



UNIVERSIDAD DE CARABOBO
FACULTAD DE INGENIERÍA
ESCUELA DE INGENIERÍA DE
TELECOMUNICACIONES
DEPARTAMENTO DE SEÑALES Y SISTEMAS



**ESTUDIO COMPARATIVO DEL ALGORITMO RANGE-DOPPLER Y
EL ALGORITMO $\omega - \kappa$ PARA EL ENFOQUE DE IMÁGENES SAR**

OSWALDO ALVARADO
LUIS VASQUEZ

Bárbula, 20 de enero del 2018



UNIVERSIDAD DE CARABOBO
FACULTAD DE INGENIERÍA
ESCUELA DE INGENIERÍA DE
TELECOMUNICACIONES
DEPARTAMENTO DE SEÑALES Y SISTEMAS



**ESTUDIO COMPARATIVO DEL ALGORITMO RANGE-DOPPLER Y
EL ALGORITMO $\omega - \kappa$ PARA EL ENFOQUE DE IMÁGENES SAR**

TRABAJO ESPECIAL DE GRADO PRESENTADO ANTE LA ILUSTRE UNIVERSIDAD DE
CARABOBO PARA OPTAR AL TÍTULO DE INGENIERO DE TELECOMUNICACIONES

OSWALDO ALVARADO
LUIS VASQUEZ

Bárbula, 20 de enero del 2018

Dedicatoria

*A Dios por haberme permitido llegar hasta este punto y haberme dado salud para
lograr mis objetivos.*

*A mis padres Oswaldo y Miriam por ser el pilar fundamental en todo lo que soy,
en toda mi educación, tanto académica, como de la vida.*

*A mi hermana Mairim por ser un ejemplo que con esfuerzo y dedicación se puede
lograr lo que uno se proponga.*

A mis demás familiares por su apoyo en distintas etapas de mi carrera.

Al Dr. Alfonso Zozaya por su guía y su consejo en el ámbito profesional.

A mi amigo y compañero de tesis Luis Vásquez por todo el tiempo compartido.

OSWALDO ALVARADO

*A Dios porque gracias a él logro culminar con bien esta etapa de mi vida.
A mi mamá Ingrid Gómez, por darme tanto, por estar siempre ahí apoyándome y
aconsejándome en todo momento, estoy seguro de que sin ella, nada de esto sería
posible.*

A mi papá Alberto Villalobos, por todo su apoyo.

*A mi hermano mayor Victor, por su apoyo incondicional, por sus consejos, y por
ser el mejor hermano mayor que alguien puede tener.*

A mi gemelo David, por estar siempre conmigo.

A Mi hermana Dairelys, por todo su apoyo y ayudarme siempre.

*A mis demás familiares, amigos y compañeros de clases, por toda su ayuda
cuando lo necesité.*

*A mi amigo y compañero de tesis Oswaldo Alvarado, gracias por todo su tiempo
compartido.*

LUIS VASQUEZ

Agradecimientos

Agradecemos primeramente Dios, a nuestros padres y hermanos por su apoyo incondicional, de igual manera a los familiares, amigos y compañeros de clases que nos ayudaron y compartieron este proceso con nosotros. A la Universidad de Carabobo y los profesores que formaron partes desde un comienzo en nuestra formación académica destacando con un agradecimiento especial a nuestro tutor el profesor Alfonso Zozaya por su confianza, ayuda y orientación a lo largo de la realización de este trabajo...

Índice general

| | |
|--|----------|
| Índice de Figuras | XI |
| Índice de Tablas | XIII |
| Índice de Códigos | XV |
| Acrónimos | XVII |
| Constantes Físicas | XIX |
| Resumen | XXI |
| I. Introducción | 1 |
| 1.1. Motivación | 1 |
| 1.2. Objetivos | 3 |
| 1.2.1. Objetivo general. | 3 |
| 1.2.2. Objetivos específicos | 3 |
| 1.3. Alcances | 4 |
| II. Marco conceptual | 7 |
| 2.1. Radares de apertura sintética | 7 |
| 2.1.1. Modos SAR | 8 |
| 2.1.2. Geometría SAR | 9 |
| 2.1.3. Pulso LFM | 10 |
| 2.1.4. Resolución de la imagen en un SAR | 12 |
| 2.1.5. Matriz de datos crudos | 15 |
| 2.1.6. Compresión del pulso recibido | 16 |
| 2.1.7. Migración de celdas en distancia | 18 |
| 2.1.8. Velocidad de la plataforma de radar | 20 |
| 2.1.9. Señal del eco en banda base y su espectro | 22 |
| 2.1.10. Algoritmo <i>range</i> -DOPPLER | 23 |
| 2.1.11. Algoritmo $\omega - \kappa$ | 25 |
| 2.1.12. Análisis de la calidad de enfoque SAR | 28 |

| | |
|--|-----------|
| III. Procedimiento metodológico | 31 |
| 3.1. Etapas de la investigación | 31 |
| 3.1.1. Diseño e implementación de un simulador de datos crudos SAR | 31 |
| 3.1.1.1. Algoritmo | 32 |
| 3.1.1.2. Implementación | 33 |
| 3.1.2. Implementación del algoritmo de enfoque <i>range</i> -DOPPLER | 36 |
| 3.1.2.1. Enfoque en <i>range</i> | 38 |
| 3.1.2.2. Corrección de la migración de celdas en <i>range</i> (RCMC) | 39 |
| 3.1.2.3. Enfoque en azimut | 43 |
| 3.1.3. Implementación del algoritmo de enfoque $\omega - \kappa$ | 44 |
| 3.1.3.1. Multiplicación por la función de referencia (enfoque general) | 46 |
| 3.1.3.2. Interpolación de STOLT (enfoque diferencial) | 46 |
| 3.1.4. Medición de la calidad de enfoque del algoritmo <i>range</i> -DOPPLER y $\omega - \kappa$ mediante el análisis de la función de respuesta al impulso | 47 |
| 3.1.5. Comparación de los algoritmos de enfoque | 48 |
| IV. Análisis, interpretación y presentación de los resultados | 49 |
| 4.1. Introducción | 49 |
| 4.1.1. Simulador de datos crudos SAR | 50 |
| 4.1.2. Simulación | 50 |
| 4.1.3. Implementación del algoritmo <i>range</i> -DOPPLER | 54 |
| 4.1.4. Enfoque de los datos crudos SAR obtenidos por simulación aplicando el algoritmo <i>range</i> -DOPPLER | 55 |
| 4.1.5. Implementación del algoritmo $\omega - \kappa$ | 57 |
| 4.1.6. Enfoque de los datos crudos SAR obtenidos por simulación aplicando el algoritmo $\omega - \kappa$ | 57 |
| 4.1.7. Medición de la calidad de enfoque del algoritmo <i>range</i> -DOPPLER mediante el análisis de la función de respuesta al impulso con θ_h fijo y <i>swath</i> variable. | 60 |
| 4.1.7.1. Análisis en <i>range</i> | 61 |
| 4.1.7.2. Análisis en azimut | 63 |
| 4.1.8. Medición de la calidad de enfoque del algoritmo <i>range</i> -DOPPLER mediante el análisis de la función de respuesta al impulso con <i>swath</i> fijo y θ_h variable. | 65 |
| 4.1.8.1. Análisis en <i>range</i> | 65 |
| 4.1.8.2. Análisis en azimut | 67 |
| 4.1.9. Medición de la calidad de enfoque del algoritmo $\omega - \kappa$ mediante el análisis de la función de respuesta al impulso con θ_h fijo y <i>swath</i> variable. | 69 |
| 4.1.9.1. Análisis en <i>range</i> | 69 |

| | |
|---|-----------|
| Índice general | IX |
| 4.1.9.2. Análisis en azimut | 71 |
| 4.1.10. Medición de la calidad de enfoque del algoritmo $\omega - \kappa$ mediante el análisis de la función de respuesta al impulso con <i>swath</i> fijo y θ_h variable. | 73 |
| 4.1.10.1. Análisis en <i>range</i> | 73 |
| 4.1.10.2. Análisis en azimut | 75 |
| V. Conclusiones y recomendaciones | 79 |
| 5.1. Conclusiones | 79 |
| 5.1.1. Recomendaciones | 80 |
| A. Filtrado adaptado | 81 |
| B. Método de fase estacionaria | 85 |
| Referencias Bibliográficas | 87 |

Índice de figuras

| | |
|--|----|
| 2.1. Modos SAR a) <i>Stripmap</i> SAR, b) <i>ScanSAR</i> , c) <i>Spotlight</i> SAR. | 8 |
| 2.2. Geometría de adquisición de un sistema SAR (Fuente propia). | 9 |
| 2.3. Señal <i>chirp</i> (Fuente propia). | 10 |
| 2.4. Tren de pulsos transmitidos (Fuente propia). | 11 |
| 2.5. Definición de parámetros en un sistema SAR (Fuente propia). | 13 |
| 2.6. Organización de los datos crudos en una matriz (Fuente propia). | 16 |
| 2.7. Esquema de la compresión del pulso (Fuente propia). | 17 |
| 2.8. Variación de distancia que el radar registra como consecuencia de la migración del blanco durante su permanencia en la huella de la antena | 19 |
| 2.9. Migración de las celdas en una matriz (Fuente propia). | 19 |
| 2.10. Diagrama de flujo del algoritmo <i>range-DOPPLER</i> | 23 |
| 2.11. Diagrama de flujo del algoritmo $\omega - \kappa$ | 26 |
| 2.12. Representación gráfica de la respuesta de un blanco puntual aislado. | 29 |
| 3.1. Diagrama de bloques del simulador de datos crudos SAR | 32 |
| 3.2. Diagrama de flujo del simulador de SAR | 33 |
| 3.3. Escena de estudio de una zona rectangular con un blanco puntual | 34 |
| 3.4. Diagrama de flujo del algoritmo <i>range-DOPPLER</i> | 37 |
| 3.5. Filtro de interpolación del tipo <i>sinc</i> de ocho muestras | 41 |
| 4.1. Fotograma de la simulación | 51 |
| 4.2. Gráficas de los ecos recibidos por el sistema SAR simulado, de un blanco puntual ubicado en el centro de la escena | 51 |
| 4.3. Gráficas de los ecos recibidos por el sistema SAR simulado en la escena de un blanco puntual en el centro usando una señal <i>downchirp</i> | 52 |
| 4.4. Inspección de la fila 328 de la matriz de datos crudos generada. | 53 |
| 4.5. Inspección de la columna 128 de la matriz de datos crudos generada. | 53 |
| 4.6. Graficas de los ecos recibidos por el sistema SAR simulado en la escena de 5 blancos puntuales. | 54 |
| 4.7. Enfoque en <i>range</i> | 55 |
| 4.8. Corrección de la migración en distancia, a la izquierda sin aplicar RCMC, a la derecha después de aplicar RCMC. | 56 |
| 4.9. Enfoque en azimut | 57 |

| | |
|--|----|
| 4.10. Datos crudos en el dominio bidimensional de la frecuencia. | 58 |
| 4.11. Enfoque general de los datos crudos (RFM). | 59 |
| 4.12. Enfoque diferencial (interpolación de STOLT) | 60 |
| 4.13. IRF en <i>range</i> para un <i>swath</i> de 50m | 61 |
| 4.14. IRF en azimut para un <i>swath</i> de 50m | 63 |
| 4.15. IRF en <i>range</i> para un θ_h de 3° | 66 |
| 4.16. IRF en azimut para un θ_h de 3° | 67 |
| 4.17. IRF en <i>range</i> para un <i>swath</i> de 50m | 70 |
| 4.18. IRF en azimut para un <i>swath</i> de 50m | 71 |
| 4.19. IRF en <i>range</i> para un θ_h de 3° | 74 |
| 4.20. IRF en azimut para un θ_h de 3° | 75 |

Indice de tablas

| | |
|--|----|
| 3.1. Parámetros de entrada para el RDA | 36 |
| 3.2. Parámetros de entrada para el RDA | 45 |
| 4.1. Parámetros de entrada en el simulador SAR. | 50 |
| 4.2. Valores en <i>range</i> para diferentes <i>swath</i> | 62 |
| 4.3. Valores en <i>azimut</i> para diferentes <i>swath</i> | 64 |
| 4.4. Valores en <i>range</i> para diferentes θ_h | 66 |
| 4.5. Valores en <i>azimut</i> para diferentes θ_h | 68 |
| 4.6. Valores en <i>range</i> para diferentes <i>swath</i> | 70 |
| 4.7. Valores en <i>azimut</i> para diferentes <i>swath</i> | 72 |
| 4.8. Valores en <i>range</i> para diferentes θ_h | 74 |
| 4.9. Valores en <i>azimut</i> para diferentes θ_h | 76 |
| 4.10. Comparación de los algoritmos de enfoque SAR. | 77 |

Índice de códigos

| | |
|--|----|
| 3.1. Rutina de inspección de la matriz de datos crudos | 36 |
| 3.2. Rutina de la implementación de la función ' <i>crange</i> ' | 39 |
| 3.3. Rutina para implemetar el filtro de interpolación | 41 |
| 3.4. Rutina de la implementación de la función ' <i>rcmc</i> ' | 42 |
| 3.5. Rutina de la implementación de la función ' <i>cazimat</i> ' | 44 |
| 3.6. Rutina de implementación de los pasos del algoritmo $\omega - \kappa$ | 47 |

Acrónimos

| | |
|-------------------|---|
| $\omega - \kappa$ | Algoritmo Omega K |
| DFT | Discrete Fourier Transform |
| IDFT | Inverse Discrete Fourier Transform |
| IRF | Impulsive Response Function |
| PRI | Pulse Repetition Intervale |
| PSLR | Peak Side Lobe Ratio |
| RDA | Range-Doppler Algorithm |
| RCMC | Range Cell Migration Correction |
| RCS | Radar Cross Section |
| SAR | Synthetic Aperture Radar |

Constantes Físicas

$$\text{Velocidad de la luz } c = 2,997\,924\,58 \times 10^8 \text{ ms}^{-1}$$

ESTUDIO COMPARATIVO DEL ALGORITMO RANGE-DOPPLER Y EL ALGORITMO $\omega - \kappa$ PARA EL ENFOQUE DE IMÁGENES SAR

por

OSWALDO ALVARADO y LUIS VASQUEZ

Presentado en el Departamento de Señales y Sistemas
de la Escuela de Ingeniería en Telecomunicaciones
el 20 de enero del 2018 para optar al Título de
Ingeniero de Telecomunicaciones

RESUMEN

El uso de imágenes de radar de apertura sintética (SAR) se ha expandido a numerosas aplicaciones en el área de observación remota de la tierra en los últimos años. Esto debido a que estos sistemas permiten obtener imágenes de un área de la superficie de la tierra en interés, con una alta resolución espacial. El procesamiento de los datos que se obtienen por un radar de apertura sintética es fundamental para lograr obtener imágenes, debido a que los datos crudos SAR no constituyen una imagen como tal y por ello no son directamente utilizables, es por eso que la creación de imágenes SAR requiere del uso de un algoritmo de formación de imagen. En éste trabajo, se plantea comparar dos de los algoritmos de formación de imágenes SAR más utilizados en los últimos años como lo son el algoritmo *range-DOPPLER* y el algoritmo $\omega - \kappa$, para ello se parte del diseño de un simulador de

datos crudos SAR con el fin de obtener una matriz de datos crudos propios de un sistema SAR real, los cuales se puedan utilizar para experimentar con los algoritmos de formación de imagen. Luego se implementará cada algoritmo para posteriormente enfocar los datos crudos SAR obtenidos por simulación con cada uno de ellos. Finalmente se aplicará un análisis de calidad de imagen posterior al enfoque de los datos crudos, el cual consistirá en medir los valores de resolución espacial en *range* y azimut, y la relación entre lóbulo principal y lóbulos secundarios (PSLR) sobre la función de respuesta al impulso (IRF), con el fin de evaluar el desempeño de cada algoritmo de enfoque.

Palabras Claves: Radars de apertura sintética, datos crudos, calidad de enfoque, algoritmos de enfoque, *range*-DOPPLER, $\omega - \kappa$

Tutor: ALFONSO ZOZAYA

Profesor del Departamento de Señales y Sistemas

Escuela de Telecomunicaciones. Facultad de Ingeniería

Capítulo I

Introducción

1.1. Motivación

Un radar de apertura sintética (SAR) es un tipo de radar activo que permite obtener imágenes de un área de la superficie de la tierra de interés, con una alta resolución. Debido a que es un sensor activo que envía pulsos electromagnéticos en el rango del espectro de las microondas, este tipo de radar permite su operación continua tanto en el día como en la noche, no dependiendo de fuentes de iluminación como sucede en los sensores ópticos, y además, por su alta profundidad de penetración de la atmosfera, las condiciones de humedad y nubosidad no afectan la formación y la calidad de la imagen [1] [2].

El uso de imágenes SAR se ha extendido en numerosas aplicaciones en el área de observación remota de la tierra en los últimos años. Por esta razón ha aumentado de manera significativa la disponibilidad de imágenes de alta calidad de la superficie terrestre producidas por estos sistemas de radar [1] [2].

Los radares de apertura sintética requieren de una plataforma que se desplace a una velocidad y altura constantes para así poder generar la imagen, ya que su funcionamiento se basa en el desplazamiento de una antena poco directiva y de pequeñas dimensiones, que permita la adquisición de un gran número de ecos de

la superficie observada. Mediante una combinación coherente de estos ecos adquiridos es posible *sintetizar* una antena de mayores dimensiones y por ende de mayor resolución [2].

El procesamiento de los datos que se obtienen por un radar de apertura sintética es fundamental para lograr obtener imágenes, debido a que los datos crudos SAR no constituyen una imagen como tal y por ello no son directamente utilizables, es por eso que la creación de imágenes SAR requiere del uso de un algoritmo de formación de imagen. Los algoritmos de formación de imagen también llamados algoritmos de enfoque, toman los datos crudos (*raw data*) recibidos por el sistema, previamente digitalizados, y los procesan digitalmente para formar así efectivamente una imagen del área de la superficie en estudio [3].

A lo largo de los años se han desarrollados diversos algoritmos de enfoque, entre los cuales sobresalen tres por su precisión; el algoritmo *range-DOPPLER* (RDA), es el más antiguo de estos tres y fue desarrollado por Wu en el año 1976. Después se desarrolló en el Politécnico de Milán el algoritmo $\omega - \kappa$ por Cafforio, Prati y Rocca en el año 1991, y un año más tarde se desarrolló el algoritmo *chirp-scaling* (CSA) por Runge y Bamler en la Agencia Espacial Alemana (DLR). Estos algoritmos han sido sujetos a diversos estudios comparativos, por sus propios creadores con la finalidad de evaluar sus desempeños [4] [5] [6].

Para la validación de estos algoritmos de enfoque, es de gran utilidad el uso de datos crudos SAR generados a partir de simulación, para lo cual se usa como banco de prueba uno o más dispersores puntuales, lo cual permite evaluar en detalle la precisión de dichos algoritmos, mediante el análisis de la función de respuesta al impulso. Es por eso que la generación de datos crudos mediante simulación es de suma importancia, ya que permite obtener datos crudos SAR con características propias de un sistema real, y convertirse así en una herramienta útil para evaluar y validar los algoritmos de enfoque [7] [8] [9].

Para el estudio comparativo de los algoritmos de enfoque, es necesario medir la calidad de imágenes SAR obtenidas por cada algoritmo mediante el análisis de la función respuesta al impulso, y con ello medir la calidad y la precisión de enfoque

de cada algoritmo y establecer de manera comparativa las ventajas y desventajas de cada uno, teniendo en cuenta las restricciones simplificadoras que se asumen en cada algoritmo de enfoque, y que limitan su uso dependiendo de la geometría de la escena [7].

A pesar de que ciertamente existen diversos estudios de comparación de estos algoritmos [4] [5] [6], en Venezuela no existe en la actualidad estudios profundos sobre procesamiento de imágenes SAR, lo que incentiva a realizar un estudio propio, novedoso e inédito para la Escuela de Ingeniería de Telecomunicaciones, para la Universidad de Carabobo y para el país, es por ello que el presente proyecto consiste en estudiar de forma comparativa el algoritmo *range-DOPPLER* y el algoritmo $\omega - \kappa$ usados en el procesamiento de imágenes SAR.

En el presente proyecto de investigación se propone realizar un estudio comparativo de dos de los algoritmos más empleados en la actualidad como lo son el algoritmo *range-DOPPLER* y el $\omega - \kappa$. Se presenta como una contribución al entendimiento de la teoría de enfoque de imágenes SAR, dando herramientas necesarias para que las líneas de investigación de la Universidad de Carabobo, específicamente en la Escuela de Ingeniería de Telecomunicaciones continúen desarrollando proyectos en el área de procesamiento de imágenes SAR y en el área de observación remota de la tierra.

1.2. Objetivos

1.2.1. Objetivo general.

Estudiar de forma comparativa el algoritmo *range-DOPPLER* y el algoritmo $\omega - \kappa$ para el enfoque de imágenes SAR.

1.2.2. Objetivos específicos

- Diseñar un simulador de datos crudos SAR a partir de la configuración de una escena idealizada que contenga una cantidad de blancos puntuales estáticos,

aislados e isotrópicos.

- Enfocar los datos crudos SAR obtenidos por simulación aplicando los algoritmos *range-DOPPLER* y $\omega - \kappa$.
- Realizar un estudio comparativo de los algoritmos a partir del análisis de la calidad de enfoque.

1.3. Alcances

El alcance del presente proyecto de investigación es la comparación de los algoritmos de enfoque de imágenes SAR *range-DOPPLER* y $\omega - \kappa$, mediante el análisis de la función de respuesta al impulso al enfocar con cada algoritmo datos crudos generados por simulación.

Para ello se elaborará un simulador de radar de apertura sintética para generar datos crudos SAR de una escena idealizada que contenga cierta cantidad de blancos puntuales aislados y estáticos.

Luego se implementarán los algoritmos *range-DOPPLER* y $\omega - \kappa$ mediante la herramienta computacional GNU Octave [10].

Luego se procesarán los datos crudos obtenidos por simulación mediante el algoritmo *range-DOPPLER* implementado, así mismo, se procesarán los datos crudos obtenidos por simulación mediante el algoritmo $\omega - \kappa$ implementado. Los algoritmos de enfoque se evaluarán para varios escenarios del simulador SAR donde se hará variar la apertura de haz tanto vertical como horizontal, midiendo la calidad de enfoque de cada algoritmo en cada escenario hasta medir como uno de los algoritmos disminuye su desempeño en relación al otro.

Finalmente, se compararán los resultados obtenidos en el análisis de calidad de imagen para cada algoritmo mediante la medición de los siguientes parámetros sobre la función de respuesta al impulso (IRF) de la imagen enfocada: la resolución espacial en *range* y azimut, así como también la relación entre el lóbulo secundario

de mayor energía y el pico principal (PSLR) sobre la función de respuesta al impulso de la imagen enfocada, y se concluirá acerca del rendimiento y el desempeño de cada algoritmo de enfoque.

Capítulo II

Marco conceptual

2.1. Radares de apertura sintética

Un radar de apertura sintética (SAR "*synthetic aperture radar*") es un tipo de radar instalado sobre una plataforma aérea, como un avión o satélite, que se traslada siguiendo una trayectoria rectilínea a una altura y velocidad constantes, cuyo haz de antena se orienta perpendicularmente a esta trayectoria e ilumina con cierto ángulo de inclinación un área de la superficie terrestre y permite obtener imágenes de alta resolución espacial [11] [12].

En su desplazamiento el radar emite ondas electromagnéticas durante un periodo de tiempo (tiempo de transmisión) y luego recibe los ecos reflejados por la superficie explorada. La combinación coherente de estos ecos permite la *síntesis* de una apertura virtual de longitud mucho mayor a la real y por ende de mayor resolución espacial, de allí el nombre de *apertura sintética*. Los ecos recibidos son digitalizados, almacenados y posteriormente procesados para construir una imagen 2D de la reflectividad de la superficie estudiada [11].

2.1.1. Modos SAR

Las formas en que un sistema SAR puede obtener los datos a medida que se traslada a una altura predeterminada sobre el suelo se les conoce como modos de operación SAR, estos modos se pueden dividir en tres dependiendo de la configuración del sistema [13].

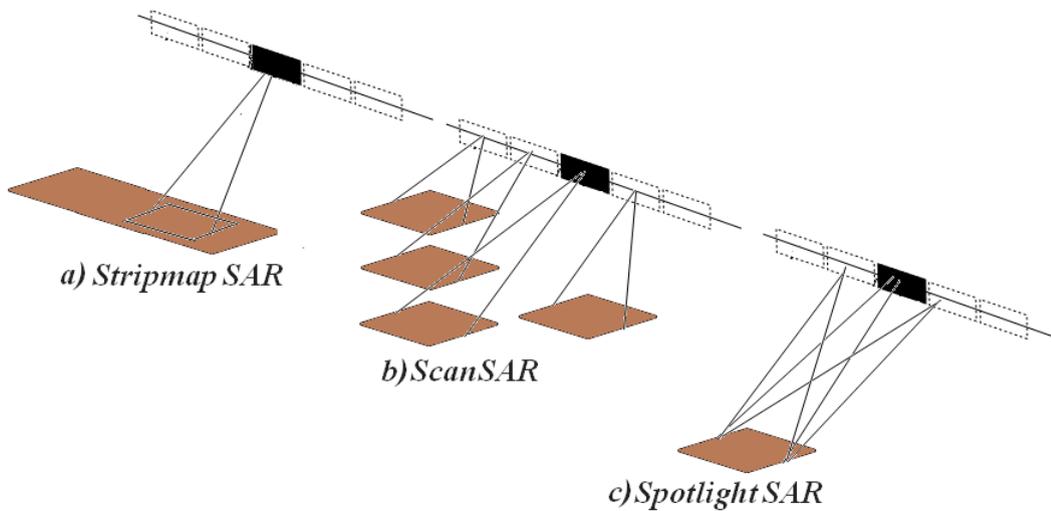


Figura 2.1: Modos SAR a) *Stripmap SAR*, b) *ScanSAR*, c) *Spotlight SAR*.

Como se ilustra en la Figura 2.1, el patrón de sondeo de la zona de interés puede ser de tres tipos, dando lugar a tres grandes modos de operación, a saber: *stripmap*, *scansar* y *spotlight*. En el modo *stripmap* la dirección de iluminación del radar se mantiene constante a la escena transversalmente desde el eje de la trayectoria del radar tal como se muestra en la Figura 2.1(a). En el modo *scansar* la antena varía el ángulo de sondeo a lo largo de la trayectoria de vuelo y escanea a través de una franja más ancha en el piso como se ilustra en la Figura 2.1(b), este modo se utiliza especialmente cuando el radar está volando a gran altitud. En el modo *spotlight* el radar a medida que se traslada enfoca su iluminación a un área de interés fija y particular como se muestra en la Figura 2.1(c) [14] [13].

Procederemos a diseñar un simulador de un radar de apertura sintética que opera en el modo *stripmap* para generar ecos y registrar muestras de éstos.

2.1.2. Geometría SAR

Los radares de apertura sintética requieren de una plataforma que se desplace a una velocidad y altura constantes para así poder generar la imagen. En la Figura 2.2 se muestra que la dirección de movimiento del radar es denominada dirección azimutal, la cual está alineada con el vector de velocidad de la plataforma en movimiento (V), y la dirección de observación denominada *range* es la distancia desde la antena del radar hasta el blanco, el cual es perpendicular a la dirección azimutal. El área de la superficie del suelo iluminada por el radar se denomina huella [13] [11].

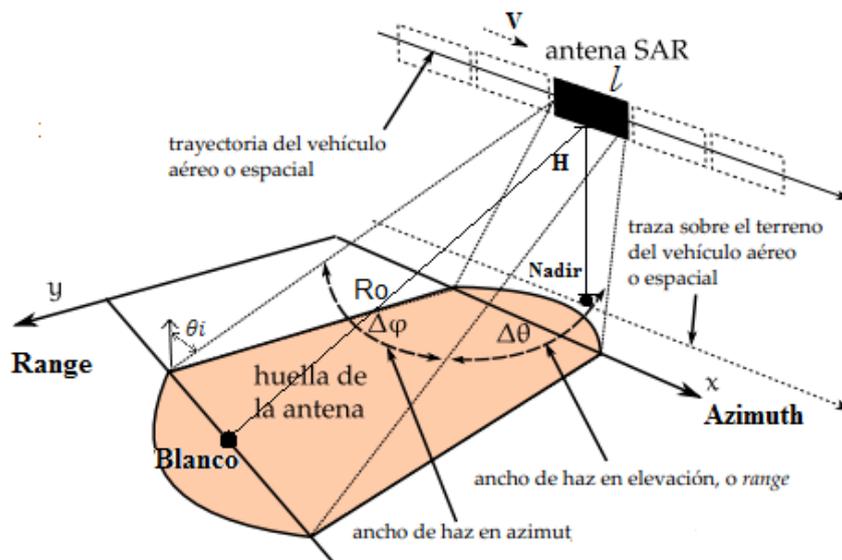


Figura 2.2: Geometría de adquisición de un sistema SAR (Fuente propia).

El radar transmite un pulso corto con una duración τ_p cada PRI segundos, donde PRI es el intervalo de repetición del pulso. El ancho horizontal del haz es $\Delta\varphi = \lambda/l$, mientras que el ancho vertical del haz es $\Delta\theta = \lambda/w$ donde λ es la longitud de onda de la señal transmitida, l y w son las dimensiones de la antena del radar y la distancia desde la antena del radar al centro de la huella está representada por R_0 [13].

2.1.3. Pulso LFM

Una señal LFM o *chirp* puede pensarse como una señal cosenoidal de duración finita τ_p , cuya frecuencia varía linealmente entre una frecuencia inicial $f_i=f_0$ y una frecuencia final $f_f=f_0+k\tau_p$ [11] [13]. La señal LFM transmitida puede ser modelada analíticamente de la siguiente forma:

$$s(t) = A_{Tx} W\left(\frac{t}{\tau_p}\right) \cos(2\pi f_0 t + \pi k t^2) \quad (2.1)$$

donde A_{Tx} es proporcional a la potencia pico transmitida, $W\left(\frac{t}{\tau_p}\right)$ es cierta función de enventanado con $|t| \leq (\tau_p/2)$, k es la tasa de variación temporal de la frecuencia (*chirp rate*) y su signo determina si la pendiente es positiva o negativa, de manera que determina si el radar trabaja con una *upchirp* (pendiente positiva) o una *downchirp* (pendiente negativa). En la Figura 2.3 se muestra la señal *chirp* transmitida, la cual consiste en una onda sinusoidal modulada linealmente en frecuencia (LFM), donde se observa como su frecuencia instantánea varía con el tiempo.

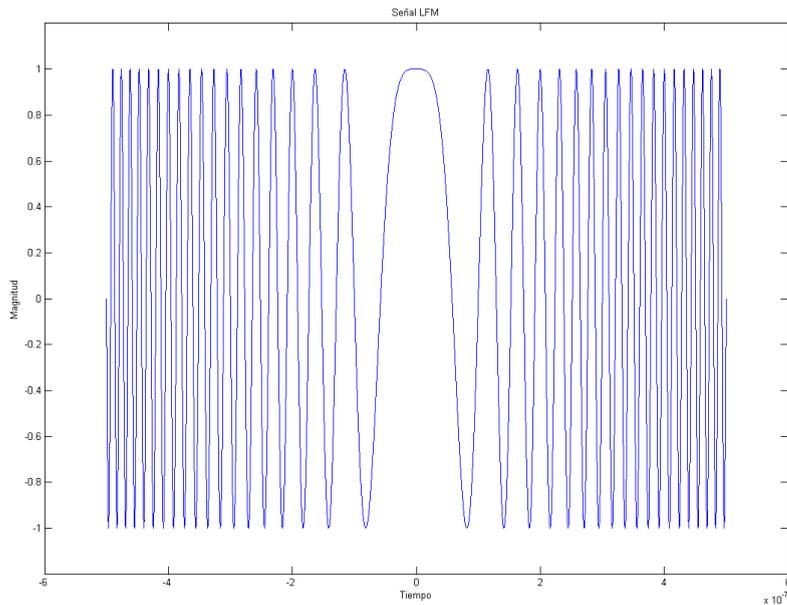


Figura 2.3: Señal *chirp* (Fuente propia).

A medida que la plataforma avanza el radar va emitiendo pulsos y recibiendo ecos a lo largo de su trayectoria. Como se puede ver en la Figura 2.4 el radar transmite una sucesión de pulsos de tipo *chirp* de duración τ_p , cada PRI segundos. Cuando el radar no está transmitiendo ($PRI - \tau_p$) tiene todo un periodo de tiempo para recibir los ecos reflejados por los posibles blancos. En el caso aerotransportado, los ecos se recibirán justo en el tiempo en que el pulso termina de ser transmitido; pero en el caso *spaceborne* se tendrían que esperar entre 6 y 10 pulsos para obtener esos mismos ecos (debido a que las distancias son mucho mayores).

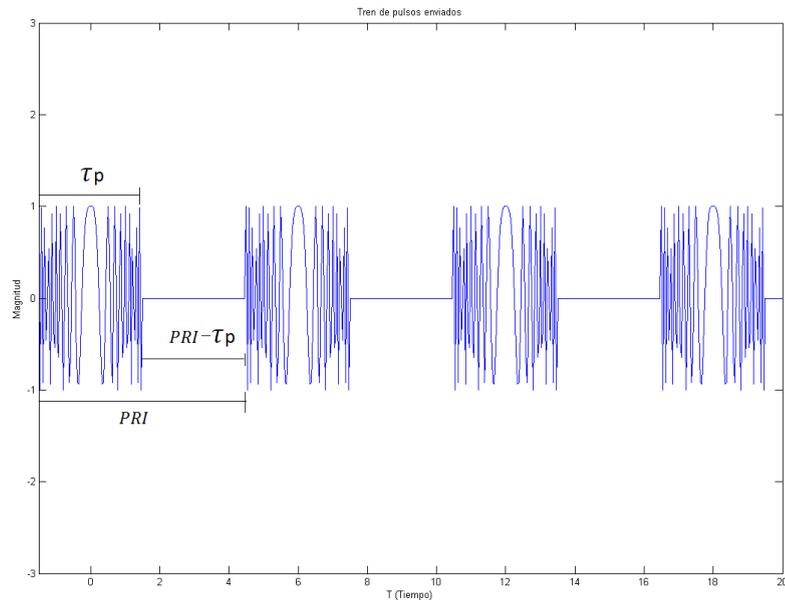


Figura 2.4: Tren de pulsos transmitidos (Fuente propia).

La señal del eco recibido por la antena del radar en banda base se define como:

$$S_r(t) = A_0 w\left(\frac{t - \Delta t}{\tau_p}\right) w\left(\frac{t'}{t_A}\right) \exp\left[j\pi k (t - \Delta t)^2\right] \exp\left(-j\frac{2\pi}{\lambda} f_0 \Delta t\right) \quad (2.2)$$

donde $A_0 = \sqrt{\frac{P_{Tx} G^2 \lambda^2 \sigma}{(4\pi)^3 r^4}}$ es la magnitud del eco recibido y contiene la información de reflectancia, t es el tiempo en *range* (tiempo rápido), t' el tiempo en azimut (tiempo lento), $w\left(\frac{t'}{t_A}\right)$ es el efecto de enventanado que se produce debido a que

los ecos son afectados por la forma geométrica del haz de la antena que en este caso actúa como una ventana, t_A es el tiempo de duración que es iluminado un blanco, $\Delta t = \frac{2r(t')}{c}$ es el tiempo que tarda la señal para regresar al radar, en el termino $w\left(\frac{t-\Delta t}{\tau_p}\right) \exp\left[j\pi k(t-\Delta t)^2\right]$ se encuentra la información de distancia del eco, y en $\exp\left(-j\frac{2\pi}{\lambda}f_0\Delta t\right)$ esta la información de azimut.

Una vez el blanco ingresa dentro de la huella de la antena el sistema SAR comienza a registrar una distancia r que varia con el tiempo $r(t')$, donde se opta por primar la variable temporal para indicar que esto ocurre en una escala determinada por la duración del vehículo que transporta el radar como se muestra a continuación [11]:

$$r = \sqrt{(x_R - x_0)^2 + (y_R - y_0)^2} \quad (2.3)$$

donde (x_R, y_R) es la posición del radar y (x_0, y_0) es la posición del blanco.

Tomando como referencia la posición del radar (donde se ha puesto $y_R=0$) y definiendo un origen local para la distancia $x_R - x_0 = x$ se puede escribir:

$$r(t') = \sqrt{(y_0)^2 + (x)^2} = \sqrt{(y_0)^2 + (vt')^2} \quad (2.4)$$

donde v es la velocidad del aeroplano. Si la distancia que recorre el blanco dentro de la huella de la antena es muy pequeña en comparación con la distancia y_0 : $|x_R - x_0| \ll y_0$, entonces la Ecuación 2.4 se puede aproximar de la siguiente manera [11]:

$$r(t') \approx y_0^2 + \frac{v}{2y_0}t'^2 \quad (2.5)$$

2.1.4. Resolución de la imagen en un SAR

La resolución espacial de un radar se define como la distancia mínima de separación a la que se deben encontrar dos objetos para ser distinguidos como tales, tanto en *range* como en azimut [15].

radar respecto al blanco, la señal reflejada retorna hacia la antena con un cambio de frecuencia, a este fenómeno se le conoce como efecto DOPPLER¹. Durante el tiempo en que la señal reflejada retorna hacia la antena se produce el cambio de frecuencia denominada frecuencia DOPPLER f_D . La frecuencia DOPPLER se produce por el inicial acercamiento del blanco una vez que ingresa en la huella de la antena, por su desplazamiento a lo ancho de esta y finalmente por su alejamiento hasta salir de ella.

Una característica importante de la frecuencia DOPPLER es que su variación es aproximadamente lineal con respecto al tiempo y por lo tanto puede ser pensada como un *chirp* en azimut. Al igual que para el caso del *chirp* temporal del pulso transmitido, éste *chirp* DOPPLER está determinado por un tiempo de duración, en este caso t_a , una frecuencia central conocida como DOPPLER *Centroide* f_{Dc} y una tasa de cambio de la frecuencia k_a , llamada *chirp rate* DOPPLER [17]. Estos dos últimos parámetros deben ser calculados a partir de datos tales como la velocidad relativa entre el sensor y el blanco, la distancia entre ambos, la apertura de haz horizontal y la longitud de onda.

El *chirp* DOPPLER tiene un ancho de banda B_D que se incrementa a medida que el tiempo de integración es mayor, y al igual que en el caso del *range*, la resolución en azimut mejora cuando mayor es el ancho de banda de la señal. Así, la resolución en azimut se calcula mediante la ecuación :

$$\delta_{CR} = \frac{0,886v_r}{B_D} \quad (2.8)$$

donde v es la velocidad relativa sensor-blanco y el ancho de banda DOPPLER y se obtiene de la siguiente forma:

$$B_D = \frac{1,772v}{L_a} \quad (2.9)$$

¹El efecto DOPPLER se define como el cambio de frecuencia aparente de una onda producido por el movimiento relativo de la fuente respecto a su observador [16]

donde L_a es la longitud de la antena en dirección de azimut, y su valor se calcula mediante la siguiente ecuación para antenas de apertura [18]:

$$L_a = \frac{\lambda}{\theta_h} \quad (2.10)$$

Deduciendo que la resolución óptima en azimut es la mitad de la longitud de la antena en tal dirección el cual se expresa como:

$$\delta_{CR} = \frac{L_a}{2} \quad (2.11)$$

Las imágenes están hechas de píxeles. Un píxel es el elemento más pequeño reconocible de una imagen. En una imagen de radar el tamaño del píxel queda determinado por las resoluciones en distancia y en azimut de la forma $\delta_R \times \delta_{CR}$ como se muestra en la Figura 2.5 donde se señalan algunos parámetros de un sistema SAR.

2.1.5. Matriz de datos crudos

Los datos capturados a lo largo de la trayectoria de vuelo son almacenados en una matriz de datos crudos que posteriormente sera usada en el algoritmo de enfoque. Los datos crudos de SAR se toman a dos tasas de muestreo diferentes: una tasa rápida, denominada *fast-time*, y otra lenta, denominada *slow-time*. La tasa *fast-time* es proporcional al ancho de banda de la señal *chirp* que se transmite y se determina mediante la ecuación $T_{S_{ft}}=1/2B$, mientras que la tasa *slow-time* se calcula con base en la resolución δ_A azimutal establecida, de modo de disponer de al menos una muestra por cada bin de *cross-range* y se calcula mediante la ecuación $T_{S_{st}}=\delta_A/v$ y coincide, evidentemente, con el PRI [19].

En la matriz de datos crudos, la separación entre las celdas de cada fila esta dada por la frecuencia de muestreo rápida $f_{S_{ft}}=1/T_{S_{ft}}$. Como cada fila de la matriz corresponde al muestreo de los ecos de un pulso, la separación entre las filas sera de PRI segundos. En la Figura 2.6 se muestra como está organizada una matriz de

datos crudos, en la que se visualizan las dos dimensiones temporales correspondientes a *range* y azimut [16] [13] [11].

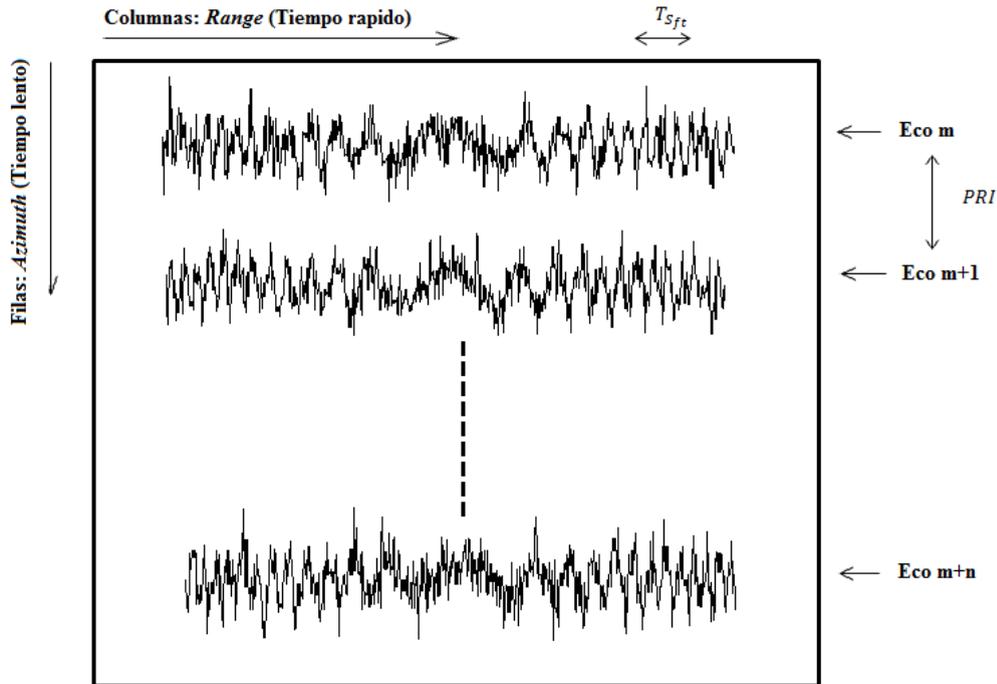


Figura 2.6: Organización de los datos crudos en una matriz (Fuente propia).

2.1.6. Compresión del pulso recibido

El procesamiento que permite obtener una imagen a partir de los datos crudos es comúnmente denominado compresión o enfoque [5], pues reconstruye la información de cada punto de la escena.

Para realizar la compresión generalmente se utiliza una técnica llamada filtrado adaptado. En los sistema SAR el filtrado adaptado es una técnica que está diseñada para extraer la información relevante de una señal en presencia de ruido aditivo estocástico, maximizando su relación señal a ruido (SNR) y así identificar un objetivo determinado.

En la Figura 2.7 se muestra cómo el pulso que es transmitido se comprime a un pulso corto de pico alto, después de la recepción mediante el uso de la técnica de

filtrado adaptado.

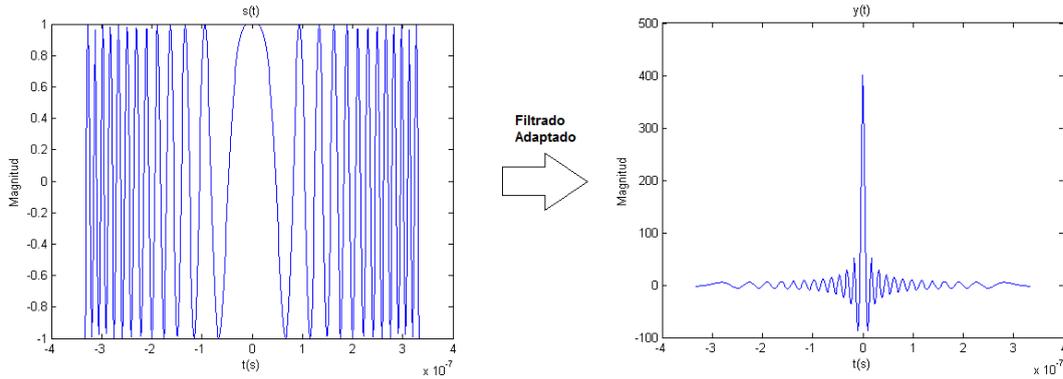


Figura 2.7: Esquema de la compresión del pulso (Fuente propia).

El filtrado adaptado en SAR se realiza al correlacionar una señal con otra señal ya conocida. Esta correlación se realiza mediante el uso de la convolución entre la señal recibida por el sistema SAR y la señal transmitida previamente invertida y desplazada en el tiempo. La ecuación general de la convolución es [3]:

$$F(t) = S_r(t) * h(t) = \int_{-\infty}^{\infty} S_r(t)h(t - u)du \quad (2.12)$$

donde $F(t)$ es la señal a la salida del filtrado adaptado, $S_r(t)$ es la señal recibida y $h(t) = s^*(-t)$ es el complejo conjugado de la transmitida.

La salida del filtrado adaptado se puede modelar analíticamente mediante la siguiente ecuación [20] (ver Apéndice A):

$$F(t) = \tau_p \text{sinc}(k\tau_p t) \quad (2.13)$$

En el procesamiento SAR, por razones de eficiencia, se suele usar la técnica de filtrado adaptado en el dominio de la frecuencia, esto debido a que la convolución asociada al filtrado 2.12 pasa a ser una multiplicación en el dominio frecuencial; para ello se aplica la transformada discreta de FOURIER (DFT) a la señal recibida $S_r(t)$ dando como resultado la señal $S_r(f)$, posteriormente se aplica la DFT al filtro adaptado $h(t)$ dando como resultado la señal $H(f)$, finalmente la salida del filtrado

adaptado en el dominio frecuencial sería la multiplicación de las transformadas calculadas anteriormente como se muestra en la siguiente ecuación [20]:

$$F(f) = S_r(f)H(f) \quad (2.14)$$

2.1.7. Migración de celdas en distancia

A medida que el radar se desplaza durante un período de tiempo va almacenando muestras de los ecos recibidos, la distancia entre el radar y el blanco varía durante ese periodo de tiempo; esto significa que el rango oblicuo R es función del tiempo y puede ser descrito mediante la siguiente ecuación [21]:

$$R(t) = \sqrt{R_0^2 + (vt)^2} \quad (2.15)$$

donde R_0 es el rango oblicuo correspondiente a la menor distancia radar-blanco, v la velocidad relativa radar-blanco y t la variable de tiempo centrada en 0 y válida entre $-t_a/2$ y $t_a/2$. Esta acotación del tiempo se realiza porque solo interesa describir la distancia durante el tiempo de integración del blanco (t_a).

Como la distancia entre el radar y el blanco varía con el tiempo a medida que la plataforma se traslada, los ecos tendrán retardos diferentes, debido a este retardo las celdas o bins en distancia en la matriz migran hacia otras celdas, por lo tanto los datos en la matriz no estarán alineados, sino que se encontrarán en una curva hiperbólica dependiendo de la variación de R . El tiempo de retardo τ de los ecos puede ser descrito como función de la variación de la distancia R mediante la siguiente ecuación [21]:

$$\tau = \frac{2}{c}R(t) \quad (2.16)$$

En la Figura 2.8 se ilustra la forma en que se genera esta variación, mostrando los parámetros de interés para definir la distancia que el radar registra como con-

secuencia de la migración del blanco durante su permanencia en la huella de la antena.

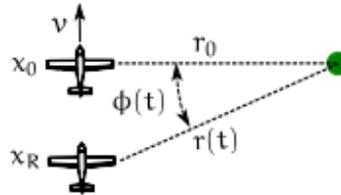


Figura 2.8: Variación de distancia que el radar registra como consecuencia de la migración del blanco durante su permanencia en la huella de la antena

Esta migración complica el procesamiento, pero irónicamente, es una característica fundamental e indispensable para el procesamiento SAR, ya que esta variación de retardos en *range* es la que le impone características de FM a la señal en dirección de azimut [3] y permite obtener mejores resoluciones en tal dirección.

La Figura 2.9 muestra el efecto de esta migración en distancia en una matriz de datos crudos donde se visualizan como las muestras son desplazadas entre las celdas en dirección *range* durante su recorrido.

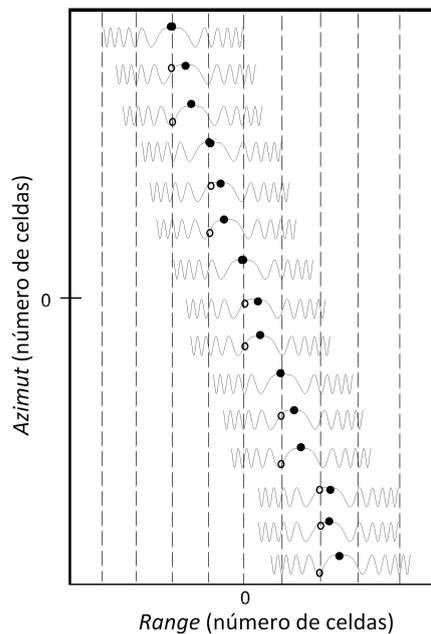


Figura 2.9: Migración de las celdas en una matriz (Fuente propia).

Esta curva debe ser corregida para que toda la trayectoria del blanco a lo largo del tiempo de integración pertenezca a una sola columna de la matriz. Este proceso es llamado corrección de migración de celdas en distancia (RCMC “*Range Correction Migration Cell*”) el cual permite trasladar los datos a su posición correcta en la matriz.

2.1.8. Velocidad de la plataforma de radar

La velocidad de la plataforma juega un papel fundamental en la operación de los sistemas SAR. En los sistemas SAR se pueden diferenciar dos casos diferentes: por un lado el caso del sistema SAR *airborne* (la plataforma donde se encuentra el radar es un avión) y el caso *spaceborne* (la plataforma donde se encuentra el radar es un satélite).

Apenas el blanco ingresa dentro de la huella de la antena, el radar comienza a registrar una distancia $R(t')$ que es función del tiempo lento (t'), la cual depende de la velocidad del radar como se expresa en la siguiente ecuación [19]:

$$R(t') = \sqrt{R_0^2 + (x_R - x_0)^2} \quad (2.17)$$

donde se ha puesto $y_R=0$ y $R_0 = \sqrt{y_0^2 + h^2}$, siendo (x_R, y_R) las coordenadas del radar, (x_0, y_0) las coordenadas del blanco y h la altura del radar sobre el suelo.

Ahora, tomando como referencia la posición del radar y definiendo un origen local para la distancia $x_R - x_0 = x$, se puede escribir :

$$R(t') = \sqrt{R_0^2 + x^2} = \sqrt{R_0^2 + (vt')^2} \quad (2.18)$$

donde v es la velocidad de la plataforma de radar.

Así como la distancia entre el radar y el blanco depende de la velocidad de radar, la frecuencia DOPPLER también depende de la misma de la siguiente forma:

$$f_D = \frac{2v^2}{\lambda R_0} \quad (2.19)$$

Esto hace que conocer con precisión esta velocidad sea extremadamente crítico en el enfoque de la imagen. Sin embargo, se debe diferenciar la velocidad de la plataforma y su velocidad sobre el suelo cuando el haz de antena barre el blanco dentro del ancho de la zona a ser sondeada (*swath*) [3].

Para el sistema aerotransportado (*airborne*), debido a la baja altitud de vuelo, la velocidad de la plataforma (v) es igual a la velocidad del haz de antena que barre el blanco en el suelo (v_g). En el caso de un SAR satélital *spaceborne*, debido al efecto de curvatura de la tierra, siendo la rotación y la órbita de los satélites no circular, la velocidad relativa generalmente no es constante y no lineal. Teniendo en cuenta estos factores, la velocidad efectiva del radar se suele aproximar como [3]:

$$v_r \cong \sqrt{vv_g} \quad (2.20)$$

donde v es la velocidad de la plataforma y v_g es la velocidad del haz de antena sobre el suelo; ambos varían con respecto al vector orbital, incluyendo la posición y el *range*.

Esta variación de la velocidad de radar para el sistema *spaceborne* causa que la velocidad sea distinta sobre cada punto sobre la escena. Esta variación afecta el rendimiento del algoritmo $\omega-\kappa$, ya que este algoritmo asume que la velocidad efectiva de radar v_r , es invariante en *range*, lo cual limita su capacidad de manejar grandes *swaths*, debido a que esta velocidad se define en el dominio *range-time* y su variación no puede ser manejada por el algoritmo debido a que todas las operaciones las realiza en el dominio bidimensional de la frecuencia [3].

2.1.9. Señal del eco en banda base y su espectro

Los datos SAR son adquiridos en el dominio temporal como se muestra en la Ecuación 2.2. Para realizar el procesamiento de la matriz de datos crudos, en general, es necesario transformar este dominio en otro por razones de eficiencia. Dos de los dominios comúnmente utilizados para este fin son el *range*-DOPPLER y el dominio bidimensional [5].

La señal recibida que es usada para la formación de la matriz de datos crudos, contiene la portadora del radar, $\cos(2\pi f_0 t)$, y es extraída antes de realizar el muestreo para obtener los datos SAR. La señal extraída de un blanco puntual puede aproximarse con la Ecuación 2.2.

Es de interés para nosotros conocer el espectro del eco recibido en sus dos direcciones, a saber: en la dirección transversal a la trayectoria del radar y en la dirección de vuelo azimutal.

El espectro del eco en dirección azimutal puede ser obtenido aplicando el principio de fase estacionaria, el cual es un método usado para resolver mediante análisis asintótico, y por ende de manera aproximada, integrales de la forma [22]:

$$I = \int_{-\infty}^{\infty} F(x) e^{-j\phi(x)} dx \quad (2.21)$$

Este método se le aplica a la Ecuación 2.2, que constituye una muy buena aproximación de la transformada de FOURIER, donde la ecuación de la señal en el dominio *range*-DOPPLER resulta ser la Ecuación 2.22, siendo f_D la frecuencia DOPPLER [22] (ver Apéndice B).

$$S_r(t, f_D) = A_0 W \left(\frac{t - \frac{2r(f_D)}{c}}{\tau_p} \right) \exp \left[j\pi k \left(t - \frac{2r(f_D)}{c} \right)^2 \right] \exp \left(-j \frac{4\pi}{\lambda} r_0 \right) \quad (2.22)$$

Finalmente, el espectro de frecuencia bidimensional puede derivarse tomando una transformada de FOURIER de la gama de la señal DOPPLER, aplicando de nuevo

el POSP a la Ecuación 2.22. La ecuación resultante en el dominio bidimensional de la frecuencia quedaría de la siguiente forma [22]:

$$S_r(\omega, k_u) = A_0 W(f_t) \exp\left(-j\pi \frac{f_t}{2} k\right) \exp\left(-j\sqrt{4k^2 - k_u^2} r_0\right) \quad (2.23)$$

siendo f_t la frecuencia en *range* (frecuencia del *chirp* transmitido), cuyo valor es considerablemente menor al de la frecuencia de la señal portadora f_0 ; f_t no se trata de una frecuencia constante sino que ésta varía entre $-f_s/2$ y $f_s/2$ con f_s como frecuencia de muestreo y k_u es el número de onda de la señal.

2.1.10. Algoritmo *range*-DOPPLER

El primer algoritmo digital usado en los sistemas SAR para la formación de imágenes fue el algoritmo *range*-DOPPLER o por sus siglas en ingles RDA. Actualmente es uno de los algoritmos más utilizados en los sistemas SAR. El algoritmo fue diseñado con el objetivo de lograr eficiencia en el procesamiento utilizando operaciones en el dominio de la frecuencia en ambas direcciones, tanto en *range* como en azimut, al tiempo que mantiene la simplicidad de operaciones en una sola dimensión [3]. En la Figura 2.10 se muestra un diagrama de flujo del RDA, partiendo de los datos crudos se obtiene la imagen enfocada mediante una secuencia de pasos [3] [13] [14].

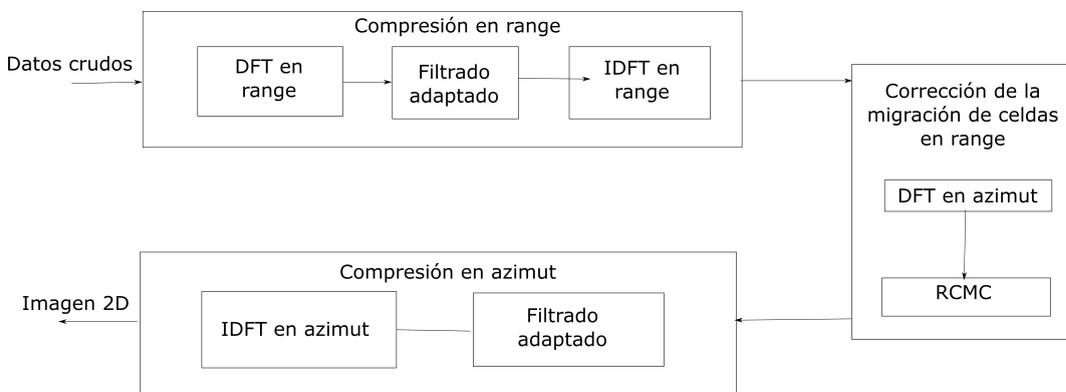


Figura 2.10: Diagrama de flujo del algoritmo *range*-DOPPLER

Los pasos de ejecución del algoritmo *range*-DOPPLER se describen a continuación:

1. Como se puede ver en la Figura 2.10, para comenzar con el algoritmo *range-DOPPLER*, se realiza la compresión en *range* mediante la aplicación de la técnica de filtrado adaptado mencionada anteriormente, realizando la correlación entre la señal del eco recibido y la réplica del *chirp* transmitido. Este filtro adaptado puede ser modelado con la siguiente ecuación [3]:

$$h_R(t) = \exp(-j\pi kt^2) \quad (2.24)$$

Como se mencionó anteriormente, por razones de eficiencia la correlación asociada al filtrado adaptado se realiza en el dominio de la frecuencia como un producto de transformadas de FOURIER como se indica en la Ecuación 2.14. Para ello se trasladan los datos crudos al dominio de la frecuencia aplicando la transformada discreta de FOURIER (DFT) a cada fila de la matriz así como también la DFT al filtro adaptado ($h(t)$) y se realiza la multiplicación de ambas transformadas.

Luego de haber realizado el producto de la réplica del *chirp* transmitido y la señal de cada fila de la matriz de datos crudos, se aplica la transformada discreta de FOURIER inversa (IDFT) para llevar los datos al dominio del tiempo nuevamente.

2. Después de haber realizado la compresión en *range* es necesario trasladar los datos al dominio *range-DOPPLER* aplicando la DFT a cada columna de la matriz, con el fin de corregir la migración de las celdas en *range* en los datos crudos previamente enfocados en el paso anterior. Esta migración se debe a que la distancia del blanco al radar, apenas el blanco ingresa dentro de la huella de la antena, varía con el tiempo.

Primero se calcula el valor de la corrección denotado por [21]:

$$\Delta_R(r_0, f_D) = \frac{r_0}{\sqrt{1 - \left(\frac{\lambda f_D}{2v}\right)^2}} - r_0 \quad (2.25)$$

Luego a la matriz obtenida de después de la compresión en *range* y haber aplicado la (DFT) a cada columna, se realiza un recorrido por cada columna

y a cada columna por filas para corregir los registros de distancia de cada bin de la matriz, esta corrección se usa para compensar la distancia recorrida por el blanco durante la migración.

La corrección consiste de dos operaciones simultáneas: interpolación y desplazamiento de muestras. En el proceso de interpolación se le multiplica una función del tipo sinc al bin de la matriz, para depositar el valor interpolado en la matriz, desplazando su valor por el calculado, este proceso se realiza para cada valor que necesite ser corregido [21].

3. Después de la RCMC, se realiza la compresión en azimut aplicando nuevamente la técnica de filtrado adaptado explicado en el paso 1, pero con la diferencia que la respuesta impulsiva del filtro adaptado se calcula para cada columna de la matriz, debido a que la señal *chirp* azimutal varía con la distancia. Este filtro es calculado de la siguiente forma [3]:

$$h_A(t) = \exp(-j\pi k_A t^2) \quad (2.26)$$

donde k_A es la tasa de variación temporal de la frecuencia en el dominio del *slow time*.

Finalmente se aplica la IDFT en la dirección de azimut del resultado anterior, resultando en una imagen enfocada en ambas direcciones.

2.1.11. Algoritmo $\omega - \kappa$

Uno de los algoritmos más utilizados en el presente, debido a su gran precisión, es el algoritmo $\omega - \kappa$, el cual realiza el enfoque de la imagen mediante operaciones en el dominio bidimensional de la frecuencia. En la Figura 2.11 se muestra el diagrama de flujo del algoritmo $\omega - \kappa$, donde, partiendo de los datos crudos se obtiene la imagen enfocada mediante una secuencia de pasos [19] [13].

Los pasos de ejecución del algoritmo $\omega - \kappa$ se describen a continuación:

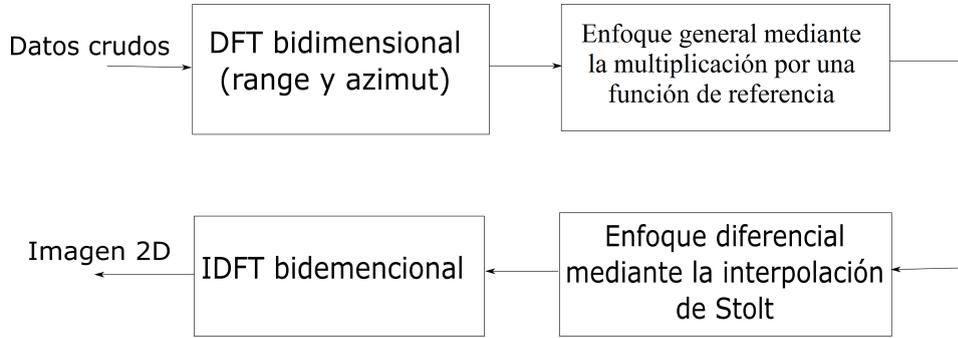


Figura 2.11: Diagrama de flujo del algoritmo $\omega - \kappa$

1. El primer paso a realizar es la transformación de los datos crudos al dominio de la frecuencia mediante una DFT bidimensional, trasladando los datos a la frecuencia angular ω en dirección de *range* y del número de onda κ_x en dirección de azimut.
2. Una vez que los datos han sido transformados al dominio bidimensional de la frecuencia, comienza el algoritmo propiamente dicho. Primeramente se realiza la compresión general de los datos crudos de SAR aplicando la RFM (Multiplicación por la función de referencia) en el dominio bidimensional de la frecuencia. La RFM se realiza mediante la multiplicación por una función de referencia que actúa como filtro, compensando la fase [3]. La fase de esta función es la siguiente:

$$\theta_{ref}(f_t, f_D) = \frac{4\pi(R_{ref})}{c} \sqrt{(f_0 + f_t)^2 - \left(\frac{cf_D}{2v_r}\right)^2} + \frac{\pi f_t^2}{k_r} \quad (2.27)$$

siendo f_t la frecuencia en *range* (frecuencia del *chirp* transmitido), f_D es la frecuencia DOPPLER, v_r es la velocidad del radar que corresponde a un *range* de referencia, R_{ref} es un *range* específico o de referencia obtenido de la siguiente forma:

$$R_{ref} = y_M - \frac{y_M - y_m}{2} \quad (2.28)$$

donde y_M es el *range* mas alejado de la escena y y_m es el *range* mas cercano.

Los blancos que estén ubicados en ese *range* de referencia, serán enfocados correctamente, pero los blancos que se encuentren a un *range* distinto a este serán enfocados solo parcialmente. Este enfoque incluye la compresión en *range* y azimut, además de realizar la RCMC.

Esta función, debido a que está definida en el dominio bidimensional de la frecuencia, las variables de *range* y velocidad efectiva de radar no pueden ser modificadas y se convierten en constantes. Por lo tanto, la compensación de la fase se realiza solo para un rango de referencia R_{ref} y asumiendo que la velocidad efectiva de radar es constante en *range*.

La fase de un blanco puntual después de aplicar la RFM es aproximadamente [19]:

$$\theta_{RFM}(f_t, f_D) \approx -\frac{4\pi(R - R_{ref})}{c} \sqrt{(f_0 + f_t)^2 - \left(\frac{cf_D}{2v_r}\right)^2} \quad (2.29)$$

Esta solución después de realizar la RFM no es exacta debido a que se asume que la velocidad efectiva de radar es constante en *range*.

Conociendo la variación del *range* desde el radar a un blanco puntual como una función del tiempo $R(t')$, se puede calcular de forma muy precisa el valor de v_r mediante la siguiente expresión [8]:

$$v_r = \sqrt{R(t')\ddot{R}(t')} \quad (2.30)$$

donde $\ddot{R}(t')$ es la segunda derivada de R en función del slow-time (t') [23].

$$\ddot{R}(t') = \frac{\partial^2 R(t')}{\partial t'^2} = \frac{v_r^2}{R(t')} \left[1 - \frac{(v_r t')^2}{R(t')^2} \right]^{1/2} \approx \frac{v_r^2}{R(t')} \quad (2.31)$$

El error debido a asumir que la velocidad efectiva de radar es invariante en *range* es despreciable en los sistemas *airborne* debido que la velocidad del radar y la velocidad del haz de antena sobre el suelo es la misma, sin embargo, este error es considerable en los sistemas *spaceborne* y afecta la calidad de enfoque del algoritmo $\omega - \kappa$ [19].

3. Luego se realiza un enfoque diferencial mediante una técnica conocida como interpolación (o mapeo) de STOLT, esta interpolación permite ajustar en *range* y azimut los blancos a rangos distintos del *range* de referencia, logrando realizar en un solo paso la RCMC, la compresión en *range* y en azimut de dichos blancos.

Todos los blancos ubicados a un *range* $R \neq R_{ref}$, aparecerán desenfocados. Es por ello que es necesario un cambio de variables del *range* en el dominio de las frecuencias, el cual es logrado mediante el mapeo de STOLT. Para ello se modifica el eje de las frecuencias en *range*, reemplazando la raíz cuadrada de la fase de la señal descrita en la Ecuación 2.29 por una variable de frecuencia que está desplazada y escalada de la siguiente manera:

$$f'_t = \sqrt{(f_0 + f_t)^2 - \left(\frac{cf_D}{2v}\right)^2} - f_0 \quad (2.32)$$

La Ecuación 2.32 es en efecto un cambio de variables desde la variable de frecuencia de rango f_t en una nueva f'_t .

4. Después de haber realizado el enfoque general mediante la multiplicación por la función de referencia y el enfoque diferencial mediante la interpolación de STOLT, se aplica la IDFT bidimensional, obteniendo así la imagen SAR ya enfocada.

2.1.12. Análisis de la calidad de enfoque SAR

El objetivo principal del análisis de calidad de enfoque SAR es proporcionar una herramienta para evaluar el desempeño de diferentes algoritmos de enfoque. Como el SAR es un sistema lineal, es natural caracterizar su calidad de enfoque mediante el análisis de la función de respuesta al impulso (IRF "Impulsive Response Function") de un blanco puntual. En la Figura 2.12 se esquematiza la IRF de un blanco puntual aislado [19] [7].

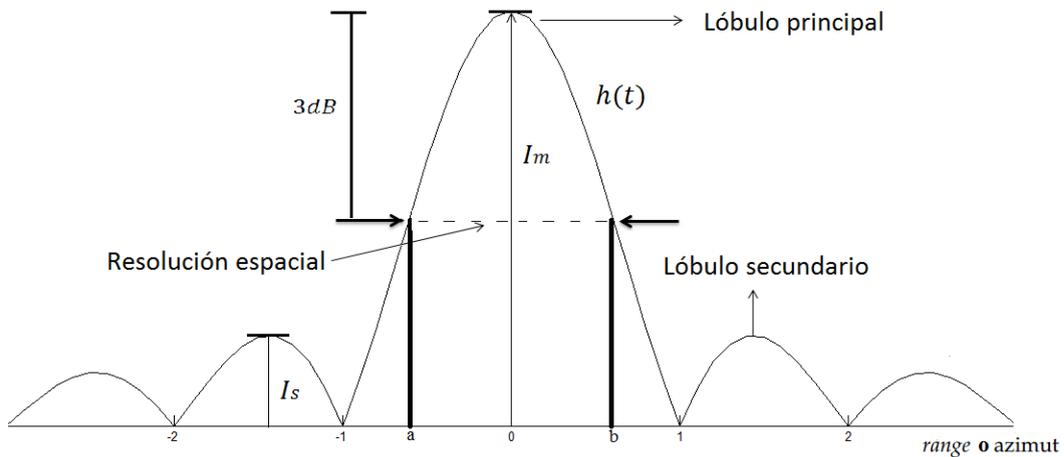


Figura 2.12: Representación gráfica de la respuesta de un blanco puntual aislado.

Los parámetros más relevantes que se miden sobre la IRF y que permiten determinar la capacidad del algoritmo de obtener imágenes de alta calidad son los siguientes [24] [7]:

- Resolución espacial: La resolución espacial es la distancia entre dos objetos sobre el terreno para la cual las imágenes de los objetos aparecen distintos y separados. La resolución espacial ideal de un sistema SAR puede ser calculada a partir de la teoría y luego comparada con la obtenida del análisis IRF. El valor teórico de las resoluciones espaciales en *range* se obtiene mediante la Ecuación 2.6 y en azimut se obtiene con la Ecuación 2.11.

En las imágenes SAR, la resolución espacial se mide como la distancia entre los puntos con intensidades 3 dB por debajo de la intensidad máxima del pico del lóbulo principal tanto en azimut como en distancia. La Figura 2.12 muestra el IRF de un blanco puntual y los puntos 3dB por debajo de la intensidad máxima.

- PSLR "*Peak Side Lobe Ratio*": relación entre el lóbulo secundario de mayor energía y el pico principal de la IRF, representa la capacidad del SAR para identificar un objetivo débil de uno fuerte cercano. La PSLR puede ser obtenido

mediante la siguiente ecuación:

$$\text{PSLR} = 10 \log_{10} \frac{l_s}{l_m} \quad (2.33)$$

donde l_s es la intensidad del lóbulo secundario de mayor energía, l_m es la intensidad del lóbulo principal.

Capítulo III

Procedimiento metodológico

3.1. Etapas de la investigación

Con base en los objetivos expuestos en el Capítulo I, para la comparación de los algoritmos de enfoque de imágenes SAR, se planteó la siguiente metodología de investigación, cuyas etapas se describen a continuación.

3.1.1. Diseño e implementación de un simulador de datos crudos SAR

El objetivo principal del simulador de datos crudos es generar un conjunto de ecos con unas características similares a las recibidas por un sistema SAR en el modo *stripmap* a bordo de una plataforma móvil. Para el diseño del simulador de datos crudos SAR primero se definen los parámetros de entrada del sistema SAR que se desea simular.

La Figura 3.1 muestra el diagrama de bloques del simulador de datos crudos SAR que se diseña. En él se ilustra los parámetros SAR de entrada al simulador y los datos crudos SAR que genera a la salida.

Parámetros SAR: contiene los parámetros del sistema SAR que se va a simular, tales como frecuencia de la señal portadora, potencia de la señal transmitida, duración y ancho de banda de la señal *chirp*, velocidad de propagación, intervalo de

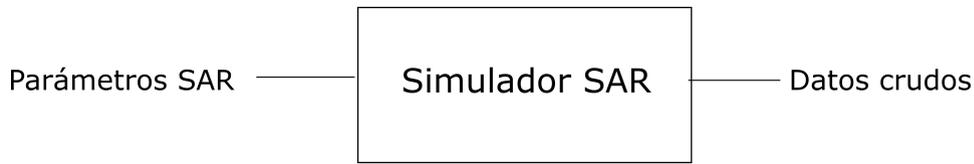


Figura 3.1: Diagrama de bloques del simulador de datos crudos SAR

repetición de los pulsos, número de blancos puntuales y sus posiciones sobre la escena, velocidad de la plataforma, geometría de la antena, apertura de haz de la antena y geometría de la escena bajo estudio.

3.1.1.1. Algoritmo

El simulador de datos crudos que se diseña se basa en un algoritmo que genera registros de blancos puntuales simulados de un sistema SAR en el modo *stripmap*, en la medida que un radar hipotético embarcado en una plataforma móvil se desplaza con cierta velocidad constante siguiendo una trayectoria rectilínea. El conjunto de estos registros constituyen los datos crudos SAR y son almacenados en una matriz. El algoritmo que simula la captura de datos y la formación de los registros es relativamente sencillo, y se ajusta a la idea del diagrama de flujo de la Figura 3.2, y se resume en los siguientes pasos:

1. Ubicar el radar en una cierta posición acimutal inicial.
2. Determinar cuáles blancos se encuentran dentro de la huella de la antena para la posición acimutal actual del radar.
3. Calcular la distancia entre el radar y los blancos detectados.
4. Calcular el eco que produciría cada blanco detectado en la huella de la antena y formar un eco global mediante la suma coherente de estos ecos individuales.
5. Almacenar los valores de esta suma en una fila de la matriz de datos crudos.
6. Actualizar la posición del radar en azimut
7. Volver al paso 2.

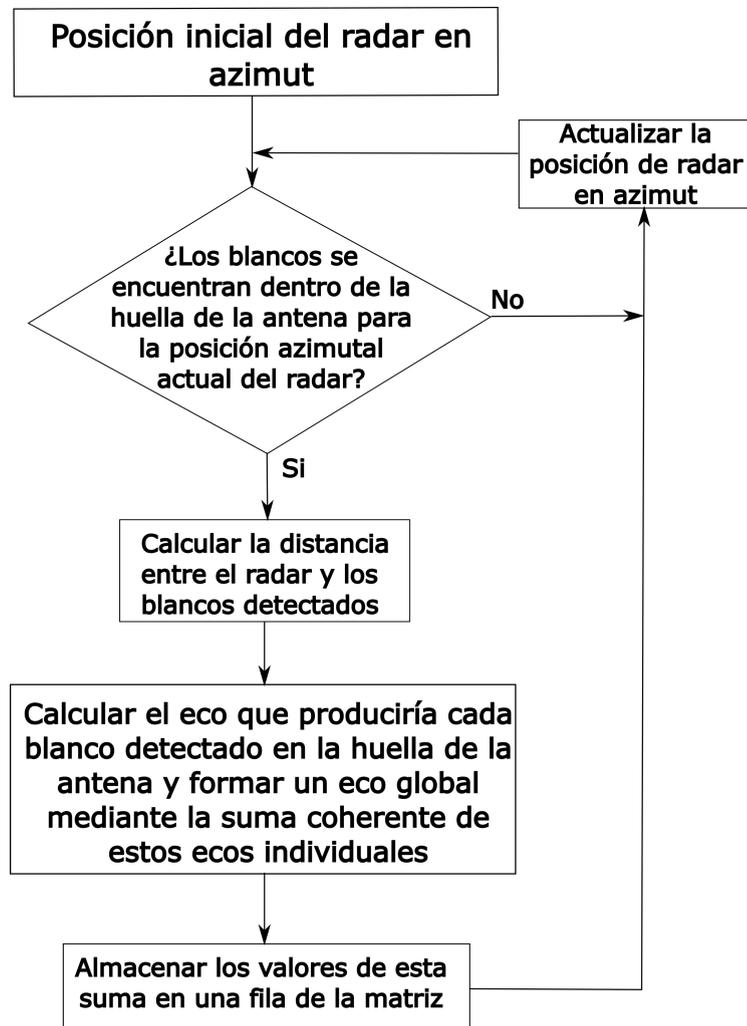


Figura 3.2: Diagrama de flujo del simulador de SAR

3.1.1.2. Implementación

Para implementar el algoritmo del simulador de datos crudos SAR se usa la herramienta computacional GNU Octave siguiendo la metodología del algoritmo descrita en la sección anterior.

Se comienza definiendo los parámetros de entrada al simulador, y a partir de éstos se calculan las demás variables necesarias para el funcionamiento del algoritmo como las tasas de muestreo lenta $T_{S_{st}} = PRI$ y rápida $T_{S_{ft}} = \frac{1}{1,4*B}$, la rata de variación del *chirp* transmitido $k = B/\tau_p$, así como también los tiempos inicial

$t_i = \frac{2y_m}{2}$ y final $t_f = \frac{2y_M}{2} + \tau_p$ para la captura de los datos crudos.

Luego se define la geometría de la escena a sondear, la cual se muestra en la Figura 3.3, en donde se puede observar que la escena es una zona rectangular que va desde y_m hasta y_M en dirección *range* y x_i hasta x_f en dirección de azimut, también se muestra un blanco puntual donde se especifica su posición y su valor de reflectancia (y_0, x_0 y σ_0), entre el radar y el blanco, así como también se muestra el salto entre posiciones en azimut de la plataforma δ_u .

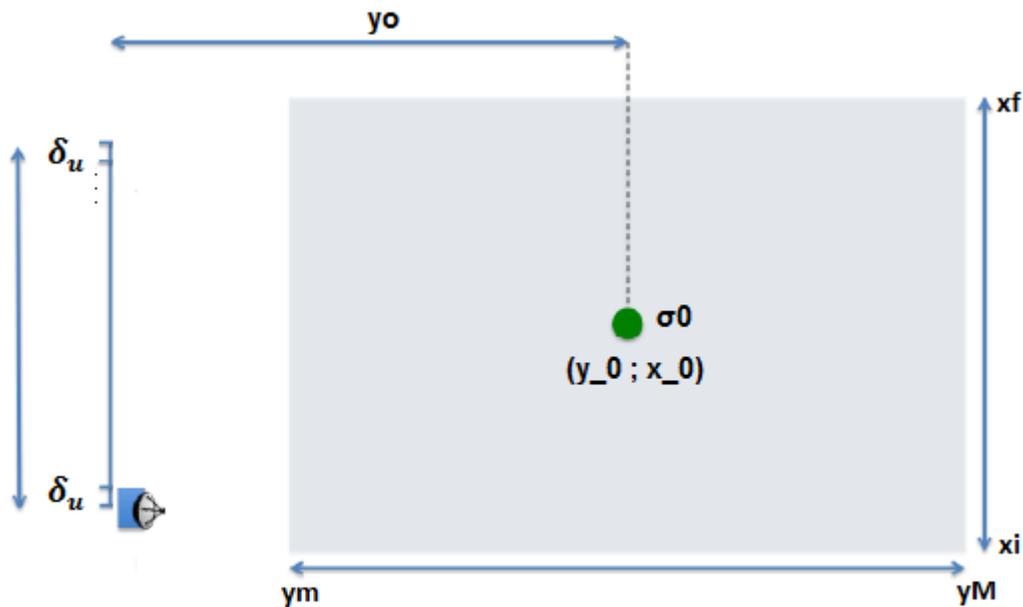


Figura 3.3: Escena de estudio de una zona rectangular con un blanco puntual

La posición y valor de reflectancia de los blancos se define en una matriz, la cual consta de tres filas y de tantas columnas como blancos se definan en la escena. Cada fila indica la posición relativa en *range*, la posición relativa en azimut y el valor de reflectancia correspondiente.

Luego se genera en un vector, las muestras de la señal *chirp* transmitida por medio de la Ecuación 2.1, en el intervalo de tiempo $-\tau_p/2$ y $\tau_p/2$ con una separación entre muestras igual a la tasa de muestreo rápida $T_{S_{ft}}$.

Posteriormente, se define la posición inicial en azimut del sensor, y a partir de esta posición hasta el final del recorrido, se comienza a simular el envío de los pulsos y a generar los ecos que produciría cada blanco detectado dentro de la huella de la antena. Esto se logra evaluando para cada posición en azimut en la que se encuentra el radar, si algún blanco se encuentra dentro de la huella de la antena, si es así, se lee la posición exacta del blanco tanto en *range* como en azimut, y con esta información se determina la distancia entre el sensor y el blanco haciendo uso de la Ecuación 2.3.

Con la distancia sensor-blanco calculada, se puede conocer cuál es el retardo del pulso recibido con respecto al pulso emitido, por lo tanto sólo queda generar el eco retrodispersado por el blanco. El eco se estima en el dominio de la frecuencia tomando en cuenta que:

$$S(t - t_0) \Leftrightarrow S(f)e^{-j2\pi ft_0} \quad (3.1)$$

La Ecuación 3.1 es la propiedad de ‘*time shifting*’ de la DFT, la cual permite obtener el eco recibido y generar así las muestras de los datos crudos de SAR correspondientes a una línea en *range*. Esta propiedad permite trasladar al dominio de la frecuencia la Ecuación 2.2 que representa la forma analítica del eco.

Por último, se almacenan los valores del eco generado en una fila de la matriz de datos crudos. Este procedimiento se repite hasta el final de la trayectoria del radar, actualizando la posición en azimut del radar, la cual como se mencionó anteriormente aumenta en pasos de δ_u . Obteniendo así al final del recorrido del radar como resultado una matriz con tantas filas como pulsos fueron irradiados, y con tantas columnas como muestras se hayan almacenado por cada pulso.

Para validar el simulador de datos crudos SAR, se usa una rutina de inspección para la validación de la matriz de datos crudos generada, con el fin de evaluar que los datos obtenidos por simulación son válidos y propios de un sistema SAR.

En el Código 3.1 se muestra el *script* de la rutina de inspección implementada, donde se recorre la matriz de datos crudos generada por simulación mediante dos

bucles separados, el primero sirve para inspeccionar las filas de la matriz, mientras que el segundo sirve para realizar lo propio a las columnas de la matriz, con el propósito de analizar el comportamiento de la señal generada en cada dimensión de la matriz de datos crudos.

```

1 for i=1:628
2     subplot(2,1,1)
3     plot({1:281}, real(sigma(i,:)));
4     axis({1 281 -3 3})
5     title('Inspeccion de filas')
6     pause(0.1);
7 end
8 for j=1:281
9     subplot(2,1,2)
10    plot({1:628}, real(sigma(:,j)));
11    axis({1 628 -3 3})
12    title('Inspeccion de columnas')
13    pause(0.1);
14 end
15 close all

```

Código 3.1: Rutina de inspección de la matriz de datos crudos

3.1.2. Implementación del algoritmo de enfoque *range*-DOPPLER

| Parámetros | Símbolo |
|---|------------|
| Frecuencia central | f_0 |
| Duración del pulso | τ_p |
| Ancho de banda de la señal <i>chirp</i> | B |
| Apertura de haz horizontal | θ_h |
| Velocidad de la plataforma | v |
| Factor de sobremuestreo | of |
| Posición inicial del radar | x_i |
| Posición final del radar | x_f |
| Distancia al pixel más cercano | y_m |
| Distancia al pixel más lejano | y_M |

Tabla 3.1: Parámetros de entrada para el RDA

El algoritmo *range*-DOPPLER se implementa en función del diagrama mostrado en la Figura 2.10 y siguiendo los pasos mencionados en la Sección 2.1.10. La herramienta computacional que se usa para codificar dicho algoritmo fue GNU Octave.

Como se mencionó anteriormente, este algoritmo aplica operaciones en el dominio de la frecuencia en ambas direcciones, tanto en *range* como en *azimut*, manteniendo la simplicidad de operaciones en una sola dimensión. En la Figura 3.4 se muestra el diagrama de flujo del algoritmo, donde se puede observar que el procesamiento se lleva a cabo aplicando tres funciones, la primera '*crange*' la cual realiza el enfoque en *range* de los datos crudos, posteriormente se aplica la función '*rcmc*' la cual realiza la corrección de migración de celdas en *range*, y finalmente se aplica la función '*cazimut*' la cual enfoca los datos crudos en dirección de *azimut* y se obtiene la imagen totalmente enfocada. Pero antes de comenzar con el algoritmo en sí, se definen los parámetros de entrada (también llamados metadatos) necesarios para realizar el procesamiento, los cuales se muestran en la siguiente tabla:

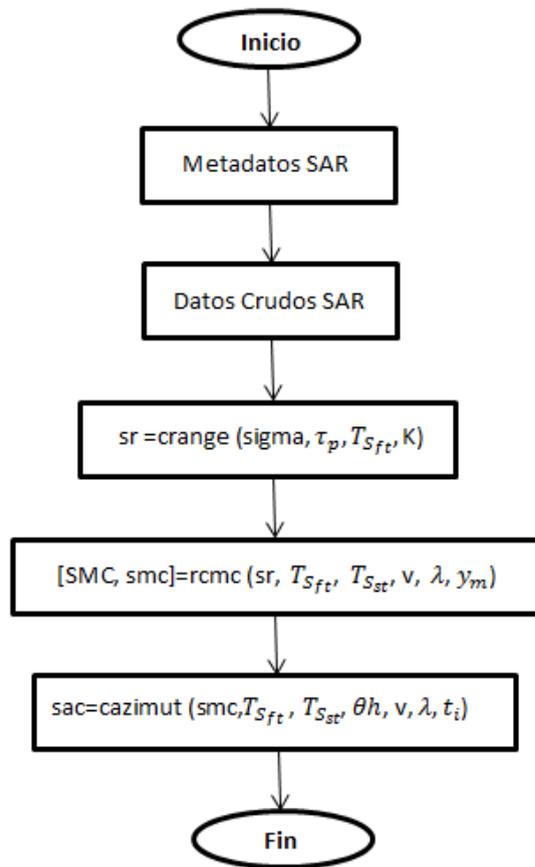


Figura 3.4: Diagrama de flujo del algoritmo *range*-DOPPLER

Como se puede ver en el diagrama mostrado en la Figura 3.4, después de leer

los datos crudos SAR que se desean enfocar y de definir los metadatos, el siguiente paso del algoritmo *range-DOPPLER* es el enfoque en *range*. Para esto se implementa una función de nombre '*crange*' que realiza el enfoque de los datos crudos SAR en *range*. Esta función realiza la compresión aplicando la técnica de filtrado adaptado.

3.1.2.1. Enfoque en *range*

Este filtrado adaptado se ejecuta en el dominio de la frecuencia. Para llevar los datos al dominio espectral se hace uso de la DFT implementada mediante un algoritmo rápido denominado FFT (*Fast FOURIER Transform*). Un factor importante a tener en cuenta es el número de puntos de la transformada de FOURIER, obteniéndose la mayor eficiencia numérica para un número de muestras igual a una potencia de dos. La matriz de datos crudos que se procesa posee 281 puntos en la dirección *range*, por esta razón se selecciona un número de puntos, equivalente a 4 veces los puntos en la dirección de *range* de la matriz, obteniendo así una señal comprimida de 1024 puntos en esa dirección.

Para ejecutar el filtrado adaptado primero se realiza la FFT de N_{FFT} puntos a todas las filas de la matriz de datos crudos. Debido a que la dimensión *range* coincide con las filas de la matriz de datos crudos, todas las operaciones que se hacen sobre las filas se realizan también sobre esta dimensión.

Luego, a partir de los parámetros de entrada se genera un filtro adaptado a la señal eco del blanco, éste no es más que el vector de la señal transmitida transpuesto y conjugado. Por comodidad se elige hacer el filtro en el dominio temporal, transponerlo en el tiempo, luego aplicarle la transformada de FOURIER y finalmente su conjugado.

Posteriormente, se realiza el producto de cada fila de la matriz de datos crudos en el dominio de la frecuencia con el filtro adaptado generado, haciendo uso de un bucle para recorrer las filas de la matriz y poder realizar la multiplicación con el filtro adaptado.

Finalmente se aplica la FFT inversa para llevar los datos al dominio temporal nuevamente.

En el Código 3.2 se muestra la rutina de la implementación de la función ‘*crange*’, en donde se observa la secuencia de pasos expuestos anteriormente.

```

1 function sr=crange(sigma,tau,TS_ft,K)
2   nfft=2^(nextpow2(length(sigma))); %Numero de puntos de la FFT
3   S=fft(sigma,nfft,2); %FFT a las filas de la matriz de datos crudos
4   nf=size(S); %Numero de filas
5   t=-tau/2:TS_ft:tau; %vector temporal del chirp transmitido
6   hr=exp(1j*pi*K*(t.^2)); %Filtro adaptado en el tiempo
7   Hr=fft(hr,nfft); %Filtro adaptado en la frecuencia
8   Hc=conj(Hr); %Filtro conjugado
9   for i=1:nf(1)
10      SRC(i,:)=Hc.*S(i,:);
11   end
12   sr=ifft(SRC,nfft,2);
13 end

```

Código 3.2: Rutina de la implementación de la función ‘*crange*’

3.1.2.2. Corrección de la migración de celdas en *range* (RCMC)

Una vez enfocado los datos en la dirección *range*, sigue corregir la migración de celdas en *range*. Esto se realizó mediante la función ‘*crmc*’, la cual se encarga de corregir la distancia que registra el radar mientras un blanco se encuentra dentro de la huella de la antena [21].

Esta función consiste en aplicar dos operaciones simultáneas a los datos crudos previamente enfocados en *range*: interpolación y desplazamiento de muestras.

Pero antes de aplicar las operaciones mencionadas anteriormente, primero se deben trasladar los datos al dominio *range*-DOPPLER aplicando FFT a cada columna de la matriz. Luego se determina la corrección en *range* en este dominio haciendo uso de la Ecuación 2.21 resultando lo siguiente [21]:

$$\Delta(y_0, f_D) = \frac{y_0}{\sqrt{1 - \left(\frac{\lambda f_D}{2v}\right)^2}} - y_0 \quad (3.2)$$

Para implementar la Ecuación 3.2 en forma de código se definen los pasos δy_0 y δf_0 correspondientes en la dimensión *range* y en la dimensión de frecuencia DOPPLER respectivamente. Se usan los índices (i,j) para indizar la fila i -ésima y la columna j -ésima de la matriz de datos crudos respectivamente. A la fila i -ésima se le asocia el valor de $-\Delta f_D/2 + i\delta f_0$ de frecuencia DOPPLER ($-\Delta f_D/2 \leq f_D \leq \Delta f_D/2$) y a la columna j -ésima se le asocia la distancia $y_m + j\delta y_0$ ($y_m \leq y_0 \leq y_M$) Δf_D es el ancho de banda DOPPLER, y_m y y_M son, respectivamente, las distancias mínima y máxima de la zona sondeada[21].

Al recorrer la matriz de datos crudos por columnas, y cada columna por fila, se corrigió los registros de distancia de cada bin (i,j) , la cual consiste en compensar la distancia recorrida por el blanco durante la migración [21]. El valor de esta corrección esta dado por la Ecuación 3.2 evaluada en (i,j) :

$$\Delta_R(i,j) = (y_m + j\delta y_0) \left\{ 1/\sqrt{1 - \left[\frac{\lambda_0 \left(-\frac{\Delta f_D}{2} + i\delta f_D \right)}{2v} \right]^2} - 1 \right\} \quad (3.3)$$

Para poder ubicar el valor de reflectancia del blanco en la matriz de datos crudos tomando en consideración su desplazamiento en *range* se tiene que mapear la distancia en un incremento Δj del índice j . Para lograr hacer esto se divide la distancia $\Delta_R(i,j)$ entre el paso espacial en la dimensión *range* δy_0 . De esta división se obtiene un número no entero de la forma:

$$\Delta j = \frac{\Delta_R(i,j)}{\delta y_0} = m + \Delta \quad (3.4)$$

donde m es la parte entera y Δ la parte fraccional.

El valor de m se usa para fijar un valor de muestra de referencia en el proceso de interpolación e hace las veces de Δj , el valor de Δ para interpolar el valor de la

muestra en $j + m + \Delta$ de la forma [21]:

$$S_M^{\text{int}} = \sum_{k=-3}^4 h_r^\Delta[k] S_M^i[(j + m) + k] \tag{3.5}$$

donde $S_M^i[(i + m) + k] = S_M(i, j + m + k)$ y $h_r^\Delta[n]$ es una función de interpolación del tipo sinc cuyas muestras se leen directamente de una tabla como la que se muestra:

| Δ | $h_r^\Delta[-3]$ | $h_r^\Delta[-2]$ | $h_r^\Delta[-1]$ | $h_r^\Delta[0]$ | $h_r^\Delta[1]$ | $h_r^\Delta[2]$ | $h_r^\Delta[3]$ | $h_r^\Delta[4]$ |
|-----------------|------------------|------------------|------------------|-----------------|-----------------|-----------------|-----------------|-----------------|
| $\frac{1}{16}$ | -0.0203 | 0.0301 | -0.0584 | 0.9936 | 0.0662 | -0.0321 | 0.0211 | -0.0158 |
| $\frac{2}{16}$ | -0.0390 | 0.0573 | -0.1083 | 0.9745 | 0.1392 | -0.0650 | 0.0424 | -0.0314 |
| $\frac{3}{16}$ | -0.0555 | 0.0808 | -0.1489 | 0.9432 | 0.2177 | -0.0976 | 0.0629 | -0.0464 |
| $\frac{4}{16}$ | -0.0693 | 0.1000 | -0.1801 | 0.9003 | 0.3001 | -0.1286 | 0.0818 | -0.0600 |
| $\frac{5}{16}$ | -0.0799 | 0.1144 | -0.2016 | 0.8469 | 0.3850 | -0.1568 | 0.0985 | -0.0718 |
| $\frac{6}{16}$ | -0.0871 | 0.1238 | -0.2139 | 0.7842 | 0.4705 | -0.1810 | 0.1120 | -0.0811 |
| $\frac{7}{16}$ | -0.0908 | 0.1281 | -0.2172 | 0.7136 | 0.5550 | -0.1998 | 0.1218 | -0.0876 |
| $\frac{8}{16}$ | -0.0909 | 0.1273 | -0.2122 | 0.6366 | 0.6366 | -0.2122 | 0.1273 | -0.0909 |
| $\frac{9}{16}$ | -0.0876 | 0.1218 | -0.1998 | 0.5550 | 0.7136 | -0.2172 | 0.1281 | -0.0908 |
| $\frac{10}{16}$ | -0.0811 | 0.1120 | -0.1810 | 0.4705 | 0.7842 | -0.2139 | 0.1238 | -0.0871 |
| $\frac{11}{16}$ | -0.0718 | 0.0985 | -0.1568 | 0.3850 | 0.8469 | -0.2016 | 0.1144 | -0.0799 |
| $\frac{12}{16}$ | -0.0600 | 0.0818 | -0.1286 | 0.3001 | 0.9003 | -0.1801 | 0.1000 | -0.0693 |
| $\frac{13}{16}$ | -0.0464 | 0.0629 | -0.0976 | 0.2177 | 0.9432 | -0.1489 | 0.0808 | -0.0555 |
| $\frac{14}{16}$ | -0.0314 | 0.0424 | -0.0650 | 0.1392 | 0.9745 | -0.1083 | 0.0573 | -0.0390 |
| $\frac{15}{16}$ | -0.0158 | 0.0211 | -0.0321 | 0.0662 | 0.9936 | -0.0584 | 0.0301 | -0.0203 |
| $\frac{16}{16}$ | -0.0000 | 0.0000 | -0.0000 | 0.0000 | 1.0000 | 0.0000 | -0.0000 | 0.0000 |

Figura 3.5: Filtro de interpolación del tipo sinc de ocho muestras

Para obtener los valores de la tabla se compiló el siguiente código:

```

1 | for i=1:16
2 |     hr(i,:) = sinc([-3:4] - i/16);
3 | end
    
```

Código 3.3: Rutina para implementar el filtro de interpolación

El proceso de desplazamiento se realiza depositando el valor interpolado S_M^{int} en el bin (i, j) , sustituyendo el valor anterior de $S_M(i, j)$ de la siguiente manera:

$$S_M(i, j) = \sum_{k=-3}^4 h_r^\Delta [k] S_M^i [(j + m) + k] \quad (3.6)$$

Al aplicar el proceso de desplazamiento a todas las muestras de la matriz de datos crudos se obtiene una nueva matriz con los datos corregidos.

En el Código 3.4 se muestra la rutina de la implementación de la función 'rcmc', en donde se observa la secuencia de ejecución de los pasos explicados anteriormente.

```

1 function [deltaj,m,delta,SMC,smc] = rcmc(sr,TS_ft,TS_st,v,lambda,ym,c)
2 nfft=2^(nextpow2(length(sr)));
3 SR2=fft(sr,nfft,1);
4 [nf,nc]= size(SR2);
5 fs_st=1/TS_st;
6 df=fs_st/nfft;
7 deltar=c*TS_ft/2;
8 for i=1:16
9     hr(i,:)=sinc([-3:4]-i/16);
10 end
11
12 for k=4:nc-9
13     for n=1:nf
14         RC(n,k)=(ym+k*deltar)*(1/sqrt(1-(((lambda*(-fs_st/2+n*df))/(2*v))^2))-1);
15         deltaj(n,k)=RC(n,k)/deltar;
16         m(n,k)=floor(deltaj(n,k));
17         delta(n,k)=deltaj(n,k)-m(n,k);
18         h(n,k)=round(delta(n,k)*16);
19         if h(n,k)~=0
20             SMC(n,k)=SR2(n,k+m(n,k)-3:k+m(n,k)+4)*hr(h(n,k),:).';
21         else
22             SMC(n,k)=SR2(n,k+m(n,k));
23         end
24     end
25 end
26 smc=ifft(SMC);
27 end

```

Código 3.4: Rutina de la implementación de la función 'rcmc'

3.1.2.3. Enfoque en azimut

Después de la ejecución de la función *'rcmc'*, el último paso del algoritmo es realizar el enfoque en azimut. Este proceso se realiza al igual que en el enfoque de los datos crudos en *range*, usando la técnica de filtrado adaptado, pero con la diferencia de que la respuesta impulsiva del filtro adaptado se calcula para cada columna de la matriz, debido a que la señal *chirp* azimutal varía con la distancia.

El filtrado adaptado en esta dirección se implementa mediante la función *'cazimuth'*, la cual realiza el proceso de enfoque a los datos crudos previamente habiendo aplicado las funciones *'crange'* y *'rcmc'*.

En primera instancia se aplica la FFT a las columnas de la matriz, aclarando que la dimensión azimut coincide con las columnas de la matriz de datos crudos, así que todas las operaciones que se hacen sobre las columnas se realizan también sobre esta dimensión. Luego a partir de los parámetros de entrada se genera el filtro adaptado a la señal eco del blanco en dirección de azimut.

A diferencia con el enfoque en *range*, aquí no se logra hacer el filtrado adaptado a partir del pulso emitido (puesto que las características de modulación de frecuencia no las da el pulso sino el movimiento de la plataforma con respecto a la zona sondeada), sino que se realiza determinando la duración del pulso $t_a = L_a/v$ y la rata de variación temporal de la frecuencia $k_a = 2v^2/R\lambda$ del *chirp* azimutal, donde v es la velocidad relativa de la plataforma, R es el *range* correspondiente a la posición en azimut, λ es la longitud de onda y L_a corresponde con la longitud de la antena en azimut la cual es equivalente a $R * \theta_h$, donde θ_h corresponde con el ancho de haz de antena en azimut.

Luego se genera el filtro haciendo uso de la Ecuación 2.26, luego se aplica la FFT para llevar los datos al dominio de la frecuencia y allí se realiza la multiplicación de cada columna de la matriz de datos crudos con el vector del filtro adaptado para el *range* correspondiente.

Finalmente, luego de haber aplicado el filtrado adaptado a todas las columnas

de la matriz de datos crudos, se aplica la FFT inversa para llevar los datos al dominio temporal nuevamente, obteniendo así, la imagen totalmente enfocada.

En el Código 3.5 se muestra la función ‘*cazimum*’ implementada en GNU Octave.

```

1 function sac=cazimum(smc,TS_ft,TS_st,thetah,v,lambda,t_i,c)
2 nfft=2^(nextpow2(length(smc)));
3 SR=fft(smc,nfft,1); %FFT a las columnas de la matriz de datos crudos
4 nc=size(SR); %numero de columnas
5 for i=1:nc(2)
6     t1=t_i+(i)*TS_ft;
7     R=t1*c/2; %range correspondiente a la posicion azimutal
8     BB=R*thetah; %longitud de la region sondeada
9     Ka=(2*v^2)/(R*lambda); %rata de variacion de la frecuencia en azimut
10    ta=BB/v; %tiempo de exposicin del blanco
11    t=(-ta)/2:TS_st:(ta)/2; %vector temporal para generar el filtro adaptado
12    %Filtro adaptado en el tiempo
13    ha=exp(1j*pi*Ka*t.^2);
14    %Filtro adaptado en la frecuencia
15    Ha=fft(ha,nfft);
16    %Aplicacion del filtrado
17    sac(:,i)=ifft(Ha.*(SR(:,i)).');
18 end
19 m=round((length(t)-1)/2);
20 %sac = sac(m-45:m-50+390,:);
21 end

```

Código 3.5: Rutina de la implementación de la función ‘*cazimum*’

3.1.3. Implementación del algoritmo de enfoque $\omega - \kappa$

El algoritmo $\omega - \kappa$ se implementa como se muestra en el diagrama mostrado en la Figura 2.11 y siguiendo los pasos mencionados en la Sección 2.1.11. La herramienta computacional que se usa para codificar dicho algoritmo es GNU Octave.

En el diagrama de la Figura 2.11 se puede observar la secuencia de pasos desarrollados para la implementación del algoritmo $\omega - \kappa$. A continuación se procede a la explicación detallada de cada uno de estos pasos.

Lo primero que se hace es la lectura de los datos crudos SAR que se desean enfocar por medio del algoritmo $\omega - \kappa$. Luego se definen los parámetros SAR (metadatos) necesarios para el procesamiento, estos parámetros se exponen a continuación:

| Parámetros | Símbolo |
|---|------------|
| Frecuencia central | f_0 |
| Duración del pulso | τ_p |
| Ancho de banda de la señal <i>chirp</i> | B |
| Apertura de haz horizontal | θ_h |
| Velocidad de la plataforma | v |
| Factor de sobremuestreo | of |
| Posición inicial del radar | x_i |
| Posición final del radar | x_f |
| Distancia al pixel más cercano | y_m |
| Distancia al pixel más lejano | y_M |

Tabla 3.2: Parámetros de entrada para el RDA

Después de haber leído los datos crudos SAR y haber definido los metadatos, se procede a trasladar los datos crudos SAR al dominio bidimensional de la frecuencia por medio de la FFT 2-dimensional, ya que todas las operaciones se realizan posteriormente en este dominio.

Luego se generan los vectores en frecuencia tanto en *range* ($-f_{sft}/2 \leq \delta_t \leq f_{sft}/2 - dt$) como en *azimut* ($-f_{sst}/2 \leq \delta_f \leq f_{sst}/2 - df$), teniendo en cuenta los pasos $\delta_t = f_{sft}/N_{FFT}$ y $\delta_f = f_{sst}/N_{FFT}$ en cada dimensión, siendo N_{FFT} el número de muestras de la FFT-bidimensional. Las frecuencias de soporte están definidas de la forma $f_{sft} = 1/T_{sft}$ y $f_{sst} = 1/T_{sst}$ en *range* y en *azimut*, respectivamente.

Seguido a esto se define el valor del *range* de referencia (R_{ref}) en función a las distancias mínima (y_m) y máxima (y_M) de observación en *range* mediante la Ecuación 2.28, con el cual posteriormente se genera la función de referencia para el enfoque general de los datos crudos.

Llegados a este punto se ejecutan dos operaciones: multiplicación por la función de referencia (enfoque general) e interpolación de STOLT a lo largo de la dirección *range* en frecuencia. A continuación se procede a explicar a detalle cada una de estas operaciones aplicadas.

3.1.3.1. Multiplicación por la función de referencia (enfoque general)

Primero se genera la función de referencia haciendo uso de la siguiente expresión:

$$H_{ref}(i, :) = e^{\frac{j\pi f_t^2}{k_r}} e^{\frac{j4\pi R_{ref}}{c} \sqrt{(f_0 + f_t)^2 - \left(\frac{cf_D}{2v}\right)^2}} \quad (3.7)$$

Posteriormente se realiza la multiplicación de los datos crudos en el dominio bidimensional de la frecuencia con esta función de referencia. Esta multiplicación permitirá realizar el enfoque de los blancos que estén ubicados en ese *range* de referencia, pero los blancos que se encuentren a un *range* distinto a éste serán enfocados solo parcialmente.

3.1.3.2. Interpolación de STOLT (enfoque diferencial)

Luego de haber realizado multiplicación de los datos por la función de referencia, se realiza la interpolación de STOLT, la cual consiste en modificar el eje de frecuencia en *range* mediante un cambio de variable desde la variable en *range* f_t a una nueva f'_t , con el propósito de reemplazar la raíz cuadrada de la Ecuación 3.7 por una nueva variable de frecuencia de la siguiente forma [19]:

$$f'_t = \sqrt{(f_0 + f_t)^2 - \left[\frac{c \left(\frac{f_{sst}}{2} \right) + \delta_f}{2v} \right]^2} \quad (3.8)$$

Para implementar el cambio de variables de frecuencia en *range* se usa la función *interp1*, la cual sirve para remuestrear una señal. Esta función recibe la matriz de datos crudos, la frecuencia en *range* f_t y la nueva frecuencia en *range* f'_t .

Este procedimiento se aplica para cada valor de la matriz de datos crudos y una vez concluido esto, se aplica la FFT-bidimensional inversa para llevar los datos al dominio temporal nuevamente, obteniéndose así, la imagen totalmente enfocada.

En el Código 3.6 se muestra la rutina donde se implementan las dos operaciones mencionadas anteriormente.

```

1 TS_ft=1/(1.4*B); %tiempo de muestreo rapido (s)
2 fs_ft=1/TS_ft; %frecuencia de muestreo rapido (Hz)
3 dt=fs_ft/nfft;
4 df=fs_st/nfft;
5 ft=-fs_ft/2:dt:fs_ft/2-dt; %vector range-frecuency
6 fd=-fs_st/2:df:fs_st/2-df; %vector doppler-frecuency
7 rref=yM-(yM-ym)/2; %rango de referencia
8 for i=1:nf
9 %funcion de referencia
10 Href(i,:)=exp((1j*pi*ft.^2)/Kr).*exp(1j*((4*pi*rref)/c
11 *(sqrt((fc+ft).^2-(c*(-fs_st/2+i*df)/(2*v)).^2)))));
12
13 %multiplicacion por la funcion de referencia
14 Srfm(i,:)=SIGMA(i,:).*Href(i,:);
15
16 %cambio de variable
17 ft_s(i,:)=sqrt((fc+ft).^2-(c^2/(4*v^2))*(-fs_st/2+i*df))-fc;
18
19 %interpolacion de Stolt
20 Ss(i,:)=interp1(ft(:),Srfm(i,:),ft_s(i,:), 'spline');
21 end

```

Código 3.6: Rutina de implementación de los pasos del algoritmo $\omega - \kappa$

3.1.4. Medición de la calidad de enfoque del algoritmo *range-DOPPLER* y $\omega - \kappa$ mediante el análisis de la función de respuesta al impulso

Luego de procesar los datos crudos con los algoritmos *range-DOPPLER* y $\omega - \kappa$, se procedió a realizar un análisis de la calidad de enfoque, el cual consistió en un proceso de evaluación de las imágenes obtenidas al aplicar cada uno de los algoritmos de enfoque [18] [25].

En un sistema SAR es natural caracterizar su calidad mediante el análisis de la respuesta al impulso (IRF) a un blanco puntual aislado en tierra. Como se menciona

en la Sección 2.1.12 se tomaran los parámetros más relevantes que se miden sobre la IRF como lo son: resolución espacial en ambas direcciones y la PSLR, estos parámetros serán obtenidos de las imágenes enfocadas por el algoritmo *range-DOPPLER* y $\omega - \kappa$.

3.1.5. Comparación de los algoritmos de enfoque

Con el fin de realizar un análisis comparativo de la calidad de enfoque de los dos algoritmos bajo estudio, se elaboro tablas comparativas con los valores que se obtienen del análisis de calidad de los algoritmos *range-DOPPLER* y $\omega - \kappa$.

Dichas tablas comparativas se realizan mediante variaciones en las simulaciones en el proceso de enfoque usando cada algoritmo. Primero, ejecutando el algoritmo *range-DOPPLER*, manteniendo constante el ancho horizontal de haz en el simulador de datos crudos SAR en un valor para el cual la resolución tanto en *range* como en azimut sea comparable, y variando el ancho vertical de haz, se obtienen imágenes enfocadas a las cuales se le aplica el análisis de calidad de imagen SAR, con la finalidad de medir los parámetros de resolución espacial y PSLR, y verificar el desempeño del algoritmo de enfoque para las diferentes variaciones del ancho vertical de haz. Se realiza el mismo proceso al ejecutar el algoritmo $\omega - \kappa$ [19] [4].

Posteriormente, manteniendo en un valor constante el ancho vertical de haz en el simulador de datos crudos SAR, se ejecutan los algoritmos *range-DOPPLER* y $\omega - \kappa$ para enfocar dichos datos crudos para distintos valores de ancho horizontal de haz; esto con el propósito de verificar el comportamiento de los algoritmos de enfoque para cada valor de ancho de haz horizontal y poder concluir acerca del desempeño de cada uno de ellos.

Capítulo IV

Análisis, interpretación y presentación de los resultados

4.1. Introducción

En este capítulo se presentan los resultados obtenidos al realizar la comparación de los algoritmos de enfoque *range-DOPPLER* y $\omega - \kappa$ usando datos crudos de SAR obtenidos por simulación.

Primero se presentan los resultados del simulador de datos crudos SAR para un blanco puntual, con la finalidad de generar la entrada a los algoritmos de enfoque, luego se presenta la implementación de los algoritmos de enfoque *range-DOPPLER* y $\omega - \kappa$, posteriormente se procesan los datos crudos mediante los algoritmos de enfoque previamente implementados, y finalmente se muestran los resultados del análisis comparativo de los dos algoritmos de enfoque en estudio.

Todas las simulaciones realizadas se hicieron usando el software computacional GNU Octave.

4.1.1. Simulador de datos crudos SAR

Para el simulador de datos crudos SAR se utilizaron los parámetros de entrada mostrados en la Tabla 4.1, similares a los que se usarían en un sistema real SAR *airborne* o aerotransportado.

| Parámetro [unidad] | Símbolo | Valor |
|--|--------------|------------|
| Posición inicial del radar [m] | x_i | 100 |
| Posición final del radar [m] | x_f | 500 |
| Range cercano [m] | y_m | 1950 |
| Range lejano [m] | y_M | 2050 |
| Frecuencia de la señal portadora [GHz] | f_0 | 2 |
| Duración del pulso chirp [μ s] | τ_p | 0.66667 |
| Ancho de banda del pulso <i>chirp</i> [MHz] | B | 100 |
| Velocidad del aeroplano [m/s] | v | 100 |
| Velocidad de propagación [m/s] | c | 300000000 |
| Intervalo de repetición de los pulsos [s] | PRI | 0.0064 |
| Apertura de haz de antena en azimut [$^\circ$] | θ_H | 5 |
| Numero de blancos | N | 1 |
| RCS del blanco [m^2] | σ | 1 |
| Posición del blanco [m] | (x_0, y_0) | (2000,300) |

Tabla 4.1: Parámetros de entrada en el simulador SAR.

4.1.2. Simulación

La implementación del algoritmo del simulador de datos crudos SAR se realizó siguiendo la metodología del algoritmo descrita en la Sección 3.1.1.1. En la Figura 4.1 se muestra el fotograma de la simulación, donde se puede distinguir: la zona cuya imagen se desea construir (rectángulo azul), el blanco puntual (asterisco negro), la huella de la antena (trapecio rojo) y la «sombra» del aeroplano (diamante verde). Allí puede distinguirse claramente que la zona a ser sondeada es de 400x100 m, y que el aeroplano se encuentra a 2000 m del centro de la huella de su antena sobre dicho sector.

En la Figura 4.2 se muestra la imagen construida con los datos crudos obtenidos del simulador SAR. La Figura corresponde a un área de 400x100 m, a una distancia

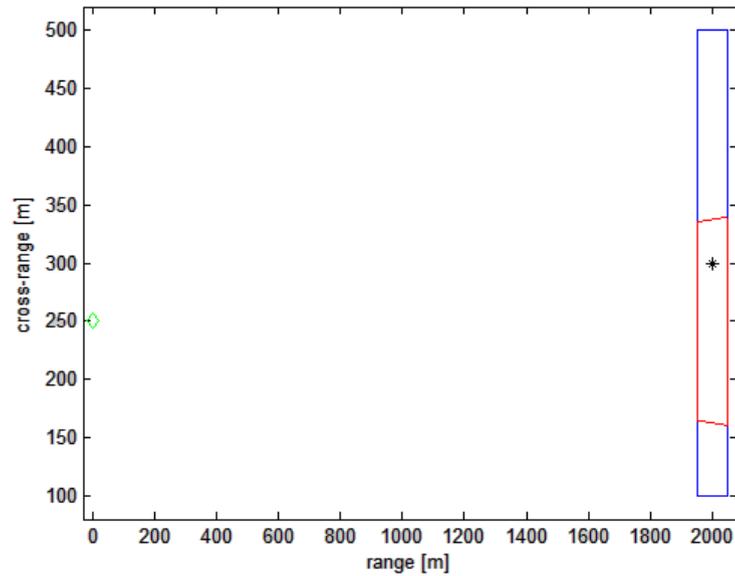


Figura 4.1: Fotograma de la simulación

promedio de 2000 m del radar, en la que se ha dispuesto un blanco puntual en el centro de la escena.

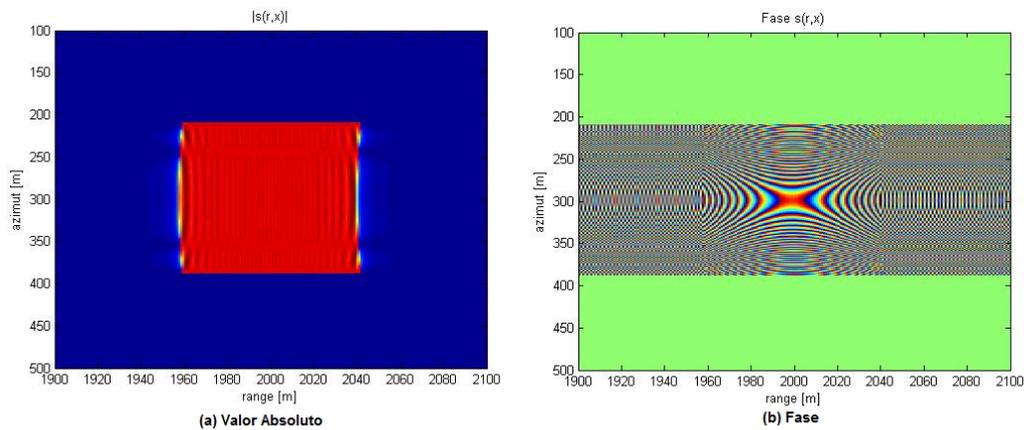


Figura 4.2: Gráficas de los ecos recibidos por el sistema SAR simulado, de un blanco puntual ubicado en el centro de la escena

Se puede ver en la Figura 4.2(a) como el valor absoluto es constante tanto en dirección de *range* como en *azimut*, y está acotado por la duración del pulso *chirp*. En la Figura 4.2(b) la cual contiene la información de fase, también se puede observar que en *azimut* la imagen esta acotada debido a que el radar comienza a re-

gistrar muestras del eco aproximadamente a 200 metros que es justamente cuando el blanco ingresa dentro de la huella de la antena y deja de registrar muestras aproximadamente a 400 metros que es cuando éste sale de ella.

Por otro lado, es importante destacar el tipo de señal usada; las diferentes realizaciones del simulador hechas en el trabajo se han llevado a cabo con una señal *chirp* como ya se ha mencionado, y más específicamente con una *upchirp*, que no es nada más que una señal modulada en frecuencia con un índice de modulación lineal k positivo. En el caso que se hubiera escogido una señal *downchirp* (usando un índice de modulación lineal k negativo) todo el procedimiento sería exactamente el mismo pero el aspecto que tendría es el mostrado en la Figura 4.3, donde la fase en vez de estar formada por hipérbolas estaría formada por elipses.

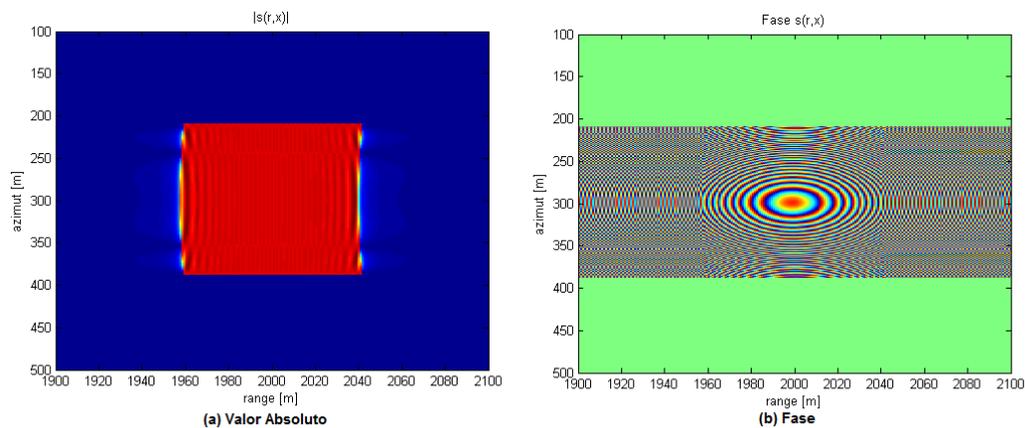


Figura 4.3: Gráficas de los ecos recibidos por el sistema SAR simulado en la escena de un blanco puntual en el centro usando una señal *downchirp*.

Para validar el simulador de datos crudos SAR, se usó una rutina de inspección para evaluar específicamente una fila y una columna de la matriz de datos crudos obtenida en la simulación, con la finalidad de verificar que efectivamente los datos generados son propios de un sistema SAR real.

Como resultado se obtuvieron las imágenes mostradas en las Figuras 4.4 y 4.5, donde se muestran las gráficas tanto de una fila como de una columna de la matriz de datos crudos. En la Figura 4.4 se grafica la fila 328 de la matriz de datos crudos en un intervalo de tiempo t_i hasta t_f correspondiente a las distancias mínima y máxima respectivamente que cubre el radar en *range*. En la Figura 4.5 se grafica la co-

lumna 128 de la matriz de datos crudos en un intervalo de tiempo correspondiente a la duración en que el radar ilumina el blanco en la dirección azimutal durante su recorrido.

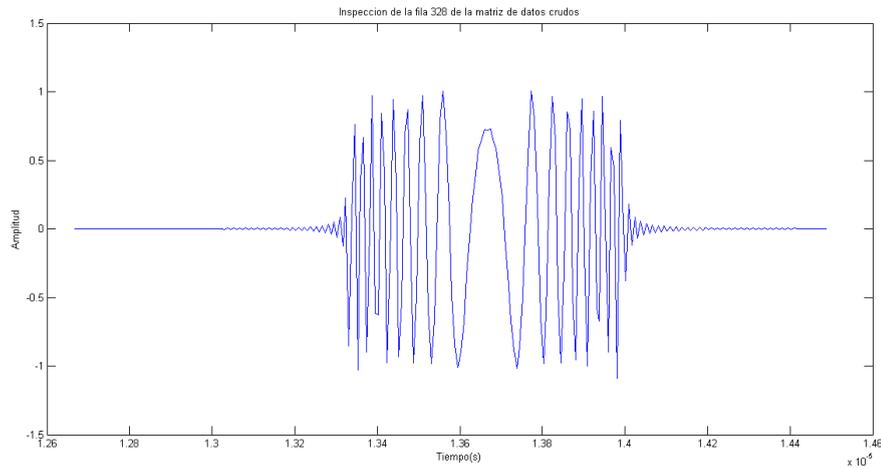


Figura 4.4: Inspección de la fila 328 de la matriz de datos crudos generada.

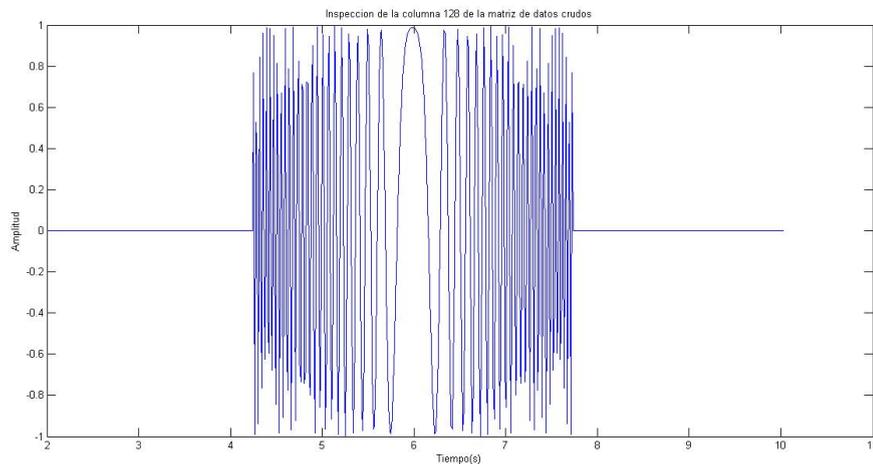


Figura 4.5: Inspección de la columna 128 de la matriz de datos crudos generada.

Se puede observar en las gráficas anteriores, la respuesta del blanco puntual simulado es similar al *chirp* incidente que retorna hacia el sensor. Cabe recalcar que aunque las respuestas, tanto en la fila como en la columna graficada, aparentan tener algún tipo de modulación en amplitud, en realidad esto solo se debe a un efecto del muestreo, dado que la amplitud es constante en ambos casos.

Para completar la validación del simulador de datos crudos SAR se ha generado una matriz de datos crudos de una escena con múltiples blancos, en este caso 5 blancos puntuales, uno en el centro y los otros cuatro en cada esquina de la escena. Se puede observar en la Figura 4.6 el valor absoluto y la fase de los ecos recibidos por el sistema SAR simulado, donde a pesar de estar superpuestos, se pueden distinguir los 5 blancos en la escena.

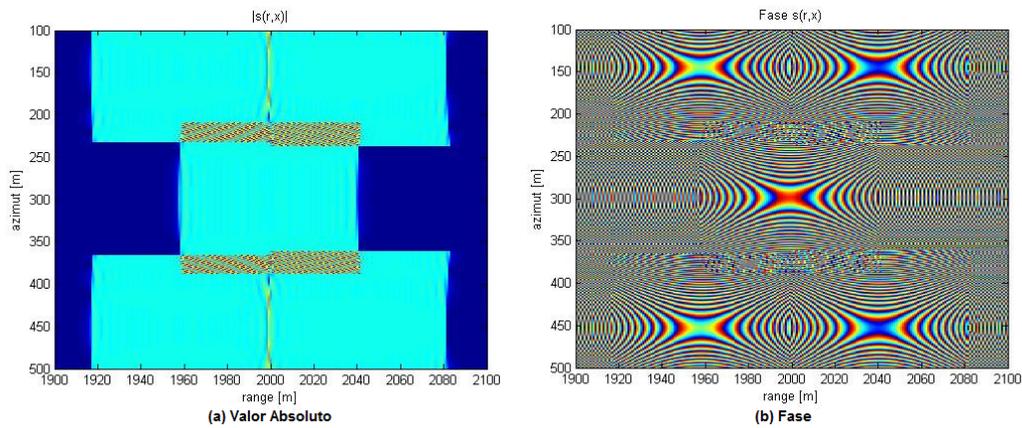


Figura 4.6: Graficas de los ecos recibidos por el sistema SAR simulado en la escena de 5 blancos puntuales.

Con todo esto, la generación de los ecos está finalizada. Estos datos son los que se obtendrían directamente en un sistema *stripmap* SAR embarcado en una plataforma móvil.

Para completar la simulación de la observación SAR de la escena, a partir de las imágenes mostradas en las Figuras 4.2 o 4.6, se deberán procesar los datos crudos simulados con un algoritmo de formación de imagen SAR.

4.1.3. Implementación del algoritmo *range*-DOPPLER

La implementación del algoritmo *range*-DOPPLER se realizó siguiendo la metodología descrita en la sección anterior. Los datos crudos usados para la implementación de este algoritmo fueron generados por un simulador de blancos puntuales, donde en este caso se usó un solo blanco puntual ubicado en el centro de la escena en estudio como se puede observar en la Figura 4.3.

4.1.4. Enfoque de los datos crudos SAR obtenidos por simulación aplicando el algoritmo *range*-DOPPLER

Primero se realizó la compresión en *range*, para ello se ejecutó la rutina '*crange*' en Octave obteniendo la imagen enfocada en *range* como se muestra en la Figura 4.7. En esta figura se puede observar como los datos crudos se enfocan en la dirección *range* y se observa la curva de migración en *range*.

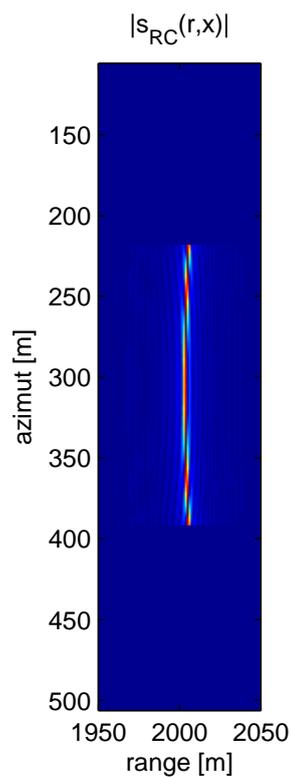


Figura 4.7: Enfoque en *range*

Luego se realizó la RCMC, esto se llevó a cabo ejecutando la rutina '*rcmc*' en Octave, con ello se logró corregir la migración de celdas en *range*. La Figura 4.8 muestra la señal en el dominio *range*-DOPPLER antes y después de aplicar el proceso de corrección de la migración de distancia.

En la Figura 4.8 se puede observar cómo se corrige de manera correcta la curva de migración en *range*, logrando así que toda la trayectoria del blanco a lo largo del tiempo de integración pertenezca a una sola columna de la imagen.

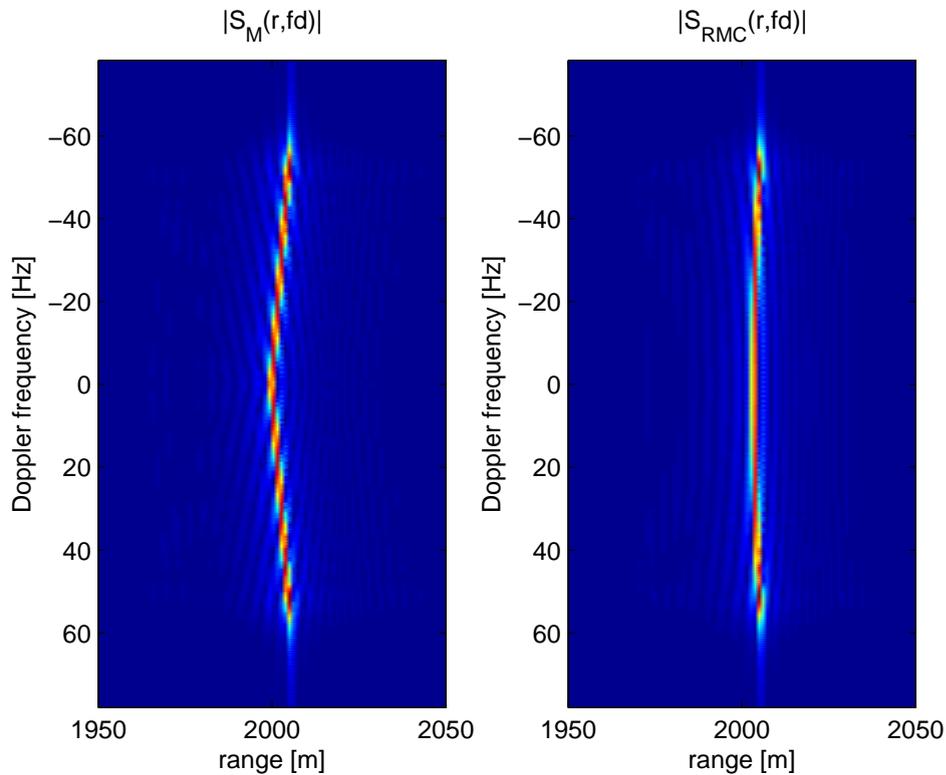


Figura 4.8: Corrección de la migración en distancia, a la izquierda sin aplicar RCMC, a la derecha después de aplicar RCMC.

Después de haber realizado el proceso de corrección de migración en distancia, se procedió a realizar la compresión en azimuth. Esto se realizó mediante la ejecución de la rutina *'cazimat'* compilada en GNU Octave, con la finalidad de enfocar los datos en esa dirección.

La Figura 4.9 muestra la compresión en dirección de azimuth donde se observa como la imagen queda totalmente enfocada. A partir de un análisis a simple vista, el enfoque aparentemente es correcto, pero es claro que un análisis de este tipo no es suficiente para determinar la calidad de enfoque. Por esta razón es que más adelante se realiza un análisis en profundidad de la calidad de enfoque sobre esta imagen procesada.

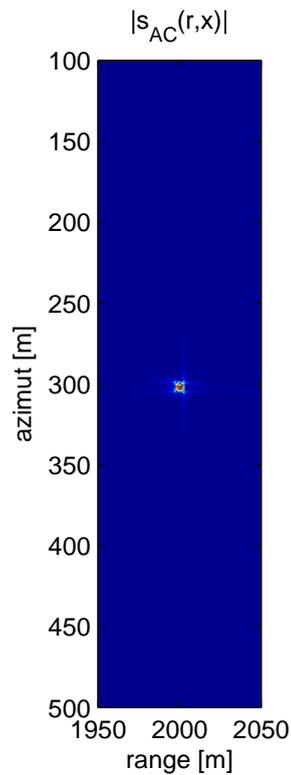


Figura 4.9: Enfoque en azimut

4.1.5. Implementación del algoritmo $\omega - \kappa$

La implementación del algoritmo $\omega - \kappa$ se realizó siguiendo la metodología descrita en la sección anterior. Los datos crudos usados para la implementación de este algoritmo son generados por un simulador de blancos puntuales. En este caso se usó un solo blanco puntual ubicado en el centro de la escena en estudio como se puede observar en la Figura 4.3.

4.1.6. Enfoque de los datos crudos SAR obtenidos por simulación aplicando el algoritmo $\omega - \kappa$

Después de generar los datos crudos por medio de un simulador, se procedió a enfocar los mismos datos crudos ejecutando el algoritmo $\omega - \kappa$.

En la Figura 4.10 se muestra la imagen de los datos crudos SAR al aplicarle una DFT bidimensional de 1024 puntos.

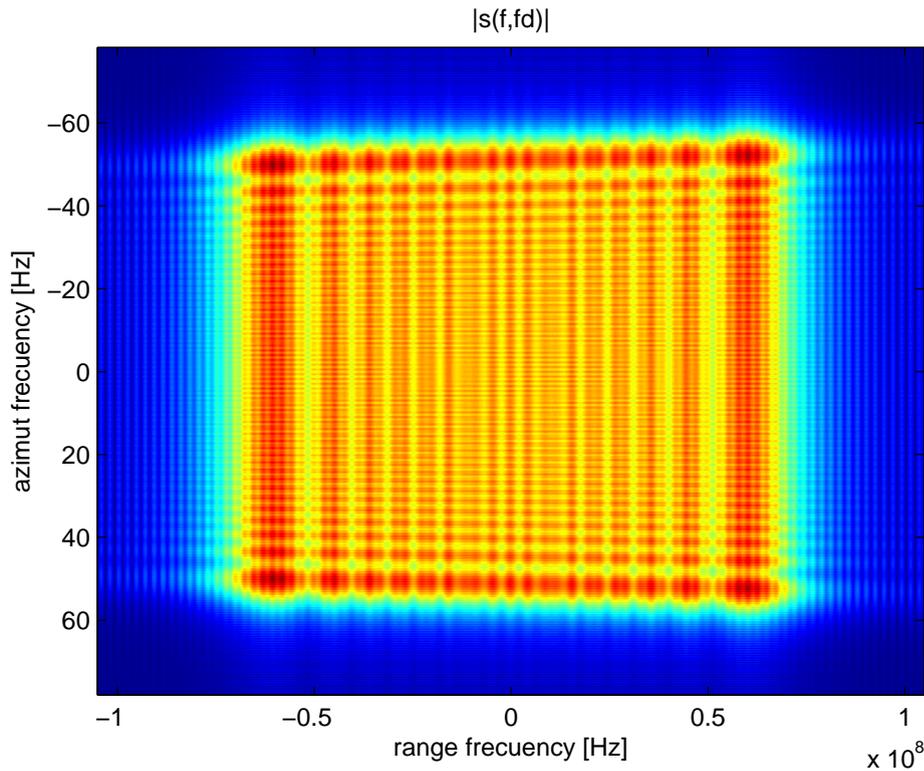


Figura 4.10: Datos crudos en el dominio bidimensional de la frecuencia.

Seguido a la transformación de los datos crudos SAR al dominio bidimensional de la frecuencia, se multiplicaron por la función de referencia. La Figura 4.11 muestra la señal luego de realizar la multiplicación por la función de referencia, en donde se puede observar como los datos son comprimidos en ambas direcciones (*range* y *azimut*), así como también realiza una RCMC gruesa.

El siguiente paso fue realizar el enfoque diferencial, el cual se logró mediante la interpolación de STOLT.

La Figura 4.12 muestra la imagen luego de haber aplicado la interpolación de STOLT, en ella se puede observar como los datos quedan totalmente enfocados.

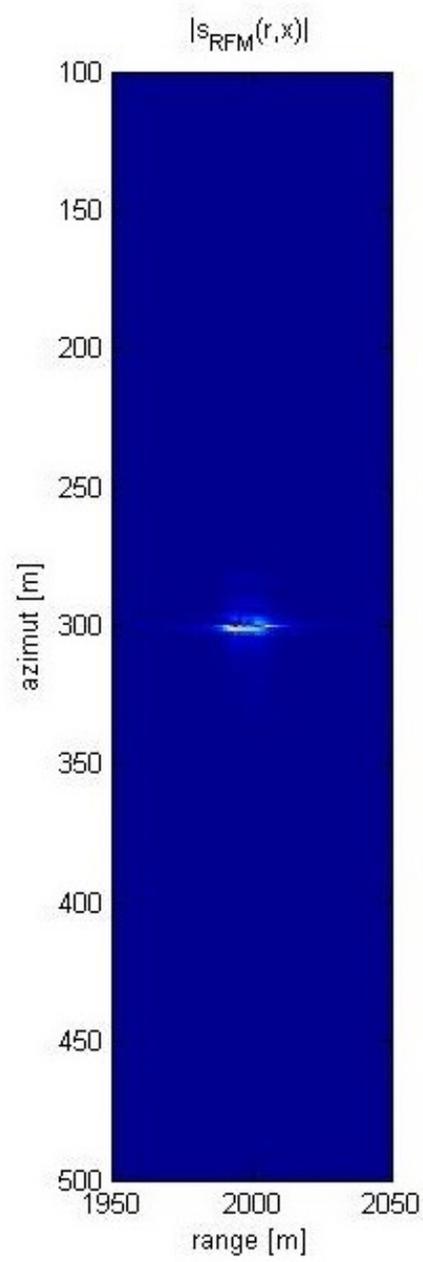


Figura 4.11: Enfoque general de los datos crudos (RFM).

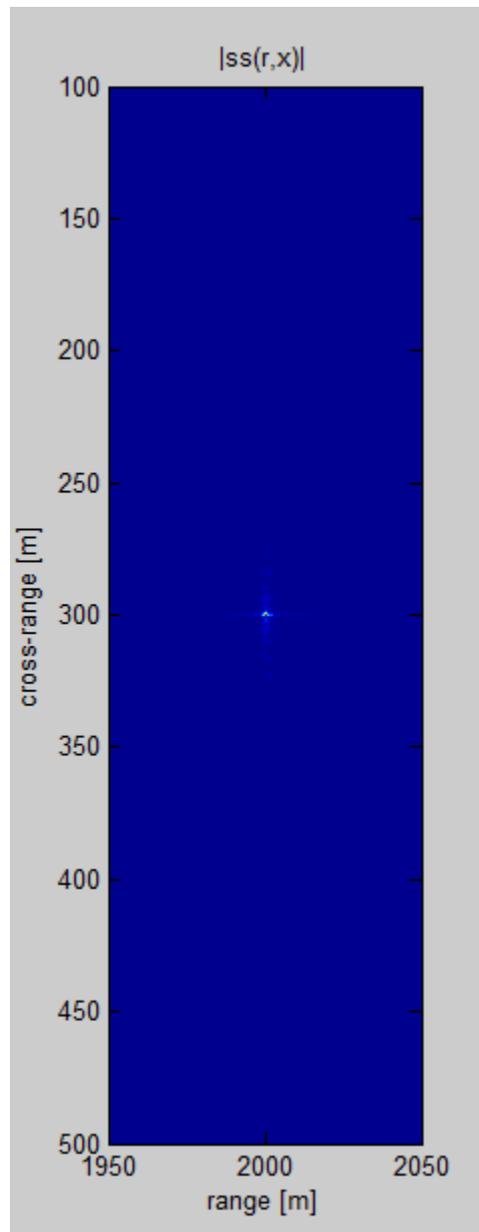


Figura 4.12: Enfoque diferencial (interpolación de STOLT)

4.1.7. Medición de la calidad de enfoque del algoritmo *range*-DOPPLER mediante el análisis de la función de respuesta al impulso con θ_h fijo y *swath* variable.

Para realizar la medición del análisis de calidad al algoritmo *range*-DOPPLER se usaron los datos crudos generados por simulación de un blanco puntual mostrados

en la Figura 4.3, haciendo uso de los metadatos que se muestran en la Tabla 4.1, y enfocados por dicho algoritmo como se observa en la Figura 4.9.

A partir de la imagen enfocada mostrada en la Figura 4.9 se evaluó el desempeño del algoritmo de enfoque *range*-DOPPLER siguiendo la teoría de medición de calidad sobre las imágenes SAR enfocadas para distintos anchos verticales de haz, el cual está asociado al ancho de la zona sondeada en el simulador de datos crudos SAR (*swath*).

Se graficó la función de respuesta al impulso del sistema en *range* y azimut para variaciones del *swath* entre 50-500m, centradas en el punto más intenso de la imagen, en nuestro caso 2000m en *range* y 300m en azimut.

4.1.7.1. Análisis en *range*

Para obtener la resolución espacial en *range* se calcula la distancia entre los puntos de 3 dB por debajo de la intensidad máxima del pico del lóbulo principal. A partir de los datos mostrados en la Figura 4.13 la resolución en *range* se calcula de la siguiente manera:

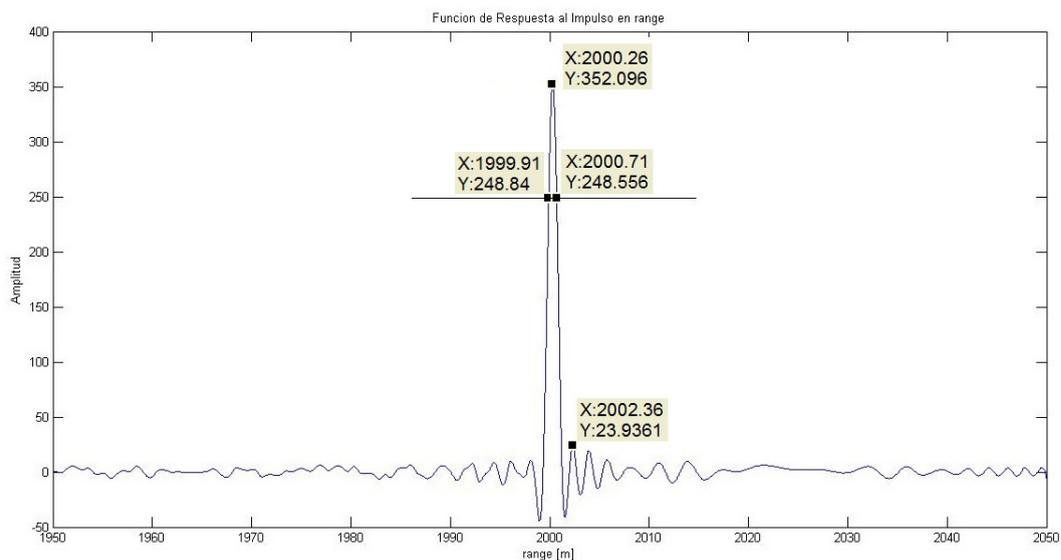


Figura 4.13: IRF en *range* para un *swath* de 50m

| <i>Swath</i> (m) | δ_R (m) teórico | δ_R (m) medido | PSLR(dB) <i>range</i> |
|------------------|------------------------|-----------------------|-----------------------|
| 50 | 1 | 0,80 | -11,67 |
| 100 | 1 | 0,84 | -11,51 |
| 200 | 1 | 0,91 | -11,25 |
| 300 | 1 | 0,94 | -10,38 |
| 400 | 1 | 1,03 | -10,22 |
| 500 | 1 | 1,40 | -10,15 |

Tabla 4.2: Valores en *range* para diferentes *swath*

$$\delta_R = 2000,71 - 1999,91 = 0,8\text{m} \quad (4.1)$$

La resolución en *range* medida anteriormente se compara con la resolución en *range* teórica del sistema la cual esta dada por la Ecuación 2.6 y su valor es el siguiente:

$$\delta_R = \frac{c}{2B} = 1\text{m} \quad (4.2)$$

El siguiente parámetro a determinar es la relación entre el lóbulo principal y el lóbulo secundario (PSLR) en *range*, el cual se calcula haciendo uso de la Ecuación 2.33 de la siguiente manera:

$$\text{PSLR}_R = 10 \log_{10} \frac{l_s}{l_m} = 10 \log_{10} \frac{23,93}{352,09} = -11,67\text{dB} \quad (4.3)$$

En la Tabla 4.2 se muestran los resultados obtenidos tanto de resolución en *range* y PSLR para los distintos *swath* entre 50-500m. De acuerdo con estos resultados, se observa que para valores de *swath* entre 50-300m la resolución en *range* medida está por debajo del valor teórico, lo cual indica una buena resolución de enfoque para el algoritmo en ese rango de valores mejorando la calidad de las imágenes obtenidas por el sistema SAR. Para *swath* de 400m la resolución medida es muy cercana a la resolución teórica lo cual indica un buen desempeño del algoritmo para ese valor de *swath*, pero para *swath* de 500m la resolución aumenta un 40 % el valor teórico, lo

que nos indica que el enfoque comienza a desmejorar para *swath* mayores de 500m [18].

Con respecto a la PSLR, para mayores valores de *swath*, la PSLR aumenta su valor en dB, lo que indica que mientras más grande es la apertura de haz vertical, mayor es la capacidad del algoritmo de identificar blancos de baja reflectividad en cercanías de blancos de alta reflectividad en esta dirección [18].

4.1.7.2. Análisis en azimut

Para calcular la resolución espacial en azimut se calcula la distancia entre los puntos de 3 dB por debajo de la intensidad máxima del pico del lóbulo principal. A partir de los datos mostrados en la Figura 4.13 la resolución en azimut se calcula de la siguiente manera:

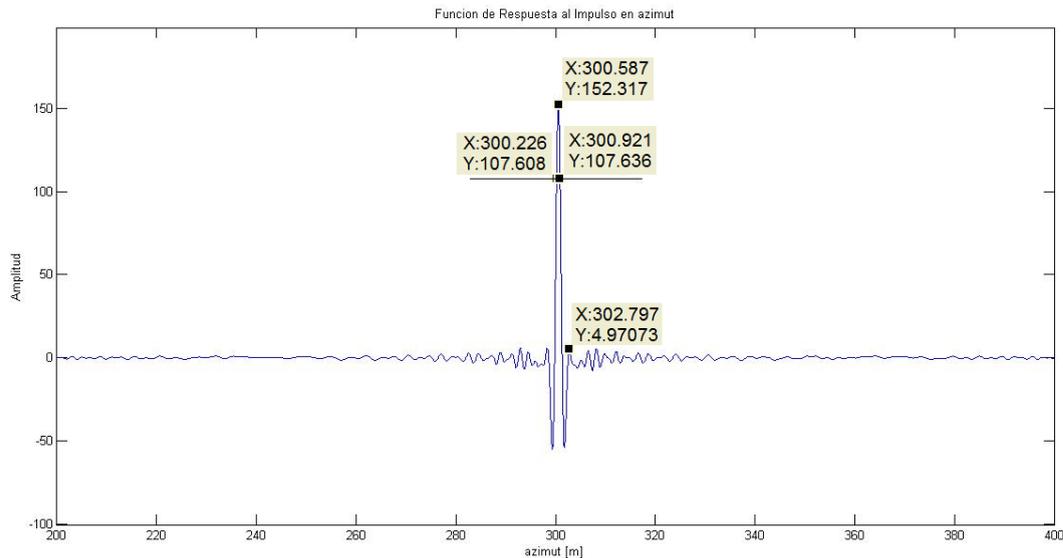


Figura 4.14: IRF en azimut para un *swath* de 50m

$$\delta_A = 300,921 - 300,226 = 0,695\text{m} \quad (4.4)$$

La resolución en azimut medida anteriormente se compara con la resolución en azimut teórica del sistema para un ancho de haz horizontal de 6° , la cual esta dada

| <i>Swath</i> (m) | δ_A (m) teórico | δ_A (m) medido | PSLR(dB) azimut |
|------------------|------------------------|-----------------------|-----------------|
| 50 | 1,4324 | 0,695 | -14,86 |
| 100 | 1,4324 | 1,490 | -10,99 |
| 200 | 1,4324 | 1,601 | -10,82 |
| 300 | 1,4324 | 1,979 | -10,77 |
| 400 | 1,4324 | 1,986 | -10,54 |
| 500 | 1,4324 | 2,235 | -9,41 |

Tabla 4.3: Valores en azimut para diferentes *swath*

por la Ecuación 2.6 y su valor es el siguiente:

$$\delta_A = \frac{L_a}{2} = 1,4324 \quad (4.5)$$

El siguiente parámetro a determinar es la relación entre el lóbulo principal y el lóbulo secundario (PSLR) en azimut, el cual se calcula haciendo uso de la Ecuación 2.33 de la siguiente manera:

$$\text{PSLR}_A = 10 \log_{10} \frac{l_s}{l_m} = 10 \log_{10} \frac{4,97}{152,31} = -14,86 \text{ dB} \quad (4.6)$$

En la Tabla 4.3 se muestran los resultados obtenidos tanto de resolución en azimut y PSLR para los distintos *swath* entre 50-500m.

De acuerdo con estos resultados, se observa que para *swath* de 50m la resolución en azimut medida es menor que el valor teórico, lo cual refleja un buen desempeño del algoritmo para este valor de *swath* sin embarco se nota que para valores de *swath* mayores a 50m la resolución en azimut medida aumenta y sobrepasa la resolución teórica mostrando que disminuye su desempeño y con ello su calidad de enfoque en esta dirección.

Analizando la PSLR, para mayores valores de *swath*, la PSLR aumenta su valor en dB de igual forma como en la dirección en *range* el algoritmo puede identificar blancos de baja reflectividad en cercanías de blancos de alta reflectividad en esta dirección.

4.1.8. Medición de la calidad de enfoque del algoritmo *range*-DOPPLER mediante el análisis de la función de respuesta al impulso con *swath* fijo y θ_h variable.

A partir de la imagen enfocada mostrada en la Figura 4.9 se procede a evaluar el desempeño del algoritmo de enfoque *range*-DOPPLER siguiendo la teoría de medición de calidad sobre las imágenes SAR enfocadas para los distintos valores de ancho horizontal de haz, el cual está asociado a la apertura de haz θ_h en el simulador de datos crudos SAR.

Se graficó la función de respuesta al impulso del sistema en *range* y azimut para variaciones del ancho horizontal de haz (θ_h) entre $3^\circ - 8^\circ$, centradas en el punto más intenso de la imagen, 2000m en *range* y 300m en azimut y sobre esas gráficas se mide el ancho del lóbulo principal para obtener la resolución espacial, así como también se calcula el nivel del lóbulo principal y el nivel del lóbulo secundario de mayor energía para determinar la PSLR en ambas direcciones.

4.1.8.1. Análisis en *range*

Para obtener la resolución espacial en *range* se calcula la distancia entre los puntos de 3 dB por debajo de la intensidad máxima del pico del lóbulo principal. A partir de los datos mostrados en la Figura 4.15 la resolución en *range* se calcula de la siguiente manera:

La resolución en *range* medida anteriormente se compara con la resolución en *range* teórica del sistema la cual esta dada por la Ecuación 2.6 y su valor es el siguiente:

$$\delta_R = 2000,63 - 1999,77 = 0,86\text{m} \quad (4.7)$$

El siguiente parámetro a determinar es la relación entre el lóbulo principal y el lóbulo secundario (PSLR) en *range*, el cual se calcula haciendo uso de la Ecuación

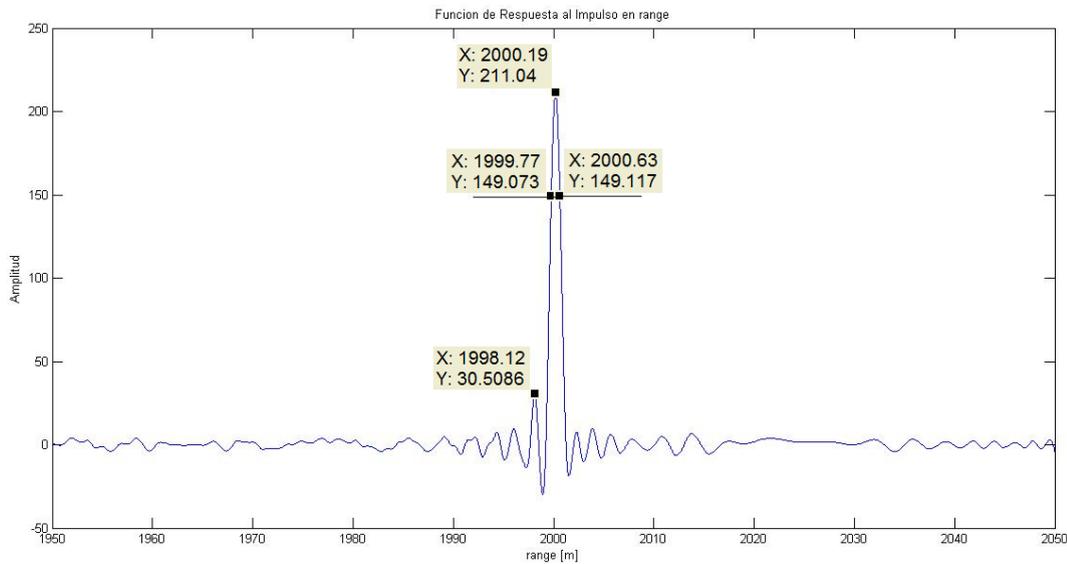


Figura 4.15: IRF en *range* para un θ_h de 3°

| θ° | δ_R (m) teórico | δ_R (m) medido | PSLR(dB) <i>range</i> |
|----------------|------------------------|-----------------------|-----------------------|
| 3° | 1 | 0.86 | -11,51 |
| 4° | 1 | 1.08 | -10,66 |
| 5° | 1 | 1.43 | -10,15 |
| 6° | 1 | 2.06 | -10,02 |
| 7° | 1 | 2.37 | -9,97 |
| 8° | 1 | 2.49 | -9,32 |

Tabla 4.4: Valores en *range* para diferentes θ_h

2.33 de la siguiente manera:

$$\text{PSLR}_R = 10 \log_{10} \frac{l_s}{l_m} = 10 \log_{10} \frac{30,50}{211,04} = -8,4\text{dB} \quad (4.8)$$

En la Tabla 4.4 se muestran los resultados obtenidos tanto de resolución en *range* y PSLR para los distintos θ_h . De acuerdo con estos resultados, se observa que para valores de θ_h en 3° la resolución en *range* medida está por debajo del valor teórico, indicando un buen desempeño del algoritmo, sin embargo ya para valores mayores de este θ_h la resolución medida se mantiene por encima del valor teórico medido lo que infiere un decaimiento del desempeño del algoritmo.

Con respecto a la PSLR, para mayores valores de θ_h , la PSLR aumenta su valor,

lo que apunta que mientras más grande es la apertura de haz horizontal, mayor es la capacidad del algoritmo de identificar blancos de baja reflectividad en cercanías de blancos de alta reflectividad en esta dirección.

4.1.8.2. Análisis en azimut

Para calcular la resolución espacial en esta dirección se mide la distancia entre los puntos de 3 dB por debajo de la intensidad máxima del pico del lóbulo principal. A partir de los datos mostrados en la Figura 4.16 la resolución en azimut se calcula de la siguiente manera:

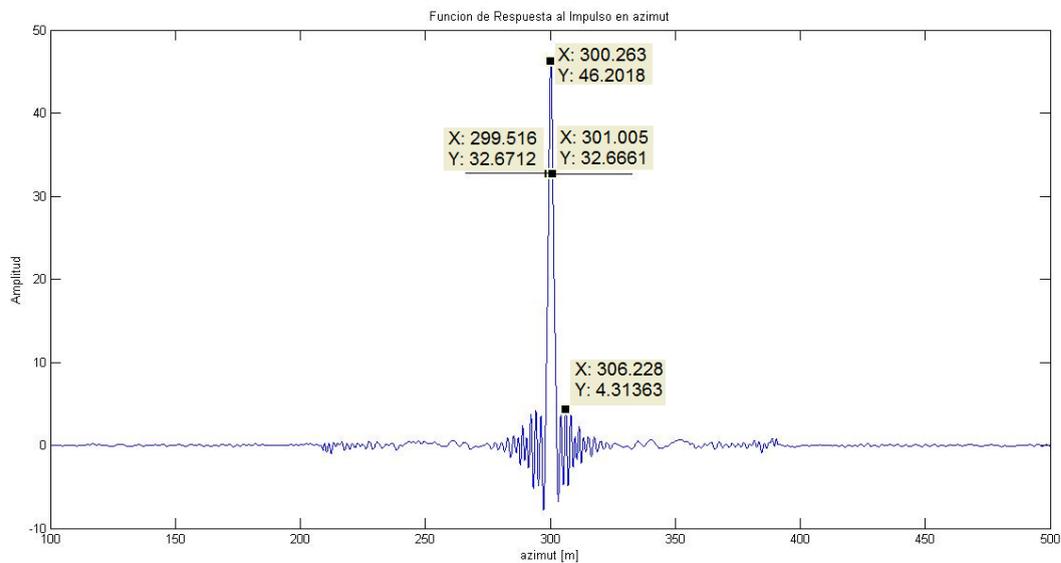


Figura 4.16: IRF en azimut para un θ_h de 3°

$$\delta_A = 301,005 - 299,516 = 1,489\text{m} \tag{4.9}$$

La resolución en azimut medida anteriormente se compara con la resolución en azimut teórica del sistema la cual esta dada por la Ecuación 2.11 y su valor depende de la variación de θ_h . Para θ_h en 3° la resolución teórica en azimut es la siguiente:

$$\delta_A = \frac{L_a}{2} = 1,4324 \tag{4.10}$$

| $\theta_h(^{\circ})$ | δ_A (m) teórico | δ_A (m) medido | PSLR(dB) azimuth |
|----------------------|------------------------|-----------------------|------------------|
| 3° | 2.8647 | 1.489 | -10,29 |
| 4° | 2.1485 | 1.601 | -9,72 |
| 5° | 1.7188 | 2.44 | -9,46 |
| 6° | 1.4324 | 2.812 | -8,82 |
| 7° | 1.2277 | 3.029 | -8,57 |
| 8° | 1.0742 | 3.442 | -8,20 |

Tabla 4.5: Valores en azimuth para diferentes θ_h

Debido a que el valor de θ_h estará variando entre 3° y 6° el valor de L_a varia mediante la Ecuación 2.10 obteniendo diferentes valores de la resolución teórica mostrados en la Tabla 4.5.

El siguiente parámetro a determinar es la relación entre el lóbulo principal y el lóbulo secundario (PSLR) en azimuth, el cual se determina haciendo uso de la Ecuación 2.33 de la siguiente manera:

$$\text{PSLR}_A = 10 \log_{10} \frac{l_s}{l_m} = 10 \log_{10} \frac{4,313}{46,201} = -10,29 \text{ dB} \quad (4.11)$$

En la Tabla 4.5 se muestran los resultados obtenidos tanto de resolución en azimuth y PSLR para los distintos valores de θ_h entre 3° y 8°.

De acuerdo con los resultados se observa que para θ_h entre 3°-8° la resolución medida esta por debajo de la resolución teórica del sistema, lo que refleja un buen desempeño del algoritmo de enfoque para esta configuración, sin embargo, a partir de 4° comienza a aumentar el valor de la resolución medida y a alejarse de del valor teórico estimado, lo que implica un deterioro del desempeño del algoritmo mientras aumenta el ancho horizontal de haz.

Con respecto a la PSLR, al igual que en la dirección en *range*, para mayores valores de θ_h , la PSLR aumenta su valor, lo que apunta que mientras más grande es la apertura de haz horizontal, mayor es la capacidad del algoritmo de identificar blancos de baja reflectividad en cercanías de blancos de alta reflectividad en esta dirección.

4.1.9. Medición de la calidad de enfoque del algoritmo $\omega - \kappa$ mediante el análisis de la función de respuesta al impulso con θ_h fijo y *swath* variable.

Para realizar la medición del análisis de calidad al algoritmo $\omega - \kappa$ se usaron los datos crudos de un blanco puntual mostrados en la Figura 4.3 enfocados por dicho algoritmo como se observa en la Figura 4.12.

A partir de la imagen enfocada mostrada en la Figura 4.12 se evaluó el desempeño del algoritmo de enfoque $\omega - \kappa$ siguiendo la teoría de medición de calidad sobre las imágenes SAR enfocadas para los de haz, el cual está asociado al ancho de la zona sondeada en el simulador (*swath*).

Se graficó la función de respuesta al impulso del sistema en *range* y azimut para variaciones del *swath* entre 50-500m, centradas en el punto más intenso de la imagen, en nuestro caso 2000m en *range* y 300m en azimut.

4.1.9.1. Análisis en *range*

De igual forma como se realizó en la Sección 4.1.7 para evaluar el algoritmo *range-DOPPLER*, se aplicó la misma metodología en el $\omega - \kappa$. Para obtener la resolución espacial en *range* se mide la distancia entre los puntos de 3 dB por debajo de la intensidad máxima del pico del lóbulo principal. A partir de los datos mostrados en la Figura 4.17 la resolución en *range* se calcula de la siguiente manera [18]:

$$\delta_R = 2000,45 - 1999,68 = 1,07\text{m} \quad (4.12)$$

La resolución en *range* medida anteriormente se compara con la resolución en *range* teórica del sistema la cual esta dada por la Ecuación 2.6 y su valor es el siguiente:

$$\delta_R = \frac{c}{2B} = 1\text{m} \quad (4.13)$$

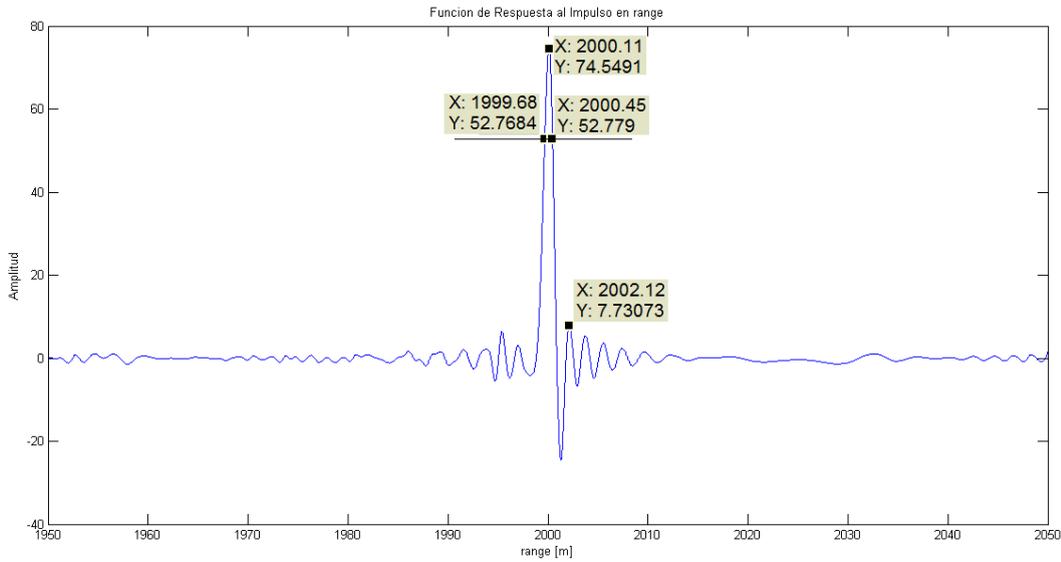


Figura 4.17: IRF en *range* para un *swath* de 50m

| <i>Swath</i> (m) | δ_R (m) teórico | δ_R (m) medido | PSLR(dB) <i>range</i> |
|------------------|------------------------|-----------------------|-----------------------|
| 50 | 1 | 1.07 | -9.84 |
| 100 | 1 | 1.21 | -9.50 |
| 200 | 1 | 1.66 | -9.22 |
| 300 | 1 | 1.86 | -8.99 |
| 400 | 1 | 2.08 | -8.47 |
| 500 | 1 | 2.21 | -7.05 |

Tabla 4.6: Valores en *range* para diferentes *swath*

El siguiente parámetro a determinar es la relación entre el lóbulo principal y el lóbulo secundario (PSLR) en *range*, el cual se calcula haciendo uso de la Ecuación 2.33 de la siguiente manera:

$$\text{PSLR}_R = 10 \log_{10} \frac{l_s}{l_m} = 10 \log_{10} \frac{7,7307}{74,549} = -9,84\text{dB} \quad (4.14)$$

En la Tabla 4.6 se muestran los resultados obtenidos tanto de resolución en *range* y PSLR para los distintos *swath* entre 50-500m. Según los resultados mostrados en la Tabla 4.6, para distintos valores de ancho vertical de haz, el cual está asociado al ancho de la zona sondeada en el simulador (*swath*), la resolución medida aumenta en comparación a la resolución teórica lo que indica una disminución del desempeño

del algoritmo $\omega - \kappa$.

Con respecto a la PSLR, se observa que para mayores valores de *swath*, la PSLR aumenta su valor; lo que indica que mientras más grande es la apertura de haz vertical, mayor es la capacidad del algoritmo de identificar blancos de baja reflectividad en cercanías de blancos de alta reflectividad en esta dirección.

4.1.9.2. Análisis en azimut

Para calcular la resolución espacial en esta dirección se mide la distancia entre los puntos de 3 dB por debajo de la intensidad máxima del pico del lóbulo principal. A partir de los datos mostrados en la Figura 4.13 la resolución en azimut se calcula de la siguiente manera:

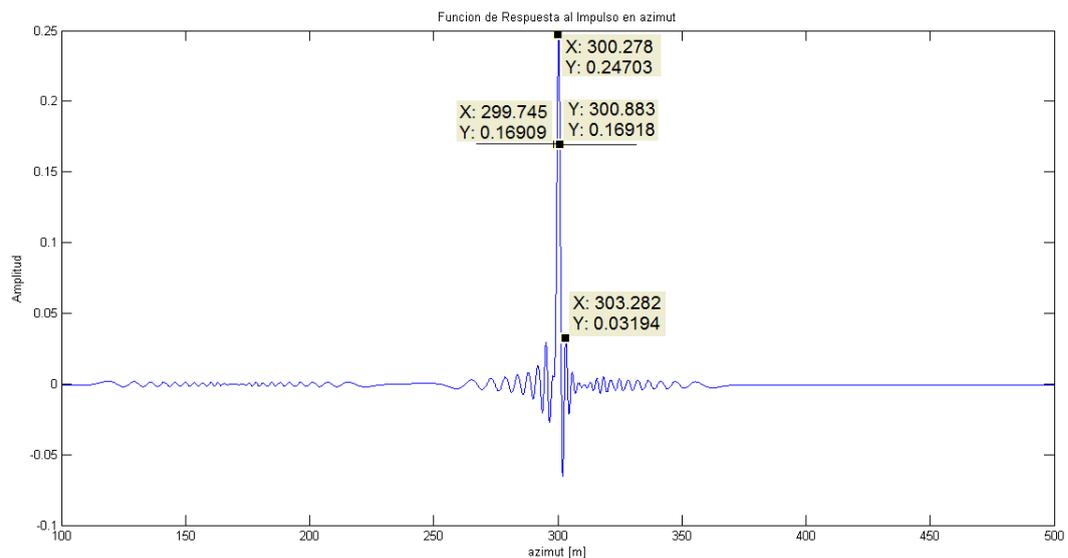


Figura 4.18: IRF en azimut para un *swath* de 50m

$$\delta_A = 300,883 - 299,745 = 1,138\text{m} \quad (4.15)$$

La resolución en azimut medida anteriormente se compara con la resolución en azimut teórica del sistema la cual esta dada por la Ecuación 2.6 y su valor es el

| $Swath(m)$ | $\delta_A(m)$ teórico | $\delta_A(m)$ medido | PSLR(dB) azimuth |
|------------|-----------------------|----------------------|------------------|
| 50 | 1.4324 | 1.13 | -10,81 |
| 100 | 1.4324 | 1.25 | -10.79 |
| 200 | 1.4324 | 1.83 | -9.82 |
| 300 | 1.4324 | 1.95 | -8.92 |
| 400 | 1.4324 | 2.206 | -8.10 |
| 500 | 1.4324 | 2.416 | -7.87 |

Tabla 4.7: Valores en azimuth para diferentes $swath$

siguiente:

$$\delta_A = \frac{L_a}{2} = 1,4324 \quad (4.16)$$

El siguiente parámetro a determinar es la relación entre el lóbulo principal y el lóbulo secundario (PSLR) en azimuth, el cual se calcula haciendo uso de la Ecuación 2.33 de la siguiente manera:

$$PSLR_A = 10 \log_{10} \frac{l_s}{l_m} = 10 \log_{10} \frac{0,03194}{0,24703} = -10,81 \text{dB} \quad (4.17)$$

En la Tabla 4.7 se muestran los resultados obtenidos tanto de resolución en azimuth y PSLR para los distintos $swath$ entre 50-500m.

Según los resultados mostrados en la Tabla 4.7, para valores de $Swath$ entre 50-100m, la resolución medida está por debajo del valor teórico estimado, lo que indica que el algoritmo presenta un enfoque correcto, pero, para $Swath$ mayores de 100m, la resolución medida es mayor que la resolución teórica, lo que implica un desmejoramiento de la calidad de enfoque del algoritmo $\omega - \kappa$ para grandes aperturas verticales de haz para esta dirección [18].

Analizando la PSLR, para mayores valores de $swath$, la PSLR aumenta de igual forma en la dirección de $range$ e identifica los blancos de baja reflectividad en cercanías de blancos de alta reflectividad en esta dirección.

4.1.10. Medición de la calidad de enfoque del algoritmo $\omega - \kappa$ mediante el análisis de la función de respuesta al impulso con *swath* fijo y θ_h variable.

A partir de la imagen enfocada mostrada en la Figura 4.12 se evalúa el desempeño del algoritmo de enfoque $\omega - \kappa$ de igual forma que se hizo en la sección anterior pero para los distintos valores de ancho horizontal de haz, el cual está asociado a la apertura de haz θ_h en el simulador de datos crudos SAR.

Se graficó la función de respuesta al impulso del sistema en *range* y azimut para variaciones del ancho horizontal de haz (θ_h) entre $3^\circ - 8^\circ$, centradas en el punto más intenso de la imagen, 2000m en *range* y 300m en azimut y sobre esas gráficas se mide el ancho del lóbulo principal para obtener la resolución espacial, así como también se mide el nivel del lóbulo principal y el nivel del lóbulo secundario de mayor energía para determinar la PSLR en ambas direcciones.

4.1.10.1. Análisis en *range*

Para obtener la resolución espacial en *range* se mide la distancia entre los puntos de 3dB por debajo de la intensidad máxima del pico del lóbulo principal. A partir de los datos mostrados en la Figura 4.19 la resolución en *range* se calcula de la siguiente manera:

La resolución en *range* medida anteriormente se compara con la resolución en *range* teórica del sistema la cual esta dada por la Ecuación 2.6 y su valor es el siguiente:

$$\delta_R = 2000,34 - 1999,6 = 0,74\text{m} \quad (4.18)$$

El siguiente parámetro a determinar es la relación entre el lóbulo principal y el lóbulo secundario (PSLR) en *range*, el cual se calcula haciendo uso de la Ecuación

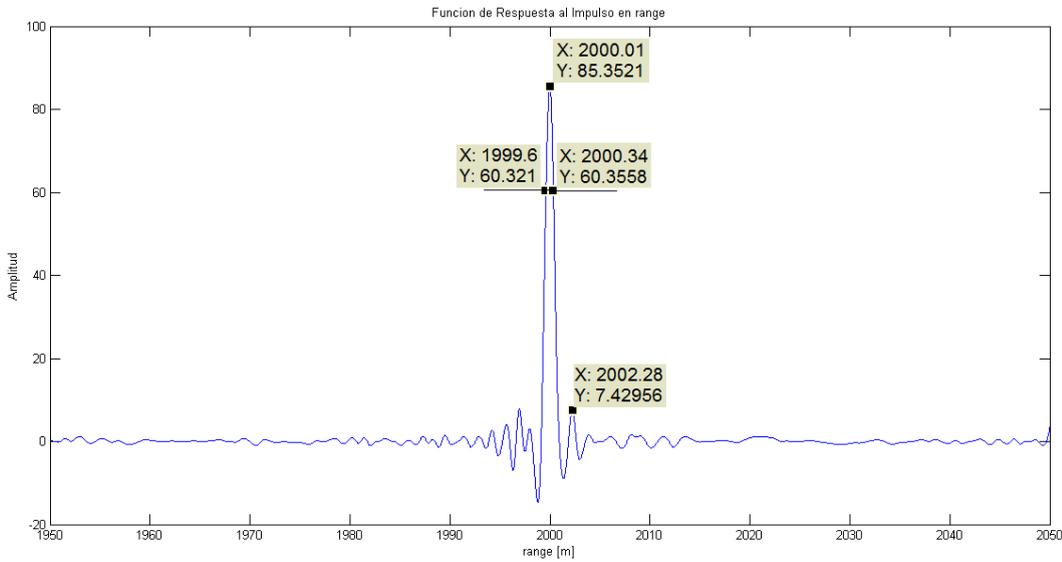


Figura 4.19: IRF en *range* para un θ_h de 3°

| $\theta_h(^{\circ})$ | δ_R (m) teórico | δ_R (m) medido | PSLR(dB) <i>range</i> |
|----------------------|------------------------|-----------------------|-----------------------|
| 3° | 1 | 0.74 | -10,60 |
| 4° | 1 | 0.77 | -9,84 |
| 5° | 1 | 0.86 | -7,49 |
| 6° | 1 | 1.23 | -7,30 |
| 7° | 1 | 1.26 | -7,26 |
| 8° | 1 | 1.37 | -7,15 |

Tabla 4.8: Valores en *range* para diferentes θ_h

2.33 de la siguiente manera:

$$\text{PSLR}_R = 10 \log_{10} \frac{l_s}{l_m} = 10 \log_{10} \frac{7,4295}{85,3521} = -10,60\text{dB} \quad (4.19)$$

En la Tabla 4.8 se muestran los resultados obtenidos tanto de resolución en *range* y PSLR para los distintos θ_h .

De acuerdo con estos resultados, se observa que para valores de θ_h entre 3° y 5° la resolución en *range* medida está por debajo del valor teórico, lo cual indica una muy buena resolución de enfoque para el algoritmo en ese rango de valores, para un θ_h mayor la resolución medida aumenta siendo mayor a la resolución teórica,

lo que nos indica que la calidad de la imagen comienza a desmejorar para valores de θ_h mayores.

Con respecto a la PSLR, para mayores valores de θ_h , la PSLR aumenta su valor en dB; lo que indica que mientras más grande es la apertura de haz horizontal, mayor es la capacidad del algoritmo de identificar blancos de baja reflectividad en cercanías de blancos de alta reflectividad en esta dirección.

4.1.10.2. Análisis en azimut

Para calcular la resolución espacial en esta dirección se mide la distancia entre los puntos de 3 dB por debajo de la intensidad máxima del pico del lóbulo principal. A partir de los datos mostrados en la Figura 4.13 la resolución en azimut se calcula de la siguiente manera:

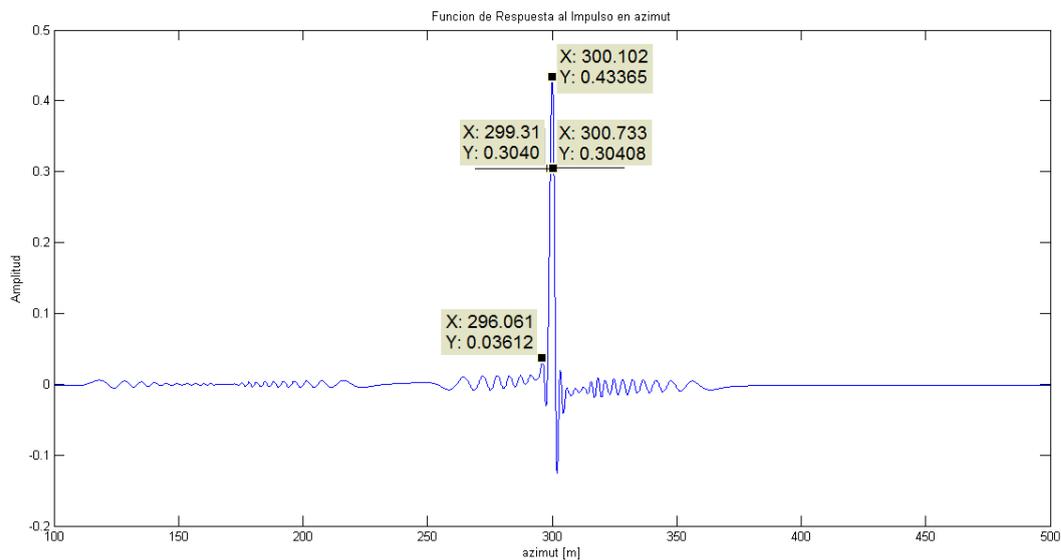


Figura 4.20: IRF en azimut para un θ_h de 3

$$\delta_A = 300,733 - 299,31 = 1,423\text{m} \quad (4.20)$$

La resolución en azimut medida anteriormente se compara con la resolución en azimut teórica del sistema la cual esta dada por la Ecuación 2.6 y su valor depende

| $\theta_h(^{\circ})$ | $\delta_{CR}(m)$ teórico | $\delta_{CR}(m)$ medido | PSLR(dB) azimuth |
|----------------------|--------------------------|-------------------------|------------------|
| 3° | 1,4324 | 1.42 | -10,77 |
| 4° | 1.074 | 1.13 | -8,88 |
| 5° | 0.8594 | 0.99 | -7,79 |
| 6° | 0.7162 | 0.75 | -7,51 |
| 7° | 0.6139 | 0.69 | -7,25 |
| 8° | 0.5371 | 0.59 | -6,16 |

Tabla 4.9: Valores en azimuth para diferentes θ_h

de la variación de θ_h . Para θ_h en 3 la resolución teórica en azimuth es la siguiente:

$$\delta_A = \frac{L_a}{2} = 1,4324 \quad (4.21)$$

El siguiente parámetro a determinar es la relación entre el lóbulo principal y el lóbulo secundario (PSLR) en azimuth, el cual se calcula haciendo uso de la Ecuación 2.33 de la siguiente manera:

$$\text{PSLR}_A = 10 \log_{10} \frac{l_s}{l_m} = 10 \log_{10} \frac{0,036}{0,43} = -10,77 \text{dB} \quad (4.22)$$

En la Tabla 4.9 se muestran los resultados obtenidos tanto de resolución en azimuth y PSLR para los distintos θ_h entre 3° y 5°. De acuerdo a los resultados mostrados las resoluciones medidas para ese rango de valores de θ_h son cercanas a los valores teóricos estimados, lo que indica un buen desempeño del algoritmo de enfoque.

Con respecto a la PSLR, para mayores valores de θ_h de igual forma la PSLR aumenta su valor mostrando que para grandes aperturas de haz horizontal.

Gracias a los resultados obtenidos de todos los experimentos realizados anteriormente, evaluando el desempeño de cada algoritmo en los diversos escenarios de simulación, se puede concluir acerca de las ventajas y desventajas de los mismos. Estas conclusiones se muestran en la Tabla 4.10:

| Algoritmo de enfoque | Ventaja | Desventaja |
|---------------------------------|--|--|
| Algoritmo <i>range</i> -DOPPLER | Alta calidad de enfoque para grandes aperturas verticales de haz | Baja calidad de enfoque para grandes aperturas horizontales de haz |
| Algoritmo $\omega - \kappa$ | Alta calidad de enfoque para grandes aperturas horizontales de haz | Baja calidad de enfoque para grandes aperturas verticales de haz |

Tabla 4.10: Comparación de los algoritmos de enfoque SAR.

El algoritmo *range*-DOPPLER presenta un buen desempeño para grandes aperturas verticales de haz, sin embargo, mientras aumenta la apertura horizontal de haz, su calidad de enfoque desmejora, esto se debe a que éste algoritmo realiza una aproximación para el cálculo de la migración en distancia, como se muestra en la siguiente ecuación [11]:

$$r(t') = \sqrt{y_0^2 + x^2} = \sqrt{y_0^2 + (vt')^2} \approx y_0^2 + \frac{v}{2y_0}t'^2 \quad (4.23)$$

Esta aproximación parabólica hace que disminuya el desempeño del algoritmo *range*-DOPPLER para grandes aperturas de haz horizontal.

Con respecto al algoritmo $\omega - \kappa$, presenta una buena calidad de enfoque para grandes aperturas de haz horizontal, a diferencia del algoritmo *range*-DOPPLER, ya que éste algoritmo no realiza la aproximación para el cálculo de la migración en distancia, sino que determina exactamente su valor en el dominio de la frecuencia; lo que mejora su desempeño para aperturas de haz horizontal anchas [18] [25].

Sin embargo, éste algoritmo tiende a desmejorar su desempeño para grandes aperturas de haz vertical, esto a causa de que en el caso de un SAR satelital spaceborne, debido al efecto de curvatura de la tierra, la velocidad relativa generalmente no es constante y no lineal, esta variación de la velocidad de radar para el sistema *spaceborne* causa que la velocidad sea distinta sobre cada punto sobre la escena. Dicha variación afecta el rendimiento del algoritmo $\omega - \kappa$, ya que éste asume que la velocidad efectiva de radar V_r , es invariante en *range*, lo cual limita su capacidad de manejar grandes aperturas verticales de haz, debido a que esta velocidad se define

en el dominio *range-time* y su variación no puede ser manejada por el algoritmo debido a que todas las operaciones las realiza en el dominio bidimensional de la frecuencia [18] [25].

Capítulo V

Conclusiones y recomendaciones

5.1. Conclusiones

En el presente trabajo especial de grado se ha estudiado y desarrollado el diseño de un simulador básico de un radar de apertura sintética en el modo *stripmap*, con la finalidad de modelar distintos radares de apertura sintética a partir de los parámetros básicos que lo definen como son la frecuencia de operación, muestreo y repetición del pulso, ancho de banda, velocidad de la plataforma, entre otros, generando así datos crudos de SAR. Los datos crudos obtenidos poseen características correctas, similares a los datos crudos reales que se recibirían en un sistema SAR embarcado en una plataforma móvil. Por ello, estos datos crudos generados se pueden usar como banco de prueba para experimentar con ellos distintos algoritmos de formación de la imagen o de enfoque.

Se implementó el algoritmo *range-DOPPLER* y con el se enfocaron los datos crudos de SAR generados por simulación correspondientes a un blanco puntual ubicado en el centro de la escena de estudio, obteniendo una imagen enfocada correctamente.

Se implementó el algoritmo $\omega - \kappa$ y con él se enfocaron los datos crudos de SAR generados por simulación correspondientes a un blanco puntual ubicado en el centro de la escena de estudio, obteniendo una imagen enfocada correctamente.

En el estudio comparativo de los algoritmos de enfoque de datos crudos SAR, *range-DOPPLER* y $\omega - \kappa$ donde se presentaron diversos escenarios de simulación para evaluar el desempeño de cada uno de ellos y verificar sus ventajas y desventajas. Según los resultados obtenidos, se consiguió que para grandes aperturas de haz vertical, la mejor opción para enfocar datos crudos SAR es el algoritmo *range-DOPPLER*, ya que éste presenta mejor desempeño en este escenario que el algoritmo $\omega - \kappa$. Sin embargo, para grandes aperturas de haz horizontal, el algoritmo *range-DOPPLER* deja de ser el más óptimo y es recomendable enfocar los datos crudos por medio del algoritmo $\omega - \kappa$, ya que presenta mejor desempeño para grandes aperturas verticales de haz.

5.1.1. Recomendaciones

Enfocar datos crudos reales de SAR con los algoritmos de enfoque implementados, para comprobar su correcto funcionamiento; adaptando cada algoritmo con los metadatos respectivos del sistema SAR que se elija.

Implementación del algoritmo *Chirp Scaling* (CSA), y enfocar datos crudos generados por simulación con dicho algoritmo, con la finalidad de comparar esos resultados con los presentados en este trabajo y así generar un estudio comparativo mucho más extenso acerca de los algoritmos de enfoque más usados en los sistemas SAR actuales.

Construir el simulador de datos crudos SAR en GNU Octave como una aplicación con interfaz gráfica que sirva de apoyo didáctico para el estudio de los radares de apertura sintética.

Apéndice A

Filtrado adaptado

El filtrado adaptado es el método de convolucionar una señal con respecto a alguna señal conocida. El objetivo básico es extraer la información relevante de la señal que está contaminada con ruido. En los radares se supone que el receptor recibe una señal igual a la señal transmitida solo desplazada en el tiempo. Además, la señal se invierte debido a la reflexión, al igual que la imagen volteada se observa en frente de un espejo [20].

Esta es la razón por la que la convolución se utiliza para el análisis de datos SAR recibido. La ecuación general de convolución la ecuación es [20]:

$$F(t) = S_r(t) * h(t) = \int_{-\infty}^{\infty} S_r(t)h(t - u)du \quad (1.1)$$

donde $F(t)$ es la señal a la salida del filtrado adaptado, $S_r(t)$ es la señal recibida y $h(t) = s^*(-t)$ es el complejo conjugado de la transmitida.

La señal recibida será la copia exacta de la señal transmitida (ignorando el factor de ruido). Considerando que la señal es compleja y banda base, la frecuencia central f_c es cero. Entonces, la señal recibida se puede escribir de la forma [20]:

$$S(t) = \text{rect} \left(\frac{t}{\tau_p} \right) e^{i\pi K t^2} \quad (1.2)$$

El filtro adaptado es :

$$h(t) = \text{rect} \left(\frac{t}{\tau_p} \right) e^{-i\pi K t^2} \quad (1.3)$$

La salida del filtrado adaptado de la Ecuación 1.1 sería:

$$F(t) = \int_{-\infty}^{\infty} S_r(u) h(t-u) du \quad (1.4)$$

$$F(t) = \int_{-\infty}^{\infty} \text{rect} \left(\frac{u}{\tau_p} \right) \text{rect} \left(\frac{t-u}{\tau_p} \right) e^{-i\pi K t u^2} e^{-i\pi K (t-u)^2} du \quad (1.5)$$

$$F(t) = \int_{-\infty}^{\infty} \text{rect} \left(\frac{t-\tau_p}{\tau_p} \right) e^{(-i\pi K t^2 + i2\pi K t u)} du \quad (1.6)$$

$$F(t) = e^{-i\pi K t^2} \int_{-\infty}^{\infty} \text{rect} \left(\frac{t-\tau_p}{\tau_p} \right) e^{(i2\pi K t u)} du \quad (1.7)$$

Colocando límites a la duración del filtro y dividiendo las integrales de acuerdo con la posición de la función rectangular una con respecto a la otra, la ecuación queda [20]:

$$F(t) = e^{-i\pi K t^2} \left[\int_{t-\frac{\tau_p}{2}}^{\frac{\tau_p}{2}} \text{rect} \left(\frac{t-\tau_p}{\tau_p} \right) e^{i2\pi K t u} du + \int_{\tau_p}^{t+\frac{\tau_p}{2}} \text{rect} \left(\frac{t+\tau_p}{\tau_p} \right) e^{(i2\pi K t u)} du \right] \quad (1.8)$$

$$F(t) = e^{-i\pi K t^2} \left[\int_{t-\frac{\tau_p}{2}}^{\frac{\tau_p}{2}} \text{rect} \left(\frac{t-\tau_p}{\tau_p} \right) e^{i2\pi K t u} du + \int_{\tau_p}^{t+\frac{\tau_p}{2}} \text{rect} \left(\frac{t+\tau_p}{\tau_p} \right) e^{(i2\pi K t u)} du \right] \quad (1.9)$$

$$F(t) = (t+\tau_p)\text{rect}\left(\frac{t-\tau_p}{\tau_p}\right)\frac{\sin(\pi Kt(t+\tau_p))}{\pi Kt(t+\tau_p)} + (\tau_p-t)\text{rect}\left(\frac{\tau_p-t}{\tau_p}\right)\frac{\sin(\pi Kt(\tau_p-t))}{\pi Kt(\tau_p-t)} \quad (1.10)$$

$$F(t) = (\tau_p - |t|)\text{rect}\left(\frac{t}{\tau_p}\right)\text{sinc}(Kt(t + \tau_p)) \quad (1.11)$$

Las dos primeras partes de la ecuación en combinación son una función triangular [20]. Se eliminan los picos de la función sinc en $t = -\tau_p$ y $t = +\tau_p$ ya que sus valores en los bordes son aproximadamente cero. Entonces, un fuerte pico en el medio ($t = 0$) es obtenido como se muestra en la Figura 2.7.

Un componente clave de la compresión de pulso es el producto tiempo-ancho de banda (TBP). Un componente clave de la compresión de pulso es el producto tiempo-ancho de banda (TBP). Para valores de TBP >100 , la Ecuación 1.11 se puede aproximar a la siguiente expresión: [20]:

$$F(t) = \tau_p \text{sinc}(Kt\tau_p) \quad (1.12)$$

Apéndice B

Método de fase estacionaria

El principio de fase estacionaria es un método usado para resolver de manera aproximada integrales de la forma [22]:

$$I = \int_b^a F(x) e^{j\lambda\phi(x)} dx \quad (2.1)$$

donde λ es un número real constante.

El método más común de desarrollar el principio de fase estacionaria es encontrando un punto X_{sp} tal que $\phi'(x)$ sea cero (es decir, el punto de fase estacionaria). Teniendo en cuenta que $\phi(x)$ varía muy rápido sobre la mayor parte de los límites de integración, menos cerca del punto X_{sp} , y $F(x)$ a diferencia, varía mucho más lento, donde su función es simplemente garantizar la convergencia de la integral.

Asumiendo las siguientes aproximaciones:

$$F(x) \approx F(X_{sp}) \quad (2.2)$$

y

$$\phi(x) \approx \phi(X_{sp}) + 0,5\phi''(X_{sp})(x - X_{sp})^2 \quad (2.3)$$

donde $F(x)$ se aproxima a $F(X_{sp})$ y $\phi(x)$ se aproxima en una expansión de TAYLOR de segundo orden alrededor del punto de fase estacionaria X_{sp} .

Sustituyendo esas aproximaciones en la Ecuación 2.1:

$$I \approx \int_b^a F(X_{sp}) e^{j\lambda\phi(X_{sp}) + 0,5\lambda\phi''(X_{sp})(x-X_{sp})^2} dx \quad (2.4)$$

$$I = F(X_{sp}) e^{j\lambda\phi(X_{sp})} \int_b^a e^{j0,5\lambda\phi''(X_{sp})(x-X_{sp})^2} dx \quad (2.5)$$

$$I \approx F(X_{sp}) e^{j\lambda\phi(X_{sp})} \int_{-\infty}^{\infty} e^{j0,5\lambda\phi''(X_{sp})(x-X_{sp})^2} dx \quad (2.6)$$

Realizando el cambio de variable $y = x - X_{sp}$ se obtiene lo siguiente:

$$I \approx F(X_{sp}) e^{j\lambda\phi(X_{sp})} \int_{-\infty}^{\infty} e^{j0,5\lambda\phi''(X_{sp})y^2} dy \quad (2.7)$$

$$I = F(X_{sp}) e^{j\lambda\phi(X_{sp})} e^{j\text{sgn}(\lambda\phi''(X_{sp}))y^2} \left(\frac{\pi}{4} \sqrt{\frac{2\pi}{|\lambda\phi''(X_{sp})|}} \right) \quad (2.8)$$

Referencias Bibliográficas

- [1] Henri Maitre. «Processing of Synthetic Aperture Radar Images». En: *ISTE Ltd and John Wiley Sons* (2008).
- [2] Roger J. Sullivan. «. Radar Foundations for Imaging and Advanced Concepts». En: *SciTech Publishing Inc.* (2004).
- [3] I. G. Cumming y F. H. Wong. «Digital processing of Synthetic Aperture Radar Data: Algorithms and Implementation». En: *Artech House remote sensing library. Artech House* (2005).
- [4] Y. L. Wong Cumming I. G.; Neo. «F. H. Interpretations of the Omega-K Algorithm and Comparisons with other Algorithms Geoscience and Remote Sensing Symposium». En: *IGARSS '03. Proceedings. IEEE International* (2003).
- [5] R. Bamler. «A Comparison of Range-Doppler and Wavenumber Domain SAR Focussing Algorithms». En: *IEEE Trans. Geosc. and Rem. Sens* 4 (1992), págs. 706-713.
- [6] H. Runge y R. Bamler. «A Novel High Precision SAR Focusing Algorithm Based on Chirp Scaling». En: *En: Proc. Int. Geoscience and Remote Sensing Symp* (1992), págs. 372-375.
- [7] A. Martínez y J. L. Marchand. «SAR Image Quality Assessment». En: *Revista AET (Asociación Española de Teledetección* (1993).
- [8] Adam E. Robertson. «Computer Simulation of Synthetic Aperture Radar». En: *Technical report: Brigham Young University* (2008).
- [9] K. A. Shaharyar. «Génération rapide de signaux radar d'environnements complexes pour la simulation de systèmes imageurs SAR». En: *Tesis de Doctorado, Université de Rennes I* (2009).

- [10] GNU Octave. <https://www.gnu.org/software/octave/>. 2 de Julio de 2016.
- [11] A. J. Zozaya. «Simulador básico de un radar de apertura sintética». En: *Instituto Espacial Ecuatoriano* (2012).
- [12] Eduardo García Labière. «Simulación de un Radar de Alta Resolución (SAR) Multicanal». En: *Tesis final de Pre-grado, Universidad politècnica de catalunya* (2012).
- [13] Bu-Chin Wang. «Digital Signal Processing Techniques and Applications in Radar Image Processing». En: *Publication : John Wiley Sons* (2008).
- [14] Caner Ozdemir. «Inverse Synthetic Aperture Radar Imaging with Matlab Algorithms». En: *Publication : John Wiley Sons* (2012).
- [15] M. Soumekh. «Synthetic Aperture Radar Signal Processing with MATLAB Algorithms». En: *Wiley-Interscience publication* (1999).
- [16] Pablo A. Perna. «Simulación de Sistemas de Radar Orbitales y Aerotransportados». En: *Universidad de buenos aires* (2012).
- [17] J. C. Curlander y R. N. McDonough. «Synthetic Aperture Radar: Systems and Signal Processing». En: *Publication : John Wiley Son* (1991).
- [18] Mirko Panozzo Zènere. «SAR image quality assesment». En: *UNIVERSIDAD NACIONAL DE CORDOBA* (2012).
- [19] Mirko Panozzo Zènere. «Focalización de imágenes SAR utilizando el algoritmo Omega-K. Simulación y Validación.» En: *UNIVERSIDAD NACIONAL DE CORDOBA* (2012).
- [20] Samiur Rahman. «Focusing Moving Targets Using Range Migration Algorithm in Ultra Wideband Low Frequency Synthetic Aperture Radar». En: *Blekinge Institute of Technology* (2010).
- [21] A. J. Zozaya. «Range Cell Migration Correction». En: *Instituto Espacial Ecuatoriano* (2016).
- [22] A. J. Zozaya. «Radares de apertura sintética. Método de Fase Estacionaria». En: *Laboratorio de electromagnetismo aplicado (Labema)* (2016).
- [23] David T. Sandwell. «Sar image formation: ers sar processor coded in matlab». En: *John Wiley Sons* (2002).

-
- [24] S.K. Das. «Synthetic Aperture Radar Image Quality Measurements». En: *LAP Lambert Academic Publishing* (2011).
- [25] Subrata Kumar Das. «Synthetic Aperture Radar Image Quality Measurements». En: *Blekinge institute of technology* (2011).

