

UNIVERSIDAD POLITÉCNICA DE MADRID

**ESCUELA TÉCNICA SUPERIOR
DE INGENIEROS DE TELECOMUNICACIÓN**



**GRADO EN INGENIERÍA DE
TECNOLOGÍAS Y SERVICIOS DE
TELECOMUNICACIÓN
TRABAJO FIN DE GRADO**

**DISEÑO DE LA SECUENCIA DE
FRECUENCIAS DE REPETICIÓN DE PULSOS
(PRF) DE UN RADAR DOPPLER
AEROTRANSPORTADO**

**RUBÉN DE MIGUEL GIL
2021**

GRADO EN TECNOLOGÍAS Y SERVICIOS DE TELECOMUNICACIÓN

TRABAJO FIN DE GRADO

Título: Diseño de la secuencia de Frecuencias de Repetición de Pulsos (PRF) de un radar Doppler pulsado aerotransportado

Autor: D. Rubén de Miguel Gil

Tutor: D. Gonzalo Constantino de Miguel Vela

Ponente: D.

Departamento: Señales, Sistemas y Radiocomunicaciones

MIEMBROS DEL TRIBUNAL

Presidente: D.

Vocal: D.

Secretario: D.

Suplente: D.

Los miembros del tribunal arriba nombrados acuerdan otorgar la calificación de:
.....

Madrid, a de de 20...

UNIVERSIDAD POLITÉCNICA DE MADRID

**ESCUELA TÉCNICA SUPERIOR
DE INGENIEROS DE TELECOMUNICACIÓN**



**DISEÑO DE LA SECUENCIA DE FRECUENCIAS
DE REPETICIÓN DE PULSOS (PRF) DE UN
RADAR DOPPLER AEROTRANSPORTADO**

RUBÉN DE MIGUEL GIL

2021

RESUMEN

El objetivo del proyecto es el diseño de la secuencia de Frecuencias de Repetición de Pulsos (PRF) de un radar Doppler pulsado aerotransportado. El modo de operación más común en este tipo de radares se encarga de detectar aeronaves volando a alturas iguales o inferiores a la del propio radar. En ese caso, el eco de las aeronaves compite con el eco del suelo (clutter), que suele ser mucho más intenso. La forma de separar ambos ecos se basa en el desplazamiento de frecuencia del eco de los blancos debido al efecto Doppler. Dado que el radar es un sistema inherentemente muestreado ($PRF = \text{Frecuencia de muestreo}$) y que los blancos se mueven a gran velocidad, implicando un gran desplazamiento de frecuencia Doppler, generalmente en el muestreo se produce solapamiento espectral. Esto causa que al eliminar el eco del suelo se produzcan zonas ciegas en frecuencia Doppler en determinados múltiplos de la PRF. Para evitar estas zonas de frecuencia ciegas se deben emitir varios grupos de pulsos con distinta PRF. El objetivo de este trabajo es diseñar la secuencia de PRF para un radar pulsado de media PRF.

El trabajo consistirá en la creación de unos programas de cálculo numérico que nos permitirán calcular la secuencia de PRFs necesaria para conseguir las especificaciones de probabilidad de detección del radar. Los principales pasos serán:

- 1) La creación de un programa numérico que calcule la potencia de clutter en el espacio frecuencia-distancia no ambiguo.
- 2) La creación de un programa de cálculo que calcule la potencia de clutter en el espacio ambiguo (teniendo en cuenta los solapamientos en frecuencia-distancia).
- 3) Se creará un método de cálculo para las zonas ciegas.
- 4) Se programarán las rutinas de optimización encargadas de encontrar las PRFs óptimas de acuerdo con diferentes métodos.
- 5) Una vez obtenidas las secuencias de frecuencias, se compararán los resultados obtenidos y se escogerá la secuencia más adecuada para el caso concreto presentado en el proyecto. El principal criterio para determinar la calidad de una secuencia será el número y la extensión de las zonas ciegas, así como su localización y la duración de la secuencia de PRF (una secuencia más corta permite un menor tiempo de exploración para el mismo un volumen espacial).

SUMMARY

The aim of this project is the design of the Pulse Repetition Frequency (PRF) of an airborne pulsed Doppler radar. The mode of operation in this sort of radars has the task of detecting aircrafts flying at altitudes equal or lower than the one of the radar itself. In that case, the echoes from the aircrafts compete against the echoes from the ground (clutter), which usually have more power. The way of separating both echoes is based on the shift of the frequency of the targets due to the Doppler effect. Provided that the radar is an inherently sampled ($PRF = \text{Sampling Frequency}$) and that the targets move at high speeds (which implies a high Doppler frequency shift) there is, generally, spectral overlapping in the sampling. This causes the appearance of Doppler frequency blind zones in the multiples of the PRF due to the floor's echoes suppression. To avoid the creation of this blind zones it is necessary to emit

groups of pulses with different PRF. The objective of this project is to design the sequence of PRF of a medium PRF airborne pulsed Doppler radar.

The project will consist of the creation of a series of software able to calculate the PRF sequence necessary for achieving the probability of detection specifications of the radar. The main steps will be:

- 1) The creation of a software able to calculate the power of the clutter in not ambiguous frequency-range coordinates.
- 2) The creation of a software able to compute the power of the clutter in ambiguous frequency-range coordinates (keeping in mind frequency and range overlapping).
- 3) The calculation of blind zones in speed-range coordinates.
- 4) The programming of optimization routines in charge of finding the optimum PRFs using different methods.
- 5) Once the sequencies have been obtained, the results will be compared and the most suitable sequence for the operation case will be chosen. The main criteria for determining the quality of a sequence will be the number and extension of the blind zones, as well as their location and the time needed for the emission of the sequence (smaller emission times allow for faster explorations).

PALABRAS CLAVE

Radar de media PRF, PRF (Frecuencia de Repetición de Pulsos), PRI (Intervalo de Repetición de Pulsos), clutter, MLC (Clutter de Lóbulo Principal), SLC (Clutter de Lóbulos Secundarios), zonas ciegas, ecos fantasma.

KEYWORDS

Medium PRF radar, PRF (Pulse Repetition Frequency), PRI (Pulse Repetition Interval), clutter, MLC (Main Lobe Clutter), SLC (Side Lobe Clutter), blind zones, ghost detections.

ÍNDICE DEL CONTENIDO

1. INTRODUCCIÓN Y OBJETIVOS.....	1
1.1. Introducción	1
1.1.1. El Radar Doppler Pulsado Aerotransportado.....	1
1.1.2. El fenomeno del clutter	1
1.1.3. Ambigüedad en las medidas	2
1.1.4. El problema del solapamiento.....	3
1.1.5. Solución mediante la variación de la PRF	4
1.2. Objetivos	5
2. SIMULADOR RADAR	6
2.1. Descripción general.....	6
2.2. Simulador radar: Mapa de clutter no solapado.....	7
2.2.1. Parámetros del radar	7
2.2.2. Distancia del horizonte	10
2.2.3. Sección cruzada radar	10
2.2.4. Reflectividad media del suelo	10
2.2.5. Tiempo sobre el blanco	11
2.2.6. Potencia de ruido.....	12
2.2.7. Ecuación radar	12
2.2.8. Diagrama de antena.....	13
2.2.9. Coordenadas radar	15
2.2.10. Rejillas.....	16
2.3. Simulador Radar: Mapa de clutter solapado	21
2.3.1. Dimensiones del mapa	21
2.3.2. Ajuste de la PRF	21
2.3.3. Potencia media	22
2.3.4. Solapamiento.....	22
2.3.5. Procedimiento	22
2.4. Simulador radar: Mapa de visibilidad	23
2.4.1. Dimensiones del mapa	23
2.4.2. RCS del blanco	24
2.4.3. SINR	24
2.4.4. Eclipsado.....	25
2.4.5. Cancelador de clutter	25
2.4.6. Procedimiento	26

2.4.7. Simulación de una secuencia de PRFs	26
3. OPTIMIZACIÓN.....	28
3.1. Métodos de selección de PRFs clásicos	28
3.1.1. Mayor Menor.....	28
3.1.2. M-N.....	33
3.2. Método de selección mediante un algoritmo evolutivo	35
3.2.1. Introducción	35
3.2.2. Funcionamiento.....	35
3.2.3. Estructura del cromosoma.....	36
3.2.4. Cruce	39
3.2.5. Mutación	40
3.2.6. Evaluación y Selección	40
3.2.7. Resultados	41
3.3. Comparación final y Selección de la secuencia	48
4. CONCLUSIONES Y LÍNEAS FUTURAS.....	50
4.1. Conclusiones	50
4.2. Líneas futuras	50
5. BIBLIOGRAFÍA.....	51
ANEXO A: ASPECTOS ÉTICOS, ECONÓMICOS, SOCIALES Y	
AMBIENTALES	52
A.1 Introducción.....	52
A.2 Impacto Ambiental	52
A.3 Impacto Económico.....	52
A.4 Impacto Social.....	52
A.5 Conclusiones	52
ANEXO B: PRESUPUESTO ECONÓMICO	53

ÍNDICE DE ILUSTRACIONES

Ilustración 1: Esquema del simulador radar.....	7
Ilustración 2: Reflectividad media del suelo para $\sigma_{0d} = -13 \text{ dBm}^2$, $\sigma_{0s} = -5 \text{ dBm}^2$ y $\phi_0 = 5,339$	11
Ilustración 3: Diagrama de radiación de la antena sintética para $\theta_{3dB}=4,6^\circ$, $\phi_{3dB}=3, 9^\circ$, $gls=35 \text{ dB}$, $gls=25 \text{ dB}$ y $Asls=1,84$	14
Ilustración 4: Diagrama de la rejilla del suelo	16
Ilustración 5: Rejilla del suelo para un apuntamiento de 60° en azimuth y -1° en elevación ..	18
Ilustración 6: Diagrama del cambio de coordenadas realizado	20
Ilustración 7: Rejilla de clutter no solapado para un apuntamiento de 60° en azimuth y -1° en elevación	21
Ilustración 8: Mapa de clutter solapado para un apuntamiento de 60° de azimuth y una PRF de 10 kHz	23
Ilustración 9: Mapa de visibilidad para un apuntamiento de 60° en azimuth y una PRF de 10 kHz	26
Ilustración 10: Desplazamiento en frecuencia entre PRFs mayores	31
Ilustración 11: Mapas de visibilidad de los tres conjuntos y de la secuencia completa para un desplazamiento en celdas de las PRF menores de 2 y una primera PRF mayor de $6666,67 \text{ kHz}$	32
Ilustración 12: Mapa de visibilidad de la secuencia mayor minor con una primera PRF Mayor de $8,3333 \text{ KHz}$	33
Ilustración 13: Mapa de visibilidad de la secuencia M-N para una primera PRF de $9,3458 \text{ kHz}$	35
Ilustración 14: Mapa de visibilidad del esquema 3-8 para un modo de exploración.....	42
Ilustración 15: Mapa de visibilidad del esquema 3-8 para el modo de corto alcance	43
Ilustración 16: Mapa de visibilidad del esquema 2-6 para el modo de exploración.....	45
Ilustración 17: Prestaciones del esquema 2-6 para un modo de corto alcance	46
Ilustración 18: Mapa de visibilidad del esquema 2-6 para el modo de corto alcance	46
Ilustración 19: Mapas de visibilidad de los modos rápidos	47

ÍNDICE DE TABLAS

Tabla 1: Prestaciones de la secuencia obtenida mediante el método mayor minor	32
Tabla 2: Prestaciones de la secuencia obtenida mediante el método M-N	34
Tabla 3: Prestaciones del esquema 3-8 para un modo de exploración	42
Tabla 4: Prestaciones del esquema 3-8 para un modo de corto alcance	43
Tabla 5: Prestaciones del esquema 2-6 para un modo de exploración.	45
Tabla 6: Prestaciones de los modos rápidos	47
Tabla 7: Comparación de las prestaciones de las diferentes secuencias obtenidas	48

1. INTRODUCCIÓN Y OBJETIVOS

1.1. INTRODUCCIÓN

1.1.1. EL RADAR DOPPLER PULSADO AEROTRANSPORTADO

El radar Doppler pulsado es un tipo de radar capaz de medir tanto la distancia a un blanco como la velocidad relativa de este. Para medir la distancia se utilizan los retardos en la recepción de los pulsos y para medir la velocidad se emplea el desplazamiento Doppler de los pulsos recibidos.

Para poder medir los desplazamientos de frecuencia es necesario que exista coherencia entre los pulsos emitidos. Esto es, que la evolución de la fase entre pulso y pulso sea continua (tenga la misma fase de referencia), lo que se consigue obteniendo los pulsos emitidos mediante el enventanado temporal de una senoide continua proveniente de un único oscilador.

Uno de los parámetros más determinantes en el diseño de un radar Doppler pulsado, y sobre cuya elección trata este trabajo, es la frecuencia de repetición de pulsos o “PRF” (PRF: Pulse Repetition Frequency). Su magnitud inversa es el periodo de repetición de pulsos o “PRI” (PRI: Pulse Repetition Interval).

$$PRF(Hz) = \frac{1}{PRI(s)} \quad (1)$$

1.1.2. EL FENOMENO DEL CLUTTER

A aquellos pulsos reflejados en el suelo u otros objetos que no se desea detectar (edificios, fenómenos meteorológicos, bandadas de pájaros...) se los denomina clutter. Estos pulsos constituyen un grave problema, ya que el suelo refleja una gran cantidad de potencia que puede llegar a impedir la detección de posibles blancos.

La distribución espacial del clutter dependerá del diagrama de la antena y del apuntamiento de esta. Se reflejará mayor potencia en las zonas sobre las que incida el lóbulo principal (MLC: Main Lobe Clutter) y en las zonas inmediatamente debajo del avión (“retorno de altitud”), por estar estas últimas cerca del radar. Como consecuencia de esto el retorno de altitud es grande si el avión vuela a poca altitud y disminuye conforme aumenta la altura; además se extiende a lo largo de un gran rango de frecuencias Doppler. Al resto del clutter debido a la potencia radiada por los lóbulos secundarios se lo denomina “side lobe clutter” o “SLC” y se distribuye de manera aproximadamente uniforme si la antena tiene un nivel de lóbulos secundarios constante.

La frecuencia Doppler del clutter de una porción del suelo dependerá de la velocidad relativa del avión respecto a la porción en cuestión (al igual que ocurre con los blancos). Por ello el clutter se extiende de manera aproximadamente uniforme desde el desplazamiento Doppler correspondiente al avión alejándose a la máxima velocidad (vista hacia atrás) y el correspondiente a cuando se acerca a máxima velocidad (vista hacia delante). Además, encontraremos un nivel de clutter mayor en las frecuencias correspondientes al desplazamiento Doppler de las porciones del suelo sobre las que incide el lóbulo principal.

Respecto a la distribución del clutter en distancia, podemos observar que la potencia de este se reduce conforme aumenta la distancia al avión. También es común que el MLC no aparezca hasta una cierta distancia (si el haz principal de la antena incide con un ángulo pequeño sobre el suelo).

El clutter comienza a suponer un problema cuando su potencia supera a la potencia que reflejaría un blanco a esa distancia y con ese desplazamiento en frecuencia. Al ser mayor la potencia del clutter que la del blanco el umbral para la detección estará por debajo del nivel del clutter (estará al nivel del blanco), por lo que las zonas con potencia de clutter mayor a la del blanco (el MLC y posiblemente el retorno de altitud) siempre estarán por encima del umbral de detección y darán blancos falsos. En el caso de subir el umbral, será imposible detectar blancos. Por ello, la detección de blancos se basa en que el desplazamiento Doppler de estos sea diferente al del lóbulo principal, es decir, que se encuentren a unas frecuencias Doppler diferentes a las ocupadas por el MLC.

1.1.2.1. ELIMINACIÓN DEL CLUTTER Y ZONAS CIEGAS

Para solucionar el problema del MLC se incluye un cancelador de clutter. Esto es, un filtro que elimina toda la potencia correspondiente a las frecuencias del MLC. Esto implica que la potencia recibida de los blancos con un desplazamiento Doppler similar al del MLC también será eliminada, por lo que no serán detectados.

A las zonas del espacio rango-frecuencia en las que no es posible detectarse las denomina zonas ciegas. Su aparición se debe a tres causas; la primera y ya explicada, el MLC; la segunda, que no exista suficiente potencia de señal para diferenciar el eco del blanco del clutter o del ruido; la tercera, el bloqueo del transmisor o eclipsado.

Las zonas ciegas debidas a una falta de potencia de señal se distribuyen de manera irregular y dependen de las condiciones de transmisión y propagación.

El eclipsado es una consecuencia del bloqueo del receptor del radar durante la transmisión de un pulso. Este bloqueo es necesario porque las grandes cantidades de potencia emitidas por el transmisor son capaces de dañar al receptor. Al no recibir nada durante el tiempo que tarda en emitirse un pulso, aparece una zona ciega para las distancias muy próximas al radar.

1.1.3. AMBIGÜEDAD EN LAS MEDIDAS

1.1.3.1. AMBIGÜEDAD EN DISTANCIA

El radar mide el tiempo que tarda en llegar un pulso respecto al último pulso emitido. Debido a esta limitación la distancia medida por el radar es ambigua si el retardo hasta la posición del blanco es superior a un PRI, con una ambigüedad correspondiente a la mitad de la velocidad de la luz multiplicado por el PRI; a esta magnitud se la denomina “distancia no ambigua” y representa la máxima distancia a la que puede reflejarse un pulso para que regrese al radar antes de la emisión del siguiente pulso.

$$R_{no\ ambiguo}(m) = \frac{c \left(\frac{m}{s} \right)}{2} \cdot PRI(s) \quad (2)$$

El radar no es capaz de determinar a qué pulso emitido corresponde cada eco recibido, es decir, el radar no será capaz de distinguir si los pulsos recibidos han rebotado a una distancia y o $y+n \cdot R_{un}$, siendo y la distancia resultante de multiplicar el retraso medido por el radar por la mitad de la velocidad de la luz, y siendo n un número natural.

$$R_{ambiguo} = y + n \cdot R_{un}; n = 0,1,2 \dots \quad (3)$$

1.1.3.2. AMBIGÜEDAD EN FRECUENCIA

El radar realiza el muestreo de una senoide pura emitida de forma continua y reflejada en un objeto móvil con una frecuencia de muestreo igual a la PRF. El espectro de una señal muestreada es el espectro de esa señal sin muestrear repetido en los múltiplos de la PRF. Además, la envolvente de los múltiplos tendrá forma de sinc (seno cardinal) con anchura la inversa de la longitud del pulso emitido (espectro de un tren de pulsos coherentes). Por lo que si el pulso emitido es estrecho la variación entre los múltiplos de la PRF debido a la envolvente será despreciable.

Debido a la forma del espectro en la medida de la frecuencia aparece una limitación similar a la de la distancia. Como el espectro se repite de forma periódica el radar no es capaz de distinguir a que múltiplo de la PRF corresponde cada blanco. Es decir, si la PRF fuera de x , y el blanco se encontrase a y Hz; el radar no sería capaz de diferenciar este caso del conjunto de casos $y+n \cdot x$, siendo n un número racional.

$$f_{\text{doppler ambigua}} = y + n \cdot PRF; n = 0,1,2 \dots \quad (4)$$

1.1.4. EL PROBLEMA DEL SOLAPAMIENTO

Debido a las ambigüedades descritas anteriormente el radar suma en potencia los ecos recibidos desde lugares que corresponden al mismo rango o frecuencia ambiguo. Al conjunto de curvas de superficie cuyos ecos reflejados devuelven el mismo rango no ambiguo se las denomina curvas iso-rango. De la misma manera, al conjunto de curvas de superficie cuyos ecos reflejados devuelven la misma frecuencia Doppler no ambigua se las denomina curvas iso-Doppler. Esto lleva a que el clutter aparezca solapado (sumado en potencia) en distancia y en frecuencia.

La separación entre las curvas iso-rango/Doppler vendrá dada por el rango no ambiguo, es decir, por el PRI, para las curvas iso-Rango; y por la PRF para las iso-Doppler. Por ello, al ser la PRF y el PRI magnitudes inversas, un mayor rango de frecuencias Doppler no ambiguas, es decir, mayor separación entre las curvas iso-Doppler; implicará un menor rango no ambiguo para la medida de la distancia y viceversa.

Cambiando los valores de la separación entre las curvas se consigue variar la forma en la que se solapa el clutter. Si se aumenta mucho el PRI se consigue aumentar la distancia entre curvas iso-rango y, por lo tanto, reducir el nivel del clutter solapado, pues se suma una menor cantidad de curvas en la misma distancia. Sin embargo, el aumento del PRI lleva implícita una disminución de la PRF, la cual provoca un acercamiento de las repeticiones espectrales situadas en los múltiplos de la PRF y con él, un mayor solapamiento en frecuencia y un acercamiento de los lóbulos principales de cada repetición del espectro. Como resultado, tendremos mejor visibilidad, debida al menor nivel de clutter, en distancia; pero peor visibilidad, por el mayor nivel de clutter y mayor proximidad de los lóbulos principales (acercamiento de las zonas ciegas), en frecuencia. El efecto contrario se consigue aumentando la PRF y disminuyendo el PRI.

La elección de la PRF también determinará si tenemos medidas con ambigüedad en distancia o en frecuencia. En función de la PRF utilizada se distinguen tres tipos de radar.

1.1.4.1. BAJA PRF

Cuando la PRF es lo suficientemente baja para que el rango no ambiguo sea mayor que el alcance del radar se dice que el radar es de baja PRF. Bajo estas condiciones no existirá ambigüedad en distancia, pero habrá muchos más solapamientos para la frecuencia, por lo que estos radares presentan dificultades midiendo la velocidad de sus blancos. Los valores típicos de la PRF para este tipo de radares están por debajo de 2 kHz [1].

1.1.4.2. ALTA PRF

Si la PRF es lo suficientemente alta como para que en el margen de velocidades que se desea medir no haya velocidades ambiguas el radar será de alta PRF. En este caso la ambigüedad aparece en la medida de la distancia. Las PRFs típicas para este tipo de radares están por encima de los 100 kHz y por debajo de los 300 kHz [1].

1.1.4.3. MEDIA PRF

Cuando la PRF elegida no elimina las ambigüedades ni en frecuencia ni en distancia se considera que el radar es de media PRF. Los valores típicos para este tipo de radar van desde 6 kHz a 30 kHz [1]. Este proyecto trata sobre la optimización de la forma de onda de un radar de media PRF.

1.1.5. SOLUCIÓN MEDIANTE LA VARIACIÓN DE LA PRF

Para solucionar el problema de las zonas ciegas y de la ambigüedad provocada por los solapamientos se recurre a la emisión de un conjunto de PRFs diferentes. De esta manera se consigue variar la posición de los blancos y de las zonas ciegas con cada PRF emitida, de tal manera que si el blanco es detectado en varias PRF se posibilita la determinación de la distancia y frecuencia Doppler verdaderas (no ambiguas).

1.1.5.1. DECODIFICACIÓN

Después de detectar un blanco es necesario resolver su ambigüedad en distancia y frecuencia, de lo contrario se detectarían blancos falsos en las repeticiones en frecuencia-distancia del blanco. Al proceso de resolver las ambigüedades se le denomina decodificación.

Para que la decodificación sea posible es necesaria la detección (ambigua) del blanco en varias PRFs de forma simultánea. Tras esto se procesan los blancos de las diferentes PRF para resolver la ambigüedad. Dos formas de hacerlo son el teorema de los restos chinos [2] y el algoritmo de coincidencia [3].

Los métodos mencionados para la decodificación imponen unas restricciones a las PRFs utilizadas [4]. El teorema de los restos chinos necesita que los PRIs utilizados sean un múltiplo entero del número de celdas y que además sean coprimos entre sí. Además, también se requiere que el mínimo común múltiplo de los diferentes PRI sea mayor que el PRI correspondiente al alcance máximo del radar (5). Por último, impone que el mínimo común múltiplo de las diferentes PRFs sea mayor que el máximo ancho de banda Doppler (6), determinado por el rango de velocidades que se desea medir.

$$LCM(PRI_1, PRI_2, \dots, PRI_M) \geq \frac{2 \cdot R_{\text{máximo}}}{c} \quad (5)$$

$$LCM(PRF_1, PRF_2, \dots, PRF_M) \geq D_{\text{máximo}} \quad (6)$$

Siendo M el número de PRF necesarias para la decodificación.

El algoritmo de coincidencia no requiere que los PRI sean coprimos, ni múltiplos enteros del número de celdas de distancia, pero sigue siendo imprescindible el cumplimiento de (5) y (6).

Los métodos anteriores son capaces de resolver la ambigüedad si M PRFs de un conjunto de N PRFs detectan el blanco de forma ambigua. La constante M se define a partir de las opciones de PRF disponibles y del rango máximo de velocidad y distancia que se desea medir. La elección de M también está condicionada por la frecuencia de aparición de blancos falsos llamados “fantasmas”.

FANTASMAS

Los fantasmas son blancos falsos no ambiguos que aparecen cuando las M PRFs utilizadas para la decodificación no son suficientes para resolver la ambigüedad de los diferentes blancos detectados. Su eliminación se consigue aumentando M para permitir su correcta decodificación.

Si el método utilizado para la decodificación es el algoritmo de coincidencia, la aparición de fantasmas viene causada por la coincidencia de múltiplos de diferentes blancos en distintas PRFs. El aumento del número de PRFs disminuye en gran cantidad la probabilidad de que esto suceda.

1.2. OBJETIVOS

El objetivo de este trabajo es el diseño de secuencias optimas de PRFs para un radar aerotransportado de N PRFs. La secuencia diseñada maximizará el espacio visible en distancia y velocidad radial para los blancos del radar. Asimismo, minimizará la duración de la secuencia de PRFs emitida. Los resultados se evaluarán en función del porcentaje de visibilidad que proporcionen, del tiempo que tarde en emitirse la secuencia completa y su capacidad para eliminar fantasmas.

1.2.1.1. MÉTODOS UTILIZADOS

Para lograr los objetivos del trabajo se han utilizado varios métodos. Primero se ha obtenido la secuencia de acuerdo con métodos tradicionales de selección de PRFs como son el método mayor-menor [3] y el método $m-n$ [3]. Por último, se diseñó un método basado en los artículos escritos por Clive M. Alabaster y Evan J. Hughes [2] [5], que utilizan algoritmos genéticos en la optimización de la secuencia, y se seleccionó el mejor resultado obtenido con cada método.

2. SIMULADOR RADAR

2.1. DESCRIPCIÓN GENERAL

Para poder realizar la optimización de la forma de onda del radar será necesario conocer la forma del clutter. Conocerla permite predecir los efectos que los cambios en la forma de onda tendrán sobre el funcionamiento del radar y ajustar la secuencia de PRFs de la forma más eficiente posible.

La función del simulador radar es simular el entorno de funcionamiento del radar y obtener, a partir de él, la forma del clutter. Una vez conocida la forma del clutter, el simulador obtiene en qué zonas del espacio rango-velocidad no es posible detectar blancos. Este mapa de zonas ciegas será utilizado posteriormente por los diversos métodos de optimización para diseñar y evaluar la secuencia de PRFs.

La simulación comienza por establecer qué parámetros condicionan el funcionamiento del radar y por fijarlos en valores que aproximen un entorno de trabajo realista. Una vez fijados los parámetros comienza la simulación del clutter. El proceso de simulación se divide en tres pasos, cada uno de ellos será una parte diferente del simulador radar que utilizará los datos del paso anterior.

La primera parte es la obtención del mapa de clutter solapado (apartado 2.2); que a su vez se divide en dos partes, la creación de la rejilla del suelo y el mapa de clutter no solapado propiamente dicho. La rejilla del suelo almacena la potencia de clutter reflejada por cada porción del terreno, calculada con la ecuación radar (apartado 2.2.7). Por ello también ha sido necesario utilizar un modelo para simular la reflectividad del terreno (apartado 2.2.4). Además, ha sido necesaria la creación de un diagrama de radiación de antena sintético (apartado 2.2.8) para la simulación, pues este es un gran condicionante del funcionamiento del radar. Tras la creación de la rejilla del suelo, se realizarán unos cambios de coordenadas y se obtendrá el mapa de clutter no solapado en coordenadas celdas de distancia y Doppler no ambiguos (apartado 2.2.9).

La segunda parte del proceso es la composición de la rejilla de clutter solapado (apartado 2.3). Esta parte procesa el mapa de clutter no solapado para simular los efectos del solapamiento en distancia y frecuencia, dependientes de cada PRF. Como resultado proporciona el mapa de clutter solapado, que es el que realmente sobre el que actúa el detector radar en una situación de funcionamiento.

La última parte consiste en el cálculo del mapa de visibilidad (apartado 2.4). En esta parte el simulador utiliza la ecuación radar (apartado 2.2.7) y el mapa de clutter solapado para calcular la relación señal a clutter en cada zona del espacio rango-velocidad y determinar si esta relación supera la relación señal a ruido (S/N) mínima necesaria para la probabilidad de detección especificada. Este proceso proporciona como resultado las zonas con visibilidad.

El resultado del proceso de simulación depende directamente de la PRF utilizada, por ello, para la simulación de una secuencia de PRFs, será necesario repetir la simulación tantas veces como PRFs tenga la secuencia. Una vez obtenidos los mapas de visibilidad de cada PRF se realizará un procesamiento para obtener el mapa de visibilidad de la secuencia completa (apartado 1.1.5).

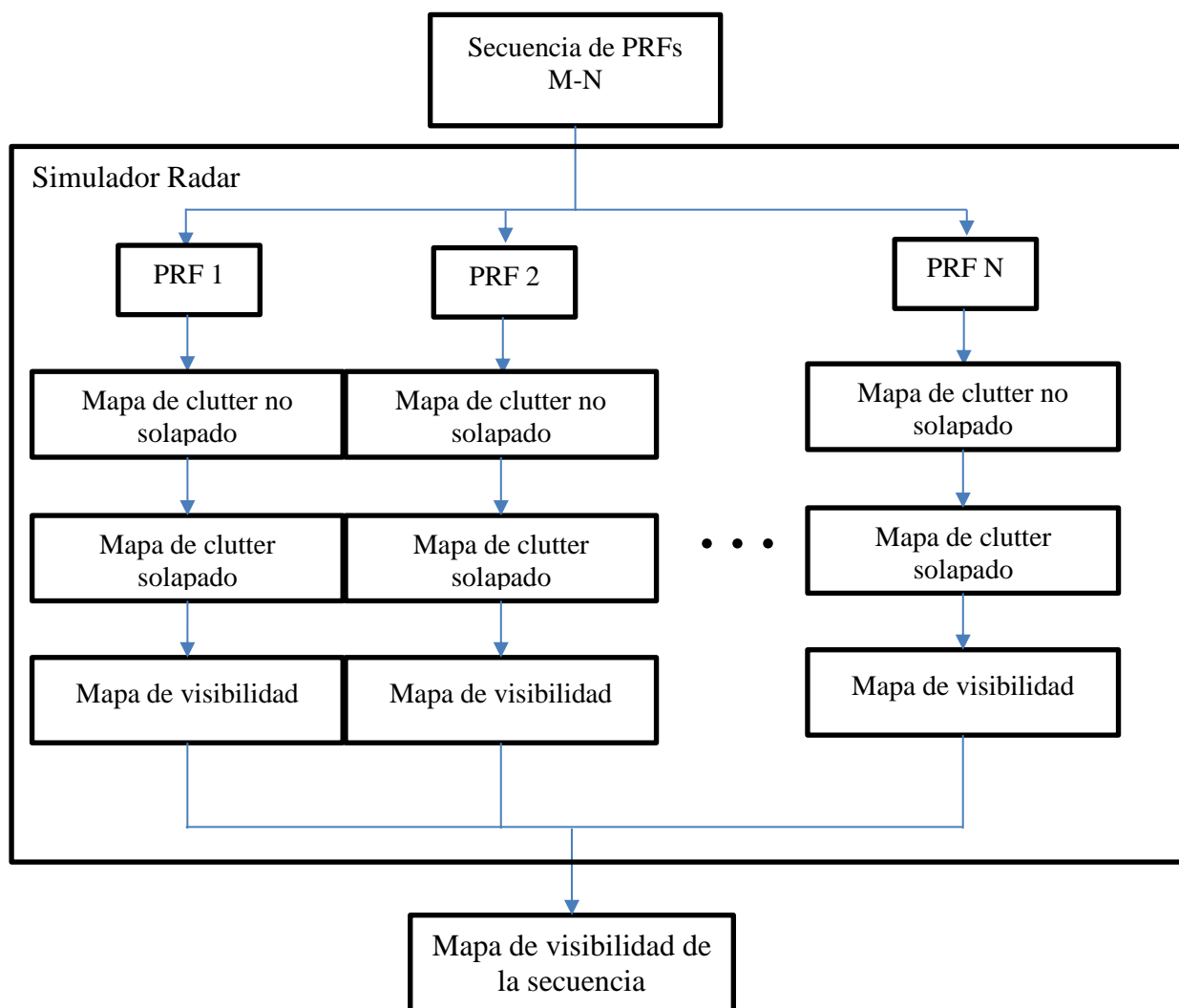


Ilustración 1: Esquema del simulador radar

2.2. SIMULADOR RADAR: MAPA DE CLUTTER NO SOLAPADO

Primero se ha obtenido el mapa de clutter no solapado, ese mapa se ha sobremuestreado para asimilarlo lo máximo posible al clutter continuo presente en una situación real de funcionamiento del sistema.

2.2.1. PARÁMETROS DEL RADAR

2.2.1.1. ALTURA

La altura a la que vuela el avión influirá en la potencia de clutter que recibe el radar. Además, la altura también determina la distancia a la que se encuentra el horizonte y, por lo tanto, la distancia a lo largo de la cual se extiende el clutter. Se ha supuesto una altura de 1000 metros para todas las simulaciones porque a esta altura la potencia reflejada por el suelo es mayor, por lo que el clutter es más influyente en el diseño.

2.2.1.2. VELOCIDAD

La velocidad a la que viaja el avión afecta al desplazamiento Doppler de los ecos recibidos por el radar. Sin embargo, es común situar el lóbulo principal del clutter en cero en el procesamiento de señal. Este desplazamiento causa que la velocidad radial medida por el radar sea la velocidad relativa del blanco respecto al avión y no la suma de la velocidad del avión más la del blanco. A pesar de esto, la velocidad a la que viaja el avión siempre determinará el desplazamiento Doppler del clutter (pues el suelo es fijo) y el desplazamiento en frecuencia al que se debe someter al lóbulo principal para situarlo en cero. Se ha supuesto una velocidad de 1000 km/h para toda la simulación. Se escoge una velocidad alta porque a mayor velocidad, mayor el rango de frecuencias ocupado por el clutter.

2.2.1.3. DURACIÓN DEL PULSO

Es la duración de los pulsos transmitidos. Junto con el PRI determina el ciclo de trabajo. Además, es el parámetro primordial que limita la resolución del radar en la medida de la distancia. Pues si dos blancos se sitúan a una distancia menor que la que cubre un pulso, el radar no será capaz de diferenciar las reflexiones que generen, viéndolos como un solo blanco.

$$\Delta r = \frac{c}{2} \cdot \tau \quad (7)$$

Δr = resolución en distancia (m)

c = velocidad de la luz ($\frac{m}{s}$)

τ = duración del pulso comprimido (s)

Una técnica utilizada frecuentemente en los sistemas radar con el objetivo de emitir mayor potencia es la compresión de pulsos. Esta técnica consiste en la compresión del pulso generado por el transmisor, de manera que su energía se mantiene, pero se concentra en el tiempo (el pulso comprimido tendrá mayor potencia instantánea) y aumenta la resolución en distancia (por ser el pulso más estrecho) respecto a la que se tendría si se emitiese el pulso sin comprimir (el generado por el transmisor).

Es tal la importancia de la duración del pulso y, por ello, su compresión, que existe una disciplina dedicada exclusivamente al proceso de compresión. En este caso se ha supuesto una duración del pulso comprimido de 1 μs y una duración del pulso sin comprimir de 7 μs . Sin embargo, para el mapa de clutter no solapado hemos supuesto una longitud del pulso de 0.1667 μs ; no se ha utilizado una menor para no aumentar en exceso el tiempo de ejecución.

2.2.1.4. CICLO DE TRABAJO

Es el porcentaje del tiempo que el radar emite potencia. En sistemas pulsados, como el radar, se emite siempre la potencia máxima que permite el transmisor (potencia de pico).

$$\text{Ciclo de trabajo}(\%) = \frac{\text{tiempo emitiendo}}{\text{tiempo total}} \cdot 100 = \frac{T}{PRI} \cdot 100 \quad (8)$$

T = duración del pulso sin *comprimir*

Como el ciclo de trabajo varía con la PRF (suponiendo una longitud del pulso emitido fija), y al estar limitado el ciclo de trabajo máximo por el transmisor, la PRF máxima utilizable por el radar estará limitada por el ciclo de trabajo máximo soportado por el transmisor. En este caso el ciclo de trabajo máximo permitido por el transmisor es de un 20%, lo que limita las PRFs a valores menores a 28,6 kHz.

2.2.1.5. POTENCIA MEDIA Y DE PICO

La potencia emitida por el radar es uno de los parámetros esenciales para la detección. A más potencia emitida por el radar, más potencia reflejada por los blancos. En este caso se ha supuesto una potencia de pico de 14 kW. También puede utilizarse la potencia media en vez de la potencia de pico, en cuyo caso es necesario conocer el ciclo de trabajo, que cambia con la PRF si la duración de los pulsos es fija, para determinar la potencia media.

$$P_{media} = P_{pico} \cdot \frac{\text{ciclo de trabajo}(\%)}{100} \quad (9)$$

2.2.1.6. FRECUENCIA DE PORTADORA

La frecuencia de la portadora se seleccionará de acuerdo con las condiciones de propagación en las que esté previsto que opere el sistema, como son la lluvia o la composición de la atmósfera, y de acuerdo con las características de instalación del radar, principalmente el espacio para la antena, que limitará su apertura y, con ella, las frecuencias de portadora utilizables. En este caso el radar opera en la banda X y su frecuencia de portadora será de 9 GHz, por lo que su longitud de onda será de 0,03 m.

$$c \left(\frac{m}{s} \right) = \lambda(m) \cdot f(Hz) \quad (10)$$

2.2.1.7. PÉRDIDAS

El procesado de señal suele presentar unas pérdidas en relación S/N que dependen del procesado de cada sistema. Estas pérdidas pueden ser importantes y del orden de 10 dB [6]. Sin embargo, la mayoría de estas pérdidas afectan por igual a la señal y al clutter, por lo que no tendrán ningún impacto sobre la relación señal a clutter y, por lo tanto, no es necesario tenerlas en cuenta en la optimización.

2.2.1.8. NÚMERO DE PUNTOS DE LA DFT (DFT: DISCRETE FOURIER TRANSFORM)

La DFT es una operación que ha sustituido al anterior banco de filtros Doppler para obtener resolución en frecuencia. Esta operación tiene un efecto similar a colocar un número de filtros (igual al número de puntos de la DFT) equiespaciados en la primera repetición positiva del espectro de una señal periódica. Debido a lo anterior, el número de puntos de la DFT es un parámetro que determina la resolución en frecuencia del radar. Cuantos más puntos tenga la DFT más próximos estarán los “filtros” y mayor será la resolución en frecuencia.

$$BW_{3dB} = \Delta f = \frac{PRF}{N} \quad (11)$$

BW_{3dB} = ancho de banda a – 3dB de un filtro Doppler

Δf = resolución en frecuencia (Hz)

N = número de filtros de la DFT

En el radar simulado se ha supuesto una DFT de 128 puntos, aunque para la obtención del mapa de clutter no solapado se supuso una DFT de 512 puntos para reducir el error de muestreo en la simulación del clutter. La elección de 512 se debe a que con este valor disponemos de buena resolución (4 muestras por cada filtro de frecuencia) sin incurrir en tiempos de procesado excesivos.

2.2.2. DISTANCIA DEL HORIZONTE

La distancia desde el avión al horizonte se calcula asumiendo condiciones de propagación de atmósfera estándar según la referencia [7]. Este dato determina la máxima distancia a la que se genera clutter.

$$Distancia_{horizonte} = \sqrt{2 \cdot R_{tierra} \cdot k \cdot h}; k = \frac{4}{3} \quad (12)$$

2.2.3. SECCIÓN CRUZADA RADAR

La sección cruzada radar es un factor que relaciona la potencia que incide sobre un blanco con la que rebota en él en dirigida hacia el radar [1]. Se representa con la letra griega σ y su magnitud son metros cuadrados.

$$\sigma(m^2) = 4\pi(sr) \cdot \frac{\text{potencia reflejada en dirección al radar} \left(\frac{W}{sr}\right)}{\text{densidad de potencia incidente} \left(\frac{W}{m^2}\right)} \quad (13)$$

2.2.4. REFLECTIVIDAD MEDIA DEL SUELO

Se define como reflectividad media de un área a aquella cantidad que, multiplicada por esa área, devuelve la sección cruzada radar de la superficie en cuestión; es una magnitud adimensional representada por σ_0 . Este valor depende del tipo de terreno, pues una superficie más accidentada reflejará, en media, una mayor cantidad de potencia que una superficie plana, salvo en la dirección especular.

Es necesario tener en cuenta que, al tratarse de la reflectividad de una superficie, la fase con la que se refleja la potencia en cada punto de esta determinará si la interferencia entre los puntos es constructiva, en cuyo caso se reflejará mucha potencia y la reflectividad de la superficie será alta (sección cruzada radar grande). En el caso de que la interferencia sea destructiva, se reflejará mucha menos potencia y la reflectividad media será menor (sección cruzada radar pequeña). Debido a este efecto el ángulo de incidencia de los rayos, que es el que determina el desfase entre los diferentes puntos de reflexión (suponiendo una superficie plana), con el suelo influye gravemente en la reflectividad media del suelo.

La reflectividad media del suelo se ha simulado mediante un modelo aproximado de coeficientes ajustables [8]. Este modelo devuelve la reflectividad media de un diferencial de superficie en función del ángulo con el que inciden los rayos. Sus coeficientes se ajustan en función del tipo de terreno que se quiera simular.

$$\sigma_0 = \sigma_{0d} \cdot \sin(\gamma_{rad}) + \sigma_{0s} \cdot e^{-\frac{(90-\gamma_{deg})^2}{\phi_0}} \quad (14)$$

σ_0 = reflectividad media del suelo

$\sigma_{0d}, \sigma_{0s}, \phi_0$ = coeficientes ajustables según el tipo de terreno

γ_{rad} = ángulo complementario al de incidencia (rad)

γ_{deg} = ángulo complementario al de incidencia (grados)

El coeficiente ajustable σ_{0d} controla la componente difusa del modelo, es decir, la componente predominante para ángulos de incidencia altos (la mayor parte del espacio). Además de la componente difusa el modelo tiene una componente especular utilizada para modelar el retorno de altitud (ángulos de incidencia cercanos a 0°). El coeficiente σ_{0s} controla la altura de esta componente y, el coeficiente ϕ_0 , su anchura. El coeficiente ϕ_0 se calcula a partir de los otros dos [9].

$$\phi_0 = \frac{-20}{\log_e\left(\frac{\sin(70^\circ)}{A}\right)}; \quad A = \frac{\sigma_{0s}}{\sigma_{0d}} \quad (15)$$

Para este trabajo se ha seleccionado un ambiente muy poco favorable para asegurar la robustez de los resultados obtenidos. Para ello se ha escogido $\sigma_{0d} = -13 \text{ dBm}^2$ y $\sigma_{0s} = -5 \text{ dBm}^2$ [9], con lo que ϕ_0 queda con un valor de $5,339^\circ$.

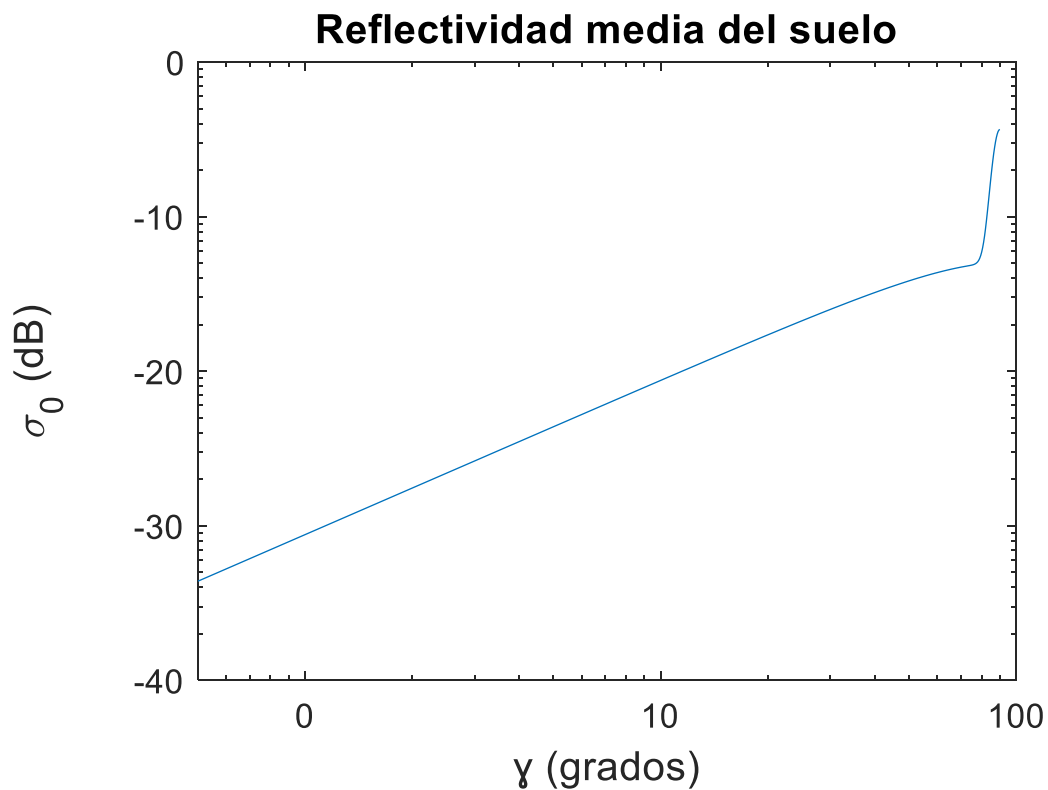


Ilustración 2: Reflectividad media del suelo para $\sigma_{0d} = -13 \text{ dBm}^2$, $\sigma_{0s} = -5 \text{ dBm}^2$ y $\phi_0 = 5,339$.

2.2.5. TIEMPO SOBRE EL BLANCO

El tiempo sobre el blanco es el tiempo que transcurre desde que el radar comienza a apuntar a un blanco hasta que deja de hacerlo, en el caso de que el giro de la antena sea mecánico; o el tiempo que tarda el radar en cambiar la posición de su lóbulo principal, en el caso de que el giro sea electrónico. Este tiempo está sometido a dos limitaciones principales.

La primera, que el tiempo sobre el blanco sea suficiente para que la potencia de señal que llegue al radar alcance la cantidad necesaria para ser detectada por encima del nivel de ruido. Esto es posible gracias a la presencia de un integrador. Al ser la señal coherente, su amplitud

se suma en fase y su potencia a la salida del filtro adaptado crece en un factor N^2 con la integración, donde N es el número de muestras integrado de forma coherente, mientras que la amplitud del ruido se suma con fase aleatoria, por lo que su potencia aumenta únicamente en un factor N .

La segunda restricción es que el tiempo de integración permita la llegada del número de pulsos de cada PRF de la secuencia que aseguran la resolución en frecuencia, la resolución en frecuencia debe ser suficiente para poder eliminar el clutter del lóbulo principal dejando suficientes filtros Doppler libres de clutter. Este número se corresponde con el número de puntos de la DFT. A este tiempo habrá que sumarle los tiempos de transición, que son aquellos que tardan los pulsos en alcanzar el máximo alcance y volver, es decir, el tiempo que tarda la señal recibida por el radar en ser estable.

En este trabajo, como el objetivo es la optimización de la forma de onda, la condición que se tendrá en cuenta será la segunda, pues como se justificará en el siguiente apartado, es posible despreciar el efecto del ruido en la optimización.

2.2.6. POTENCIA DE RUIDO

La potencia de ruido térmico que llega al receptor del radar está determinada por la temperatura a la que opera y por el ancho de banda del pulso emitido (suponiendo un filtro adaptado) y por el factor de ruido del receptor.

$$n = k \cdot B \cdot T_0 \cdot F; \quad B = \frac{1}{\tau} \quad (16)$$

n = potencia de ruido (W)

k = constante de Boltzmann ($1,38 \cdot 10^{-23} \left(\frac{J}{K}\right)$)

B = ancho de banda del filtro adaptado (Hz)

τ = duración del pulso emitido comprimido(s)

T_0 = temperatura ambiente (290 K)

F = factor de ruido del receptor

En este proyecto se ha supuesto que la detección sobre el ruido es posible en todo el espacio explorado por el radar, de manera que el factor limitante será la potencia de clutter. La razón detrás de esta decisión es que la potencia de ruido es la misma independientemente de la forma de onda emitida, siempre y cuando se utilicen los mismos pulsos (duración, relación de compresión y ancho de banda) en todas las PRFs. Por ello, la optimización de la forma de onda es una decisión limitada principalmente por el clutter y el ruido no se tendrá en cuenta en la selección de la secuencia de PRFs óptima.

2.2.7. ECUACIÓN RADAR

La ecuación radar es la expresión que relaciona los parámetros de transmisión y propagación con la potencia recibida por el sistema.

$$P_r = \frac{P_t \cdot G^2 \cdot \lambda^2 \cdot \sigma}{(4\pi)^3 \cdot R^4 \cdot L} \quad (17)$$

P_t = potencia media transmitida por el transmisor

P_r = potencia recibida por el radar (W)

G = ganancia de la antena

λ = longitud de onda (m)

σ = sección cruzada radar del reflector(m²)

R = distancia al reflector (m)

L = pérdidas

Esta ecuación se utilizará para calcular la potencia del clutter y la potencia de señal ante la presencia de un blanco.

2.2.8. DIAGRAMA DE ANTENA

Como antena se ha utilizado una antena sintética con un diagrama genérico [10]. En la simulación de la antena se han utilizado las coordenadas R-A y se ha supuesto que la dirección de apuntamiento del lóbulo principal es según el eje y, por lo que ha sido necesario un cambio de coordenadas. R es el ángulo entre la dirección de apuntamiento y el eje x; mientras que A es el ángulo entre el eje -x y la dirección de apuntamiento proyectado sobre el plano XZ.

$$R = \frac{\arccos(\cos(ev) \cdot \cos(\phi))}{R_{3dB}/2}$$

$$R_{3dB} = \frac{ev_{3dB} \cdot \phi_{3dB}}{\sqrt{(\cos^2(A) \cdot \phi_{3dB}^2 + \sin^2(A) \cdot ev_{3dB}^2)}} \quad (18)$$

$$A = \arctang2\left(\frac{\sin(\phi)}{\sin(ev) \cdot \cos(\phi)}\right)$$

ev = elevación (rad)

ϕ = azimuth (rad)

ev_{3dB} = ancho a - 3 dB del lóbulo principal en elevación

ϕ_{3dB} = ancho a - 3 dB del lóbulo principal en azimuth

$\arctang2$ = operación arco tangente con signo

La síntesis de la antena se realiza por medio de las siguientes expresiones. Estas simulan la forma de los lóbulos secundarios mediante dos cosenos, uno dependiente de la coordenada R y el otro de la coordenada A. Además, se han definido 4 zonas en función de R. La primera, cuando R es pequeño, es el lóbulo principal. La segunda, para R medios, es el pedestal sobre el que está el lóbulo principal. En la tercera zona los lóbulos secundarios caen hasta un nivel en el que se mantienen constantes. El resto del diagrama constituirá la cuarta zona. Nótese que la ganancia de antena devuelta por las expresiones está en tensión y no en potencia.

$$g_s(\theta, \phi) = \begin{cases} 0 \leq R \leq R_1 & 10^{\left(\frac{g_{max}}{20}\right)} \cdot \sqrt{1 - 2 \cdot \left(\frac{R}{2}\right)^2} \\ R_1 \leq R \leq R_2 & 10^{\left(\frac{g_{max}-g_{ls}}{20}\right)} \cdot \cos\left(\pi \cdot \frac{R-R_1}{2} + \frac{\pi}{2}\right) \cdot \cos(4 \cdot A) \\ R_2 \leq R \leq R_3 & 10^{\left(\frac{g_{max}-g_{ls}}{20}\right)} \cdot \cos\left(\pi \cdot \frac{R-R_2}{2} + \frac{\pi}{2}\right) \cdot e^{-\frac{0.25}{2}(R-R_2)} \cdot \cos(4 \cdot A) \\ R_3 \leq R & 10^{\left(\frac{g_{max}-g_{ls}}{20}\right)} \cdot \cos\left(\pi \cdot \frac{R-R_2}{2} + \frac{\pi}{2}\right) \cdot e^{-\frac{0.25}{2}(R_3-R_2)} \cdot \cos(4 \cdot A) \end{cases} \quad (19)$$

$$R_1 = \sqrt{2}; \quad R_2 = R_1 \cdot (2\sqrt{2} + 1) \cdot A_{sls}; \quad R_3 = 4,25 \cdot R_2$$

En este proyecto se ha utilizado una θ_{3dB} de $4,6^\circ$ y una ϕ_{3dB} de $3,9^\circ$ para los anchos de haz; y unos valores de g_{max} (ganancia máxima), g_{ls} (ganancia de lóbulos secundarios) y A_{sls} (extensión del pedestal de lóbulos secundarios) de 35 dB, 25 dB y 1,84 respectivamente. Estos valores sintetizan un diagrama de radiación similar al de las antenas utilizadas en este tipo de radares [11].

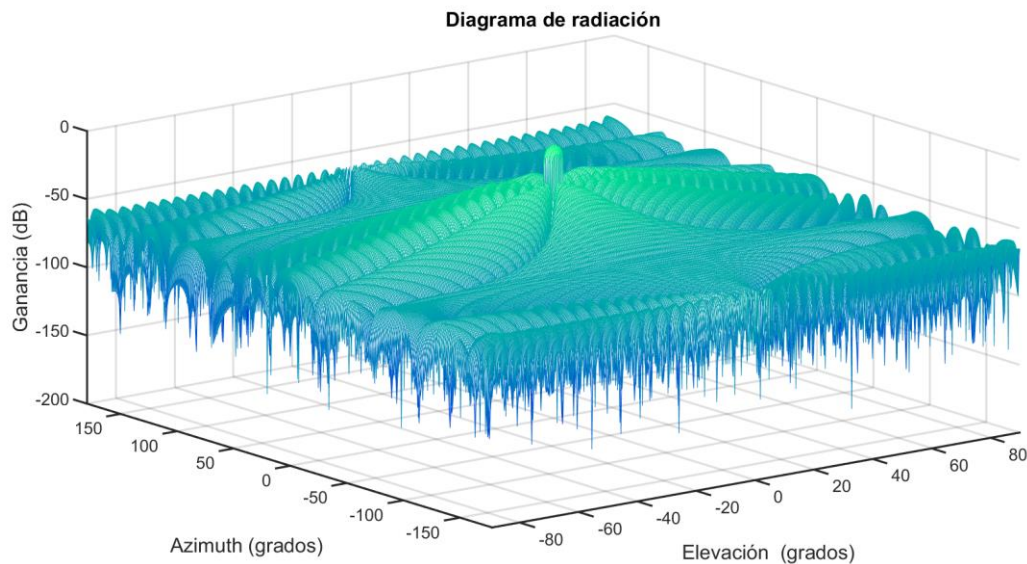


Ilustración 3: Diagrama de radiación de la antena sintética para $\theta_{3dB}=4,6^\circ$, $\phi_{3dB}=3,9^\circ$, $g_{ls}=35$ dB, $g_{ls}=25$ dB y $A_{sls}=1,84$.

2.2.8.1. ÁNGULO DE APUNTAMIENTO

Se ha tomado como sistema de coordenadas de referencia aquel cuyo eje x positivo coincide con la dirección y sentido del vuelo del avión. Al tratarse de un radar es necesario girar la antena para realizar las exploraciones. Se ha supuesto un sistema de giro de antena mecánico para el radar simulado, de manera que no es necesario cambiar la forma del diagrama de radiación en función del ángulo de apuntamiento, sino que basta con cambiar el ángulo de referencia.

La simulación se ha realizado para una posición de la antena fija. Esto se debe a que el clutter y las condiciones de propagación cambian con el ángulo de apuntamiento de la antena. Por ello, la forma de onda óptima (la secuencia de PRFs) dependerá del ángulo de apuntamiento. La forma de obtener la forma de onda óptima para varias posiciones de la antena es repetir el proceso de optimización en cada una de ellas.

El rango de apuntamientos de la antena para las que se ha optimizado la forma de onda se corresponde con los apuntamientos típicos del radar aerotransportado de morro (instalado en la parte delantera de la aeronave). Esto es, un azimuth variable en el intervalo $[-60^\circ 60]$, y una elevación fija de 1° . En el trabajo se supondrá que el apuntamiento en azimuth es de 60° porque es el apuntamiento con una mayor anchura del MLC. La elevación tiene un valor tan pequeño para evitar que el lóbulo principal incida completamente sobre el suelo, de forma que es posible detectar más lejos que el horizonte. Si el avión volase a mayor altura, la elevación podría aumentarse.

2.2.9. COORDENADAS RADAR

Debido a las limitaciones de resolución explicadas anteriormente el radar no obtiene una medida continua del espacio rango-frecuencia, sino que lo muestrea con unos periodos iguales a su resolución en cada coordenada.

2.2.9.1. COORDENADA DISTANCIA: CELDAS DE DISTANCIA

La medida de los retardos realizada por el radar se clasifica en función del número de τ al que equivalgan, pues el ancho del puso es el tiempo mínimo que debe separar a dos ecos para que sea posible diferenciarlos. Para medir los retardos se utilizan unos filtros temporales llamados celdas de distancia, cada uno de ellos con un ancho de τ segundos y un desfase de τ (el ancho del filtro) respecto al anterior. El resultado de este proceso es que el radar mide el espacio en celdas de distancia, y multiplica la resolución en distancia por el número de la celda para obtener la distancia en metros.

$$Distancia = n_{celda} \cdot \Delta r \quad (20)$$

Evidentemente, los ecos reflejados no coinciden exactamente con las ventanas temporales de las celdas de distancia. Cuando esto ocurre, la potencia del eco recibido se distribuye de manera directamente proporcional entre las celdas de distancia que lo contienen.

2.2.9.2. COORDENADA FRECUENCIA: FILTROS DOPPLER

La manera de medir el espectro de una señal consiste en el filtrado mediante un conjunto de filtros Doppler de la salida de cada celda de distancia. El radar compone el espectro en frecuencia (para cada celda de distancia) a partir de las salidas de cada filtro, sin embargo, la resolución estará limitada por el número de filtros Doppler, como se explicó en el apartado 2.2.1.8. Finalmente, el radar ordenará los espectros de frecuencia por orden de celda de distancia para obtener el mapa rango-frecuencia, mapa cuyas coordenadas son celdas de distancia y filtros Doppler.

$$f_{doppler} = n_{filtro} \cdot \Delta f \quad (21)$$

Al igual que en la medida de la distancia, en el caso de que los ecos de un blanco no coincidan con la banda de frecuencias cubierta por un solo filtro, se repartirán de forma proporcional entre los filtros que contengan a la señal recibida.

En vez de utilizar un banco de filtros Doppler por cada celda de distancia, lo que haría exponencialmente costoso obtener resolución en distancia, es posible sustituir este banco de filtros por una DFT. La DFT realiza una operación equivalente al filtrado del banco, representando la salida de cada filtro en sus diferentes puntos; por ello el número de puntos de la DFT es equivalente al número de filtros del banco Doppler al que sustituye.

2.2.10. REJILLAS

El método utilizado para la obtención del mapa de clutter no solapado ha sido la creación de una rejilla en las que se ha almacenado la potencia de clutter del entorno simulado. Esta rejilla se ha sometido a un muestreo y a una interpolación para la obtención del mapa de clutter no solapado.

2.2.10.1. REJILLA DEL SUELO

La primera rejilla se ha tomado sobre el mismo suelo. Esta rejilla contiene la potencia de cada diferencial de superficie en coordenadas polares. Se toma como origen el lugar exacto sobre el que está situado el avión. Como el objetivo de esta rejilla es contener la distribución de potencia del clutter se extiende desde un radio de cero metros hasta la distancia máxima (apartado 2.2.2); y a lo largo de los 360° de azimuth.

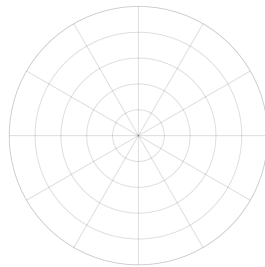


Ilustración 4: Diagrama de la rejilla del suelo

CRITERIOS DE MUESTREO

Los criterios de muestreo para la elección de las dimensiones de la rejilla aseguran que no exista submuestreo y, por consiguiente, rizado, en el mapa de clutter obtenido. En el caso de la rejilla del suelo, estos criterios se calculan respecto a la rejilla de clutter no solapado (aquella que se obtiene directamente a partir de la rejilla del suelo).

Es importante mencionar que, como el mapa de clutter-solapado (la segunda parte del simulador radar) se obtendrá a partir del mapa no solapado, ha sido necesario sobredimensionar los criterios de muestreo. Como resultado la rejilla de clutter no solapado (y con ella, la del suelo) está sobremuestreada tanto en distancia como en azimuth.

CRITERIO DE MUESTREO EN DISTANCIA

El criterio elegido para el muestreo en distancia ha sido que la longitud de cada celda de la rejilla del clutter no solapado debe ser igual o mayor a la longitud de 2 celdas de la rejilla del suelo [8].

$$\Delta r_{suelo} = \frac{\Delta r_{radar}}{2} \quad (22)$$

Para obtener la dimensión de la rejilla en distancia se ha dividido la distancia máxima entre la resolución en distancia y se redondea hacia arriba (para tener el mayor número posible de muestras).

$$n_{distancias} = \frac{Distancia_{horizonte}}{\Delta r_{suelo}} \quad (23)$$

La distancia al horizonte calculada mediante (12) es la distancia desde el avión, que vuela a una altura determinada (1000 metros en este caso (apartado 2.2.1.1)). Sin embargo, la distancia máxima que debe cubrir la rejilla del suelo es la proyección de la calculada con

(12) sobre el suelo (se ha utilizado la aproximación de tierra plana). A pesar de ello, como la distancia del horizonte es mucho mayor a la altura es posible tomar como aproximación de la proyección sobre el suelo de la distancia al horizonte a la propia distancia al horizonte.

CRITERIO DE MUESTREO EN AZIMUTH

En azimuth se han utilizado dos criterios [10] y se ha escogido el más restrictivo. El primero de ellos fue que en el azimuth cubierto por el ancho a -3 dB del lóbulo principal hubiera al menos 8 muestras. El segundo fue que el paso del azimuth permita que haya, como mínimo, dos muestras por filtro Doppler de la rejilla de clutter no solapado. Se ha escogido como resolución en azimuth la mayor entregada por los dos criterios para asegurar que haya un sobremuestreo suficiente para evitar el rizado en las rejillas posteriores.

$$\Delta\phi = \min\left(\frac{\phi_{3dB}}{8}, \arccos\left(1 - \left(\frac{\lambda}{2 \cdot v} \cdot \frac{\Delta f}{2}\right)\right)\right) \quad (24)$$

Debido al rango de frecuencias medias con las que trabaja el simulador, la condición escogida será, en la mayor parte de los casos, la primera.

POTENCIA MEDIA

Como potencia de emisión para la simulación se ha establecido una potencia normalizada. En el paso a la rejilla de clutter solapado se utilizarán factores de conversión para escalar la potencia de clutter a su valor correspondiente con los parámetros reales del radar simulado.

PROCEDIMIENTO

El procedimiento seguido para la creación de esta rejilla comienza por la creación de una matriz de dimensiones iguales al número de celdas en cada dimensión (distancia, azimuth). Tras la creación de la rejilla se utiliza un bucle para recorrerla celda por celda; este bucle calcula el área (en m^2) de cada celda para después utilizar la ecuación radar (17) para obtener la potencia de clutter reflejado por cada celda. Será necesario multiplicar el resultado de (14) por el área para obtener la sección cruzada radar de cada celda (el ángulo de incidencia es igual a la elevación con la que cada punto ve al avión), y (18) y (19) para obtener la ganancia de la antena para la posición de la celda. El bucle repite este proceso hasta que ha asignado a todas las muestras la potencia de clutter correspondiente a su celda.

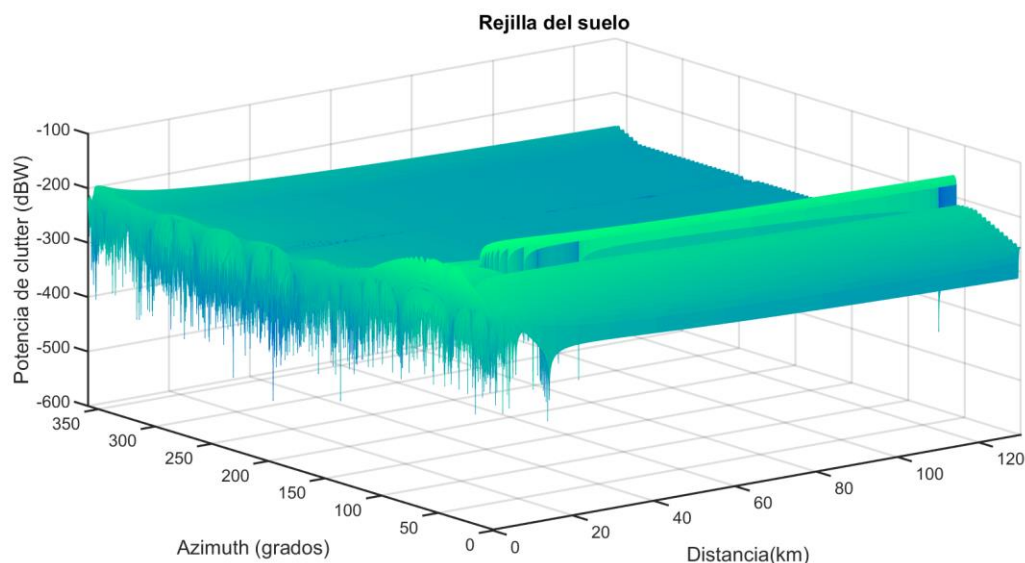


Ilustración 5: Rejilla del suelo para un apuntamiento de 60° en azimuth y -1° en elevación

2.2.10.2. REJILLA DE CLUTTER NO SOLAPADO

Esta rejilla contiene el clutter sin solapar en coordenadas radar (número de celda de distancia y número de filtro Doppler). Para su obtención ha sido necesario realizar un cambio de coordenadas respecto a la rejilla del suelo, que está en distancia (sobre el plano del suelo) y azimuth. La rejilla de clutter no solapado se obtendrá a partir de la interpolación de la rejilla del suelo.

CRITERIOS DE MUESTREO

Los criterios de muestreo seguidos para esta rejilla tienen como objetivo evitar el rizado en la rejilla de clutter solapado. Estos criterios fueron elegidos de manera empírica, teniendo en cuenta que un sobremuestreo excesivo requiere tiempos de procesado inmanejables. Los valores escogidos no eliminan por completo el rizado, pero mantienen este a un nivel aceptable a la vez que permiten tiempos de procesado razonables. Se fijado una resolución en distancia 6 veces menor a la del radar, es decir, un tamaño del pulso de 0,1667 μ s; para la resolución en frecuencia se ha establecido en 1024 el número de puntos de la DFT, es decir, un sobremuestreo con factor 8 en frecuencia.

ELECCIÓN DE LA PRF

Además, a diferencia de la rejilla del suelo, esta rejilla ya simula el funcionamiento de un radar, por lo que es necesaria (y de vital importancia) la elección de la PRF. La PRF escogida debe ser mayor que cuatro veces el desplazamiento Doppler del clutter para evitar el solapamiento. El factor 4 se debe a que, como se explicará posteriormente en esta misma sección, se va a realizar un desplazamiento del lóbulo principal al origen del eje de frecuencias. Por ello, el mapa de clutter no solapado debe tener un tamaño suficiente para evitar el solapamiento cuando todo el clutter esté en el lado positivo o negativo (cuando el lóbulo principal esté en los extremos). Como el clutter es bilateral, se extiende a lo largo de las mismas frecuencias en el eje positivo y en el negativo, por lo que si todo el clutter se concentrase en un lado del origen tendría una extensión del doble de su frecuencia máxima. Al ampliar esta restricción al otro lado del origen de coordenadas obtenemos el factor 4.

$$PRF_{rejilla\ clutter\ no\ solapado} \geq 4 \cdot f_{m\acute{a}x\ clutter} \quad (25)$$

$$f_{\text{máx clutter}} = \frac{2 \cdot v}{\lambda} \quad (26)$$

Para la velocidad de vuelo del avión (1000 km/h) la máxima frecuencia de clutter está en torno a 18 kHz, por lo que la frecuencia de muestreo se ha establecido en 37975 Hz, que es un valor que respeta la restricción impuesta por (25), además su PRI es un múltiplo entero del ancho de pulso (número entero de celdas de distancia).

PROCEDIMIENTO

El procedimiento seguido consiste en crear una nueva rejilla en coordenadas radar y recorrer (mediante un bucle) todas las muestras de la rejilla del suelo, reasignando su potencia a las correspondientes celdas radar de la nueva rejilla. En cada muestra se realiza un cambio de coordenadas de distancia-azimuth (sobre el plano del suelo), a rango-frecuencia.

CAMBIO DE COORDENADAS

Para poder obtener las coordenadas rango-frecuencia de cada muestra, es necesario obtener primero el rango y desplazamiento Doppler de la celda a la que pertenece. Se ha supuesto la aproximación de Tierra plana para el cálculo de los ángulos de incidencia.

$$R = \sqrt{D^2 + h^2} \quad (27. a)$$

$$ev = \arctg\left(\frac{h}{D}\right) \quad (27. b)$$

$$f_{\text{Doppler}} = \frac{2 \cdot v \cdot \cos(\phi) \cdot \cos(ev)}{\lambda} \quad (27. c)$$

R = rango de la celda (m)

D = distancia sobre el plano del suelo (m)

h = altura (m)

ev = elevación (rad)

ϕ = azimuth (rad)

f_{Doppler} = desplazamiento en frecuencia de cada celda (Hz)

v = velocidad de vuelo del avión ($\frac{m}{s}$)

λ = longitud de onda (m)

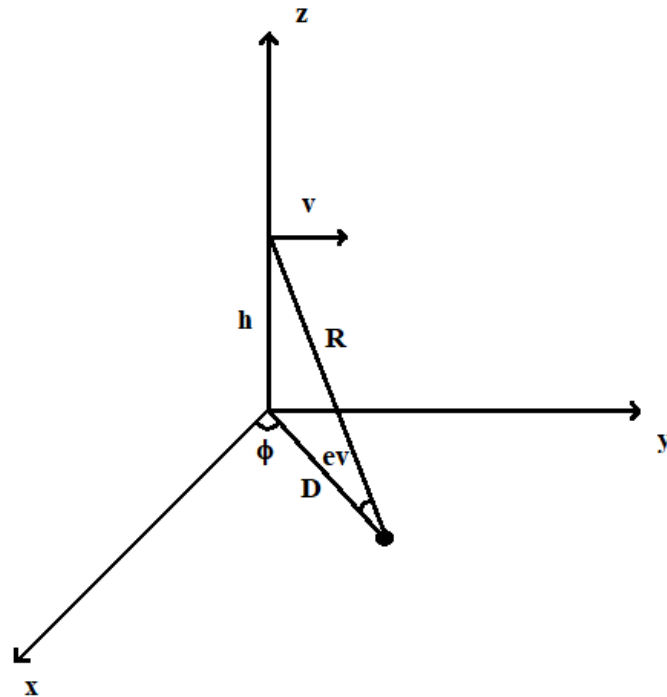


Ilustración 6: Diagrama del cambio de coordenadas realizado

Una vez se han obtenido el rango y el desplazamiento en frecuencia de la celda de cada muestra, se utilizan (20) y (21) para calcular la celda de distancia y el filtro Doppler que le corresponden.

INTERPOLACIÓN

Como era de esperar, las muestras de la rejilla del suelo no coinciden exactamente con las muestras de la rejilla de clutter no solapado. Por ello es necesario realizar una interpolación en el proceso de muestreo de la rejilla del suelo. Se realiza una interpolación lineal en la que se asigna potencia a cada muestra de la nueva rejilla de forma inversamente proporcional a la distancia que se encuentra de la muestra repartida (la de la rejilla del suelo).

Finalmente, una vez se ha obtenido la potencia de cada muestra de la rejilla de clutter no solapado, se realiza un desplazamiento en frecuencia del espectro. Este desplazamiento tiene como objetivo facilitar el procesado de señal posterior, en concreto, la implementación del cancelador de clutter. Consiste en mover el lóbulo principal al origen del eje de frecuencias, de forma que no sea necesario modificar las frecuencias que elimina el cancelador de clutter, que siempre estará centrado en la frecuencia cero. Para realizar este proceso es necesario calcular el desplazamiento en frecuencia del dentro del lóbulo principal y, a partir de este dato, utilizar (21) para obtener en qué filtros Doppler se encuentra.

$$f_{\text{lóbulo}} = \frac{2 \cdot v \cdot \cos(e_{\text{apuntamiento}}) \cdot \cos(\phi_{\text{apuntamiento}})}{\lambda} \quad (28)$$

$f_{\text{lóbulo}}$ = desplazamiento en frecuencia del centro del lóbulo principal (Hz)

v = velocidad de vuelo del avión ($\frac{m}{s}$)

$e_{\text{apuntamiento}}$ = apuntamiento de la antena en elevación (rad)

$\phi_{apuntamiento} = \text{apuntamiento de la antena en aimuth (rad)}$

$\lambda = \text{longitud de onda (m)}$

Al desplazar el clutter una frecuencia equivalente al desplazamiento Doppler del lóbulo principal se establece esta frecuencia como frecuencia de referencia. Esta transformación elimina la componente de la velocidad correspondiente al ángulo del lóbulo principal; por ello, las velocidades medidas de los blancos detectados se corresponderán con la velocidad de acercamiento o alejamiento del blanco exclusivamente, sin tener en cuenta la velocidad de vuelo del radar aerotransportado.

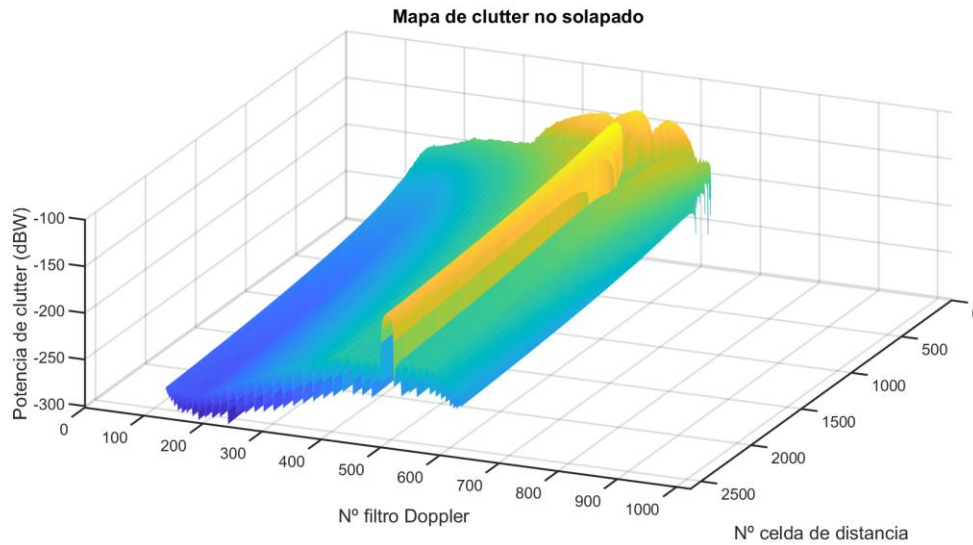


Ilustración 7: Rejilla de clutter no solapado para un apuntamiento de 60° en azimuth y -1° en elevación

2.3. SIMULADOR RADAR: MAPA DE CLUTTER SOLAPADO

Una vez obtenido el mapa de clutter no solapado se obtuvo el mapa de clutter solapado, en el que se tuvieron en cuenta los solapamientos en distancia y frecuencia.

2.3.1. DIMENSIONES DEL MAPA

Las dimensiones de la rejilla que contendrá al mapa de clutter solapado vienen dada por los parámetros del radar (apartado 2.2.1). El radar simulado emitirá un pulso de 1 μs (el pulso comprimido) y dispondrá de 128 filtros Doppler. El número de celdas de distancia se calcula dividiendo el rango no ambiguo por la resolución en distancia del radar. Las resoluciones en distancia y frecuencia se obtienen mediante las expresiones (7) y (11) respectivamente.

$$N_{celdas} = \frac{R_{no\ ambiguo}}{\Delta r} \quad (29)$$

2.3.2. AJUSTE DE LA PRF

La PRF se define de manera externa, pues es el parámetro cuyo efecto se quiere estudiar. Sin embargo, debido a que la resolución del radar está limitada a una celda de distancia de la rejilla de clutter no solapado, es necesario realizar un ajuste de la PRF para que su correspondiente PRI se corresponda con un número entero de celdas.

$$N_{celdas} = \text{round}\left(\frac{1}{\tau \cdot PRF_{sin\ ajustar}}\right) \quad (30.a)$$

$$PRF_{ajustada} = \frac{1}{\tau \cdot N_{celdas}} \quad (30.b)$$

No es necesario tener en cuenta la coordenada frecuencia para el ajuste porque el ancho de banda de cada filtro cambia con la PRF (se adapta para que el conjunto de filtros cubra la PRF).

En el método de optimización mediante algoritmos evolutivos se permitirá que el PRI no comprenda un número entero de celdas. Este hecho no influirá en la proyección del mapa de clutter no solapado al mapa de clutter solapado gracias al proceso de interpolación, que reparte la potencia entre celdas adyacentes.

2.3.3. POTENCIA MEDIA

En los cálculos se utilizará la potencia media emitida por el radar, sin embargo, esta varía con la PRF; pues al ser la potencia de pico constante, varía con el ciclo de trabajo. El ciclo de trabajo se calcula a partir de (8) y, una vez obtenido este valor, se utiliza (9) para obtener la potencia media.

2.3.4. SOLAPAMIENTO

Como se indica en su nombre, en el mapa de clutter solapado se tiene en cuenta el solapamiento. Este fenómeno (explicado en la sección 1.1.4) provoca un aumento del nivel de clutter. Para simular este efecto es necesario obtener la correspondiente posición ambigua de cada muestra del mapa de clutter no solapado.

$$r_{ambiguo} = (r \bmod R_{no\ ambiguo}) \cdot R_{no\ ambiguo} \quad (31)$$

$$f_{ambigua} = (f \bmod PRF) \cdot PRF \quad (32)$$

2.3.5. PROCEDIMIENTO

El procedimiento seguido ha sido similar al seguido para la obtención del mapa de clutter no solapado. Se recorre la rejilla de clutter no solapado y se obtienen las coordenadas ambiguas de cada muestra. Una vez hecho esto se asigna su potencia a la muestra correspondiente de la rejilla de clutter solapado, sumando su potencia a la ya correspondiente a esa celda. De esta forma se suma la potencia correspondiente a los puntos de las curvas iso-rango e iso Doppler, provocando el efecto de un aumento de la potencia del clutter. Al asignar la potencia es necesario utilizar factores de conversión para cambiar la potencia utilizada en el cálculo de la potencia mediante la ecuación radar (17), como se explicó en el apartado 2.2.10.

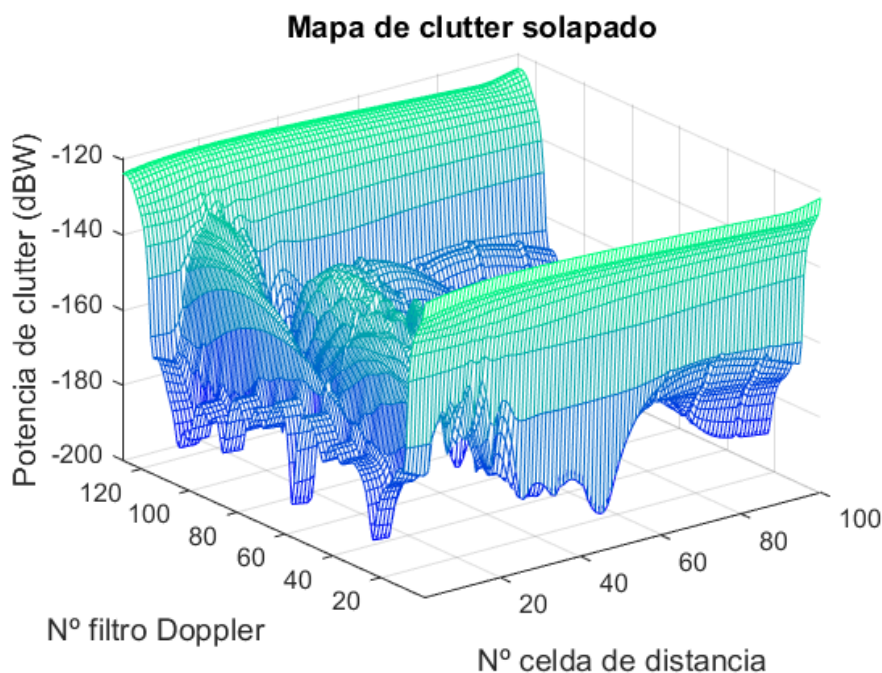


Ilustración 8: Mapa de clutter solapado para un apuntamiento de 60° de azimuth y una PRF de 10 kHz

Es importante mencionar que al haberse realizado el desplazamiento del lóbulo principal en la composición del mapa de clutter no solapado, este siempre aparecerá centrado en la primera celda de distancia.

2.4. SIMULADOR RADAR: MAPA DE VISIBILIDAD

La última parte del simulador radar se encargará de obtener las zonas del espacio distancia-frecuencia en las que la probabilidad de detección supera cierto umbral. Este mapa será el único de los obtenidos por el simulador que se utilizará posteriormente para la evaluación y optimización de la secuencia de PRFs.

2.4.1. DIMENSIONES DEL MAPA

Para facilitar el procesado y la comparación entre diferentes PRF, el mapa de visibilidad se ha definido con unas dimensiones y resolución fija independientes de la PRF (el parámetro que se desea optimizar).

2.4.1.1. VELOCIDADES

Una de las dimensiones del mapa de visibilidad será la velocidad, esta se mide a partir de la frecuencia Doppler.

$$\dot{R} = -\frac{f_{Doppler} \cdot \lambda}{2} \quad (33)$$

\dot{R} = velocidad de variación del rango respecto al blanco $\left(\frac{m}{s}\right)$

$f_{Doppler}$ = desplazamiento en frecuencia Doppler (Hz)

λ = longitud de onda (m)

La velocidad que mide un radar es la velocidad de variación de la distancia que separa al radar del blanco, por lo que se tienen en cuenta ambas velocidades, la del radar y la del blanco. Sin embargo, al haber realizado una desheterodinización del clutter, la velocidad medida será la velocidad de acercamiento o alejamiento del blanco.

Para determinar el tamaño de la rejilla que contendrá el mapa de visibilidad se ha definido un rango de velocidades que se desean medir. Este rango va desde -500 km/h (alejamiento) hasta 1500 km/h (acercamiento). Se cubre una cantidad mayor de velocidades de acercamiento porque los blancos con velocidades de acercamiento altas pueden constituir amenazas. El valor de 2500 km/h se debe a que es mayor que la velocidad alcanzada por la mayoría de aeronaves.

Respecto a la resolución en velocidad se ha tomado un valor de 3,6 km/h (1 m/s). La rejilla dispondrá de un número de muestras igual a la longitud del intervalo de velocidades entre la resolución.

2.4.1.2. DISTANCIAS

Se pretende que el dispositivo sea capaz de medir distancias considerablemente mayores al horizonte, por ello el mapa de visibilidad cubrirá mayor distancia que el mapa de clutter no solapado. Se ha fijado la distancia de cobertura en 160 km con una resolución igual a una celda de distancia (este parámetro únicamente depende del ancho del pulso, que es independiente de la PRF).

2.4.2. RCS DEL BLANCO

La potencia devuelta por un blanco depende de su sección cruzada. Por ello la optimización se ha realizado suponiendo una sección cruzada del blanco fija. Se ha escogido un valor de 1 m², que es la sección cruzada de una aeronave de tamaño reducido.

2.4.3. SINR

Para asegurar una probabilidad de falsa alarma constante en el receptor (CFAR: Constant False Alarm Rate) se emplea tecnología consistente en el promediado de las celdas (muestras) que rodean a la evaluada (en distancia-frecuencia) con el objetivo de obtener un valor para el umbral de detección dependiente del entorno de clutter, de manera que se minimicen las falsas detecciones por picos en el eco de clutter. Existen más técnicas capaces de establecer una probabilidad de falsa alarma constante, sin embargo, en este trabajo se supone el uso de la descrita anteriormente, denominada CA-CFAR (CA-CFAR: Cell Averaging-Constant False Alarm Rate).

El radar considerará visible un punto cuya probabilidad de detección sea igual o mayor a 0,5, este valor es la probabilidad de detección por exploración. El número de celdas promediadas en el sistema será de 32 y la probabilidad de falsa alarma se desea fijar en un valor de 10⁻⁴, un valor típico equivalente a unas 6 falsas por vuelta. El valor de falsa alarma viene condicionado por los algoritmos de seguimiento de blancos del radar. A partir de estos datos es posible obtener la relación señal a ruido interferencia necesaria para la detección [12]. Las siguientes expresiones, que serán las utilizadas en el trabajo, corresponden a un blanco de tipo Swerling 1 (sección cruzada radar fluctuante entre intervalos coherentes con distribución exponencial de media σ).

$$P_D = \left(1 + \frac{\alpha}{1 + SINR}\right)^{-N} \quad (34. a)$$

$$P_{FA} = P_D|_{SINR=0} = (1 + \alpha)^{-N} \quad (34. b)$$

P_D = probabilidad de detección

α = constante que regula el nivel del umbral

N = número de celdas promediadas

P_{FA} = probabilidad de falsa alarma

Como se justificó en la sección 2.2.6, el efecto del ruido se desprecia en la optimización de la forma de onda, por ello la relación SINR requerida para la detección será relación señal a clutter.

2.4.4. ECLIPSADO

El eclipsado es el fenómeno provocado por el bloqueo del receptor durante la transmisión de un pulso. Este fenómeno crea una zona ciega que se extiende a lo largo de la distancia recorrida durante el tiempo de emisión de un pulso. El pulso emitido (sin comprimir) tiene una duración de 8 μ s (apartado 2.2.1).

$$r_{eclipsado} = \tau_{no\ comprimido} \cdot c \quad (35)$$

Existe una zona ciega debida al eclipsado por cada pulso emitido, por lo que esta se repetirá cada rango no ambiguo.

2.4.5. CANCELADOR DE CLUTTER

El cancelador de clutter se introdujo en el apartado 1.1.2, como ya se explicó, su efecto es el de la aparición de una zona ciega con un ancho igual al del lóbulo principal. Para calcular el conjunto de puntos cegados por el cancelador de clutter primero se utiliza (28) para calcular la frecuencia Doppler en torno a la que está centrado.

El semiancho en frecuencia del lóbulo principal es el desplazamiento en frecuencia producido por un desplazamiento en azimuth igual al semiancho del haz principal respecto al centro del haz principal. Este cálculo se realiza para la coordenada azimuth porque la extensión en frecuencia del ancho de haz que impacta en el suelo es mayor en azimuth que en elevación. El ancho del lóbulo principal es asimétrico, por lo que se realiza el cálculo de los semihaces por separado.

$$f_{sh\ sup} = \frac{2 \cdot v \cdot \cos(\phi_{apuntamiento} - BW_{unilateral}) \cdot \cos(e_{apuntamiento})}{\lambda} - f_{lóbulo} \quad (36.a)$$

$$f_{sh\ inf} = f_{lóbulo} - \frac{2 \cdot v \cdot \cos(\phi_{apuntamiento} + BW_{unilateral}) \cdot \cos(e_{apuntamiento})}{\lambda} \quad (36.b)$$

$f_{sh\ sup}$ = extensión en frecuencia del semihaz superior

$f_{sh\ inf}$ = extensión en frecuencia del semihaz inferior

v = velocidad de vuelo del avión ($\frac{m}{s}$)

$\phi_{apuntamiento}$ = ángulo de apuntamiento de la antena en azimuth (rad)

$BW_{unilateral}$ = ángulo del primer nulo del haz principal en azimuth (rad)

$e_{apuntamiento}$ = ángulo de apuntamiento de la antena en elevación (rad)

$f_{lóbulo}$ = desplazamiento en frecuencia del centro del lóbulo principal (Hz)

Los semihaces de la zona ciega se desplegarán en torno a cero (posición en la que se sitúa el lóbulo principal por la desheterodinización del clutter) y, por consiguiente, en torno a los múltiplos de la PRF.

2.4.6. PROCEDIMIENTO

Tras la creación de una rejilla con un tamaño acorde a las resoluciones deseadas se utiliza (35) para calcular la extensión de la zona ciega debida al eclipsado. También se calcularán las dimensiones de la zona ciega debida al cancelador de clutter mediante (36. a) y (36. b).

Una vez realizados los cálculos previos se procede a la asignación de valores a las celdas de la rejilla. La rejilla podrá contener dos valores diferentes para la visibilidad, “1” representará visible (la probabilidad de detección en ese punto es mayor a 0,5) y “0” representará las zonas ciegas. Para rellenar la rejilla se recorre esta muestra por muestra, en cada muestra se realiza una conversión de velocidad a frecuencia Doppler mediante (33) y de frecuencia Doppler a filtros Doppler (con ambigüedad) utilizando (32) y (21). En distancia simplemente se obtiene el correspondiente ambiguo usando (31) y se convierte a celdas de distancia a través de (20). Estas serán las coordenadas de la muestra en el mapa de clutter solapado, mapa que contiene la potencia de clutter recibida por el radar.

Para obtener la relación señal a clutter es necesario calcular la potencia devuelta por un blanco. Para ello se ha utilizado (17) con la máxima ganancia de la antena (el blanco se encuentra dentro del haz principal).

Antes de obtener la relación señal a clutter de cada punto se procede a la eliminación de las zonas ciegas debidas al eclipsado y al cancelador de clutter. Una vez se ha asignado un valor “0” a las muestras correspondientes a estas zonas, se calcula la relación señal a clutter (el clutter solapado) para cada punto. Si esta relación supera el valor de la SINR fijado por el CA-CFAR se considera que existe visibilidad en la celda evaluada y se le asigna un valor “1”.

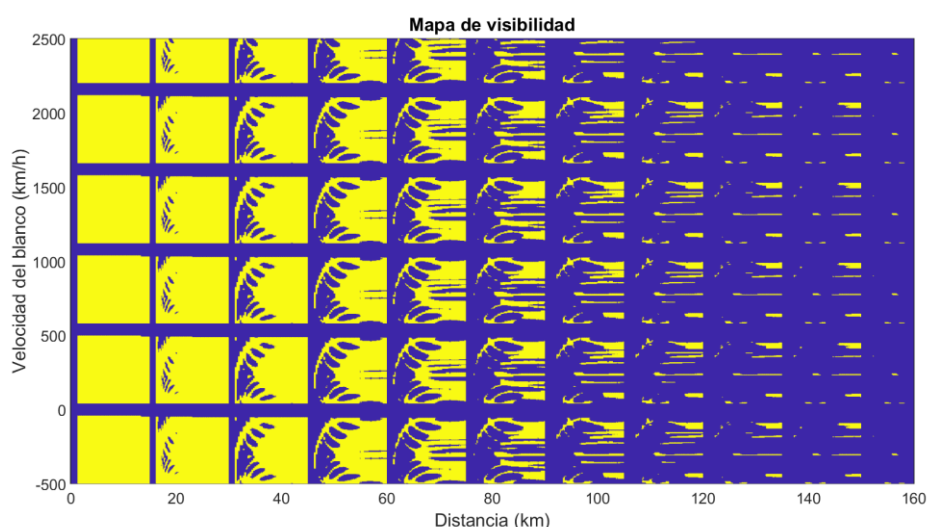


Ilustración 9: Mapa de visibilidad para un apuntamiento de 60° en azimuth y una PRF de 10 kHz.

2.4.7. SIMULACIÓN DE UNA SECUENCIA DE PRFS

Se considera que se ha detectado un blanco cuando este ha sido detectado en suficientes PRFs para que sea posible resolver su ambigüedad, es decir, que se cumplan (5) y (6). Esto sucederá cuando M de las N PRF de la secuencia detecten a la vez. Por ello, el mapa de visibilidad de una secuencia de PRFs se obtiene superponiendo los mapas de visibilidad de cada una de las PRFs que forman la secuencia (ajustando estas PRFs si fuera necesario), y marcando como visibles las muestras que sean visibles en M de las N PRFs. Este proceso es realizable gracias al establecimiento de una rejilla fija (independiente de la PRF) para todos mapas de visibilidad.

2.4.7.1. DURACIÓN DE LA SECUENCIA

Además de calcular el porcentaje de visibilidad de la secuencia de PRFs, el simulador también calcula el tiempo de barrido del radar, es decir, el tiempo que tarda el radar en escanear todo el campo de visión, que en el caso particular del proyecto serán 120° (desde -60° a 60° en azimuth con la elevación fija). Este tiempo, se calcula multiplicando el tiempo que tarda en emitirse una secuencia por el número de secuencias necesarias para cubrir todo el campo de visión, esto es, el campo de visión dividido por el ancho del haz a -3 dB.

$$t_{total} = t_{secuencia} \cdot \frac{|\phi_{m\acute{a}x} - \phi_{m\acute{i}n}|}{\phi_{3dB}} \quad (37)$$

El tiempo necesario para emitir una secuencia es fundamental para la evaluación del radar. Pues marca cuanto tiempo debe estar un punto dentro del haz principal de la antena (en el caso de que el giro sea mecánico) o cuánto tiempo debe estar fijo en una posición el haz principal (en el caso de que el giro sea electrónico), es decir, este tiempo es el tiempo sobre el blanco de acuerdo con la segunda condición explicada en el apartado 2.2.5. Un menor tiempo de emisión de la secuencia permite realizar una mayor cantidad de exploraciones (reduce el tiempo que se tarda en realizar una exploración completa), por lo que la probabilidad de no detección total disminuye considerablemente, pues disminuye de forma exponencial con cada exploración.

Para el cálculo del tiempo de emisión de la secuencia es necesario comprender la forma en la que se emite una secuencia de PRFs. Cada PRF deberá ser emitida un tiempo suficiente para que llegue un número de pulsos igual al número de filtros de la DFT. Sin embargo, la señal recibida debe ser estable, por lo que es necesario esperar un tiempo, denominado “tiempo transitorio”, para que los pulsos puedan alcanzar el límite del alcance del radar y regresar, de forma que los ecos recibidos sean estables. Este tiempo, que es igual para todas las PRFs, debe transcurrir antes de comenzar la recepción de cada PRF, por lo que una secuencia de N PRFs tendrá N tiempos transitorios. A estos se les sumará el tiempo que tarda el radar en recibir un número de pulsos igual al número de filtros de la DFT. El tiempo que tarda un radar en recibir un nuevo pulso tras emitir es el PRI (si no estamos en el tiempo transitorio), por lo que el tiempo necesario para recibir x pulsos será x veces el PRI.

$$t_{trans} = \frac{D_{m\acute{a}x}}{c/2} \quad (38)$$

$$t_i = N \cdot PRI_i + t_{trans} \quad (39)$$

$$t_{secuencia} = \sum_{i=1}^N t_i \quad (40)$$

t_{trans} = tiempo transitorio (s)

$D_{m\acute{a}x}$ = distancia máxima de cobertura (m)

t_i = tiempo necesario para emitir la PRF i (s)

$t_{secuencia}$ = tiempo necesario para emitir la secuencia completa (s)

Como ya se explicó en el apartado 2.2.5, el tiempo que se tarde en emitir la secuencia será el tiempo sobre el blanco, por lo que su reducción implica una reducción del tiempo de exploración.

3. OPTIMIZACIÓN

El proceso de optimización de la secuencia trata de encontrar la secuencia óptima de PRFs para el radar. Debido a la gran cantidad de secuencias diferentes posibles, el método por fuerza bruta no es viable. Por ello, históricamente se han propuesto métodos capaces de encontrar secuencias presumiblemente óptimas. Más recientemente, con la llegada de la inteligencia artificial, ha sido posible implementar esta en la selección de PRFs mediante un algoritmo evolutivo. En los sucesivos apartados se presentarán diferentes métodos de diseño de secuencias de PRFs y se compararán los resultados proporcionados por estos.

La selección de frecuencias es un proceso que se basa en el análisis del entorno de clutter, entorno que cambia con el ángulo de apuntamiento. Por ello, debido a que no es posible obtener una secuencia óptima para cada ángulo de apuntamiento diferente, se debe escoger un ángulo de apuntamiento fijo para la selección de la secuencia (aunque luego se utilice la secuencia con ángulos de apuntamiento diferentes). El ángulo escogido es 60° en azimuth (el apuntamiento en elevación no varía), ya que es el ángulo de apuntamiento máximo de apuntamiento del haz principal de la antena y, por ello, es el ángulo de apuntamiento con la mayor anchura del MLC y con la mayor potencia de clutter. Por todo esto, el ángulo de apuntamiento de 60° representa el caso peor, por lo que los resultados obtenidos en este entorno de simulación serán más robustos y nos darán las prestaciones mínimas de la secuencia optimizada. Por estas razones, todas las simulaciones necesarias para la optimización se han realizado con un apuntamiento de 60° en azimuth.

3.1. MÉTODOS DE SELECCIÓN DE PRFS CLÁSICOS

Los métodos de PRFs clásicos fueron los primeros métodos de PRFs utilizados para el diseño de secuencias. Se trata de métodos empíricos que tratan de eliminar las zonas ciegas, centrándose principalmente en las debidas al MLC, mediante el análisis de la posición de estas en cada PRF y mediante un desplazamiento de las PRFs consecuente que permita eliminar la mayor parte de las zonas ciegas.

3.1.1. MAYOR MINOR

El método mayor minor es uno de los primeros métodos utilizados para la selección de secuencias de PRFs. Este método parte de una primera PRF (menor a las demás a pesar de su nombre), la primera PRF mayor; esta PRF cumple las condiciones de ciclo de trabajo (supuesto que emite a potencia constante) para detectar el blanco deseado. Las siguientes PRF son mayores y evitan el eclipsado.

Este método divide las nueve PRFs que conforman su secuencia en conjuntos de tres PRFs que detectan de manera autónoma.

3.1.1.1. ESTRUCTURA DE LA SECUENCIA: DIVISIÓN EN CONJUNTOS DE PRFS

La secuencia de PRFs se dividirá en conjuntos de 3 PRFs, una mayor y dos menores. Cada conjunto actúa de manera independiente a los demás y con que un solo conjunto de PRFs detecte un blanco es suficiente para la decodificación. Ahora bien, para que se considere que un conjunto detecta un blanco es necesario que ese blanco sea visible en las tres PRFs del conjunto.

Dentro de cada conjunto, se utiliza la PRF mayor para proporcionar la mayor visibilidad posible en frecuencia, mientras que las menores se utilizan para la decodificación en distancia. Las PRFs menores, aunque reciben este nombre, no son menores a su

correspondiente PRF mayor, sino que al contrario. Esta denominación se debe a la jerarquía que siguen las PRFs en el proceso de selección.

3.1.1.2. SELECCIÓN DE PRFS

El proceso de selección de PRFs del método mayor menor cambiará para el primer conjunto de PRFs, por ser este el primero y no poder ser obtenido a partir de la realización de cambios en las PRFs previamente escogidas, que es como se escogen el resto de conjuntos de PRFs de la secuencia.

SELECCIÓN DEL PRIMER CONJUNTO

PRF MAYOR

La primera PRF fijada es la mayor, a partir de ella se obtendrán las menores. Como el método mayor menor (al igual que el M-N) se basa en despejar el máximo número de zonas ciegas mediante el desplazamiento de estas cambiando la PRF, es necesario fijar la primera PRF para obtener las demás desplazándolas respecto a la primera. Sin embargo, la selección de la primera PRF no viene fijada por ningún criterio, pues el método ha sido pensado para no dejar zonas ciegas independientemente de la PRF. Por ello, la selección de la primera PRF mayor se realiza de manera arbitraria. En este caso se ha optado por una PRF de 10 kHz porque es lo suficientemente baja para que ninguna PRF supere el ciclo de trabajo máximo permitido por el transmisor.

$$N_{a1} = \text{round}\left(\frac{1}{d_u}\right) \quad (41.a)$$

$$PRF_{a1} = \frac{1}{\tau \cdot N_{a1}} \quad (41.b)$$

N_{a1} = número de celdas de distancia que ocupa el rango no ambiguo de la PRF_{a1}

d_u = ciclo de trabajo escogido para la primera mayor

τ = duración del pulso comprimido (s)

PRF_{a1} = PRF mayor del primer conjunto (Hz)

El ciclo de trabajo de la primera PRF se escogerá de forma que satisfaga la condición de detección sobre el ruido (apartado 2.2.6). Al ser los desplazamientos de las sucesivas PRF ascendientes en frecuencia, los ciclos de trabajo de estas serán mayores respecto al de la primera. Por lo que la potencia media emitida será mayor, pues la potencia de pico es constante para todas las PRFs, y se cumplirá la condición de detección sobre el ruido. Como en este caso la condición de detección sobre el ruido no se considera, la limitación de acuerdo con la cual se escoge la primera PRF atenderá a otros criterios. En el caso de PRFs medias, PRIs por encima de 150 μ s (PRFs superiores a 6666,67 kHz) dificultan mucho los procesos de procesamiento posteriores a la decodificación debido a su poca resolución en frecuencia. Por ello se ha escogido como ciclo de trabajo para la primera PRF el correspondiente a un PRI de 150 μ s.

PRFS MENORES

La selección de las PRFs menores parte de la mayor y se basa en el desplazamiento de un determinado número entero de celdas de distancia del rango no ambiguo. El desplazamiento en celdas de distancia debe ser de como mínimo dos celdas de distancia. Esto se debe a que el blanco puede estar situado en dos celdas a la vez y por lo tanto aparecer en ambas.

$$N_{a2} = N_{a1} - \Delta N \quad (42. a)$$

$$N_{a3} = N_{a2} - \Delta N \quad (42. b)$$

N_{a1} = número de celdas de distancia que ocupa el rango no ambiguo de la PRF_{a1}

N_{a2} = número de celdas de distancia que ocupa el rango no ambiguo de la PRF_{a2}

N_{a3} = número de celdas de distancia que ocupa el rango no ambiguo de la PRF_{a3}

ΔN = separación en celdas de distancia entre las diferentes PRF menores

SELECCIÓN DEL RESTO DE CONJUNTOS

PRF MAYOR

Las PRFs mayores del resto de conjuntos se escogen con el objetivo de desplazar la posición del lóbulo principal una cantidad igual a su ancho, de forma que, si el cancelador de clutter bloquea la visibilidad de una zona en un conjunto, esa zona será visible en el siguiente conjunto. Esto se consigue seleccionando las PRFs mayores con una separación entre ellas aproximadamente igual al ancho del lóbulo principal. El ancho del lóbulo principal se obtiene de la suma de los valores absolutos de sus semihaces (36).

$$\Delta f_{lóbulo} = |f_{sh\ inf}| + |f_{sh\ sup}| \quad (43. a)$$

$$PRF_{b1}' = (PRF_{a1} + \Delta f_{lóbulo\ principal}) \quad (43. b)$$

$\Delta f_{lóbulo}$ = ancho en frecuencia ocupado por el lóbulo principal (Hz)

$f_{sh\ sup}$ = extensión en frecuencia del semihaz superior

$f_{sh\ inf}$ = extensión en frecuencia del semihaz inferior

PRF_{a1} = PRF mayor del primer conjunto

PRF_{b1}' = PRF mayor del segundo conjunto no ajustada

Para ajustar la PRF se realiza un ajuste similar al de (30), con la única diferencia de que, en vez de redondear al entero más cercano, se redondea siempre al entero inferior. La razón por la que el número de celdas de distancia se redondea al entero inferior es que, al ser el PRI y la PRF inversas, de esta forma se asegura que la PRF ajustada es igual o superior a la anterior PRF mayor más la anchura del lóbulo principal, por lo que no habrá solapamiento entre los lóbulos de diferentes conjuntos de PRFs.

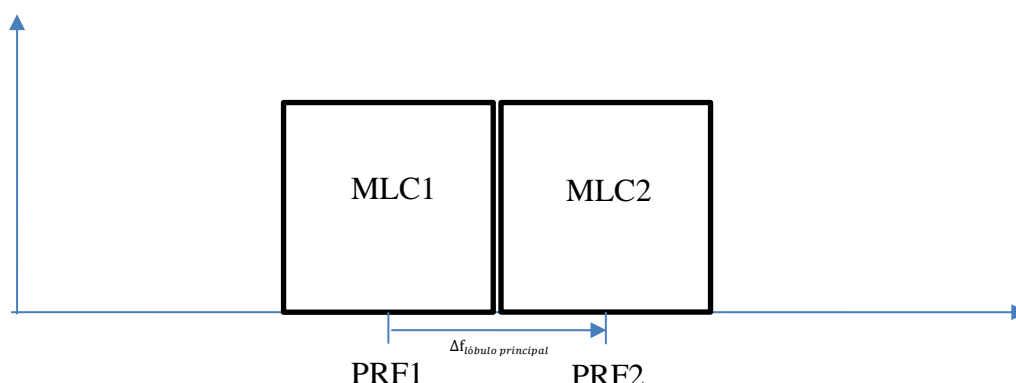


Ilustración 10: Desplazamiento en frecuencia entre PRFs mayores

PRFS MENORES

La elección de las PRFs menores se realiza de la misma manera que en el primer conjunto, es decir, aplicando (39) a su correspondiente PRF mayor.

3.1.1.3. DECODIFICACIÓN

Aunque el número de conjuntos utilizados influye en la capacidad de detección, cada conjunto debe ser capaz de decodificar por sí solo, por lo que el número de estos no influye en el proceso de decodificación.

Para asegurar la capacidad de decodificación se debe comprobar que cada grupo de tres PRFs cumple (5) y (6). Estas condiciones suelen cumplirse si se realizan desplazamientos relativamente pequeños entre las frecuencias (pequeños en comparación con la magnitud de la frecuencia).

3.1.1.4. SIMULACIÓN

Debido a que las secuencias elegidas mediante el método mayor menor detectan de forma diferente al de una secuencia M-N genérica, será necesario realizar unos pequeños cambios a la hora de simularlas.

Para simular la visibilidad de una secuencia de PRFs escogida mediante el método mayor menor se empleará el simulador radar para los conjuntos de tres PRFs por separado y se superpondrá el resultado, pues es suficiente la detección de un solo conjunto para poder decodificar el blanco. El simulador analiza cada conjunto de PRFs como si se tratase de una secuencia de $N=3$ PRFs en la que se requiere que $M=3$ PRF detecten a un blanco para su decodificación, es decir, todas la PRF del conjunto deben detectar al blanco.

3.1.1.5. RESULTADOS

El resultado obtenido de la aplicación del método mayor menor es la secuencia de 9 PRFs mostrada en la siguiente tabla.

Mayor Menor	
Secuencia de PRIs (μs)	150 148 146 121 119 117 101 99 97

Visibilidad total (%)	43,6485
Visibilidad a partir de 60 km (%)	10,0610
Visibilidad hasta 60 km (%)	83,2449
Tiempo de barrido (s)	4,6567

Tabla 1: Prestaciones de la secuencia obtenida mediante el método mayor minor

Cada subconjunto de PRFs aparece separado por “|”. El mapa de visibilidad de la secuencia se muestra en la Ilustración 11 junto con los mapas de visibilidad de cada subconjunto.

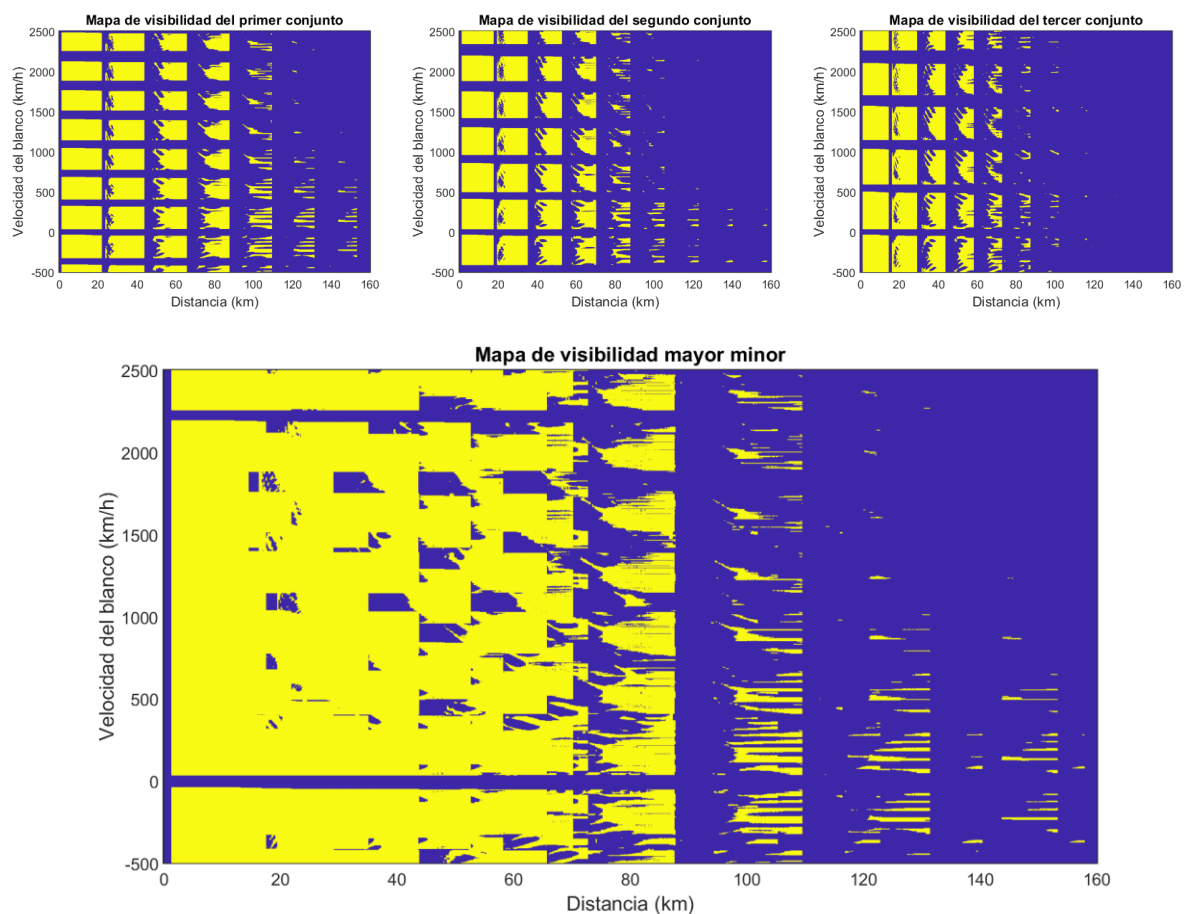


Ilustración 11: Mapas de visibilidad de los tres conjuntos y de la secuencia completa para un desplazamiento en celdas de las PRF menores de 2 y una primera PRF mayor de 6666,67 kHz.

En las imágenes anteriores puede observarse que el método mayor minor tiene dificultades con la eliminación del lóbulo principal. Esto se pone de manifiesto por la aparición de zonas ciegas a distancias cortas, que mayormente no serán debidas al rizado, sino al eclipsado y al cancelador de clutter. Además, existe una zona ciega para las velocidades en torno a 2250 km/h que abarca todo el eje de distancia, por lo que es debida a que al desplazar el MLC con la PRF, se producen solapamientos. Esta zona ciega puede intentarse eliminar mediante la selección de una primera PRF mayor más alta, de forma que el solapamiento entre las zonas ciegas situadas en los múltiplos del lóbulo principal no se produzca hasta una frecuencia

mayor. Sin embargo, aumentar la primera PRF y, con ella, todas las demás producirá unas pérdidas importantes en el alcance de la visibilidad en distancia. Esto se produce porque el solapamiento en distancia del clutter, debido al gran número de veces que se produce, produce un gran aumento de la potencia de clutter. Es cierto que en cuanto menor es la PRF, mayor es el solapamiento en frecuencia. Sin embargo, en el rango de PRFs medias, el número de solapamientos en distancia es considerablemente mayor que el de solapamientos en frecuencia, por lo que es beneficioso bajar la PRF para detectar a grandes distancias.

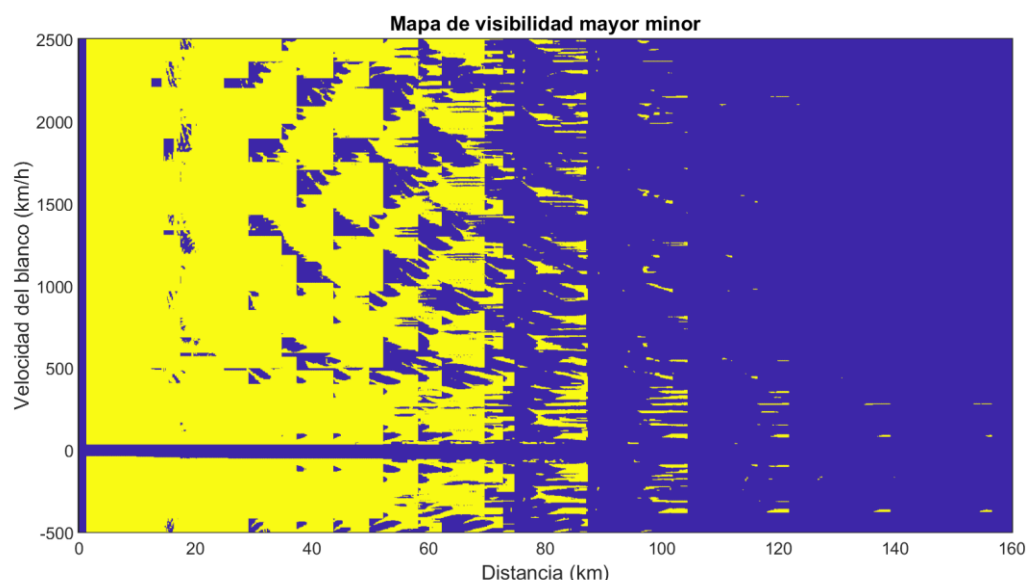


Ilustración 12: Mapa de visibilidad de la secuencia mayor menor con una primera PRF Mayor de 8,3333 KHz.

3.1.2. M-N

El método M-N es un método posterior al mayor menor que soluciona algunos de los problemas de este último [3].

3.1.2.1. SELECCIÓN

El objetivo del método de selección de PRFs M-N es que siempre se obtengan detecciones en N de las M prfs. En este método las PRFs no se dividirán en subconjuntos independientes, es decir, con que tres PRFs cualesquiera detecten de manera simultánea será suficiente para la decodificación del blanco.

La selección de las PRFs se basa principalmente en el desplazamiento del lóbulo principal. Sin embargo, a diferencia del desplazamiento realizado en las PRFs mayores del método mayor menor, en el método M-N se desplaza el MLC únicamente una fracción de su ancho. De esta manera, se reduce el rango de frecuencias ocupado por la secuencia, pues de lo contrario, para ángulos de apuntamiento grandes las PRFs resultantes del desplazamiento se saldrían del rango de PRFs utilizable (limitado por el ciclo de trabajo).

El factor de desplazamiento del lóbulo principal es variable y debe ser suficiente para que al menos M de las N PRFs estén libres de zonas ciegas en cada frecuencia. Este criterio únicamente tiene en cuenta la zona ciega provocada por el cancelador de clutter, por lo que, como se verá en su simulación, las zonas ciegas debidas al eclipsado y al clutter de lóbulos secundarios provocan una bajada de las prestaciones.

$$\Delta f = \frac{\Delta f_{\text{lóbulo}}}{X} \quad (44. a)$$

$$PRF_{i+1} = PRF_i - \Delta f \quad (44.b)$$

Es evidente que, al igual que sucedía en el método mayor menor, el desplazamiento en frecuencia varía con el ángulo de apuntamiento. Por ello la selección de PRFs debe hacerse para un ángulo de apuntamiento concreto, que será, como se explicó en el apartado 2.2.8.1, de 60° (el caso peor).

Al ser el desplazamiento del lóbulo principal descendiente en frecuencia, el criterio utilizado para la selección de la primera PRF es que la última de la secuencia, es decir, la menor, cumpla los criterios utilizados para escoger la primera PRF mayor en el método mayor menor (PRF mayor).

3.1.2.2. DECODIFICACIÓN

La decodificación en secuencias del tipo M-N se realiza independientemente de que PRFs detecten, es decir, mientras exista visibilidad en M de las N PRFs es posible decodificar. Por ello, se debe escoger la secuencia de PRFs de forma que cada posible combinación de M PRFs cumpla (5) y (6).

Para este propósito, se revisa que cada permutación de 3 PRFs de la secuencia cumpla las condiciones de decodificación y, en el caso de no hacerlo, se escogería la PRF inmediatamente superior que si lo cumpla.

3.1.2.3. SIMULACIÓN

El simulador radar se ha diseñado para simular secuencias del tipo M-N, por lo que no será necesario realizar cambios adicionales como en la simulación del método mayor menor.

3.1.2.4. RESULTADOS

M-N	
Secuencia de PRIs (μs)	107 112 117 122 128 135 142 150
Visibilidad total (%)	52,8448
Visibilidad a partir de 60 km (%)	29,2410
Visibilidad hasta 60 km (%)	92,4313
Tiempo de barrido (s)	4,2839

Tabla 2: Prestaciones de la secuencia obtenida mediante el método M-N.

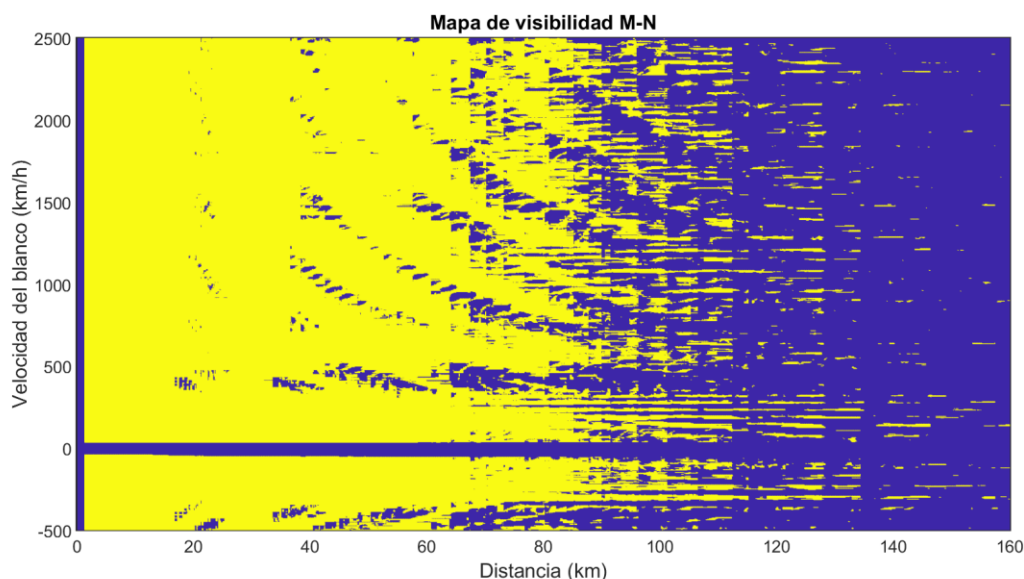


Ilustración 13: Mapa de visibilidad de la secuencia M-N para una primera PRF de 9,3458 kHz.

Se puede observar que el método M-N ha mejorado mucho el desempeño de la secuencia respecto al mayor menor. No solo ha sido capaz de eliminar la zona ciega en torno a 2250 km/h sin aumentar las PRFs utilizadas y, por lo tanto, perder alcance, sino que además ha reducido el tamaño de las zonas ciegas situadas en distancias cortas. También ha aumentado ligeramente la visibilidad a distancias largas.

El principal problema que tiene esta secuencia es que su visibilidad a grandes distancias no es lo suficientemente buena para un modo de exploración, y su tiempo de barrido es demasiado elevado para un modo de corto alcance.

3.2. MÉTODO DE SELECCIÓN MEDIANTE UN ALGORITMO EVOLUTIVO

3.2.1. INTRODUCCIÓN

Los algoritmos evolutivos son una herramienta de optimización muy potente y relativamente fácil de realizar. Se basan en la búsqueda exhaustiva de una solución óptima a través de procesos de selección, mutación y cruce. Permiten obtener resultados similares a búsquedas por fuerza bruta para tiempos de procesamiento ampliamente menores.

En los trabajos de Philip G. Davies y E. J. Hughes [5], se presentó la posibilidad de utilizar un algoritmo evolutivo para la selección de secuencias de PRFs óptimas. Los resultados obtenidos mediante este método superaban notablemente a los obtenidos mediante métodos tradicionales.

3.2.2. FUNCIONAMIENTO

3.2.2.1. ALGORITMO GENÉRICO

Los algoritmos genéticos se basan en la evolución de un conjunto de individuos o población, cada individuo representa una posible solución al problema que se desea optimizar. Los individuos son representados por cromosomas, un conjunto de valores numéricos o genes que constituyen la posible solución al problema.

Primero se crea la primera generación de la población. Esto se suele realizar de forma aleatoria o arbitraria (es posible incluso crear una población con todos los individuos iguales).

Una vez creada la primera generación se evalúa el desempeño de cada individuo y se escoge a los mejores. La evaluación de un individuo se realiza mediante una función, denominada función de fitness, que debe indicar de manera numérica la “calidad” de cada individuo atendiendo a los criterios de optimización. Esta función es de vital importancia para el correcto funcionamiento del algoritmo, pues es la que determina qué parámetros deben ser optimizados y hacia que tipo de solución convergerá el algoritmo.

Tras seleccionar los mejores individuos de cada generación se realizan procesos de cruce y mutación para obtener la siguiente generación de individuos. Normalmente se establece una probabilidad de cruce entre individuos que aumenta con el valor de la fusión de fitness, es decir, los individuos más “aptos”, al tener mayor probabilidad de cruce, darán lugar a un mayor número de individuos de la segunda generación (tendrán un mayor número de descendientes). Cuando termina el proceso de cruce ya se dispone de una nueva generación resultante del cruce entre individuos de la generación anterior. Sin embargo, antes de evaluar a esta nueva generación, se la somete a un proceso de mutación aleatorio. La mutación de un individuo resulta en variaciones aleatorias en su cromosoma que tienen como objetivo dar lugar a un individuo con características independientes de las de sus progenitores. La probabilidad de mutación suele ajustarse para que afecte solo a un porcentaje de los individuos.

Finalmente, se produce la selección de los mejores individuos de la segunda generación y se repite el proceso durante un número determinado de generaciones o hasta que la función de fitness de un individuo supera cierto valor.

3.2.2.2. ALGORITMO DE SELECCIÓN DE PRFS

El algoritmo utilizado en el proyecto está basado en el artículo de C. M. Alabaster y E. J. Hughes [2]. El algoritmo utilizado presenta ciertos cambios respecto a la estructura descrita en el apartado previo. Aunque se mantiene la esencia de un algoritmo genérico (selección, cruce, mutación), el manejo de los individuos de cada generación es ligeramente diferente.

El proceso evolutivo, en lugar de obtener 50 nuevos individuos a partir de los procesos de cruce y mutación y olvidar a sus progenitores, mantiene a los 50 progenitores y los somete al mismo proceso de evaluación que a la nueva generación. De esta manera se mantiene la calidad de las generaciones y, si un progenitor tiene un desempeño mejor que su descendiente, se mantiene al progenitor para las generaciones futuras. Debido al alto coste computacional de la evaluación de cada individuo, las puntuaciones de los progenitores se almacenan y solo es necesario evaluar a los 50 descendientes para completar el proceso de selección.

3.2.3. ESTRUCTURA DEL CROMOSOMA

Cada cromosoma del algoritmo debe representar una posible secuencia de N PRFs. Para ello se ha optado por utilizar como genes números decimales pertenecientes al intervalo (0,1). Estos números decimales deben indicar la posición de la PRF que representan dentro del conjunto total de PRFs disponibles. Sin embargo, debido al carácter real de las PRFs, se ha optado por que el cromosoma represente un conjunto de PRIs; cada PRI será un número entero.

3.2.3.1. VISIBILIDAD DENTRO DE CADA CELDA, RANGO DE PRFS

El rango de PRFs disponibles viene determinado por tres factores. Primero, la máxima PRF utilizable debe tener un ciclo de trabajo (para una duración del pulso emitido fija) menor que el máximo permitido por el transmisor, que en este caso se ha fijado en un 20%. Segundo, la

mínima PRF utilizable debe separar las zonas ciegas debidas a MLC una frecuencia determinada. Esta separación se ha fijado en el doble de la anchura del cancelador de clutter [13], es decir, en 3 kHz. Tercero, la precisión en la medida de la distancia determina el incremento mínimo entre las sucesivas PRFs y, por lo tanto, el número de PRFs utilizables. Esto ocurre porque la precisión con la que se es capaz de medir el retardo, esto es, la distancia, también determina el ancho de las ventanas de correlación del algoritmo de coincidencia. La reducción del ancho de la ventana de coincidencia también implica una menor probabilidad de correlaciones falsas.

$$PRF_{m\acute{a}x} \leq \frac{d_{m\acute{a}ximo}}{T} \quad (45)$$

$$PRF_{m\acute{i}n} \geq 2 * \Delta f_{l\acute{o}bulo} \quad (46)$$

$$PRF = \frac{1}{PRI' * \Delta t} \quad (47)$$

$PRF_{m\acute{a}x}$ = PRF máxima utilizable (Hz)

$PRF_{m\acute{i}n}$ = PRF mínima utilizable

$d_{m\acute{a}x}$ = máximo ciclo de trabajo admisible por el transmisor

T = duración del pulso sin comprimir (s)

$\Delta f_{l\acute{o}bulo}$ = rango de frecuencias cegadas por el cancelador de clutter (Hz)

PRI' = intervalo de repetición de pulsos en múltiplos de Δt

Δt = resolución en la medida del tiempo (s)

El PRI mínimo utilizable en el caso optimizado será de $350 \Delta t$, un valor acorde con (44), ya que el ciclo de trabajo máximo admisible por el transmisor se ha fijado en el 20%.

La condición expresada en (46) nos sitúa la PRF mínima utilizable en torno a los 3 kHz. Sin embargo, la utilización de PRFs inferiores a 6 kHz dificulta mucho realizar procesados en frecuencia posteriores a la detección, como por ejemplo, el reconocimiento de blancos con varios desplazamientos Doppler (blancos con partes móviles como puede ser una hélice), por su escasa resolución en frecuencia. Esto ha provocado que el PRI máximo se sitúe en un valor de $1500 \Delta t$.

En los métodos tradicionales, debido a su temprana invención, se utiliza como medida de la resolución el ancho del pulso, es decir, el PRI debe ser un múltiplo entero del ancho de pulso. Sin embargo, en el algoritmo, gracias a métodos que permiten obtener resolución dentro de la celda mediante el análisis e interpolación de las señales recibidas, se ha seleccionado una resolución en distancia (Δt) 10 veces menor al ancho del pulso, aumentando por este mismo factor el número de PRFs utilizables. Estos procesados permiten operar con precisiones hasta 100 veces menores al tamaño de una celda de distancia, sin embargo, para evitar tiempos de computación poco manejables en el proceso de decodificación, se ha fijado su valor en una décima parte del tamaño de la celda.

Es necesario remarcar que, como esta precisión se consigue gracias a un procesado de señal posterior al filtrado en tiempo (distancia) y frecuencia (velocidad), el tener más resolución en distancia no implica un filtrado más fino en el tiempo, sino que se mantiene la misma infraestructura radar introducida en la sección 2.2.1. Esto implica que el cálculo de las zonas ciegas y de los mapas de visibilidad se seguirá realizando sobre el mismo entorno de clutter y, que en el caso de cumplir con la relación señal a clutter necesaria (apartado 2.4.3) y solo en este caso, será posible determinar la posición de la detección con una mayor precisión. Por

ello, aunque se utilicen PRI's que no son múltiplos de la anchura del pulso emitido (PRI's sin ajustar), el entorno de clutter y el cálculo de las zonas ciegas permanecerá intacto. Por lo que el único cambio que será necesario realizar en el simulador radar será eliminar el ajuste de la PRF (apartado 2.3.2).

A modo de resumen, el cromosoma representará una secuencia de PRI's, es decir, una secuencia de PRI's con una resolución (duración del pulso) 10 veces menor a la utilizada por el radar (apartado 2.2.1)

3.2.3.2. DECODIFICACIÓN

La decodificación de un cromosoma (no confundir con la decodificación de un blanco explicada en la sección 1.1.5) consiste en obtener la secuencia de PRI's que representa. A partir de estas se obtendrá la secuencia de PRFs utilizando (47).

Para obtener los PRI's de un cromosoma es necesario crear una matriz unidimensional que contenga todos los posibles PRI's utilizables. Una vez creada la matriz comienza la decodificación del cromosoma.

La decodificación se realiza gen a gen y de manera ordenada. El proceso comienza con el primer gen; se multiplica el valor decimal del gen, perteneciente al intervalo (0,1), por el tamaño del array de PRI's disponibles. El resultado de la operación anterior se redondea al entero superior más cercano para obtener el índice ocupado por el PRI' dentro del array. Este es el proceso básico para la decodificación de un gen, sin embargo, si se desea que la secuencia de PRFs representada por el gen sea decodificable (que se cumplan (5) y (6)) se deben realizar unos procesos de clasificación adicionales.

Los procesos para asegurar el cumplimiento de (5) y (6) están condicionados por el número de PRFs necesarias para la decodificación (M) de la secuencia. En este proyecto se han estudiado esquemas con un M de dos o de tres PRFs.

DOS PRFS

En el caso $M=2$, (5) y (6) garantizan que dos PRFs cualesquiera de las N PRFs serán suficientes para decodificar el blanco. Se debe comprobar que estas condiciones se cumplan para cada PRF del cromosoma, es decir, cada PRI' decodificado debe tener un mínimo común múltiplo mayor que el PRI' que correspondería a un rango no ambiguo mayor que la máxima distancia de cobertura (160 km); y un máximo común divisor menor que el PRI' correspondiente a la máxima frecuencia Doppler que se desea medir (la correspondiente a 2500 km/h).

Para asegurar el cumplimiento de los requerimientos anteriores se utilizará una lista auxiliar que contendrá los PRI's decodificables, los PRI's decodificados deben ser escogidos de esta lista. Una vez se escoja un nuevo PRI', se eliminan de la lista los PRI's que no cumplan (5) y (6), por lo que al escoger el siguiente PRI' este cumplirá las condiciones de decodificación para todos los PRI's ya escogidos. Este método es la razón por la que se han utilizado números decimales en los genes del cromosoma, pues permiten obtener el índice del PRI' escogido mediante la multiplicación del gen por el tamaño de la matriz dinámica, adaptándose automáticamente a los cambios en el tamaño de esta.

TRES PRFS

En el caso $M=3$, aunque el proceso es similar al caso $M=2$, su complejidad computacional es mucho mayor debido a que (5) y (6) deben cumplirse para conjuntos de tres PRI's. En este caso, cada vez que se escoge un nuevo PRI' es necesario eliminar de la lista auxiliar todos los

PRI' que no cumplan (5) y (6) respecto a cada una de las combinaciones (el orden no importa) de dos elementos (junto con el que se está comprobando serían 3 PRI') de la lista de PRI's ya decodificados. Por ejemplo, si se acabase de escoger el 7º PRI del cromosoma, sería necesario comprobar el cumplimiento (5) y (6) para cada PRI de los disponibles con cada una de las 21 combinaciones de dos elementos de los 7 PRI's ya escogidos y, finalmente eliminar de la lista a los PRI' que las incumplan. Debido al gran número de comprobaciones necesarias, este proceso es de un gran coste computacional. El gran tiempo de ejecución ha obligado a fijar la resolución en la medida de la distancia en un décimo del tamaño del pulso, si se dispusiera de un hardware con mayor potencia se podría haber realizado la optimización para una resolución temporal hasta 100 veces menor que el tamaño de la celda de distancia.

En este caso las restricciones de decodificación, al ser M mayor, son más laxas, y obligan a eliminar una menor cantidad de PRI's no decodificables de la lista de PRI's disponibles. Esto, a su vez, aumenta el coste computacional de la decodificación del cromosoma respecto al caso M=2 (sección 1.1.5.1).

3.2.4. CRUCE

El proceso de cruce tiene como objetivo crear nuevos individuos que mantengan las características de sus padres, a la vez que las mejoren. Por ello, el cromosoma de un individuo será una mezcla de los cromosomas de sus progenitores. Desde el punto de vista de la optimización, como los individuos resultantes del proceso de cruce comparten las características de sus padres, convergerán hacia una solución óptima "cercana" (desde el punto de vista matemático) a estos, es decir, convergerán hacia un máximo o mínimo local de la función de fitness.

Como se explicó en el apartado anterior, los cromosomas están constituidos por N números decimales pertenecientes al intervalo (0,1) llamados genes. Por lo que, en vez de realizar un cruce al uso consistente en la elección de un punto de cruce aleatorio que marca la frontera entre los genes pertenecientes a cada progenitor (método muy utilizado en cromosomas binarios), se ha optado por utilizar un método de cruce basado en la combinación de cada gen de los progenitores [2]. Esto significa que los genes de los descendientes, en lugar de pertenecer a uno de los dos progenitores, son producto de la combinación de los genes de ambos progenitores con un grado de variación aleatoria que determina a cuál de sus progenitores se asemejarán más.

$$G_{ci} = G_{ai} + (1,5 \cdot r_i - 0,25) \cdot (G_{bi} - G_{ai}) \quad (48)$$

G_{ai} = gen i del cromosoma del individuo seleccionado para el apareamiento

G_{bi} = gen i del cromosoma del individuo seleccionado como pareja

G_{ci} = gen i del cromosoma del descendiente

r_i = número aleatorio que determina la semejanza a los progenitores

La selección de los progenitores de cada individuo de la nueva generación se realiza de manera aleatoria. La probabilidad de apareamiento de cada individuo será de un 70%. Para llevar a cabo el proceso de apareamiento se selecciona de forma aleatoria con una probabilidad del 70% a los individuos que van a ser sustituidos por sus descendientes. A continuación, se busca una pareja para cada uno de ellos. La pareja de un individuo se busca de forma totalmente aleatoria entre el resto de individuos resultantes del proceso de selección (apartado 3.2.6). Una vez encontradas las parejas, se aplica (48) para obtener la descendencia. Los individuos que no hayan sido seleccionados para el proceso de cruce se mantendrán intactos en la siguiente generación. De esta manera, la nueva generación será

similar a la anterior, pero con los individuos seleccionados para el cruce sustituidos por sus descendientes.

3.2.5. MUTACIÓN

El proceso de cruce produce individuos similares a sus progenitores, por lo que las soluciones proporcionadas por la descendencia convergerán hacia la solución óptima más cercana a los ascendientes, es decir convergerán a un máximo o mínimo local de la función de fitness. Sin embargo, nada nos asegura que este máximo o mínimo sea la solución óptima, es decir, el máximo o mínimo global. Para esto sirve el proceso de mutación.

El proceso de mutación consiste en la introducción de alteraciones aleatorias llamadas mutaciones en el material genético de cada individuo. Estas mutaciones, al ser aleatorias, dan lugar a individuos aleatorios que no tienen por qué ser próximos a sus progenitores. Con esto se consigue expandir el alcance de las soluciones representadas por la descendencia más allá de los máximos o mínimos de la función de fitness “ceranos” a sus progenitores.

Las mutaciones aumentan mucho el rango de soluciones posibles dadas por los individuos, sin embargo, al realizar variaciones aleatorias en la descendencia, dificultan mucho la búsqueda de mínimos o máximos cercanos a los progenitores. Por ello, es un proceso que debe ser controlado. En este proyecto se ha sometido a las nuevas generaciones a mutaciones muy fuertes, es decir, que varían mucho el código genético, a las primeras generaciones y se ha reducido esta intensidad conforme más generaciones eran creadas. El propósito de esta estructura es que el rango de búsqueda sea mayor en las primeras generaciones, de manera que se encuentre la mayor cantidad posible de máximos, pues en este proyecto buscamos maximizar la visibilidad (apartado 3.2.6), para, en las generaciones posteriores, crear conseguir que los individuos converjan hacia sus correspondientes máximos locales mediante el proceso de cruce. De esta manera, una vez tenemos individuos “colocados” cerca de la mayor parte de máximos locales en las primeras generaciones, es posible seleccionar a aquellos que converjan a máximos locales mayores en las generaciones posteriores, dando como resultado el máximo global.

En el algoritmo utilizado en el proyecto se ha aplicado una mutación gaussiana de varianza $\frac{\sqrt{2}}{4}$ [2] y se ha reducido el valor de la varianza en cada generación sucesiva elevándola al cuadrado. De esta manera, las mutaciones dejan de introducir variaciones significativas a partir de un determinado número de generaciones. Una vez alcanzado este número de generaciones la búsqueda se centra solo en los máximos locales de los individuos ya existentes.

El proceso se ha implementado mediante la suma a cada gen de una variable aleatoria con una función de distribución de probabilidad gaussiana con la varianza indicada anteriormente. Será necesario comprobar que los genes resultantes de la mutación se encuentren dentro del intervalo (0,1) y, en caso negativo, repetir la mutación.

3.2.6. EVALUACIÓN Y SELECCIÓN

Como se explicó en el apartado 3.2.2.1, todo algoritmo evolutivo necesita una forma de evaluar el desempeño de los individuos (de las soluciones que representan). Para ello se utiliza la función de fitness. Como ya se comentó, esta función es de vital importancia, pues establece qué parámetros valorará el algoritmo a la hora de seleccionar que individuos sobreviven y cuáles se eliminan.

El proceso de selección se basa en la evaluación de la generación completa mediante la función de fitness y en seleccionar a los supervivientes en orden decreciente de su función de

fitness. De esta forma el algoritmo elimina a los individuos “menos aptos” (soluciones de peor calidad) y pasa a los individuos que representan mejores soluciones al proceso de selección.

3.2.6.1. FUNCIÓN DE FITNESS

El parámetro principal que se pretende optimizar es el porcentaje de zonas con visibilidad en el espacio rango-velocidad (frecuencia). Para ello se recurre al simulador radar, en concreto al mapa de visibilidad. La función de fitness evaluará el porcentaje de zonas visibles respecto a un alcance determinado. Además, también se pretende optimizar la duración de la secuencia y ajustarla a unos mínimos, por lo que el tiempo también influirá en la función de fitness.

$$\mathcal{F} = \text{visibilidad} - k \cdot t_{\text{secuencia}} \quad (49)$$

\mathcal{F} = valor de la función de fitness

visibilidad = cantidad de zonas con visibilidad (%)

k = coeficiente que determina el peso del tiempo de emisión el valor de \mathcal{F}

$t_{\text{secuencia}}$ = tiempo que tarda en emitirse la secuencia (s)

El parámetro visibilidad, al ser un porcentaje, puede representar el porcentaje de puntos con una probabilidad de detección mayor a 0,5 (apartado 2.4.3) evaluado en diferentes zonas. Esto se utilizará para la creación de modos de largo y de corto alcance pues, en función de hasta que rango de distancia se tenga en cuenta para calcular el porcentaje de visibilidad, el algoritmo convergerá a una solución o a otra.

El coeficiente k se ajustará en función de las restricciones de tiempo que se impongan en el diseño. Cuanto menor sea el tiempo disponible para la realización del barrido completo, mayor deberá ser k y viceversa. Las restricciones de tiempo vendrán dadas por el tipo de modo para el que se vaya a obtener la secuencia de PRFs.

3.2.6.2. SELECCIÓN

La selección es un proceso sencillo que consiste en ordenar los 100 individuos evaluados, los 50 seleccionados en el proceso de selección anterior y los 50 creados mediante los procesos de cruce y selección, por orden descendente de su función de fitness. Una vez ordenados, los 50 primeros serán escogidos como la siguiente generación y el resto serán eliminados.

3.2.7. RESULTADOS

Los resultados obtenidos han variado dependiendo del esquema de PRFs y de la función de fitness utilizada. Se ha ejecutado el algoritmo para encontrar soluciones óptimas para esquemas 2-6 y 3-8. La función de fitness se ha ajustado en función del modo de funcionamiento para el que se quería diseñar la secuencia. Se han diseñado secuencias para un modo de exploración, para detectar blancos a distancias de hasta 160 km, y un modo de corto alcance, que detectará blancos a distancias menores a 60 km.

3.2.7.1. ESQUEMA 3-8

Las secuencias del tipo 3-8 presentan una gran ventaja frente a las 2-6, esta ventaja es su baja probabilidad de aparición de fantasmas. Al utilizar ser necesaria la coincidencia (por el algoritmo de coincidencia [3]) de tres PRFs y no de dos para la detección, la probabilidad de aparición de un fantasma es mucho menor. Por ello este esquema de secuencia es adecuado para situaciones con varios blancos simultáneos que pueden propiciar la aparición de fantasmas.

MODO DE EXPLORACIÓN

El objetivo de un modo de exploración es poder detectar en el mayor número de zonas posibles. Por ello, suelen detectar a mayores distancias que otros modos, lo que les permite tener tiempos de barrido mayores. La limitación del tiempo de barrido para este modo se fijará en 8 segundos.

3-8 Modo de exploración	
Secuencia de PRIs (μs)	148,1 148,0 147,9 127,9 127,8 127,7 109,6 35,0
Visibilidad (%)	54,6083
Visibilidad a partir de 60 km (%)	35,6055
Visibilidad hasta 60 km (%)	86,4868
Tiempo de barrido (s)	4,1236

Tabla 3: Prestaciones del esquema 3-8 para un modo de exploración

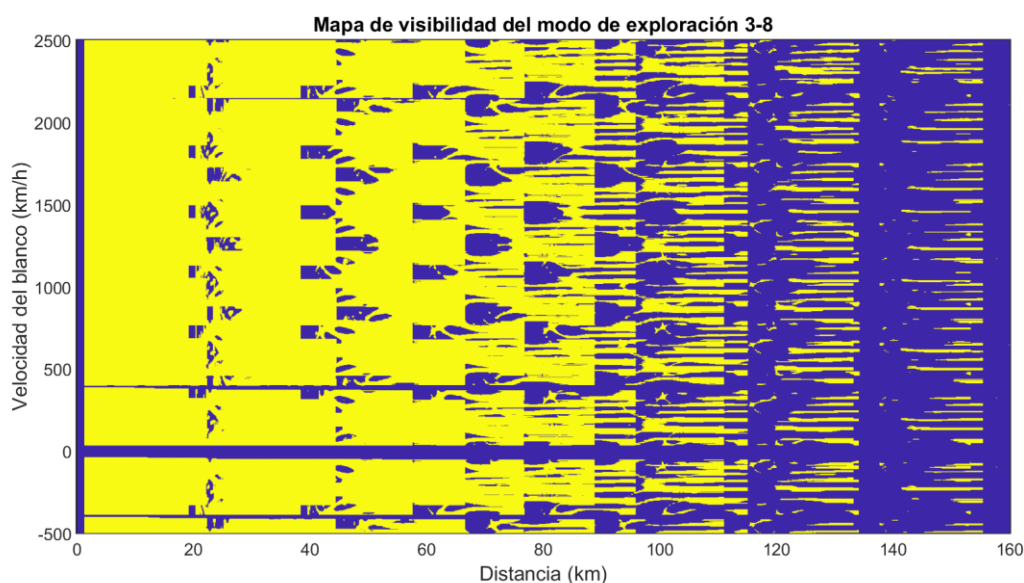


Ilustración 14: Mapa de visibilidad del esquema 3-8 para un modo de exploración

En la Ilustración 14 se puede observar un porcentaje considerable de zonas ciegas a distancias cercanas, estas se deben a que el modo prioriza el mayor alcance respecto a una cobertura completa. Por ello, el modo sacrifica visibilidad a corto alcance (tiene peor porcentaje de visibilidad en distancias menores a 60 km que el m-n) para obtener mayor visibilidad en distancia largas (donde supera notablemente al método M-N). Además, su tiempo de exploración cumple holgadamente la restricción y es incluso menor al tiempo requerido para emitir la secuencia M-N.

Sin embargo, esta estructura presenta un problema respecto a la secuencia del modo M-N, las zonas ciegas en frecuencia. El esquema no es capaz de eliminar por completo las zonas ciegas en frecuencia, que se traducen en velocidades ciegas en dos estrechas franjas situadas

ligeramente por debajo de los 500 km/h y por encima de los 2000 km/h, respectivamente. Al ser las franjas tan estrechas, no deberían suponer un problema para el funcionamiento del radar, pues la velocidad de cualquier aeronave sufre cambios de velocidad mayores constantemente, por lo que es imposible una aeronave se acerque a una velocidad constante correspondiente con una velocidad ciega. Sin embargo, si se desea se estrictos, en el hipotético caso de que se acercase un blanco a una velocidad constante correspondiente con una velocidad ciega, sería posible detectarla alternando la emisión de secuencias de PRF diseñadas para la detección a corto alcance (modo de corto alcance) con la emisión de secuencias para la detección a largo alcance (modo de exploración).

MODO DE CORTO ALCANCE

En situaciones de peligro es necesaria mayor velocidad de barrido, para detectar con mayor precisión la posición de las amenazas, y una visibilidad lo mayor posible a distancias cortas. Para obtener una secuencia con las características anteriores se ha ejecutado el algoritmo evolutivo con la función de fitness (49) evaluando solo la visibilidad en distancias menores a 60 km.

3-8 Modo de corto alcance	
Secuencia de PRIs (μ s)	144,1 132,4 118,7 110,7 101,3 93,4 81,1 35,0
Visibilidad total (%)	48,5464
Visibilidad a partir de 60 km (%)	21,7291
Visibilidad hasta 60 km (%)	93,4979
Tiempo de barrido (s)	3,5119

Tabla 4: Prestaciones del esquema 3-8 para un modo de corto alcance

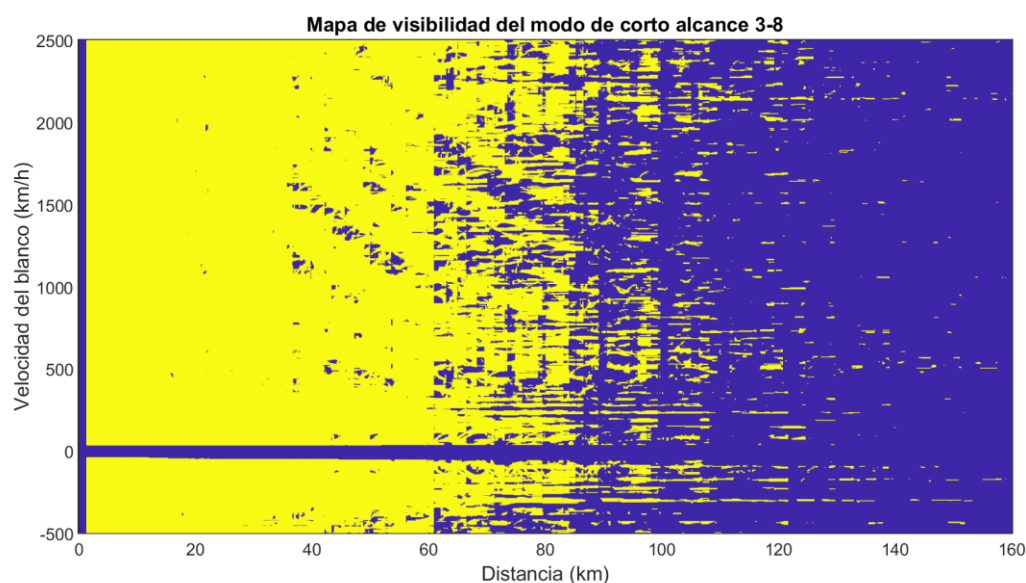


Ilustración 15: Mapa de visibilidad del esquema 3-8 para el modo de corto alcance

El resultado es el esperado, la cantidad de zonas ciegas a menos de 60 km se ha reducido considerablemente respecto al modo de exploración, pero a costa de esto se ha perdido visibilidad a partir de 60 km de rango.

Es importante mencionar que, como se introdujo en el apartado anterior, los modos de exploración y corto alcance son complementarios y deben trabajar juntos; de manera que el modo de exploración proporcionará visibilidad a grandes distancias para detectar posibles blancos, y el modo de corto alcance se utilizará para localizar blancos cercanos que puedan suponer una amenaza.

3.2.7.2. ESQUEMA 2-6

La estructura del algoritmo permite diseñar secuencias M-N de dimensiones diferentes. Una estructura posible para una secuencia de PRFs es 2-6, esta estructura requiere solo la detección simultánea de dos PRFs de las seis que forman la secuencia para poder decodificar.

Como se ilustrará en los sucesivos apartados, esta estructura tiene, en general, prestaciones superiores a la 3-8. La razón principal es la disminución del número de PRFs necesarias para la decodificación, esta reducción facilita la detección de blancos hasta el punto de que es posible prescindir de 2 PRFs respecto al esquema 3-8. El usar menos PRFs, a su vez, reduce considerablemente el tiempo de barrido de las secuencias 2-6 respecto al resto propuestas en este trabajo. Además, el hecho de utilizar secuencias de menos PRFs, permitirá utilizar PRIs mayores (PRFs más bajas) sin aumentar el tiempo de exploración, lo que mejora de manera considerable la resolución en distancia.

El inconveniente que se contrapone a los beneficios anteriores es su desempeño en presencia de fantasmas. Los esquemas del tipo 2-6 solo decodifican con 2 PRFs, por lo que solo se necesita la coincidencia de dos de ellas, lo que aumenta considerablemente la probabilidad de aparición de fantasmas. Puesto que la aparición de blancos falsos es un suceso totalmente indeseable en un sistema radar de este tipo, solo podrían utilizarse secuencias 2-6 en situaciones con una probabilidad de aparición de fantasmas baja, es decir, con pocos blancos simultáneos, lo que no resulta práctico. Sin embargo, como se explicó en el apartado 3.2.3.1, es posible obtener, gracias a procesados de señal, resoluciones en distancia inferiores al tamaño de la celda. Esto reduce sustancialmente la probabilidad de aparición de un fantasma, ya que es posible diferenciar ecos que llegan en instantes diferente incluso si ambos entran dentro de la misma celda de distancia. Con todo esto, como el aumento en la resolución de distancia convierte en viables arquitecturas del tipo 2-6, se han diseñado secuencias de acuerdo con esta estructura.

MODO DE EXPLORACIÓN

Para el modo de exploración, los requisitos a cumplir serán los mismos que en el 3-8 (apartado 0), es decir, la máxima visibilidad posible.

2-6 Modo de exploración						
Secuencia de PRIs (μ s)	148,2	148,1	127,8	127,7	107,9	107,8
Visibilidad total (%)	61,5054					
Visibilidad a partir de 60 km (%)	42,7168					

Visibilidad hasta 60 km (%)	93,0699
Tiempo de barrido (s)	3,2443

Tabla 5: Prestaciones del esquema 2-6 para un modo de exploración.

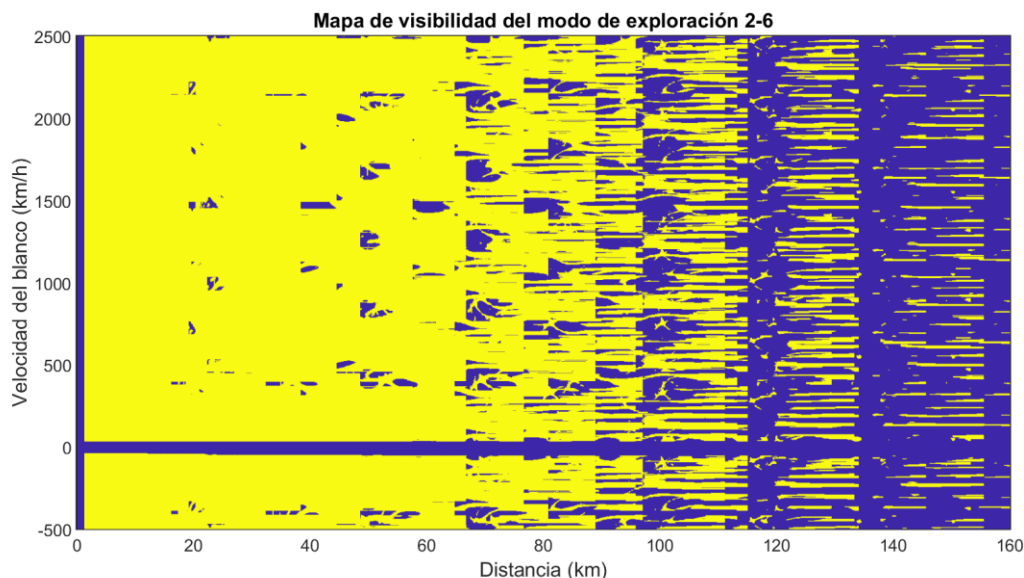


Ilustración 16: Mapa de visibilidad del esquema 2-6 para el modo de exploración.

Las ventajas de utilizar un esquema 2-6 son más que evidentes, han mejorado todos los porcentajes de visibilidad respecto al modo de exploración 3-8 aun necesitando un tiempo de barrido casi un segundo menor. Siguen apareciendo zonas ciegas en distancias cortas, pero estas han reducido su tamaño de forma considerable. Además, este modo también presenta una menor cantidad de zonas ciegas situadas a distancias largas, lo que dificultará el acercamiento de un blanco sin ser detectado. Por último, es de vital importancia mencionar que esta secuencia ha sido capaz de eliminar las franjas de velocidades ciegas que aparecían en el modo de exploración del esquema 3-8, esto ocurre por la mayor facilidad para el desplazamiento de la zona ciega provocada por el cancelador de clutter al solo ser necesaria la detección en dos PRFs para decodificar.

MODULO DE CORTO ALCANCE

El algoritmo se ha ejecutado con la misma función de fitness que en el modo de corto alcance de la secuencia 3-8, esta vez para un esquema 2-6.

2-6 Modo de corto alcance	
Secuencia de PRIs (μs)	130,1 101,7 91,1 80,1 58,1 42,3
Visibilidad total (%)	54,3751

Visibilidad a partir de 60 km (%)	30,4598
Visibilidad hasta 60 km (%)	94,4964
Tiempo de barrido (s)	2,8954

Ilustración 17: Prestaciones del esquema 2-6 para un modo de corto alcance

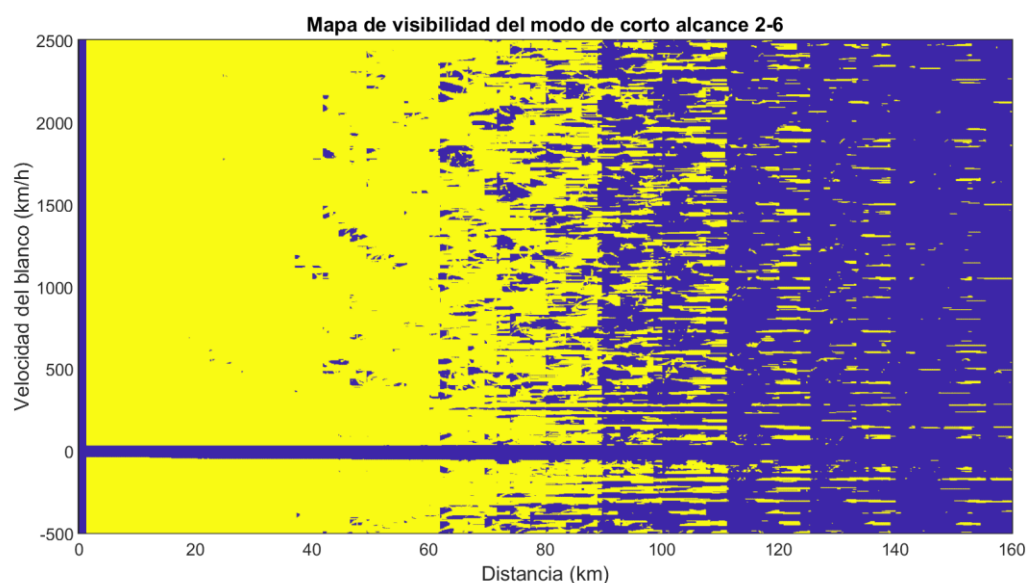


Ilustración 18: Mapa de visibilidad del esquema 2-6 para el modo de corto alcance

En los resultados obtenidos se puede observar que las ventajas del esquema 2-6 también se transmiten al modo de corto alcance, aunque en este caso la mejora del porcentaje de visibilidad no es tan pronunciada, por ser elevado el porcentaje de visibilidad a menos de 60 km del modo de corto alcance 3-8. Sin embargo, aunque esta mejora no ha sido tan pronunciada como en el modo de exploración, han mejorado todas las prestaciones respecto a su equivalente en el esquema 3-8.

3.2.7.3. MODOS RÁPIDOS

También se han diseñado dos modos de corto alcance rápidos, diseñados para la detección de amenazas graves. Estos modos se han diseñado para detectar secciones cruzadas radar de hasta $0,1 m^2$, la sección cruzada genérica de un misil. Los misiles alcanzan velocidades muy superiores a las aeronaves, por lo que los modos rápidos deben tener en cuenta una mayor cantidad de velocidades y, por consiguiente, frecuencias. Para el diseño de estos modos se ha ejecutado el algoritmo evolutivo considerando velocidades de hasta 5000 km/h y para alcances menores o iguales a 60 km (creo q lo cambiare por 40). En cuanto al tiempo, ha sido necesario utilizar un parámetro k discontinuo en (49), de forma que cualquier individuo cuya solución requiera un tiempo de barrido superior a dos segundos queda automáticamente descartado.

	3-8 Modo rápido	2-6 Modo rápido
Secuencia de PRIs (μs)	91,9 79,7 73,1 42,7 41,0 38,9 37,8 35,0	126,2 96,7 86,4 55,1 40,3 37,4
Visibilidad total (%)	24,1497	28,9420
Visibilidad a partir de 60 km (%)	2,2378	3,1848
Visibilidad hasta 60 km (%)	60,7218	71,9309
Tiempo de barrido (s)	1,9959	1,9381

Tabla 6: Prestaciones de los modos rápidos

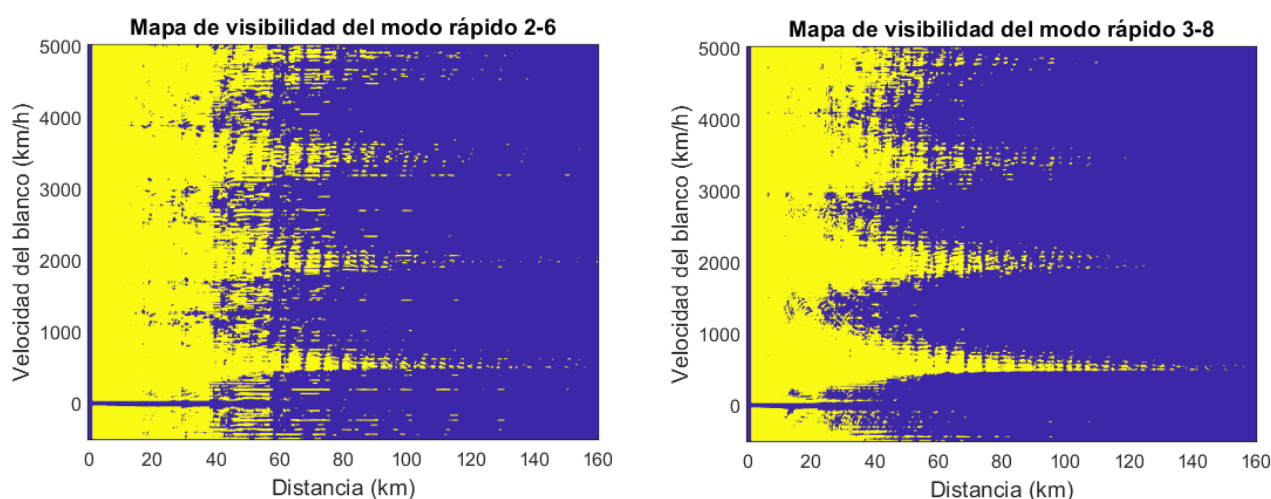


Ilustración 19: Mapas de visibilidad de los modos rápidos

Como era de esperar el alcance se reduce de manera severa en ambos esquemas. Esta reducción se debe a dos razones.

Primero, se ha supuesto una sección cruzada radar de solo $0,1 \text{ m}^2$, lo que implica reducir en una cantidad de 10 dB la potencia de los ecos que reflejan los blancos.

Segundo, el breve tiempo de exploración al que se tienen que ajustar las secuencias condiciona la selección de las PRFs. Las PRFs más altas son las que tienen un PRI menor, por lo que requieren un menor tiempo para su emisión. Sin embargo, al ser menor su PRI, su rango no ambiguo también lo es, lo que implica un mayor solapamiento del clutter en distancia y, por lo tanto, una reducción de la distancia de detección, pues el eco del blanco compite contra un clutter de mayor potencia. La reducción del alcance se hace más evidente en el esquema 3-8, ya que al emitir 8 PRFs éstas están más limitadas, pues se dispone de menos tiempo para emitir cada una.

Además, el mapa de visibilidad de las PRFs altas posee una mayor cantidad de zonas ciegas en torno al lóbulo principal, por ser el clutter de lóbulos secundarios elevado en las zonas adyacentes al lóbulo principal (en las que la ganancia de la antena es mayor que en el resto de lóbulos secundarios) gracias al solapamiento en distancia. Esto provoca la aparición de zonas ciegas con forma de lóbulos en el mapa de visibilidad.

3.3. COMPARACIÓN FINAL Y SELECCIÓN DE LA SECUENCIA

La selección de la secuencia de PRFs más adecuada para el radar simulado en el proyecto se realiza a partir de la comparación de las prestaciones de las secuencias obtenidas. Se elegirá el esquema de funcionamiento más adecuado para el sistema, el esquema elegido podrá combinar la utilización de varias secuencias.

	Mayor Minor	M-N	3-8 exploración	3-8 corto alcance	2-6 exploración	2-6 corto alcance
Visibilidad total (%)	43,6485	52,8448	54,6083	48,5464	61,5054	54,3751
Visibilidad a partir de 60 km (%)	10,0610	29,2410	35,6055	21,7291	42,7168	30,4598
Visibilidad hasta 60 km (%)	83,2449	92,4313	86,4868	93,4979	93,0699	94,4964
Tiempo de barrido (s)	4,6567	4,2839	4,1236	3,5119	3,2443	2,8954

Tabla 7: Comparación de las prestaciones de las diferentes secuencias obtenidas

Se observa que, dentro de los métodos tradicionales, el M-N supera ampliamente al mayor minor en todos los aspectos, por lo que solo se tendrá en cuenta la secuencia obtenida por el primero.

En cuanto a las secuencias obtenidas por el algoritmo genético, el esquema 2-6 supera ampliamente al 3-8, sin embargo, su uso está limitado a entornos donde la probabilidad de aparición de fantasmas no supere el umbral permitido. En el caso de que el radar esté funcionando en entornos con una gran cantidad de blancos simultáneos y, por lo tanto, una alta probabilidad de aparición de fantasmas, el esquema utilizado deberá ser del tipo 3-8.

Comparando la secuencia M-N con los modos 3-8 obtenidos mediante el algoritmo evolutivo se observa que, aunque la secuencia M-N sí supera a las secuencias del algoritmo en el parámetro para el que no fueron específicamente diseñadas (en el modo de exploración, la visibilidad hasta 60 km, y en el modo de corto alcance, la visibilidad total y a partir de 60 km), no es capaz de superar a ninguna de ellas en el parámetro que pretenden maximizar. Por ello, suponiendo que fuera posible alternar las secuencias (cambiar de modo) en función de la situación, las secuencias para el esquema 3-8 obtenidas por el algoritmo proporcionan una solución superior al método M-N.

Teniendo en cuenta lo anterior, las secuencias de PRFs utilizadas serán las correspondientes a los modos de exploración y corto alcance según un esquema 2-6, si se va a operar en un entorno con baja probabilidad de aparición de fantasmas, o 3-8 en el caso contrario. En el caso del esquema 2-6, el funcionamiento consistirá en la realización de un barrido completo utilizando la secuencia correspondiente al modo de exploración hasta la detección de un

blanco a distancias menores, en cuyo caso se cambiará la secuencia utilizada para los barridos por la del modo de corto alcance, a la vez que se ajustará la velocidad de giro de la antena a la del nuevo tiempo de barrido. En el caso del esquema 3-8, el funcionamiento será similar, sin embargo, debido a que posee algunas velocidades ciegas en el modo de exploración, sería recomendable (aunque no estrictamente necesario por la poca extensión de las franjas de velocidades ciegas) alternar la realización de un barrido con la secuencia del modo de corto alcance cada número determinado de barridos con el modo de exploración, de manera que se asegura la detección de blancos cercanos moviéndose a las velocidades ciegas.

Finalmente, podría añadirse una tercera secuencia (o modo) a las utilizadas, esta sería la del modo rápido correspondiente al esquema elegido. Esta secuencia se utilizará solo en situaciones de peligro en las que una aeronave se encuentre lo suficientemente cerca como para presentar una amenaza severa (como disparar proyectiles). En este caso, el modo rápido se empleará en lugar del modo de corto alcance.

4. CONCLUSIONES Y LÍNEAS FUTURAS

4.1. CONCLUSIONES

A modo de conclusión, es importante remarcar que, a pesar de que el entorno sobre el que se ha realizado la optimización no es un entorno real de trabajo, se ha conseguido crear un proceso de diseño de PRFs que proporciona secuencias con un mejor desempeño en situaciones reales que aquellas diseñadas sin tener en cuenta el clutter simulado. Por ello, aunque el entorno de clutter simulado no imite una situación exacta de trabajo del sistema, es de vital importancia en el proceso de diseño y optimización de la forma de onda emitida por el radar.

En cuanto a los procesos utilizados para la optimización, la conclusión obtenida tras el análisis de los resultados es que el uso de algoritmos evolutivos para el diseño de secuencias de PRFs presenta una alternativa viable y, en la mayoría de casos, superior a los métodos tradicionales. Lo que sitúa a los algoritmos evolutivos por encima de los métodos de selección tradicionales no solo son sus prestaciones, que son, en general, superiores a sus competidores, sino su capacidad para diseñar secuencias de PRFs enfocadas a una tarea concreta. Al ser capaces, no solo de optimizar la visibilidad general, sino de hacerlo por zonas del espacio y de, además, optimizar el tiempo de emisión de la secuencia, es posible obtener, mediante su uso, secuencias de PRFs destinadas a funciones específicas, diseñadas para ser utilizadas en modos de funcionamiento del radar distintos. El hecho de disponer de varios modos, cada uno más eficiente en la realización de una tarea, mejora mucho el desempeño del radar.

4.2. LÍNEAS FUTURAS

Como líneas futuras para la mejora del proyecto se ha considerado, por un lado, la mejora del entorno de clutter simulado y, por otro lado, la creación de un software capaz de diseñar secuencias de PRFs óptimas en tiempo real adaptadas al escenario de trabajo.

En cuanto al modelo de clutter simulado, en este trabajo solo se ha trabajado con la potencia y solo se ha tenido en cuenta el clutter del suelo con la aproximación de Tierra plana. Para su mejora, se podrá considerar un espectro variable con el tiempo, así como tener en cuenta el clutter meteorológico y las pérdidas de procesado.

Respecto al diseño de secuencias de PRFs en tiempo real, su objetivo es optimizar el software de diseño para que sea capaz, funcionando sobre un hardware específico, de diseñar secuencias de PRFs óptimas de acuerdo con los objetivos del modo concreto para el que se quiera diseñar la secuencia y con el entorno de clutter real sobre el que está trabajando el radar en ese mismo momento. De esta manera se reducen las imperfecciones en las secuencias debidas a la utilización de un modelo aproximado y se obtienen secuencias optimizadas en la situación real de funcionamiento.

5. BIBLIOGRAFÍA

- [1] W. G. Stimson, Introduction to Airborne Radar, 1998.
- [2] C. M. Alabaster, E. J. Hughes y J. H. Matthew, Medium PRF Radar PRF Selection Using Evolutionary Algorithms, vol. 39, IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 2003.
- [3] G. V. Morris, Airborne Pulsed Doppler Radar, 1988.
- [4] D. Wiley, S. Parry y E. Hughes, Performance Comparison of PRF Schedules for Medium PRF Radar, vol. 42, IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 2006.
- [5] P. G. Davies y E. J. Hughes, Medium PRF Set Selection Using Evolutionary Algorithms, vol. 38, IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 2002.
- [6] D. K. Barton, Radar System Analysis and Modeling, 2005.
- [7] M. I. Skolnik, Introduction to Radar Systems, 2001.
- [8] R. L. Mitchell, Radar Signal Simulation, 1976.
- [9] C. M. Alabaster y E. J. Hughes, Clutter Mapping for Airborne, The Institution of Engineering and Technology Radar, Sonar & Navigation Network, 2008 .
- [10] L. S. Ugarte, Desarrollo de un simulador de clutter marino coherente con estadística K para aplicaciones de radar aerotransportado, 2011.
- [11] D. C. Collier, Flat Plate Antennas, Applied Microwave, 1991.
- [12] A. Farina y F. A. Studer, A Review of CFAR Detection Techniques in Radar Systems, Microwave Journal, 1986.
- [13] J. Simpson, PRF Set Selection for Pulse-Doppler Radars, Emerson Electric Company, Electronics and Space Division, 1988.

ANEXO A: ASPECTOS ÉTICOS, ECONÓMICOS, SOCIALES Y AMBIENTALES

A.1 INTRODUCCIÓN

Al tratarse de un diseño de un alcance y presupuesto limitado, pero con una proyección futura fuerte, el impacto del proyecto comprende, sobre todo, al contexto social. Sin embargo, no presenta un gran impacto ni económico, ni ambiental.

A.2 IMPACTO AMBIENTAL

El impacto ambiental del proyecto es irrelevante por tratarse de un diseño preliminar que pretende probar la efectividad de ciertos métodos de diseño ya existentes. Al no implicar ningún tipo de fabricación, el único impacto ambiental del proyecto serán la fabricación y el consumo de las herramientas hardware utilizadas.

A.3 IMPACTO ECONÓMICO

El impacto económico es ínfimo por las mismas razones que el impacto ambiental es irrelevante; se trata de un diseño de un alcance y presupuesto reducido.

A.4 IMPACTO SOCIAL

El impacto social del proyecto es elevado por su proyección. La tecnología de defensa es fundamental para mantener la seguridad de un país. Su desarrollo permite alcanzar una estabilidad vital para que los individuos puedan desarrollarse y llevar vidas dignas, lo que es responsable, a la larga, del avance de la sociedad.

A.5 CONCLUSIONES

A modo de conclusión, el proyecto no presenta un marcado impacto ni ambiental ni económico. Sin embargo, debido a que se trata de tecnología de defensa, es posible encuadrar su influencia social dentro del fuerte impacto causado por este tipo de tecnología.

ANEXO B: PRESUPUESTO ECONÓMICO

COSTE DE MANO DE OBRA (coste directo)

Horas	Precio/hora	Total
400	25 €	10.000 €

COSTE DE RECURSOS MATERIALES (coste directo)

	Precio de compra	Uso en meses	Amortización (en años)	Total
Ordenador personal	2.000,00 €	6	5	200,00 €
Licencia de Matlab	1.000 €	6	1	500 €
Otro equipamiento				

COSTE TOTAL DE RECURSOS MATERIALES

10.700,00 €

GASTOS GENERALES (costes indirectos)

20%

sobre CD

2.140,00 €

BENEFICIO INDUSTRIAL

6%

sobre CD+CI

770,4 €

SUBTOTAL PRESUPUESTO

13.610,4 €

IVA APLICABLE

21%

2.858,184 €

TOTAL PRESUPUESTO

16.468,584 €