

UNIVERSIDAD NACIONAL DE TUCUMAN



TESIS DOCTORAL

Modelado del canal de propagación de un Radar Sobre Horizonte

Autor: Zenon Saavedra

Director: Dra. Ana Georgina Elias

Co-Director: Dr. Ing. Luis Alberto Scida

Tesis para completar los requisitos necesarios para el grado de Doctor en Ciencias Exactas e Ingeniería.

Fecha: Agosto de 2020

Agradecimientos

A Dios.

A mi Familia.

A mis Directores.

Contenido

Resumen	i
Organización de la Tesis	iii
Capítulo 1: Radar	1
1.1. Funciones básicas de un Radar	1
1.2. Ecuación de Radar	3
1.3. Radar Sobre Horizonte	4
1.3.a. Ecuación de Radar OTH	6
1.4. Modelo OTHR	7
1.4.a. Modelo Radar	7
Capítulo 2: Propagación	9
2.1. Trazado de rayos	9
2.1.b. Elección de la función H	11
2.2. Ionosfera Terrestre	13
2.3. Modelo de propagación	15
Capítulo 3: Señal Útil	20
3.1. Sección Transversal del Radar	20
3.1.b. Factores que afectan la RCS	22
3.1.c. Métodos de predicción de RCS	22
3.2. Modelo de objetivo	25
3.2.a. Sistema de coordenadas esféricas	27
3.3. Variabilidad de RCS	31
Capítulo 4: Señales de Interferencia	35
4.1. Señal de Clutter	35
4.1.a. Tipos de clutter	36
4.2. Clutter de Mar	38
4.3. Parámetros del clutter de mar	39
4.3.a. Celda de Resolución	39
4.3.b. Coeficiente de dispersión	40
4.3.c. Estado del mar	41
4.3.d. Fenómeno de dispersión de Bragg	42
4.4. Variabilidad del Clutter	44
4.5. Modelo de Clutter	45
4.6. Ruido	46
4.7. Tipos de Ruido	48

4.7.a. Ruido atmosférico	48
4.7.b. Ruido Galáctico	49
4.7.c. Intencionales	50
4.7.d. No intencional	50
4.8. Modelo de Ruido	51
4.8.a. Valor promedio de ruido	51
4.8.b. Aleatoriedad del ruido	53
Capítulo 5: Atenuación	55
5.1. Atenuación Geométrica	55
5.2. Atenuación por absorción	56
5.2.a. Absorción sin desviación	57
5.2.b. Absorción con desviación	59
5.3. Atenuación del sistema	59
5.4. Modelo de Atenuación	60
Capítulo 6: Generación de Señal	61
6.1. Proceso de búsqueda	61
6.2. Radar Pulsado-Coherente	62
6.3. Señal Transmitida	65
6.4. Señal Recibida	65
6.5. Modelo de Generación de Señales	66
6.5.a. Señal Transmitida	66
6.5.b. Señal recibida	67
Capítulo 7: Procesamiento de Señal	69
7.1. Radar Pulsado Modulado	70
7.2. Función de Ambigüedad	71
7.3. Cadena de procesamiento	73
7.3.a. Código Modulador	73
7.3.b. Adquisición y Almacenamiento de señales	75
7.3.c. Filtro Adaptado	76
7.3.d. Espectro Rango-Doppler	78
7.3.e. Función Ventana	80
7.3.f. FFT (integración Coherente)	81
7.3.g. Mapa de Clutter	82
7.3.h. Detector Adaptivo	83

7.4. Modelo de Procesamiento	85
Capítulo 8: Modelo OTHR	86
8.1. Definición de las Área de Búsqueda	87
8.1.a. Área DIR	87
8.1.b. Área de Celda de Resolución	88
8.1.c. Valores de (φ, θ, f)	89
8.2. Radar	90
8.3. Escenario de Búsqueda	91
8.4. Generación de señales	96
8.5. Procesamiento Digital	100
8.6. Supuestos	105
Capítulo 9: Resultados	107
9.1. Ejemplo de simulación	107
9.2. Conclusión	113
Conclusiones	115
Referencias Bibliográficas	119
Trabajos Publicados	129

Resumen

Esta tesis aborda el diseño y desarrollo de un modelo de simulación como una contribución al conocimiento, proporcionando un escenario a especialistas o investigadores dedicados al diseño y desarrollo de diferentes métodos de detección por ondas de radio, los denominados Radar Sobre Horizonte (OTHR). Además permite facilitar la toma de decisiones en lo referido a la operación y funcionamiento de un sistema OTHR por onda de cielo, operativo.

Un OTHR es un tipo de radar con capacidad de detectar un objetivo más allá de la línea del horizonte visual. Los OTHR básicamente son sistemas de detección por ondas de radio en bandas de alta frecuencia (HF) y pueden funcionar con ondas de superficie o de cielo, dependiendo de características inherentes a su diseño.

El modelo desarrollado a lo largo de esta tesis se integra de cuatro secciones: un modelo de radar, un modelo del proceso transmisión y recepción, un modelo de generación de series temporales y finalmente un modelo de detección de objetivos. El modelo propuesto permite replicar diferentes escenarios de búsqueda, con lo cual el primer paso es modelar el proceso de propagación de una onda electromagnética dentro de la ionosfera terrestre, contemplando los fenómenos más destacables. Para este propósito se utiliza un modelo de propagación de trazado de rayos junto con un modelo de la ionosfera. Por otro lado, el funcionamiento de un radar se basa en la medición del tiempo de propagación viaje de la onda que se transmite, es dispersada y/o reflejada luego por el objetivo de interés y finalmente es recepcionada por el radar. En un radar no toda la energía de las ondas transmitidas es reflejada por el objetivo de interés, en cambio la mayor parte de ella es reflejada por el medio que rodea al objetivo. También se evalúa cuantitativamente el ruido ambiente el cual afecta a la señal durante su propagación. Todo esto hace necesario la incorporación de un modelo para el objetivo de interés, para el medio que rodea al mismo como así también para del ruido. De los modelos descriptos hasta el momento y junto a parámetros propios del radar, se obtienen valores de potencia de señal útil, potencia de ruido, potencia de clutter, corrimiento en frecuencia y fase, entre otros.

Resumen

A partir de los mencionados parámetros se incorpora un modelo de generación de series temporales que permita sintetizar las señales recibidas por el OTHR y finalmente un modelo de detección que incorpora un procesamiento digital de señales con la finalidad de lograr la detección del objetivo de interés y brindar información sobre su rango y velocidad.

En síntesis, a partir del modelo propuesto es posible la simulación de un sistema OTHR, considerando sus principales parámetros, con el cual se pueden realizar propuestas de mejora al desempeño de los sistemas OTHR operativos actualmente. Por otro lado, algunos de los principales aspectos en los cuales se destaca el modelo desarrollado, es su capacidad para simular diferentes escenarios, los cuales pueden resultar por ejemplo al modificar el tipo de objetivo a través de la ubicación geográfica del radar, área de vigilancia, retardo, sección eficaz del radar y condiciones de ruido y clutter, ofreciendo una herramienta rápida y una forma simple para evaluar la sensibilidad del sistema de radar a los parámetros de entrada en su respectivo rango de variación.

Además de la posibilidad de modificar el transmisor y los escenarios de búsqueda, la posibilidad de aplicar procesamiento digital de señales, con la finalidad de detectar al objetivo, brinda la oportunidad del uso de señales con Modulación Codificada, la cual, a pesar de ser una técnica ampliamente utilizada en otras tecnologías de radar, en OTHR no es de uso común, frente a lo común que es la Modulación Lineal de Frecuencia, en donde la primera, tiene ciertas ventajas frente a la segunda.

Por último, se concluye que el modelo propuesto es de gran utilidad para proyectos de investigación y desarrollo de un OTHR, ya que brinda una gran fuente de datos de acceso libre, siendo esto de gran ayuda debido a la dificultad de contar con datos reales de un OTHR de acceso libre, y su capacidad lo hace aplicable en la calibración y toma de decisiones en un sistema OTHR operativo.

Organización de la Tesis

A lo largo de esta tesis se presentan fundamentos teóricos sobre radares, propagaciones ionosféricas y procesamiento de señales, que son los pilares para el diseño de un modelo de un sistema de Radar Sobre Horizonte por Onda de Cielo. A continuación se describe brevemente los temas abordados en cada capítulo:

Capítulo 1. *Radar*: principio de funcionamiento de un Radar, y definición de sus principales parámetros.

Capítulo 2. *Propagación*: modelo de propagación de la onda electromagnética en la ionosfera terrestre.

Capítulo 3. *Señal Útil*: modelo utilizado para el objetivo a detectar por el Radar.

Capítulo 4. *Señal no Deseada*: modelo mediante el cual se modela al clutter y ruido presente.

Capítulo 5. *Atenuación*: modelo de la atenuación presente durante la propagación de la onda en la ionosfera.

Capítulo 6. *Generación de Señal*: modelo utilizado para generar todas las señales presentes desde a transmisión hasta la recepción.

Capítulo 7. *Procesamiento de Digital*: cadena de procesamiento digital utilizada, con la finalidad de detectar la presencia de objetivo.

Capítulo 8. *Modelo OTHR*: forma integral del modelo OTHR propuesto, el cual tiene como base los modelos presentados en capítulos anteriores.

Capítulo 9. *Resultados*: ejemplo de simulación, el cual contempla desde la planificación del área de búsqueda hasta la detección del objetivo

Conclusiones: principales conclusiones arribadas durante el desarrollo de esta tesis.

Trabajos Publicados: trabajos publicados de mayor relevancia durante el desarrollo de esta tesis.

Radar.

Capítulo 1: Radar.

La palabra radar surge del acrónimo Radio Detection and Ranging, y su funcionamiento se basa en la medición del tiempo de viaje de la onda electromagnética, que se transmite, que luego de dispersada y/o reflejada por el objetivo de interés y es recepcionada por el receptor del radar, como se ilustra en la Figura. 1-1. El desempeño de un radar depende en gran medida de las características del objetivo, del estado del entorno de búsqueda en el cual se encuentra inmerso el objetivo, de los fenómenos que afectan la señal a lo largo del canal de propagación y de características propias del sistema transmisor y receptor (Skolnik, 2008).

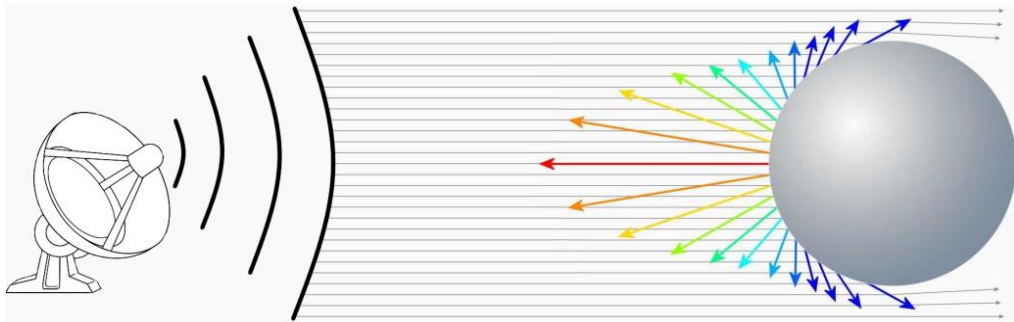


Figura. 1-1: Esquema simplificado de la operación de un radar.

Los radares se diseñan para detectar, localizar, caracterizar, y en algunos casos, rastrear y seguir objetivos de interés. Las aplicaciones de radares son muy diversas. Por ejemplo, se usan en aeronaves, satélites, navíos, vehículos terrestres, para aplicaciones geofísicas, meteorología, entre otras aplicaciones. Y sus funciones pueden incluir detectar objetivos móviles o no, realizar el seguimiento por ejemplo de aeronaves, misiles, personas, u otros objetos. De lo anterior se observa que hay una amplia variedad de plataformas de emplazamiento, tarea y objetivos a detectar.

1.1. Funciones básicas de un Radar

En la mayoría de los casos, las funciones requeridas por un sistema radar pueden clasificarse en detección, rastreo y visualización (Richards, 2005), en donde cada eco recepcionado, puede corresponder a uno de los siguientes casos:

- El eco corresponde a una reflexión en el objetivo de interés.

Radar.

- Corresponde a energía dispersada por otro objeto que circunda al objetivo, normalmente llamado clutter.
- Se recibe una señal de interferencia proveniente de otros sistemas que generan ondas de radio.
- La energía recibida es originada por ruido ambiente o producido por el hombre.

Lo más probable en un ambiente real es obtener un eco producto de la combinación de algunos de estos casos o incluso de todos ellos.

A continuación, se explica en que consiste cada una de las tareas posibles a realizar por un radar.

Detección: Es la principal funcionalidad y refiere a la capacidad del equipo de discriminar si la señal de radio reflejada (el eco) por un determinado objeto corresponde a un objetivo. Realizar esta tarea significa discriminar a cuál de las situaciones mencionadas anteriormente corresponde una determinada señal recepcionada en el radar.

Una vez detectado el objetivo, es preciso obtener información asociada a este. Para ello, el radar debe realizar operaciones adicionales para realizar mediciones de diferentes parámetros del objetivo como por ejemplo distancia o rango, velocidad del objetivo, sección transversal del objetivo, entre otros (Barton y Leonov, 1997).

Rastreo: Muchos de los sistemas de radares, deben ser capaces de rastrear el objetivo, analizando su posicionamiento en diferentes estados de tiempo. Un ejemplo es el radar para control de tráfico marítimo como así también el aéreo. En cualquier caso, el principal parámetro a estimar es el rango que significa establecer a qué distancia se encuentra un objeto del sistema de radar.

Imagen: La detección y rastreo de objetivos por parte de un equipo radar son las funciones más conocidas. Sin embargo, actualmente los radares están siendo utilizados también para generar imágenes bidimensionales de algún área. En general estas imágenes son utilizadas para vigilancia, análisis de topología geográfica, análisis de terreno, etc. La importancia de estas imágenes radica en la capacidad de los radares de “ver” a través de nubes, precipitaciones y otros eventos meteorológicos

Radar.

cuando se utilizan frecuencias de microondas (Richards, 2005). Un ejemplo son los Radares de Apertura Sintética instalados en satélites.

Identificación: Adicionalmente puede ser necesario contar con la funcionalidad denominada “reconocimiento e identificación” que consiste en poder clasificar los diferentes tipos de objetivos que están siendo detectados e incluso discriminar aquellos que sean de mayor interés (Barton y Leonov, 1997). Un ejemplo de esto son los radares secundarios emplazados en los aeropuertos.

1.2. Ecuación de Radar

La denominada ecuación de radar (Skolnik, 2001; Eaves y Reedy, 2012) es un modelo determinístico que permite relacionar la energía de un eco recepcionado con la energía transmitida en términos de un número de parámetros. Esta relación sirve para estimar el rango de un radar en función a las características del objetivo y es útil como guía en el diseño y análisis de sistemas radares. Este modelo se basa en la ecuación diseñada por Harald Friis en 1954 (Friis, 1954) para establecer la relación entre potencias y distancias en un enlace de radio.

Para desarrollar la ecuación del radar de un sistema que trabaja por línea de vista, lo cual implica que la onda electromagnética puede propagarse en una línea recta entre el radar y el objetivo, se considera primero una antena isotrópica que irradia la energía uniformemente en todas direcciones con una potencia P_T . Esta potencia transmitida se distribuye, a medida que se aleja del radar a la velocidad de la luz, formando una esfera de energía de radio R que es el rango. La densidad de potencia S_T (potencia por unidad de área) es la potencia transmitida P_T dividida entre el área de la superficie esférica de radio R .

$$S_T = \frac{P_T}{4\pi R^2} \quad [1.1]$$

Si se considera que se utiliza una antena con una ganancia de potencia G_T , la energía puede concentrarse en un área menor y así aumentar la densidad de potencia en el área de interés. La densidad de potencia S'_T transmitida por un radiador direccional (no isotrópico) es.

$$S'_T = S_T \cdot G_T = \frac{P_T}{4\pi R^2} \cdot G_T \quad [1.2]$$

Radar.

Esta es la densidad de potencia incidente sobre el objetivo si este está alineado con el lóbulo principal de la antena.

Cuando una onda electromagnética de densidad de potencia S'_T incide sobre un único objetivo dispersor discreto, a un rango R , el porcentaje de energía incidente que será dispersada, absorbida y reflejada por el objetivo es definida por la Sección Transversal del Radar (σ) (Richards, 2005; Skolnik, 2008). La potencia retornada o re-dispersada por el objetivo es.

$$P_R = S'_T \cdot \sigma = \left(\frac{P_T \cdot G_T}{4\pi R^2} \right) \cdot \sigma \quad [1.3]$$

La densidad de potencia de esta dispersión sobre el objetivo, que retorna desde un rango R se puede encontrar dividiendo la potencia P_R por el área de superficie de la esfera de radio R , obteniéndose así la densidad de potencia de la dispersión de retorno hacia el receptor del radar.

$$S_R = P_R \cdot \frac{1}{4\pi R^2} = \left(\frac{P_T \cdot G_T \cdot \sigma}{4\pi R^2} \right) \cdot \frac{1}{4\pi R^2} \quad [1.4]$$

Si el área de apertura eficaz de la antena del radar es A_e , el total de potencia recibida en la antena será.

$$P_R = S_R \cdot A_e = \left(\frac{P_T \cdot G_T \cdot \sigma}{(4\pi)^2 R^4} \right) \cdot A_e \quad [1.5]$$

Se puede probar que la apertura eficaz de una antena está relacionada con su ganancia y la longitud de onda, por medio $A_e = \lambda^2 G / 4\pi$ (Kraus y Maarhefka, 2001, Richards, 2005). Entonces.

$$P_R = S_R \cdot \frac{\lambda^2 G_R}{4\pi} = \frac{P_T \cdot G_T \cdot \sigma \cdot G_R \cdot \lambda^2}{(4\pi)^3 R^4} \quad [1.6]$$

Esta ecuación describe la potencia ideal que se obtendría en el receptor en un radar ideal en el espacio libre y sin usar ninguna técnica para mejorar la sensibilidad del equipo.

Al considerar factores de “perdida” y de “ganancia”, estos pueden ser agregados al modelo por medio L_{Total} que considere todos estos factores. Agregando estos factores, la ecuación de radar queda expresada finalmente como:

$$P_R = \frac{P_T \cdot G_T \cdot \sigma \cdot G_R \cdot \lambda^2}{(4\pi)^3 R^4} \cdot \frac{1}{L_{Total}} \quad [1.7]$$

Radar.

Esta es la ecuación del radar y relaciona la potencia del eco y parámetros del objetivo tales como la potencia transmitida, la frecuencia de operación, la ganancia de la antena, la sección transversal del radar y el rango.

1.3. Radar Sobre Horizonte.

Un Radar Sobre Horizonte (acrónimo del inglés Over The Horizon Radar, OTHR), particularmente un OTHR por Onda de Cielo es un tipo de radar el cual tiene la característica de poder detectar objetivos ubicados más allá del horizonte visible, utilizando la ionosfera terrestre como elemento reflector, como se ilustra en Figura. 1-2.

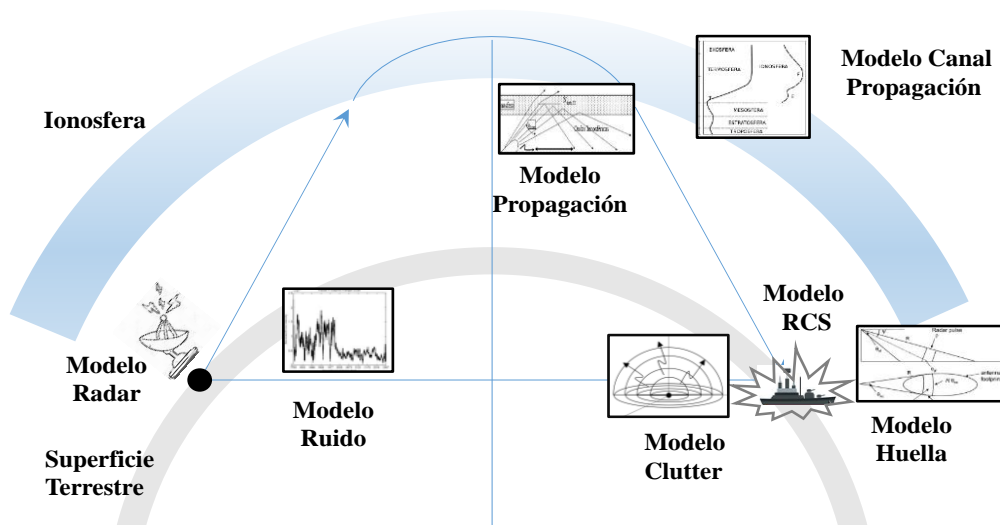


Figura. 1-2: Principio de funcionamiento de un sistema de Radar Sobre Horizonte por onda de cielo.

El modelo propuesto considera un sistema OTH que hace uso de una única reflexión en la ionósfera, lo cual lo convierte en un sistema single-hop y lo diferencia de los multi-hop. Un radar OTH es utilizado principalmente como un sistema de detección temprana capaz de detectar aeronaves, misiles de largo alcance y embarcaciones. Si bien las especificaciones de estos radares no permiten tener una buena resolución, lo cual le impide llevar a cabo una detección exacta de la ubicación, la capacidad de detectar objetivos a distancias lejanas lo vuelve un sistema de detección tan atractivo (Skolnik, 2008; Zolesi, 2014).

El área de búsqueda total de este tipo de radares se encuentra entre 6 y 12 millones de km^2 . En el proceso de búsqueda el sistema transmisor divide esta área total en regiones más pequeñas denominadas Región de Celdas Iluminadas (DIR) que toman

Radar.

valores cercanos a los 200 mil km². Por lo cual, para cubrir el área total de búsqueda, el transmisor debe recorrer de forma individual un número finito de regiones DIR. En cuanto al receptor, el cual opera de forma independiente, tiene un área bajo análisis que es solo una porción de la región DIR, llamada celda de resolución, alcanzando dimensiones de 1500 km² (Fabrizio, 2013, entre otros).

Los OTHR tienen su frecuencia de operación en la banda de HF, la cual contempla frecuencias que van aproximadamente entre los 3 MHz y 30 MHz. La selección de la frecuencia es un factor crítico en el desempeño del sistema ya que para poder aprovechar la ionósfera como un elemento reflector es necesario incidir sobre esta con una frecuencia determinada. Si bien el ángulo de incidencia también resulta ser un elemento importante, si se mantiene este fijo, se observa que haciendo un barrido de frecuencias la ionósfera se comporta como un elemento reflector a distintas altitudes, pero a partir de un determinado valor de frecuencias la onda electromagnética se refracta y se propaga hacia el espacio (Zolesi, 2014). Se destaca que la ionósfera es un medio que cambia sus propiedades de acuerdo a su ionización, la cual se encuentra en constante variación a lo largo del día. Es por esto que para seleccionar la frecuencia de operación se necesita conocer el estado de la ionósfera al momento de transmitir, de este modo es necesario aplicar modelos predictivos del canal de propagación.

1.3.a. Ecuación de Radar OTH

De igual manera como se describió en secciones anteriormente la ecuación de radar de un sistema que trabaja por línea de vista, una forma comúnmente adoptada de la ecuación de radar OTH para un sistema monostático (o cuasimonostático), se describe en Skolnik (2008), a partir de la cual la potencia recibida desde un objetivo ubicado más allá del horizonte visible del radar será.

$$P_R = \frac{P_T \cdot G_T \cdot A_e \cdot \sigma}{(4\pi)^2 R^4 \cdot L_{Total}} = \frac{P_T \cdot G_T \cdot G_R \cdot \lambda^2 \cdot \sigma}{(4\pi)^3 R^4 \cdot L_{Total}} \quad [1.8].$$

En donde P_T : es la potencia transmitida, G_T es la ganancia de antena de transmisión, G_R es la ganancia de la antena de recepción, R rango, λ es la longitud de onda de la onda electromagnética, σ es la sección transversal de radar del objetivo, L atenuación presente durante la propagación, en el camino de ida como en el vuelta.

Radar.

Se observa que la ecuación de radar OTH tiene una forma matemática similar a la ecuación de radar descripta anteriormente. Sin embargo, surgen diferencias significativas entre los dos tipos de sistemas de radar cuando se profundiza en el significado detallado y las implicaciones cuantitativas de los términos individuales.

En los siguientes capítulos se discute cada término de la Ecuación [1.8], para resaltar aún más las diferencias esenciales entre los sistemas de radar OTH y microondas.

1.4. Modelo OTHR

El modelo propuesto se compone de cuatro secciones a saber: Radar, Escenario de Búsqueda, Generación de Señales y Procesamiento Digital, los cuales se observan en la Figura. 1-3

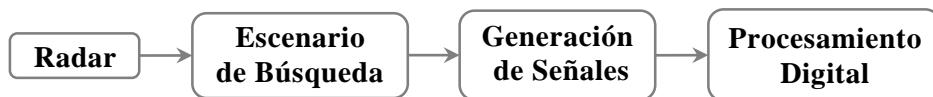


Figura. 1-3: Diagrama de bloques simplificado del modelo OTHR.

En los siguientes capítulos se describen cada uno de estas secciones, A continuación, se describe la primera etapa del modelo OTHR, el Radar.

1.4.a. Parámetros de Modelo Radar.

Son los parámetros de configuración del radar los cuales definen el rendimiento del sistema OTH, que permitirá determinar la presencia o no de un objetivo dentro de un área de búsqueda. En el modelo propuesto los parámetros referidos al hardware o software del OTHR, que se considera dentro del bloque Transmisor son: ubicación geográfica, potencia transmitida, ganancia de las antenas transmisión y recepción, ángulo de acimut y elevación, frecuencia de trabajo, tipo de polarización, modulación, duración de las ventanas de transmisión y recepción (al tratarse de un sistema pulsado). En la Figura. 1-4 se observa un diagrama de bloques simplificado de este modelo.

Ubicación geográfica: define los valores de latitud, longitud y altitud de la ubicación geográfica del radar.

Potencia de portadora: Nivel de potencia de la onda portadora a transmitir.

Radar.

Ganancia de antenas: Ganancia de las antenas de transmisión y recepción.

Polarización: Polarización de la señal a transmitir.

Angulo de elevación y acimut: definen la orientación del lóbulo principal de las antenas de transmisión y recepción.

Frecuencia de trabajo: Frecuencia de portadora de la onda a transmitir.

Tipo de modulación: Modulación de la onda a transmitir.

Ventanas de transmisión y recepción: Al tratarse un radar pulsado, se definen dos intervalos de tiempo, también denominados ventanas de tiempo, una de transmisión y otra de recepción.

Estos parámetros deberán ser modificados en función del tipo de escenario de búsqueda en cuestión, con la finalidad de determinar la presencia o no de un objetivo dentro de un área de búsqueda.

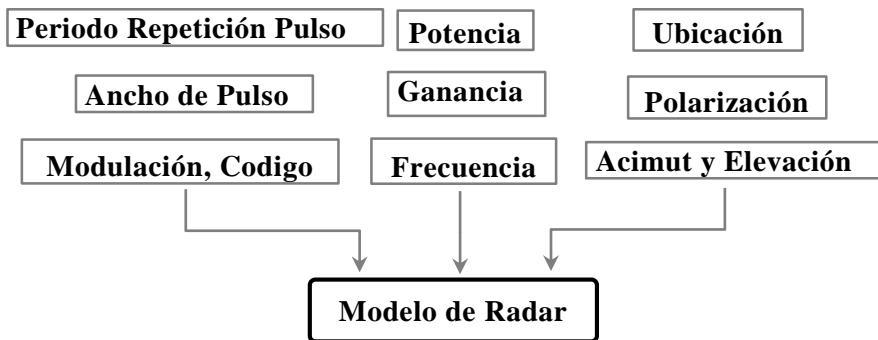


Figura. 1-4: Diagrama bloques del bloque Generación de señal de transmisión.

Capítulo 2: Propagación

En un OTHR por onda de cielo, se utiliza la ionosfera terrestre, como reflector de la onda que se propaga, para alcanzar objetivos más allá del horizonte visible. A causa de la propagación, la onda electromagnética sufre modificaciones en amplitud, frecuencia y fase, además la misma es contaminada con señales no deseadas (Davies, 1965; Skolnik, 2008, entre otros).

Por otro lado, es necesario poder predecir cuál será la trayectoria de la onda electromagnética dentro de su medio de propagación en este caso la ionosfera terrestre, con lo cual se hace necesario la incorporación de un modelo de trazado de rayos. Además, al tener como medio de propagación a la ionosfera terrestre, es evidente la inclusión de un modelo de la misma.

2.1. Trazado de rayos

El trazado de rayos (RT por sus siglas en inglés Ray Tracing) permite calcular y determinar el camino de propagación de las ondas electromagnéticas dentro de un medio (Zolesi y Cander, 2014). El modelo propuesto se basa en la resolución de las ecuaciones de Hamilton (Coleman, 1998; Nickish, 2008), con las cuales se determina el camino de propagación seguido por ondas electromagnéticas.

La función $H(\vec{q}_i, \vec{p}_i; \tau)$ llamada el Hamiltoniano, depende de la posición \vec{q}_i y una nueva variable \vec{p}_i , denominada momento conjugado. H es una función escalar a partir de la cual pueden obtenerse las ecuaciones de movimiento de un sistema mecánico clásico. Usualmente el Hamiltoniano es una pareja de ecuaciones diferenciales vectoriales en función de variables de posición y sus momentos conjugados, las que se observan en las Ecuaciones [2.1] y [2.2].

$$\frac{d\vec{q}_i}{d\tau} = \frac{\partial H(q_i, p_i)}{\partial \vec{p}_i} \quad [2.1].$$

$$\frac{d\vec{p}_i}{d\tau} = -\frac{\partial H(q_i, p_i)}{\partial \vec{q}_i} \quad [2.2].$$

En donde dada la función Hamiltoniana $H(\vec{q}_i, \vec{p}_i; \tau)$, la ecuaciones de Hamilton determinan la evolución infinitesimal del vector de posición \vec{q} y del vector de momento \vec{p} , referidos a un parámetro independiente τ . Los vectores \vec{q} y \vec{p} relacionados por las ecuaciones de Hamilton son conjugados canónicos.

Propagación

La solución de las ecuaciones permite determinar $\vec{q} = f(\vec{q}_0, \vec{p}_0; \tau)$ y $\vec{p} = f(\vec{q}_0, \vec{p}_0; \tau)$, en donde \vec{q}_0 y \vec{p}_0 son los valores en $\tau = 0$, por otro lado \vec{q} y \vec{p} son los valores en $\tau = \tau + \Delta\tau$, bajo la evolución del sistema (Krotzsch y Wolf, 1991).

Se plantean las ecuaciones de Hamilton en cuatro dimensiones, tres espaciales y una temporal (Jones y Stephenson, 1975).

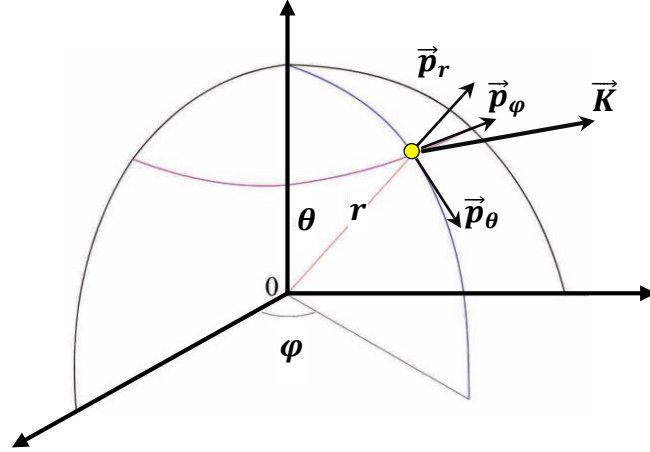


Figura. 2-1: Sistema de Coordenadas Esféricas, junto con la definición del vector posición $\vec{q} = (r, \theta, \varphi)$ y el vector momento o vector dirección $\vec{K} = (\vec{p}_r, \vec{p}_\theta, \vec{p}_\varphi)$, en este sistema coordenado.

A partir de las ecuaciones de Hamilton se define el siguiente sistema de ecuaciones en coordenadas esféricas (Ver Figura. 2-1), siendo este sistema el más apropiadas en este caso.

$$\frac{dr}{d\tau} = \frac{\partial H}{\partial p_r} \quad [2.3].$$

$$\frac{d\theta}{d\tau} = \frac{1}{r} \frac{\partial H}{\partial p_\theta} \quad [2.4].$$

$$\frac{d\varphi}{d\tau} = \frac{1}{r \sin \theta} \frac{\partial H}{\partial p_\varphi} \quad [2.5].$$

$$\frac{dt}{d\tau} = - \frac{\partial H}{\partial \omega} \quad [2.6].$$

$$\frac{dp_r}{d\tau} = - \frac{\partial H}{\partial r} + p_\theta \frac{d\theta}{d\tau} + p_\varphi \sin \theta \frac{d\varphi}{d\tau} \quad [2.7].$$

$$\frac{dp_\varphi}{d\tau} = \frac{1}{r \sin \theta} \left(- \frac{\partial H}{\partial \varphi} - p_\theta \sin \theta \frac{dr}{d\tau} - r p_\theta \cos \theta \frac{d\theta}{d\tau} \right) \quad [2.8].$$

$$\frac{dp_\theta}{d\tau} = \frac{1}{r} \left(-\frac{\partial H}{\partial \theta} - p_\theta \frac{dr}{d\tau} + p_\theta r \cos \theta \frac{d\varphi}{d\tau} \right) \quad [2.9].$$

$$\frac{d\omega}{d\tau} = \frac{\partial H}{\partial t} \quad [2.10].$$

En donde (r, φ, θ) son las coordenadas esféricas de la posición a largo de la trayectoria seguida por la onda, $(p_r, p_\varphi, p_\theta)$, son las componentes del vector de propagación, ω es la frecuencia angular de la onda electromagnética, τ es el parámetro cuyo valor depende de la elección de la función Hamiltoniana H . El parámetro τ se incrementa de forma monótona a lo largo del camino de propagación (Jones y Stephenson, 1975).

2.1.b. Elección de la función H

Se define como función Hamiltoniana (H), a la siguiente función:

$$H(r, \varphi, \theta, t, p_r, p_\varphi, p_\theta, \omega) = \frac{c}{\omega} \frac{\sqrt{(p_r^2 + p_\varphi^2 + p_\theta^2)}}{n(r, \varphi, \theta, t, p_r, p_\varphi, p_\theta, \omega)} = 1 \quad [2.11].$$

En donde n es el índice de refracción del medio (la ionosfera terrestre en este caso), el cual se considera como una superficie, definida por una serie de parámetros que determinan su valor en distintas coordenadas.

El índice de refracción, se define como $n = \mu \pm j\chi$, en donde es posible trabajar con la parte real o imaginaria de forma independiente, en la mayoría de los casos solo se considera la parte real (Jones y Stephenson, 1975).

Por otro lado, cuando la longitud de onda de la señal es relativamente más pequeña comparada con la escala espacial en la cual la onda es absorbida, en este caso la parte imaginaria de H no afecta las variables independientes en las ecuaciones de Hamilton. Entonces, la Ecuación [2.11], la cual a excepción de errores en la integración numérica de la variable independiente es equivalente a la Ecuación [2.12] (Haselgrove, 1955).

$$H = \text{real} \left\{ \frac{1}{2} \left[\frac{c^2}{\omega^2} (p_r^2 + p_\varphi^2 + p_\theta^2) - n^2 \right] \right\} \quad [2.12].$$

Es posible tratar la parte real o imaginaria de forma independiente, pero cuando la longitud de onda es relativamente pequeña en comparación con la escala espacial

Propagación

en la que se absorbe la onda, la parte imaginaria de H no afecta las variables dependientes en el sistema de Ecuaciones [2.1] y [2.2]. La anterior condición se presenta en la mayoría de modelos de propagación ionosférica en la banda HF, con lo cual es posible tener en cuenta solo la parte real del índice de refracción n y de forma similar el Hamiltoniano H (Bianchi et al., 2010).

Finalmente, en este sistema tiene ocho ecuaciones con ocho variables independientes $(r, \varphi, \theta, t, p_r, p_\varphi, p_\theta, \omega)$ que asumen determinados valores para un cierto τ que satisfaga el sistema. El parámetro τ es incrementado monotonícamente paso a paso, con un punto de inicio en la posición en donde se inicia la propagación y luego es incrementado.

Al aplicar las operaciones de derivadas parciales sobre H , se obtiene.

$$\frac{\partial H}{\partial r} = -n \frac{\partial n}{\partial r} \quad [2.13] .$$

$$\frac{\partial H}{\partial \theta} = -n \frac{\partial n}{\partial \theta} \quad [2.14] .$$

$$\frac{\partial H}{\partial \varphi} = -n \frac{\partial n}{\partial \varphi} \quad [2.15] .$$

$$\frac{\partial H}{\partial t} = -n \frac{\partial n}{\partial t} \quad [2.16] .$$

$$\frac{\partial H}{\partial p_r} = \frac{c^2}{\omega^2} p_r - \frac{c}{\omega} n \frac{\partial n}{\partial V_r} \quad [2.17] .$$

$$\frac{\partial H}{\partial p_\theta} = \frac{c^2}{\omega^2} p_\theta - \frac{c}{\omega} n \frac{\partial n}{\partial V_\theta} \quad [2.18] .$$

$$\frac{\partial H}{\partial p_\varphi} = \frac{c^2}{\omega^2} p_\varphi - \frac{c}{\omega} n \frac{\partial n}{\partial V_\varphi} \quad [2.19] .$$

$$\frac{\partial H}{\partial \omega} = -n \frac{n'}{\omega} \quad [2.20] .$$

$$\vec{p} \frac{\partial H}{\partial \vec{p}} = p_r \frac{\partial H}{\partial p_r} + p_\theta \frac{\partial H}{\partial p_\theta} + p_\varphi \frac{\partial H}{\partial p_\varphi} \quad [2.21] .$$

Además, se tiene.

$$n' = n + f \frac{dn}{df} = n + \omega \frac{dn}{d\omega} \quad [2.22].$$

$$Re(n^2) = V_r^2 + V_\theta^2 + V_\varphi^2 \quad [2.23].$$

Siendo n' el índice de reflexión de grupo y $(V_r, V_\varphi, V_\theta)$ son las componentes de la dirección normal de la onda en las direcciones (r, φ, θ) .

El índice de refracción se define según la fórmula de Appleton–Hartree (Davis, 1965).

$$n^2 = 1 - \frac{X}{1 - jZ - \frac{Y_T^2}{2(1 - X - jZ)} \pm \sqrt{\frac{Y_T^4}{4(1 - X - jZ)^2} + Y_L^2}} \quad [2.24].$$

En la implementación del modelo se despreciaron los términos de las componentes transversal y longitudinal del campo magnético terrestre Y_T e Y_L , como así también el efecto de las colisiones Z obteniéndose finalmente como índice de refracción.

$$n^2 = 1 - X^2 = 1 - \frac{f_N^2}{f^2} \quad [2.25].$$

2.2. Ionosfera Terrestre

Se puede definir a la ionósfera como la parte de la alta atmósfera donde iones y electrones están presentes en cantidades suficientes para afectar las señales de radio que por ella se propagan. Por arriba de los 50 km, la atmósfera está parcialmente ionizada (por ejemplo: en una relación de un ión a diez millones de neutros a 100 km de altura y a un ión a mil neutros a unos 300 km de altura). Esto significa que existen iones y electrones libres, de aquí el nombre de ionósfera (Rishbet y Garriot, 1969, entre otros).

La ionósfera terrestre es un medio no homogéneo, el cual se caracteriza por presentar una distribución en altura de la densidad de electrones que varía en función de diversos parámetros (Davis, 1965).

Se utiliza como modelo de la ionosfera terrestre el modelo de Referencia Internacional de la Ionosfera (IRI - 2016) (Bilitza et al., 2012, entre otros). El modelo IRI es el resultado de los esfuerzos de la comunidad científica quienes durante los últimos 60 años trabajaron en mejorar y actualizar un modelo estándar de la ionosfera

Propagación

terrestre. Este es un modelo complejo que describe para una determinada coordenada geográfica, hora, fecha, entre muchos otros, una serie de parámetros de la ionosfera terrestre, dentro de los cuales se encuentra la densidad de electrones en el rango de 50-2000 km de altitud (Zolesi y Cander, 2014).

La versión del software IRI utilizado es la del año 2016 la cual está disponible en la página oficial de la NASA (ver <http://iri.gsfc.nasa.gov/>).

El modelo IRI se relaciona con el programa que modela el trazado de rayos por medio de sucesivas llamadas a este, con la finalidad de obtener perfiles de densidad electrónica para una determinada coordenada (latitud, longitud, altitud), todo esto se realiza en el modelo denominado Trazador de Rayo. El IRI, por medio de la lectura de un archivo .txt con 61 valores que corresponden a una serie de parámetros que definen la respuesta del mismo, como ser posición geográfica, hora, fecha, nivel de actividad solar, modelo que define el pico de densidad (URSI, CCIR), entre otros, como se describe en la Tabla 2-1.

Posición	Parámetro
1	Año
2	Fecha
3	Hora LT/UT
4	Altura
5	Opción de salida
6	Altura de TEC
7	Var. de independiente (Altitud)
8	Inicio, Paso, Final
9	Parámetros de la ionosfera
.
.
.	URSI/CCIR
58	F107D
59	PF107
60	Rz12
61	IG12

Tabla 2-1: Parámetros de configuración de entrada del modelo IRI.

El modelo IRI provee un gran número de parámetros de salida, de los cuales el necesario para el funcionamiento del modelo Trazado de Rayos es el índice de refracción, el cual se obtiene de la Ecuación [2.26], al considerar despreciable las colisiones y la ausencia del campo magnético terrestre (Davis, 1965).

$$\mu = \sqrt{1 - \frac{f_N^2}{f^2}} \quad [2.26] .$$

Donde f_N es la frecuencia característica de los estratos ionosféricos, f es la frecuencia de portadora del radar. El modelo IRI entrega el valor de la densidad electrónica n_e , utilizando la Ecuación [2.27] se obtiene el valor de f_N (Davis, 1965).

$$f_N = \sqrt{\frac{q^2}{4\pi^2 \epsilon_0 m} \cdot n_e} \quad [2.27].$$

En donde q es la carga del electrón, m es la masa del electrón y ϵ_0 es la constante dieléctrica del vacío.

2.3. Modelo de Propagación

El modelo desarrollado permite la interacción entre dos modelos anteriores, uno es el encargado de realizar el trazado de rayos de la onda electromagnética que se propaga y el otro es el encargado de modelar la ionosfera terrestre, que se describe en la Figura. 2-2.

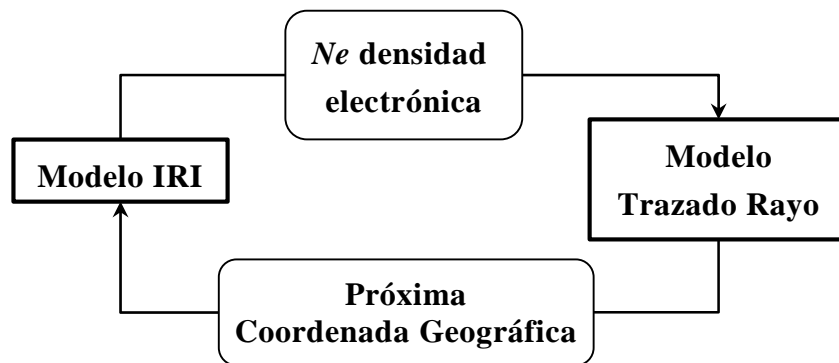


Figura. 2-2: Diagrama de bloques del modelo Propagación

El modelo de propagación por rayos, propuesto en esta tesis, se basa en una versión modificada del desarrollo de Jones y Stephenson (Jones y Stephenson, 1975).

A continuación, se describe su funcionamiento. En primera medida se trabaja con una serie de parámetros que brindan las condiciones iniciales del trazado de rayos, como se ilustra en la Tabla 2-2, los que describen una determinada posición inicial $r = (r, \varphi, \theta)$. Luego se aplica el Hamiltoniano sobre el índice de refracción ionosférico, para esas mismas coordenadas. Finalmente, por medio de la resolución numérica del sistema de ecuaciones de H , se determina la próxima posición del vector onda, esta operación se repite una y otra vez hasta alcanzar alguno de los puntos de

Propagación

salida del modelo. En la Figura. 2-3 se puede observar el diagrama de flujo de este modelo.

Pos.	Parámetro	Pos .	Parámetro
1	Rayo O/X	18	Altura del R _x
2	Radio de la Tierra	19	Máximo N° de saltos
3	Altura del T _x	20	Máx. N° pasos por salto
4	Latitud del T _x	21	Latitud del polo N
5	Longitud del T _x	22	Longitud del polo N
6	Frecuencia Fija	23	Tipo de integración numérica
7	Frecuencia Inicial	24	Máx. error en un solo paso
8	Frecuencia Final	25	Relación entre max/min error
9	Paso de Frecuencia	26	Paso del camino de grupo
10	Angulo Azimut	27	Max. Paso
11	Azimut Inicial	28	Min. Paso
12	Azimut Final	29	Factor de increm. o decrem. en paso
13	Paso de Azimut
14	Angulo de elevación
15	Elevación Inicial	41	Camino de Fase
16	Elevación Final	43	Rango oblicuo
17	Paso de Elevación	44	Altura de escala

Tabla 2-2: Parámetros de configuración del modelo Trazador de rayos

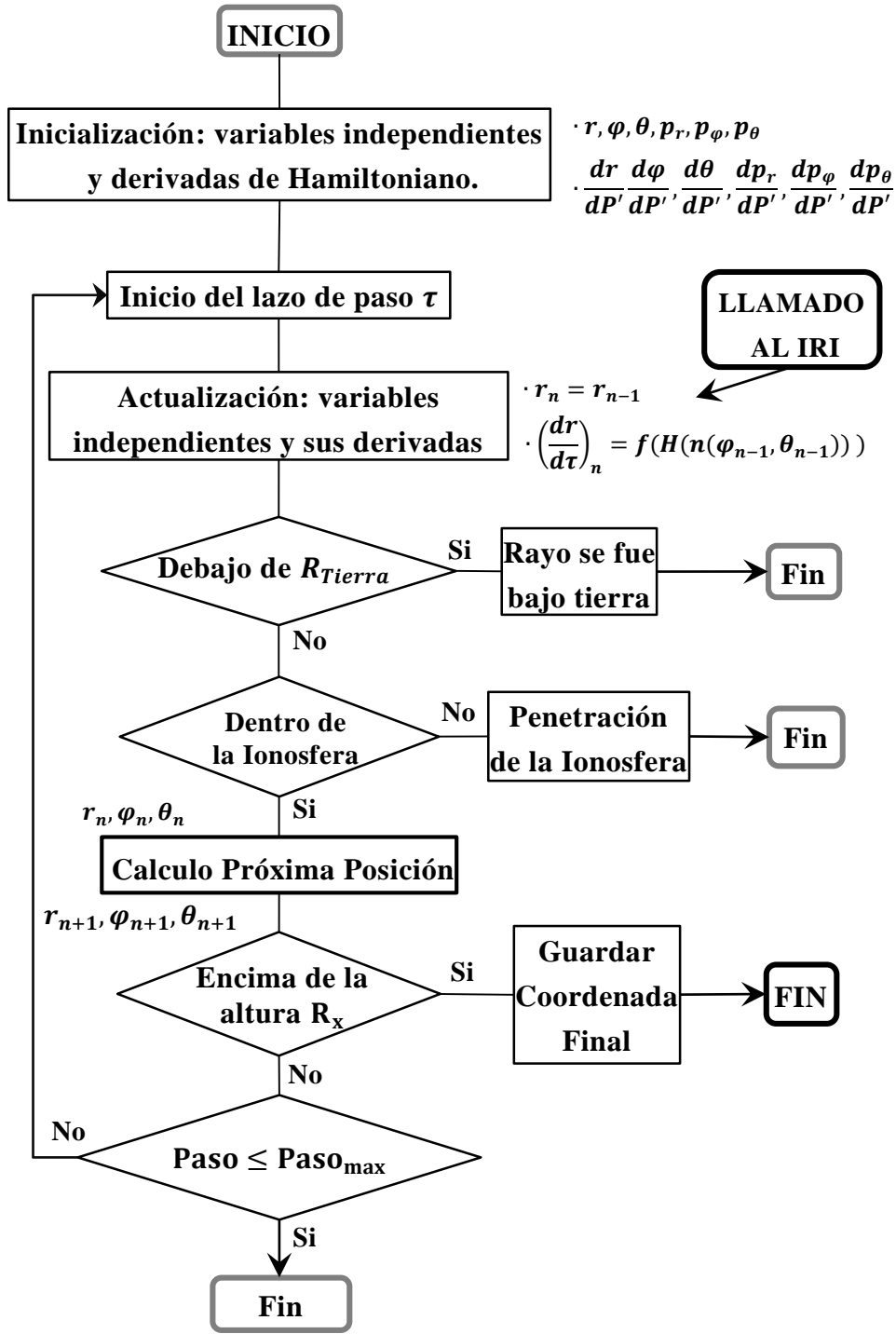


Figura. 2-3: Diagrama de Flujo del modelo de Trazado de Rayos

En el bloque en donde se actualizan los valores de las variables independientes y sus derivadas se realiza la consulta al modelo IRI para obtener el perfil de densidad electrónica n_e para los valores de $(r_i, \varphi_i, \theta_i)$ y con este finalmente se obtiene el índice de refracción $n = f(r_i, \varphi_i, \theta_i)$ de la ionosfera para esa coordenada geográfica.

Propagación

El cálculo de la nueva posición del vector onda, de la onda electromagnética, es realizado por el programa que se encuentra en el bloque Próxima Posición, el motor del mismo es la integración numérica de un sistema de ecuaciones diferenciales de primer orden de valor inicial.

A partir de definir la función del Hamiltoniano en función del índice de refracción de la ionosfera, se tiene el siguiente problema de ecuaciones diferenciales ordinarias.

$$f = H(r, \varphi, \theta, t, p_r, p_\varphi, p_\theta, \omega) \quad [2.28] .$$

$$\begin{cases} \dot{r} = f(r, P') & r(P'_0) = r_0 \\ \dot{\varphi} = f(\varphi, P') & \varphi(P'_0) = \varphi_0 \\ \dot{\theta} = f(\theta, P') & \theta(P'_0) = \theta_0 \\ \dot{p}_r = f(p_r, P') & p_r(P'_0) = p_{r_0} \\ \dot{p}_\varphi = f(p_\varphi, P') & p_\varphi(P'_0) = p_{\varphi_0} \\ \dot{p}_\theta = f(p_\theta, P') & p_\theta(P'_0) = p_{\theta_0} \end{cases} \quad [2.29] .$$

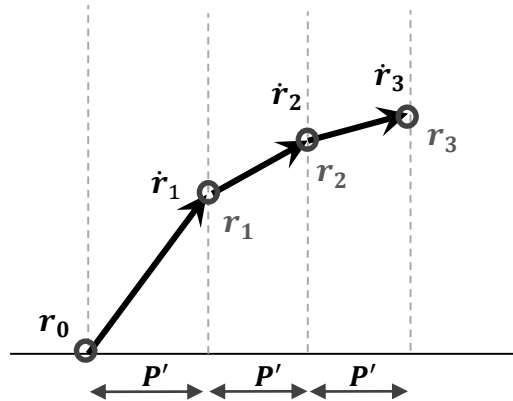


Figura. 2-4: Trazado de rayos punto a punto, .

En este sistema, las variables conocidas son, los valores iniciales $(r_0, \varphi_0, \theta_0, p_{0r}, p_{0\varphi}, p_{0\theta})$ y las primeras derivadas $(\dot{r}, \dot{\varphi}, \dot{\theta}, \dot{p}_r, \dot{p}_\varphi, \dot{p}_\theta)$ evaluadas en $P' = \tau \cdot t$ (cambio de variable), con estos datos se desea obtener el valor de $(r, \varphi, \theta, p_r, p_\varphi, p_\theta)$ en P' , con P' incrementado monótonicamente. Este proceso se repetirá una y otra vez hasta que algunas de las condiciones de salidas del modelo sean alcanzadas, como se ilustra en la Figura. 2-4. Para obtener la solución del sistema se recurre al método de integración numérica, en nuestro caso se utiliza los métodos de Runge-Kutta y Adams-Moulton de cuarto orden (Press et al., 1996).

Propagación

Finalmente, los parámetros de salida de este modelo propagación son: el camino de propagación por rayos descrito por la onda electromagnética, la coordenada geográfica de alcance, y el retardo que es el tiempo que demora la onda electromagnética en propagarse desde su emisión hasta alcanzar algunos de los puntos de salida del modelo.

Capítulo 3: Señal Útil

El eco de radar está compuesto por la suma de todas las señales que ingresan al receptor del mismo. El eco contiene la señal de interés degradada por efectos de la propagación e interferencias de varios orígenes. El eco se origina luego de producirse la dispersión de la radioseñal en el objetivo de interés y el ambiente circundante, como se ilustra en la Figura. 3-1. Surge aquí un parámetro que tiene vinculación con la geometría y material del objetivo que influye en el nivel de dispersión y se conoce como Sección Transversal de Radar del objetivo (RCS). Luego de la dispersión un gran número de ondas tomarán diferentes direcciones, algunas de ellas seguirán una trayectoria de retorno al radar. Se realiza la siguiente consideración, que el ángulo con el cual las ondas vuelven hacia el radar es el mismo con el cual se alcanzó al objetivo antes de la dispersión (Skolnik, 2008).

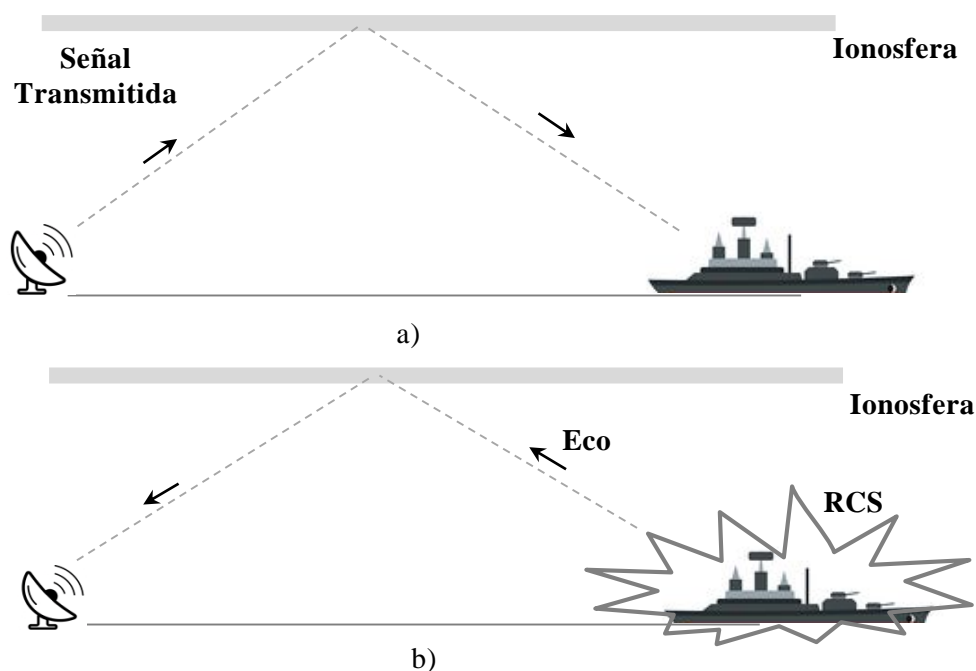


Figura. 3-1: a) Camino de propagación de ida “señal transmitida”, b) Camino de propagación de vuelta “Eco”.

3.1. Sección Transversal del Radar

La sección transversal del radar o RCS por sus siglas en inglés (Radar Cross Section), representa la capacidad del blanco de poder reemitir las ondas electromagnéticas en todas las direcciones. La sección transversal del radar (σ) dependerá de la forma,

tamaño, tipo de superficie del objetivo y por otro lado también depende de características propias de la onda electromagnética (Skolnik, 2008).

La sección transversal del radar se puede definir como.

$$\sigma(\theta_s, \varphi_s) = \lim_{R \rightarrow \infty} 4\pi R^2 \frac{|E_i(\theta_s, \varphi_s)|^2}{|E_i(\theta_i, \varphi_i)|^2} \quad [3.1] .$$

En donde E_i es el campo eléctrico incidente emitido por la antena de transmisión a distancia R , con una dirección (θ_i, φ_i) , E_s es el campo eléctrico dispersado por el objetivo a una distancia R con una dirección (θ_s, φ_s) (Knott et al., 2004). La unidad de RCS es dBms (decibeles por metros cuadrado).

La sección transversal del radar total σ_T , se obtiene de sumar todas las ondas dispersas por el objetivo en todas las direcciones, en coordenadas esféricas (ρ, θ, φ) se define como.

$$\sigma_T = \frac{1}{4\pi} \int_{\varphi_s=0}^{2\pi} \int_{\theta_s=0}^{\pi} \sigma(\theta_s, \varphi_s) \sin(\theta_s) d\theta_s d\varphi_s \quad [3.2] .$$

Al considerar que los ángulo de incidencia y dispersión en la Ecuación [3.1], son iguales $(\theta_i = \theta_s$ y $\varphi_i = \varphi_s)$ se tiene RCS mono-estática en caso contrario cuando los ángulos de incidencia y dispersión son distintos se tiene una RCS bi-estática, presentando este último una mayor complejidad (Pérez Ojeda et al., 2006; Skolnik, 2008).

La sección transversal de radar de un objeto es un valor complejo, y se encuentra conformada por dos parámetros, amplitud y fase.

$$\sigma_T = |\sigma_T| \exp(j\phi) \quad [3.3] .$$

La predicción de la sección transversal del radar es gran ayuda en el diseño y desarrollo del algoritmo de detección de objetivos. Existen dos métodos de predicción, el exacto y el aproximado. El método exacto de predicción es muy complejo, debido a la resolución de ecuaciones integro diferenciales, que describen la dispersión de ondas desde un objeto, bajo sus propias condiciones de borde, las cuales se encuentran gobernadas por las ecuaciones de Maxwell. Debido a las complicaciones presentes en el método exacto, la utilización de los métodos aproximados es una alternativa viable. A pesar de lo anteriormente expuesto hoy en día gracias al poder

de cálculo de modernas computadoras se puede optar por el método exacto (Borries, 2016; Ahamed et al., 2018).

3.1.b. Factores que afectan la RCS

La sección eficaz del objetivo depende de un gran número de factores que producen una variación en su valor (Díaz Charris, 2012). Los factores de mayor peso son:

- El material del cual está fabricado, geometría y tamaño total del objetivo.
- Las relativas posiciones del transmisor (T_X) y receptor (R_X) con respecto al objetivo.
- El tamaño relativo del objetivo con respecto a la longitud de onda de la señal de portadora del radar.
- Orientación (ángulos) de la señal que se transmite.
- Intensidad de la señal transmitida por radar.
- El ángulo con el cual la onda es reflejada por el objetivo.
- Distancia entre el radar y el objetivo.
- Polarización de la onda.

3.1.c. Métodos de predicción de RCS

Entre los métodos de predicción RCS más comunes para cualquier objetivo 3D arbitrario están los siguientes: el popular Método de Momentos (MOM), el Método de Diferencia Finita (FDM), Óptica Geométrica (GO) y Óptica Física (PO). Cada uno de ellos requiere un tiempo de ejecución computacional diferente para realizar el análisis. El MOM y el FDM son métodos exactos, que producen resultados precisos, pero son computacionalmente intensivos. GO y PO son métodos aproximados y con una complejidad computacional menor. Aunque es fácil de aplicar, GO tiene limitaciones severas, por ejemplo, en el caso de superficies planas o cilíndricas, donde simplemente no proporciona ningún resultado, por otro lado, PO es una aproximación de alta frecuencia que proporciona buenos resultados para objetivos eléctricamente grandes (en donde las dimensiones de la estructura son varias veces mayores a la longitud de onda de la onda electromagnética). (Garrido, 2000; Chatzigeorgiadis, 2004; Uluisik et al., 2008).

Por otro lado, hoy en día existen diversos programas de simulación electromagnética para realizar dicha tarea. En nuestro modelo se utiliza el software CST (® Computer Computer Simulation Technology) Microwave Studio. El software CST tiene

solvers de campo electromagnético para aplicaciones de todo el espectro electromagnético (EM), los cuales se encuentran dentro de una única interfaz. Los “solucionadores” (solvers) se pueden acoplar para realizar simulaciones híbridas, lo que proporciona la flexibilidad necesaria para analizar sistemas completos compuestos de varios componentes de forma eficiente y directa. El software CST brinda acceso a múltiples solvers de simulación electromagnética (EM) que utilizan métodos como el método de elementos finitos (FEM), la técnica de integración finita (FIT) y el método de matriz de línea de transmisión (TLM). Estos representan los solvers de propósito general más potentes para tareas de simulación de alta frecuencia. Solvers adicionales para aplicaciones especializadas de alta frecuencia, como estructuras eléctricamente grandes (CST, 2011).

El método numérico encargado de resolver ecuaciones integrales, para la aproximación de un análisis 3D de estructuras eléctricamente grandes, se basa en el Método Multipolar rápido de Multinivel (del inglés Multilevel Fast Multipole Method, MLFMM) (Engheta et al., 1992), este se utiliza en forma conjunta con el Método de los Momentos, el cual es un método computacional numérico para resolver ecuaciones lineales diferenciales parciales que se han formulado como ecuaciones integrales de objetos grandes, casi siempre de forma más rápida sin pérdida de precisión. Este es utilizado para el análisis de patrones de accesorios y radiación de antenas (Diaz Charris, 2012).

Para la determinación de la RCS de diferentes cuerpos, el software CST necesita como entrada el modelo 3D con las dimensión y materiales que conforman el cuerpo, como se ilustra en la Figura. 3-2. Cuanto más próximo sea el modelo a la versión real del cuerpo más exacta será el resultado obtenido, pero esto lleva aparejado una mayor complejidad en el momento del modelado 3D como así también a la hora de la simulación. Es por este motivo que se realiza modelos 3D sencillos sin entrar en demasiada complejidad, obteniéndose resultados con poca diferencia entre modelo exacto 3D y uno aproximado.

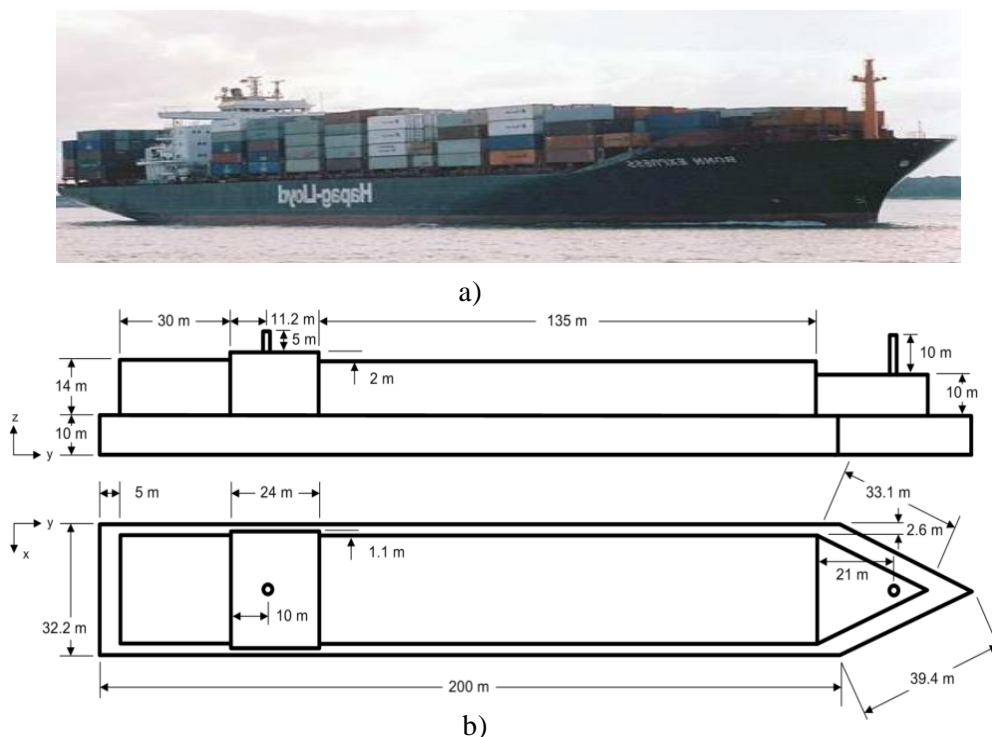


Figura. 3-2: Objetivo en cuestión . a) Objeto real b) Modelo simplificado en 3D.

Por último, en la Tabla 3-1 se muestran valores promedios de RCS de algunos objetivos típicos para frecuencia de microondas (Skolnik, 1980; Richards, 2005), estos valores no contemplan la parte aleatoria y las diversas variaciones temporales que presentan las RCS. El comportamiento dinámico observado en objetivos complejos implica que la RCS sea descripta estadísticamente, por medio de determinadas funciones de probabilidad (Levanon, 1988, Nathanson, 1991).

Blanco	RCS [m²]	RCS [dBsm]
Misil no tripulado	0.5	-3
Aeronave pequeña de un solo motor	1	0
Pequeña aeronave de batalla	2	3
Gran aeronave de batalla	6	8
Bombardero mediano o jet	20	13
Bombardero grande o jet	40	16
Jumbo jet	100	20
Bote pequeño	0.02	-17
Pequeño yate civil	2	3
Yate	10	10
Gran nave en ángulo rasante cero	10000+	40+
Pickup	200	23
Automóvil	100	20
Hombre	1	0

Tabla 3-1: Valores promedios de RCS de objetivos típicos para frecuencias de microondas.

3.2. Sistema de coordenadas

Debido a la naturaleza tridimensional de a RCS, para la determinación de un punto específico de esta se hace necesario la utilización de un sistema coordenado. Existe una gran variedad de sistemas coordenados, por ejemplo, el sistema cartesiano ortogonal, el sistema de coordenadas polar, el sistema de coordenadas esféricas, entre otros, donde cada uno es adecuado para determinadas situaciones.

En un OTHR al tener como marco referencia a la Tierra y siendo esta de características esféricas, sobre el cual se ubica los distintos puntos del camino de propagación de la onda electromagnética la adopción de un sistema de coordenadas esféricas es una opción inteligente. Por otro lado, este sistema es de fácil conversión al sistema de coordenadas geográfico (latitud, longitud) que es el más común al momento de ubicar puntos en el globo terráqueo, por lo anterior el sistema coordenado esférico resulta ser una buena opción.

En el sistema coordenado esférico cualquier punto P del espacio queda representado por un conjunto de tres magnitudes: el radio ρ , el ángulo polar o colatitud θ y el acimut φ . En donde $\varphi = [0,360]$ y $\theta = [0,180]$ (ver Figura. 3-3).

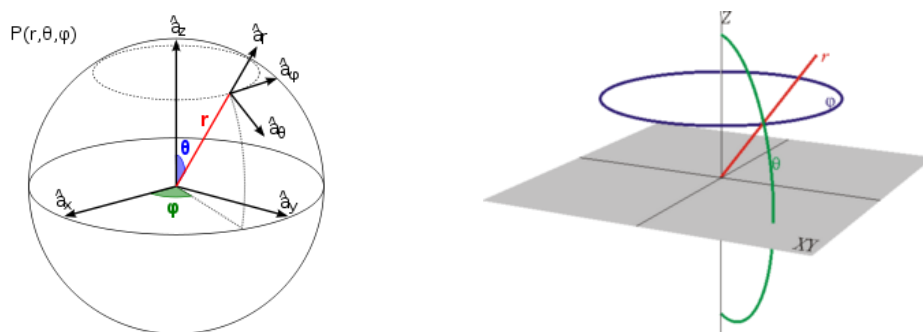


Figura. 3-3: Coordenadas esféricas.

En la Figura. 3-4 se presenta la orientación de los ejes coordenados utilizados en nuestro modelo de objetivo.

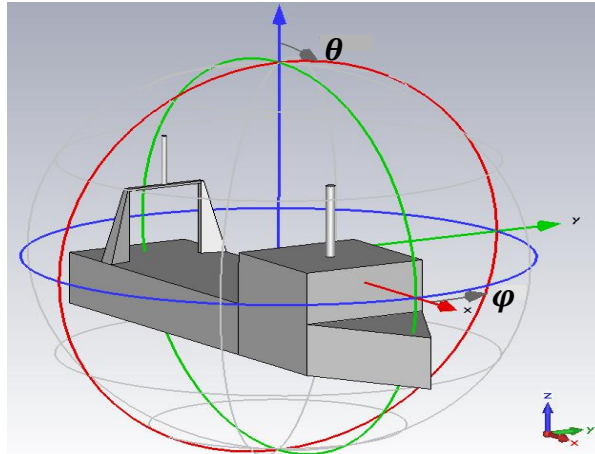


Figura. 3-4: Orientación de ángulos θ y φ de nuestro modelo de buque.

3.3. Modelo de objetivo

En el modelo OTHR es considerada solo la búsqueda de objetivos sobre la superficie del mar, dejando para una segunda etapa la incorporación de objetivos aéreos, aeronaves, misiles, entre otros. En el modelo RCS se contempla un buque y barco mediano, con la posibilidad de cargar otro tipo de navío de ser requerido. Para obtener su RCS, como primer paso se realiza un modelo 3D de cada uno, con sus correspondientes dimensiones y materiales, posterior a esto se ingresa los mismos en el software CST, que se ejemplifican en las Figura. 3-5 y la Figura. 3-6 y luego se obtiene la RCS de estos objetivos en función de la frecuencia, polarización y el ángulo de incidencia y azimut.

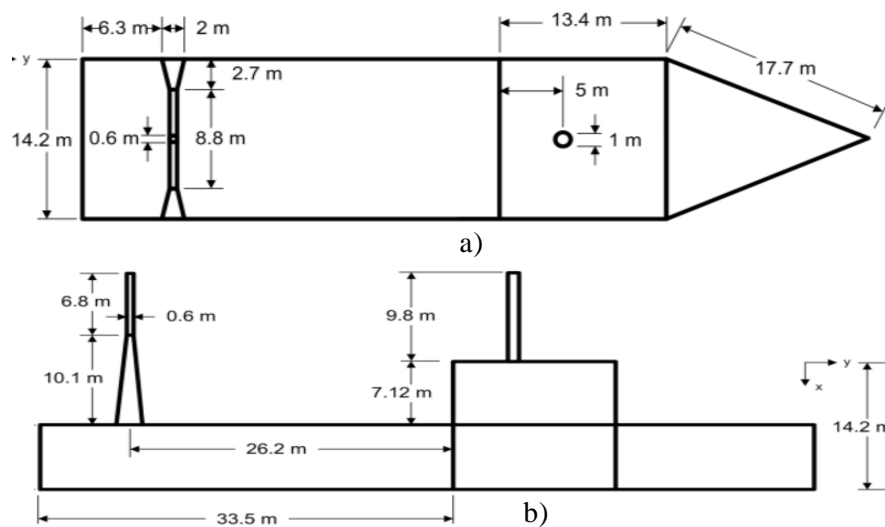


Figura. 3-5: Modelo simplificado del buque utilizado, con sus correspondientes dimensiones.

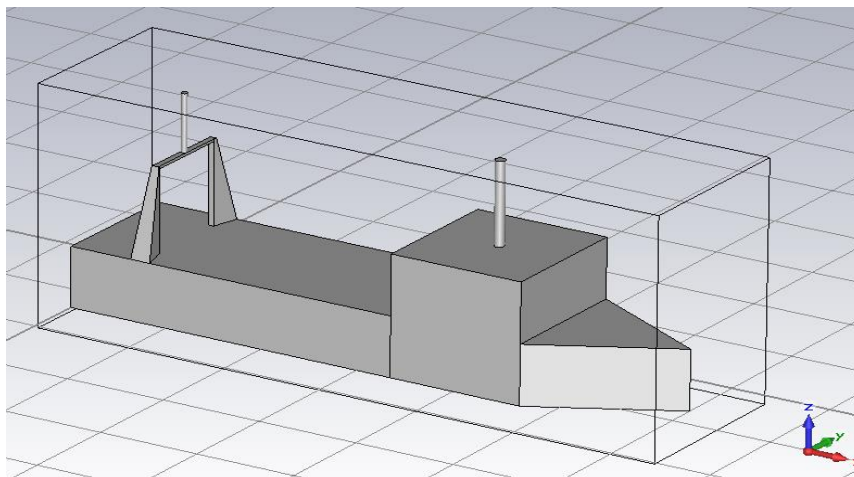


Figura. 3-6: Representación del buque dentro del software CST.

Por último, se cargan todos los valores de RCS en dos matrices de tres dimensiones (ángulo de incidencia, ángulo de azimut, frecuencia), una para cada polarización vertical y horizontal, como se ilustra en la Figura. 3-7.

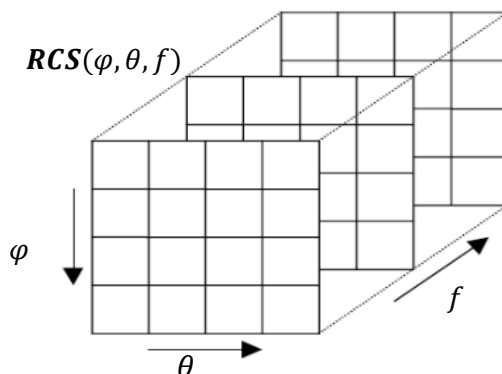


Figura. 3-7: Matriz RCS de tres dimensiones.

Los parámetros de entrada del modelo, para definir la RCS son: polarización de la onda (Lineal vertical/horizontal), frecuencia: 1 MHz a 50 MHz contemplando la banda de trabajo de un OTHR por onda de cielo, Paso en frecuencia: 5 MHz con la intención de no sobrecargar la matriz **RCS**, y los valores intermedios se obtienen mediante una interpolación, rango de ángulo θ : [0: 180] y φ : [0: 360] y paso en ángulo θ, φ igual a 10°

En la Figura. 3-8 se observa la RCS obtenida del software CST microstudio para un buque a una determinada frecuencia y polarización.

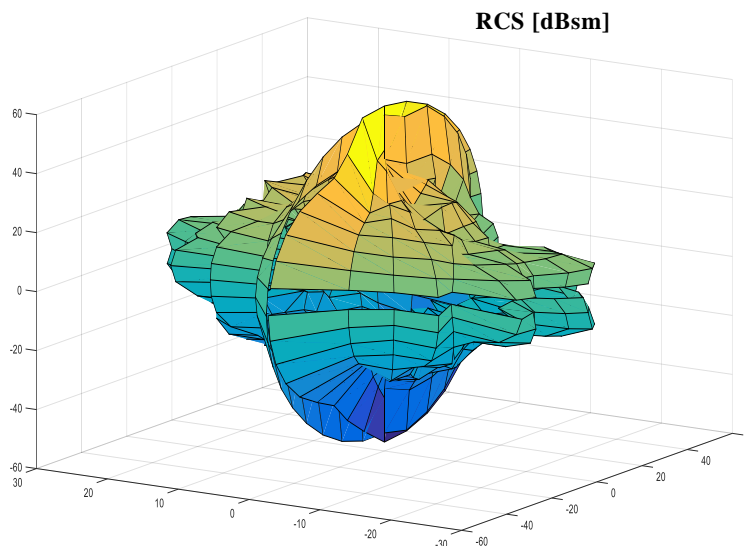


Figura. 3-8: Sección transversal de un buque mediano, con $f = 10 \text{ MHz}$, y polarización horizontal.

3.3.a. Adaptación de coordenadas

El modelo de la RCS del objetivo interactúa con el modelo de propagación, por medio del ángulo de incidencia de la onda electromagnética al impactar sobre objetivo y por otro lado, luego de producirse el impacto de las ondas sobre el objetivo, alguno de los diferentes ángulos de dispersión, serán los nuevos ángulos de elevación con los cuales se inicia el camino de retorno de señales dispersadas hacia el radar, esta situación se ilustra en la Figura. 3-9.

Una adaptación de coordenadas es necesaria debido a esta interacción entre los modelos, en donde el modelo de propagación utiliza un sistema de coordenadas geográfico para representar el camino de propagación y también utiliza un sistema de coordenadas esféricas para determinar la dirección de la propagación. Por otro lado, el modelo de RCS del objetivo para determinar un punto específico de esta se utiliza un sistema de coordenadas esféricas el cual posee como ejes de referencia los representados en la Figura. 3-4, además el objetivo posee un sistema de coordenadas relacionadas a su ubicación geográfica y a su orientación con respecto al Norte geográfico, esto se presenta en la Figura. 3-10.

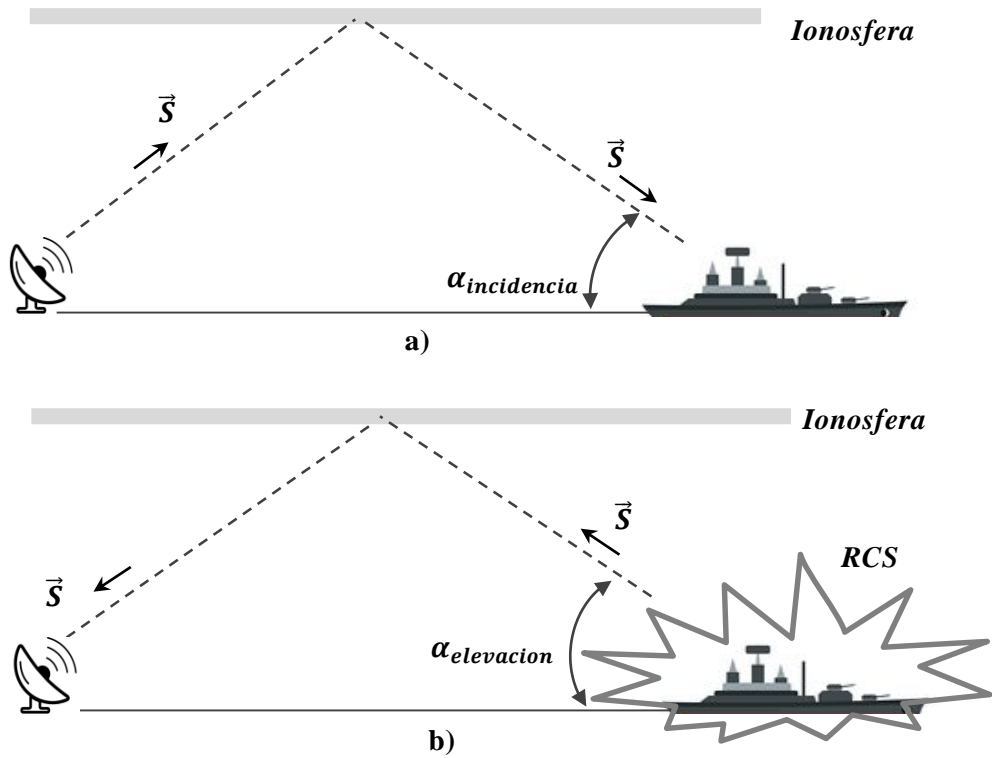


Figura. 3-9: a) Angulo de incidencia “llegada”, obtenido por el trazador de rayos, b) Angulo de elevación presente luego de la reflexión sobre el objetivo

En la Figura. 3-10 se presentan la definición de los ángulos de azimut (AZ) y cenit (CE), que orientan al objetivo. En donde el ángulo AZ se mide desde el Norte hacia el Este, mientras que el ángulo CE se mide desde el cenit (arriba de la cabeza) hacia la horizontal.

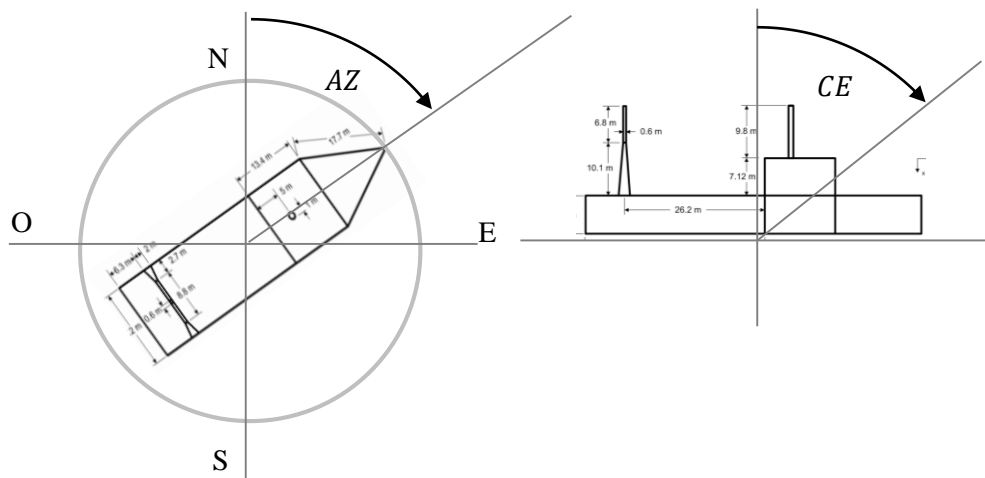


Figura. 3-10: Definición y orientación de ángulos; acimut y cenit de objetivo

La adaptación de ángulos en azimut se presenta en la Figura. 3-11, en donde se presentan las relaciones existentes entre las direcciones de azimut de la onda de incidencia sobre el blanco y el azimut del objetivo.

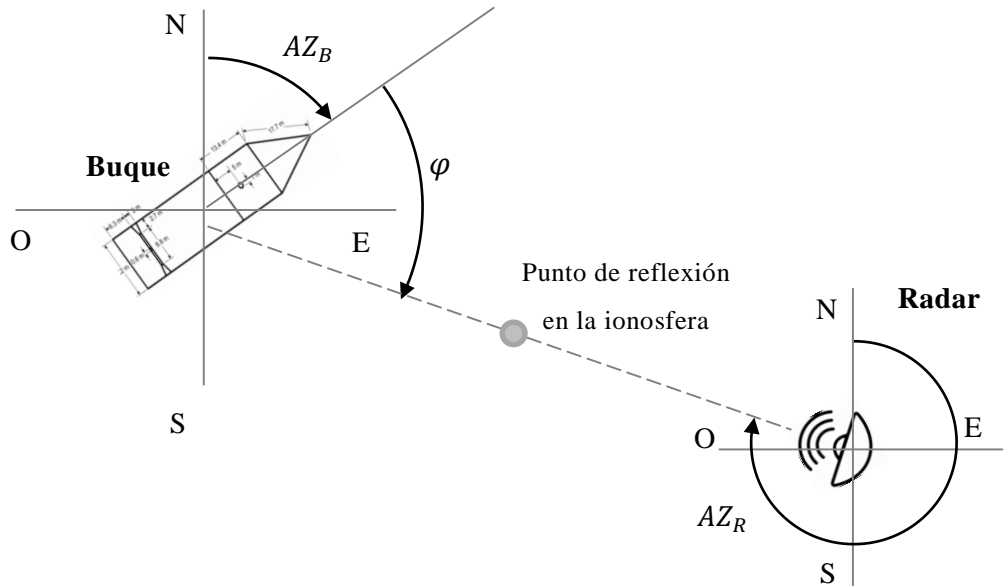


Figura. 3-11: Definición de ángulos de acimut de objetivo, de radar y ángulo φ utilizado por el modelo RCS.

El ángulo AZ_B determina la orientación en azimut del objetivo, el ángulo AZ_R es el que provee la dirección en azimut del lóbulo principal de la antena del radar y debido que el modelo de propagación no considera los efectos del campo magnético terrestre, la onda electromagnética no experimenta variación en su ángulo de azimut en la propagación, con lo cual el azimut de la onda incidente es mismo que el de la antena del radar, y finalmente el ángulo φ es el utilizado para determinar la RCS del objetivo dentro de modelo.

Para determinar el ángulo φ necesario para determinar el valor de RCS dentro de la matriz **RCS**, a partir de los ángulos AZ_R y AZ_B se utilizan las expresiones siguientes.

$$\varphi' = (AZ_R + (360 - AZ_B)) - 360 \quad [3.4].$$

$$\varphi = \begin{cases} \varphi' - 180 & \text{si } \varphi' \geq 180 \\ \varphi' + 180 & \text{si } \varphi' < 180 \end{cases} \quad [3.5].$$

Por otro lado, desde el modelo de propagación, se obtiene los ángulos α (incidencia sobre el objetivo) y α' (elevación del lóbulo principal de la antena), mientras que el ángulo θ es el utilizado para la determinación de la RCS dentro de la matriz **RCS** del modelo de objetivo y finalmente el ángulo CE es el utilizado para obtener la posición del buque con respecto del cenit (ver Figura. 3-12).

Las relaciones que existen entre los anteriores ángulos son.

$$CE = 90 - \alpha' \quad [3.6].$$

$$CE \cong \theta \quad [3.7].$$

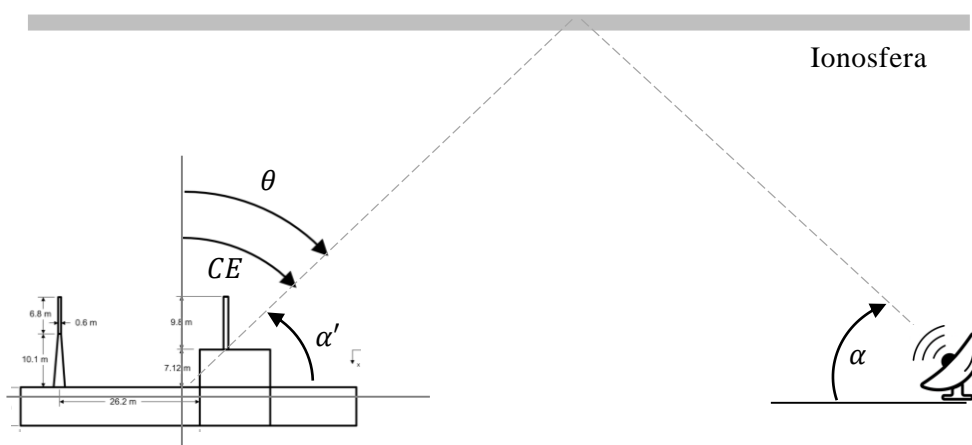


Figura. 3-12: Definición de ángulos de elevación (α) e incidencia (α'), ángulo (θ) utilizado por el modelo de RCS y ángulo cenit del objetivo (CE).

3.3.b. Variabilidad de RCS

Los valores promedios de RCS que se obtienen mediante simulaciones electromagnéticas los cuales no contemplan, en la RCS del objetivo la parte aleatoria y las diversas variaciones temporales presentes entre pulso y pulso transmitido o entre búsqueda y búsqueda. El comportamiento dinámico observado en objetivos complejos implica que la RCS sea descrita estadísticamente, por medio de funciones de probabilidad (Hendrick, 1990; Nathanson, 1991).

Por lo anterior se considera a la RCS como una variable aleatoria con una función de densidad de probabilidad (PDF por su nombre en inglés). El modelo propuesto de RCS se compone de dos parámetros, un valor promedio de RCS, el cual se obtiene como se mencionó anteriormente, acompañada por una PDF, para describir el comportamiento estadístico de la RCS. Las funciones de probabilidad disponibles

en el modelo son, Weibull, Rayleigh/exponencial, chi-cuadrado, Swerling I, II, III, IV (Prashanth,2014). Una de las diferencias fundamentales entre los diferentes tipos de PDF del modelo de RCS, es respecto al número de parámetros libres los cuales pueden ser uno o dos. Los modelos, no fluctuante, Rayleigh/exponencial y todos los chi-cuadrados (una vez determinado el orden) son distribuciones de un único parámetro. Ese único parámetro es el valor promedio de la RCS. Por otro lado, los modelos Rice, Weibull y long-normal son distribuciones de dos parámetros. En el caso de los modelos de distribución de un solo parámetro, la estimación del promedio implica además la estimación de la varianza. Mientras que, en el caso de dos parámetros, el promedio y la varianza deben estimarse de manera separada (Barton y Leonov, 1998; Richard, 2005). A continuación, se describen matemáticamente las distintas funciones de distribución probabilidad (PDF) y sus correspondientes funciones de distribución acumulada utilizadas (CDF) (ITU-R, 2017).

En la Tabla 3-2 se listan las funciones relacionadas con la Función de distribución tipo Weibull. Generalmente utilizada para brindar un ajuste empírico para muchos objetivos medidos y distribuciones de clutter.

Función Weibull	
PDF	$p(x) = \frac{k}{\lambda} \left(\frac{x}{\lambda}\right)^{k-1} \exp\left(-\frac{x}{\lambda}\right)^k$
CDF	$F(x) = 1 - \exp\left(-\frac{x}{\lambda}\right)^k$
CDF ⁻¹	$x = -\frac{\lambda}{k} \ln(1 - F(x))$
Media	$u = \lambda \cdot \Gamma\left(1 + \frac{1}{k}\right)$

Tabla 3-2: Funciones PDF, CDF, CDF⁻¹ relacionadas con la Función Weibull.

En la Tabla 3-3 se listan las funciones relacionadas con la Función de distribución tipo Rayleigh.

Función Rayleigh	
PDF	$p(x) = \frac{x}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{x^2}{2\sigma^2}\right)$
CDF	$F(x) = 1 - \exp\left(-\frac{x^2}{2\sigma^2}\right)$
CDF ⁻¹	$x = \sqrt{-\ln(1 - F(x))2\sigma^2}$
Desviación típica	$\sigma = u\sqrt{2/\pi}$; u : Media

Tabla 3-3: Funciones PDF, CDF, CDF⁻¹ relacionadas con la Función Rayleigh.

En la Tabla 3-4 se listan las funciones relacionadas con la Función de distribución tipo Chi-cuadrado.

Función Chi Cuadrado	
PDF	$p(x) = \frac{1}{2^{(v/2)}\Gamma(\frac{v}{2})} x^{(v/2-1)} \exp\left(-\frac{x}{2}\right)$
CDF	$F(x) = \frac{\gamma(v/2, x/2)}{\Gamma(\frac{v}{2})}$
CDF ⁻¹	
σ	$\sigma = \sqrt{2v}$; $u = v$; u : Media

Tabla 3-4: Funciones PDF, CDF, CDF⁻¹ relacionadas con la Función Chi Cuadrado.

En la Tabla 3-5 se listan las funciones relacionadas con la Función de distribución tipo Swerling I, II. Generalmente utilizada para modelar varios blancos, distribuidos aleatoriamente, sin blanco dominante.

Función Swerling I,II	
PDF	$p(x) = \frac{1}{2\Gamma(1)} \exp\left(-\frac{x}{2}\right)$
CDF	$F(x) = \frac{\gamma(1, x/2)}{\Gamma(1)} = 1 - \exp\left(-\frac{x}{2}\right)$
CDF ⁻¹	$x = -\ln(1 - F(x))$

Tabla 3-5: Funciones PDF, CDF, CDF⁻¹ relacionadas con la Función Swerling I, II.

En la Tabla 3-6Tabla 3-4 se listan las funciones relacionadas con la Función de distribución tipo III, IV. Generalmente utilizada para modelar el caso donde se poseen pequeños blancos con un blanco dominante, con RCS dominante.

Función Swerling III, IV	
PDF	$p(x) = \frac{x}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{x^2}{2\sigma^2}\right)$
CDF	$F(x) = \frac{\gamma(2, x/2)}{\Gamma(2)}$
CDF ⁻¹	$x = -\frac{1}{2} \ln\left(F(x_i)F(x_j)\right)$

Tabla 3-6: Funciones PDF, CDF, CDF⁻¹ relacionadas con la Función Swerling III, IV.

En el caso de tener un objetivo no fluctuante con potencia de eco constante, reflector completamente estacionario sin movimiento del radar y sin movimiento del objetivo, se pueden utilizar funciones como, Marcum, Swerling 0 o Swerling V, para modelar este fenómeno.

Finalmente, el método para obtener muestras con un determinado tipo de distribución, se realiza a partir de la función inversa de la Función de Distribución Acumulada CDF o sea $(CDF)^{-1}$. Posteriormente se ingresa con un rango uniforme entre $[0: 1]$ de muestras $(F(x))$ y en la salida se obtiene muestras con la distribución deseada (x) .

Finalmente en base a lo anteriormente presentado, en la Figura. 3-13 se observa un diagrama de bloques simplificado del modelo de sección transversal del radar del objetivo, el cual es conformado por valores de RCS promedio en función de parámetros $(f, \theta, \varphi, polarización)$, que se encuentran dentro la matriz **RCS**, por otro lado se tiene la orientación del objetivo con respecto al Norte geográfico y por ultimo una determinada función de distribución de probabilidad la cual modela la variabilidad temporal de este valor promedio.

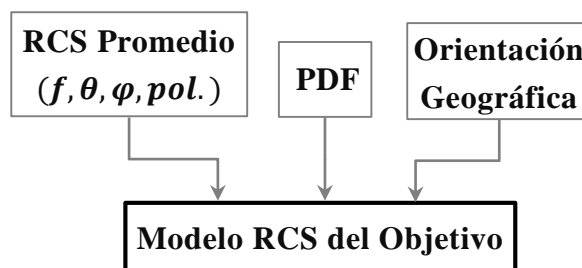


Figura. 3-13: Diagrama de bloques de modelo de RCS.

Capítulo 4: Señales de Interferencia

Como se vio en capítulos anteriores, el radar emite y recibe señales de radio. Un blanco es un objetivo de interés para el radar, que dispersa energía y parte de esta retorna al radar. Parte de la energía del eco proviene del área que circunda al blanco, a esta se la denomina señal del clutter, por otro lado, también están presentes señales de ruido propios del enlace de radio. Para definir criterios que conducen al diseño de un detector en un radar es necesario establecer cuál es el tipo de blanco que se espera detectar. Así, dependiendo del uso que se le dará al radar un mismo eco puede representar un blanco o ruido.

El eco que recibe el radar OTH se encuentra conformado por tres señales, la señal útil con información del blanco, la cual es de interés para la detección del objetivo y las señales que no son de interés (en este tipo de radar), que son el ruido y el clutter, como se ilustra en la Figura. 4-1.

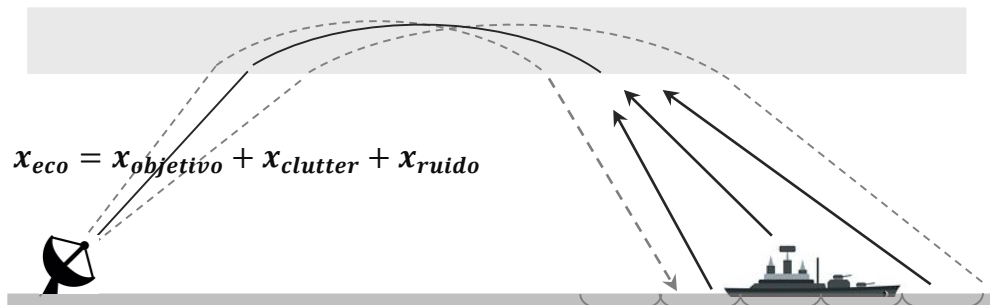


Figura. 4-1: Eco compuesto de las señales recibidas por el radar

4.1. Señal de Clutter

Se entiende como clutter a la parte de la señal del eco que no es señal de interés. Aquellos retornos que ingresan por el lóbulo principal de la antena son llamados clutter principales, de otra forma son llamados clutter secundarios (Skolnik, 2001). Los ecos de clutter son aleatorios y tienen características comunes al ruido térmico a razón que las componentes individuales de clutter tienen fase y amplitud aleatorias. En muchas situaciones el nivel de clutter es mucho mayor que el nivel de ruido. La habilidad del radar de poder detectar objetivos inmersos en un ambiente con un alto nivel de clutter depende de la Relación Señal Clutter (SCR por sus siglas en inglés) en lugar de la Relación Señal Ruido (SNR por sus siglas en inglés) (Bassem,

2000; Skolnik, 2008). Una diferencia entre el clutter y el ruido es, que el ruido blanco normalmente se introduce en cantidades iguales de potencia de ruido en todas las celdas de resolución, por otro lado, el nivel de potencia de clutter puede variar de celda en celda (Bassem, 2000).

Un parámetro característico del clutter es su Sección Eficaz de Radar (RCS) que puede ser definida como la equivalente sección transversal de radar, proveniente de una reflexión en una determinada área de clutter A_c . La RCS promedio de clutter se define:

$$\sigma_c = \sigma_0 \cdot A_c \quad [4.1] .$$

En donde σ_0 es el coeficiente adimensional de dispersión de clutter. De este modo, las unidades de la Ecuación [4.1] en su forma logarítmica son, σ_0 en dB, A_c en dBm² y la sección transversal el clutter σ_c en dBms (Blasch, 2004).

4.1.a. Tipos de clutter

Entre los tipos más frecuentes de clutter, existen dos categorías principales, los de superficie y los de volumen. En la primera categoría se encuentran el de vegetación, el de estructuras construidas por el hombre, el de mar y por último el de tierra. Por otro lado, el clutter de volumen se caracteriza por ser de gran tamaño en él se tienen, el formado por la lluvia, los pájaros, insectos, el ionosférico, entre otros. A continuación, se describen de forma breve los tipos clutter relacionados a esta tesis.

Clutter de tierra: Tienen origen en las reflexiones provenientes desde la superficie terrestre, es caracterizado por el coeficiente de reflexión, que depende de la superficie reflectante y de las dimensiones de la celda de resolución. El coeficiente de reflexión depende del tipo de terreno, esto es, características morfológicas de la superficie y de sus propiedades dieléctricas, desiertos, bosques, campos de vegetación, campos de cultivos, ciudades, carreteras, lagos, entre otros. En contraste con el clutter del mar, quien tiende a ser más uniforme sobre los océanos y en consecuencia, el clutter de tierra es generalmente más complejo que el clutter de mar, además el clutter de mar es de comportamiento no estacionario al contrario que el de tierra (Bassem, 2000).

El clutter de tierra se centra en una banda estrecha de frecuencias Doppler cerca del 0 Hz, en cambio el clutter de mar presenta dos componentes bien marcadas a

cada lado del cero de frecuencia Doppler esto es apreciarse en la banda frecuencias de trabajo del OTHR, como se ilustra en la Figura. 4-2 (Skolnik, 2001; entre otros).

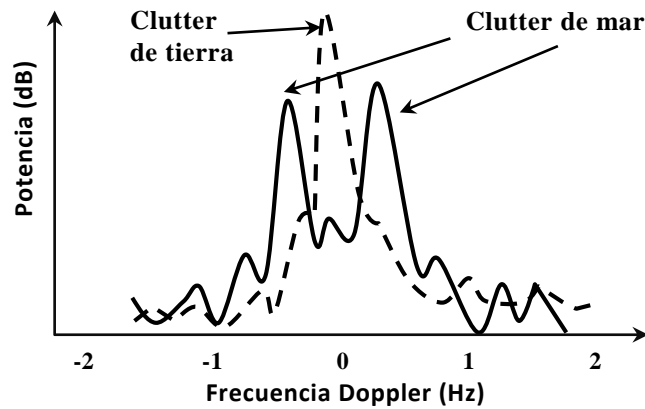


Figura. 4-2: Espectro Doppler del clutter de mar y tierra de un OTHR.

Clutter ionosférico: Es del tipo volumétrico, las fuentes de estas interferencias son las irregularidades en la densidad electrónica de la ionosfera y también las trayectorias ionizadas de los meteoritos. Este último puede implicar una o más reflexiones oblicuas en la ionosfera además de las reflexiones producidas sobre la superficie de la tierra, como se ilustra en la Figura. 4-3. Además, los meteoros inducen la generación de cargas libres en la ionosfera, dejando una traza de densidad de electrones, lo cual puede dar lugar a una dispersión excesiva. También, en general los estratos ionosféricos producen procesos de difusión de señales de radio (Davies, 1969). La energía recibida de los ecos puede extenderse por áreas significativas del espectro Doppler de búsqueda del radar. Estos efectos aumentan la dificultad de detectar objetivos con movimiento lento o rápido (Zhu, 2014).

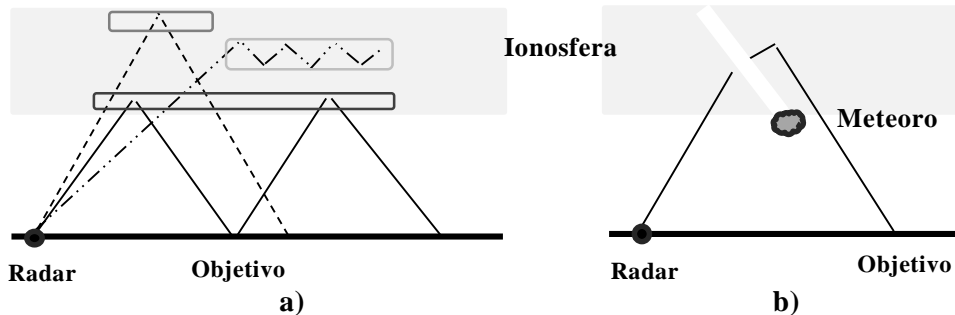


Figura. 4-3: Efectos del clutter ionosférico sobre el camino de propagación de las ondas electromagnéticas: a) debido a irregularidades en la densidad electrónica, b) a causa de meteoros.

Se destaca que, en esta tesis el estudio se limita al clutter de mar, debido que solamente se contempla búsquedas de blancos sobre la superficie mar, además, se considera un modelo de ionosfera libre de perturbaciones, quedando para trabajos futuros la incorporación de las mismas. A continuación, se continúa el estudio del clutter originado en el mar.

4.2. Clutter de Mar

La superficie del mar puede ser modelada mediante una superposición de superficies de Fourier senoidales, las cuales se encuentran caracterizadas por diferentes longitudes de onda, direcciones de propagación y ponderadas por un espectro direccional continuo de altura de onda (Fabrizio, 2013). Al modelar estas superficies como ondas, se tiene dos fundamentales las de gravedad y capilares (Skolnik, 2001; Totir et al.,2008). En la Figura. 4-4 se presentan ambas ondas.

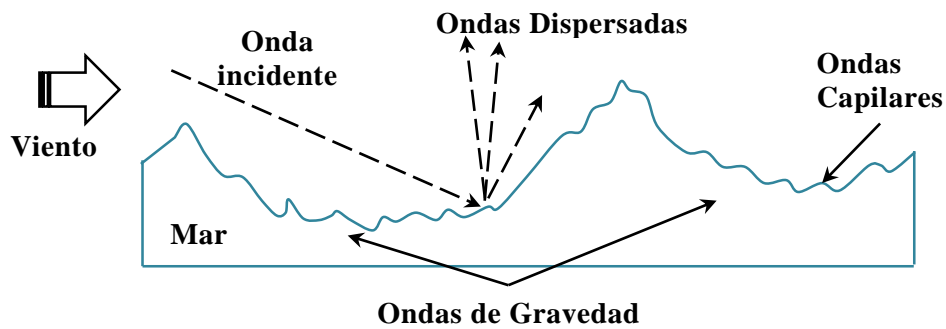


Figura. 4-4: Ondas capilares y de gravedad en mar.

Ondas capilares: Es el rizado en la superficie del mar, son olas con una longitud de onda menor a 2.0 cm y son causadas por el viento. Su velocidad de fase es determinada principalmente por su fuerza de restauración de la tensión de superficie de la ola (Totir et al.,2008).

Ondas de gravedad: estas poseen una gran longitud de onda superiores a 2.0 cm hasta unos pocos cientos de metros. Su velocidad de grupo es determinada principalmente por la fuerza de restauración de la gravedad y una velocidad denominada como orbital, la cual describe movimientos de rotación de partículas del agua. Estas ondas son causadas por la gravedad terrestre y el viento de mar (Ward, 2006).

De la interacción entre las ondas de radio y la superficie del mar se obtiene una expresión de la estructura de Densidad Espectral de Potencia del mar. Para la obtención de esta expresión se asume que la altura de las olas es mucho menor que la longitud de onda de la onda de radio, con lo cual se considera al mar como un reflector ligeramente rugoso, esto se cumple a menudo en la banda de HF. Bajo estas condiciones el espectro Doppler de la onda de radio dispersada puede ser expresado en términos del Espectro Direccional de Altura de onda del mar (Barrick, 1972a; Barrick, 1972b). Por otro lado, la señal dispersada por la superficie del mar depende de diversos factores como, la altura de las olas, velocidad del viento, dirección de las olas, del contenido de contaminantes, entre otros, todos estos se engloban en la variable denominada estado del mar, por otro lado, también dependen de parámetros propios del radar, como ser frecuencia, ángulo de incidencia θ , polarización y la celda de resolución.

4.3. Parámetros del clutter de mar

Al momento de parametrizar el clutter de mar se observa que el valor la sección eficaz del radar del clutter de mar (σ_c), depende de un grupo de parámetros, dentro de los cuales los de mayor peso son, el coeficiente de dispersión (σ_0) que se determina por el ángulo de incidencia sobre el objetivo, la polarización, la longitud de onda de la señal y la rugosidad superficial la cual se encuentra relacionada con el estado del mar (las olas). Otro parámetro importante es la celda de resolución la cual se define por características propias del radar como el ancho del haz del lóbulo principal, ancho de banda de la señal transmitida entre otros. Por otro lado, el clutter de mar tiene asociada una determinada frecuencia la cual depende de la frecuencia de la onda incidente y del estado del mar.

A continuación, se describirán cada uno de estos parámetros.

4.3.a. Celda de Resolución

Es la región del espacio que es explorada por el sistema de antenas receptoras, esta región se ubica sobre la superficie del mar, en el caso de un OTHR por onda de cielo, como se observa en la Figura. 4-5, también es desde esta región de donde proviene la señal que recibe el sistema de antenas.

La celda de resolución se define en una primera aproximación por los anchos del haz (± 3 dB) en azimut y elevación de la antena de recepción (Skolnik, 2001), y

además por el ancho de banda de la señal transmitida. La Ecuación [4.2] permite definir el área contemplada con una celda de resolución.

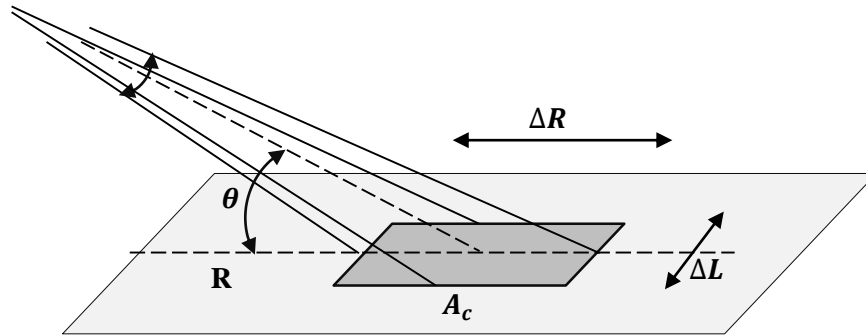


Figura. 4-5: Definición de la celda de resolución.

$$A_c = \Delta R \cdot \Delta L = (\Delta\varphi \cdot R) \left(c \cdot \frac{(\tau + \Delta t)}{2} \right) \sec \theta \quad [4.2].$$

En donde ΔR es la resolución en rango, ΔL es la resolución de rango cruzado, $\Delta\varphi$ es el ancho del haz en azimut (referido a la antena receptora), $\tau = 1/B$, B es el ancho banda de la señal, θ ángulo de incidencia, c es la velocidad de la luz y R es el rango comprendido desde el radar hasta la celda de resolución y Δt es el ensanchamiento en el tiempo del pulso transmitido (Cuccoli et al., 2009)

4.3.b. Coeficiente de dispersión.

Es una medida del nivel de dispersión que presenta el mar, frente a ondas electromagnéticas. Dentro de los factores que modifican el valor del coeficiente de dispersión (σ_0) están los que se relacionan con características propias del radar como ser la frecuencia, polarización y el ángulo de incidencia de la onda además por otro lado están los relacionados al estado del mar, esto es, velocidad del viento, tamaño de las olas, entre otros. (Bassem, 2000; Skolnik, 2001). A continuación, se describe estos parámetros brevemente.

Frecuencia: La longitud de onda (λ) de la onda de radio, determina si la dispersión presentada a las ondas de radio, tendrán como fuente de esta a las ondas de gravedad y/o capilares.

Polarización: Una matriz de polarización contiene las diferentes combinaciones de polarización de las ondas transmitidas y recibidas.

$$P_{nm} = \begin{bmatrix} P_{HH} & P_{HV} \\ P_{VH} & P_{VV} \end{bmatrix} \quad [4.3].$$

En donde el primer subíndice representa la polarización de la onda transmitida y el segundo es de la polarización de la onda recibida, el efecto de rotación Faraday tiene un gran impacto sobre la polarización de la onda, durante la propagación de la onda (Davies, 1969).

Ángulo: El ángulo de incidencia interviene en la definición de la celda de resolución que define el área A_c en donde se determinara la RCS del clutter de mar (ver Ecuación [4.2]).

Por otro lado, existen diversos modelos de dispersión, basados en modelos físicos, para modelar el coeficiente de dispersión del mar (Fiche et al., 2013; Vaitilingom and Khenchaf, 2011), los cuales contemplan las ondas de gravedad, como la Aproximación Kirchhoff (KA), o que contemplan las ondas capilares, como las Pequeñas Perturbaciones Método (SPM) (Fiche et al., 2013), o modelos unificados que tienen en cuenta ambas componentes de la superficie del mar, como el Modelo de dos escalas (TSM) (Khenchaf, 2001), Aproximación de pequeña pendiente (SSA) (Awada, 2006), Aproximación de curvatura ponderada (WCA) (Elfouhaily et al., 2003) y modelo GOSSA (Soriano y Guerin, 2008).

4.3.c. Estado del mar

Se refiere al nivel cualitativo y cuantitativo de rugosidad de la superficie de mar. El estado de mar es cuantificado especialmente por parámetros como la intensidad y dirección del viento de mar y también la altura de las olas. Una descripción cualitativa para el estado del mar asociado con estos parámetros y otros más se presentan en varias escalas como ser, la escala de Douglas, la escala de la Organización Meteorológica Mundial (WMO), la escala de Beaufort, entre otras. Una aproximación de las escalas Douglas, Beaufort, y WMO se se observa en la Tabla 4-1, en la cual se define una escala del estados del mar, que permite relacionar un coeficiente de dispersión promedio con un estado del mar dado.

Estado	Categoría (depende altura de olas)	σ_0 [dB]	Vel. viento [km/h]
0	Calmo (espejo)	-50	< 2
1	Calmo (rizos)	-42	1 – 5
2	Liso	-34	6 – 11
3	Leve	-26	12 – 19
4	Moderado	-18	20 – 29
5	Rugoso	-10	30 – 39
6	Muy rugoso	-2	40 – 50
7	Alto	6	51 – 61
8	Muy alto	10	62 – 87

9	Tormenta	15	88 – 110
10	Huracán	>20	> 110

Tabla 4-1: Coeficientes de dispersión promedios del estado del mar, para frecuencias de HF (Ward, 2006) (Beaufort, <http://www.delta-s.org/weer/wind-at-sea.jpg>).

4.3.d. Fenómeno de dispersión de Bragg.

El efecto de dispersión ocurre en superficies que poseen una rugosidad que se encuentran en el orden de magnitud de la longitud de onda de la onda electromagnética incidente. La dispersión desde una determina superficie de mar puede ocurrir como la combinación lineal de tres diferentes tipos de dispersión, en función de la frecuencia de la onda electromagnética, este es el denominado modelo de tres componentes de dispersión de Bragg, Burst y Whitecap (Trizna y Gordon, 2002; Fabrizio, 2013, entre otros) siendo la primera de ellas la de mayor peso en la banda de HF.

Fenómeno de dispersión Bragg: Es la principal dispersión en bajas frecuencia en rango de HF y VHF e involucra dispersiones del tipo resonante (ondas de gravedad y capilares). En la banda de HF los efectos de las ondas capilares pueden ser despreciables. Este tipo de dispersión es principalmente utilizado para describir la difracción de los rayos X en los cristales (Bragg, 1915; Cullity, 1967). En donde una estructura del cristal se puede dividir en planos moleculares, separados por una distancia periódica, al ser excitados por una onda electromagnética estos reemitirán ondas que se refuerzan coherentemente en su dispersión, como se ilustra en la Figura. 4-6. Del mismo modo, las olas bajo las condiciones adecuadas de retro-dispersión, descritas en la Ecuación [4.4], con una distribución periódica, permiten un refuerzo coherente de las dispersiones sobre la superficie del mar, que viajan en la línea de vista del radar.

$$\lambda_{radar} = 2\lambda_{mar} \sin(\alpha) \quad [4.4] .$$

Este tipo de dispersión se presenta de forma muy marcada cuando la longitud de onda de la señal electromagnética es el doble que la longitud onda del mar, pero también dependerá del ángulo de incidencia (Li et al.,2014).

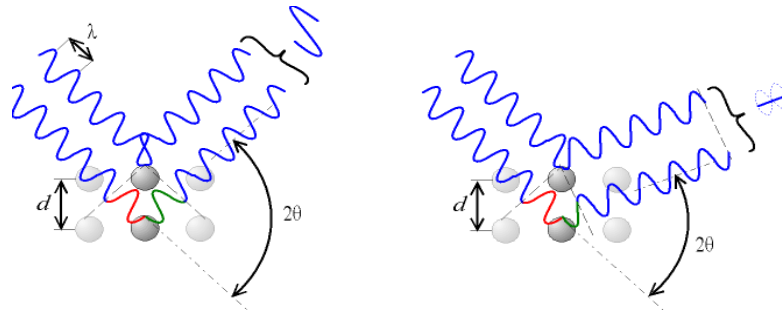


Figura. 4-6: Reemisión constructiva y destructiva.

4.3.d.ii. **Bragg: de primer y segundo orden**

El clutter de primer orden se origina por trenes de ondas Bragg que avanzan y retroceden, lo que da lugar a dos componentes espectrales en el espectro Doppler del eco. La condición para la dispersión resonante es ilustrada en la Figura. 4-7 en donde el tren de ondas se dirige hacia el radar (hacia la izquierda) (Trizna y Gordon, 2002, Li et al., 2014).

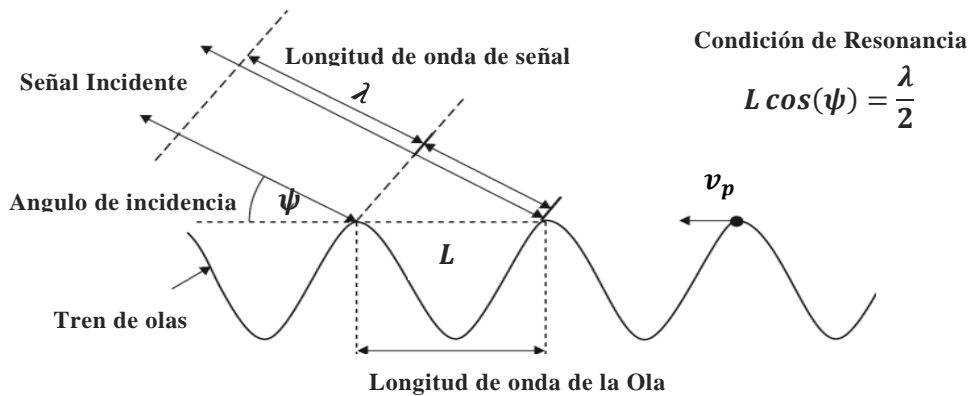


Figura. 4-7: Condición resonante, entre la onda electromagnética y la onda mecánica (ola).

El tren de ondas (ondas de gravedad) se mueven con una velocidad de fase v_p .

$$v_p = \pm \frac{1}{2} \sqrt{\frac{g\lambda}{\pi \cos(\psi)}} \quad [4.5].$$

Despreciando el efecto de las corrientes superficiales, la velocidad del tren de olas de Bragg impone un corrimiento en frecuencia Doppler $f_B = 2v_p \cos(\psi/\lambda)$. En el caso de ángulos cercanos a cero ($\psi \rightarrow 0$) el corrimiento Doppler se puede expresar.

$$f_B = \pm 0.102 \sqrt{f_c} \quad [4.6].$$

Donde f_c es la frecuencia de portadora de la onda electromagnética, en donde f_c se encuentra en MHz y f_B en Hz. Por otro lado, debido a las corrientes superficiales, las líneas de Bragg se encontrarán desplazadas en un valor δ_f , debido las corrientes marinas que modifican la velocidad radial del tren de ondas de avance y retroceso.

Dispersión de Bragg de segundo orden: es el resultado de efectos electromagnéticos o hidrodinámicos. En el caso de los efectos electromagnéticos la dispersión de segundo orden, es el resultado de señales que son dispersadas primero por un tren de ondas de mar y luego vuelven a reflejarse en un tren distinto, teniendo finalmente una señal que regresa al radar, que fue reflejada dos veces previamente. Cada proceso de reflexión es gobernado por las condiciones fijadas en una dispersión de primer orden (Ivonin et al. 2006; Chen et al. ,2016). Típicamente este tipo de dispersión se encuentra 20-30 dB por debajo que la de primer orden, se distribuye sobre un continuo muchos más amplio de frecuencia Doppler, que en general se extiende entre y más allá de las líneas de Bragg, (Ivonin et al., 2006) como se ilustra en la Figura. 4-8.

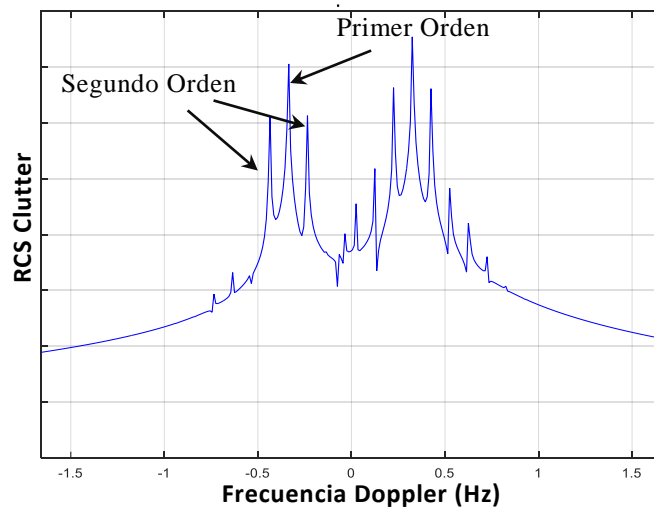


Figura. 4-8: Espectro Doppler de la señal Clutter de mar.

4.4. Variabilidad del Clutter

El sistema de radar realiza la búsqueda del objetivo, por medio de un tren de pulsos con una Frecuencia de Repetición de Pulso (*PRF*) dentro de la misma área de búsqueda. El valor del coeficiente de dispersión (σ_0) presente en una determinada región (área), no es invariable durante la búsqueda con los diferentes pulsos emitidos.

Con lo cual σ_0 es una variable aleatoria, que tiene asociada una determinada función de distribución de probabilidad.

Con lo cual en base a lo expuesto en secciones anteriores, finalmente tenemos que el valor del clutter (σ_c) en los diferentes instantes durante la presencia del tren de pulsos sobre una determinada área se encuentra en función del coeficiente de dispersión es σ_0 , el área determinada por la celda de resolución (A_c) y una determinada función de distribución de probabilidad.

El clutter del sistema radar en un entorno marino es más impulsivo que el clutter con una distribución Rayleigh, y puede ser modelado por la distribución K, o clutter de Hankel. La envolvente lineal de este modelo de clutter se obtiene multiplicando el clutter Rayleigh, debido a las denominadas ondas capilares, por un proceso aleatorio con distribución Chi, debido a las ondas de gravedad (Wang, 2004; Watts, 2004). Sin embargo, hay otras distribuciones que no se basan en la existencia de ondas gravitacionales y capilares. Este es el caso de los modelos conocidos Log-Normal, Weibull y Rayleigh, cuyo ajuste con datos radar modernos se justifica mediante la similitud entre el modelo y las mediciones (Gato, 2016). Las funciones de distribución de probabilidad, utilizadas en el modelo propuesto en esta tesis son, K, Log_Normal y Rayleigh (Billingsley, 2002) El método de obtención de una serie de muestras con una determinada distribución es igual a la utilizada en con la RCS del objetivo. Por otro lado, como consecuencia de la dispersión de Bragg de primer orden en HF, se generan dos señales de frecuencias laterales, descritas en la Ecuación [4.6], a la frecuencia de portadora f_c , correspondientes a las olas que viajan acercándose al radar y/o alejándose del radar (Wei, 2012).

4.5. Modelo de Clutter

Luego de analizar los parámetros que definen el clutter de mar, en las secciones anteriores se propone un modelo de clutter conformado por tres elementos principales. El primero es la sección eficaz del clutter (σ_c) propio de la región en donde se realiza la búsqueda de objetivos, la cual depende del coeficiente de dispersión es σ_0 , el área determinada por la celda de resolución (A_c). El segundo parámetro es la frecuencia de Bragg asociada, que representa el carácter espectral de clutter y el finalmente el tercer parámetro es la función de distribución de probabilidad del

coeficiente de dispersión, que permite representar la variabilidad temporal de la amplitud del mismo.

Como se describió anteriormente el coeficiente de dispersión depende de varios factores, siendo uno de estos el estado del mar, el modelo propuesto de clutter utiliza valores promedio del coeficiente de dispersión en función del estado del mar y para frecuencia dentro del rango de HF, estos valores se obtienen desde la Tabla 4-1. Por otro lado, con respecto a la frecuencia de la señal clutter, misma será representada por la frecuencia de Bragg de primer orden que es descripta por la Ecuación [4.6]. Finalmente, en la Figura. 4-9, se observa el diagrama de bloques simplificado del modelo de clutter de mar.

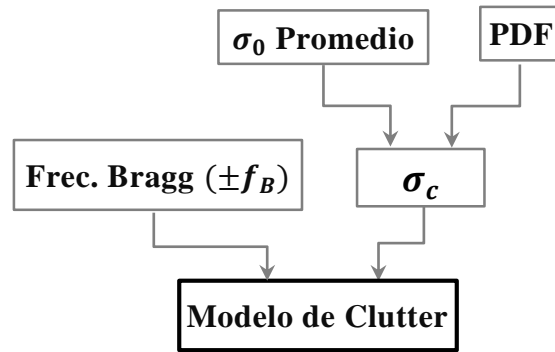


Figura. 4-9: Diagrama de bloques del modelo de clutter de mar.

4.6. Ruido

Otra señal que junto al clutter representan las señales de interferencia en un OTHR es el Ruido. El ruido es un factor fundamental que limita el rendimiento de cualquier sistema de teledetección, si no fuera por la presencia del mismo las detecciones serían seguras y las falsas alarmas no existirían (Doerry, 2016). El ruido es una energía electromagnética no deseada con parámetros aleatorios que interfiere con la capacidad del radar para funcionar en un modo ideal y sin errores. Típicamente, el ruido se representa como un proceso aleatorio, y su presencia en la entrada del radar tiene importancia en la estimación del rendimiento del mismo en cualquier modo de operación: detección, seguimiento e identificación. (Barton y Leonov, 1997). En consecuencia, un conocimiento profundo del ruido, incluidas mediciones y predicciones precisas de las características del ruido, es fundamental para maximizar el rendimiento de los sistemas de radar. El ruido en la banda de HF establece el piso inferior, de la intensidad necesaria del eco, para ser detectado por un radar

OTH (Pederick y Cervera, 2016). El ruido puede ser clasificado, según su fuente de origen en, ruido ambiente, originado desde fuentes externas al radar y ruido interno, cuya fuente es principalmente la antena y los componentes electrónicos en el receptor, según su espectro como, ruido blanco o coloreado y desde el punto de vista de distribución en, Gaussiano y no Gaussiano (Capria et al., 2006). Al tomar la clasificación según su fuente, se tiene variedad de tipos de ruido, los cuales se presentan en la Figura. 4-10. Cada uno de estos tipos de ruido, tienen un rol fundamental en el rendimiento de los sistemas OTH.

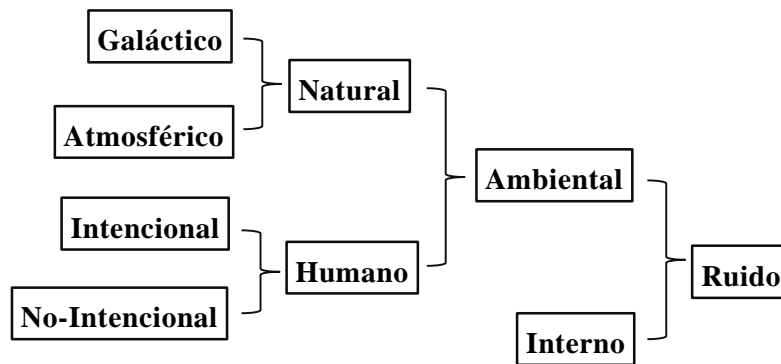


Figura. 4-10 : Clasificación del ruido, en función de su fuente.

Por otro lado, la magnitud del ruido de un dispositivo, puede definirse en términos del factor de ruido (f). El factor de ruido de un sistema receptor se compone de un conjunto de fuentes de ruido internas y externas. El único punto de referencia adecuado para medir un factor global de ruido de un sistema de recepción de radiocomunicaciones, es la entrada de una antena receptora equivalente sin pérdidas (Skolnik, 2001). El factor de ruido externo se define como:

$$f_a = \frac{P_n}{kT_0B} \quad [4.7] .$$

Este factor cuantifica la degradación de la relación señal ruido (SRN) provocada por el dispositivo, cuando el ruido en su entrada es el que corresponde a la temperatura estándar T_0 . El termino kT_0B es la potencia de ruido disponible en una banda de frecuencia B , P_n es la potencia (de entrada) de ruido disponible desde una antena sin pérdidas, $k = 1.38 \times 10^{-23}$ J/K es la constante de Boltzmann, T_0 es la temperatura de referencia tomada como 290 °K (Skolnik, 2001).

La anterior ecuación puede presentarse en su versión logarítmica (Cifra de Ruido).

$$F_a = 10 \log(f_a) = 10 \log\left(\frac{P_n}{B}\right) \left[\frac{dBW}{Hz}\right] - (10 \log(kT_0)) [dB] \quad [4.8] .$$

$$F_a = S \left[\frac{dBW}{Hz}\right] + 204 [dB] \quad [4.9] .$$

A continuación, se describen los distintos tipos de ruido, presentados en la Figura. 4-10, los cuales son relevantes para esta tesis.

4.7. Tipos de Ruido

Esta sección discute las principales fuentes ambientales de ruido de HF, que se clasifican en de origen natural que incluyen el atmosférico y galáctico, y también el ruido generado por el hombre como ser Interferencia (intencionales) y Ruido humano (no intencionales). Se denomina interferencia a señales emitidas con algún propósito específico, mientras que el ruido humano se refiere al ruido generado por el hombre, pero sin intención de ello por ejemplo el ruido de 50 Hz (Bhattacharya et al., 2011)

La importancia relativa de los diferentes tipos de ruido para el funcionamiento del radar OTH no solo cambia en función de la hora del día, la estación y la ubicación geográfica, sino que también varía con la frecuencia de la señal transmitida.

4.7.a. Ruido atmosférico

Este tipo de ruido tiene como fuente de origen las descargas atmosféricas que ocurren en diferentes puntos de la Tierra. La densidad espectral de este ruido varia con la frecuencia, hora, estación del año, ubicación geográfica, cambios meteorológicos, condiciones de la ionosfera, entre otros. Este es el principal contribuyente de densidad de potencia de ruido en la mitad inferior de la banda de HF y en su totalidad en las bandas MF (Media Frecuencia) y LF (Baja Frecuencia), además en HF las componentes de la señal (rayos) pueden aun recibirse a una gran distancia gracias a la propagación por onda de cielo (Bianchi y Meloni, 2007).

Este ruido se conforma de una secuencia de ráfagas de corta duración de amplitud elevada que se superponen dentro de mismo un fondo continuo en el tiempo, de intensidad relativamente baja, como se ilustra en la Figura. 4-11. La componente impulsiva surge generalmente de una tormenta cercana o local al receptor. Esta no posee una energía constante, a razón que una descarga atmosférica tiene una duración aproximada de 30 μ s en su zona de mayor energía con una cola que puede

llegar hasta los 250 μ s. La componente de fondo es el producto de un gran número de fuentes distantes que se propagan hacia el receptor via onda de cielo con multi saltos con una alta atenuación debido a la dispersión y absorción sufrida en su propagación. Esta señal varía de forma relativamente suave frente al tiempo y la frecuencia (Fabrizio, 2013). El espectro de este tipo de ruido cae rápidamente con el aumento de la frecuencia, para frecuencia superiores a 50 MHz no tiene grandes efectos en el funcionamiento del radar. Las tormentas situadas sobre la misma dirección (azimut) de búsqueda, pueden afectar fuertemente al desempeño del OTH.

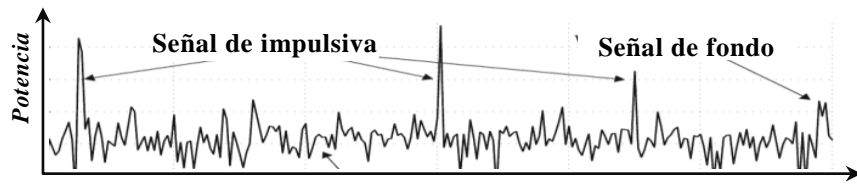


Figura. 4-11: Señal temporal de ruido atmosférico típica.

4.7.b. Ruido Galáctico

El ruido galáctico es generado en su mayoría por el sol y otra estrella cercana, este tipo de ruido afecta principalmente a los sistemas de radar que funcionan en los rangos de frecuencias de 15 MHz a 100 GHz, como se ilustra en la Figura. 4-12, en frecuencia por debajo de 15 MHz su perturbación se ve limitada por la absorción en la ionosfera terrestre.

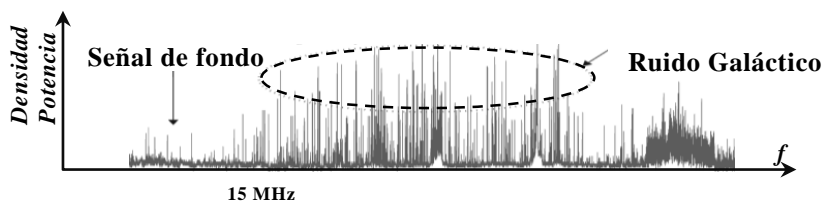


Figura. 4-12: Espectro de medido en la banda de HF, con presencia de ruido galáctico.

Al realizar mediciones con un receptor durante el día (medio día) y la noche (media noche), se observan picos debidos a señales producidas por la actividad humana. Durante el día, el ruido atmosférico es atenuado, sobre todo en frecuencias bajas debido a la absorción en la capa D de la ionosfera (Bianchi y Meloni,2007; Fabrizio, 2013). Durante la noche la situación es distinta, la principal causa de estos es la desaparición de la capa D de la ionosfera. Por lo anteriormente expuesto la frecuencia del radar OTH debe adecuarse en función de la hora del día, siendo posible transmitir a frecuencias bajas de HF durante la noche, a razón que la capa D de la

ionosfera desaparece y durante el día trabajar con frecuencias en la banda media de HF.

4.7.c. Intencionales

Este tipo de ruido es conformado por señales que contienen información útil, provenientes de fuentes intencionales, por lo general provienen de usuarios autorizados del espectro. Las aplicaciones más comunes son, las comunicaciones punto a punto, comunicaciones móviles, entre plataformas terrestres, marítimas y aeronáuticas y también la radiodifusión de onda corta. El espectro en la banda de HF es compartido por diferentes usuarios. Estas interferencias surgen como resultado del diseño inadecuado del receptor o de la antena, variaciones en la frecuencia de la portadora en el transmisor, efectos debidos a dispersión troposférica o reflexión ionosférica en transmisiones de larga distancia, modulación cruzada entre canales en radioenlaces e interferencia causada por propagación multicamino. La eficiencia de este depende de la coordinación juiciosa de frecuencia y tiempo de transmisión para minimizar la interferencia mutua (Leferink et al., 2010).

4.7.d. No intencional

Este tipo de ruido tiene como fuente de origen los equipamientos eléctricos, por ejemplo, motores eléctricos, líneas de eléctricas, sistemas encendido de vehículos, entre otros. La densidad espectral del ruido generado por el hombre decrece con el incremento de la frecuencia, pero varía significativamente con la ubicación. Cerca de zona residenciales o áreas industriales, el ruido se incrementa sobre toda la banda de HF con respecto a otras áreas, como la rural remota. En cercanías de grandes centros urbanos el ruido generado por el hombre supera al ruido atmosférico y galáctico en parte o en su totalidad de la banda HF. La interferencia producida por el hombre es a menudo altamente direccional. Si se utiliza antenas de recepción con un lóbulo principal muy estrecho y lóbulos secundarios fuertemente atenuados, de manera que cualquier señal de interferencia fuera del acimut sea muy atenuada, alternativamente se puede realizar un procesamiento adaptivo en el dominio espacial y/o temporal para mitigar cualquier señal de interferencia que logre pasar (Leferink et al., 2010).

4.8. Modelo de Ruido

El modelo de ruido adoptado para esta tesis se encuentra conformado principalmente por dos parámetros, un valor promedio de la potencia de ruido (o densidad de ruido) el cual cuantifica el nivel de ruido presente y por otro lado de una determinada función de distribución de probabilidad que representa la variabilidad temporal de la misma. En la Figura. 4-13 se ilustra un diagrama de bloques simplificado del modelo propuesto.

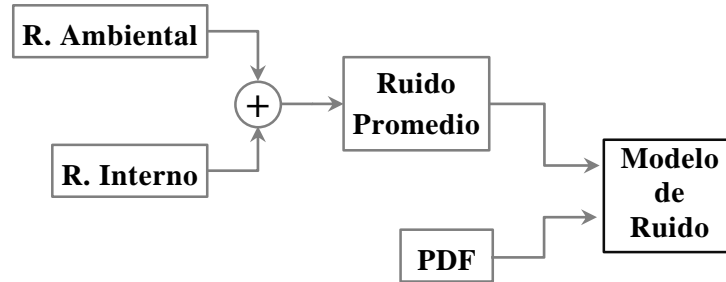


Figura. 4-13: Diagrama de bloques del modelo de ruido.

A continuación, se describe el método de obtención del factor de ruido de cada tipo de ruido mencionado anteriormente, y además la obtención del valor promedio del factor de ruido total.

4.8.a. Valor promedio de ruido

Para obtener un valor promedio del nivel de ruido total presente, en una determinada ubicación geográfica, frecuencia de trabajo, hora y fecha se necesita determinar el nivel de ruido de cada uno de los diferentes tipos de ruido. A continuación, se describen de forma breve como se determina cada uno de ellos (según recomendación R P.372-13 de la ITU, 2016).

Ruido atmosférico: La Figura. 4-14 describe como varía el ruido atmosférico en el rango de frecuencias entre 10 kHz a 100 MHz, en donde se observa la magnitud relativa de este. Se adoptan como valores mínimos de las medianas horarias previstos, los excedidos durante el 99,5% de las horas, representado por la curva A y como valores máximos los excedidos durante el 0,5% de las horas, representado por la curva B. Para las curvas del ruido atmosférico, se han tenido en cuenta la hora del día, las estaciones del año y la superficie total de la Tierra.

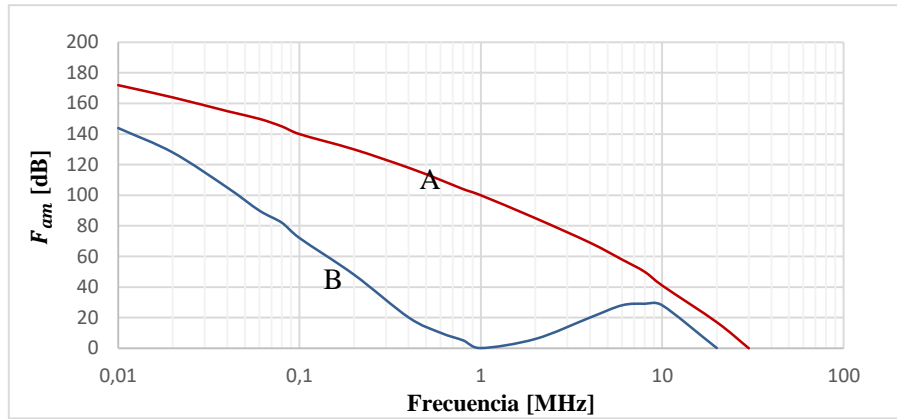


Figura. 4-14: Cifra de ruido del ruido atmosférico.

La mayor parte de los resultados corresponden a antenas omnidireccionales. No obstante, para antenas direccionales los estudios han indicado que, en ondas decamétricas, para el ruido atmosférico originado por descargas atmosféricas, puede tener una variación, según la dirección de a la cual apunta la antena, la frecuencia y la ubicación geográfica de hasta 10 dB (5 dB por encima y 5 dB por debajo del valor medio de F_{am} indicado). La desviación estándar (σ) presente para la cifra de ruido atmosférico depende fundamentalmente de la ubicación geográfica, de la estación del año y de la hora del día, como se ilustra en la Figura. 4-15.

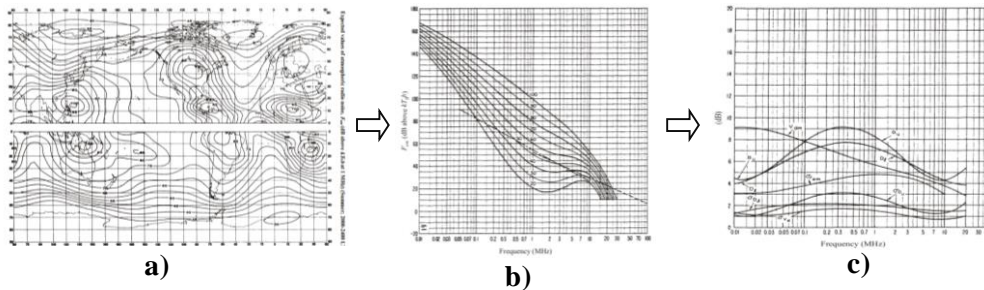


Figura. 4-15: Proceso de obtención de la desviación estándar, en el caso del ruido atmosférico.

El valor de F_{am} para una determinada frecuencia se obtiene a partir de los mapas de ruido (Figura. 4-15. a), con este valor de ruido, se determina el valor de F_{am} para la frecuencia requerida a partir de (Figura. 4-15 b). El parámetro de variabilidad σ , se obtiene para la frecuencia en cuestión a partir de la Figura. 4-15 c. Las curvas ilustradas se encuentran disponibles la recomendación R P.372-13 de la ITU, 2016.

Ruido galáctico: Para frecuencias por encima de 10 MHz y por debajo de los 100 MHz la Cifra de ruido asociada al ruido galáctico medio despreciando los efectos de la capa ionosférica, viene dado por la Ecuación [4.10].

$$F_{am} = 52 - 23 \log(f) \quad [4.10] .$$

En donde el F_{am} se encuentra en dB y se mide respecto a kT_0B y f es la frecuencia en MHz. Mediciones indican una variación de ± 2 dB alrededor de esta curva.

La desviación estándar para la cifra de ruido galáctico se toma como un valor constante igual a $\sigma = 1.56$ dB (según recomendación R P.372-13 de la ITU, 2016).

Ruido No intencional artificial: Para valores medios de la potencia de ruido artificial procedente de un cierto número de entornos, la cifra de ruido asociada a este tipo de ruido puede encontrarse por la Ecuación [4.11] .

$$F_{am} = c - d \log(f) \quad [4.11] .$$

Donde F_{am} se encuentra de dB y se mide con respecto a kT_0B , los resultados son coherentes con una variación lineal del valor mediano F_{ma} con la frecuencia f . En donde f esta MHz, los coeficientes de c y d son indicados en Tabla 4-2. La ecuación [4.11], es válida dentro del rango 0,3 a 250 MHz para todas las categorías del entorno excepto para Zona Rural tranquila.

Categoría del entorno	C	D
Zona comercial	76.8	27.7
Zona Residencial	72.5	27.7
Zona rural	67.2	27.7
Zona rural tranquila	53.6	28.6

Tabla 4-2: Valores de las constantes c y d.

La desviación estándar σ para la cifra de ruido del ruido artificial se determina a partir de la Tabla 4-3, en donde σ se encuentra en función del entorno.

Categoría del entorno	Var. con el tiempo [dB]
Zona comercial	6.7 – 11.0
Zona Residencial	5.3 – 10.6
Zona rural	4.6 – 9.2
Zona rural tranquila	4.6 – 9.2

Tabla 4-3: Valores de las desviaciones del ruido artificial

4.8.b. Aleatoriedad del ruido

En algunas ocasiones es preciso considerar más de un tipo de ruido presente. Esto puede suceder a cualquier frecuencia en general, pero ocurre más a menudo en ondas decamétricas donde los ruidos atmosférico, artificial y galáctico pueden ser comparables. Los valores de f_a presentan distribuciones alrededor de la mediana. Esas distribuciones son del tipo Log-Normal a cada lado de la mediana. Para obtener el valor medio y la distribución de la suma de dos o más procesos de ruido, se

supone que el ruido resultante presentará también un PDF Log-Normal. El valor medio total (F_{maT}) y la desviación estándar total (σ_T) resultante se calculan en base a lo presentado en la recomendación R P.372-13 de la ITU, 2016.

$$F_{maT} = c \left[\ln(\alpha_T) - \frac{\alpha_T^2}{2c^2} \right] \text{ dB} \quad [4.12] .$$

$$\sigma_T = \sqrt{\ln \left(1 + \frac{\beta_T}{\alpha_T^2} \right)} \text{ dB} \quad [4.13] .$$

Donde $c = 10/\ln(10)$

$$\alpha_T = \sum_{i=1}^n \alpha_i = \sum_{i=1}^n \exp \left[\frac{F_{ami}}{c} + \frac{\sigma_i^2}{2c^2} \right] \text{ W} \quad [4.14] .$$

$$\beta_T = \sum_{i=1}^n \alpha_i^2 \left[\exp \left(\frac{\sigma_i^2}{c} \right) - 1 \right] \text{ W}^2 \quad [4.15] .$$

Capítulo 5: Atenuación

En el proceso de transmisión/recepción el cual inicia con la transmisión de la onda electromagnética hasta la recepción del eco, los parámetros principales de la misma, amplitud, frecuencia y fase sufren variaciones debido a varios factores. Trataremos ahora a la atenuación como uno de los principales que modifican la amplitud de las señales de radio (Settimi et al.,2014).

La atenuación se manifiesta como la disminución de la intensidad de una onda, como consecuencia de diversos fenómenos. El nivel de atenuación, o pérdidas de señal, parcial o total presente durante la propagación, tiene gran impacto en los enlaces de radio y en particular sobre el rendimiento del radar que en esta tesis nos ocupa (Davis, 1965; Zolesi y Cander, 2014). Las atenuaciones presentes durante la propagación de la onda electromagnética son.

- Atenuación geométrica L_g
- Atenuación con desviación L_d y sin desviación $L_{s,d}$
- Atenuación por desadaptación de polarización entre la onda y la antena L_p
- Atenuación del sistema L_s

A continuación, se describen cada una de estas atenuaciones.

5.1. Atenuación Geométrica

Es la disminución de la intensidad de una onda al distribuir su energía en frentes de ondas cada vez más amplios, fenómeno que se ilustra en la Figura. 5-1. Esta atenuación se debe exclusivamente a una cuestión geométrica. Aún en el vacío, una onda de radio pierde energía por radiación en distintas direcciones (Davis, 1965).

Para un radiador isotrópico, la intensidad de una onda radiada desde una pequeña fuente, disminuye con el cuadrado de la distancia y la frecuencia de la onda. La densidad de potencia de la onda disminuye a medida que se aleja de la fuente (según recomendación P.533-13 de la ITU, 2015).

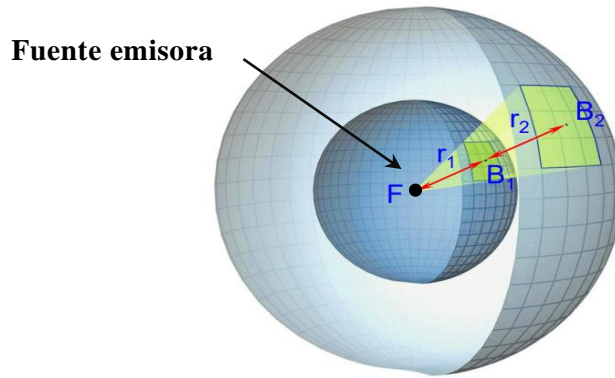


Figura. 5-1: Propagación de una onda en el medio.

Este tipo de atenuación puede determinarse mediante la Ecuación [5.1].

$$L_g = 32.45 + 20 \log(d) + 20 \log(f) \quad [dB] \quad [5.1].$$

En donde d es la distancia en km sobre la cual la onda se propaga y f es la frecuencia de onda en MHz (según recomendación P.533-13 de la ITU, 2015).

5.2. Atenuación por absorción

Ocurre a causa de interacciones entre la onda electromagnética y el medio de propagación, estas pueden ser choques o la interacción entre los campos eléctricos de ambos (Skolnik, 2008). En el caso de la propagación ionosférica, las colisiones con los electrones y otras partículas causan que la amplitud de la señal disminuya debido a una pérdida de energía. Por otro lado, los electrones del medio son alterados en presencia del campo eléctrico de la onda y estos responden a esta variación reirradiando su energía hacia la onda y también hacia el medio, con la finalidad de volver al equilibrio previo (Davis, 1965).

Considerando la naturaleza compleja del índice de refracción de Appleton-Hartree de la ionosfera terrestre, se tiene.

$$n^2 = (\mu - i\chi)^2 \quad [5.2].$$

Donde (n) es el coeficiente de refracción complejo, (μ) determina la velocidad de propagación de la onda y (χ) determina es coeficiente absorción. Si se considera despreciable al campo magnético, la parte imaginaria de n es el coeficiente de absorción resulta según la Ecuación [5.3], por otro lado se define como índice de absorción (κ) al representado en la Ecuación 0, el cual indica la disminución de la amplitud por unidad de longitud (Hunsucker, 2002).

$$\chi = \frac{1}{2\mu} \frac{XZ}{1 + Z^2} \quad [5.3] .$$

$$\kappa = \chi \cdot \frac{\omega}{c} = \frac{e^2}{2\mu c \epsilon_0 m} \cdot \frac{Nv}{(\omega^2 + v^2)} \quad [5.4] .$$

En donde N es la densidad de los electrones, v es la frecuencia de colisión del electrón, ω es la frecuencia angular de la onda, e carga del electrón, c velocidad de la luz.

En base a la Ecuación 0,0 se puede dividir la absorción en dos categorías por un lado la absorción con desviación y por otro la absorción sin desviación (Davies, 1969; Hunsucker, 2002).

Sin Desviación: ocurre en regiones en donde μ es aproximadamente igual a la unidad y el producto ($N \cdot v$) es grande, este tipo de absorción toma lugar en la región D de la ionosfera. Esta absorción se debe a transferencia de energía de la onda al medio (Zolesi y Cander, 2014).

Con Desviación: Ocurre en la parte superior de la trayectoria cerca del nivel de reflexión o en cualquier punto a lo largo del camino de propagación en donde marcadas curvas estén presentes. En estos puntos μ es aproximadamente igual al cero y el producto ($n \cdot v$) tiene un valor pequeño.

La absorción sin desviación tiene un mayor peso que la absorción con desviación en propagaciones oblicuas. A continuación, describen brevemente cada una de estas absorciones.

5.2.a. Absorción sin desviación

Se hace presente cuando μ es aproximadamente igual a uno y prácticamente no se producen curvaturas (desviaciones) en el camino de propagación de la onda. Cuando una onda de radio viaja a través de la ionosfera, los electrones entran en oscilación, y estas oscilaciones son amortiguadas por colisiones entre electrones y moléculas de gas. En las regiones E y F, estas colisiones son lo suficientemente infrecuentes como para que sus efectos sean despreciables, en cambio en la región D estas colisiones no son despreciables (Hunsucker, 2002; Scotto y Settimi, 2014). En toda la región D la frecuencia de colisión (ν) disminuye exponencialmente con

Atenuación

la altura, siendo aproximadamente proporcional a la presión del gas neutro, mientras que (N) aumenta rápidamente con la altura como se ilustra en la Figura. 5-2.

Este tipo de absorción tiene gran peso en la región D de la ionosfera y al trabajar con frecuencias bajas. Al particularizar la Ecuación 0, para $\mu = 1$, se concluye que la misma depende de las variables N , v y ω , teniendo el nivel absorción máximo cuando $v = \omega$ (Davis, 1965).

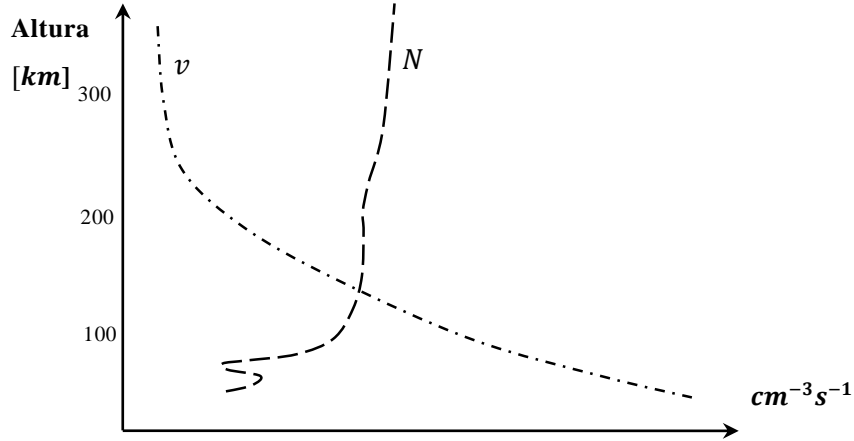


Figura. 5-2: Perfiles de velocidad y densidad electrónica de la ionosfera.

La atenuación por absorción sin desviación, se determina por medio la Ecuación [5.5][5.9] (según recomendación P.533-13 de la ITU, 2015).

$$L_{s,d} = \frac{n(1 + 0.0067Rz) \sec(i)}{(f + f_l)^2} \cdot \frac{1}{k} \sum_{j=1}^k A_{Tmedio} \frac{F(\chi_i)}{F(\chi_{imediao})} \cdot \varphi_n \left(\frac{f_v}{f_oE} \right) \quad [5.5] .$$

$$F(\chi) = \cos^p(0.881 \cdot \chi) \quad ; \quad i = \arcsin \left(\frac{R \cos(\Delta_F)}{R + h_r} \right) \quad [5.6] .$$

$$\Delta_F = \arctg \left(\cot \left(\frac{d}{2R} \right) - \frac{R}{R + h_r} \csc \left(\frac{d}{2R} \right) \right) \quad [5.7] .$$

$$h_r = \frac{1490}{M(3000)F^2} - 176 \text{ km} \quad \text{o} \quad 500 \text{ km el menor} \quad [5.8] .$$

$$\chi = \arccos(\sin(\text{ang. latitud}) \cdot \sin(\delta) + \cos(\text{ang. latitud}) \cdot \cos(\delta) \cdot \cos(h)) \quad [5.9] .$$

$$\delta = 23.45^\circ \cdot \sin \left(\frac{360}{365} (NDA - 80) \right) \quad [5.10] .$$

$$h = (\text{hora} - 12) \cdot 15 \quad [5.11] .$$

En donde el significado y la determinación de cada uno de los parámetros de las Ecuaciones [5.5]-[5.11], se encuentra disponible en (según recomendación P.533-13 de la ITU, 2015).

5.2.b. Absorción con desviación

Tiene lugar cuando la onda electromagnética sufre un fuerte retardo de grupo y esto sucede cuando está describe una marcada curva en su trayecto de propagación, en donde μ tiende a un valor cercano a cero ($\mu < 1$).

Este tipo de absorción a diferencia de la sin desviación, es causada principalmente por la emisión resonante que toma lugar cuando la frecuencia de la onda se aproxima a la frecuencia de oscilación del plasma y por otro lado también por las colisiones con las partículas del medio (Scotto y Settimi,2014).

La atenuación por absorción con desviación, se determina por medio de las Ecuaciones [5.12] y [5.13] (según recomendación P.533-13 de la ITU, 2015).

Perdidas en el modo E.

$$L_d = 130 \left[\left(\frac{f}{f_{MUF}} \right) - 1 \right]^2 \quad \text{o} \quad 81 \text{ dB (el que sea menor)} \quad [5.12] .$$

$$f_{MUF} = foE \cdot \sec(i)$$

Perdidas en el modo F2.

$$L_d = 36 \left[\left(\frac{f}{f_{MUF}} \right) - 1 \right]^{1/2} \quad \text{o} \quad 62 \text{ dB (el que sea menor)} \quad [5.13] .$$

Donde f es la frecuencia de la onda electromagnética, f_{MUF} es la máxima frecuencia utilizable, foE es la frecuencia característica de la capa E de la ionosfera e i representa el ángulo de incidencia.

5.3. Atenuación del sistema.

Este tipo de atenuación pueden deberse a diversos factores, los cuales en su mayoría se encuentran relacionados con el hardware del sistema, siendo los principales, la desadaptación de impedancias, pérdida en conectores y la pérdida en cables debido de su longitud (Skolnik, 2008). En los sistemas bien diseñados esta atenuación puede ser considerada casi como residual.

5.4. Modelo de Atenuación.

Luego del estudio y análisis de las distintas atenuaciones presentes en durante la propagación de la onda electromagnética en el medio, se propone como modelo de atenuación el que se representa esquemáticamente en la Figura. 5-3, el cual se encuentra conformado por la combinación de todas las atenuaciones mencionadas. Por otro lado, en anteriores secciones, se describió de forma breve las ecuaciones utilizadas para determinar el valor de cada una de las atenuaciones, se observa que estas ecuaciones hacen uso de diversos parámetros tanto ionosféricos como otros propios del camino de propagación, por ejemplo rango oblicuo, f_{MUF} , giro frecuencia, R_z , entre otros. Estos parámetros se obtienen de los modelos Internacional de Referencia a del Ionosfera (IRI) y del Trazador de rayos descritos en capítulo Propagación.

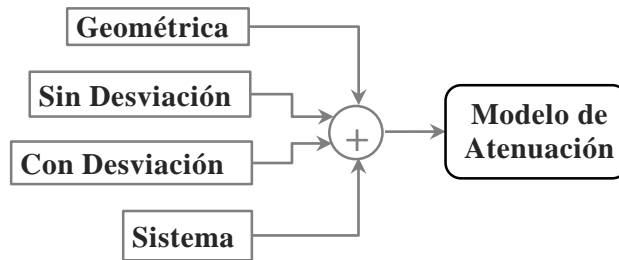


Figura. 5-3: Diagrama de bloques del modelo de Atenuación.

Capítulo 6: Generación de Señal

En capítulos anteriores se caracterizó cada uno de los parámetros que forman parte del proceso de transmisión - recepción en un OTHR, obteniéndose hasta el momento valores promedios de los parámetros presentes en la ecuación de radar particularizada para un OTHR descrita en el capítulo 1. Ahora, en función del objetivo principal de esta tesis, arribar a un modelo de OTHR, se hace necesario una descripción y modelado de las señales que intervienen. Así en este capítulo se describe el modelo mediante el cual se obtienen las series temporales correspondientes a las señales presentes en un sistema OTHR. El modelo de generación de las señales en el dominio del tiempo es útil en el diseño y/o prueba de métodos o algoritmos de detección en un OTHR como así también para caracterizar el comportamiento del radar bajo diferentes escenarios de búsquedas.

En la Figura. 6-1 se ilustra de forma simplificada el sentido en que trabajan, la señal transmitida ($S_T(t)$) y la señal recibida ($S_R(t)$), por el radar.

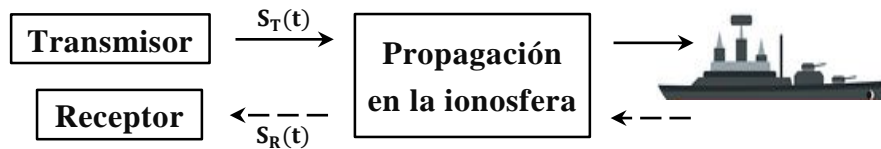


Figura. 6-1: Ubicación de las señales de transmisión (S_T) y recepción (S_R), dentro del proceso de búsqueda que realiza radar OTH.

6.1. Proceso de búsqueda

En el proceso de búsqueda de un objetivo por un sistema OTHR, se definen tres regiones o áreas las cuales se ilustran la Figura. 6-2. La mayor de estas áreas es la denominada Área de Búsqueda, la que define el área de cobertura del radar, que es la región geográfica en donde se realiza la búsqueda de objetivos. Esta área se define por las desviaciones máximas del lóbulo principal del sistema de antenas, esto contempla los movimientos en azimut y elevación. El área de búsqueda de este tipo de radares es de alrededor de 6 y 12 millones de km^2 (Francis et al.,2017).

Para lograr iluminar esta área durante el proceso de búsqueda el sistema transmisor divide el área de búsqueda en regiones más pequeña llamadas Región de Celdas

Iluminadas (del inglés Dwell Illumination Region, DIR) que toman valores cercanos a los 200 mil km² (Skolnik, 200; Fabrizio, 2013; Francis et al., 2017). Por lo cual, para cubrir el área total de búsqueda, el transmisor debe recorrer de forma individual un número finito de regiones DIR.

En cuanto al receptor, este opera de forma independiente, con un área bajo análisis que es solo una porción de la región DIR, llamada celda de resolución, alcanzando dimensiones de 1500 km² (Cuccoli et al., 2011; Zhu et al., 2014).

El proceso de búsqueda en forma general consiste en definir en primer lugar el área de búsqueda, luego en base a las dimensiones de las celdas DIR, se define el número de celdas DIR necesarias para barrer toda el área de búsqueda y por otro lado en función del tamaño de las celdas de resolución se determinan la cantidad necesarias de estas para barrer toda la celda DIR, este proceso se repite hasta barrer toda el área de búsqueda. Para realizar ese proceso de búsqueda, el radar OTH opera en modo pulsado modulado, este concepto se explica en la siguiente sección.

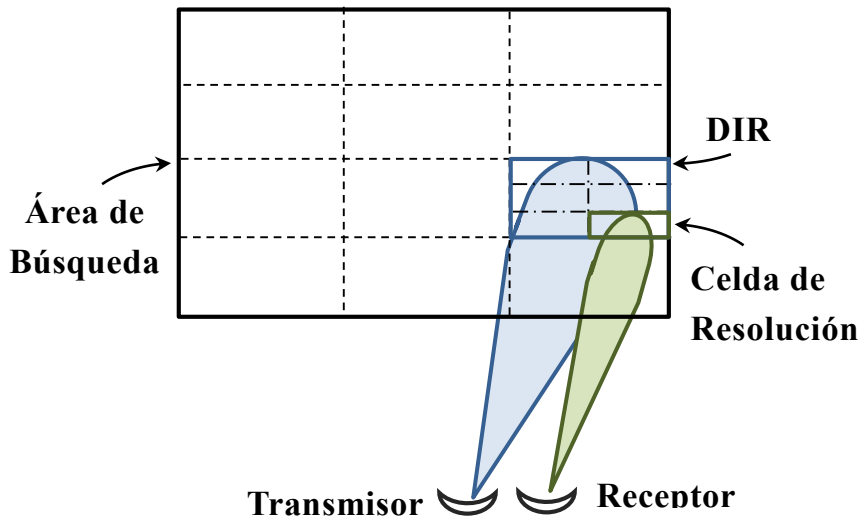


Figura. 6-2: Áreas presentes en el proceso de búsqueda. El recuadro negro de línea continua: Área total de búsqueda. Recuadro azul: DIR. Recuadro verde: celda de resolución.

6.2. Radar Pulsado-Coherente

El modelo propuesto considera un sistema de radar del tipo pulsado modulado en el cual mediante la transmisión de una ráfaga de pulsos codificados logra obtener excelente performance en detección emitiendo baja potencia a diferencia de las versiones de Onda Continua y de pulsos sin modular (Curry, 2005, Skolnik, 2008).

En los radares del tipo pulsado se transmite y recibe un tren de pulsos, donde la señal presente en estos pulsos puede estar modulada o no. En los modernos radares la selección del tipo de modulación se realiza a través del análisis de la función de correlación correspondiente a la forma de onda elegida para transmitir (Shi et al., 2015). El radar pulsado presenta un esquema de transmisión y recepción periódico donde a cada señal transmitida le sigue un tiempo de escucha antes de transmitir nuevamente (Barona et al., 2017). La Figura. 6-3 ilustra este concepto, en esta se observa la ventana de transmisión y recepción, una de estas corresponde al momento de transmitir la señal y la otra a al momento de captar el eco que contendrá información del objetivo más señales de ruido e interferencias.

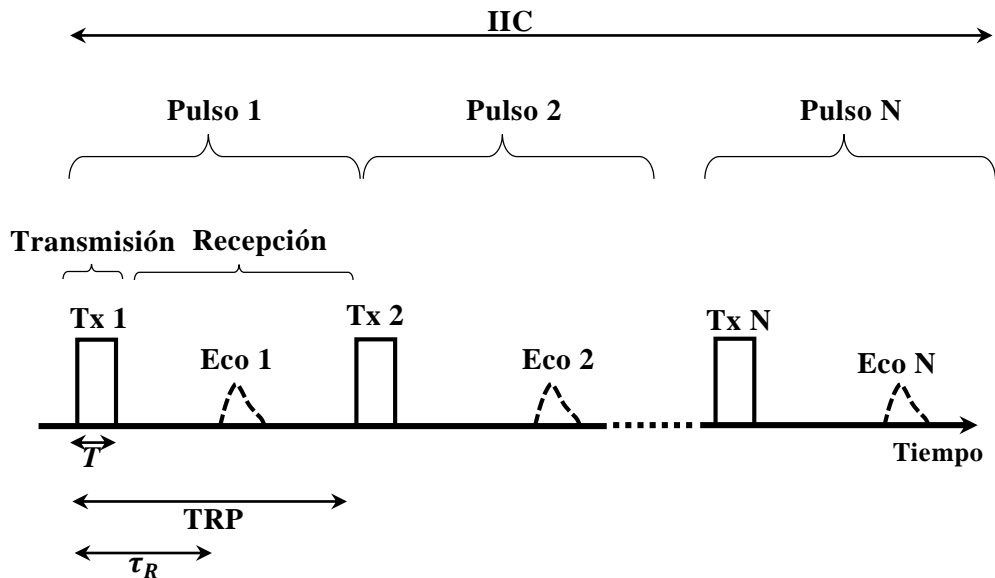


Figura. 6-3: Esquema de transmisión y recepción de un radar pulsado, en este se definen las ventanas de transmisión y recepción.

Siendo T el tiempo de duración del pulso, TRP el tiempo de repetición de pulsos y τ_R el tiempo que demora en regresar el eco respecto al momento en que se comenzó a transmitir. Por otro lado, se observa que la ventana de transmisión y recepción se repite un número N de veces y finalmente se encuentra IIC el Intervalo de Integración Coherente ($IIC = N \cdot TRP$). A este número de repetición se lo denomina factor de integración. En un proceso de búsqueda, el transmisor ilumina N veces cada región DIR. Esto le permite tener una mejor resolución de la señal a la hora del procesamiento digital, lo cual se verá en las secciones siguiente (Curry, 2005; Saavedra et al., 2020). Además, de tener un sistema pulsado, el radar considerado es

del tipo coherente lo cual implica una coherencia en las relaciones de fase, entre los pulsos transmitidos y recibidos (Hopkins, 1996). Las oscilaciones y las ondas electromagnéticas se describen como coherentes si sus relaciones de fase son constantes a diferencia de la incoherencia en donde estos cambios de fase se distribuyen estadísticamente. En la Figura. 6-4 se observan las condiciones de fase entre los pulsos transmitidos en ambos sistemas de radar.

Si el radar es coherente o no, lo determina el tipo de transmisor (Barton y Leonov, 1998). La adopción de este tipo de sistema se tiene razón de ser en la necesidad de obtener información de rango y velocidad a partir de las señales recibidas, tarea que no es posible en un sistema no coherente en el cual solamente es posible obtener información de rango (Komissarov et al.,2019).

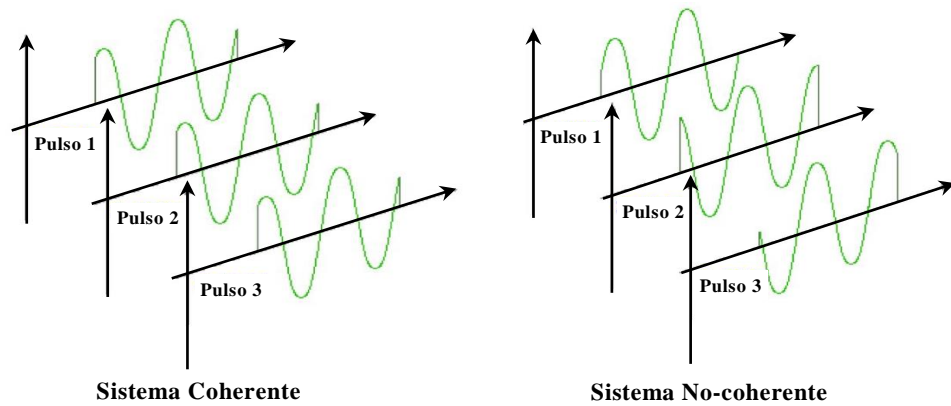


Figura. 6-4: Relación de fase entre pulsos transmitidos en un sistema coherente e incoherente.

Por otro lado, para discriminar el eco del resto de señales de interferencia, se utilizan herramientas matemáticas y de procesamiento de señales, dentro de las cuales se encuentra la técnica de integración coherente, que consiste en sumar en fase los pulsos recibidos durante un *IIC* antes de la detección, manteniendo aun información de fase y amplitud de la señal. Gracias a esta técnica la relación señal-ruido (SNR) se ve reforzada por el factor $N = IIC/TRP$ sobre la de un solo pulso (Barona et al., 2017; Shen et al., 2020). Además, la integración coherente requiere que la señal tenga una relación de fase predecible (es decir sistema coherente). En un esquema de integración coherente ideal, la ganancia de integración coherente es exactamente N (Curry, 2005).

6.3. Señal Transmitida

Es la señal emitida por el transmisor, esta señal obedece a la Ecuación [6.1] y se define a la misma como señal transmitida $S_T(t)$ en función del tiempo.

$$S_T(t) = u(t) \cdot m(t) \cdot e^{j\omega_c t + \varphi} \quad [6.1] .$$

En donde $u(t)$ es la función pulso rectangular que define las ventanas de transmisión y recepción, $m(t)$ representa la forma y tipo modulación, ω_c y φ son la frecuencia y fase de la señal y la exponencial representa un seno o coseno complejo (Skolnik, 2008; Cabrera et al. 2010; Wei et al., 2012; Saavedra et al., 2020).

El modelo de radar propuesto es un radar del tipo pulsado con modulación digital, en donde las resoluciones en Rango y en Doppler están directamente relacionadas con las características propias de la forma onda de la señal transmitida, esto contempla el tipo de modulación, duración del pulso de transmitido, frecuencia de portadora, entre otros (Curry, 2005; Skolnik, 2008; Shi et al., 2015), ahora para determinar las resoluciones en Rango y Doppler, se analiza la Función de Ambigüedad de dicha forma de onda (Zhang et al., 2003; Molina et al., 2010; Shi et al., 2017;). La configuración de radar tipo pulsado con modulación digital surge luego de consultar material bibliográfico referido a sistemas OTH por onda de cielo.

6.4. Señal Recibida

La señal recibida por el radar ($S_R(t)$) se compone de tres señales, la señal proveniente del objetivo ($S_{Objetivo}(t)$), la señal de clutter ($C(t)$) y el ruido ($n(t)$) y es este conjunto el que ingresa en la etapa de recepción del radar OTH. La Señal $S_R(t)$ tiene origen luego de producirse la dispersión en el objetivo y en el medio que lo rodea al ser iluminado por la señal emitida por el Radar. Luego de la dispersión un gran número de ondas tomarán diferentes direcciones algunas de ellas seguirán un camino de vuelta al radar. Se adopta como simplificación, que el ángulo con el cual las ondas vuelven hacia el radar será el mismo con el cual impactaron al objetivo antes de la dispersión (Wei et al., 2012, Saavedra et al., 2019, entre otros). La señal recibida por el radar proveniente exclusivamente del objetivo en función del tiempo se define de acuerdo a la Ecuación [6.2].

$$S_{obj}(t) = At(t) \cdot m(t) \cdot RCS(t) \cdot \mu(t - \tau_0) e^{j(\omega_c + \omega_D)(t - \tau_0)} \quad [6.2] .$$

En donde el termino τ_0 es el retardo presente durante la propagación de la onda en su viaje de ida y de vuelta, ω_D es la frecuencia angular de corrimiento Doppler asociado a una velocidad radial del objetivo, RCS es la sección transversal de radar del objetivo, At es la atenuación total experimentada por la onda durante su propagación por la ionosfera antes de ingresar al conversor analógico digital (Saavedra et al., 2020). Estos parámetros se determinan como se describió en capítulos anteriores (Zhang et al., 2003; Hu et al., 2016; Saavedra et al., 2019). Por otro lado, la señal recibida por el radar proveniente del clutter en función del tiempo se define de acuerdo a la Ecuación [6.3].

$$C(t) = At(t) \cdot m(t) \cdot \sigma_c(t) \cdot \mu(t - \tau_0) e^{j(\omega_c \pm \omega_B) \cdot (t - \tau_0)} \quad [6.3] .$$

En donde ω_B es la frecuencia angular de Bragg, σ_c es la sección transversal de radar asociado al clutter.

Las señales descritas hasta el momento son las provenientes de una sola celda de resolución. La señal recibida total, por el sistema de recepción se encuentra conformada por un conjunto de pequeñas señales provenientes de cada una de las celdas de resolución dentro del área DIR sobre la cual se realizó la búsqueda de objetivo. Finalmente, esta operación se repite por cada área DIR hasta barrer toda el área de búsqueda considerada (Cuccoli et al., 2011; Saavedra et al., 2020).

6.5. Modelo de Generación de Señales

Luego de analizar las funciones matemáticas que definen las señales transmitida y recibida por el OTHR, se proponen, como modelos para generar las series temporales correspondientes, durante el proceso de búsqueda en un radar OTH, a los detallados en esta sección. Los modelos para generar las series temporales, tienen en cuenta tres parámetros principales, el primero es el valor promedio de los factores presenten en las Ecuaciones [6.1], [6.2] y [6.3], el segundo es la función de distribución asociada a ciertos factores valores promedio y el tercero son las frecuencias presentes a saber: la frecuencia de portadora, la frecuencia Doppler asociada al objetivo y frecuencia de Bragg asociada al clutter.

6.5.a. Señal Transmitida

En la Figura. 6-5 se presenta un diagrama de bloques simplificado del modelo utilizado para la generación de la serie temporal de la señal transmitida.

Este modelo es el encargado de generar la señal que luego se transmite hacia el canal de propagación. Dicha señal surge a partir de un código determinado y de un tipo de modulación en banda base que luego sufre una traslación en frecuencia a una portadora de RF y finalmente se amplifica para luego ser transmitida, de acuerdo a la frecuencia de repetición de pulso (Wei et al., 2012; Grosdidier et al., 2013; Saavedra et al., 2020).

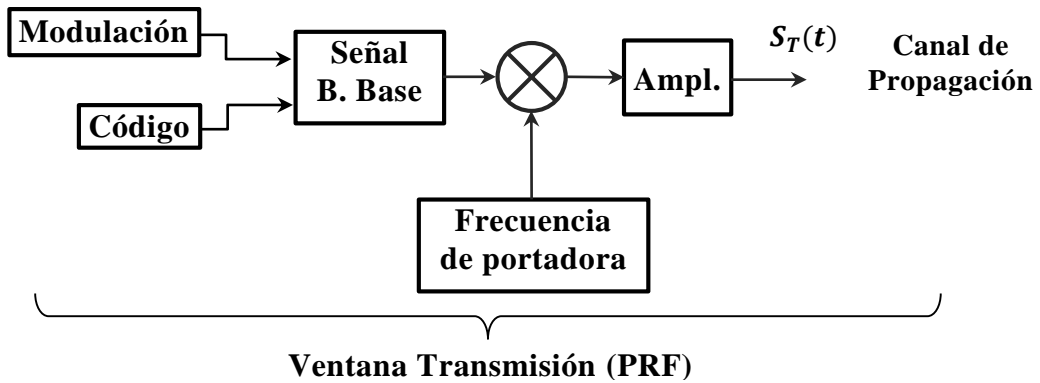


Figura. 6-5: Diagrama de bloques simplificado del modelo de síntesis de la señal transmitida.

6.5.b. Señal recibida

La serie temporal de la señal recibida por el radar puede ser sintetizada mediante la combinación de un conjunto de bloques los cuales intervienen durante un proceso de transmisión y recepción de un radar OTH. El modelo tiene como entrada a la señal transmitida y como salida a la señal recibida, esto se ilustra en la Figura. 6-6.

En el proceso de propagación ciertos parámetros de la onda electromagnética transmitida son modificados tanto en amplitud, fase y frecuencia por diferentes factores presentes en la propagación, hasta finalmente convertirse en la señal de recibida. Para desarrollar el modelo es necesario contemplar dichas modificaciones para convertir la señal de transmitida a un conjunto de señales recepcionadas, para ello es necesario tener en cuenta, la atenuación durante la propagación en el camino hacia el objetivo, pérdida y reemisión de energía al impactar contra el objetivo, contaminación de la señal reemitida por el objetivo con la señal de clutter, luego ser nuevamente atenuada en el camino de propagación de vuelta al radar y finalmente la adición de una señal ruido. Cada uno de los bloques presentes en la Figura. 6-6, se han explicado en los capítulos anteriores (Grosdidier et al., 2013; Saavedra et al., 2019, Saavedra et al., 2020).

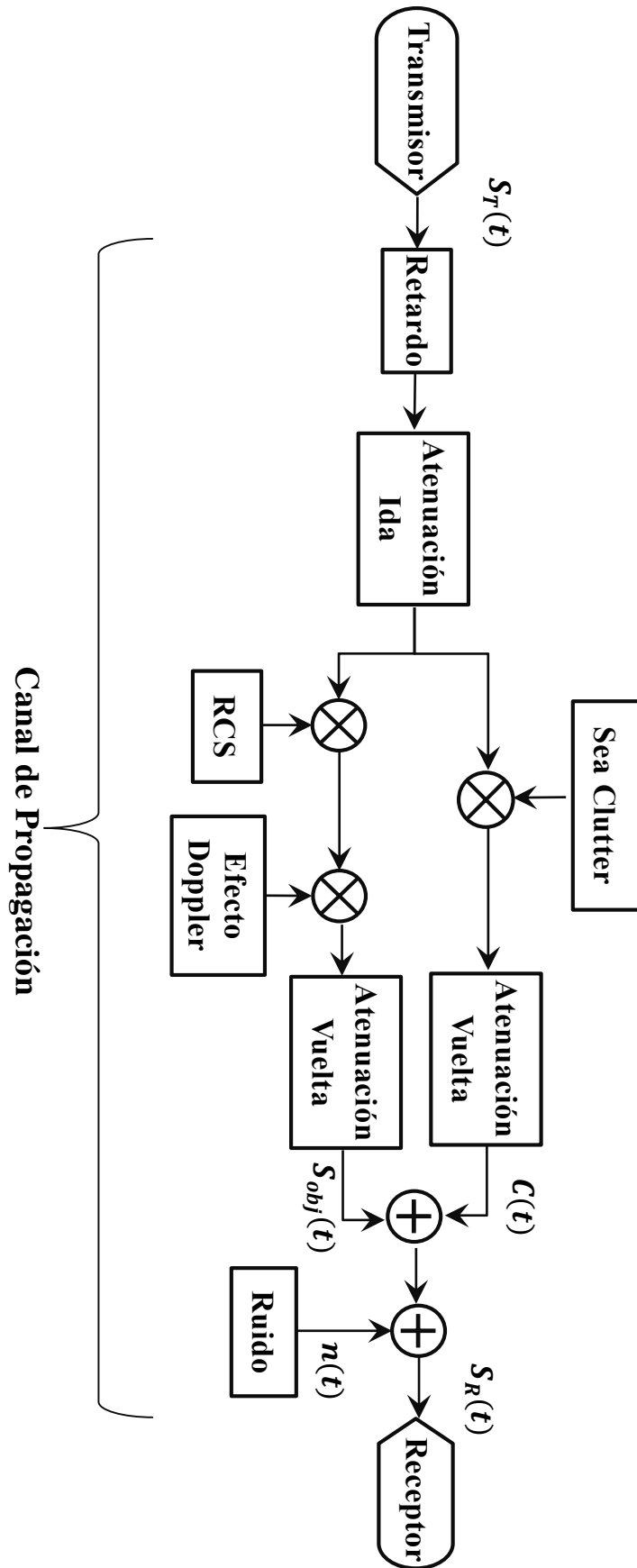


Figura. 6-6: Diagrama de bloques proceso de obtención de la señal de recepción.

Capítulo 7: Procesamiento de Señal

Esta es la última etapa del modelo de radar OTH por onda de cielo propuesto, en la que se analizará y modelará el sistema que tiene la tarea de detectar y localizar un objetivo dentro de un área de búsqueda. Así, como sabemos la señal de eco que es captada por el sistema receptor se encuentra fuertemente atenuada y con las relaciones señal-ruido y señal-clutter sumamente degradadas. Para extraer información de este eco se deben aplicar técnicas de procesamiento digital con el objetivo de recuperar las señales útiles, además señales del ruido y del clutter, y por otro lado hacer frente a la gran atenuación presente.

En la Figura. 7-1 se observan la entrada y salida del procesamiento digital, siendo la entrada el conjunto de señales recibidas por el radar OTH y en la salida las detecciones encontradas. En este caso las detecciones se presentan por medio del denominado Espectro Rango – Doppler, el cual es uno de los métodos por el cual es posible detectar y visualizar la posición y velocidad de un objetivo (Don, 2014; Saponara and Neri, 2017). Los espectros Rango-Doppler se obtienen al representar las señales recibidas ya procesadas, en función del rango y la frecuencia Doppler.

Las técnicas que se implementan en el procesamiento digital se desarrollan en las secciones siguientes.

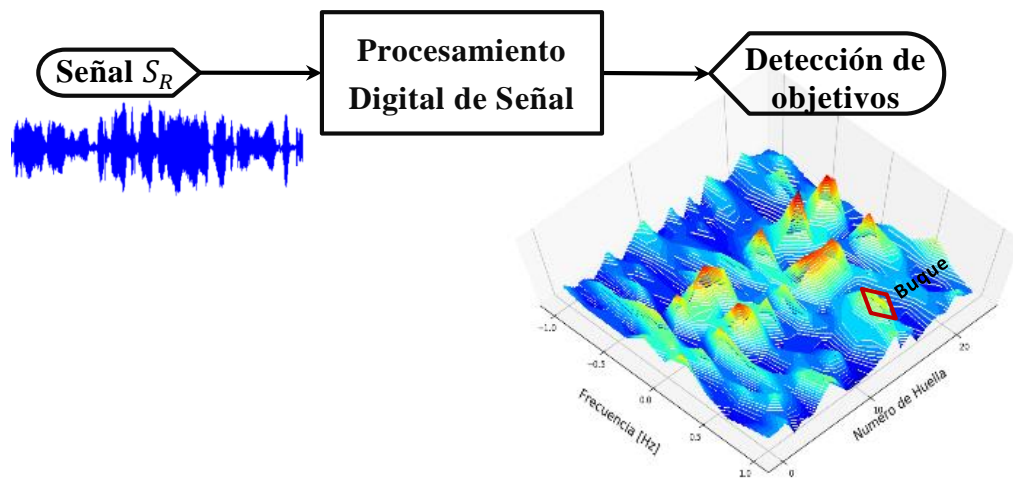


Figura. 7-1: Entrada y salida del modelo del procesamiento digital.

7.1. Radar Pulsado Modulado

En capítulos anteriores se propuso como modelo de radar al de tipo pulsado. Dentro de estos se tiene, a los de tipo no modulado y modulados, el primero de ellos logra detectar débiles ecos inmersos en ruido, por medio de la repetición de pulsos junto a técnicas de detección por envolvente siendo esto posible sólo emitiendo ondas de radio de gran potencia (Curry, 2005; Skolnik, 2008; Cabrera et al., 2010). Estos sistemas tienen como desventaja el alto costo que implica elaborar un transmisor de alta potencia, esta limitación tiene gran impacto especialmente en frecuencias altas.

Por lado un parámetro característico de un radar es la Resolución de Rango ΔR , que establece la capacidad del radar para detectar y distinguir dos objetivos próximos entre sí a una determinada distancia (rango). Esta resolución es determinada a partir de la duración de los pulsos Δt .

$$\Delta R = \frac{(c \cdot \Delta t)}{2} \quad [7.1]$$

En donde c es la velocidad de la luz 3×10^8 m/s. A partir de Ecuación [7.1] se analiza cómo debe diseñarse un sistema con el objetivo de mejorar la resolución de rango. En la Figura. 7-2 se ilustra un radar con una resolución de rango determinada ΔR y dos objetivos ubicados a una distancia entre sí $\Delta R'$, en el caso de tener ($\Delta R' > \Delta R$) el radar no será capaz de detectar ambos objetivos debido a la interferencia que existirá entre los ecos de ambos objetivos, con lo cual para que el sistema detecte a dos objetivos como objetos individuales se debe cumplir $\Delta R \geq \Delta R'$. El valor $\Delta R'$ es la distancia física entre los objetivos, y esta no puede ser modificada, por lo cual para cumplir con la condición ($\Delta R \geq \Delta R'$), se debe disminuir Δt (Curry, 2005).

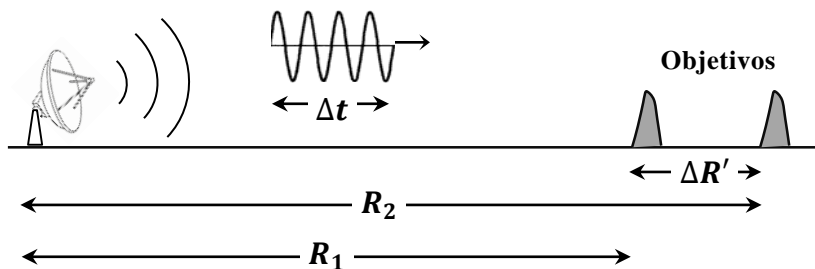


Figura. 7-2: Esquema de pulso transmitido de duración Δt , y dos objetivos separados entre sí una distancia $\Delta R'$.

En conclusión, la resolución de rango es proporcional al ancho del pulso (o inversamente proporcional al ancho de banda). Para tener mejor resolución, es necesario contar un mayor ancho de banda lo que, a su vez, significa tener pulsos más cortos o incluir un esquema de modulación (Skolnik, 2008; Cabrera et al., 2010).

En los radares del tipo pulsados modulados, mediante la transmisión de una ráfaga de pulsos codificados se logra obtener excelente performance en detección emitiendo bajos niveles de energía. Este tipo de sistemas se basa en la denominada técnica de compresión de pulso, y utiliza una serie de herramientas matemáticas y de procesamiento de señales para discriminar el eco a la entrada del receptor (Cabrera et al., 2010; O'Donnell, 2010; Molina et al., 2013).

Por otro lado, junto a la resolución en rango se encuentra la Resolución Doppler que define la mínima diferencia de velocidad radial entre dos objetivos que el radar puede detectar y discriminar como dos objetivos individuales (Blanco del Campo et al., 2008; Don, 2014). Esta resolución aumenta con el Periodo de Repetición de Pulso (PRP) y con el número de integraciones coherentes (N) como se observa en la Ecuación [7.2]. Por otro lado, también se encuentran otros parámetros como, el máximo rango no ambiguo y la máxima frecuencia Doppler no ambigua. El comportamiento de una determinada forma de onda con respecto a las resoluciones en Rango y en Doppler, se determinan luego de analizar la Función de Ambigüedad de dicha forma de onda (Zhang et al., 2003; Shi et al., 2017). A continuación, se describe la Función de Ambigüedad.

$$\Delta f_{Doppler} = \frac{1}{N \cdot PRP} \quad [7.2]$$

7.2. Función de Ambigüedad

Es una función bidimensional $|\chi(t_d, f_D)|^2$ de retardo de tiempo y frecuencia Doppler, en donde $\chi(t_d, f_D)$ se define como en la Ecuación [7.3]. Esta función muestra la distorsión de un pulso devuelto debido al filtro adaptado del receptor y también debido al desplazamiento Doppler (f_D) del retorno proveniente de un objetivo en movimiento (Woodward, 1980; Richard, 2005; Shi et al., 2015).

$$\chi(t_d, f_D) = \int_{-\infty}^{\infty} S(t) \cdot S^*(t + t_d) \cdot e^{j2\pi f_D t} \cdot dt \quad [7.3]$$

En donde $S(t)$ es la transmitida, $S^*(t)$ es el complejo conjugado de la señal $S(t)$, t_d es el retardo de tiempo y f_D es la frecuencia Doppler del objetivo (ambos son variables). La función de ambigüedad está determinada por las propiedades del pulso y el filtro adaptado, no así por un escenario objetivo particular. Una forma más concisa de representar la función de ambigüedad consiste en examinar los "cortes" unidimensionales de retardo cero y Doppler cero; es decir, $\chi(0, f_D)$ y $\chi(t_d, 0)$, respectivamente. Con $\chi(0, f_D)$ se determina la resolución en frecuencia Doppler (o velocidad) y el máximo Doppler no ambiguo y con $\chi(t_d, 0)$ se determina la resolución en retardo (o rango) y la el máximo retardo no ambiguo (Weiss, 1994).

En Figura. 7-3 se la se observa un ejemplo del diagrama de ambigüedad que correspondiente a la representación gráfica de la función de ambigüedad.

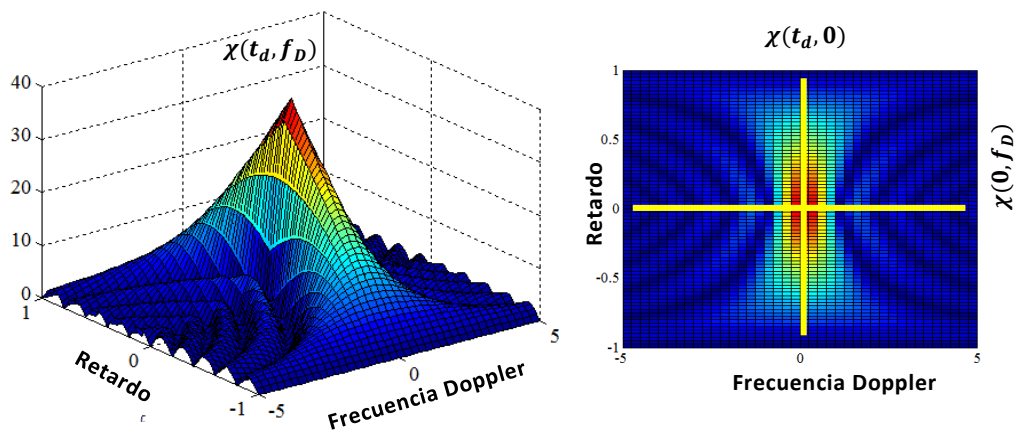


Figura. 7-3: Ejemplo del diagrama de Ambigüedad.

La ambigüedad en retardo, equivalente a distancia o rango, se presenta cuando el retardo máximo con el cual se desea trabajar excede el valor del Periodo de Repetición de Pulso (PRP), por otro lado la ambigüedad en Doppler ocurre cuando el máximo corrimiento Doppler deseado es supera a la mitad del valor Frecuencia de Repetición de Pulso ($PRF/2$) (Barton, 1988; Curry, 2005). Con un valor Alto de PRF se evita tener ambigüedades en Doppler, pero para evitar las ambigüedades en retardo se necesita trabajar con PRF baja, frente a este problema una posible solución es utilizar valores intermedios de PRF.

7.3. Cadena de procesamiento.

Luego de emitir las señales de transmisión y producirse el proceso de transmisión y recepción, se tiene un conjunto de señales recibidas por el sistema receptor, el cual se almacena en una matriz M , estas señales están fuertemente atenuadas y con una relación señal-ruido y señal-clutter sumamente degradadas. Para extraer la información útil de estas señales se aplican diferentes técnicas de procesamiento digital de señales, con la finalidad de determinar de la presencia o no de un objetivo. En las siguientes secciones se describe cada una de estas técnicas de procesamiento digital.

En las siguientes secciones se describe el modelo que conforma el procesamiento digital de señal, el cual incluye la forma de onda de la señal transmitida, el proceso de recepción de las señales de eco y el procesamiento digital en sí mismo.

7.3.a. Código Modulador

En un radar pulsado, el rango de resolución es proporcional a la duración del pulso, a su vez, la energía contenida en el pulso es proporcional a la duración del mismo y en consecuencia la probabilidad de lograr detectar el objetivo también. Estos requerimientos encuentran solución en la técnica de *Compresión de Pulso*, la cual es un factor clave en el rendimiento de un sistema de radar (Richards, 2005; Molina et al., 2010; Cabrera et al. 2010).

Dos elementos fundamentales en la compresión de pulso son: el uso de modulaciones para codificar la portadora y por otro lado, durante el proceso de decodificación el uso de la correlación entre la señal recibida y el código utilizado (Curry, 2005, entre otros).

En esta tesis se aplican dos tipos de modulaciones: Frecuencia Lineal (LFM) y en fase: BPSK, QPSK y QAM, estas últimas hacen uso de uno de un determinado código de modulación.

7.3.a.i. Frecuencia Lineal

Los pulsos LFM son una técnica de compresión de pulsos ampliamente utilizada. Un sistema que utilice modulación LFM o “chirp”, tiene una determinada duración T y durante este tiempo la frecuencia de la portadora puede aumentar o disminuir de forma lineal con el tiempo, con lo cual la envolvente de la señal a transmitir es $m(t) = \exp(i\Phi(t))$ (Sulzer, 1984; Wang et al., 2014; Ahmed, 2019) con $\Phi(t)$

como fase instantánea y descripta por la Ecuación [7.4] en donde la frecuencia es una función lineal del tiempo y la fase es una función cuadrática del tiempo.

$$\Phi(t) = 2\pi(f_c t + bt^2) \quad -\frac{T}{2} \leq t \leq \frac{T}{2} \quad [7.4]$$

Donde f_c es la frecuencia de portadora a $t = 0$ s, y b es la tasa del chirp y es determinada como $b = B/T_{chirp}$, B es el ancho de banda de la señal y T_{chirp} es la duración del chirp (Patel et al., 2012).

7.3.a.ii. Fase codificada

Al igual que la forma de onda de LFM, las formas de onda de fase codificada son una herramienta de compresión de pulso. Las formas de onda codificadas por fase emplean una serie de sub-pulsos, cada uno transmitido con una fase relativa particular, la portadora puede tomar dos valores de fase o más, determinados directamente por la señal moduladora “Código”. El código puede ser binario (modulación de 2 fases “Bifásico”) o una combinación de un determinado número de bits (modulación de n fases “Polifásico”) (Curry, 2005).

- *Polifásico*: Los códigos polifásicos presentan más de dos fases posibles logrando así una mejor tolerancia al Doppler, comparado con los códigos bifásicos. En esta tesis se presentan tres códigos polifásicos: Frank 1, Frank 2, Frank 3 (Frank, 1963).
- *Bifásico*: Los códigos bifásicos, presentan una fase que cambia entre dos estados, se caracterizan por tener poca tolerancia al Doppler, lo cual implica que para valores elevados de Doppler el código pierde su propiedad de auto-correlación deseada. Los códigos bifásicos contemplados son: Golay o Auto-complementario, Barker 7; Barker 11 y Barker 13 (Golay, 1961; De Maio, 2009; entre otros).

El desempeño de la detección depende de las características espectrales de las señales de interferencia y también del código (Sulzer, 1984; Ranganath and Rao, 2014). El código debe contar con ciertas propiedades como una duración determinada y buena auto-correlación. Con respecto a la duración del código, un tiempo más corto logra mejorar la resolución mientras que con un código más extenso la misma empeora. El uso de técnicas de codificación de la señal transmitida favorece a las señales que fueron codificadas, y puede llegar a suprimir aquellas señales que

no lo fueron. En muchos casos un criterio para seleccionar un tipo de esquema de codificación, es usar códigos que posean una función de auto-correlación con un lóbulo principal bien definido y con lóbulos laterales mínimos (Molina et al., 2010; Sufiyan et al., 2013). Todos los códigos utilizados como señal moduladora en la señal de transmisión se listan en la Tabla 7-1.

Tipo	Nombre de Código	Código	Modulación
Bifásico	Auto Complemen.	[1,1,0,1,1,1,1,0,1,0,0,0,1,0,1,1] [1,1,0,1,1,1,1,0,0,1,1,1,0,1,0,0]	BPSK
Bifásico	Barker 7	[1,1,1,0,0,1,0]	BPSK
Bifásico	Barker 11	[1,1,1,0,0,0,1,0,0,1,0]	BPSK
Bifásico	Barker 13	[1,1,1,1,1,0,0,1,1,0,1,0,1]	BPSK
Polifásico	Frank 1	[1,1,1,-1]	No Especifico
Polifásico	Frank 2	[1,1,1,1,-0.5+0.87j,-0.5-0.87j,1,-0.5-0.87j,-0.5+0.87j]	No Especifico
Polifásico	Frank 3	[1,1,1,1,1,1j,-1,-1j,1,-1,1,-1,1,-1j,-1,1j]	No Especifico

Tabla 7-1: Códigos utilizados.

7.3.b. Adquisición y Almacenamiento de señales (datos)

El modelo de adquisición y almacenamiento de las señales entra en juego luego de la etapa transmisión y recepción la cual se repetirá N veces sobre un escenario definido, donde N es el número de integraciones deseadas para el posterior procesamiento digital de la señal.

Una vez obtenidas las N señales de recepción dentro de un IIC (Intervalo de Integración Coherente), se ordenan dentro una matriz M_i . Esta matriz tiene dos dimensiones (rango y pulso) y corresponde a señales que provienen desde una misma celda de resolución. Al finalizar una búsqueda completa en una DIR, se obtienen un conjunto de matrices (M_1, M_2, \dots, M_k) donde cada una de estas matrices corresponde a un determinad celda de resolución. El conjunto de matrices mencionadas conforma otra matriz denominada M . Al finalizar esta etapa se tiene $(N \cdot k)$ series temporales de recepción, en donde k es el número de celdas de resolución (áreas) dentro de una DIR, donde se realiza la búsqueda del objetivo (Don, 2014; Ahmed, 2019). Finalmente, sobre la matriz M se aplican las diferentes técnicas de procesamiento digital. El modelo descripto anteriormente se observa de forma simplificada en la Figura. 7-4.

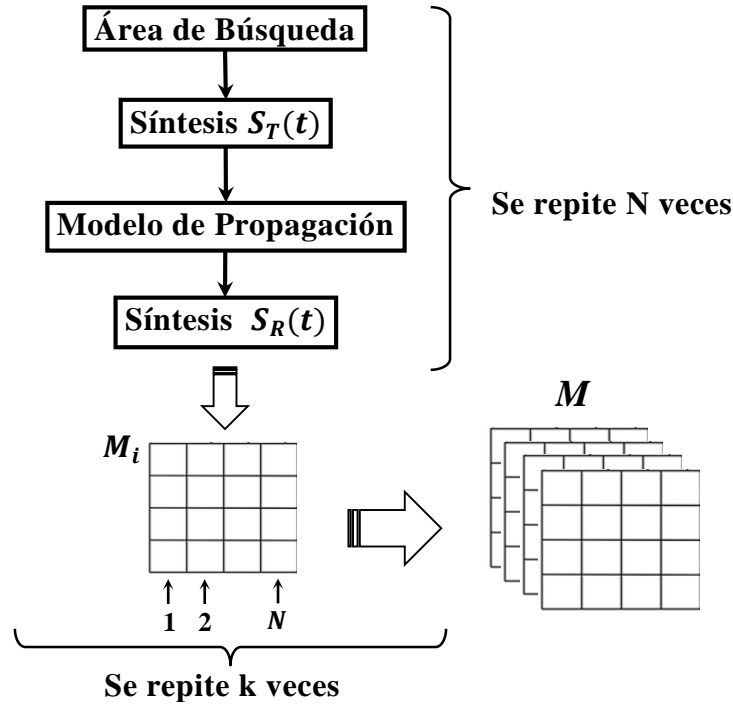


Figura. 7-4: Adquisición y Almacenamiento de señales (datos).

7.3.c. Filtro Adaptado

Como se vio anteriormente dos elementos fundamentales al momento de implementar la técnica de compresión de pulso son la codificación de la portadora y, durante el proceso de decodificación, la *Correlación* de la señal recibida con el código utilizado (Curry, 2005). En esta sección se describe la última de estas.

Una vez que los pulsos son transmitidos, el radar inicia su periodo de escucha en donde se receptiona señales provenientes del medio. La señal receptionada está compuesta por una combinación de posibles ecos, de ruidos y señales de interferencia. Como primera instancia en la detección del eco, es necesario utilizar alguna herramienta matemática para procesar la señal receptionada con el objetivo de determinar el instante de tiempo dentro de esta señal, en el cual se encuentra el pulso codificado que fue emitido. Para poder realizar esta comparación entre señales es necesario recurrir a una herramienta matemática denominada *Correlación*.

La *Correlación* es una herramienta matemática que permite la comparación entre dos formas de onda y la medición de la similitud entre estas. Es una metodología de análisis en el dominio del tiempo que se utiliza particularmente para detectar señales ocultas en el ruido, determinar la coherencia entre señales aleatorias y determinar las fuentes de señales y sus tiempos de transmisión (Richards, 2005; entre otros). En el procesamiento de señales de radar, se entiende por correlación la comparación entre una señal desconocida y una señal de referencia conocida, o más precisamente: su grado de coincidencia como función de desplazamiento en el

tiempo entre estas dos señales (Bassem ,2000; Smith and Narayanan, 2011). La función Correlación entre las señales $g(t)$ y $f(t)$ es definida por la Ecuación [7.5]

$$C_{x,y}(t) = \int_{-\infty}^{\infty} g(t) f(t - t_0) dt \quad [7.5]$$

Por otro lado, el filtro adaptado permite realizar la correlación entre la señal recibida y el código transmitido. En el filtro adaptado se deslizan dos funciones, pasando una sobre otra y se calcula una secuencia de correlaciones (uno para cada paso en el deslizamiento). La salida del filtro adaptado $y(t)$ se define por la Ecuación [7.6].

$$y(t) = \int_{-\infty}^{\infty} x(t) H(t) dt \quad [7.6]$$

Donde la $x(t)$ es la señal recibida, $H(t)$ es la función transferencia del filtro adaptado, definida como $H(t) = S^*(t_0 - t)$, en donde (*) representa la función conjugada y $S(t)$ en nuestro caso es el código transmitido (Mozeson and Levanon; 2003; O'Donnell, 2010).

$$y(t) = \int_{-\infty}^{\infty} x(t) S^*(t_0 - t) dt = C_{s,s^*}(t_0 - t) \quad [7.7]$$

Donde la función $C_{s,s^*}(t_0 - t)$ es la correlación entre las señales $x(t)$ y $S(t_0 - t)$.

El filtro adaptado tiene la característica de tener como función de transferencia la misma señal (el código) transmitida por el sistema, invertida en el tiempo y conjugada, con lo cual se reconoce sobre la señal recibida los elementos del código y se retrasa la señal sucesivamente para comprimir la señal recibida en un pulso corto con la intensidad proporcional a el eco recibido, logrando así la capacidad de maximizar la relación señal-ruido (SNR) a su salida (Escamilla Hernández et al.,2005; Richards, 2005; Cabrera et al. , 2010; Islam y Chong, 2014). Por otro lado, con la aplicación de filtro adaptado se puede estimar el retardo de que experimenta la señal transmitida durante su propagación de ida y vuelta al objetivo, con este retardo se estima el rango en donde se produjo de la reflexión en el objetivo por medio de la ecuación $R = (c \cdot t)/2$ (Molina et al., 2013 ; Molina et al., 2016).

Finalmente, luego de ser correlaciones todas las señales recibidas se almacenan en nuevamente en la matriz M .

7.3.d. Espectro Rango-Doppler

Dos parámetros importantes de un objetivo que se obtienen con un radar son su posición y velocidad. Hasta el momento con la aplicación de filtro adaptado, se determina la su posición, por otro lado, la velocidad radial del objetivo, se determina luego de obtener la frecuencia Doppler asociada al movimiento del objetivo (Curry, 2005).

El desplazamiento Doppler es un efecto que causa en la señal un corrimiento en frecuencia que la desplaza de su frecuencia de operación. Dicho desplazamiento es directamente proporcional a la velocidad del objetivo, como así también de la frecuencia de operación. En este trabajo se incluye solamente aquel corrimiento Doppler ocasionado por el movimiento del objetivo, no considerando posibles efectos propios de la ionósfera. Es importante mencionar que la velocidad radial del objetivo es quien influye en el desplazamiento de frecuencia mientras que la componente tangencial a la línea de vista del radar no tendrá importancia a la hora de estudiar este efecto (Curry, 2005; Bassem, 2000). En la Figura. 7-5 se presentan las velocidades tangencial y radial del objetivo con respecto al radar.

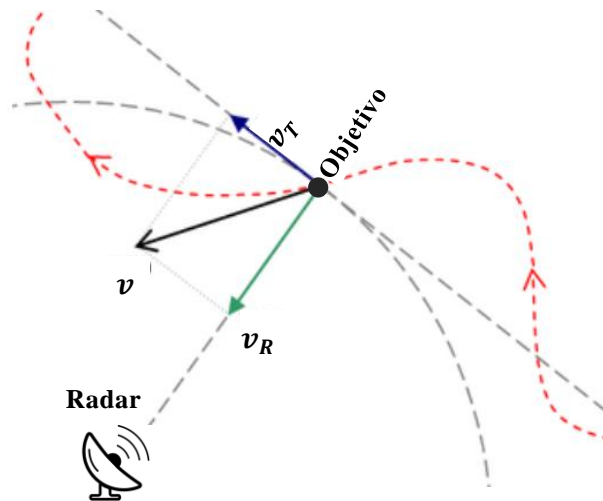


Figura. 7-5: Componente radial y tangencial de la velocidad de un objetivo con respecto al radar

Dado un objetivo con velocidad v , la misma se puede escribir a partir de su componente radial v_R y su componente tangencial v_T , donde $v = v_R + v_T$. A partir de esto, el desplazamiento Doppler que sufre la señal viene dado por la Ecuación [7.8]

$$f_D = \frac{2v_R}{\lambda_c} = f_c \frac{2v_R}{c} \quad [7.8]$$

En donde c es la velocidad de la luz, f_c y λ_c son la frecuencia y la longitud de onda de la señal de operación.

Ahora, en un sistema pulsado coherente, se tiene un proceso de transmisión - recepción que se repite N veces, con lo cual se tiene N señales recibidas asociadas a una determinada celda de resolución. Como se vio en secciones anteriores estas señales recibidas pasan por el filtro adaptado y luego son almacenadas en una matriz M_i asociada a una celda de resolución. En la Figura. 7-6 se observa la matriz M_i , en donde cada columna (N° de pulso) contiene el resultado de la correlación entre la señal recibida y el código transmitido y por otro lado las filas (tiempo) son las sucesivas muestras que toma el receptor de la señal recibida (Gonzales Partida et al., 2014; Don, 2014;).

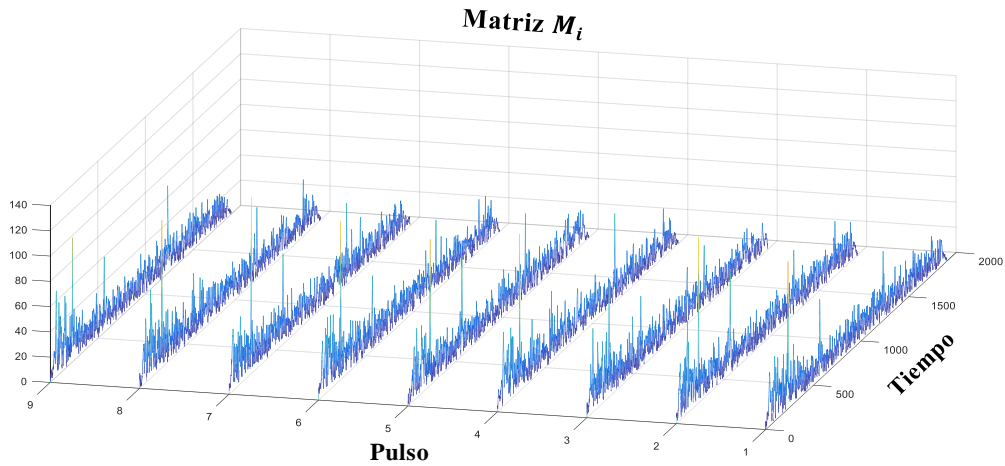


Figura. 7-6: Matriz M_i asociada una celda de resolución i -enésima.

Las correlaciones de pulsos sucesivos contienen información Doppler, que puede ser extraída para cada celda de resolución mediante la aplicación de la Transformada de Fourier, con lo cual la matriz las M_i se transforma en una matriz en el dominio de la frecuencia. Sin embargo, la matriz resultante preservara la ubicación de los picos de correlación (Don, 2014). La transformada de Fourier se aplica sobre cada fila de la matriz M_i , de tal manera de observar las distintas transiciones que sufre la señal recibida en sus sucesivos N pulsos y en especial las que surgen como consecuencia del movimiento del objetivo. Cada fila produce un espectro de frecuencia, y este corresponde a un rango particular por medio de la aplicación de la relación $R = (c \cdot t)/2$, la cual se aplica a cada índice temporal (t) de la correlación,

es decir sobre cada columna de M_i , esto convierte el eje de tiempo en rango (Lee, 2011; Don, 2014; Saponara and Neri, 2017), esta situación se representa en la Figura. 7-7. Finalmente, con todos los espectros de frecuencia de cada fila de M_i se obtiene el espectro Rango-Doppler de M_i , el cual es uno de los métodos por el cual es posible detectar y visualizar la posición y velocidad de un objetivo (Don 2014; Saponara and Neri, 2017).

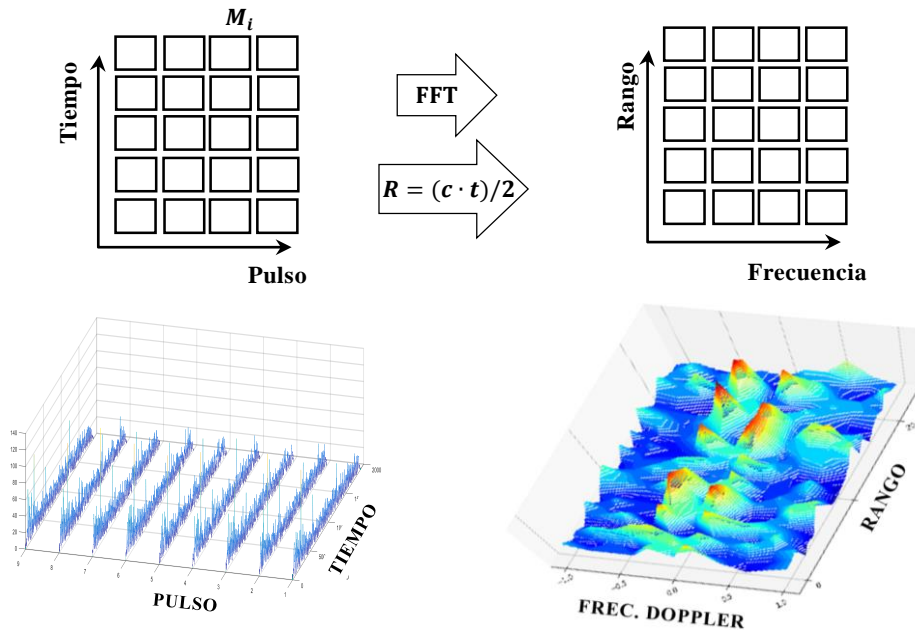


Figura. 7-7: Transformación de la matriz M_i desde Tiempo-Pulso a Rango-Doppler.

7.3.e. Función Ventana

De acuerdo a la sección anterior, se necesita aplicar la Transformada de Fourier, pero para ser más exacto en realidad se aplicara al algoritmo de la Transformada Rápida de Fourier (FFT) a cada fila de la matriz M_i , con la finalidad de obtener el espectro Rango-Doppler. Como las señales en la matriz M_i son de duración finita y truncadas, el truncamiento en el dominio del tiempo es equivalente a multiplicar la señal por una ventana rectangular, lo cual que produce discontinuidades en los bordes de la secuencia. Ahora, al aplicar la FFT se tendrá un espectro que presenta unos picos que no decaen lo suficientemente rápido con la frecuencia, empeorando la resolución espectral debido al efecto de dispersión de frecuencia y con esto distorsionando el espectro a estimar (Gomis, 2010). Para solucionar este inconveniente se utiliza las llamadas funciones ventanas en el dominio temporal para suavizar esas discontinuidades (Escamilla Hernández et al.,2005).

Estas ventanas reducen la amplitud de las discontinuidades en los límites de cada secuencia finita adquirida. La aplicación de la ventana consiste en multiplicar el registro de tiempo por una ventana de longitud finita con una amplitud que varía poco a poco hacia cero en los bordes. Esto hace que los extremos de la forma de onda se encuentren y, por lo tanto, da como resultado una forma de onda continua y sin transiciones bruscas. Sobre cada fila de la matriz M_i se aplica una función de ventana en el dominio del tiempo (Oppenheim et al., 2009).

Se busca que la ventana atenué los lóbulos secundarios significativamente respecto al lóbulo principal en el espectro en frecuencia. La forma de la función de ventana de Kaiser cumple con estos requisitos y solo depende del parámetro β , el cual define el ancho del lóbulo principal y a su vez la atenuación entre los lóbulos principales y secundarios. Se observa que al aumentar el orden la ventana de Kaiser sufre un ensanchamiento del lóbulo principal y una mayor atenuación en los lóbulos laterales. Por ejemplo, para un $\beta = 1$, el lóbulo principal se extiende hasta un valor aproximado de 0.05 Hz, teniendo algunos lóbulos secundarios con atenuaciones menores a 20 dB, con $\beta = 9$, el lóbulo principal alcanza aproximadamente 1.1 Hz y los lóbulos lateral sufren una atenuación mínima de 70 dB aproximadamente. Finalmente, en un sistema de radar OTH que opera con frecuencias Doppler pequeñas, en el rango de 0 Hz y 2 Hz, con lo cual se adopta un $\beta = 31$.

7.3.f. FFT (integración Coherente)

Como se mencionó anteriormente para obtener los espectrogramas Rango-Doppler la Transformada Rápida de Fourier (FFT) se aplica sobre cada una de las filas de las matrices M_i . De esta manera se contempla las transiciones existentes entre los N pulsos correspondientes a una misma celda de resolución con lo cual se logra determinar el espectro de frecuencias en dicha celda. Finalmente luego de aplicar la FFT se procede a sumar todas las filas de la matriz M_i , con lo cual se obtiene el espectro total de la celda de resolución analizada (Curry, 2005; Don, 2014).

En la Figura. 7-8 se observa un espectro Rango-Doppler, es en este en donde es posible detectar la presencia de un objetivo, logrando determinar su rango y la velocidad radial del mismo.

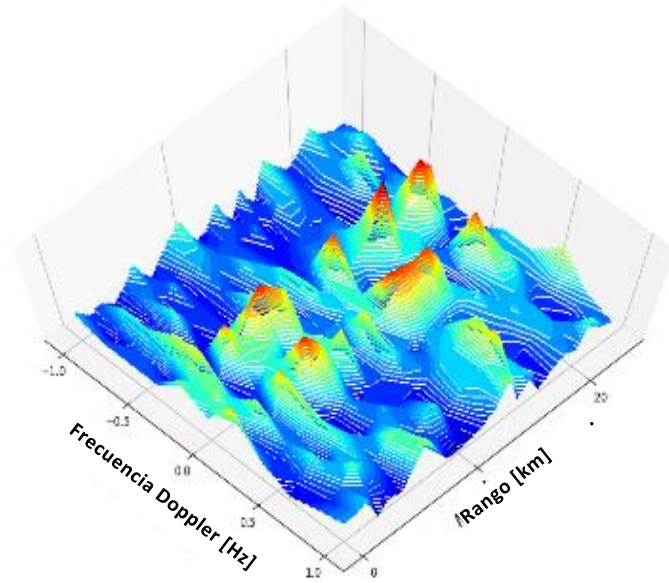


Figura. 7-8: Espectro Doppler-Rango de una celda de resolución.

7.3.g. Mapa de Clutter

La búsqueda del objetivo se realiza en un medio que tiene un componente de clutter importante, es por esto que es necesario la utilización de un procedimiento que no sea afectado por estas componentes. Este procedimiento consiste en realizar un cálculo del promedio de espectros Doppler- Rango de sucesivos escaneos sobre una DIR. El objetivo de esto es limpiar de este espectro toda componente en frecuencia resultante de la contribución de un objetivo relativamente estático (Nitzberg, 1986; Saavedra et al., 2020).

Si bien el clutter tiene asociado una componente Doppler de Bragg, esta no sufre variaciones rápidas con lo cual tiene asociada una posición relativamente constante en el espectro de frecuencias de una región DIR. Debido a esta característica se propone un método de promediado del espectro Rango-Doppler a fin de caracterizar el entorno y poder limpiar de este esas componentes de Bragg, como se ilustra en la Figura. 7-9. Referido al objetivo, para que el método de promediado no elimine su contribución espectral, éste deberá desplazarse a una velocidad radial que le permita cambiar de celda de resolución en un tiempo menor que el necesario para obtener el espectro Doppler-Rango en una DIR. Este método implica una limitación, debido que este es incapaz de identificar blancos con velocidades muy bajas (si la PRF es elevada) o incluso estáticos (Saavedra et al.,2020).

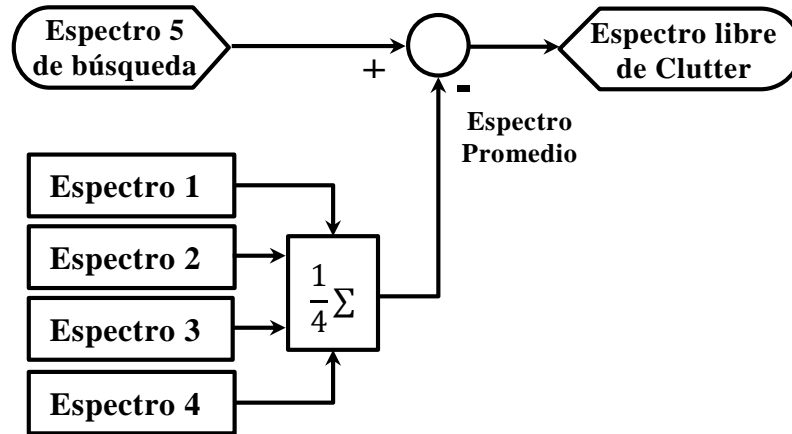


Figura. 7-9: Diagrama de bloques de procesamiento Clutter Map

7.3.h. Detector Adaptivo

En los espectros Rango-Doppler se visualizan mediante picos de mayor intensidad la presencia de ecos con un nivel importante de energía, pero no todos estos ecos contienen información relacionada a un objetivo. Es por ello que se hace necesario el uso de un detector que permita decidir entre cual es una detección de un objetivo y cual no, en esta tesis de adopto un detector adaptivo (Molina, 2017).

Un detector adaptivo tiene como función decidir, si existe presencia o no de un objetivo y, en caso positivo, brindar la posición de este. Se propone un método de detección basado en un umbral adaptivo denominado Cell Averaging Constant False Alarm Rate en dos dimensiones (2D CA-CFAR) (Dayat et al., 2017; Li et al., 2018). Este método permite calcular de forma automática un umbral que se adapta al escenario de búsqueda y luego se compara el umbral con la muestra bajo prueba, en caso de ser la muestra mayor al umbral se detecta positivamente (Anitori et al., 2012; Molina et al., 2016; Xu et al., 2017). El concepto de este tipo de umbral es poder asegurar una probabilidad de falsa alarma (P_{FA}) constante para todo escenario. Se determina un valor del umbral (T) que se ajuste automáticamente, para garantizar que la P_{FA} se mantenga constante (Richards, 2005). Para asegurar esto, a través del método CFAR se calcula para cada celda un umbral particular que depende de las celdas vecinas a la celda bajo análisis. Este cálculo se realiza por medio de una ventana móvil tal como se observa en la Figura. 7-10 y Figura. 7-11, en donde la celda bajo análisis es x_{ij} y existen celdas de guarda que son descartadas y celdas de referencias utilizadas para el cálculo del umbral. El umbral se calcula siguiendo la Ecuación [7.9], de la cual se deduce que éste será el promedio de

la suma de todas las celdas de referencia vinculadas a la celda bajo análisis a partir de la ventana propuesta (Molina et al., 2013; Machado et al., 2017).

$$T = \alpha \cdot \left(\frac{1}{N} \sum (x_r) \right) \quad [7.9]$$

En donde N es el número de celdas que serán utilizadas en el promedio, x_r son las celdas utilizadas en el promedio, α se define a partir de la probabilidad de falsa alarma deseada, por medio de la Ecuación [7.10] (Zhao et al., 2019). Se destaca que en este trabajo solo se hace uso de una ventana tipo cuadrado, como ilustra la Figura. 7-10.

$$\alpha = N \cdot \left(P_{FA}^{\frac{1}{N}} - 1 \right) \quad [7.10]$$

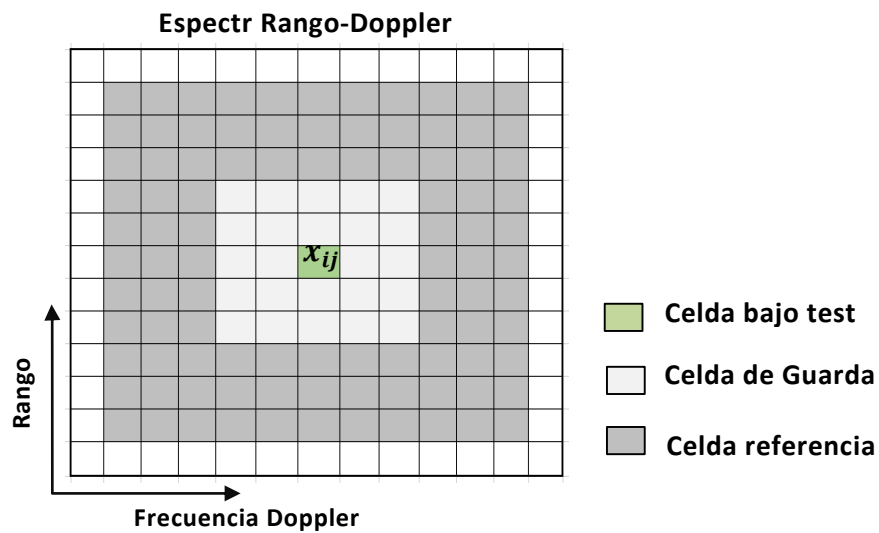


Figura. 7-10: Definición de celdas utilizadas por el método CFAR.

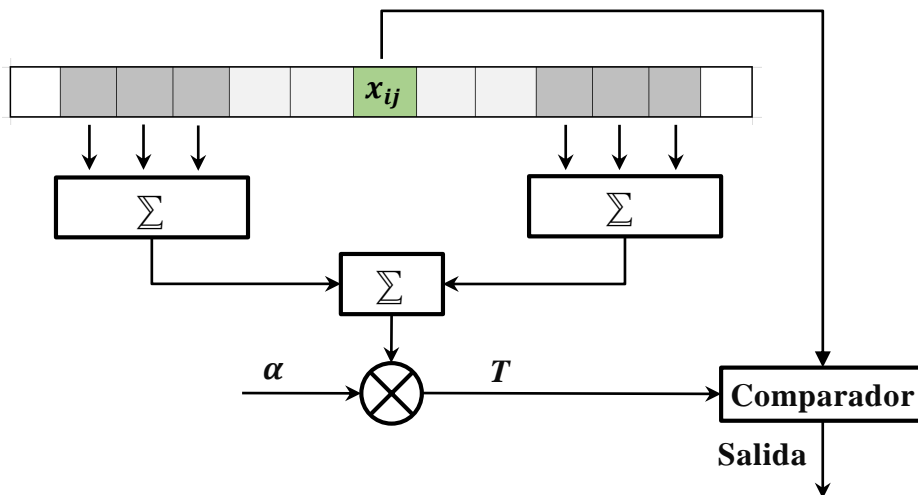


Figura. 7-11: Diagrama de bloques simplificado del método CFAR

7.4. Modelo de Procesamiento

En base a las secciones anteriores el modelo de procesamiento implementado, que engloba todo el procesamiento digital de señales detallado anteriormente, se observa en el diagrama de bloques de la Figura. 7-12. En este se parte de un número $(N \cdot k)$ señales recibidas, almacenadas en la matriz M y es luego sobre esta matriz que se aplica la cadena de procesamiento digital, con la finalidad de determinar la presencia o no de un objetivo dentro de una área de búsqueda y en caso de una detección positiva brindar los datos de rango y velocidad radial del objetivo..

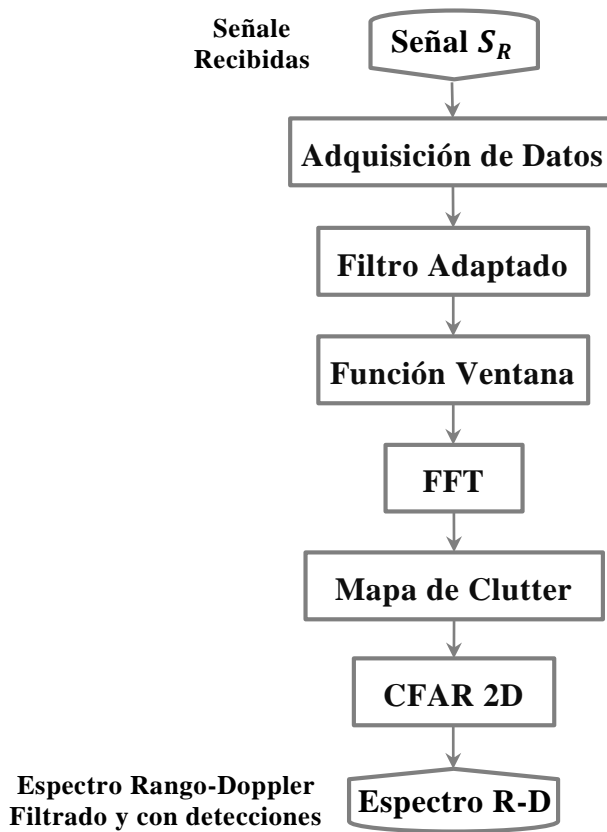


Figura. 7-12: Diagrama de bloques del procesamiento digital de señales implementado.

Capítulo 8: Modelo de Radar sobre Horizonte

En este capítulo se presenta el modelo propuesto de Radar Sobre Horizonte por Onda de Cielo propuesto. El objetivo de este modelo es brindar una herramienta de diseño al campo de la investigación y desarrollo de un sistema OTHR. Además, sirve como una contribución para facilitar la toma de decisiones en lo referido a su operación y funcionamiento. El modelo propuesto, tiene como base los modelos desarrollados en capítulos anteriores. En la Figura. 8-1 se presenta un diagrama de bloque que permite visualizar en forma general al modelo propuesto, el que está integrado por cuatro sub modelos componentes principales a saber: *Tecnología de Radar, Escenario de Búsqueda, Generación de Señales y Procesamiento Digital*.

A continuación, se describe la función a cumplir de cada uno de los sub modelos que conforman el modelo OTHR propuesto.

- *Radar*: este contempla al transmisor y al receptor del radar y se definen parámetros tales como, frecuencia, polarización, modulación, ganancia de antenas, modo de operación del radar y parámetros relacionados con esto, como la frecuencia de repetición de pulso, duración del pulso, número de integraciones coherentes, entre otros.
- *Escenario de Búsqueda*: es el encargado de determinar el valor de los parámetros presentes en la propagación de la onda electromagnética y su interacción con el medio.
- *Generación de Señales*: tiene en cuenta la generación de las series de tiempo de las señales presentes en el proceso transmisión-recepción.
- *Procesamiento Digital*: es el encargado de aplicar técnicas y métodos de procesamiento digital de señales al conjunto de señales recibidas durante el proceso de transmisión-recepción, con la finalidad de lograr la detección de objetivos.

En las siguientes secciones se detalla el funcionamiento de cada uno de estos modelos.

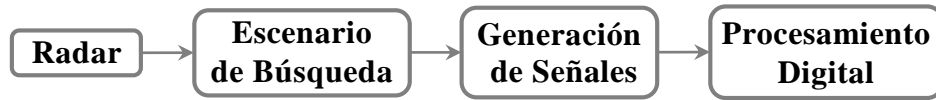


Figura. 8-1: Diagrama de bloques del modelo Radar Sobre Horizonte por Onda de Cielo propuesto.

8.1. Definición de las Área de Búsqueda

El primer paso antes de realizar el proceso de búsqueda, es definir las dimensiones y la ubicación geográfica del área sobre la cual se desea realizar la búsqueda de objetivos. El área de cobertura general de un sistema de radar OTH por onda de cielo se extiende en promedio entre 1000 y 3000 km de alcance, y dependiendo del diseño del sistema de antenas, puede abarcar un arco de azimut de 60, 90, 180 o 360 grados. Se tienen como valores promedios máximos y mínimos de profundidad de rango entre 1000 y 3000 km y de rango cruzado entre 1000 y 18000 km (Francis et al., 2017). En la Figura. 8-2, se observa las áreas intervinientes en el proceso de búsqueda un radar OTH.

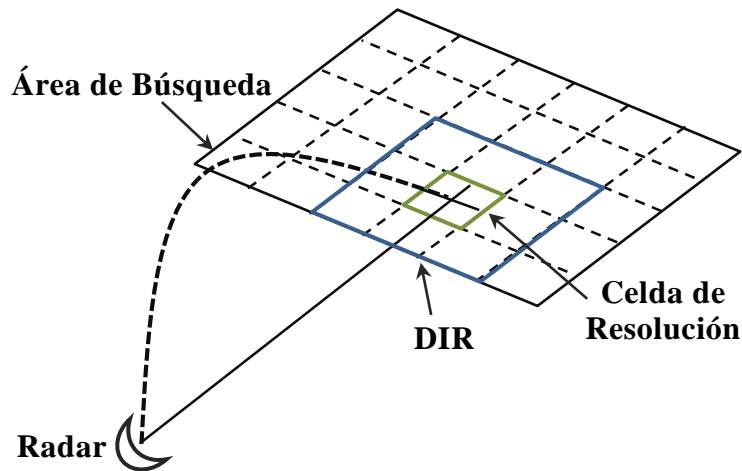


Figura. 8-2: Esquema representativo de todas las áreas presentes en el proceso de búsqueda de un radar OTH.

8.1.a. Área DIR

Para lograr iluminar el área de búsqueda el sistema transmisor divide el área de búsqueda en regiones más pequeña llamadas Región de Celdas Iluminada (DIR). En distancias muy largas, la intensidad de la energía iluminada se vuelve extremadamente débil para la operación efectiva del OTHR, mientras que a distancias muy

cortas la energía de la señal devuelta por el proceso regular de reflexión ionosférica casi se desvanece por completo. Por lo tanto, a una frecuencia particular, existe un intervalo de rango útil en el que la densidad de potencia de la señal devuelta es lo suficientemente alta para un funcionamiento eficaz del OTHR. Este intervalo define la dimensión de la profundidad en rango (ΔR_{DIR}) de un DIR, la cual depende de las condiciones ionosféricas, la frecuencia de la onda, la ganancia de la antena de transmisión, el ángulo de elevación, entre otros.

Por otro lado, la dimensión de rango cruzado (ΔL_{DIR}) de un DIR está determinada por el ancho del lóbulo principal del haz de la antena de transmisión en azimut y el rango de la región en donde se desea determinar el área DIR, como se indica en la Ecuación [8.1].

$$\Delta L_{DIR} = \Delta\theta_{Tx} \cdot R \quad [8.1].$$

En donde $\Delta\theta_{Tx}$ es el ancho del haz del arreglo de antenas de transmisión y R es el rango terrestre. En la práctica, se tiene como valores promedio máximos y mínimos, $\Delta R_{DIR} = 500 - 1000$ km y $\Delta L_{DIR} = 200 - 500$ km (Fabrizio, 2013).

Con las dimensiones del área DIR definidas, se determina la cantidad necesarias de celdas DIR para cubrir el área de búsqueda, con lo cual el transmisor debe recorrer de forma individual un número finito de celdas DIR.

8.1.b. Área de Celda de Resolución

La celda de resolución es el área con la cual el arreglo de antenas de recepción escanea un área DIR. Las dimensiones de la celda de resolución se determinan en de acuerdo a las Ecuaciones [8.2] y [8.3] .

$$\Delta R = \frac{c}{2 \cdot B} \quad [8.2].$$

$$\Delta L = \Delta\theta_{Rx} \cdot R \quad [8.3].$$

En donde c es la velocidad de la luz, B es el ancho de banda, $\Delta\theta_{Rx}$ es el ancho del haz del arreglo de recepción, R es el rango terrestre. Se tienen como valores promedios máximos y mínimos de la profundidad de rango 3 – 30 km y el rango cruzado entre 10 – 50 km (Zhu et al., 2014).

Con las dimensiones de la celda de resolución definida se determina la cantidad necesarias de estas para cubrir el área DIR, con lo cual el receptor debe recorrer de forma individual un número finito de Celdas de Resolución

8.1.c. Ternas de valores frecuencia y ángulos de elevación y azimut

Luego de ubicar las respectivas celdas de resolución y áreas DIR dentro del área de búsqueda, como se observa en la Figura. 8-3.

El próximo paso es la determinación de los centros (P_i) de cada celda de resolución y área DIR, para luego definir los valores de las ternas frecuencia de la onda electromagnética y ángulos de azimut y elevación (f, θ, φ), necesarios para alcanzar cada uno de estos puntos, por medio del modelo de *Propagación*, esta situación se presenta en la Figura. 8-4.

La selección de esta terna, puede realizarse en función de Rango Terrestre alcanzado, la Relación Señal Ruido y de la disponibilidad del canal de radio a utilizar.

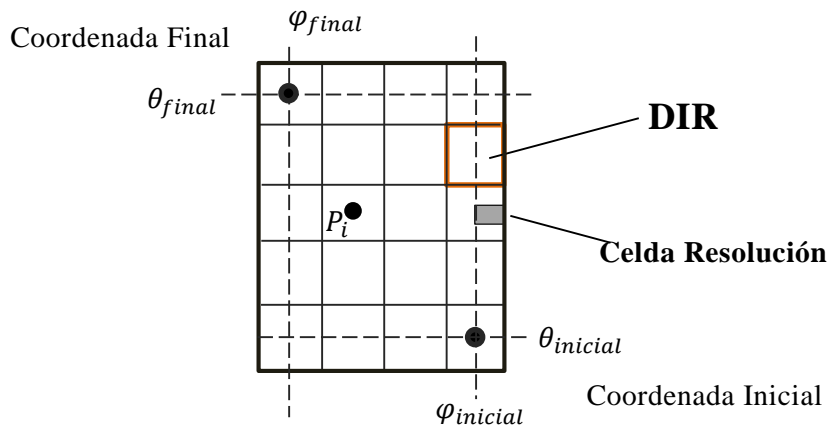


Figura. 8-3: Correspondencia entre los ángulos de azimut (φ) y ángulos de elevación (θ), y las áreas DIR que estos alcanzan utilizando el Trazador de rayos.

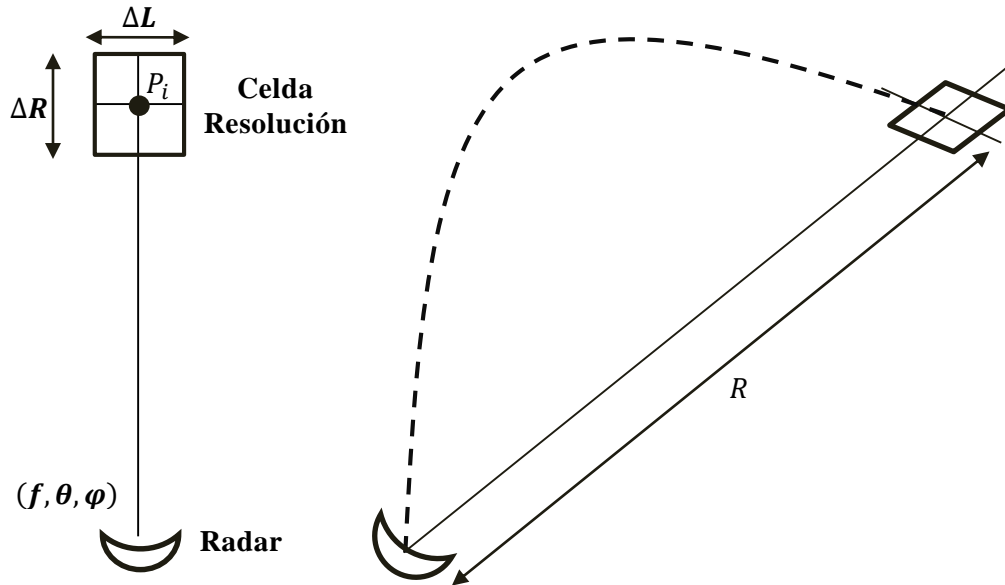


Figura. 8-4 Celda de resolución alcanza por medio del modelo de Propagación, en función una terna determina de valores de frecuencia y ángulos de acimut y elevación.

Finalmente, para barrer el área de búsqueda una posibilidad es la siguiente secuencia, se inicia con la primera celda DIR (coordenada inicial presentada en la Figura. 8-3), se barre toda esta área con las celdas de resolución lo cual se realiza modificando la dirección del haz de la antena de recepción. Al finalizar se ilumina la siguiente celda DIR para lo cual se modifica la dirección del haz de la antena de transmisión y la frecuencia de la onda. Esta secuencia se repite hasta alcanzar la última celda DIR (coordenada final presentada en la Figura. 8-3).

Los cálculos realizados referidos a las distintas áreas presentes en el proceso de búsqueda son ajenos al modelo del Radar Sobre Horizonte por Onda de Cielo y deben realizarse antes de ingresar al modelo. A continuación, se inicia la explicación de los modelos (sub modelos) que conforman el modelo Radar Sobre Horizonte por Onda de Cielo

8.2. Radar

Es el primer modelo y en él se configuran de forma inicial los subsiguientes modelos. Los parámetros de configuración referidos al hardware o software del OTHR, que definen el rendimiento del sistema y que permiten determinar la presencia o no de un objetivo dentro de un área de búsqueda son, la ubicación geográfica, la potencia transmitida, la ganancia de las antenas transmisión y recepción, los ángulos de azimut y elevación, la frecuencia de trabajo y el tipo de polarización, por otro

lado se encuentra el modo de operación del radar siendo en este caso de tipo pulsado, y parámetros relacionados con este, como ser el número de integraciones, el tipo de modulación, la frecuencia de repetición de pulso, duración del pulso, entre otros (Saavedra et al., 2019). Estos parámetros deberán ser modificados en función del tipo de escenario de búsqueda en cuestión. En la Figura. 8-5 se presenta un esquema completo del flujo de parámetros de configuración entre los distintos modelos.

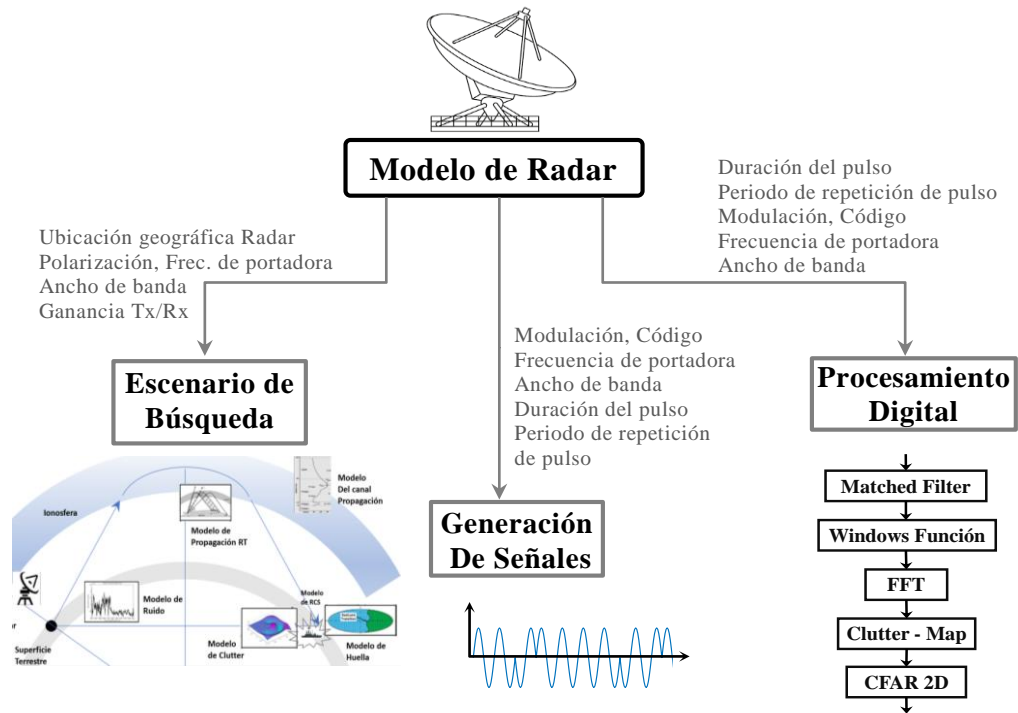


Figura. 8-5: Diagrama de flujo de parámetros entre el modelo Radar y los demás modelos.

8.3. Escenario de Búsqueda

Un radar OTHR funciona utilizando a la ionosfera terrestre como “elemento reflector”, esto permite que la señal pueda propagarse más allá del horizonte y con ello detectar objetivos a gran distancia. Por tanto, el rendimiento un OTHR depende en gran medida del escenario de búsqueda, el cual es conformado por parámetros como el estado de la ionosfera, la sección eficaz del objetivo, el clutter del medio y el ruido ambiente (Francis et al., 2017; Anderson et al., 2017). Es el modelo de *Escenario de Búsqueda* el encargado de cuantificar todos los efectos a los cuales se enfrenta la señal transmitida durante el proceso transmisión-recepción. El modelo propuesto, se constituye de módulos basados en modelos ya existentes que fueron modificados y adaptados para trabajar en conjunto. En la Figura. 8-7 se presenta

un diagrama de flujo entre los diversos modelos que conforman al *Escenario de Búsqueda*.

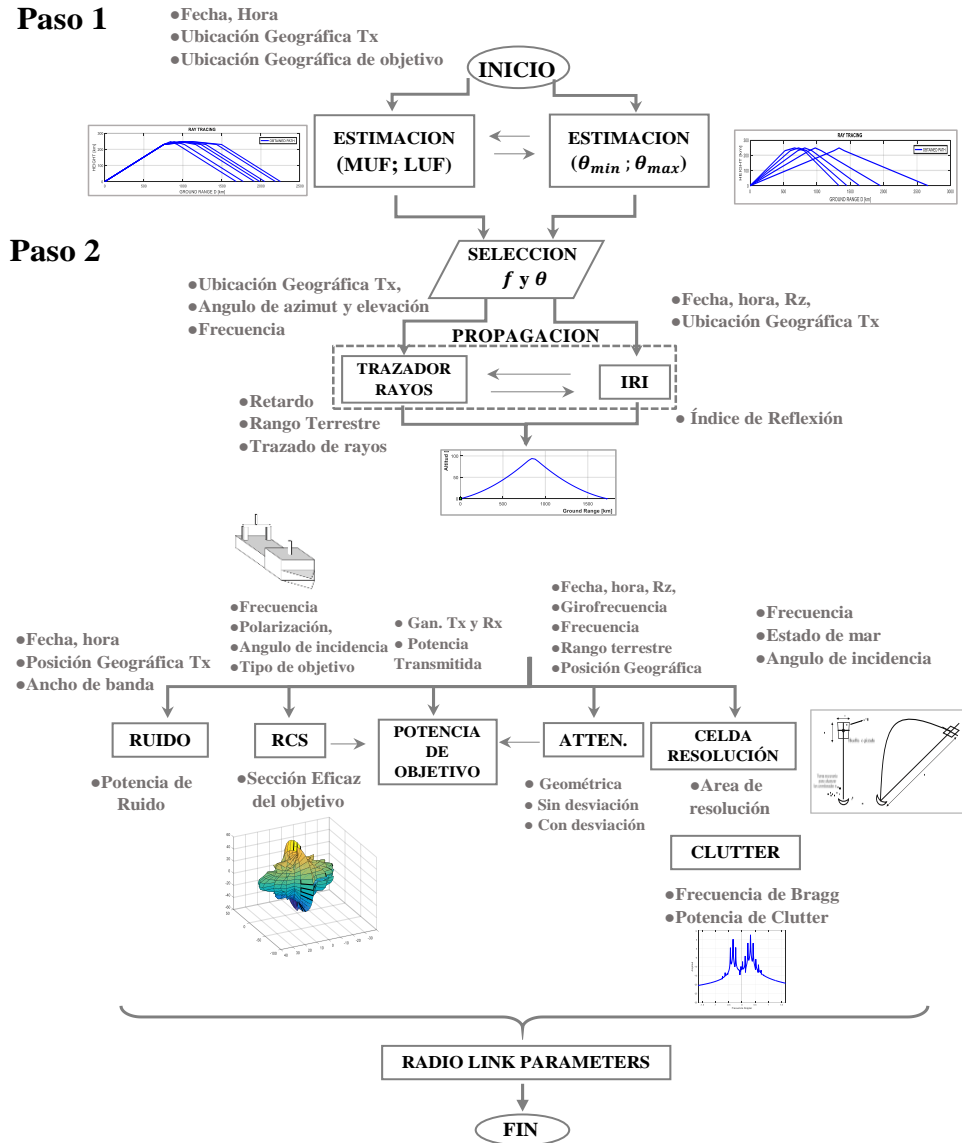


Figura. 8-6: Diagrama de Flujo de parámetros en el modelo Escenario de Búsqueda.

Para definir un escenario de búsqueda se necesitan los siguientes parámetros: ubicación geográfica del área de búsqueda, hora, fecha, condiciones ionosféricas necesarias para configurar el modelo IRI, parámetros propios del radar como la ubicación geográfica, potencia de portadora, ganancia de las antenas Tx/Rx, ángulo de elevación y azimut del lóbulo principal de las antenas Tx/Rx, ancho del haz del lóbulo de las antenas, frecuencia y polarización de la onda, ancho de banda, entre otras, además se encuentra el estado del mar y si se desea tener la presencia de un

objetivo dentro del escenario, son necesarios la seccionar un tipo de objetivo, velocidad, ubicación geográfica y orientación con respecto al norte. Las salidas del modelo *Propagación* son, la Máxima Frecuencia Usable (MUF), Minina Frecuencia Usable (LUF), máximo y mínimo ángulo de elevación con el cual se logra alcanzar al objetivo, la sección eficaz del radar, potencia de ruido y de clutter, frecuencia de Bragg, atenuación total, potencia recibida desde el objetivo, retardo, rango terrestre, entre otros. Estos parámetros son presentados en valores promedios, y son precisamente estos los que permiten definir las condiciones del radio enlace establecido, y además con ellos y junto a determinadas funciones de distribución de probabilidad es posible generar las series temporales de las señales presentes en el proceso transmisión-recepción. Dentro del modelo, los módulos de cálculo de baja complejidad y las rutinas de entrada y salida de parámetros se encuentran programados en Matlab, mientras que el modelo de *Propagación* (trazado de rayos) de Jones y Stephenson aquí implementado y el modelo *IRI-2012* utilizado para obtener los parámetros ionosféricos requeridos se encuentran en Fortran en donde cálculos numéricos de alta complejidad son más rápidos y funcionan de manera óptima (Saavedra et al., 2019).

El paso inicial es con el modelo de *Propagación* que parte de un conjunto de parámetros iniciales que incluyen la posición inicial, la frecuencia de la señal, el ángulo de elevación, fecha y hora, que luego sirven como entrada para el modelo *IRI-2012*. Las seis ecuaciones diferenciales parciales de Hamilton del modelo de *Propagación*, se resuelven numéricamente con un paso dado, y en cada una de ellas se llama al modelo *IRI-2012* para obtener los correspondientes parámetros ionosféricos y calcular el índice de refracción. Además, entre salidas del modelo de *Propagación*, se encuentra el camino de propagación seguido la onda electromagnética (Saavedra et al., 2019). En la Figura. 8-7 se observa un ejemplo de tres caminos de propagación de ondas electromagnéticas, necesarios para alcanzar las los rangos mínimo, medio y máximo de profundidad de una celda DIR.

Modelo de Radar sobre Horizonte

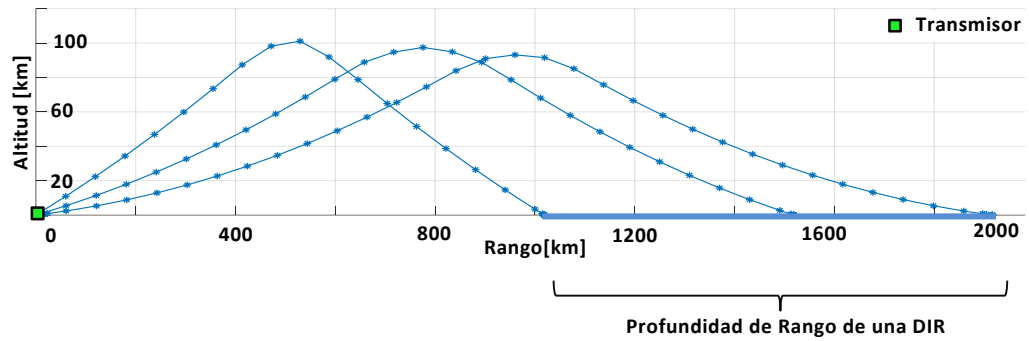


Figura. 8-7: Ejemplos de salida del modelo Propagación, manteniendo constantes todos los parámetros a excepción del ángulo de elevación para barrer un área DIR.

El siguiente paso es la ejecución en forma paralela los modelos de *Atenuación*, *Ruido*, *Clutter* y *RCS del Objetivo*, en el caso del módulo de *Atenuación* los parámetros de entrada son el rango terrestre seguido por la onda electromagnética, la frecuencia de la onda, estado de la ionosfera, hora, fecha y ubicación geográfica del camino de propagación. Con estos parámetros se obtiene como salida un valor promedio de la atenuación presente durante el camino de propagación hacia el objetivo y de vuelta al radar.

Por el otro lado el modelo *Ruido*, toma como parámetros, la frecuencia de la onda, ancho de banda, ubicación geográfica del camino de propagación, hora y fecha. Con estos parámetros se obtiene un valor promedio del nivel de potencia de ruido total presente a entradas del receptor, junto a un determina función de distribución de probabilidad asociada a este valor.

Con respecto al modelo *Clutter*, los parámetros de entrada del mismo son frecuencia de la onda, polarización, ángulo de incidencia y estado del mar. Con estos parámetros se obtiene un valor promedio de la potencia emitida por un área de clutter de mar, junto a una determina función de distribución asociada a este valor y además también se encuentra la frecuencia de Bragg asociada al movimiento de la ola del mar (Saavedra et al., 2019).

Los modelos de *Atenuación*, *Ruido* y *Clutter* son de baja complejidad matemática, y la mayoría de las variables necesarias para determinar los parámetros de salida se obtienen de las curvas gráficas dadas en el capítulo 4 y 5, en donde estas curvas

Modelo de Radar sobre Horizonte

se digitalizaron e incorporaron como tablas de consulta del modelo, como así también de consultas al modelo *IRI-2012*, cuando se requieren ciertos parámetros ionosféricos, como ser la Frecuencia Crítica de la capa F2 (f_0F_2), entre otros.

Con respecto a los valores del modelo *RCS de Objetivo*, se obtienen de una simulación electromagnética del objetivo de interés y su salida se transforma en una matriz tridimensional que consiste de la sección eficaz del objetivo en términos de frecuencia, polarización y dos ángulos en coordenadas esféricas. De esta matriz se tiene obtiene un valor promedio de la potencia de reflejada por el objetivo junto a una determinada función de distribución de probabilidad asociada a este valor (Saavedra et al., 2019).

Finalmente, con los parámetros obtenidos de modelo de *Escenario de Búsqueda*, se tienen cuantificados todos los fenómenos físicos que modifica la onda transmitida durante su propagación en la ionosfera y su interacción con el objetivo y el medio que lo rodea.

Por otro lado, el modelo *Escenario de Búsqueda* y parte del modelo *Radar* son accesibles mediante la interface de usuario, se presenta en la Figura. 8-8.

The screenshot shows the 'LABTEL OTH' software interface. It features a central globe of South America and several panels for parameter configuration:

- INPUT:** Includes fields for ALTI_Tx [km] (0), LAT_Tx [°] N (-42.28), LON_Tx [°] E (-63.4), FECHA [mmd] (615), AÑO (2010), HORA [hhmm] (15), FREC. [MHz] (5), AB [Hz] (30000), EST. MAR [0..9] (5), and Rz (50).
- Tx:** Includes fields for ANG_AZIMUT [°] (98), ANCHO_HAZ (1), ANG_ELEV [°] (9), ANCHO_HAZ (1), GAN_Tx [dBi] (20), POT_Tx [W] (500000), and POLARIZACION (H).
- Rx:** Includes fields for ANG_AZIMUT [°] (0), ANCHO_HAZ (1), ANG_ELEV [°] (5), ANCHO_HAZ (1), and GAN_Rx [dBi] (25).
- TARGET:** Includes a dropdown for TIPO (Buque) and a field for VELOC. [km/h] (60).
- OUTPUT:** A list of output parameters, all currently set to 0.0: POT_Rx [dBW], POT_RUIDO [dBW], POT_CLUTTER [dBW], FREC_BRAGG [Hz], LAT_TARGET [°], LONG_TARGET [°], RETARDO [ms], ATENUACION [dB], RANGO_OBLICUO [km], and RANGO_TERRES. [km].
- START:** Includes 'RUN' and 'CLEAR' buttons.

Figura. 8-8: Primera Interface: Parámetros del Radar y del Escenario de búsqueda son entradas ubicados en el lado izquierdo. Los datos de salida se encuentran en el lado derecho.

8.4. Generación de señales

Un radar OTHR funciona a través de reflexiones en la ionosfera terrestre para detectar objetivos más allá del horizonte. Por tanto, el rendimiento un OTHR depende en gran medida del escenario de búsqueda, el cual es conformado por parámetros como el estado de la ionosfera, la sección eficaz del objetivo, el clutter del medio y el ruido ambiente (Anderson et al., 2017), estos parámetros son determinados por el modelo *Escenario de Búsqueda*. Pero por otro lado hay otros factores que también deben ser considerados con respecto al rendimiento del OTHR como ser los referidos al radar, por ejemplo, la forma de onda de la señal a transmitir, tipo de modulación, ancho de pulso transmitido, entre otras, además sumado a esto se encuentran las técnicas de procesamiento digital de señales (Saavedra et al., 2020).

Por otro lado, en el proceso de modelar un sistema OTHR, el carácter temporal de las señales es de vital importancia para evaluar el rendimiento del sistema, y con ello tener una evaluación lo más cercana al comportamiento de un sistema real, en lugar de solo trabajar con valores promedio (Saavedra et al., 2019).

Del modelo *Escenario de Búsqueda* se obtienen los parámetros necesarios para generar las series temporales de las señales presentes en el proceso de búsqueda de un OTHR. Dos de las señales de mayor peso son la transmitida y la recibida en lo referido al procesamiento digital de señales, con la finalidad de detectar la presencia de objetivos (Saavedra et al., 2020).

En la Figura. 8-9 se presenta de forma simplificada el modelo mediante el cual se genera la serie temporal de la señal transmitida que luego será modificada en sus parámetros por *Escenario de Búsqueda* para finalmente convertirse en la señal recibida. Para esto se necesita, parámetros tales como, potencia transmitida, tipo de modulación, código modulador, frecuencia de portadora, duración de pulso, ancho de banda, frecuencia de repetición de pulso, entre otros (Saavedra et al., 2020). Los anteriores parámetros se definen en el modelo *Radar*.

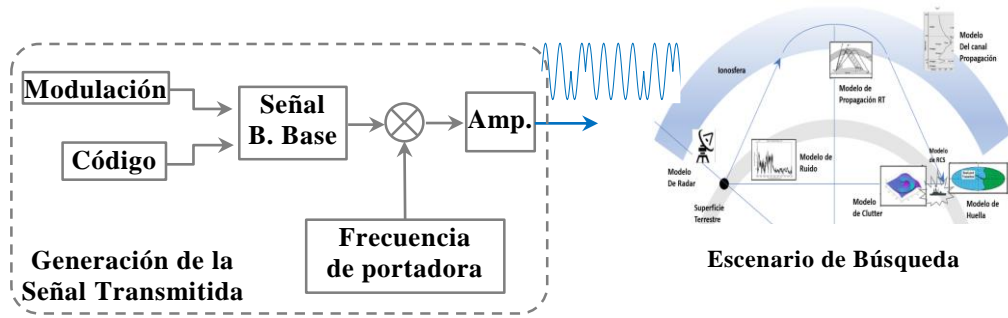


Figura. 8-9 Modelo de Generación de la Señal Transmitida

Luego de ser generada la señal transmitida por radar, se propaga a través de la ionosfera de la Tierra, se refleja y alcanza un objetivo que retransmite parte de la energía al radar. A partir del modelo *Escenario de Búsqueda* se obtienen los parámetros para generar la serie temporal de la señal recibida. Estos parámetros son el retardo de ida y vuelta, potencia de ruido, potencia de Clutter, frecuencia de Bragg, atenuación total y potencia de eco. Por otro lado, los valores promedio de estos parámetros vienen acompañados de un tipo de función de distribución de probabilidad, que representa el carácter aleatorio de la señal generada, en el modelo de *Generación de Señales* se tiene que la RCS tiene un Swerling I, II, III o IV PDF, el ruido tiene un Log-Normal y la función de distribución del Clutter puede ser Rayleigh, K, o Log-Normal (Saavedra et al., 2020).

La señal recibida por el receptor desde una determina área se encuentra conformada por tres señales como se representa en la Ecuación [8.4], donde cada uno de los términos de la ecuación fueron descriptos en el capítulo 6.

$$S_R(t) = S_{objetivo}(t) + Clutter(t) + Ruido(t) \quad [8.4] .$$

En la Figura. 8-10 se presenta de forma simplificada el modelo mediante el cual se obtiene la serie temporal de la señal recibida. El modelo tiene como entrada a la señal transmitida que luego de ser modificada en sus parámetros por *Escenario de Búsqueda* se obtiene la serie temporal de la señal recibida por el radar.

Modelo de Radar sobre Horizonte

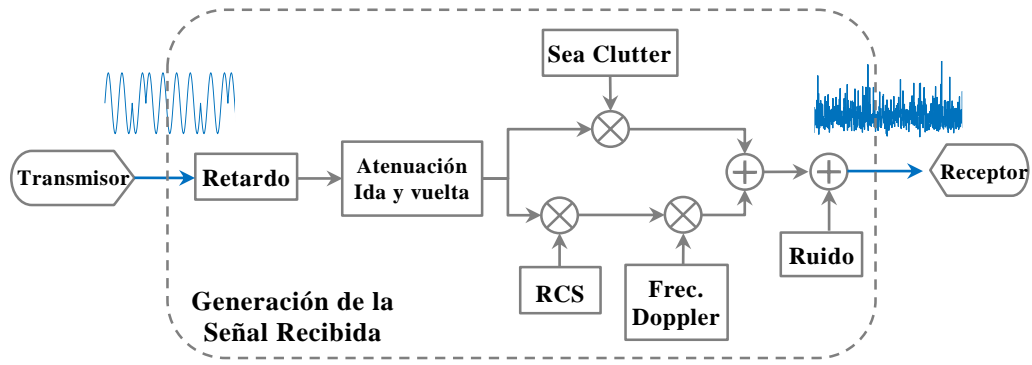


Figura. 8-10: Modelo de Generación de la Señal Recibida.

El modelo *Generación de Señales* se desarrolló en su gran mayoría sobre la plataforma de desarrollo GNU Companion, que es un software de código abierto utilizado comúnmente en la programación de las Radios Definidas por Software, pero, por otro lado, el bloque principal y ciertas subrutinas se encuentran en Python.

En las siguientes figuras se observan las señales temporales obtenidas, empezando por la Figura. 8-11 donde se observa la señal moduladora en este caso es un código binario, en la Figura. 8-12 se muestran la señal a transmitir antes y después de montar en RF y amplificarla, en la en la Figura. 8-13 se observan la señal recibida en la antena del radar y finalmente en la Figura. 8-14 la señal recibida a la salida del receptor luego de la conversión a banda base y pre-amplificación.

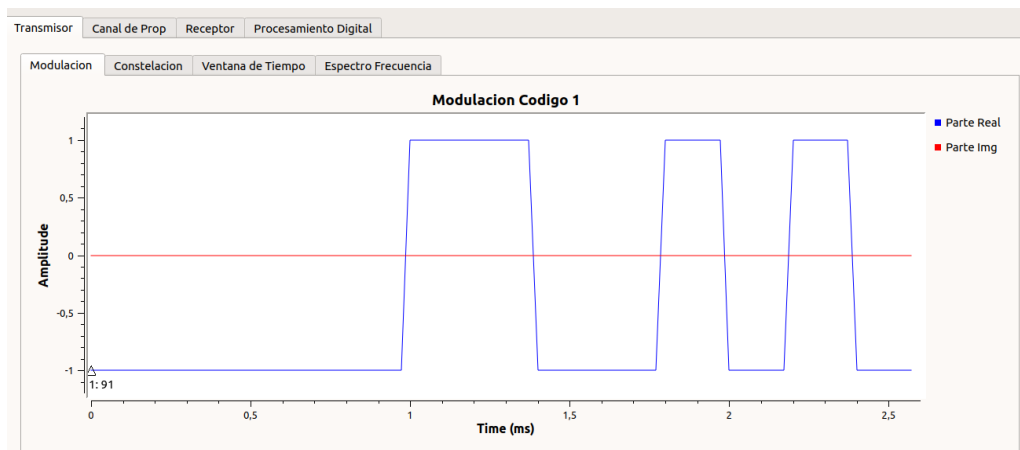


Figura. 8-11: Señal moduladora, en este caso es un código binario, el cual tiene asignado un determinado tiempo de duración

Modelo de Radar sobre Horizonte

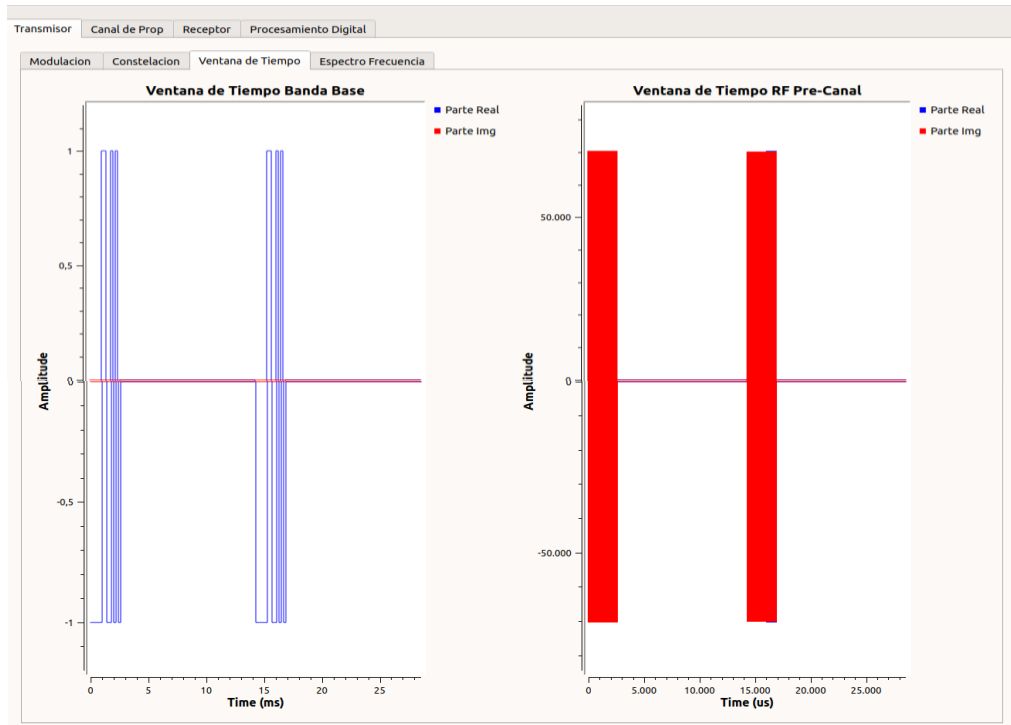


Figura. 8-12: Señal de transmisión, a) Señal modulada en banda base con las ventanas de transmisión y recepción, b) Señal modulada en RF y amplificada con las ventanas de transmisión y recepción

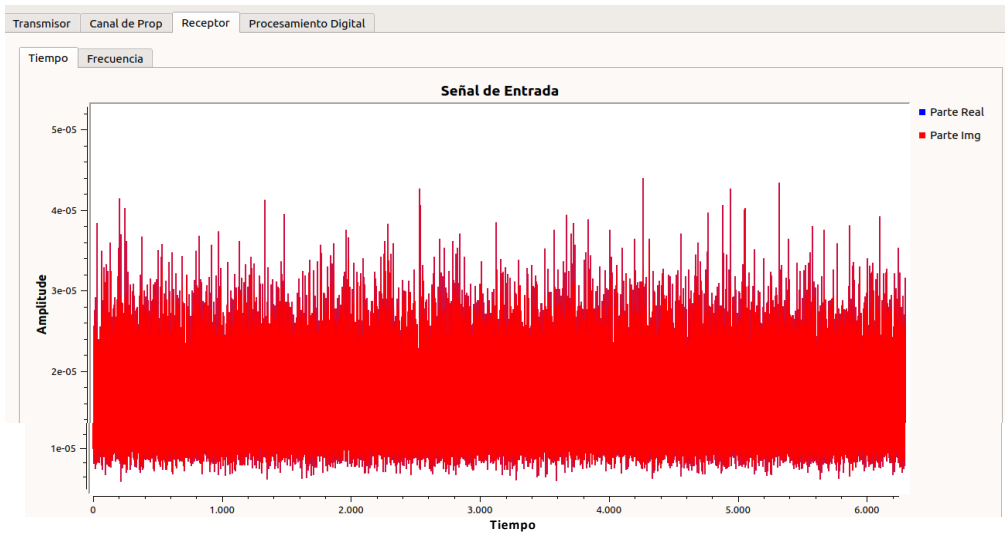


Figura. 8-13: Señal recibida en antena del sistema receptor, luego de producirse el proceso de propagación.

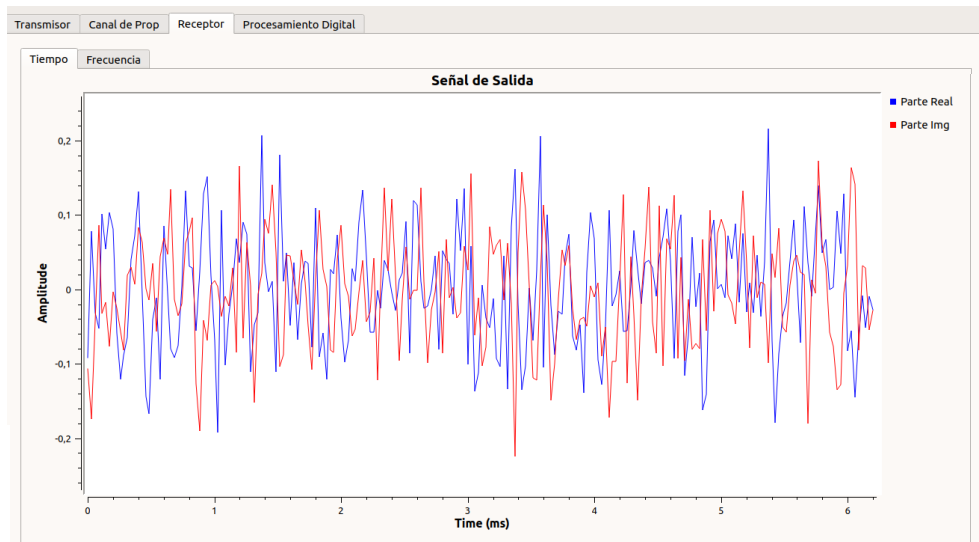


Figura. 8-14: Señal recibida en banda base y amplificada, a la salida del receptor superheterodino.

8.5. Procesamiento Digital

Finalmente, la última etapa del modelo de un Radar Sobre Horizonte por Onda de Cielo es el Procesamiento de Digital de señales el cual se aplica sobre el conjunto de señales recibidas, con la finalidad de lograr la detección de objetivos dentro del área de búsqueda y brindar información sobre el rango y velocidad del objetivo detectado.

Para simular el proceso transmisión y recepción que se repite N veces dentro de una celda de resolución, se utiliza el modelo *Adquisición y Almacenamiento de Señal* el cual realiza repetidas iteraciones al modelo *Escenario de Búsqueda* junto con el *Generador de Señales* y al finalizar estas iteraciones, se tienen un número de N señales recibidas, donde N es el número de integraciones deseadas, finalmente las señales se almacenan dentro de una matriz. Las señales dentro de esta matriz están fuertemente atenuadas y presentan una relación señal-ruido y señal-clutter altamente degradada con lo cual para hacer frente a estos inconvenientes: reducir el ruido y desorden y hacer frente a atenuación con la finalidad de extraer la información útil del objetivo, se aplican técnicas de procesamiento digital. En la Figura. 8-15 se presenta en un diagrama de bloques en orden de aplicación de las técnicas que conforman el *Procesamiento digital* (Saavedra et al., 2020).

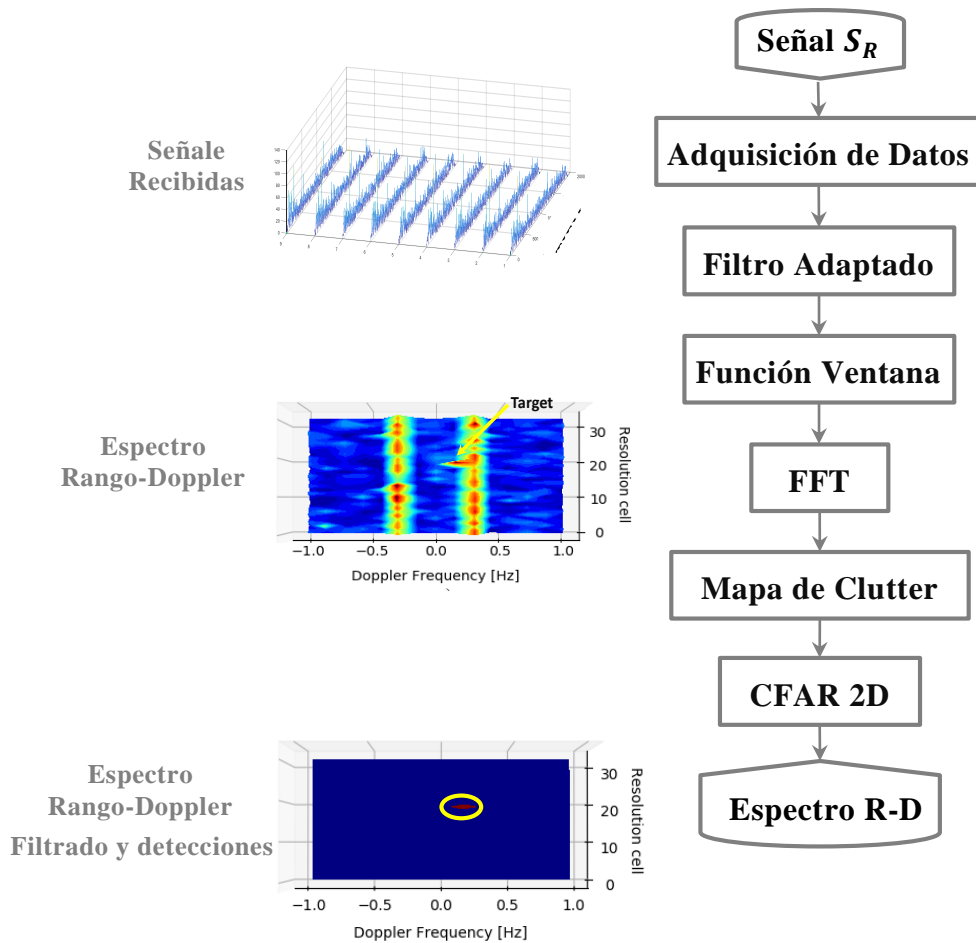


Figura. 8-15: Modelo del Procesamiento Digital.

En el modelo *Adquisición y Almacenamiento de Señal*, todas las señales recibidas en la antena de recepción, son en primera medida captadas con un receptor de conversión directa a banda base. Este receptor está conformado en forma general, por bloques de ganancia uno de RF y otro de banda base, un mezclador necesario para llevar la señal a banda base y filtros que atenúen las señales no deseadas. Posterior a esto se aplica un filtro adaptado a cada una de las señales recibidas.

En la Figura. 8-16 se observa como es el proceso de adquisición y almacenamiento de las señales recibidas, desde una celda de resolución dentro una determinada área DIR (esta situación se presenta en la Figura. 8-17). La señal transmitida junto a la señal recibida, correspondiente al mismo pulso, son correlacionadas mediante el *Filtro Adaptado* y el resultado de esta correlación es almacenado en la matriz M_i

Modelo de Radar sobre Horizonte

Terminado el proceso de adquisición de las señales recibidas provenientes desde una celda de resolución, el proceso se repite en la siguiente celda de resolución y si sucesivamente hasta completar toda el área DIR y conformar la matriz M para una dada celda DIR.

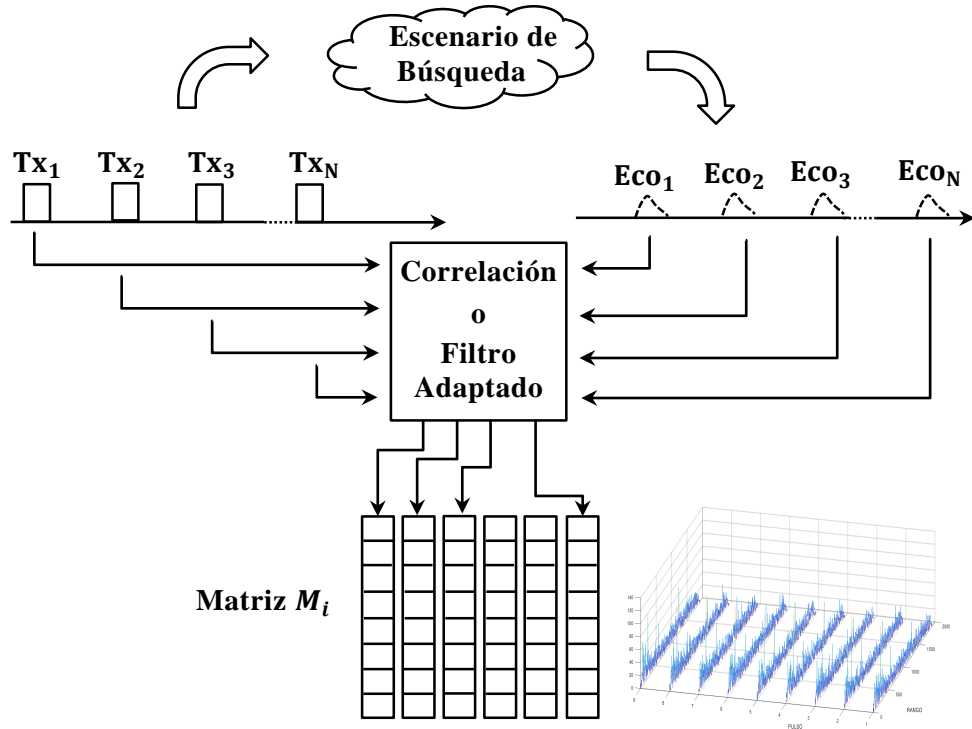


Figura. 8-16: Proceso de adquisición y recepción de las señales recibidas, para una determinada celda de resolución, la cual tiene asociado un rango terrestre R .

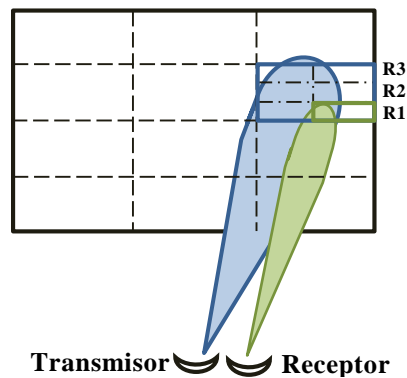


Figura. 8-17: Proceso de búsqueda de una dentro una área DIR (color azul), con su correspondiente celda de resolución (color verde).

Como se observa en la Figura. 8-16 los modelos de *Adquisición de las Señales* y *Filtro Adaptado* trabajan de forma conjunta. El *Filtro Adaptado* por su parte se aplica en el dominio del tiempo, la finalidad de este es realizar la compresión de

pulso, y además encontrar el retardo presente en las señales recibidas que permiten determinar la ubicación en rango del objetivo. Luego de este se aplica la *Ventana* en el dominio de tiempo a cada una de las señales a la salida del filtro, esto se realiza para minimizar los efectos no deseados en frecuencia que se obtienen luego de aplicar la Transformada Rápida de Fourier sobre una señal truncada. En este punto se tiene, a las señales recibidas correlacionas con el código transmitido, por otro lado, estas sucesivas señales son las que poseen información Doppler de la celda de resolución, la cual mediante la aplicación de la *FFT* es posible de obtener, y con ello el espectro Rango-Doppler asociado a dicha celda, gracias a esto si en esta celda se encuentra un objetivo se podrá estimar su velocidad radial y su rango. Por otro lado, debido a la presencia de clutter, el espectro Rango-Doppler resultante tiene dos componentes de Bragg bien marcadas que limitan el poder de detección hasta inclusive podrían enmascarar al objetivo, es por ello que se hace necesario la aplicación de una técnica que permita atenuar estas componentes, lográndose esto por medio del *Mapa de Clutter*, el cual realiza un estudio previo de escenario de búsqueda, para caracterizar las componentes de Bragg en el espectro y luego poder eliminar las mismas, al momento de realizar la búsqueda de objetivo (Saavedra et al., 2020). Finalmente, para lograr la detección automática sobre los espectros Rango-Doppler de objetivos y brindar información de rango y velocidad del mismo, se aplica un detector adaptivo del tipo *CFAR-2D*, el cual por medio del cálculo de un umbral adaptivo y posterior comparación con la muestra bajo prueba, se logra determinar la presencia o no de un objetivo con una cierta probabilidad de falsa alarma (Li et al., 2018). Con lo cual finalmente se cumple con la función principal de un Radar Sobre Horizonte por Onda de Cielo, la cual es determinar la presencia o no de un objetivo dentro del área de cobertura.

Por último, el acceso a los modelos *Generación de Señales y Procesamiento Digital* se realiza por medio de la interface de usuario que se presenta en la Figura. 8-18. Esta interface posee cinco sub pestañas, y en cada una de ellas se encuentran parámetros a configurar relacionados a estos modelos.

Modelo de Radar sobre Horizonte

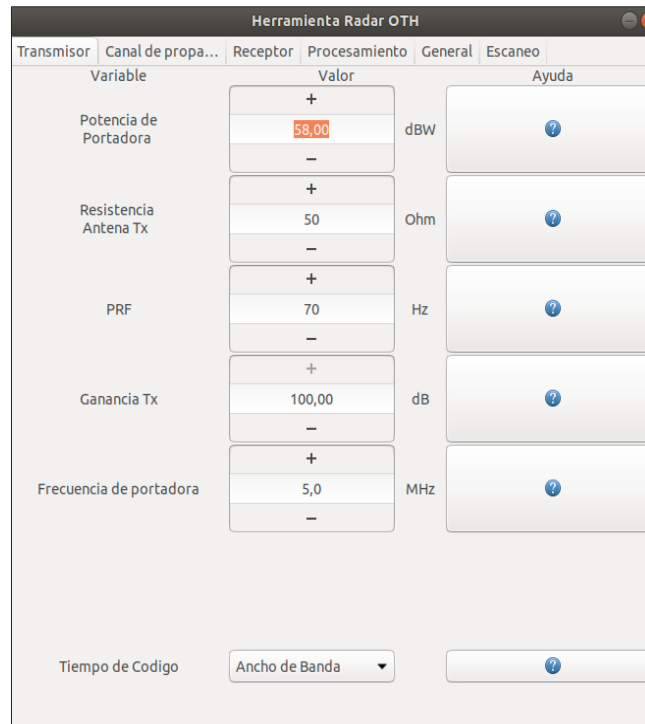


Figura. 8-18: Segunda interface: esta permite generar la señal a transmitir, sintetizar la señal recibida y procesarla la misma, utilizando para ello los parámetros de entrada propios de la interface, como así también parámetros provenientes de la primera interface.

En la primera sub pestaña denominada *Transmisor* los parámetros a configurar son: potencia de portadora, frecuencia de repetición de pulso, ganancia de la antena de transmisión, tiempo de duración de código, frecuencia de portadora y resistencia de antena de recepción.

En la segunda sub pestaña denominada *Canal de Propagación* los parámetros a configurar son: potencia de eco, PDF asociada al eco, potencia de clutter, frecuencia de Bragg, PDF asociada al clutter, potencia de ruido, PDF asociada al ruido, atenuación total, retardo oblicuo y velocidad del objetivo (si se desea la presencia de este).

En la tercera sub pestaña denominada *Recepción* los parámetros a configurar son: Ganancia de Radio Frecuencia, Ganancia en Banda Base y resistencia de la antena de recepción.

En la cuarta sub pestaña denominada *Procesamiento* los parámetros a configurar son: Factor de integración coherente, Probabilidad de Falsa Alarma, numero de celdas de referencia y guarda utilizadas en el CFAR 2D.

Modelo de Radar sobre Horizonte

En la quinta sub pestaña denominada *General* los parámetros a configurar son: frecuencia de muestreo en RF, frecuencia de muestro en banda base, tipo de modulación, tipo de código, Rango terrestre mínimo.

Por otro lado, al terminar la simulación, la interface entrega como salidas los espectros Rango-Doppler, en sus diferentes estadios en la cadena del *Procesamiento Digital*, como se presenta en la Figura. 8 -19.

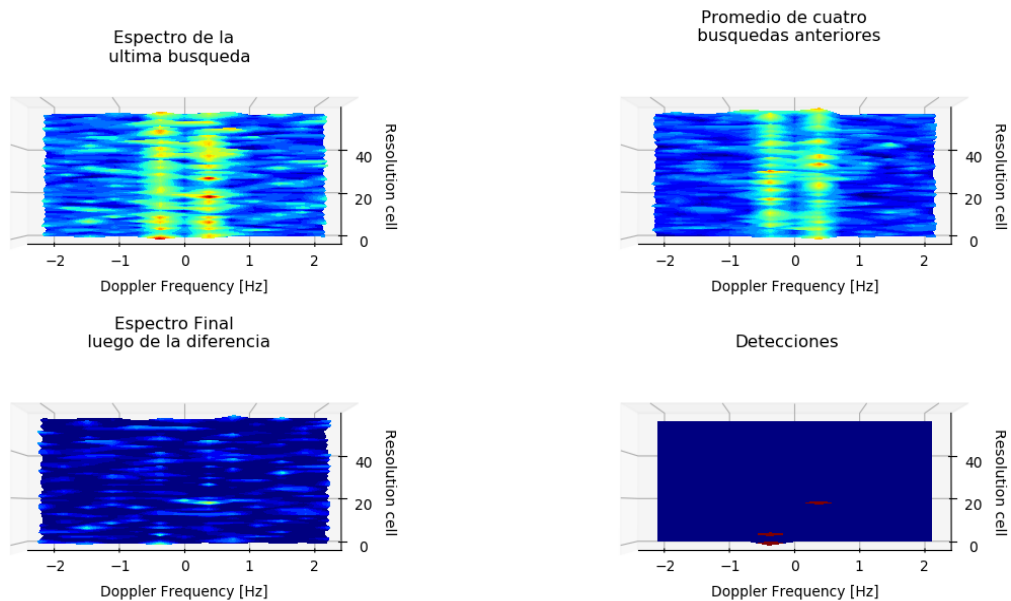


Figura. 8 -19: Espectros Rango-Doppler, en diferentes estadios durante el procesamiento digital de señales.

8.6. Supuestos del Modelo

Durante el desarrollo del modelo de un Radar Sobre Horizonte por Onda de Cielo se tomaron varios supuestos, en la mayoría de los casos el motivo de estos fue simplificar en un cierto grado la complejidad del modelado de un fenómeno físico, pagando costo razonable en la predicción del modelo. A continuación, se detallan estos supuestos:

- En el modelo de Propagación, la interacción entre la onda electromagnética y el campo magnético terrestre no es considerado. A pesar que la presencia del campo magnético modifica el camino de propagación de la onda, esta

desviación se encuentra dentro del error de resolución que un sistema estándar OTHR estándar, siendo la resolución 3-30 km en rango y 10-50 km en rango cruzado (Fabrizio, 2013)

- El camino de propagación de la onda electromagnética hacia y desde el objetivo es el mismo. Esto se debe al considerar la condición de simetría del camino de propagación, la cual implica que la separación entre transmisor y receptor sea pequeña en comparación la separación entre radar y además que los patrones de elevación de las antenas y del objeto de dispersión no sean muy diferentes.
- En el modelo de Clutter solo se considera resonancias de Bragg de primer orden y las de orden superior no son consideradas, esto se debe a la relación de 20-30 dB que existe entre las de primer orden contra las de segundo, además las resonancias de segundo orden están presentes en los sistemas de Radar por Onda de Superficie (Chen et al., 2016).
- En la Generación de Señal, se considera que el espectro de frecuencia del OTH está libre de interferencia intencional de otros canales autorizados o no, debido a la consideración de un uso correcto y controlado del espectro.
- El sistema de antenas está considerado de acuerdo a una determinada ganancia y diagrama de radiación. Suficientes para orientar el diseño de un sistema operativo de antenas.
- Todas las áreas involucradas en el proceso de búsqueda, área de búsqueda, DIR y celda de resolución, se consideran con forma rectangular. Esto difiere de la realidad, pero a los efectos de los cálculos de iluminación es suficiente para este propósito (Cuccoli et al., 2009).

8.7. Validación del Modelo

Se realizó una comparación de las salidas obtenidas por el modelo OTHR propuesto, con las obtenidas en el trabajo de Francis del 2017 (Francis et al., 2017). En el trabajo de Francis se presenta un modelo OTHR, que utiliza sus propios modelos, además se presenta un ejemplo de simulación en donde se define un escenario de búsqueda, lo cual implica condiciones ionosféricas, ubicaciones geográficas, parámetros del radar y del objetivo, niveles de ruido entre otros.

La comparación se realiza sobre los niveles de potencia recibida por ambos modelos, donde cada uno de ellos tiene el mismo escenario de búsqueda. Esta comparación se presenta en una publicación realizada en el 2019 (Saavedra et al., 2019), en donde finalmente se concluye, que la diferencia entre los valores obtenidos por ambos modelos, es considerada aceptable recordando que uno de los principales objetivos del modelo OTHR, es proveer un punto de partida en el diseño de un OTHR y junto a otras herramientas de calibración como sondadores ionosféricos, receptores en HF para determinar la disponibilidad del espectro radio eléctrico entre otros, permiten optimizar el rendimiento de un radar OTH.

Capítulo 9: Resultados

Luego de proponer un modelo de un Radar Sobre Horizonte por Onda de Cielo, en este capítulo, se presentan los resultados que se obtiene del mismo, mediante un ejemplo de simulación, donde se intentará cumplir el objetivo del modelo OTHR que es, simular un determinado escenario de búsqueda y posteriormente mediante la aplicación de técnicas de procesamiento digital de señales lograr la detección de un objetivo dentro de ese escenario de búsqueda ficticio, con lo cual se observa el comportamiento del OTHR frente a ese escenario. Por otro lado, este ejemplo resulta ser útil para presentar los distintos parámetros configurables del modelo, como también sus parámetros de salida disponibles.

9.1. Ejemplo de simulación

En el escenario propuesto, a modo de ejemplo, el radar OTH es ubicado sobre las costas de la provincia de Chubut, Argentina, como se ilustra en la Figura. 9-1. Esta ubicación se adopta debido a su naturaleza de sistema de alerta temprana en donde una de sus funciones es la vigilancia y monitoreo marítimo. Por otro lado, por ser una zona libre de actividad humana y de gran tamaño, resulta ser ideal para el emplazamiento de los arreglos de antenas, minimizando el daño a la vida humana debido a la generación de altos niveles de potencia generados.

El área de búsqueda considera tiene un rango mínimo de 300 km y uno máximo de 4000 km y el área DIR tiene un rango mínimo de 1100 km y un rango máximo de 1600 km.

Además se considera un objetivo, buque pesquero, a una distancia de 1400 km desde el radar y con una velocidad radial de $v_D = 15$ km/h, que se corresponde a una frecuencia Doppler de 0.16 Hz con una $f_c = 6$ MHz.

Resultados



Figura. 9-1: Ubicación geográfica del radar OTH en Sur América junto al área de búsqueda.

Los parámetros listados en la Tabla 9-1 y Tabla 9-2 definen el escenario de búsqueda y estos parámetros se utilizan como entrada en la primera interface presentada en la Figura. 9-2, obteniéndose como salida los parámetros listados en la Tabla 9-3., con los cuales se tiene caracterizado el radio en lace establecido.

Parámetro	Valor
Pos. Geo. Transmisor	Lat: 42.28 S Long: 63.4 E.
Fecha, Hora	15/06/2010, 15:00 pm
Frecuencia	6 MHz
Polarización	Horizontal
Ancho de banda	10 kHz
Angulo de elevación	3° a 9°
Ancho del haz de ang. Elevación	1 °
Angulo de acimut	98 °
Ancho del haz de ang. acimut	3 °
Potencia transmitida	500 kW
Ganancia de antenas Tx/Rx	20 dB
Estado del mar	Estado: 3 $\sigma_0 = -30$ dBsm

Tabla 9-1: Parámetros generales de entrada de la primera interface (presentada en el capítulo 8), que definen al transmisor y al escenario de búsqueda.

Parámetro	Valor
Vel. del objetivo	15 km/h
Tipo de objetivo	Buque pesquero
Orientación del objetivo	Acimut: 10°
Geo. Pos. del objetivo	Lat: 42.58 S Long: 45.18 E. (R: 1400 km desde el Radar)

Resultados

Tabla 9-2: Parámetros de entrada de la primera interface (presentada en el capítulo 8), pertenecientes al objetivo.

The screenshot shows the 'LABTEL OTH' software interface. It features a central globe and several control panels. On the left, the 'INPUT' panel includes fields for ALT Tx (0 km), LAT Tx (42.28 N), LON Tx (-63.4 E), FECHA (6/15/2010), FREC. (5 MHz), AB (30000 Hz), EST. MAR (5), ANCHO_HAZ (1), ANG_AZIMUT (98), ANG_ELEV (9), GAN Tx (20 dB), POT Tx (500000 W), and POLARIZACION (H). Below it are 'Tx' and 'Rx' panels with similar parameters. At the bottom left is a 'TARGET' panel with TIPO (Buque) and VELOC. (60 km/h). On the right, the 'OUTPUT' panel shows results: POT Rx (-233 dBm), POT RUIDO (-118 dBm), POT CLUTTER (-211 dBsm), FREC. BRAGG (±0.27 Hz), ATENUACION (-369 dB), RETARDO (9.95 ms), RANGO OBLICUO (0.0 km), and RANGO TERRES (0.0 km). 'RUN' and 'CLEAR' buttons are at the bottom right.

Figura. 9-2: Primera Interface: Parámetros del Radar y del Escenario de búsqueda son entradas ubicados en el lado izquierdo. Los datos de salida se encuentran en el lado derecho.

Parámetro	Valor
Potencia de eco	-233 dBm
Potencia de ruido	-118 dBm
Potencia de Clutter	- 211 dBsm
Frecuencia de Bragg	$\pm 0,27$ Hz
Atenuación Total	- 369 dB
Retardo de objetivo (ida y vuelta).	9.95 ms

Tabla 9-3: Parámetros de obtenidos de la primera interface (presentada en el capítulo 8), estos definen a la señal recibida.

La generación las señales presentes en el proceso de búsqueda y el procesamiento digital se realiza por medio de la segunda interface presentada en la Figura. 9-3, la cual se configura con los parámetros listados en la Tabla 9-3 junto a parámetros que definen la Generación de Señal y Procesamiento de Digital, como el código modulador, tipo de modulación, ancho de banda, frecuencia de muestreo, frecuencia de repetición de pulso, duración de pulso transmitido, numero de integraciones, probabilidad de falsa alarma.

Resultados

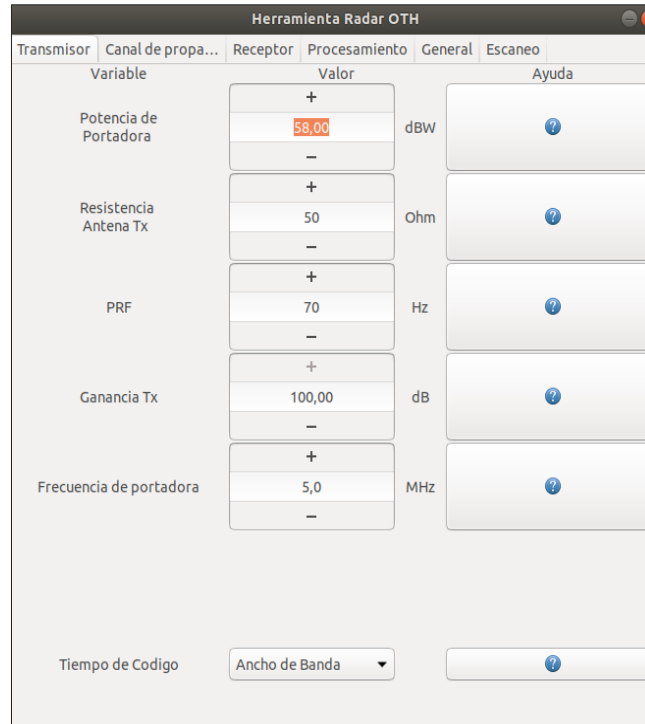


Figura. 9-3: Segunda Interface: esta permite generar la señal a transmitir, sintetizar la señal recibida y procesarla la misma, utilizando para ello los parámetros de entrada propios de la interface, como así también parámetros provenientes de la primera interface.

Los valores del Periodo de Repetición de Pulso PRP, ancho de banda de la señal AB y el número de integraciones N, se determinan a partir del siguiente sistema de Ecuaciones [9.1] en el cual reúne las ecuaciones básicas de un radar (Richard, 2005; Curry, 2005).

$$\begin{cases} R_{min} = \frac{T \cdot c}{2} \\ R_{max} = \frac{PRP \cdot c}{2} \\ \Delta R = \frac{c}{2 \cdot B} \\ \Delta f_D = \frac{1}{N \cdot PRP} \end{cases} \quad [9.1].$$

En donde R_{min} es el mínimo rango capaz de detectar por el radar, T es el ancho del pulso, c es la velocidad de la luz, PRP es el periodo de repetición de pulso, N es el número de integraciones, ΔR es la resolución en rango del radar y Δf_D es la resolución Doppler del radar

Resultados

En función del escenario se tiene como datos, la velocidad de la luz c : 3×10^8 m/s, $\Delta R = 15$ km valor tipo en un sistema de radar (Fabrizio, 2013), frecuencia Doppler del objetivo es 0,16 Hz, una modulación BPSK con un código Barker 13 con una longitud de código 13 bits, y por otro lado están los rangos comprendidos por la celda DIR 1000 km a 16 00 km.

En función de los anteriores valores el sistema de Ecuaciones [9.1] se convierte en el sistema de Ecuaciones [9.2].

$$\left\{ \begin{array}{l} 1000 \text{ km} > \frac{T \cdot c}{2} \\ 1600 \text{ km} < \frac{PRP \cdot c}{2} \\ 15 \text{ km} = \frac{c}{2 \cdot B} \\ 0,16 \text{ Hz} = \frac{1}{N \cdot PRP} \end{array} \right. \quad [9.2].$$

Luego de resolverlo se obtiene los siguientes valores, un código tipo Barker 13 con una longitud de código:13, modulación BPSK, un ancho de banda AB: 10 kHz, un periodo de repetición de pulso PRP: 1/40 Hz, un numero de integración de 300, y por último la probabilidad de falsa alarma se fijó en base a valores estándares de sistemas de radares que varían entre 10^{-4} y 10^{-10} (Curry, 2005; Fabrizio, 2013; Molina et al., 2016), con lo cual se tomo $P_{fa} = 10^{-10}$.

Luego de configurar la segunda interface los espectrogramas de salida se presenan en la Figura. 9-4 presenta primero el espectro Doppler-Rango sin aplicar el clutter-map, el segundo espectrograma resulta luego aplicar el clutter-map y finalmente el ultimo espectrograma es el resultado del detector CFAR. Un método de registro de coordenadas es aplicado para convertir coordenadas oblicuas a coordenadas terrestres.

Resultados

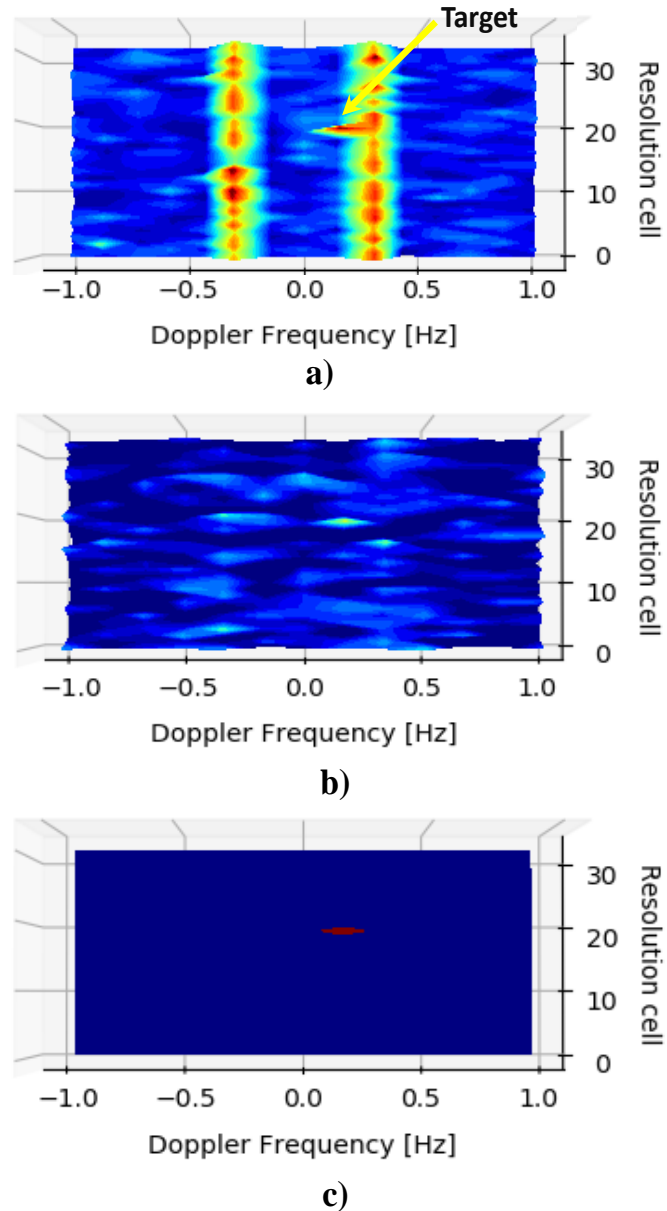


Figura. 9-4: Resultados de simulación para un objetivo con una frecuencia Doppler = 0.16 Hz. (a) Espectrograma del escenario de búsqueda; (b) Espectrograma obtenido luego de aplicar el clutter-map; (c) Detección, donde el área roja corresponde al objetivo.

Como la señal tiene un ancho de banda de 10 kHz, con lo cual se obtiene un ancho de la celda de resolución de $\Delta R = 15$ km. Se hacen necesarios 33 celdas de resolución para barrer toda el área DIR considerada. La distancia detectada para el objetivo se encuentra entre los rangos $R_{min} = 1395$ km y $R_{max} = 1410$ km, la cual corresponde a la celda de resolución 20.

Al comparar este resultado con la distancia al cual se ubicó este objetivo ficticio ($R = 1400$ km), se puede considerar este, como satisfactorio, demostrando que el

modelo de Generación de Señales y Procesamiento Digital, resulta efectivo para mitigar el efecto del clutter de mar, ruido y atenuación, lo cual facilita la tarea de detección de objetivos.

9.2. Conclusión

A partir de los resultados presentados se concluye que el modelo cumple satisfactoriamente los objetivos propuestos, que son modelar un determinado escenario de búsqueda, obtener las señales de eco desde un objetivo determinado y posteriormente mediante la aplicación de técnicas de procesamiento digital de señales lograr la detección del objetivo dentro de ese escenario de búsqueda ficticio.

De observar el caso de estudio presentado, donde por medio de la predicción del camino de propagación seguido por una onda electromagnética dentro de la ionosfera terrestre se puede determinar el retardo experimentado por la onda y en conjunto con la parametrización de los fenómenos físicos presentes en la propagación en la ionosfera y de la interacción de la onda con el objetivo y con medio que rodea a este, se tiene perfectamente caracterizado el escenario de búsqueda, y posterior a esto se logra sintetizar las señales temporales presentes en el proceso de búsqueda, factor clave al momento del diseño o prueba de algoritmos de detección. En este caso se aplica un modelo de procesamiento digital estándar en lo referido a radares, logrando con el mismo cumplir con el propósito de detectar objetivos bajo distintos escenarios de búsqueda, quedando abierta la posibilidad de incorporar nuevas técnicas para seguir mejorando la detección.

Finalmente se concluye que el modelo propuesto es de gran utilidad para proyectos de investigación y desarrollo de un Radar Sobre Horizonte de Onda de Cielo, brindando por un lado una gran fuente de datos de acceso libre, siendo esto de gran ayuda debido a la dificultad de contar con datos reales de un OTHR de acceso libre, y por otro lado el modelo ayuda en la calibración y la toma de decisiones en un sistema OTHR operativo.

Si bien se tomaron algunas simplificaciones, el sistema es un excelente punto de partida para estudiar y analizar esta clase de sistemas. La gran cantidad de parámetros configurables vuelven al modelo sumamente versátil y atractivo, permitiendo estudiar el comportamiento de un radar OTH en una inmensa cantidad de escenarios

Resultados

de exploración. Sumado a la posibilidad de modificar parámetros propios del escenario de búsqueda, como es el canal de propagación o las propiedades del objetivo, también es posible configurar de distintas maneras la etapa de transmisión, recepción y procesamiento digital de señal.

Un aspecto a considerar que surge luego de numerosas simulaciones es el tiempo de simulación que requiere el modelo, el cual se incrementa en forma proporcional a los siguientes parámetros: el número de muestras de las señales generadas, número de celdas de resolución necesaria para barrer una celda DIR, número de integración y las dimensiones de la celda DIR. A continuación, se presentan los tiempos de procesamiento de los principales bloques:

- El tiempo de simulación para la obtención de parámetros del proceso de búsqueda es de aproximadamente 4 minutos.
- La generación de todas las señales en proceso transmisión-recepción consume un tiempo promedio de 0,2 ms
- El tiempo de procesamiento digital de señales es menor al minuto aproximadamente 45 segundos.

El de estos tiempos dependerá del tipo de procesador de la computadora sobre la cual se esté ejecutando el modelo. Los tiempos mencionados anteriormente se obtuvieron con procesador I3 Core.

Conclusiones

Como objetivo principal de este trabajo de tesis se ha propuesto un modelo computacional que permita simular un Radar Sobre Horizonte por Onda de Cielo (OTHR), incluyendo el proceso completo de búsqueda y detección de objetivos. En particular se ha diseñado y desarrollado un modelo computacional operativo, para la generación de todas las señales presentes en el proceso de transmisión-recepción, a partir de un modelo de propagación de ondas electromagnética, incluyendo la propagación ionosférica, que fue completado con un algoritmo de detección automática de objetivos.

Esta tesis se desarrolló luego del estudio, el análisis y el diseño de diferentes modelos, métodos y técnicas aplicables en la propagación electromagnética, generación de señales y el procesamiento digital de señales, con lo cual se arribó finalmente a un modelo computacional operativo.

Los principales aportes logrados durante el desarrollo de esta tesis se enuncian en los párrafos subsiguientes.

Con respecto a los modelos de *Radar* y *Escenario de Búsqueda*, los cuales realizan la estimación de los principales parámetros en el proceso de transmisión-recepción de un radar OTH.

- a) Se ha realizado un aporte cuantitativo para diseñar la mejor solución al momento de seleccionar los parámetros de operación del radar para lograr un mejor rendimiento y una metodología para evaluar los parámetros principales para un diseño de un OTHR.
- b) Las simulaciones computacionales permiten modelar y pronosticar el proceso de transmisión-recepción, lográndose determinar los parámetros principales del OTHR. Estas contribuciones se logran a través de dos aspectos: metodología e implementación de software.
 - Con respecto a la metodología, cada bloque en el modelo *Escenario de Búsqueda* y *Radar* tienen un conjunto de parámetros que pueden ser modificados. A diferencia de otros modelos de simulación de sistemas OTHR, esta opción permite al modelo ser adaptable con un enfoque

Conclusiones

más aproximado a la realidad y una mejor estimación de los parámetros que definen el enlace de radio.

- Con respecto a la implementación del modelo, el enfoque modular del software permite a los usuarios agregar nuevas unidades o modificar las existentes independientemente entre sí (por ejemplo, incluyendo las perturbaciones móviles en la ionosfera (TID) y / o el efecto del campo magnético de la Tierra en la propagación). Además, el modelo permite automatizar todo el proceso de transmisión y recepción, liberando al usuario de la tarea de leer en tablas o gráficos algunos valores de los parámetros requeridos.
- c) El modelo propuesto permite, de manera flexible, representar diferentes escenarios, los cuales pueden resultar por ejemplo al modificar el tipo de objetivo a través de su RCS, ubicación geográfica del radar, área de vigilancia, tiempo y condiciones de ruido y desorden, ofreciendo una herramienta rápida y una forma simple para evaluar la sensibilidad del sistema de radar a los parámetros de entrada en su respectivo rango de variación. Y finalmente, esta herramienta puede considerarse un primer paso para evaluar los parámetros iniciales en un diseño de sistema de radar OTH.

Los modelos *Radar* y *Escenario de Búsqueda* fueron publicados en un artículo en la revista “Radioengineering” (Zaavedra et al., 2019). Este artículo, que se adjunta a esta tesis en “Trabajos Publicados”, a modo de validación, se compara algunos resultados de simulación obtenidos con estos modelos, con los de otros autores, en particular de Francis et. al. (2017).

Por ultimo con la incorporación de los modelos *Generación de Señales y Procesamiento Digital* a los modelos *Escenario de Búsqueda* y *Radar*, se obtiene el modelo propuesto de OTHR, el cual fue publicado en un artículo en la revista “IET Radar, Sonar & Navigation” (Zaavedra et al., 2020) y que se adjunta a esta Tesis en “Trabajos Publicados”. Las conclusiones a partir de este modelo son:

- a) El modelo propuesto se puede utilizar ampliamente para proyectos de investigación y desarrollo de sistemas OTHR por onda de cielo, así como en la calibración del mismo sistema.

Conclusiones

- b) Si bien se adoptaron algunas simplificaciones, la herramienta es un excelente punto de partida para estudiar y analizar este tipo de sistemas. El número de parámetros variables hace al modelo versátil, permitiendo el estudio del comportamiento de OTHR en una amplia gama de escenarios. Además de la posibilidad de modificar el transmisor y los escenarios de búsqueda, también es posible configurar el procesamiento digital de señales.
- c) Basado en un número de simulaciones para diferentes valores de posición y frecuencia Doppler de objetivos (uno de los cuales se presenta aquí como ejemplo) se considera que las técnicas de procesamiento digital utilizadas satisfacen adecuadamente el propósito de detectar objetivos en medio contaminado con señales de ruido y clutter.
- d) Al utilizar el entorno GNU Radio Companion en los módulos de recepción y procesamiento de señales, el trabajo realizado se puede exportar a una Radio Definida por Software fácilmente. Esto es extremadamente útil y puede explotarse, considerando el alto potencial y el gran desarrollo que este tipo de dispositivos están experimentando en la última década.
- e) Luego de comparar el modelo propuesto con otros modelos presentados en diversos trabajos, como los de Cervera et al. (2018), Anderson (2017), Zhu et al. (2014) y Cuccoli et al. (2009), se encuentra como principal diferencia, lo contemplado por el modelo, por ejemplo en Cervera et al. (2018) o Anderson (2017) no se contempla el carácter temporal de las señales presentes, y en Zhu et al. (2014) o Cuccoli et al. (2009) se generan las series temporales pero sin aplicar ningún modelo de detección de objetivos y solo se analiza valores promedios de SNR. En contraste, el modelo presentado en esta tesis contempla todos estos aspectos faltantes.

De lo anterior se concluye que el modelo propuesto tiene una serie de ventajas, que hacen atractivo su uso, acercándose más un comportamiento realista de un sistema OTHR. También, es de destacar que el modelo es una contribución más a los esfuerzos de la comunidad científica en lo referido al estudio de los sistemas OTHR, brindando una fuente de datos simulados, los cuales tienen una gran utilidad debido a la escasez y dificultad de acceder en forma libre a datos de este tipo de radares.

Conclusiones

Por otro lado, a partir de este trabajo de tesis se pueden sugerir nuevas líneas de investigación y de desarrollo sobre la tecnología de radar.

- En primera medida, se encuentran la mejora de algunas de las adopciones o simplificaciones tomadas. Por ejemplo, considerar perturbaciones en la ionosfera y la presencia del campo magnético terrestre, incorporar la formación electrónica de haz de los sistemas de antenas, la incorporación de datos reales (por ejemplo, coordenadas GPS de un objetivo y su velocidad), entre otros.
- El uso de Machine Learning y brindar un cierto grado de inteligencia o aprendizaje al momento de la selección de parámetros tanto para la transmisión como así también en el procesamiento de señal.
- Es posible, además, extender el estudio realizado a otros tipos de tecnología de radares, focalizándonos en los OTH por onda de superficie, los cuales en conjunto con los OTH por onda de cielo son de gran utilidad para el monitoreo del litoral marítimo de nuestro País.
- En cuanto a un aspecto teórico-físico del modelo, mientras se trabajaba en su desarrollo y en particular en la etapa de estudio del índice de refracción del medio ionosférico y su dependencia con el campo magnético de la Tierra, ha dejado abierta una nueva línea de trabajo vinculada a la variación de largo plazo en parámetros de la región F2 relacionados con el efecto invernadero en la atmósfera superior y con las variaciones seculares del campo magnético intrínseco de la Tierra”. El hecho de que el campo magnético varíe lentamente hace que el índice de refracción de la ionosfera también lo haga, y esto podría generar tendencias que no son consideradas en las estimaciones usuales del parámetro M3000(F2) el cual luego entra en el cálculo de la altura de pico de la ionosfera. Si bien el efecto sería de muy baja magnitud, el mismo podría competir con los efectos esperados por el aumento en la concentración de gases de efecto invernadero en la ionosfera, el cual también es de baja magnitud. Esta idea y análisis permitió una publicación en JASTP (Elias et al., 2017). Este artículo, que se adjunta en esta Tesis en “Trabajos Publicados”, deja planteado posibilidades de investigación siguiendo esta línea en la que se plantean los efectos en la determinación parámetros ionosféricos que se

Conclusiones

pueden esperar de la variación secular del campo geomagnético y su influencia en el índice de refracción.

Referencia Bibliográfica

- AHMED F. M., Detection of Targets with Small Apparent Doppler Frequencies in LFM CW Radars, 2019, 18th International Conference on Aerospace Sciences & Aviation Technology, doi:10.1088/1757-899X/610/1/012026.
- AHMED M. AHMED, ISRAA H. ALI, HARAA RAHEEM HATEM, Bi and Mono Static Radar Cross Section Computation for Various Target's Materials, 2018, International Journal of Engineering & Technology, 7 (4.19) (2018) 893-895.
- ANDERSON S., OTH Radar Phenomenology: Signal Interpretation and Target Characterization at HF, 2017, IEEE A&E Systems Magazine, DOI. No. 10.1109/MAES.2017.170062.
- ANITORI L., OTTEN M, VAN ROSSUM W., MALEKI A. and BARANIUK R., Compressive CFAR radar detection, 2012, 2012-IEEE Radar Conference, pag 320-325, doi: 10.1109/RADAR.2012.6212158.
- AWADA A., Diffusion bistatique des ondes electromagnetiques par des surfaces rugueuses en utilisant le modele SSA: Application a la surface maritime, 2006, Ph.D. Thesis, Universite de Bretagne Occidentale.
- BARONA MENDOZA J. J., QUIROGA RUIZ C. F. AND PINEDO JARAMILLO C. R., Implementation of an Electronic Ionosonde to Monitor the Earth's Ionosphere via a Projected Column through USRP, 2017,
- BARRICK, D. E., Remote sensing of sea state by radar, Chapter 12 in Remote Sensing of the Troposphere, 1972b, NOAA/Environmental Research Laboratories, Boulder, CO.
- BARRICK, D.E, First order theory and analysis of MF/HF/VHF scatter from the sea, 1972a, IEEE Transaction on Antennas and Propagation 20, 2-10.
- BARTON. D.K., LEONOV S. A., Radar Technology Encyclopedia, 1998, Artech House, USA.
- BASSEM R. M., Radar Systems Analysis and Design using MATLAB, 2000, Chapman & Hall/CRC.
- BEAUFORT, Sea Scale, <http://www.delta-s.org/weer/wind-at-sea.jpg>
- BHATTACHARYA A. B., TRIPATHI D. K., NAG A., HALDER D. AND PANDIT J., On some propagation characteristics of tropical atmospheric and cosmic radio noise. 2011, International Journal of Engineering Science And Technology. 3. 5475-5486.
- BIANCHI C. AND MELONI A., Natural and man-made terrestrial electromagnetic noise: an Outlook, 2007, Annals of Geophysics, vol. 50, n. 3.

Referencia Bibliográfica

- BIANCHI C., SETTIMI A. AND AZZARONE A., IONORT: IONOsphere Ray-Tracing. Programma di ra-tracing nel magnetoplasma ionosferico, 2010, Rapporti Tecnici INGV, Italian, 161, 20 pages.
- BILITZA, D., ALTADILL, D., ZHANG, Y., et al. The International Reference Ionosphere 2012 - a model of international collaboration, 2014, Journal of Space Weather and Space Climate (SWSC), vol. 4, A07. DOI: 10.1051/swsc/2014004.
- BILLINGSLEY J. B. Low-angle radar land clutter, 2002 New York (United Stated): William Andrew Publishing. ISBN: 1-891121-16-2.
- BLANCO DEL CAMPO A., LÓPEZ A. A., GISMERO MENOYO J., Radar CWLFM de alta resolución en distancia para obtener imágenes ISAR sin com-pensación de movimiento,2008, Ingeniería y Ciencia, ISSN: 1794-9165, Vol 4, N° 8, pag. 129-174.
- BLASCH E. P., HENSEL M., Fusion of Distributions for Radar Clutter Modeling, 7th International Confer ence on Information Fusion, 2004, June, Stockholm, Sweden.
- BORRIES, O, JORGENSEN E. M. and MEINCKE P., Monostatic RCS Analysis of Electrically Large Structures using Integral Equations, 2016.
- BRAGG W. L. and BRAGG W. H., X-rays and Crystal Structure, 1915
- CABRERA M.A., ZUCCHERETTI E., EZQUER R. G., SCIACCA U., JOACHIN M. LOPEZ J. M., MOLINA M. G., BASKARADAS J. A.K, Some considerations for different time-domain signal processing of pulse compression radar, 2010, Annals of Geophysics, 53, 5-6, doi: 10.4401/ag-4758
- CAPRIA A, BERIZZI F., SOLETI R., AND DALLE MESE E.,A frequency selection method for hf-oth skywave radar systems,2006, 14th European Signal Processing Conference (EUSIPCO 2006), Florence, Italy, September 4-8, 2006, copyright by EURASIP
- CERVERA, M. A., FRANCIS, D. B. and FRAZER, G. J., Climatological model of over-the-horizon radar, 2018, Radio Science, 53, 988–1001. <https://doi.org/10.1029/2018RS006607>
- CHATZIGEORGIADIS FILIPPOS, “Development of Code for a Physical Optics Radar Cross Section Prediction and Analysis Application”, Master’s Thesis, Naval Postgraduate School, Monterey, California, Sep 2004, http://calhoun.nps.edu/bitstream/handle/10945/1453/04Sep_Chatzigeorgiadis.pdf?sequence=1
- CHEN S., GILL E. W. AND HUANG W., A High-Frequency Surface Wave Radar Ionospheric Clutter Model for Mixed-Path Propagation With the Second-Order Sea Scattering, 2016, IEEE Transactions on Antennas and Propa-

Referencia Bibliográfica

- gation, vol. 64, no. 12, pp. 5373-5381, Dec. 2016, doi: 10.1109/TAP.2016.2618538.
- COLEMAN, C.J., A ray-tracing formulation and its application to Some problems in over-the-horizon radar, 1998, *Radio Science* 33 (4), 1187–1197.
 - CROMBIE D. D., Doppler spectrum of sea echo at 13.56 Mc/s (U), 1955, *Nature*, vol. 175, pag. 681-682.
 - CST, EM Software & Systems, Available: <http://www.cst.com>. Accessed, December 2019.
 - CUCCOLI F., FACHERIS L., GIULI D., SERMI F., Over The Horizon Sky-Wave Radar: Simulation Tool for Coordinate Registration Method based on Sea-Land Transitions Identification, 2009, Proceedings of the 6th European Radar Conference, 30 September - 2 October 2009, Pag 208-211, Rome, Italy
 - CUCCOLI F., FACHERIS L., SERMI F., Coordinate Registration Method based on Sea/Land Transitions Identification for Over the Horizon Sky-Wave Radar: numerical model and basic performance requirements, 2010, *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*.
 - CULLITY B. D. ,Elements of X-Ray Diffraction.1967, Addison-Wesley Publishing Company, Inc.
 - CURRY, G. R., Radar System Performance Modeling, 2nd edition, 2005, Norwood, MA, 400 pp
 - DAVIES, K., Ionospheric Radio Waves, 1969 Blaisdell Publishing Company, London, UK.
 - DAVIS, K. Ionospheric Radio Propagation, 1965, Washington, U.S. Dept. of Commerce, National Bureau of Standards, ISBN: 1124067051.
 - DE MAIO, A., DE NICOLA, S., HUANG, Y., et.al, Design of Phase Codes for Radar Performance Optimization With a Similarity Constraint, 2009, *IEEE Transactions on Signal Processing*, 57, (2), pp 610-621.
 - DÍAZ CHARRIS. V., GÓMEZ TORRES. J. M, Analysis of radar cross section assessment methods and parameters affecting it for surface ships, 2012, *Ship Science & Technology*, Colombia, Vol. 6 - n.º 11, pag. 91-106.
 - DOERRY A. W., Noise and Noise Figure for Radar Receivers, 2016, Sandia National Laboratories, USA.
 - DON K., How to Create and Manipulate Radar Range–Doppler Plots, 2014, Cyber & Electronic Warfare Division Defense Science and Technology Org., <http://www.dsto.defence.gov.au/publications/scientific.php>
 - E. F. KNOTT, J. SHAEFFER, AND M. TULEY, Radar Cross Section, 2004, 2nd ed. SciTech Publishing, Aug.
 - EAVES J., REEDY E., Principles of Modern Radar, Springer Science & Business Media, 2012, DOI: 10.1007/978-1-4613-1971-9.

Referencia Bibliográfica

- ELIAS A. G., ZOSSI B. S., YIĞI E., SAAVEDRA Z., HARO BARBAS B.F., Earth's Magnetic Field Effect on MUF Calculation and Consequences for hmF2 Trend Estimates, 2017, Journal of Atmospheric and Solar-Terrestrial Physics. 10.1016/j.jastp.2017.03.004.
- ELFOUHAILY T., GUIGNARD S., AWADALLAH R., AND THOMPSON D., Local and non-local curvature approximation: a new asymptotic theory for wave scattering, 2003, Waves in Random Media, vol. 13, no. 4, pp. 321–337.
- ENGHETA N., MURPHY W. D., ROKHLIN V., AND VASSILIOU M. S., The Fast Multipole Method (FMM) for Electromagnetic Scattering Problems, 1992, IEEE Transactions on Antennas and Propagation, AP-40, June, pp. 634-641.
- ESCAMILLA HERNÁNDEZ E., PONOMARYOV V., IKUO A. and ENDO H., Uso de FPGA para realizar compresión del pulso de radar, 2005, Científica Vol. 9 N° 1 pp. 73-81.
- FABRIZIO, G. A. High Frequency Over-the-Horizon Radar. Fundamental Principles, Signal Processing, and Practical Applications, 2013, McGraw Hill Education, New York United States, ISBN: 0387231900.
- FICHE A., KHENCHAF A., COCHIN C. AND HURTAUD, Y., Combination of empirical/asymptotic models to characterize sea clutter at intermediate angles, 2013, International Conference on Radar - Beyond Orthodoxy: New Paradigms in Radar, RADAR 2013. 351-355. 10.1109/RADAR.2013.6652012.
- FRANCIS, D.B., CERVERA, M.A., FRAZER, G.J., Performance Prediction for Design of a Network of Skywave Over-the-Horizon Radars, 2017, IEEE Aerospace and Electronic Systems Magazine, vol. 32, p. 18-28. DOI: 10.1109/MAES.2017.170056.
- FRANK, R. L., Polyphase codes with good non-periodic correlation properties, 1963, IEEE Transactions on Information Theory, 9, (1), pp 43-45.
- FRIIS, H. T., A note on a simple transmission formula, Proceedings of the I.R.E. and Waves and Electrons, 1946, vol. 34, no. 5, p. 254–256
- GARRIDO, ELMO JR., “Graphical User Interface for a Physical Optics Radar Cross Section Prediction Code”, Master’s Thesis, Naval Postgraduate School, Monterey, California, September 2000, http://calhoun.nps.edu/bitstream/handle/10945/32958/00Sep_Garrido.pdf?sequence=1
- GATO M. I., MACHADO F. J., ALVAREZ J. M, Implementation of an Algorithm for the Estimation of the Sea Clutter Distribution and Parameters, 2016, Ingeniería 26 (2), Pag 65-77, ISSN: 1409-2441, Costa Rica.

Referencia Bibliográfica

- GOLAY, M., Complementary series, 1961, RE Transactions on Information Theory, 7, (2), pp 82-87.
- GOMIS P., Estimación espectral de señales biomédicas métodos clásicos (FFT) y paramétricos: aplicaciones prácticas con Matlab., 2010, ISBN:978-84-695-3841-8.
- GONZÁLEZ PARTIDA J. T., LEÓN-INFANTE F., BLÁZQUEZ-GARCÍA R. AND BURGOS-GARCÍA M., On the Use of Low-Cost Radar Networks for Collision Warning Systems Aboard Dumpers, 2014, Sensors 2014, 14, 3921-3938; doi:10.3390/s140303921
- GROSDIDIER S., FORGET P., BARBIN Y. AND GUERIN C. A., HF Bi-static Ocean Doppler Spectra: Simulation Versus Experimentation. 2013, IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing, Institute of Electrical and Electronics Engineers.
- HASELGROVE J., Ray theory and a new method of ray tracing, 1955, Conference on the Physics of the Ionosphere, Proc. Phys. Soc. London, 23, pag. 355-364.
- HENDRICK J. M., "HF over-the-horizon radar" in Radar Handbook, 1990, McGraw-Hill, New York, NY, USA, 2nd edition.
- HOPKINS J., Coherent Radar - Opportunities and Demands, 1996, APL Technical Digest, Vol 17, NUMBER 4.
- HU J., AI H., XUE C., HE X., LI W., LI H., XIA W. AND XIE J., Ionospheric decontamination based on sparse reconstruction for skywave radar, 2016, EURASIP Journal on Advances in Signal Processing, DOI 10.1186/s13634-016-0388-1
- HUNSUCKER, R. D., HARGREAVES, J. K., High latitude E-, and F-Region Ionospheric Predictions, 2002, Cambridge University Press.
- ISLAM, M. AND CHONG, U., Noise reduction of continuous wave radar and pulse radar using matched filter and wavelets, 2014, EURASIP Journal on Image and Video Processing, 2014 (1). doi: 10.1186/1687-5281-2014-43.
- ITU (International Telecommunication Union), Method for the prediction of the performance of HF circuits ITU-R P.533-13, 2015, Geneva (Switzerland).
- ITU (International Telecommunication Union), Radio Noise, Recommendation ITU-R P.372-13, 2016 Geneva (Switzerland).
- ITU (International Telecommunication Union), Radiocommunication vocabulary, Recommendation ITU-R V.573-5, 2007, Geneva (Switzerland).
- ITU (International Telecommunication Union), Distribuciones de probabilidad para establecer modelos de propagación de las ondas radioeléctricas, 2018, Recomendación UIT-R P.1057-5 (12/2017), Ginebra.

Referencia Bibliográfica

- IVONIN D. V., SHRIRA V. I. AND BROCHE P., On the Singular Nature of the Second-Order Peaks in HF Radar Sea Echo, 2006, IEEE Journal of Oceanic Engineering, vol. 31, no. 4, pp. 751-767, Oct. 2006, doi: 10.1109/JOE.2006.886080.
- JONES, R.M., STEPHENSON, J.J. A versatile three dimensional ray tracing computer program for radio waves in the ionosphere, 1975, OT Report, 75–76. Department of Commerce, Office of Telecommunication. Washington (United States): U.S. Government Printing Office.
- KHENCHAF A., Bistatic scattering and depolarization by randomly rough surfaces: application to the natural rough surfaces in X-band, 2001, Waves in random media, vol. 11, no. 2, pp. 61–89.
- KOMISSAROV R., VITALI KOZLOV V., DMITRY FILONOV D., GINZBURG P., Partially coherent radar unties range resolution from bandwidth limitations, 2019, Nature Communications, <https://doi.org/10.1038/s41467-019-09380-x>.
- KRAUS J. D., MARHEFKA R., Antennas (Mcgraw-Hill Series in Electrical Engineering), Paperback – International Edition, 2001.
- KROTZSCH, G., WOLF K. B. Las tres caras de Hamilton en la óptica geométrica y mecánica, 1991, Revista de Mexica de Física. Vol 37.
- KURNIAWAN DAYAT, ADHI PURWOKO, SATYAWAN ARIEF, SYAMSU IQBAL, PRALUDI TEGUH. Object Detector on Coastal Surveillance Radar Using Two-Dimensional Order-Statistic Constant-False Alarm Rate Algorithm, 2015, TELKOMNIKA Indonesian Journal of Electrical Engineering. 12. 624-631. 10.12928/telkomnika.v13i2.1189.
- LEE W., Radar Space-Time Processing for Range-Folded Spread-Doppler Clutter Mitigation, 2011, Engineering.
- LEFERINK F., SILVA F., CATRYSSSE J., BATTERMAN S., BEAUVOIS V. AND ROC'H A. Man-Made Noise in Our Living Environments, 2010, Radio Science Bulletin No 334, pag 49-57.
- LEVANON N., Radar Principles, 1988, Wiley-Interscience. ISBN 10: 0471858811.
- LI S., BI X., HUANG L., AND TAN B., 2-D CFAR Procedure of Multiple Target Detection for Automotive Radar, 2018, SAE Int. J. Passeng. Cars – Electron. Electr. Syst. 11(1):67-75, <https://doi.org/10.4271/07-11-01-0007>.
- LI Y., WEI Y., XU R., CHU T. and WANG Z., Space-time Characteristics and Experimental Analysis of Broadening First-order Sea Clutter in HF Hybrid Sky-surface Wave Radar, 2014, Radioengineering. 23. 831-841.
- MACHADO FERNANDEZ J. R., MOJENA HERNANDEZ N., BACALLAO VI-DAL J., Evaluation of CFAR detectors performance, 2017, 172 ITECK-

Referencia Bibliográfica

- NE Vol. 14 N° 2, ISSN 1692-1798, ISSN Digital 2339 – 3483, pag 170 – 178
- MOLINA M. G., CABRERA M. A., LOPEZ J. M., EZQUER R. G. Y IVAN C. A., Análisis Comparativo de Esquemas de Codificación de Señales para aplicaciones en radares ionosféricos. 2010, Cuartas Jornadas de Jóvenes Investigadores UNT – CONICET.
 - MOLINA M. G., CABRERA M.A., EZQUER R.G., FERNANDEZ P.M and ZUCCHERETTI E., Digital signal processing and numerical analysis for radar in geophysical applications, 2013, Advances in Space Research 51, 1870–1877, doi:10.1016/j.asr.2012.07.032.
 - MOLINA M. G., Modelo de Detección Automática para Ecos de Radar, 2017, Doctorado en Ciencias Exactas e Ingeniería Facultad de Ciencias Exactas y Tecnología Universidad Nacional de Tucumán, Argentina, Tesis de Doctorado.
 - MOLINA M. G., ZUCCHERETTI E., CABRERA M. A., BIANCHI C., SCIACCA U. and BASKARADAS J., Automatic ionospheric layers detection: Algorithms analysis, 2016, Advances in Space Research, 2016, doi: 10.1016/j.asr.2015.10.022
 - MOZESON E. and LEVANON N., Removing Autocorrelation Sidelobes by Over-laying Orthogonal Coding on any Train of Identical Pulses, 2003, IEEE Transaction on Aerospace and Electronic System, vol 39, N° 2.
 - NATHANSON F.E, REILLY J.P., Design Principle. Signal Processing and the Environment, 1991, Second Edition., Mc Graw Hill.
 - NICKISH, L.J., Practical application of Haselgrove’s equation for HF systems, Radio Scientific Bulletin URSI No. 325, 2008, pag 36–48.
 - NITZBERG, R., Clutter Map CFAR Analysis, 1986, IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, AES-22, (4), pp 419-421
 - O’DONNELL, R. M., Radar Systems Engineering, 2010, IEEE New Hampshire Section. Lecture 11, IEEE AES Society.
 - OPPENHEIM, A. V.; Schafer, R. W., Discrete-time signal processing, 2009, Upper Saddle River, N.J.: Prentice Hall. p. 541. ISBN 9780131988422.
 - PATEL K., NEELAKANTAN U., GANGELE S., VACCHANI J.G. AND DESAI N.M., Linear Frequency Modulation Waveform Synthesis, 2012, 2012 IEEE Students’ Conference on Electrical, Electronics and Computer Science, DOI: 10.1109/SCEECS.2012.6184744
 - PEDERICK, L.H., AND CERVERA, M.A. A directional HF noise model: calibration and validation in the Australian region, 2016, Radio Science, vol. 51, p. 25–39. DOI: 10.1002/2015RS005842

- PÉREZ OJEDA J. F., RODRÍGUEZ J. L., GARCÍA-TUÑÓN I., F. OBELLEIRO, Experimental Verification Of The Relation Between The Radar Cross Section And The List Angle Of Surface Vessels, 2006, Microwave and Optical Technology Letters, vol. 48, no. 11, pp. 2237- 2241.
- PRASHANTH B. U. V., Design and Implementation of Radar Cross-Section Models on a Virtex-6 FPGA, 2014, Hindawi Publishing Corporation Journal of Engineering Volume 2014, Article ID 489765, 10 pages <http://dx.doi.org/10.1155/2014/489765>.
- PRESS, W.H., TEUKOLSKY, W.T., VETTERLING, B.P., FLANNERY, S.A., Numerical Recipes in Fortran 90, 1996, The Art of Parallel Scientific Computing, Fortran Numerical Recipes vol. 2, second edition, Cambridge University Press, UK.
- RANGANATH P. and RAO S., Effect of Pulse Shaping on Autocorrelation Function of Barker and Frank Phase Codes, 2014, Mathematics.
- RICHARDS M. A., Fundamentals of Radar Signal Processing, 2005, McGrawHill, New York.
- RISHBETH, H., GARRIOT, O.K, Introduction to Ionospheric Physics, 1969, Academic Press, England
- SAAVEDRA Z., ARGOTA J. N., CABRERA M. A, ELIAS A. G., A New Approach to OTH Main Parameters Determination, 2019, Radioengineering.
- SAPONARA S. AND NERI B., Radar Sensor Signal Acquisition and Multi-dimensional FFT Processing for Surveillance Applications in Transport Systems, 2017, IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, Vol. 66, N°. 4.
- SCOTTO C., AND SETTIMI A., The calculation of ionospheric absorption with modern computers, 2014, Advances in Space Research 54, pag 1642–1650.
- SETTIMI A., IPPOLITO A., CESARONI C. AND SCOTTO C., Scientific Review on the Ionospheric Absorption and Research Prospects of a Complex Eikonal Model for One-Layer Ionosphere, 2014, Hindawi Publishing Corporation International Journal of Geophysics, Vol. 2014, Article ID 657434, <http://dx.doi.org/10.1155/2014/657434>
- SHEN S., NIE X., TANG L., BAI Y., ZHANG X., LI L. and BEN D. An Improved Coherent Integration Method for Wideband Radar Based on Two-Dimensional Frequency Correction, 2020, Electronics 2020, 9, 840; doi:10.3390/electronics9050840
- SHI S., YANG G., JIANG C., ZHANG Y. and ZHAO Z., Wuhan Ionospheric Oblique Backscattering Sounding System and Its Applications - A Review, 2017, Sensors 2017, 17, 1430; doi:10.3390/s17061430

Referencia Bibliográfica

- SHI S., ZHAO Z. and LIU J., Comparison of radar waveforms combining pseudo-random binary phase coding and chirp modulation for an high-frequency monostatic radar, 2015, IET Radar Sonar Navigation, doi:10.1049/iet-rsn.2014.0507
- SKOLNIK, M. I., Introduction to radar systems, 1980, Mc. Graw-Hill, Tokyo.
- SKOLNIK, M.I. Radar Handbook, 2008, McGraw-Hill, Third Edition, United States.
- SKOLNIK, M.I., Introduction to Radar Systems, 2001, McGraw-Hill. United State.
- SMITH S. AND NARAYANAN R. M., Cross-correlation analysis of noise radar signals propagating through lossy dispersive media, 2011, Proc. SPIE 8021, Ra-dar Sensor Technology XV, <https://doi.org/10.1117/12.887347>.
- SORIANO G. and GUERIN C., A cutoff invariant two-scale model in electromagnetic scattering from sea surfaces, 2008, Geoscience and Remote Sensing Letters, IEEE, vol. 5, no. 2, pp. 199–203.
- SUFIYAN S. A., RAFIUDDIN A. and BHANGDIA V. K., Empirical Analysis on Doppler Tolerant Radar Codes, 2013, Engineering.
- SULZER, M.P., WOODMAN, R.F., Quasi-complementary codes: A new technique for MST radar sounding, 1984, Radio Science, 19, (1), pp 337–344.
- TOTIR F., RADOI E., ANTON L., IOANA C., SERBANESCU A., et al., Advanced Sea Clutter Models and their Usefulness for Target Detection. 2008, MTA Review, 18 (3), pp.257-272.
- TRIZNA, D., GORDON, J, Results of a bistatic HF radar surface wave sea scatter experiment, 2002, In IEEE International Geoscience and Remote Sensing Symposium. 2002, vol. 3, p. 1902–1904.
- ULUISIK C., CAKIR G., CAKIR M. AND SEVGI L., Radar Cross Section (RCS) Modeling and Simulation, Part 1: A Tutorial Review of Definitions, Strategies, and Canonical Examples, 2008, IEEE Antennas and Propagation Magazine, Vol. 50, No. 1.
- VAITILINGOM L. AND KHENCHAF A., Radar cross sections of sea and ground clutter estimated by two scale model and small slope approximation in HF-VHF bands, 2011, Progress In Electromagnetics Research B, Vol. 29, 311-338.
- WANG G., HE W., HE and He Y. Target detection in K-distributed sea clutter environment based on Hough transform, 2004, Proc. Radar 2004 Conference (RADAR 2004), October, Toulouse (France).
- WANG G., MUÑOZ-FERRERAS J., GU C., LI C., AND GÓMEZ-GARCÍA R., Application of Linear-Frequency-Modulated Continuous-Wave

- (LFMCW) Radars for Tracking of Vital Signs, 2014, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 62, N°. 6., doi: 10.1109/TMTT.2014.2320464.
- WARD K. D., TOUGH R. J. A., and WATTS S., Sea clutter: Scattering, the K- distribution, and radar performance (U), 2006, The Institution of Engineering and Technology, London, UK.
 - WATTS S. and KNIGHT G., Performance prediction for scanning radars with correlated returns from K-distributed sea clutter, 2004, Proc. Radar 2004 Conf. (RADAR 2004), October, Toulouse (France).
 - WEI Y., ZISHU H. AND SHUANGLING W., Ionospheric decontamination for skywave OTH radar based on complex energy detector, 2012, EURASIP Journal on Advances in Signal Processing, doi:10.1186/1687-6180-2012-246
 - WEISS, L. G., Wavelets and Wideband Correlation Processing, 1994, IEEE Signal Processing Magazine, pag. 13–32.
 - WOODWARD P.M., Probability and Information Theory with Applications to Radar, 1980, Norwood, MA: Artech House.
 - XU C., Y. LI, C. JI, Y. HUANG, H. WANG AND Y. XIA, An improved CFAR algorithm for target detection, 2017, 2017 International Symposium on Intelli-gent Signal Processing and Communication Systems (ISPACS), Xiamen, pp. 883-888, doi: 10.1109/ISPACS.2017.8266600.
 - ZHANG Y., AMIN M. G. AND FRAZER G. J., High-resolution time–frequency distributions for maneuvering target detection in over-the-horizon radars, 2003, IEE Proc. Radar Sonar Navigation., Vol. 150, N°. 4, doi: 10.1049/ip-rsn:20030672
 - ZHAO JIAFEI, RONGKUN JIANG, XUETIAN WANG AND HONGMIN GAO, Robust CFAR Detection for Multiple Targets in K-Distributed Sea Clutter Based on Machine Learning, 2019, Symmetry 2019, 11, 1482; doi:10.3390/sym11121482
 - ZHU Y, WEI Y. and LI Y., First Order Sea Clutter Cross Section for HF Hybrid Sky-Surface Wave Radar, 2014, Radioengineering, vol. 23, NO. 4.
 - ZHU, YONGPENG, WEI, YINSHENG, LI, YAJUN. First Order Sea Clutter Cross Section for HF Hybrid Sky-Surface Wave Radar, 2014, Radioengineering. Vol 23, Pag 1180-1191.
 - ZOLESI, B., CANDLER, L. R. Ionospheric Prediction and Forecasting, Springer Geophysics, 2014, Berlin, Germany, ISBN: 978-3-642-38430-1.

Trabajos Publicados

Durante el periodo de investigación que conllevó este trabajo de tesis se escribieron tres trabajos originales que tratan sobre la temática de la tesis. Los mismos fueron publicados en revistas científicas de alcance internacional.

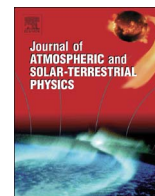
A continuación, se enumeran estos trabajos.

- *Earth's Magnetic Field Effect on MUF Calculation and Consequences for hmF2 Trend Estimates*. Ana G. Elias, Bruno S. Zossi, Erdal Yiğit, Zenon Saavedra, Blas F. de Haro Barbas, 2017, Journal of Atmospheric and Solar-Terrestrial Physics. 10.1016/j.jastp.2017.03.004.
- *A New Approach to OTH Main Parameters Determination*, Zenon Saavedra, Nicolas J. Argota, Ana G. Elias, Miguel A. Cabrera. 2019, Radiengineering, DOI: 10.13164/re.2019.0643.
- *Sky Wave Over-the-Horizon Radar Simulation Tool*, Zenon Saavedra, Diego Zimmerman, Miguel A. Cabrera, Ana G. Elias. 2020, IET Radar, Sonar & Navigation, DOI:



Contents lists available at ScienceDirect

Journal of Atmospheric and Solar–Terrestrial Physics

journal homepage: www.elsevier.com/locate/jastp

Earth's magnetic field effect on MUF calculation and consequences for hmF2 trend estimates

Ana G. Elias^{a,b,*}, Bruno S. Zossi^{a,b}, Erdal Yiğit^c, Zenon Saavedra^{b,d}, Blas F. de Haro Barbas^a

^a Laboratorio de Física de la Atmosfera, Departamento de Física, Facultad de Ciencias Exactas y Tecnología, Universidad Nacional de Tucumán, Av. Independencia 1800, 4000 Tucumán, Argentina

^b Consejo Nacional de Investigaciones Científicas y Técnicas, CONICET, Argentina

^c Department of Physics and Astronomy, George Mason University, 4400 University Drive, Fairfax, VA 22030, USA

^d Laboratorio de Telecomunicaciones, Departamento de Electricidad, Electrónica y Computación, Facultad de Ciencias Exactas y Tecnología, Universidad Nacional de Tucumán, Av. Independencia 1800, 4000 Tucumán, Argentina

ARTICLE INFO

Keywords:

Geomagnetic field
Long-term trends
Ionosphere
M(3000)F2
Ionospheric refractive index

ABSTRACT

Knowledge of the state of the upper atmosphere, and in particular of the ionosphere, is essential in several applications such as systems used in radio frequency communications, satellite positioning and navigation. In general, these systems depend on the state and evolution of the ionosphere. In all applications involving the ionosphere an essential task is to determine the path and modifications of ray propagation through the ionospheric plasma. The ionospheric refractive index and the maximum usable frequency (MUF) that can be received over a given distance are some key parameters that are crucial for such technological applications. However, currently the representation of these parameters are in general simplified, neglecting the effects of Earth's magnetic field. The value of M(3000)F2, related to the MUF that can be received over 3000 km is routinely scaled from ionograms using a technique which also neglects the geomagnetic field effects assuming a standard simplified propagation model. M(3000)F2 is expected to be affected by a systematic trend linked to the secular variations of Earth's magnetic field. On the other hand, among the upper atmospheric effects expected from increasing greenhouse gases concentration is the lowering of the F2-layer peak density height, hmF2. This ionospheric parameter is usually estimated using the M(3000)F2 factor, so it would also carry this “systematic trend”. In this study, the geomagnetic field effect on MUF estimations is analyzed as well as its impact on hmF2 long-term trend estimations. We find that M(3000)F2 increases when the geomagnetic field is included in its calculation, and hence hmF2, estimated using existing methods involving no magnetic field for M(3000)F2 scaling, would present a weak but steady trend linked to these variations which would increase or compensate the few kilometers decrease (~2 km per decade) expected from greenhouse gases effect.

1. Introduction

The ionosphere is the plasma region of the upper atmosphere that is coupled to meteorological processes from below (Yiğit and Medvedev, 2015) and to space weather effects from above (Yiğit et al., 2016). Ionospheric measurements began in the early 1900s with a high-frequency radar known as ionosonde, which sends vertically short pulses of high-frequency electromagnetic waves. At a certain height these waves are reflected back toward the ground and the ionosonde records the time delay, T , between the transmitted and the received signal (Reinisch et al., 1998). Assuming the signal propagation is at the speed of light in vacuum, c , for the whole path, a virtual height, h' , also

called equivalent (or apparent) height, can be estimated from

$$h' = \frac{c}{2}T. \quad (1)$$

The virtual height at a given frequency is then the distance that the electromagnetic wave would have traveled in half the elapsed time T at the speed of light. Since electromagnetic waves within the ionosphere travel more slowly than c , i.e., with group velocity $v_g < c$, the actual height of a reflecting reference layer is smaller than the deduced h' .

Ionograms are produced by varying the wave frequency and then plotting h' in terms of frequency.

Obtaining the true height electron density profile from ionogram

* Corresponding author at: Laboratorio de Física de la Atmosfera, Departamento de Física, Facultad de Ciencias Exactas y Tecnología, Universidad Nacional de Tucumán, Av. Independencia 1800, 4000 Tucumán, Argentina.

E-mail addresses: aelias@herrera.unt.edu.ar (A.G. Elias), brunozossi@hotmail.com (B.S. Zossi), eyigit@gmu.edu (E. Yiğit), zsaavedra@herrera.unt.edu.ar (Z. Saavedra), blasdeharo2000@yahoo.com.ar (B.F. de Haro Barbas).

<http://dx.doi.org/10.1016/j.jastp.2017.03.004>

Received 2 December 2016; Received in revised form 13 February 2017; Accepted 9 March 2017
1364-6826/ © 2017 Elsevier Ltd. All rights reserved.

data is a complex procedure for which several methods have been developed (Scott et al., 2012). In particular, the peak height of the profile at which the maximum electron density occurs, hmF2, can be estimated in a simple way using its inverse relation to M(3000)F2 factor (Shimazaki, 1955; Bilitza et al., 1979; Dudeney, 1983), which corresponds to the maximum usable frequency (MUF) at which a radio wave can propagate from a given point over a distance of 3000 km divided by foF2.

The most widely used formula is given by Shimazaki (1955) assuming an F2 layer with no underlying ionization, and neglecting the geomagnetic field, that is

$$hmF2 = \frac{1490}{M(3000)F2} - 176 \quad (2)$$

A correction ΔM was introduced later to consider a more realistic ionosphere so that Eq. (2) becomes

$$hmF2 = \frac{1490}{M(3000)F2 + \Delta M} - 176 \quad (3)$$

Bradley and Dudeney (1973) took into account the underlying ionization and obtained for ΔM the following expression

$$\Delta M = \frac{0.18}{\frac{foF2}{foE} - 1.4} \quad (4)$$

Bilitza et al. (1979) considered in addition the solar activity level through the 12-month running mean sunspot number, R_{12} , and Earth's magnetic field including in the formula the dip latitude, ϕ . ΔM then yields

$$\Delta M = \frac{f_1 \times f_2}{\frac{foF2}{foE} - f_3} + f_4 \quad (5)$$

where

$$f_1 = 0.00232 R_{12} + 0.222 \quad (6)$$

$$f_2 = 1 - \frac{R_{12}}{150} e^{-\phi^2/1600} \quad (7)$$

$$f_3 = 1.2 - 0.0116 e^{R_{12}/4.84} \quad (8)$$

$$f_4 = 0.096 \frac{R_{12} - 25}{150} \quad (9)$$

The increasing interest in long-term trends in the upper atmosphere in the context of climate change, mainly attributed to the increasing greenhouse gases concentration, brought the search of long ionospheric data series (encompassing several decades), specially of hmF2. In fact, according to earlier theoretical models (Roble and Dickinson 1989; Rishbeth 1990) the increased concentration of greenhouse gases would induce a cooling in the thermosphere, together with a decrease in air density and a contraction of the upper atmosphere, with a consequent decrease of ionospheric layers. For a hypothetical scenario of doubling of CO₂ a cooling of 30–40 K in the thermosphere was modeled and an hmF2 decrease of 15–20 km. Observations have supported this hypothesis for the actual changes in CO₂ (Qian et al., 2011; Zhang et al., 2011; Lastovicka et al., 2014) but have also suggested that an increase in CO₂ does not completely account for the observed thermospheric temperature trend (Zhang et al., 2016).

In order to assess long-term trends in hmF2, or in any other ionospheric parameter, the solar activity effect must be excluded first since solar variations have a significant impact at F2 region altitudes especially via the associated variability in the direct solar insolation and high-latitude energy and momentum inputs. As the solar activity has a prominent ~11 year periodicity, and considering that trends are more reliable for longer data intervals (Mielich and Bremer, 2013), at least 2 to 3 decades of data are needed in order to obtain statistically significant results. In fact, most of the publications on hmF2 trend

analysis use the longer data series available in order to obtain reliable results, with most of the records dating back to the International Geophysical Year 1957, and some with the earliest records since the 1940s (Ulich and Turunen, 1997; Upadhyay and Mahajan, 1998; Mikhailov and Marin, 2001). This requirement on data series length led researchers to use ionospheric characteristics scaled manually from film or paper ionograms made by the ionosondes that preceded the modern digital ionosondes (McNamara, 2008), with the only options for hmF2 estimation through M(3000)F2 or hpF2 that is the virtual height at a frequency equal to 0.834 foF2, which can be used as a substitute for hmF2 (Zolessi and Cander, 2014).

The hmF2 data series that have been analyzed in most of the publications until now, are obtained through the Shimazaki (1955) (Eq. (2)) or Bradeley and Dudeney (1973) formula (Eq. (4)) which uses M(3000)F2 without any consideration of Earth's magnetic field and its variations. Being aware of this limitation, apart from the necessity of a special quality control of the data when dealing with historical data sets stressed by many authors and especially in the work by McNamara (2008), we want here to emphasize the importance of considering the effect of geomagnetic field secular variations on an ionospheric characteristic such as M(3000)F2 which is widely used to detect ionospheric trends.

This factor is obtained manually using a transmission-curve based on the propagation of radio signals in the ionosphere neglecting Earth's magnetic field. Current studies assume that the error associated with this approximation is insignificant compared to other error sources such as the assumption of geographic uniformity of the ionosphere over the transmission path. Assuming a constant geomagnetic field this assumption would not lead to an error in hmF2 trend estimation. It consists at most in a constant systematic error for not taking into account a factor in M(3000)F2 estimation that affects absolute values but do not affect slope assessments in linear trend analysis. However, the terrestrial magnetic field varies, with the most drastic change being a polarity reversal that takes place on average every ~200 000 years (Glassmeier et al., 2009). This means that the error introduced in hmF2 estimation using M(3000)F2, varies accordingly. Since the expected hmF2 trends as a consequence of greenhouse effect are less than 1%/year, the “trending” error associated with ignoring the magnetic field effects could completely screen it.

There is in addition the error associated with the hmF2 calculation. A thorough and deep analysis of the accuracy of hmF2 formulas using M(3000)F2 has been performed in the work by McNamara (2008). Considering that the uncertainty in scaled values of M(3000)F2 is ± 0.05 MHz plus a random component raising it to 0.1, a ~15 km error in hmF2 results using the Shimazaki formula, for example. As stated in the work by McNamara (2008), if errors are random, they should be overcome using hmF2 monthly medians derived using the corresponding formula.

In the present work the terrestrial magnetic field effects on M(3000)F2 and the error introduced in hmF2 obtained through formulas in terms of M(3000)F2 are analyzed. Possible hmF2 trends induced by geomagnetic field secular variations on M(3000)F2 are compared to trend values expected from the long-term thermosphere cooling linked presumably to increasing greenhouse gases concentration.

Section 2 describes how M(3000)F2 is obtained through ionograms manual scaling. In Section 3 the effect of considering Earth's magnetic field is analyzed together with the consequences of secular variations, followed by Section 4 where Bilitza's formula is analyzed for a varying magnetic field. Finally, discussion and conclusions are presented in Section 5.

2. M(3000)F2 estimated from ionograms

The propagation factor M(3000)F2 is routinely scaled from ionograms by a standard graphical method (Piggott and Rawer, 1978). This method employs what is called a transmission curve (Smith, 1939),

which gives the ratio of the equivalent vertical frequency and oblique incidence frequency of 3000 km distance range, both reflected from a given virtual height. The curve is constructed assuming a standard simplified propagation model. Values of this ratio in terms of virtual height to construct the transmission curve are given in a table in the Handbook of Ionogram Interpretation and Reduction by Piggott and Rawer, page 23) (1978). If the ionogram has a logarithmic frequency scale, the transmission curve, drawn in a transparent slider, is moved along the frequency axis until it touches the ordinary ray trace. The abscissa value given on the slider at foF2 is M(3000)F2. If the ionogram frequency scale is not logarithmic a set of standard curves is prepared from the standard transmission curve, each one corresponding to a given MUF value. The curve which touches the trace gives the MUF, and M(3000)F2 is obtained dividing this value in foF2.

The transmission curve calculation is based on two theorems that neglect Earth's magnetic field assuming a refractive index μ given by

$$\mu = \sqrt{1 - \frac{f_o^2}{f^2}} \quad (10)$$

where f is the frequency of the transmitted wave and f_o is the plasma frequency, given by

$$f_o = \sqrt{\frac{Ne^2}{\pi m}} \quad (11)$$

where N is the electron number density, e is the electron charge, and m is the electron mass.

The first is Breit and Tuve's theorem which states that the equivalent path P' between transmitter and receiver separated by a certain distance D is given by the length of the equivalent triangle with height h' , where h' is the equivalent or virtual height where the wave would have been reflected assuming no refraction during its entire path. The second is Martyn's theorem stating that the virtual height of reflection of an obliquely incident wave is the same as that of the equivalent vertical wave. That is, the virtual height measured at vertical incidence, h' , for a frequency f_o is the same as the height of the equivalent triangular path of distance range D for an oblique higher frequency $f = f_o \sec \phi_1$, where ϕ_1 is the angle between the ray entering the ionosphere through its lower boundary and the corresponding normal. To determine h' and f corresponding to this transmission, we need to solve the vertical incidence equation $h' = h'(f_o)$ that is the ionogram profile, and the transmission equation $f_o = f / \sec \phi_1$, where ϕ_1 is determined from the height equivalence between a vertical and oblique path and the geometry of the path.

The solution is obtained graphically from the intersection between the frequency-virtual height curve of the ionogram and a family of curves of h' in terms of f_o obtained from the transmission equation for different values of f and D , called transmission curves. The intersection with one of them for given f and D , gives the height of the equivalent triangular path for transmission for f over distance D , and also f for that path. The transmission curve is then a plot of f_o against h' , as the ionogram, but fulfilling the equation $f_o = f / \sec \phi_1$. If the frequencies are plotted logarithmically the transmission curve becomes a logarithmic curve of $1 / \sec \phi_1$, which can be used for any f' and D . The MUF over a given distance is the highest frequency for which the two curves have a point in common, that is when the transmission curve becomes tangent to the ionogram profile. The frequency corresponding to $\sec \phi_1 = 1$ is then the MUF for that distance.

Considering Earth's curvature, ϕ_1 is connected to D and h' through the following equation

$$\tan \phi_1 = \frac{\sin \frac{D}{2R}}{\frac{h'}{R} + 1 - \cos \frac{D}{2R}} \quad (12)$$

where R is Earth's radius (6378 km).

To consider the curvature of the ionosphere, due to the complexity

of the theoretical treatment (Davies, 1959), a factor $k = 1.115$ is used, so finally $M(3000)F2$ results

$$M(3000)F2 = \frac{MUF(3000)}{foF2} = k \sec \phi_1 \quad (13)$$

The deduction of Eq. (13) assumes the absence of the geomagnetic field. This is clear from the refractive index given by Eq. (10) which is the result of the more general Appleton-Hartree equation neglecting collision. In the presence of a magnetic field B , μ would be given by (Ratcliffe, 1962)

$$\mu = \sqrt{1 - \frac{f_o^2}{f^2 - \frac{f^2 f_{BT}^2}{2(f^2 - f_o^2)} \pm \sqrt{\frac{f^2 f_{BT}^2}{2(f^2 - f_o^2)} + f^2 f_{BL}^2}} \quad (13)$$

where

$$f_{BT} = f_B \sin \theta = \frac{eB}{2\pi mc} \sin \theta \quad (14)$$

and

$$f_{BL} = f_B \cos \theta = \frac{eB}{2\pi mc} \cos \theta \quad (15)$$

where f_B is the gyro-frequency, θ is the angle between the direction of the wave normal and B , T stands for transverse and L for longitudinal. The upper sign in the denominator of Eq. (13) refers to the ordinary component (o-component) and the lower sign to the extraordinary (x-component).

Breit and Tuve's and Martyn's theorems are no longer valid if B is taken into account in the wave propagation process; and with μ given now by Eq. (13) there is no simple relation between the quantities for vertical and oblique rays.

Among the first treatments of this problem, Smith (1939) gives an example of a transmission curve including B at the level of reflection showing clearly that a different curve should be considered. Haselgrove (1957) analyzed changes in both theorems concluding that Martyn's theorem is more inaccurate than Breit and Tuve's theorem. With a computer ray-tracing algorithm using the refractive index given by Eq. (13) the errors were calculated for North-South transmission of the ordinary ray for a parabolic ionospheric layer and flat Earth. MUF values obtained were lower than predicted using Eq. (10). Davies (1959), after observing that direct MUF measurements were higher than those obtained using transmission curves, and that equivalent heights calculated including B are greater than neglecting this field, concludes that transmission curves should be different than the $f / \sec \phi_1$ plot and would depend on location.

Later Kopka and Möller (1968) resumed considering the effect of Earth's magnetic field on MUF calculating a correction term for the use of transmission curves.

3. Earth's magnetic field variation effect on M(3000)F2 from transmission curves

From Eq. (13) implies that inclusion of B with θ different from 90° result in μ increase. In Fig. 1 solid curve shows μ estimate using Eq. (10), that is neglecting B , and the dashed curve presents the results using Eq. (13) for $B = 50000$ nT and $\theta = 0$ which corresponds approximately to the greatest B value at the F layer level and a longitudinal propagation. To obtain a simple estimation of this effect on $M(3000)F2$ when it is obtained using the transmission curve method, we make the following assumptions:

- * ionogram $h'(f_o)$ profile given by a parabolic F layer
- * transmission equation still given by $f_o = f / \sec \phi_1$
- * ϕ_1 at the reflection height satisfies $\mu = \sin \phi_1$, with μ given by Eq. (13) instead of (10), that is

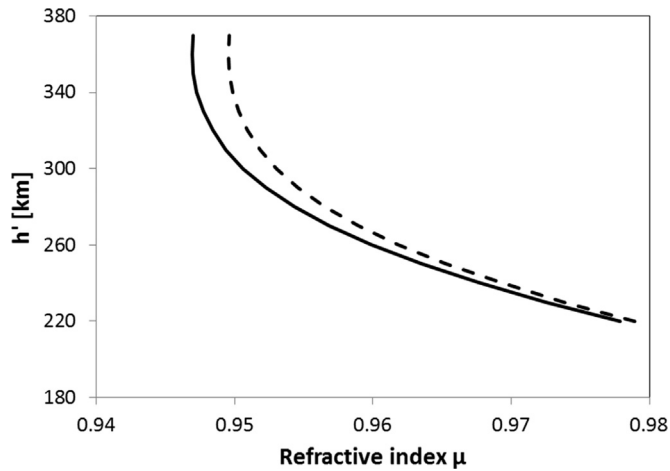


Fig. 1. Refractive index, μ , estimated with Eq. (10) neglecting B (solid line) and using Eq. (13) for $B=50,000$ nT and $\theta=0^\circ$ (dashed line).

$$\sqrt{1 - \frac{f_o^2}{f^2 - \frac{f^2 f_T^2}{(f^2 - f_0^2)} \pm \sqrt{\frac{f^2 f_T^2}{2(f^2 - f_0^2)} + f^2 f_T^2}}}$$

$$= \sin \left[\operatorname{tg}^{-1} \left(\frac{\sin \frac{D}{2R}}{\frac{h'}{R} + 1 - \cos \frac{D}{2R}} \right) \right] \quad (16)$$

Transmission curves are obtained by solving Eq. (16) for h' setting $D = 3000$ km and given B and θ values. h' is then a function of f_0 and f only, and transmission curves are drawn as the corresponding set of (f_0, h') for different f values.

Fig. 2 shows as an example an ionogram with $foF_2 = 9$ MHz and $h'F_2 = 360$ km and the transmission curves that correspond to h' in terms of f_0 obtained for both cases, $B = 0$ and $B \neq 0$. In the first case, the transmission curve is estimated from $f_0 = f / \sec \phi_1$, where ϕ_1 in terms of h' is assessed using Eq. (2). In the second case, the same curve is calculated from Eq. (16) considering $B = 50,000$ nT, that is approximately the maximum field value at the peak ionospheric height level, and $\theta = 0$.

To calculate the f value for which the transmission curve becomes tangent to $h'(f_0)$ analytically, we match both equations and equate to zero the first derivative. Fig. 3 show schematically f in terms of f_0 where it can be noticed the condition for one solution.

When B is neglected, the transmission curve becomes tangent to $h'(f_0)$ for $f = 28.6$ MHz, which corresponds to $M(3000)F_2 = 3.18$ and $hmF_2 = 292.9$ km according to Shimazaki (1955) formula. In the case of $B = 50,000$ nT, the transmission curve becomes tangent to $h'(f_0)$ for $f = 27.9$ MHz that is $M(3000)F_2 = 3.10$ and $hmF_2 = 304.6$ km. For a 50% decrease in B for example, the transmission curve becomes tangent to $h'(f_0)$ for $f = 28.3$ MHz that corresponds now to $M(3000)F_2 = 3.14$ and $hmF_2 = 297.9$ km, that is 7 km lower. For a change in θ from 0 to 45° for example while keeping $B = 50,000$ nT, f becomes 28.1 MHz, $M(3000)F_2 = 3.12$ and $hmF_2 = 301.2$ km, that is ~ 3 km lower. It should be noted that for higher hmF_2 values the height difference between different B or θ conditions also increases. To have a clear idea of this situation, Fig. 4 shows hmF_2 variation in terms of B in the range $0 - 50,000$ nT through its effect on $M(3000)F_2$ for ionospheric conditions considered in Fig. 2.

4. Earth's magnetic field variation effect on Bilitza's $M(3000)F_2$ formula

The correction factor ΔM given by Eq. (5) (Bilitza et al., 1979) depends on magnetic inclination I through the dip latitude ϕ where $\operatorname{tg}(\phi) = \frac{1}{2} \operatorname{tg}(I)$, but not on the magnetic field intensity. Since I is

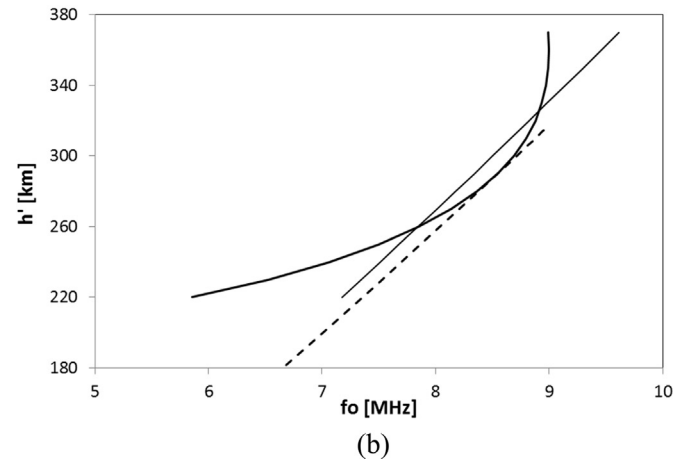
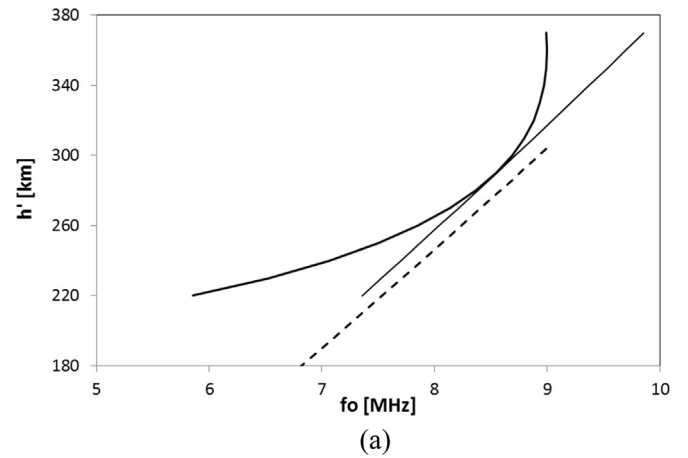


Fig. 2. Idealized $h'(f_0)$ for a parabolic F2 layer (enhanced line) and transmission curves considering $B = 0$ (solid line) and $B = 50,000$ nT (dashed line), obtained for (a) $f = MUF(3000) = 28.6$ MHz, which is the oblique frequency needed to obtain a transmission curve with $B = 0$ tangent to the f_0 profile, and (b) $f = MUF(3000) = 27.9$ MHz, which is the oblique frequency needed to obtain a transmission curve with $B = 50,000$ nT tangent to the f_0 profile.

changing with the geomagnetic field secular variations, hmF_2 calculated with this ΔM in Eq. (3) will present a secular variation at a given location linked to the corresponding I variation.

Fig. 5 shows hmF_2 variation for a representative location ($50^\circ N$, $40^\circ E$) as a function of I , using Bilitza et al. (1979) formula, for different solar activity levels. I variation was forced through its entire range of values to make more noticeable hmF_2 variation. The hmF_2 absolute difference is bigger for higher R_z , that is for higher hmF_2 values, as was noticed in the previous $M(3000)F_2$ analysis. Also, for an I decrease, which would correspond to a θ increase, lower hmF_2 values are obtained.

5. Discussion and conclusions

Trends in the upper and middle atmosphere has become a main subject since the beginning of the 1990's as a consequence of the increasing interest in global changes especially due to increasing greenhouse gases concentration, and several papers have been published since then on this topic (see Lastovicka et al. (2012) for a comprehensive review and references therein). A better estimation and prediction of thermospheric trends imposes a challenge from a fundamental science point of view as well as from a technological perspective as the morphology of the thermospheric temperature and density and the coexisting ionosphere are crucial for satellite mission planning and the associated life span.

Three key concepts should be highlighted: (1) secular changes in

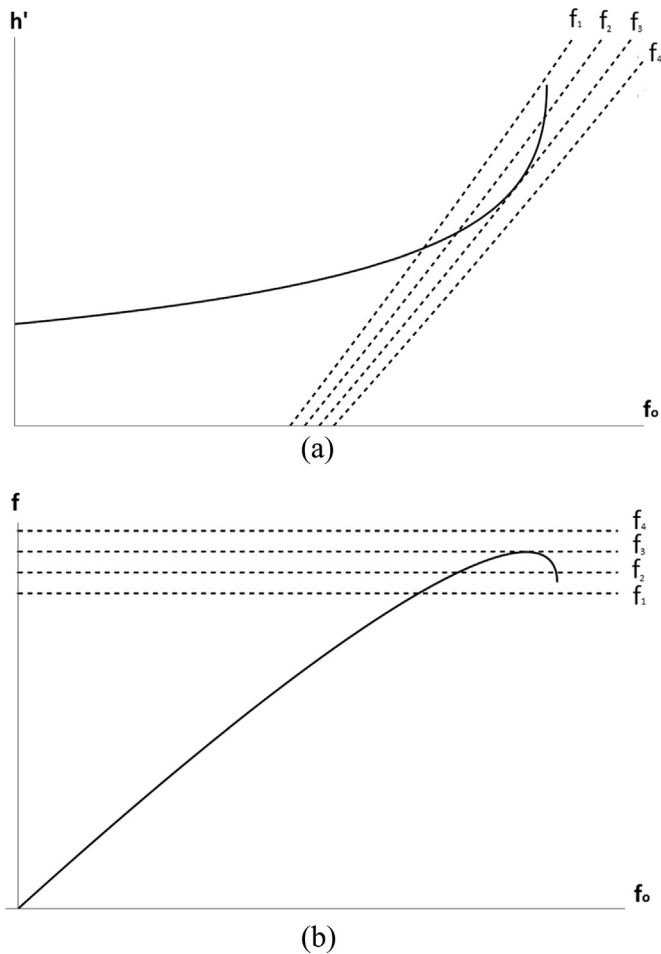


Fig. 3. (a) Scheme of a parabolic $h'(f_o)$ profile (solid line) and transmission curves for different oblique frequencies (f) values (dotted line). (b) f in terms of f_o obtained from matching $h'(f_o)$ and transmission curves for different f values.

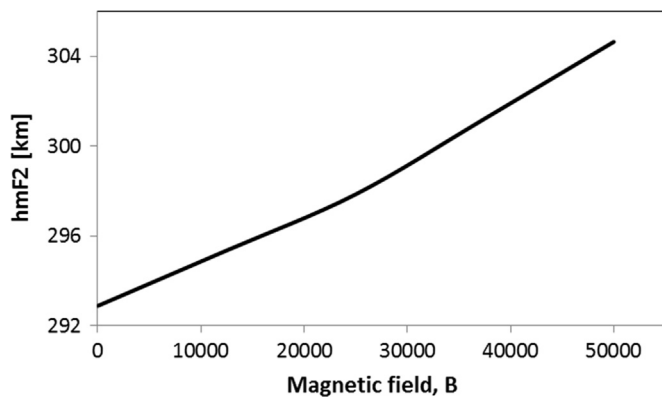


Fig. 4. $hmF2$ in terms of the Earth's magnetic field, B [nT], through $M(3000)F2$ estimated with the value of f for which the transmission curve becomes tangent to $h'(f_o)$ (idealized profile of Fig. 2 for a parabolic F2 layer).

magnetic field can change the morphology of the ionosphere (including $hmF2$) due to inherent physical and chemical processes; (2) there are long-term changes not directly associated with Earth's magnetic field; and (3) measurement error and its long-term change due to ignoring Earth's magnetic field (and its secular change) in the routine $hmF2$ estimation. The true $hmF2$ will not change because of with and without considering magnetic field.

In this study, we have analyzed the significance of the terrestrial magnetic field effects on deducing the true height of an ionospheric layer, $hmF2$. When B is taken into account in $M(3000)F2$ calculation,

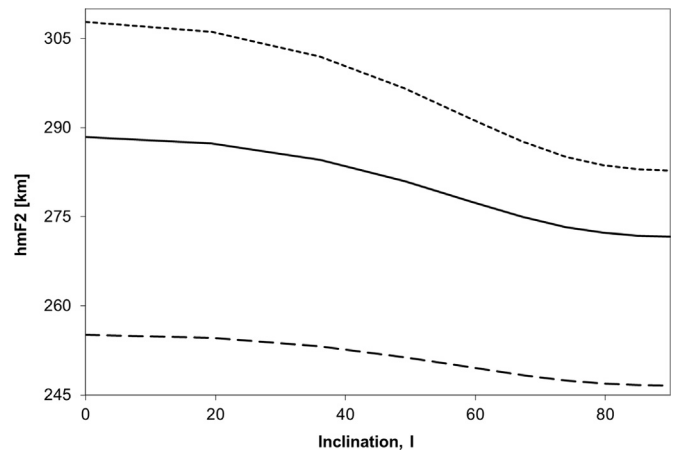


Fig. 5. Ionospheric electron density peak height, $hmF2$, calculated with Eq. (3) and $M(3000)F2$ correction factor, ΔM , given by Eq. (5), in terms of inclination, I . foE , $foF2$ obtained from IRI2012 for January, 12LT, 50°N, 40°E, for three different solar activity levels: $R_z = 50$ (dashed line), 100 (solid line) and 150 (dotted line).

the latter is always smaller than the value assessed neglecting B , so $hmF2$ results higher in as much as 10 km. In addition, a decrease in B would induce an increase in $M(3000)F2$ with a consequent decrease in $hmF2$ linked to this solely effect. Variations in the magnetic field inclination also affect $M(3000)F2$ assessment. This last case is also clearly evident in Bilitza's formula for ΔM .

Hence, the most pressing question that bares in mind is: What are the implications of the dependence of $M(3000)F2$ on Earth's magnetic field for the long-term trend analysis of $hmF2$?

Assume an $hmF2$ time series spanning several decades during which, together with the increase in greenhouse gases concentration, a net B decrease took place. Ideally, $hmF2$ determined without including B -effects in $M(3000)F2$ estimation, apart from the strong seasonal and solar activity effects, it should not present any other variation except a lowering according to the cooling effect expected at this atmospheric level. However, if B is included in the calculation of $hmF2$ a natural lowering should be obtained as a consequence of $M(3000)F2$ increase due solely to correctly accounting for the magnetic field without any consideration of greenhouse cooling.

Another point of consideration would be if $hmF2$ record consists in a mix of manually scaled values using $M(3000)F2$ at the beginning of the period analyzed plus autoscaled values at the end. $hmF2$ time series would consist of lower than real height values at the beginning followed by real heights towards the end. This would imply weaker than actual downward $hmF2$ trends.

Regarding Bilitza's formula, Ulich and Turunen (1997) and Bremer (1992) already used it for $hmF2$ trend estimations but they keep the inclination constant for the locations analyzed.

Even though the magnetic field introduces corrections to the transmission curves that may be of minor importance compared for example to other assumptions such as the geographic uniformity of the ionosphere over the transmission path, it could be comparable to the greenhouse gas effect for some locations and conditions, taking into account that the geomagnetic field effect on radio transmission varies with the length, direction and geographic location of the transmission path due to ionospheric anisotropy caused by this field.

Acknowledgments

This work was supported by Project PIUNT E541.

References

Bilitza, D., Sheikh, N.M., Eyfrig, R., 1979. A global model for the height of the F2-peak using M3000 values from CCIR. *Telecommun. J.* 46, 549–553.

- Bradley, P., Dudeney, J.R., 1973. A simple model of the vertical distribution of electron concentration in the ionosphere. *J. Atmos. Terr. Phys.* 35, 2131–2146.
- Davies, K., 1959. The effect of the earth's magnetic field on m.u.f. calculations. *J. Atmos. Terr. Phys.* 16, 187–189.
- Dudeney, J.R., 1983. The accuracy of simple methods for determining the height of the maximum electron concentration of the F2-layer from scaled ionospheric characteristics. *J. Atmos. Terr. Phys.* 45, 629–640.
- Glassmeier, K.H., Soffel, H., Negendank, J.F.W., 2009. *Geomagnetic Field Variations*. Springer Verlag, Berlin.
- Haselgrove, J., 1957. Oblique Ray Paths in the Ionosphere. *Proceedings Phys. Soc. B* 70, 653–662.
- Kopka, H., Möller, H.G., 1968. MUF calculations including the effect of the earth's magnetic field. *Radio Sci.* 3, 53–56.
- Lastovicka, J., Solomon, S.C., Qian, L., 2012. Trends in the neutral and ionized upper atmosphere. *Space Sci. Rev.* 168, 113–145.
- Lastovicka, J., Beig, G., Marsh, D.R., 2014. Response of the mesosphere-thermosphere-ionosphere system to global change - CAWSES-II contribution. *Prog. Earth Planet. Sci.* 1, 1–21.
- McNamara, L.F., 2008. Accuracy of models of hmF2 used for long-term trend analyses. *Radio Sci.* 43, RS2002. <http://dx.doi.org/10.1029/2007RS003740>.
- Mikhailov, A.V., Marin, D., 2001. An interpretation of the foF2 and hmF2 long-term trends in the framework of the geomagnetic control concept. *Ann. Geophys.* 19, 733–748.
- Mielich, J., Bremer, J., 2013. Long-term trends in the ionospheric F2 region with different solar activity indices. *Ann. Geophys.* 31, 291–303.
- Piggott, W.R., Rawer, K., 1978. *Report UAG-23A Handbook of Ionogram Interpretation and Reduction Second ed.*. World Data Center A for Solar-Terrestrial Physics, NOAA, Boulder, Colorado, USA.
- Qian, L., Laštovicka, J., Roble, R.G., Solomon, S.C., 2011. Progress in observations and simulations of global change in the upper atmosphere. *J. Geophys. Res.* 116, A00H03. <http://dx.doi.org/10.1029/2010JA016317>.
- Ratcliffe, J.A., 1962. *The Magneto-ionic theory and its applications to the ionosphere*. Cambridge University Press, London, UK.
- Reinisch, B., Scali, J., Haines, D., 1998. Ionospheric drift measurements with ionosondes. *Ann. Geophys.* 41 (5–6). <http://dx.doi.org/10.4401/ag-3812>.
- Rishbeth, H., 1990. A greenhouse effect in the ionosphere? *Planet. Space Sci.* 38, 945–948.
- Roble, R.G., Dickinson, R.E., 1989. How will changes in carbon dioxide and methane modify the mean structure of the mesosphere and thermosphere? *Geophys. Res. Lett.* 16 (12), 1441–1444. <http://dx.doi.org/10.1029/GL016i012p01441>.
- Scotto, C., Pezzopane, M., Zolesi, B., 2012. Estimating the vertical electron density profile from an ionogram: on the passage from true to virtual heights via the target function method. *Radio Sci.* 47, RS1007. <http://dx.doi.org/10.1029/2011RS004833>.
- Shimazaki, T., 1955. World daily variability in the height of the maximum electron density of the ionospheric F2-layer. *J. Radio Res. Lab. (Jpn.)* 2, 85–97.
- Smith, N., 1939. The relation of radio sky wave transmission to ionosphere measurements. *Proceedings IRE* 27, 332–347.
- Ulich, T., Turunen, E., 1997. Evidence for long-term cooling of the upper atmosphere. *Geophys. Res. Lett.* 24, 1103–1106.
- Upadhyay, H.O., Mahajan, K.K., 1998. Atmospheric greenhouse effect and ionospheric trends. *Geophys. Res. Lett.* 25, 3375–3378. <http://dx.doi.org/10.1029/98GL02503>.
- Yigit, E., Medvedev, A.S., 2015. Internal wave coupling processes in Earth's atmosphere. *Adv. Space Res.* 55. <http://dx.doi.org/10.1016/j.asr.2014.11.020>.
- Yigit, E., Knizova, P.K., Georgieva, K., Ward, W., 2016. A review of vertical coupling in the atmosphere-ionosphere system: effects of waves, sudden stratospheric warmings, space weather, and of solar activity. *J. Atmos. Sol. Terr. Phys.* 141, 1–12. <http://dx.doi.org/10.1016/j.jastp.2016.02.011>.
- Zhang, S.R., Holt, J.M., Kurdzo, J., 2011. Millstone Hill ISR observations of upper atmospheric long-term changes: height dependency. *J. Geophys. Res.* 116, A00H05. <http://dx.doi.org/10.1029/2010JA016414>.
- Zhang, S.R., Holt, J.M., Erickson, P.J., Goncharenko, L.P., Nicolls, M.J., McCready, M., Kelly, J., 2016. Ionospheric ion temperature climate and upper atmospheric long-term cooling. *J. Geophys. Res. Space Phys.*, 121. <http://dx.doi.org/10.1002/2016JA022971>.
- Zolesi, B., Cander, L.R., 2014. *Ionospheric Prediction and Forecasting*. Springer-Verlag, Berlin, Germany.

A New Approach to OTH Main Parameters Determination

Zenon SAAVEDRA^{1,2}, Julio N. ARGOTA¹, Miguel A. CABRERA¹, Ana G. ELIAS^{2,3}

¹ Laboratorio de Telecomunicaciones, Dpto. de Electricidad, Electrónica y Computación, Facultad de Ciencias Exactas y Tecnología, Universidad de Tucumán (FACET-UNT), Av. Independencia 1800, 4000 Tucumán, Argentina

² Consejo Nacional de Investigaciones Científicas y Técnicas, CONICET, Argentina

³ Laboratorio de Física de la Atmósfera, Dpto. de Física, FACET, UNT, INFINOA (CONICET-UNT), Av. Independencia 1800, 4000 Tucumán, Argentina

zsaavedra@herrera.unt.edu.ar, nargota@herrera.unt.edu.ar, mcabrera@herrera.unt.edu.ar, aelias@herrera.unt.edu.ar

Submitted October 9, 2018 / Accepted May 27, 2019

Abstract. In this work, we propose a method based on a simulation that incorporates several models to provide the set of parameters needed on Over-The-Horizon radars (OTHR) performance evaluation, which consists in a versatile software tool. Obtaining the signals involved during transmission and reception is a complex and challenging task. Among them, the received signal is fundamental to design methods and algorithms in the target detection strategy. The parameters in the transmission and reception processes that define the radio link main features are determined in terms of target type, ionospheric conditions, radio link characteristics, and other environmental properties. The determination is done combining models to work assembled in a software tool that simulates the OTHR radio link. The tool gives the possibility of step away from the linear model, which uses mainly constant parameters and it is used commonly. A large number of set up parameters and also interconnections among several models enable to simulate nearer to actual search sceneries.

Keywords

OTH radar, clutter, ground range, MUF, radar cross section, ray tracing

1. Introduction

Over-the-Horizon radars (OTHR) are designed to detect targets which are beyond the horizon, or line of sight, using high frequency (HF) radio waves, which are bent back towards the Earth by the ionosphere [1], [2]. They are used regularly in early warning systems, maritime and airspace monitoring, upper atmosphere and ocean studies among others [2–4]. The most difference from conventional radars is that it requires real-time ionospheric conditions assessment and adaptive frequency selection as well. Physically, OTHR consists of a synchronous transmitter/receiver and an antenna array. To begin with, the

transmission-reception process must be capable of constructing a beam, formed by the electromagnetic waves from each transmitting antenna, which propagates through the atmosphere, is bent back by the ionosphere, and reaches a target, which in turn, scatters and reemits part of this energy that propagates back, through the ionosphere and neutral atmosphere, to the receiving antennas.

Some transmitted parameters, such as amplitude, phase, and frequency, are affected by several factors which are crucial in the propagation process. These result in attenuation during wave propagation, energy loss at the reflection by the target, noise and clutter contamination. Figure 1 shows the physical processes involved in the transmission and reception that may modify radio signal characteristics in an OTHR system.

Some of the required parameters in HF band radars are the expected limits for the elevation angle and usable frequency, area coverage, noise and clutter levels, all of which are associated with given frequencies and time. These parameters strongly depend on the propagating media and radio link characteristics. In this paper, we propose a software tool that incorporates several models to provide the set of parameters needed to optimize the OTHR settings and signal processing later.

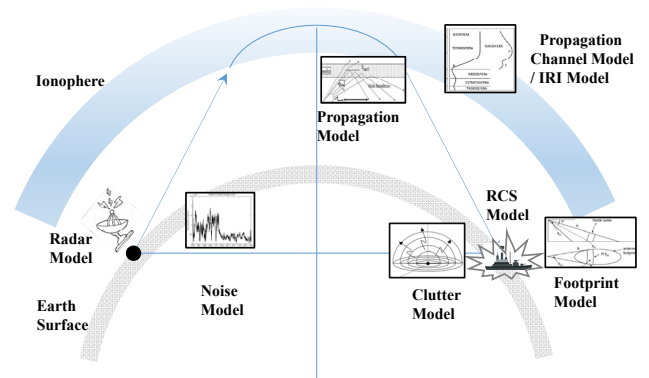


Fig. 1. Schematic diagram of the processes taking place during transmission and reception in an OTHR.

In a comparison of the model here proposed with two other OTHR models described in [5] and [6], although they all contain several sub-models that allow defining each step in the transmission-reception process, the main differences between them and ours are: the use of a ionospheric model in our case instead of a constant ionosphere profile that allows for ionospheric variability, and the radar cross section that in our case is defined through electromagnetic simulation rather than an average value and a probability distribution function (PDF).

The sub-models depend on the ionosphere model used, and in our case, the use of a variable ionosphere results in output data nearer to an actual value from the search scenario. Certainly the ionosphere model must be able to exhibit the actual behavior of the terrestrial ionosphere.

The software has a set of interactions between its members (models). This allows manifesting variations in the output of any model according to its input but also on other models' output. Therefore, it admits defining and simulating different scenarios and also giving a first approximation to the actual conditions of the radio link.

2. Methodology

Each block in the process of transmission and reception in the software tool has a set of parameters which can be modified by the user. Unlike other simulation models for OTHR system, this option allows an approach to the actual behavior and a better estimation of the parameters that define the radio link.

The modeled transmission and reception processes in which the software is based are shown schematically in the block diagram of Fig. 2. The inputs of this software are transmitter and target geographic location and altitude, target orientation with respect to North, date and time, radar signal frequency, polarization, elevation angle, beam width, azimuth, transmitted power, transmitter and receiver gain, sea state, and target type. The outputs, which are the parameters needed to define radio link conditions, are maximum usable frequency (MUF), minimum usable frequency (LUF), maximum and minimum elevation angles, target radar cross section (RCS), noise power, clutter, Bragg frequency, attenuation, received power, group delay and ground range. In the following sub-sections, these together with models used in the different modules to define an OTH radio-link are described.

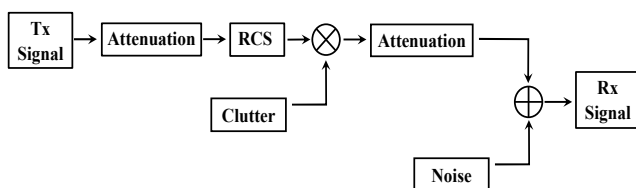


Fig. 2. Transmission and reception process block diagram. Each block modifies one or more radio wave parameters during its propagation.

2.1 Elevation Angle

The elevation angle θ is the angle between the transmitted signal and the plane tangent to Earth. For a given radar frequency, f , θ has a minimum θ_{\min} and a maximum value θ_{\max} up to which there is ionospheric reflection [7], [8]. θ_{\max} and θ_{\min} are the complementary angles to the critical incidence angles, so these can be determined through

$$\theta_{\max} = \frac{\pi}{2} - \cos^{-1}\left(\frac{foF2}{f}\right), \quad (1)$$

$$\theta_{\min} = \frac{\pi}{2} - \sin^{-1}\left(\frac{D}{D+h}\right) \quad (2)$$

where $foF2$ is the critical $F2$ frequency, and it is obtained from the International Reference Ionosphere Model, IRI-2012 [9], D is the desired ground range, and h is the virtual height of reflection obtained from the ray tracing module described ahead.

2.2 Ray Path

Key components of the radio wave ray path are ground range D , reflection height h and group delay, which depend on the radio wave characteristics such as frequency, amplitude, and polarization, and in ionospheric conditions as well [7], [8]. Due to this dependence on the ionosphere these parameters strongly vary with local time, day of the year, geographic location, and solar activity. In addition, the overall propagation process in the ionosphere is a complex phenomenon.

A three-dimensional numerical ray tracing code [10] (Jones and Stephenson) based on Hamilton's equations is used to determine the radio wave path.

The IRI-2012 model [9] provides the ionospheric conditions necessary to run the ray tracing code. The key parameter here is the ionosphere refraction index which, neglecting electrons collision frequency and the Earth's magnetic field [7], is given by

$$\mu = \sqrt{1 - \frac{foF2^2}{f^2}}. \quad (3)$$

There is a minimum frequency for which there is reflection from the ionosphere and also a maximum above which the radio wave passes through it. Therefore, there is a frequency range that is usable for an OTHR, and its extreme values are explained below.

2.3 Maximum and Lowest Usable Frequencies

The extreme frequency values correspond to the maximum and lowest usable frequencies, MUF and LUF respectively. For a given angle θ and D , MUF corresponds to the maximum frequency traveling in an oblique path that can be reflected back by the ionosphere for one single hop,

which means, the ionosphere is transparent for higher frequencies. MUF is estimated from [7], [8]

$$MUF(D) = foF2 \sec(\theta). \quad (4)$$

The maximum frequency depends on geographic location and ionospheric characteristics. Unlike MUF that depends only on the transmitted signal and ionospheric conditions, LUF depends on the radar system characteristics, such as maximum transmitted power, P_T , reception threshold, U_R , attenuation during propagation and noise level. As a first approximation, a typical LUF value that is ~5 MHz for OTHR [8] can be considered.

2.4 Radio Noise

Noise is the unwanted electromagnetic energy that interferes with the radar ideal performance and may be superimposed on, or combined with, the wanted signal. It is typically represented as a random process [11], [12].

Noise determines the lowest echo intensity needed to be detected, and according to its origin, it can be classified into environmental and internal noise [12], [13]. The first one can be due to galactic cosmic rays, atmospheric and ionospheric disturbances, and/or human environmental sources, while the second one is due to internal radar circuit sources, mainly the antenna and receptor. Noise level varies all the time during the day, season, location and signal frequency. Typical environmental density noise is ~-175 dBW/Hz, and internal noise is ~-195 dBW/Hz [2].

The noise figure F_n is determined following the information on the background levels of radio-frequency noise from Recommendation ITU-R P.372-12 [12].

The F_n of galactic noise is

$$F_n = 52 - 23 \log(f). \quad (5)$$

The F_n of artificial and human noise is

$$F_n = c - d \log(f) \quad (6)$$

where constants c and d are retrieved from ITU Recommendation [12].

The noise figure of atmospheric noise is obtained from tables and figures in ITU Recommendations [12].

If more than one kind of noise is present and if they are of comparable size, the Medium Noise Figure (F_m) is used. F_m is obtained as the sum of all the noise figures present [12].

2.5 Clutter

Clutter is the unwanted returns in the radar signals. The basic types of clutter can be summarized as surface and volume clutter. The first is due to ground and sea returns, and the second to chaff, rain, or birds for example [2], [13], [14].

In the case of sea clutter, the amount of clutter can be obtained by

$$\sigma_C = \sigma^0 A \quad (7)$$

where σ_C is the clutter radar cross section, σ^0 is the scattering coefficient, and A is the area of scattering patch. The scattering coefficient of the clutter source has a PDF that determines its amplitude distribution. Even though σ^0 depends on the radio wave polarization, frequency, angle of incidence and sea surface conditions (or “roughness”), typical mean values obtained from tables are assumed [2]. Three different options for PDF are included: K-distribution, Lognormal, and Rayleigh type [15].

Sea clutter first order component, which is the one here considered, consists of two strong spectral lines known as ‘Bragg lines’. These lines are due to resonant scattering of the transmitted radar signal by ocean waves that have a wavelength equal to one half of the radar wavelength. The frequency of the Bragg lines, f_B , is given by

$$f_B = \pm \sqrt{\frac{gf}{2\pi c}} \cong \pm 0.102 \sqrt{f(\text{MHz})} \quad (8)$$

where g is the gravity acceleration and c the light speed [2]. The Doppler spectrum of this phenomenon is shown in Fig. 3.

2.6 Target Radar Cross Section

The radar cross section (RCS) represents the target ability to reflect the incident radio wave in every direction. It depends on the shape, size and surface type of the target, and the frequency, polarization and incidence angle of the signal upon the target as well.

There are several methods to determine the RCS [16], [17]. In this work, the electromagnetic simulations software CST (® Computer Simulation Technology) Microwave Studio was used to simulate RCS. The inputs needed

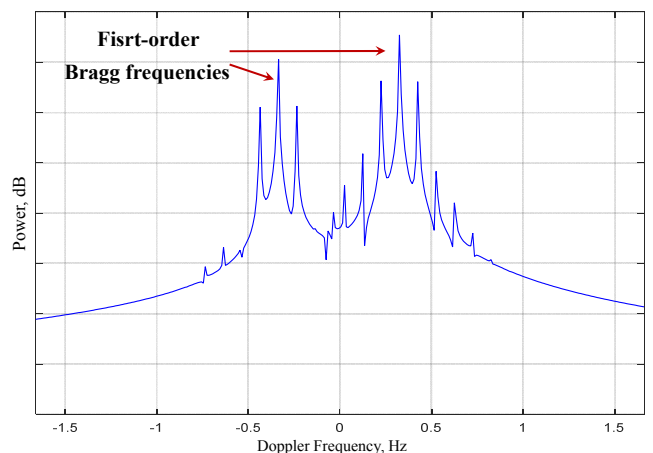


Fig. 3. Doppler spectrum of the received signal where the first-order Bragg frequencies are indicated with red arrows.

are obtained from a 3-D CAD model, together with the materials of which the object is composed. The CST output is loaded then as an input for the RCS model. Simple CAD models can be used here since the results do not differ much from using complex ones in OTHR systems.

The simulation result of our model is target RCS in spherical coordinates for a given frequency and polarization of the radio wave incident.

2.7 Attenuation

Attenuation, or loss, is a reduction in power that results from absorption along the radio wave path or radar components. The most significant are geometric, deviative and non-deviative attenuations [8]. The first one, L_g , corresponds to the loss of energy due to its distribution over the spherical surface and is estimated in dB from [8]

$$L_g = 32.45 + 20 \log(R) + 20 \log(f) \quad (9)$$

where R is the total path length covered by the ray and is obtained from the ray-tracing module.

The deviative attenuation, L_d , is due to the portion of the radio path in the ionosphere close to the point of reflection. It is usually small and will be neglected here.

Non-deviative attenuation, L_{nd} , is mainly due to the ray path through the lowest ionospheric layers that D and E regions, and can be approximated in dB/km by equation (20) in [20].

2.8 Receiver Power

The received power, P_R , is the power returned to the radar and serves to determine its performance since it establishes a limit to its detection ability. In fact, the information in an OTHR (or any radar) is obtained by receiving and processing radio signals. P_R can be obtained from the radar equation [13], [14], which comes from the well-known Friis equation [19], adapted to an OTHR

$$P_R = \frac{P_T c^2 G^2 \sigma}{(4\pi)^3 R^4 f^2 L} \quad (10)$$

where P_T is the transmitted power in Watts, R the traveled distance in km, G_T and G_R the transmitter and receiving antennas gain, which in our case are the same, L the attenuation and σ the RCS in square meter. In (10) the coherent processing interval T for this first instance is not considered.

2.9 Software Tool Implementation

This software tool was written in Matlab for the low complexity calculation modules (Elevation angle, MUF, LUF, Noise, Clutter), and for the input and output routines, while the ray path module was written in Fortran. Jones and Stephenson ray tracing code here implemented and

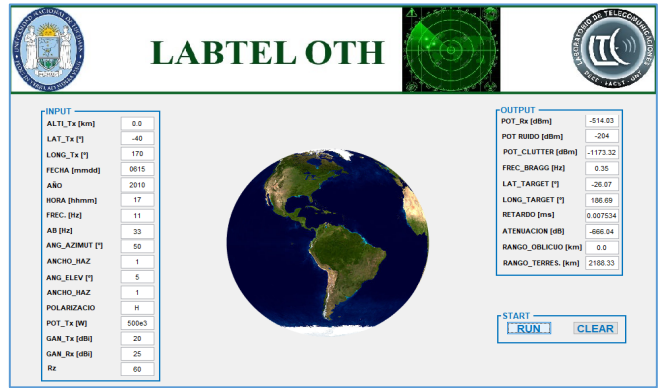


Fig. 4. Graphical interface. Left: data input, right: data output.

IRI-2012 model used to obtain the required ionospheric parameters, perform numerical calculations of high complexity which are faster and work optimally in Fortran.

The parameters that define the search scenario are entered through a graphic interface (Fig. 4).

A noteworthy aspect is the use of IRI model, which was modified by eliminating particular modules that are not used in our case (like for example the calculation of each ion species concentration) and by adding modules that allow the interaction between the ray tracing and IRI model. The new modules fulfill among other tasks: conversion of spherical to geographical coordinates, the retention and updating of the coordinates of the wave vector before and after each estimate of the next position, parameterize the IRI model with the input data selected by the user, calculate the critical frequency of the plasma from the value of the electron density in a specific coordinate, determine the new position of the wave vector by solving a system of differential equations based on the critical frequency of the plasma. The partial differential equations are solved numerically with a given step, and in each of them, the IRI model is called to obtain the corresponding ionospheric parameters to calculate the refractive index.

The time execution depends strongly on this step size. For a 10 km step and a Core I3 processor (or equivalent processor), the total execution time of this module is 10 minutes. This time can be highly improved by using an analytic ionospheric model like quasi-parabolic or Chapman layers, or by using a matrix of the ionospheric density in a gridded space.

The attenuation, noise and clutter modules are of low mathematic complexity, and most of the variables are obtained from graphical curves given in [12], [20]. These curves were digitized and incorporated as look-up tables. For example, IRI-2012 is also called by the attenuation module to obtain the critical frequency of the E layer used to estimate L_{nd} .

With regard, to RCS determination, electromagnetic simulation software was adopted which allows discretization of the problem with the Method of Moments in the form of surface integrals combined with the Multi-Level Fast Multipole Method (MLFMM), where a surface mesh

is used that generates fewer cells in the mesh than the common volume methods. The computational effort with MLFMM is effectively proportional to the size of the problem. The software delivers discrete RCS values that are stored within three-dimensional matrices (frequency, incidence angle, azimuth angle). The reading of these values is done according to frequency, polarization, and incidence and azimuth angles. For this reason, a binary search is used in 3D matrix and a 3D interpolation method for the missing data as a result of performed discretization.

On the other hand, three main difficulties were encountered when programming the software. One is the optimization of the execution time of ray tracing block where the longest execution time is presented in each call to the IRI-2012 model. For the optimization, we proceeded to configure the block only in the initial call and later only update the geographical coordinates. We also adopted an integration step of 10 km which was determined by taking an average relationship between the precision of the ray tracing versus the execution time. Another difficulty was the digitalization of curves and graphics used to determine different parameters needed as input data in the clutter, attenuation and noise modules, and then their conversion into look-up tables, what greatly facilitated the values search and reading. Our last challenge was obtaining the CAD files for a set of targets used by the RCS module.

3. Results

Figure 5 shows the block diagram of the software tool developed. It mainly consists of two steps. In the first one, the possible f and θ values are assessed in terms of the transmitter and target locations. In the second, f and θ are selected to establish radio-link and estimate the main parameters required to evaluate its performance.

Tables 1 and 2 present an example of a simulation for a given set of initial conditions. In these tables, all the output parameters are listed for which a search scenario will be determined in terms of ionospheric parameters, target type, and clutter and noise conditions. The user can then modify different radar parameters such as P_T , f , θ , and G until approaching a desired radio link characteristic. For example, to increase the SCR (Signal to Clutter Relationship) and SNR (Signal to Noise Relationship) if the performance of target detection is unsatisfactory, or to change the radio wave frequency and the elevation angle—for illuminating the desired area. In addition, it can be easily assessed which parameters significantly modify some output parameters, obtaining a first estimate of the system sensitivity to certain input modifications.

On the other hand, we compared some of the outputs of the software tool here proposed with those obtained by Francis et al. [21]. In [21] ionospheric propagation is modeled using the ray-tracing toolbox PHaRLAP [22], with the ionospheric background obtained from IRI also. They present results using low and medium solar activity

with levels ($R_z = 20$ and 70 , respectively). The ionospheric absorption model they use is from George and Bradley [23]. They assume a moving target (commercial aircraft), with typical RCS of 20 dBsm, and use a simplified clutter model with uniform backscatter coefficient, where the clutter is confined to Doppler band corresponding to no more than ± 25 knots that is the minimum target velocity.

The properties of the signal are obtained from propagation tables over a range of environmental condition, parameterized by ground range and radar operating frequency, which are displayed as figures in [21]. We compared the received power values obtained with our software tool using border conditions given by Francis et al. [21], with the values read from their figures, for 20 selected set of dates for 16:00 LT: winter low and medium solar activity, and summer medium solar activity. They correspond to the hypothetical New Zealand radar located at 41.15°S , 174.84°E considered in [21], operating in the band of 13 to 26 MHz, with a transmitter power of 40 kW, oriented towards Sydney.

Figure 6 shows the scatter plot of the compared values. There is a good agreement taking into account the linear fit equation (with a slope very close to 1 and an intercept of ~ 8 dBW), even though the dispersion (correlation coefficient ~ 0.5). The standard deviation, which is a measure of the average difference between the two sets of P_R values, is ~ 10 dBW, which may be attributable mainly to the difference in models used for each module (ray path, clutter, RCS, attenuation). We also verify that there is no propagation support at all for frequencies above 10 MHz with solar activity minimum in winter at 4:00 LT.

In conclusion, we consider the difference ~ 10 dB as acceptable reminding that the main aim of this software tool is to provide a starting point for an OTH radar design, which has also other calibration tools, such as ionospheric sounders and HF receivers to determine the radio-electric spectrum among others. All together added to the first radar explorations they finally serve to optimize the OTH radar performance.

4. Conclusion

In the present work, a software tool is designed to estimate the main parameters in the transmission-reception process for an OTH radar design.

We consider that taking into account the care required in selecting radar operation parameters to achieve the best performance, a methodology for assessing the main parameters for a skywave OTH radar design, as the software tool here presented, is always useful and worthy.

This work's contribution is that through simulations, which allow to model and forecast the transmission-reception process in a quite realistic way, we can determine the main parameters of the OTH radar. These contributions are achieved through two aspects: methodology and software implementation.

Regarding methodology, each block in the process of transmission and reception has a set of parameters which can be modified by the user, together with the radio link conditions. Unlike other simulation models, this option allows an approach to the actual behavior and a better estimation of the parameters that define the radio link.

Regarding software implementation, the modular approach of the software allows users to add new units or modify the existing ones independently of each other (e.g. including Traveling Ionosphere Disturbances (TIDs) and/or the Earth’s magnetic field effect on propagation). In addition, the software tries to automate the entire process

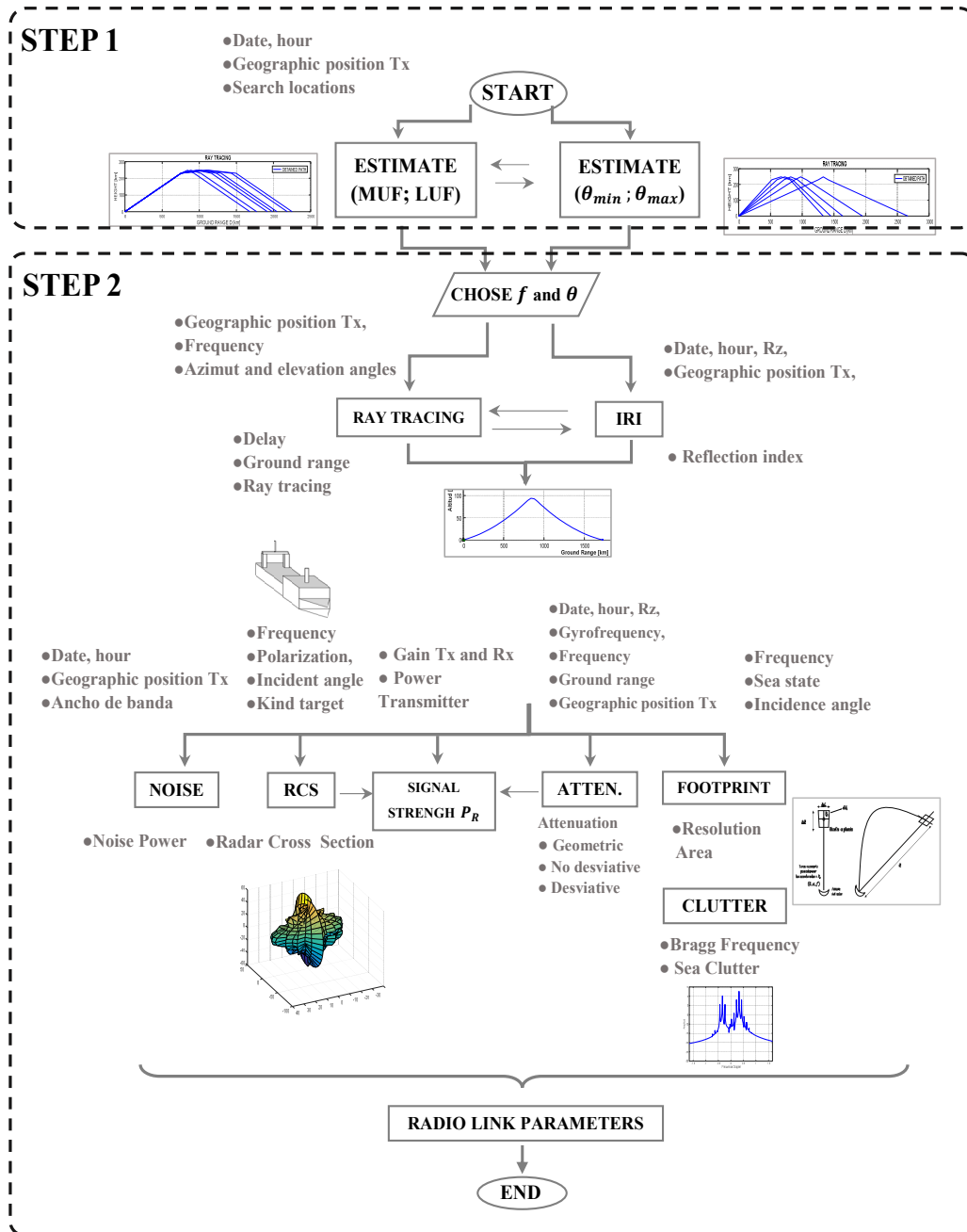


Fig. 5. Flowchart of software development.

Input		Output	
Parameter	Value	Parameter	Result
Transmitter geographic location and altitude	Lat:48 N Long:80 W Alt: 0 km	MUF	15 MHz
Target geographic location	Lat:45 N Long:101 W	LUF	5 MHz
Target Orientation with respect to North	Azimuth: 10 °	Maximum elevation angle	5°
Date and Time	29/05/2000, 12:00 am	Minimum elevation angle	1°

Tab. 1. Input parameters used in Step 1 which constitutes the initial conditions for the OTHR system, and first output set.

Input		Output	
Parameter	Value	Parameter	Result
Radar signal frequency	12 MHz	Target RCS	29 dBsm
Polarization	Horizontal	Noise power	-121 dBm
Beam width	33 kHz	Clutter power	-232 dBm
Elevation angle	3°	Bragg Frequency	± 0.36 Hz
Beam width	3°	Attenuation Total	-210 dB
Azimuth	25°	Received power	-263 dBm
Beam width	3°	Group delay	5.8 ms
Transmitter power	500 kW	Ground range	1630 km
Transmitter and Receiver gain	20 dB		
Sea state	State 3 ($\sigma^0 = -30$ dB)		
Target type	Offshore vessel		

Tab. 2. Input parameters used in Step 2 based in Step 1 outputs (listed in Tab. 1), and outputs that constitutes the parameters that define the state of the radio link.

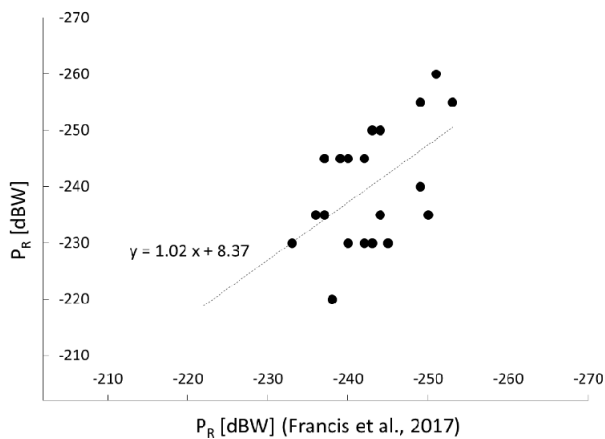


Fig. 6. Scatter plot of the received power estimated with the software tool presented here, P_R , and P_R obtained from Francis et al. [19] tables. Linear fit (dashed line) and its equation.

of transmission and reception, freeing the user from the task of reading from tables or graphs some values of necessary parameters.

Furthermore, an advantage of this software tool is its versatility for different scenarios that can result from varying the target through its RCS, radar geographic location, surveillance area, time, and noise and clutter conditions, offering a fast tool and a simple way to evaluate the radar system sensibility to the input parameters in their respective range of variation. And finally, this tool can be considered a first step to assess the initial parameters in an OTH radar system design.

The future work will be to generate the received signal (time series) from the parameters that define it, followed by several methods and algorithm applications for target detection to obtain a tool that allows to design and test detection techniques.

Acknowledgments

We thank the CONICET (Argentina), by the Doctoral Scholarship of Zenon Saavedra, Universidad Nacional de

Tucumán (Argentina) and Agencia Nacional de Promoción Científica y Tecnológica (Argentina) for the grants through the Projects PICT2015-0511 (FONCyT-MINCYT), and PIUNT 26E/508 (UNT-Argentina).

References

- [1] HEADRICK, J. M., SKOLNIK, M. I. Over-the-horizon radar in the HF band. *Proceedings of the IEEE*, 1974, vol. 62, no. 6, p. 664–673. DOI: 10.1109/PROC.1974.9506
- [2] FABRIZIO, G. A. *High Frequency Over-the-Horizon Radar. Fundamental Principles, Signal Processing, and Practical Applications*. 1st ed. New York (United States): McGraw Hill, 2013. ISBN: 978-0387231907
- [3] HEADRICK, J. M., THOMASON, J. F. Applications of high-frequency radar. *Radio Science*, 1998, vol. 33, no. 4, p. 1045–1054. DOI: 10.1029/98RS01013
- [4] KUSCHEL H., HECKENBACH J., MULLER S., et al. On the potentials of passive, multistatic, low frequency radars to counter stealth and detect low flying targets. In *2008 IEEE Radar Conference*. Rome (Italy), 2008. DOI: 10.1109/RADAR.2008.4720984
- [5] AZZARONE, A., BIANCHI, C., PEZZOPANE, M., et al. IONORT: A Windows software tool to calculate the HF ray tracing in the ionosphere. *Computers and Geosciences*, 2012, vol. 42, p. 57–63. DOI: 10.1016/j.cageo.2012.02.008
- [6] NAGARAJOO, K. Ray tracing in realistic 3D ionospheric model. In *Proceeding of the 2015 International Conference on Space Science and Communication (IconSpace)*. Langkawi (Malaysia), 2015, p. 267–272. DOI: 10.1109/IconSpace.2015.7283764
- [7] DAVIS, K. *Ionospheric Radio Propagation*. Washington (USA): Dept. of Commerce, National Bureau of Standards, 1965. ISBN: 1124067051
- [8] ZOLESI, B., CANDLER, L. R. *Ionospheric Prediction and Forecasting*. Berlin (Germany): Springer, 2014. ISBN: 978-3-642-38429-5
- [9] BILITZA, D., ALTADILL, D., ZHANG, Y., et al. The International Reference Ionosphere 2012 - a model of international collaboration. *Journal of Space Weather and Space Climate (SWSC)*, 2014, vol. 4, p. 1–12. DOI: 10.1051/swsc/2014004
- [10] JONES, R. M., STEPHENSON, J. J. A versatile three-dimensional ray tracing computer program for radio waves in the ionosphere. *OT Report*, 75–76. *Department of Commerce, Office of Telecommunication*. Washington (USA): U.S. Government Printing Office, 1975.

- [11] ITU (International Telecommunication Union), *Radiocommunication vocabulary, Recommendation ITU-R V.573-5*. Geneva (Switzerland), 2007.
- [12] ITU (International Telecommunication Union), *Radio Noise, Recommendation ITU-R P.372-12*. Geneva (Switzerland), 2015.
- [13] SKOLNIK, M. I. *Radar Handbook*. 3rd ed. (USA): McGraw-Hill, 2008. ISBN: 978-0-07158942-0
- [14] BARTON, D. K., LEONOV, S. A. (eds.) *Radar Technology Encyclopedia*. (USA): Artech House, 1998. ISBN 0-89006-893-3
- [15] BILLINGSLEY, J. B. *Low-Angle Radar Land Clutter. Measurements and Empirical Models*. New York (USA): William Andrew Publishing, 2002. ISBN: 1-891121-16-2
- [16] DIAZ CHARRIS, V., GOMEZ TORRES, J. M. Analysis of radar cross section assessment methods and parameters affecting it for surface ships. *Ship Science & Technology*, 2012, vol. 6, p. 91–106. DOI: 10.25043/19098642.72
- [17] EL-DARYMLI, K., GILL, E. W., MCGUIRE, P., et al. Automatic target recognition in synthetic aperture radar imagery: A state-of-the-art review. *IEEE Access*, 2016, vol. 4, p. 6014–6058. DOI: 10.1109/ACCESS.2016.2611492
- [18] DAVIES, K. *Ionospheric Radio*. London (UK): The Institution of Engineering and Technology, 1990. ISBN: 0 86341 186 X
- [19] FRIIS, H. T. A note on a simple transmission formula. *Proceedings of the I.R.E.*, 1946, vol. 34, no. 5, p. 254–256. DOI: 10.1109/JRPROC.1946.234568
- [20] ITU (International Telecommunication Union), *Method for the Prediction of the Performance of HF Circuits ITU-R P.533-13*. Geneva (Switzerland), 2015.
- [21] FRANCIS, D. B., CERVERA, M. A., FRAZER, G. J. Performance prediction for design of a network of skywave over-the-horizon radars. *IEEE Aerospace and Electronic Systems Magazine*, 2017, vol. 32, p. 18–28. DOI: 10.1109/MAES.2017.170056
- [22] PEDERICK, L. H., CERVERA, M. A. A directional HF noise model: Calibration and validation in the Australian region. *Radio Science*, 2016, vol. 51, p. 25–39. DOI: 10.1002/2015RS005842
- [23] GEORGE, P. L., BRADLEY, P. A. A new method of predicting the ionospheric absorption of high frequency waves at oblique incidence. *Telecommunication Journal*, 1974, vol. 41, p. 307–311.

About the Authors ...

Zenon SAAVEDRA was born in Neuquen, Argentina. He received his Electronic Engineer degree in 2013, at the Universidad Nacional de Tucuman, Argentina. His research interests include radar systems development and design in general and aeronomy. He is a PhD student, and his thesis deals with OTH radar systems.

Julio N. ARGOTA was born in Tucuman, Argentina. He received his Electronic Engineer degree in 2017, at the Universidad Nacional de Tucuman, Argentina. His research interests include radar systems development and design in general and aeronomy. He is a PhD student, and his thesis is about NVIS communications.

Ana G. ELIAS was born in Tucuman, Argentina. She received her PhD in Physics in 1999, at the Universidad Nacional de Tucuman, Argentina. Her research interests include aeronomy, geomagnetism and long-term changes in the upper atmosphere.

Miguel A. CABRERA was born in Neuquen, Argentina. He received his PhD in Physics in 2003, at the Universidad Nacional de Tucuman, Argentina. He is the Dean of Facultad de Ciencias Exactas y Tecnologia, Universidad Nacional de Tucuman.

Sky-wave over-the-horizon radar simulation tool

 ISSN 1751-8784
 Received on 7th April 2020
 Revised 18th June 2020
 Accepted on 21st July 2020
 doi: 10.1049/iet-rsn.2020.0158
 www.ietdl.org

 Zenon Saavedra^{1,2} ✉, Diego Zimmerman¹, Miguel A. Cabrera¹, Ana G. Elías^{2,3}
¹Laboratorio de Telecomunicaciones, Departamento de Electricidad, Electrónica y Computación, Facultad de Ciencias Exactas y Tecnología, Universidad de Tucumán (FACET-UNT), Av. Independencia 1800, 4000 Tucumán, Argentina

²Consejo Nacional de Investigaciones Científicas y Técnicas, CONICET, Argentina

³Laboratorio de Física de la Atmósfera, Dpto. de Física, FACET, UNT, INFINOA (CONICET-UNT), Av. Independencia 1800, 4000 Tucumán, Argentina

✉ E-mail: zsaavedra@herrera.unt.edu.ar

Abstract: This work deals with the entire process of target detection and ranging by a sky-wave over-the-horizon radar (OTHR) computational model simulation. The different processing stages of the transmitted signal along its space–time trajectory from transmission to digital signal processing are modelled. **With this simulation tool a moving target present over the sea can be detected according to a set of given initial conditions together with the ionosphere model inputs and the target electromagnetic model. Initial conditions as well as the modulation and filtering options among other parameters of the model can be set easily.** The present work is intended to be a further contribution to OTHR studies, providing a user-friendly tool of easy application in order to improve a radar design, facilitate its implementation, as well as for debugging algorithms and signal processing techniques.

1 Introduction

A sky-wave over-the-horizon radar (OTHR) works through reflections in the Earth's ionosphere to detect targets beyond the horizon. Therefore, it largely depends on the state of the ionosphere [1, 2]. The performance of these radars also depends on other factors such as the transmitter and receiver characteristics, the radar cross-section (RCS), clutter, external noise, the waveform choice and the signal processing techniques, all of which can be modelled depending on application requirements [3–5].

Saavedra *et al.* [6] developed a model for the first radar processing stage of target detection. From this model, the parameters needed for the digital signal processing (DSP) of the received signal are obtained. As a continuation of the work by Saavedra *et al.* [6], these parameters are used to generate the received signal time series. Through iterations of this process, multiple received signals are obtained and converted to a matrix. After the pulse compression, a DSP technique is applied, with several options for settings, in order to finally detect the target's position within a sea searching scenario.

A GNU-Radio, which is an open-source Software Defined Radio platform for radar applications and Python language, is used in the processing stages from the reception to DPS.

The synthesis of the received signal and each step from its transmission modelling are described in Section 2, followed by the pulse compression technique in Sections 3 and the DSP in Section 4. A simulation example and concluding remarks are presented in Sections 5 and 6.

2 Received signal: from transmission to digital synthesis

For performing the target detections within a searching area on the sea surface, the echo signals received by the radar are synthesised through the models described below.

2.1 Propagation model

Consider a radar transmitted signal, which propagates through the ionosphere of Earth, which is reflected, and reaches a target that

retransmits part of the energy to the radar. Fig. 1 shows an outline of this process described in [6]. From this model, the parameters to generate the received signal time series are obtained [7]. The parameters are round trip delay, clutter power, noise power, echo power, Bragg frequency total attenuation etc.

The transmitted signal, $S_T(t)$, is given by (1):

$$S_T(t) = u(t)A(t)m(t)e^{j\omega t + \varphi} \quad (1)$$

where $u(t)$ is a rectangular pulse and defines the transmission and reception times, $A(t)$ is the transmitter power–gain ratio, $m(t)$ contains the modulation type, and ω and φ are the initial frequency and phase of the transmitted signal, respectively.

The transmitted signal illuminates a certain area on the sea surface and a portion of the energy is reflected towards the radar, that is the received signal, $S_R(t)$ [8], given by (2):

$$S_R(t) = a_r(t)RCS(t)A_R(t)u(t - \tau_R)A(t)m(t) e^{j\omega t + \varphi} e^{\pm j\omega_d t + \theta} e^{\pm j\omega_B t} \quad (2)$$

where $a_r(t)$ is the attenuation on the way back and forth, $A_R(t)$ is the receiver directive gain [as well as $A(t)$ is a function of elevation angle, which in turn will vary with both range and ionospheric virtual height], $RCS(t)$ is the radar cross-section of the target, ω_d is the target's Doppler frequency, τ_R is the round trip delay, θ is the phase shift due to propagation through the ionosphere and ω_B is the Bragg frequency associated with the sea, and the exponential describes a complex sine or cosine function.

On the other hand, adding to the average value one kind of probability density function (PDF), the random character of generated signal is incorporated. For example, the RCS has a Swerling I, II, III or IV PDF, the noise has a lognormal and the PDF of clutter can be Rayleigh.

The transmitting and receiving antennas are considered as ideal directional antennas (with a determinate gain, polarisation and main, side lobes), and also a monostatic radar system.

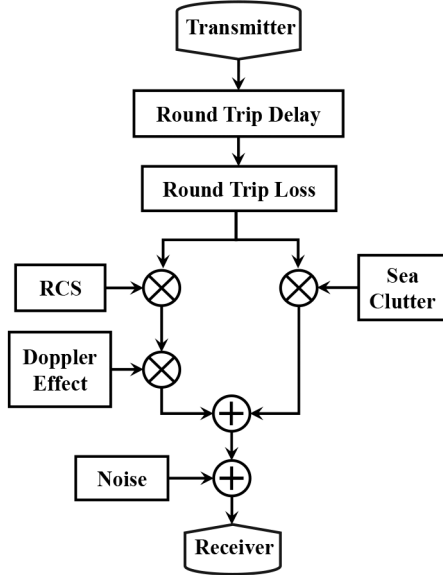


Fig. 1 Propagation model block diagram

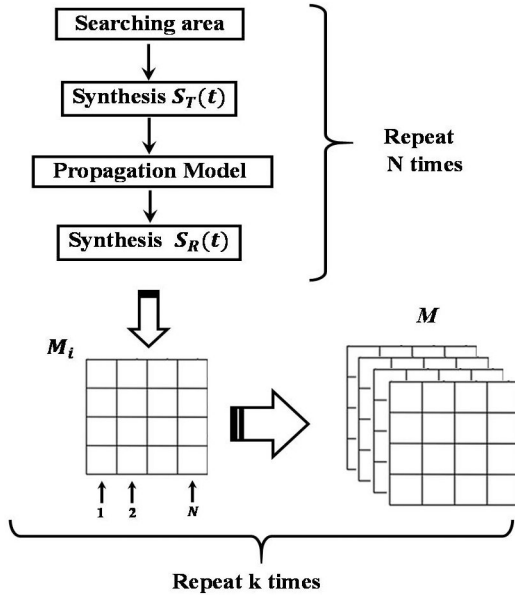


Fig. 2 Transmission and reception block diagram model together with its output matrix M composed of $N \times k$ received signals. k : number of cells within a DIR; N : number of transmitted signals per cell

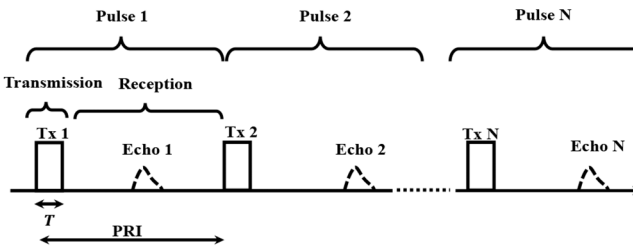


Fig. 3 Scheme of N pulses transmission of time length T and PRI

2.2 Transmission and reception process model

The searching area is divided into dwell illumination regions (DIR), which in turn are divided into k resolution cells. The transmission and reception process is repeated N times per cell. These N signals are received within a coherent integration time and then arranged within a two-dimensional (range and pulse) matrix M_i . At the end of a DIR, search k matrices are obtained as follows: M_1, M_2, \dots, M_k , which make up matrix M of dimension $N \times k$.

Fig. 2 shows the complete transmission and reception process model, from which M is obtained.

Fig. 3 shows the N pulses, which are transmitted per cell, with a pulse time length, T , and a pulse repetition interval (PRI).

3 Pulse compression

A key factor in the radar performance is pulse compression, which generally uses frequency or phase modulations [8]. In our tool, both modulations, linear frequency modulation in the first case and binary phase-shift keying (BPSK) and quadrature phase-shift keying in the second case, are applied.

3.1 Linear frequency modulation

This modulation, also called chirp, consists of a certain duration T during which the carrier frequency increases or decreases linearly so that $m(t) = \exp[i\Phi(t)]$ [9] and $\Phi(t)$ is given by (3):

$$\Phi(t) = 2\pi(f_c t + bt^2), \quad -\frac{T}{2} \leq t \leq \frac{T}{2} \quad (3)$$

where f_c is the carrier frequency at $t=0$, b is the chirp rate and is calculated as ($b = B/T_{\text{chirp}}$), T_{chirp} is the duration of chirp and B is the bandwidth.

3.2 Phase modulation

Phase modulation can be bi-phase, with two possible states, or poly-phase, with more than two. The radar's detection performance depends, among other variables, on the phase code design [9]. Regarding duration, a better resolution is obtained with a shorter pulse. Also regarding correlation, in many cases, a criterion for a code selection is to use codes that have an autocorrelation function with a well-defined main lobe and minimum lateral lobes. For example, Sulzer and Woodman [10] showed that the energy in the lateral lobes of the correlations must be 20% or less than that of the main lobe to achieve good detection quality. The phase codes that can be selected in the proposed model are listed in Table 1.

The use of transmitted signal coding techniques favours the signals that were encoded and can suppress those signals that were not.

3.2.1 Bi-phase codes: Bi-phase codes have a phase that changes between only two states. They are characterised by having a low tolerance to Doppler, which implies that for high Doppler values, the code loses its autocorrelation property. The bi-phase code options in our model are Barker [8] and Golay or auto-complementary codes [10, 11], both are described in Table 1.

3.2.2 Poly-phase codes: Poly-phase codes have more than two possible phases, thus achieving a better tolerance to Doppler, compared to bi-phase codes. Among the several options of poly-phase codes commonly used, the Frank codes are used in our model [12]. The three Frank options are described in Table 1.

4 Digital signal processing

The first step before applying digital processing is to receive the signal $S_R(t)$ with a receptor implemented in a Radio Defined Software. The receptor has a mixer, two gain blocks of 50 and 30 dB and filters to attenuate the unwanted signal. After that, the set of signals received are stored in the matrix M . These signals can be strongly attenuated presenting a highly degraded signal-to-noise ratio (SNR). To extract the useful information, DSP [13] techniques are applied to reduce noise, clutter and to cope with attenuation. Fig. 4 shows a block diagram of this process. Each block is described below.

Table 1 Phase code options for phase modulation

Code type	Code name	Code
bi-phase	auto Comple.	[1,1,0,1,1,1,1,0,1,0,0,0,1,0,1,1] [1,1,0,1,1,1,1,0,0,1,1,1,0,1,0,0]
bi-phase	Barker 7	[1,1,1,0,0,1,0]
bi-phase	Barker 11	[1,1,1,0,0,0,1,0,0,1,0]
bi-phase	Barker 13	[1,1,1,1,1,0,0,1,1,0,1,0,1]
poly-phase	Frank 1	[1,1,1,-1]
poly-phase	Frank 2	[1, 1, 1, 1, -0.5+0.87j, -0.5-0.87j, 1, -0.5-0.87j, -0.5+0.87j]
poly-phase	Frank 3	[1,1,1,1,1,1j,-1,-1j,1,-1,1,-1,1,-1j,-1,1j]

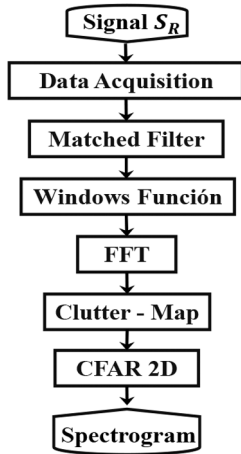


Fig. 4 DSP block diagram

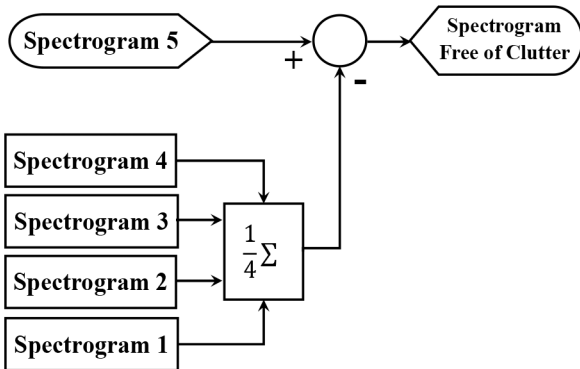


Fig. 5 Flowchart of clutter-map processing

4.1 Matched filter

Adaptive filtering allows finding patterns in a degraded or noise received signal, with a self-adjusting transfer function and identifying the transmitted pulse.

The transfer function used in our case is a conjugated time-reversed version of the transmitted signal, which maximises the SNR [8]. The filtered signals are arranged again in the matrix M .

4.2 Window function

A time-domain window function is applied to reduce edge effects which result in spectral leakage in the fast Fourier transform (FFT). Side lobes in the frequency spectrum are attenuated in this way. In our model, the Kaiser (or Kaiser-Bessel) window function, which is a good option for general purpose, whose shape can be changed by its only parameter β , and this window is applied to each row of the matrix M_i .

For example, for $\beta=1$ the main lobe is spread up to around 0.05 Hz, and in 20 dB are attenuated the side lobes. On the other hand, with $\beta=9$ the main lobe is spread up to around 1.1 Hz, and in at least 70 dB are attenuated the side lobes. Now, in an OTHR system that operates with Doppler frequencies in the range of 0–2

Hz, a value equal to 31 is taken by the adjustable parameter β of the Kaiser window.

4.3 Fast Fourier transform

FFT is applied to each row of the M_i matrices, in order to consider the existing transitions between the N pulses corresponding to the same resolution cell. Finally, after applying the FFT, we proceed to sum all the rows in M_i , and in that way the total frequency spectrum of the analysed resolution cell is obtained.

4.4 Clutter map

The target under search is immersed in an environment that has a significant clutter component. To perform filter in order to obtain a reliable detection of the moving target consists in calculating the average frequency spectra of successive DIR scans to obtain a background estimate constituting the clutter map [8, 14, 15]. Since the searching area is over the sea the clutter is associated with the Bragg Doppler component, which has a relatively constant peak in the spectrum due to its slow variations, so that the averaging technique seems to be a good choice.

On the other hand, it is worthwhile noticing that the Bragg peak amplitude may have a low variance but its Doppler, controlled by ionospheric path, may move significantly. It can also be spread by multipath illumination. Also, as positive and negative Bragg lines are resolved, their amplitude will depend on the wind direction, which may not be constant over the observation area.

Regarding this last aspect, the wind direction contribution was evaluated as a constant attribute of the model over the entire observation area.

The clutter map is constructed averaging the spectrums, which result from four consecutive scans. The target velocity must be sufficiently high to allow the target to move into neighbour resolution cell between scan to scan of the cells to avoid being part of the clutter map.

The search is performed with the fifth scan from which the clutter map is subtracted to finally obtain a clutter-free map where the target can be a highlight. A block diagram of this process is shown in Fig. 5.

4.5 Constant false alarm rate (CFAR)

In order to achieve the robust behaviour and performance, an adaptive threshold called cell averaging CFAR in the 2D is used for the detection. This method permits an automatic determination of an adaptive threshold. After that, if the test sample is greater than the threshold, this sample is considered to be a real target.

The aim of the method is to adjust the threshold value in order to ensure that the probability of the false alarm remains in the desired value [8].

5 Simulation and result

The implemented simulation tool has two interphases. The first interphase, shown in Fig. 6, serves to obtain the set of parameters needed for synthetically generate signals from a set of initial conditions defining the transmitter and the search scenario. The second interphase, shown in Fig. 7, uses the output of first interphase more than other parameters for signal processing and target detection.

The fictitious scenario is described in Table 2. On the coasts of the province of Chubut, Argentina is located at the OTHR, as shown in Fig. 8. The input parameters given in Tables 2 and 3 are used in the first interphase, which are given as output parameters in Table 4.

A DIR area is considered, with a minimum range of 1100 km and a maximum range of 1600 km. With a bandwidth of 10 kHz, a range width of resolution area of $\Delta R=15$ km is obtained, which requires 33 resolution cells to sweep the area entirely.

With the parameters listed in Table 4 and after applying the transmission and reception process modelling, the matrix M is obtained, which contains all the signals received within the same DIR.

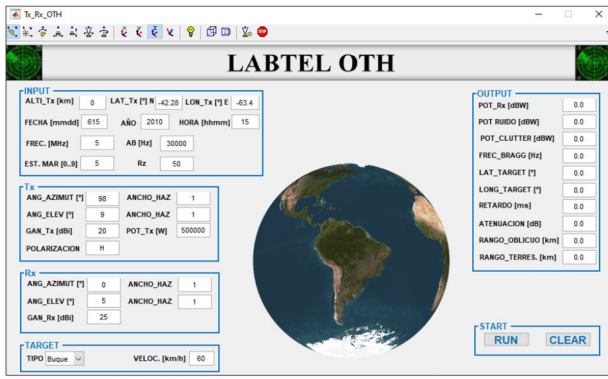


Fig. 6 First user interphase. Transmitter and search scenario parameters are input in the left side windows. Output data appear in the right side window



Fig. 8 OTHR geographic location in South America, together with the search scenario



Fig. 7 Second user interface that will generate the transmitted signal, synthesise the received signal, and process it, using input parameters obtained from the first interphase

Table 2 General parameters that define the transmitter (OTHR) and searching scenario parameters

Parameter	Value
Pos. Geo. transmitter	Lat. 42.3 S Long. 63.4 E
date, time	15/06/2010, 15:00 pm
frequency	6 MHz
polarisation	horizontal
bandwidth	10 kHz
elevation angle	3–9°
elevation angle beamwidth	1°
azimuth angle	98°
azimuth angle beamwidth	3°
transmitted power	500 kW
antenna's gain Tx, Rx	20 dB, 25 dB
sea state	state: 3
see cross-section	$\sigma_0 = -29$ dB/km

The following values were adopted in this example for Barker 11 code: modulation: BPSK; AB: 10 kHz; PRI: 1/40 Hz; length code: 13; number of integrations, N : 300; $P_{Fa} = 1 \times 10^{-10}$ and a Doppler frequency value for the target speed of 0.16 Hz ($v_D = 15$ km/h, $f_c = 6$ MHz). The next step is to apply DSP.

Fig. 9 presents the spectrograms before and after the clutter map, together with the final detection. After the detection, to

Table 3 Input parameters on the first interphase, these belong to target

Parameter	Value
speed target	15 km/h
kind of target	fishing vessel
target orientation	azimuth: 10°
Geo. Pos. target	Lat. 42.58 S Long. 45.18 E ($R = 1400$ km from radar)

Table 4 Received signal parameters obtained from the first interphase

Parameter	Value
target power	-233 dBm
noise power	-118 dBm
clutter power	-211 dBm
bragg frequency	± 0.27 Hz
total attenuation	-369 dB
target delay (round trip)	9.95 ms

transform the slant coordinates to ground coordinates, a coordinate registration geometric method is applied.

We obtained two detections. The detection between $R_{min} = 1395$ km and $R_{max} = 1410$ km, which corresponds to resolution cell 20, is our target, and the other detection (cell 16) is a false alarm. It means that the clutter-map method is effective, allowing the correct mitigation of the clutter, which finally allows the target detection, but on the other hand, we need to improve the CFAR.

6 Conclusion

The simulation tool presented in this work adequately models all OTHR stages from signal transmission, propagation and reception to DSP in a fast and intuitive way. The proposed tool can be widely used for research and sky-wave OTHR development projects, as well as in system calibration.

While some simplifications were adopted, the system is an excellent starting point to study and analyse these kinds of systems. The number of variable parameters makes the software versatile, allowing the study of OTHR behaviour in a wide range of scenarios. In addition to the possibility of modifying the transmitter and search scenarios, it is also possible to configure the DSP.

Based on a large number of simulations for different target Doppler values (one of which is presented here as an example), we consider that the digital processing techniques are used adequately to fulfil the purpose of detecting sea moving targets.

Having used the GNU Radio Companion environment, the proposed work can be exported to a Software Defined Radio easily.

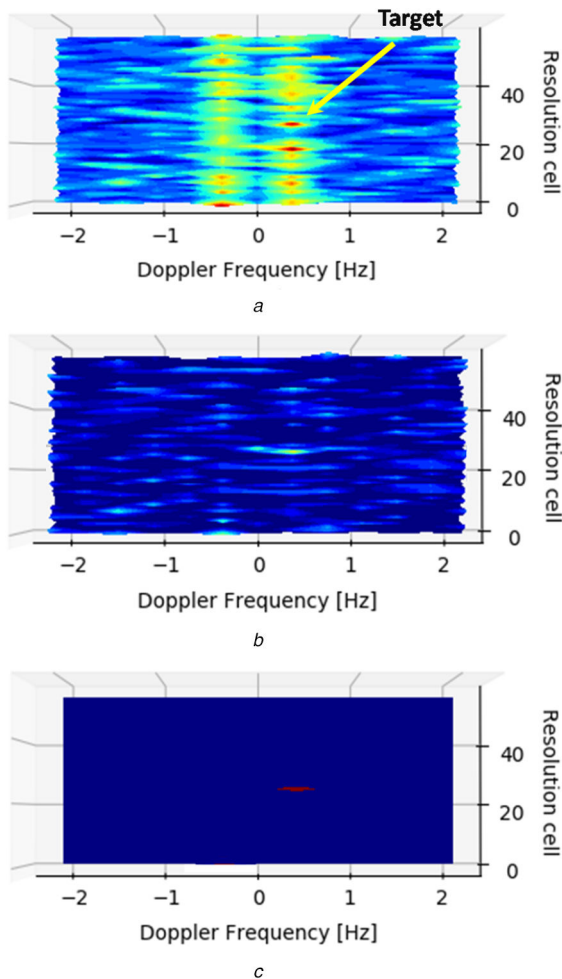


Fig. 9 Simulation result for a target Doppler frequency = 0.16 Hz
 (a) Spectrum of the searching scan, (b) Spectrum obtained from (a) after subtracting clutter map which results from a previous four spectrum average, (c) Detection where the red area corresponds to the target

This is extremely useful and can be exploited, considering the high potential and great development that these kinds of devices are undergoing recently.

From the comparison between our tool and that present in Cervera *et al.* [3], we observed the following principal differences: we work with temporal series and Cervera by contrast only working with average values, and it does not use any probability distribution function. Both models use an electromagnetic software to determine the RCS of a target, but in our case the model uses all

results of the simulation and Cervera, by contrast, uses only the average RCS simulation. Finally, Cervera does not implement any digital processing to the target detection and analyses the SNR only.

From the above, it is concluded that the proposed tool has a series of advantages, which makes its use worthwhile; on the other hand, our tool is nearer to realistic behaviour of an OTHR. Certainly, this tool can be improved by surpassing each phase as well as adding neglected aspects through additional options such as meteorological characteristics and therefore noises, as well as the option for importing real data (e.g. GPS coordinates of a target and its velocity), which are planned as future work.

7 Acknowledgments

We thank the CONICET (Argentina), by the Doctoral Scholarship of Zenon Saavedra, Universidad Nacional de Tucumán (Argentina) and Agencia Nacional de Promoción Científica y Tecnológica (Argentina) for the grants through the Projects PICT2015-0511 (Argentina).

8 References

- [1] Skolnik, M.I.: *Radar handbook* (McGraw-Hill, USA, 2008, 3rd edn.)
- [2] Zolesi, B., Cander, L.R.: *Ionospheric prediction and forecasting* (Springer-Verlag, Berlin, 2014)
- [3] Cervera, M.A., Francis, D.B., Frazer, G.J.: 'Climatological model of over-the-horizon radar', *Radio Sci.*, 2018, **53**, pp. 988–1001
- [4] Francis, D. B., Cervera, M. A., Frazer, G. J.: 'Performance prediction for design of a network of skywave over-the-horizon radars', *IEEE Aerosp. Electron. Syst.*, 2017, **32**, pp. 18–28
- [5] Anderson, S.: 'OTH radar phenomenology: signal interpretation and target characterization at HF', *IEEE Aerosp. Electron. Syst. Mag.*, 2017, **32**, pp. 4–16
- [6] Saavedra, Z., Argota, J.N., Cabrera, M.A., *et al.*: 'A new approach to OTH main parameters determination', *Radioengineering*, 2019, **28**, (3), pp. 643–650
- [7] Pederick, L. H., Cervera, M. A.: 'Modeling the interference environment in the HF band', *Radio Sci.*, 2016, **51**, pp. 82–90
- [8] Richards, M.A.: *Fundamentals of radar signal processing* (McGraw-Hill, New York, 2014, 2nd edn.)
- [9] De Maio, A., De Nicola, S., Huang, Y., *et al.*: 'Design of phase codes for radar performance optimization with a similarity constraint', *IEEE Trans. Signal Process.*, 2009, **57**, (2), pp. 610–621
- [10] Sulzer, M.P., Woodman, R.F.: 'Quasi-complementary codes: a new technique for MST radar sounding', *Radio Sci.*, 1984, **19**, (1), pp. 337–344
- [11] Golay, M.: 'Complementary series', *RE Trans. Inf. Theory*, 1961, **7**, (2), pp. 82–87
- [12] Frank, R.L.: 'Polyphase codes with good nonperiodic correlation properties', *IEEE Trans. Inf. Theory*, 1963, **9**, (1), pp. 43–45
- [13] Anderson, S.J.: 'Target classification, recognition and identification with HF radar'. Proc. of the NATO Research and Technology Agency Sensors and Electronics Technology Panel Symp., Oslo, Norway, October 2004
- [14] Nitzberg, R.: 'Clutter map CFAR analysis', *IEEE Trans. Aerosp. Electron. Syst.*, 1986, **AES-22**, (4), pp. 419–421
- [15] Khan, R.H.: 'Ocean-clutter model for high-frequency radar', *IEEE J. Ocean. Eng.*, 1991, **16**, (2), pp. 181–188

Author Queries

- Q Please make sure the supplied images are correct for both online (colour) and print (black and white). If changes are required please supply corrected source files along with any other corrections needed for the paper.
- Q1 Please check the edits made in the sentence "With this simulation tool ...".
- Q2 Please check the edits made in the sentence "Consider a radar transmitted signal...".
- Q3 Sense not clear in the sentence "To perform filter in order to obtain ...". Please check for clarity.
- Q4 Please check the edits made in the sentence "The second interphase ...".
- Q5 Please check the edits made in the sentence "On the coasts of the province of Chubut ...".