

PROCESAMIENTO ESTADÍSTICO DE SEÑALES GNSS REFLEJADAS: SENSADO REMOTO DE ALTIMETRÍA OCEÁNICA

Tesis de Doctorado

Ing. Santiago Ozafrain

*Presentada ante la Facultad de Ingeniería de la
Universidad Nacional de La Plata
como requisito para la obtención del grado académico de
Doctor en Ingeniería*



Dirección de tesis:

Dr. Pedro Agustín Roncagliolo

Jurado de tesis:

Dr. Javier Alberto Areta

Dra. Cecilia Gabriela Galarza

Dr. Jorge Osmar Lugo

Fecha de defensa oral y pública: 30 de mayo de 2023

Resumen

La reflectometría con señales GNSS (GNSS-R) es una técnica de sensado remoto que utiliza las reflexiones de las transmisiones de los Sistemas de Navegación Global por Satélite para estimar parámetros geofísicos de la superficie de la Tierra. Su principio de funcionamiento es el de un radar bistático, con el satélite del sistema GNSS actuando como transmisor, la superficie de la Tierra como objetivo y el receptor ubicado en una posición distinta, que puede ser tanto en tierra, a bordo de aviones o en satélites de órbita baja. El receptor, que aprovecha oportunísticamente las señales transmitidas, generalmente utiliza dos antenas, una orientada al cenit que captura la señal directa y otra a nadir para recibir su reflexión. Luego, mediante el procesamiento de ambas señales con distintos algoritmos de estimación se obtienen los parámetros a sensar. En altimetría oceánica, por ejemplo, a partir de la diferencia de la longitud del camino de la señal directa y de la reflejada se estima la altura de la superficie del mar. En ese caso, a fin de obtener buenas estimaciones es crítico lograr un buen seguimiento del retardo de la señal reflejada. En aplicaciones de medición de rugosidad del océano o de velocidad del viento presente en superficie se utilizan otros observables obtenidos del procesamiento de la señal reflejada, como su nivel de potencia y la dispersión en retardo y desviación de frecuencia por efecto Doppler que presenta. Debido a las características de las señales de los sistemas de navegación, un mismo receptor puede procesar múltiples reflexiones simultáneas. Además, en contraste con los sistemas de radar activo, el hecho de que los sensores sean receptores GNSS modificados los hace más livianos y económicos. Esto da a lugar a sistemas con varios sensores en satélites pequeños de alta cobertura temporal y espacial. Por otro lado, las señales GNSS no fueron diseñadas originalmente para este tipo de aplicaciones y, en consecuencia, presentan limitaciones en la calidad de las mediciones, principalmente por su baja potencia de transmisión y ancho de banda. Por este motivo, es de suma importancia un procesamiento de la señal que aproveche eficientemente los recursos disponibles para lograr mediciones útiles.

Las características de la señal GNSS-R son altamente dependientes del tipo de superficie sobre la que se refleja. Las reflexiones sobre la superficie del océano producen señales muy débiles, con rápidas variaciones de fase y dispersión tanto en retardo como en frecuencia. En reflexiones sobre la tierra o aguas continentales, la señal mantiene

la coherencia de fase por períodos más largos y presenta una potencia mayor y más concentrada en retardo y Doppler. En esta tesis se realiza un estudio de estas características y las propiedades estadísticas de las señales GNSS-R capturadas a bordo de satélites de órbita baja. A partir de un modelo adecuado de las mismas se estudian los parámetros relevantes para un procesamiento eficiente, contrastando con resultados empíricos basados en registros de señales reales capturadas por distintas misiones espaciales. En primer lugar, se plantea una mejora respecto a las técnicas habituales adaptando los tiempos de procesamiento coherente y no coherente a los observados en la señal reflejada. Luego, desarrollando un modelo estadístico más detallado, se plantea un esquema de detector de señal GNSS-R basado en la teoría GLRT obteniendo ganancias de SNR del orden de 4 dB con señales reales. Posteriormente, la tarea se enfoca en el procesamiento de señal para altimetría oceánica, buscando mejorar las técnicas de estimación del retardo relativo entre señal directa y reflejada. Concretamente, se proponen dos nuevos algoritmos de altimetría obtenidos mediante la teoría de estimación estadística a partir de un modelo estocástico de la señal reflejada en el océano previamente desarrollado, y de baja complejidad computacional. Se presentan caracterizaciones de desempeño mediante simulación y ensayos con señales capturadas sobre la superficie del mar desde satélites LEO, donde se observa una mejora del orden de 2 dB en términos de SNR frente a métodos previos, como el método de la derivada o el HALF/p70, usados generalmente en este tipo de aplicaciones.

Agradecimientos

El trabajo realizado en esta tesis fue financiado por la Universidad Nacional de La Plata (UNLP), por el Consejo Nacional de Investigaciones Científicas y Técnicas (CONICET), la Agencia Nacional de Promoción Científica y Tecnológica (ANPCyT) y por Fulbright - Ministerio de Educación. Agradezco a estas organizaciones por los fondos otorgados y a la Facultad de Ingeniería por garantizar las condiciones de desarrollo de las labores en los lugares de trabajo.

Agradezco principalmente a Agustín Roncagliolo por nunca faltar en su papel de director de tesis para darme su apoyo, generar debates técnicos muy enriquecedores y brindar motivación para hacer de este trabajo una experiencia altamente gratificante. Sus aportes y guía fueron fundamentales para el desarrollo de esta investigación. Agradezco también a Javier Smidt y Carlos Muravchik por el interés y la ayuda a lo largo de este trabajo. A mis colegas del instituto LEICI y UIDET-SENyT por hacer del lugar de trabajo un espacio ameno de crecimiento y desarrollo. A Adrián Carlotto y compañeros de cátedra que siempre brindaron su apoyo y amistad durante este período. A Penina Axelrad y Jake Mashburn por ser muy buenos anfitriones durante mi estadía en Universidad de Colorado.

Estoy profundamente agradecido con mi familia por su apoyo incondicional, por estar siempre y motivarme a mejorar cada día. También con mis amigos y seres queridos, este camino no hubiese sido el mismo sin su compañía.

Índice general

1	Introducción	15
1.1	Reflectometría GNSS	15
1.2	Altimetría oceánica	18
1.3	Motivación y objetivos	20
1.4	Organización de la tesis	21
1.5	Contribuciones originales	22
2	Sistemas de Navegación Global por Satélite	23
2.1	Sistema de Posicionamiento Global (GPS)	23
2.1.1	Modelo de señal	25
2.1.2	Adquisición de señal GPS	27
2.1.3	Detección de la señal	33
3	Reflectometría GNSS en satélite de órbita baja	37
3.1	Sistema de radar biestático	37
3.2	Señal GNSS-R	40
3.2.1	Curvas equi-retardo y equi-Doppler	41
3.2.2	Mapa retardo-Doppler - DDM	44
3.3	Relación señal a ruido	52
3.3.1	Dependencia con la velocidad del viento	53
3.4	Tiempo de coherencia	56
3.4.1	Dependencia con el tiempo de integración coherente	57
3.4.2	Análisis de casos con señales de la misión CYGNSS	61
4	Modelo estocástico y detección de señal GNSS-R	71
4.1	Modelo de señal para reflexiones difusas	71
4.2	Adquisición GNSS-R: Método de integraciones cortas	74
4.2.1	Ganancia del método en señales reales	76
4.3	Detección mediante GLRT para señales GNSS-R	77
4.3.1	Ganancia teórica	81

4.3.2	Resultados experimentales con señales de TDS-1	84
5	Estimación ML en altimetría oceánica	93
5.1	Estimador de máxima verosimilitud: seguimiento LM	95
5.1.1	Limitaciones del método	96
5.2	Estimador modificado: seguimiento MLM	97
5.2.1	Análisis de desempeño	98
5.3	Estimador no coherente: seguimiento ncLM	103
5.3.1	Precisión de seguimiento ncLM	106
6	Conclusiones	111

Índice de figuras

2.1	Función de autocorrelación - PRN 1.	26
2.2	Correlación cruzada - PRN 1 y PRN 2.	27
2.3	Función sinc.	29
2.4	Representación del resultado de correlación en el plano retardo-Doppler.	30
2.5	Resultado de correlación utilizando un código distinto al de la señal.	31
2.6	Resultado de correlación con ruido.	32
2.7	Efecto de la transición de datos en SNR_y	33
2.8	Plano de correlación con detector no coherente.	35
3.1	Sistema de radar biestático.	38
3.2	Trayectorias de reflexiones capturadas durante 1 día.	39
3.3	Número de reflexiones capturadas.	40
3.4	Histograma de número de reflexiones capturadas.	41
3.5	Histograma de duración de las trayectorias de las reflexiones capturadas.	42
3.6	Histograma de ángulos de incidencia de las reflexiones capturadas.	43
3.7	Curvas equi-retardo.	43
3.8	Curvas equi-Doppler con incidencia cuasi-normal, ($\epsilon = 80^\circ$).	45
3.9	Curvas equi-Doppler con incidencia rasante, ($\epsilon = 30^\circ$).	45
3.10	Mapa retardo-Doppler normalizado.	47
3.11	Forma de onda normalizada.	48
3.12	$ R_c(\tau'(\mathbf{r}') - \tau) ^2$ en el espacio.	50
3.13	$ S(f'(\mathbf{r}') - f) ^2$ en el espacio.	50
3.14	$ \chi(\tau'(\mathbf{r}') - \tau, f'(\mathbf{r}') - f) ^2$ en el espacio.	51
3.15	Sección transversal de radar biestático normalizada.	53
3.16	SNR_{yDDM} en función de la velocidad del viento.	54
3.17	Relación señal a ruido postprocesamiento.	57
3.18	Número equivalente de observaciones - $T_{coh}1$ ms.	59
3.19	Número equivalente de observaciones - $T_{coh} = 3$ ms.	59
3.20	Coefficiente de correlación.	60
3.21	Trayectoria SNR_{yDDM} - registro 1.	62

3.22	Trayectoria $\text{SNR}_{y_{\text{DDM}}}$ - registro 2.	63
3.23	Trayectoria ancho de WF - registro 1.	64
3.24	Trayectoria coeficiente de correlación - registro 1.	65
3.25	Trayectoria ancho de WF - registro 2.	65
3.26	Trayectoria coeficiente de correlación - registro 2.	66
3.27	$\text{SNR}_{y_{\text{DDM}}}$ en función del tiempo de integración - registro 1.	66
3.28	ρ_1 en función del tiempo de integración - registro 1.	67
3.29	$\text{SNR}_{y_{\text{DDM}}}$ en función del tiempo de integración - registro 2.	68
3.30	ρ_1 en función del tiempo de integración - registro 2.	68
4.1	Curvas equi-retardo y equi-Doppler con separación de 1 chip y 500 Hz respectivamente.	72
4.2	$\text{SNR}_{Z_{\text{DDM}}}$ en 1 segundo de señal procesada con distintos tiempos de integración.	75
4.3	DDMs procesados con un segundo de señal, para el caso de 1 ms y el de 0.5 ms.	78
4.4	DDM - SVN 1.	87
4.5	LM - SVN 1.	88
4.6	DDM - SVN 4.	88
4.7	LM - SVN 4.	89
4.8	DDM - SVN 32.	89
4.9	LM - SVN 32.	90
4.10	DDM - $K_{\text{DDM}}=450$	91
4.11	LM - $K_{\text{LM}}=55$	91
4.12	DDM - $K_{\text{DDM}}=55$	92
5.1	Diagrama de geometría biestática para altimetría oceánica.	94
5.2	WF y puntos de seguimiento.	95
5.3	Histograma de valores de SNR observados - DDMs de CYGNSS.	97
5.4	Diagrama en bloques - seguimiento MLM.	99
5.5	Precisión estimada con DDMs simulados.	101
5.6	MLM: Ganancia de SNR estimada con DDMs simulados.	102
5.7	Posición del SP de los DDMs del conjunto de datos.	103
5.8	Ganancia de SNR estimada con DDMs de la misión CYGNSS.	104
5.9	Diagrama en bloques de seguimiento MLM y ncLM.	107
5.10	Precisión estimada con DDMs simulados.	108
5.11	Ganancia de SNR estimada con DDMs simulados.	109

5.12 Ganancia de SNR estimada con DDMs de la misión CYGNSS. 110

Índice de abreviaturas

AWGN	Ruido aditivo, blanco y gaussiano
BRCS	Sección transversal de radar biestático
C/A	Código de adquisición gruesa
CDMA	Acceso Múltiple por División de Código
CYGNSS	Cyclone Global Navigation Satellite System
DDM	Mapa retardo-Doppler
DSSS	Espectro Expandido por Secuencia Directa
ESA	Agencia Espacial Europea
FI	Frecuencia intermedia
GLONASS	Global'naya Navigatsionnaya Sputnikovaya Sistema
GLRT	Test de cociente de verosimilitud generalizado
GNSS	Sistemas de Navegación Global por Satélite
GNSS-R	Reflectometría GNSS
GNSS-RO	Radio ocultación GNSS
LEO	Órbita terrestre baja
LF	Función de verosimilitud
LHCP	Polarización circular a izquierda
LM	Mapa de verosimilitud
MLE	Estimador de máxima verosimilitud
MLM	Mapa de verosimilitud modificado
NASA	Administración Nacional de Aeronáutica y el Espacio de Estados Unidos
ncLM	Mapa de verosimilitud no coherente

NMM	Nivel medio del mar
PRN	Ruido pseudo-aleatorio
PVT	Posición, velocidad y tiempo
RHCP	Polarización circular a derecha
SAR	Radar de apertura sintética
SENyT	Sistemas Electrónicos de Navegación y Telecomunicaciones
SGR-ReSI	Space GNSS Receiver Remote Sensing Instrument
SNR	Relación señal a ruido
SP	Punto de reflexión especular
SS	Espectro expandido
SSTL	Surrey Satellite Technology Ltd.
SVN	Número de Vehículo Espacial
TDS-1	Technology Demonstration Satellite - 1
UK-DMC 1	United Kingdom - Disaster Monitoring Constellation 1
UTC	Tiempo Coordinado Universal
WAF	Función de ambigüedad de Woodward
WF	Forma de onda
ZV	Modelo Zavorotny-Voronovich

1 Introducción

1.1. Reflectometría GNSS

Los sistemas globales de navegación por satélite (GNSS) fueron diseñados originalmente para aplicaciones de posicionamiento y localización. A través de las señales transmitidas por las constelaciones de satélites que los conforman, los receptores de los usuarios logran determinar su posición, velocidad de desplazamiento y sincronización temporal en un determinado marco de referencia. Entre los ejemplos más populares de GNSS se encuentran GPS (*Global Positioning System*) del gobierno de Estados Unidos, GALILEO de la Unión Europea y GLONASS (*Global'naya Navigatsionnaya Sputnikovaya Sistema* desarrollado por la Unión Soviética y actualmente administrado por la Federación Rusa).

En estos sistemas, el receptor logra ubicarse midiendo el tiempo en que tardan las señales en recorrer el camino desde el satélite emisor hasta su posición, de forma similar a la medición de rango en sistemas de radar. El usuario necesita señales de varios satélites para determinar su posición y velocidad. Las señales de los sistemas GNSS están específicamente diseñadas para facilitar estas tareas.

Existen múltiples fuentes de error que afectan la estimación del retardo de la señal, como el ruido en la electrónica del receptor y antena o interferencia de fuentes externas al sistema GNSS, que impactan negativamente en la precisión y exactitud en la determinación de la posición del usuario. Algunas de estas fuentes de error se producen durante la propagación de la onda electromagnética entre el satélite transmisor y el receptor, como es el caso de la introducción de retardos en la ionósfera al interactuar con la onda transmitida o la autointerferencia por multicamino de la señal. La comunidad especializada en la temática ha desarrollado distintos métodos para reducir el impacto de estos errores y lograr mayor precisión en las soluciones [1, 2, 3, 4].

En [5], publicado en 1988, los autores propusieron utilizar las reflexiones del sistema GPS para sensar la superficie del océano, lo que motivó el estudio del procesamiento de este tipo de señales, no como fuente de interferencia sino como representante de la información geofísica de la superficie reflectante dando lugar a aplicaciones de sensado

remoto. Esto se conoce como explotación oportunística de señales e implica utilizar señales transmitidas por diversas aplicaciones, como de comunicaciones o posicionamiento, con fines de sensado remoto. En [6] Martin-Neira propuso un nuevo concepto que utiliza señales de GPS para altimetría oceánica, en el cual los sensores aerotransportados o a bordo de satélites capturan la señal directa y su reflexión sobre el mar y estiman su altura a partir de la diferencia del largo del camino recorrido por ambas. Esta propuesta conforma un sistema de radar biestático, donde el transmisor y receptor no están ubicados en la misma posición. Con esta propuesta, se pueden recibir múltiples reflexiones simultáneas, limitadas por la cantidad de satélites GNSS en vista y la huella de la antena receptora sobre la superficie de la Tierra. Por lo tanto, esta técnica que se denominó reflectometría GNSS (GNSS-R), tiene el potencial de proveer una gran cobertura espacio-temporal de la Tierra, muy valiosa para misiones espaciales con receptores a bordo de satélites de órbita baja (LEO) para altimetría oceánica de mesoescala¹.

Múltiples trabajos subsiguientes ampliaron el espectro de aplicaciones GNSS-R. A partir de ensayos con receptores en aviones, torres o globos se demostró preliminarmente la capacidad de utilizar este tipo de reflexiones para la estimación de la altura del océano [7, 8], velocidad y dirección del viento sobre su superficie [9, 10], humedad del suelo [11, 12], sensado de hielo marino [13, 14], entre otras. En 2003 se demostró la capacidad de capturar reflexiones de señales GPS desde el espacio con el satélite United Kingdom - Disaster Monitoring Constellation 1 (UK-DMC 1) de la Agencia Espacial del Reino Unido [15]. Este satélite fue diseñado y construido por Surrey Satellite Technology Ltd (SSTL) y estuvo operacional desde septiembre de 2003 hasta noviembre de 2011. Entre su carga útil, contó con un receptor experimental para recolectar muestras de señales de GPS reflejadas en la superficie del océano utilizando una antena apuntando hacia el nadir. Pese a las limitaciones de esta primera misión experimental en comparación con sistemas más recientes de GNSS-R, se pudo demostrar que las señales GPS reflejadas sobre el mar podían ser detectadas de forma confiable y en condiciones diversas de estado y rugosidad del océano [16]. A esta misión la siguió el lanzamiento del satélite United Kingdom - TechDemoSat-1 (TDS-1) en 2014 también desarrollado por SSTL [17]. Este satélite LEO contaba con un receptor especializado para procesar la señal reflejada en tiempo real llamado Space GNSS Receiver Remote Sensing Instrument (SGR-ReSI) [18], con el cual proporcionó un conjunto de datos de productos GNSS-R distribuidos de forma global durante un período de 4 años. A partir de estos datos se realizaron una gran cantidad de estudios en distintas aplicaciones de sensado

¹Estas son variaciones en la superficie del océano en escalas espaciales de 50 a 500 km en escalas temporales de 10 a 100 días.

remoto [19, 20, 21, 22, 23]. En 2016 la Administración Nacional de Aeronáutica y el Espacio de Estados Unidos (NASA) puso en órbita la constelación Cyclone Global Navigation Satellite System (CYGNSS) que cuenta con ocho satélites de órbita baja [24]. Su objetivo principal es la medición de la velocidad del viento sobre la superficie del océano durante ciclones tropicales. Las características de la señal GNSS-R permiten realizar estas mediciones dentro y en las cercanías del ojo del huracán a pesar de la alta densidad de precipitaciones, lo que permite mejorar las capacidades de predicción de la intensidad de este tipo de fenómenos [25]. Cada satélite de la constelación está equipado con una versión actualizada del SGR-ReSI y también generaron una amplia base de datos de productos GNSS-R de distintos niveles, abierta a la comunidad científica, con una cobertura espacio-temporal excepcional gracias a contar con múltiples sensores en la constelación operando continuamente. La misión seguirá operacional hasta 2023 con una posible extensión a 2026. En los últimos años ha crecido la cantidad de misiones GNSS-R utilizando nanosatélites para transportar los sensores, profundizando en distintas técnicas de sensado remoto. La constelación de la empresa Spire cuenta con satélites CubeSat dedicados a GNSS-R y radio ocultación (GNSS-RO), otra técnica de sensado remoto que utiliza las señales GNSS de forma oportunística para sensar la ionósfera. Con los satélites de GNSS-RO también se logran capturar reflexiones sobre la Tierra con un ángulo de elevación bajo, es decir reflexiones rasantes, que permiten realizar mediciones precisas de altimetría [26]. La misión FSSCat auspiciada por la Agencia Espacial Europea (ESA) consiste en dos satélites CubeSat equipados con receptores GNSS-R para la medición de humedad del suelo, extensión y espesor de hielo sobre la superficie y detección de zonas de derretimiento en su superficie [27]. Actualmente, la Facultad de Ingeniería de la Universidad Nacional de La Plata está desarrollando el nanosatélite USAT I cuyo objetivo principal es la demostración tecnológica de instrumentos GNSS-R y GNSS-RO construidos en la misma Facultad [28]. La Unidad de Investigación, Desarrollo, Extensión y Transferencia Sistemas Electrónicos de Navegación y Telecomunicaciones (SENyT) es el lugar de trabajo en el que se realizaron las tareas de esta tesis y donde se desarrollaron los instrumentos de navegación, comunicaciones y sensado remoto del USAT-I. Su lanzamiento está previsto para 2023.

El variado panorama actual de misiones espaciales GNSS-R demuestra que el potencial de esta técnica ha sido reconocido por la comunidad científica, agencias espaciales y empresas de desarrollo espacial. Con la evolución constante de los sistemas GNSS, la disponibilidad de señales oportunísticas para reflectometría será cada vez mayor. El lanzamiento de futuras misiones junto con la profundización en las capacidades de GNSS-R en las distintas aplicaciones establecerá a esta técnica de sensado remoto como

una valiosa herramienta para ampliar la capacidad de observación de la Tierra.

1.2. Altimetría oceánica

La altimetría oceánica consiste en medir la superficie del océano para relevar su topografía. Ésta se define como la elevación del mar con respecto a la superficie equipotencial del campo de gravedad terrestre, llamada geoide. Las variaciones rápidas en la topografía están dominadas por la marea, mientras que en escalas de tiempo más larga se deben principalmente a la circulación del océano. Al almacenar y transportar calor, carbono, nutrientes y agua dulce, la circulación oceánica representa un regulador clave del clima. Llevan agua cálida y precipitaciones de la zona ecuatorial a los polos y agua fría de los polos de vuelta de a los trópicos. De esta forma contrarresta la distribución desigual de la radiación solar que incide en la superficie de la Tierra, regulando las temperaturas regionales [29]. Por este motivo, la circulación oceánica es de interés en las áreas que estudian el clima, la distribución de la biomasa, la interacción entre el océano y la atmósfera, entre otras. Las mediciones de altimetría permiten estudiar la circulación del océano y los remolinos de mesoescala, que son los que dominan la energía cinética del mar [30]. Este tipo de datos son de interés en oceanografía para la validación de modelos de circulación con mediciones reales. Además, las mediciones de altimetría son importantes para sistemas de alerta temprana de tsunamis [31], como también para el sensado de la altura media del mar, indicador de cambio climático debido al calentamiento global [32].

Tradicionalmente, se han utilizado mediciones de altimetría obtenidas por instrumentos a bordo de satélites o con sensores in-situ. La primer opción, al desplazarse con la órbita del satélite, logran una mayor cobertura. En la década de 1970 se lanzaron los primeros radares de altimetría desde el espacio a bordo de la estación espacial Skylab [33], y los satélites GEOS-3 y Seasat [34, 35], a bordo de este último estaba el primer radar de apertura sintética (SAR) para aplicaciones científicas. A éstas las siguieron misiones con instrumentos más modernos, como TOPEX/Poseidon [36] y sus sucesores JASON-1, JASON-2 y JASON-3 [37, 38, 39] desarrollados en conjunto por NASA y el Centro Espacial de Estudios Espaciales (CNES, Agencia Espacial francesa), o los satélites ERS-1, ERS-2 y Envisat de la Agencia Espacial Europea (ESA) [40]. Estos sensores son radares monoestáticos, donde el transmisor y receptor están ambos ubicados a bordo del vehículo espacial. Miden la distancia hacia la superficie del océano transmitiendo una señal electromagnética y recibiendo su reflexión con una antena apuntando a nadir. Logran mediciones de alta precisión a lo largo de la trayectoria de

su órbita.

La capacidad de estos primeros radares de altimetría para realizar mediciones de mesoescala está limitada por su cobertura espacial y temporal del océano. Este tipo de mediciones son claves para observar los procesos que dominan la circulación oceánica. El estudio realizado por la ESA en [41], considerando los requerimientos de la comunidad científica para altimetría oceánica, concluyó que para lograr observaciones de mesoescala con un tiempo de revisita de siete días y una resolución espacial de 50 km se necesita una constelación de ocho satélites. Esto se puede lograr complementando datos de distintas misiones, con las dificultades que esto representa en términos de compatibilidad y consistencia de los registros, calibración e interpolación.

Por otro lado, la aparición de los sistemas GNSS y las propuestas de utilizar oportunísticamente sus reflexiones representan una alternativa con alto potencial para lograr mediciones de altimetría de mesoescala. Su geometría multiestática permite a cada receptor sensar múltiples regiones en simultáneo, y al ser más económicos y livianos, realizar misiones formadas por constelaciones de satélites GNSS-R es más factible que con satélites con radares activos. Desde la primer propuesta de Martín-Neira se ha estudiado distintas maneras de realizar mediciones de altimetría GNSS-R. La primera se conoce actualmente como técnica interferométrica, o iGNSS-R [42]. Estima la altura de la superficie del océano extrayendo la diferencia del largo del camino de la señal directa y del de la reflejada a partir de la comparación directa de ambas señales mediante el cálculo de su intercorrelación. Otra forma es la conocida como técnica convencional, cGNSS-R, en la cual la señal reflejada se compara con una réplica local generada en el receptor [9]. Este proceso es similar al de adquisición de la señal para navegación e impone requerimientos menos restrictivos en el receptor que la técnica interferométrica. Las misiones espaciales TDS-1 y CYGNSS, que han proporcionado la gran mayoría de datos GNSS-R disponibles en la actualidad, utilizan el método cGNSS-R. En ambos casos, el producto del procesamiento GNSS-R es la forma de onda resultante de la correlación. A través del seguimiento de esta forma de onda se realiza la estimación de retardo para producir las mediciones de altimetría. Existen distintas técnicas de seguimiento, algunas basadas en el seguimiento de un valor de referencia de la forma de onda, como su máximo o una fracción del mismo, o el máximo de su derivada [43]. Estos métodos de seguimiento de un punto único (*single-point tracking*) son heredados de los sistemas de altimetría monoestáticos, se destacan por su sencillez computacional y, en condiciones de reflexión difusa, logran una precisión del mismo orden o mejor que enfoques más complejos. Otras alternativas se basan en el ajuste de la forma de onda producida con una generada por modelo teórico [44]. Estos métodos son computacionalmente más complejos y proporcionan una mejora en señales con cierto grado

de coherencia en su composición. Es decir, en casos donde el proceso de reflexión no es completamente difuso. Este tipo de señales son menos frecuentes sobre la superficie del océano para las geometrías biestáticas típicas donde las reflexiones capturadas no son tan rasantes (ángulos de incidencia bajo). En casos donde sí se pueden capturar reflexiones rasantes o las reflexiones se producen sobre hielo marino, la señal recibida se caracteriza por tener una componente de alta coherencia, lo que permite realizar mediciones de altimetría de alta precisión a partir del seguimiento de la fase de portadora en vez del retardo de código [26, 45]. Este es el caso de los satélites de radio ocultación de la empresa Spire, que con su antena dirigida al horizonte han capturado fortuitamente reflexiones muy rasantes sobre la superficie del océano que permiten hacer este tipo de mediciones. Sin embargo, para aprovechar el potencial de la técnica GNSS-R basado en su gran cobertura, es necesario poder hacer buenas mediciones de altimetría en condiciones de reflexión difusa con baja componente coherente, que son la mayoría de los casos que se presentan.

1.3. Motivación y objetivos

Los sistemas GNSS-R permiten lograr una mayor cobertura y de mayor frecuencia de revisita que los sistemas de radar monoestático, por lo que presenta un gran potencial para complementar las mediciones de altimetría de los sistemas clásicos. Sin embargo, la precisión lograda por los métodos de altimetría de código GNSS-R todavía no alcanza los niveles de los sistemas previos. Más aún, teniendo en cuenta que la gran mayoría de las reflexiones sobre la superficie del océano capturadas por satélites LEO son altamente no-coherentes y de muy baja relación señal a ruido. Además, para explotar la ventaja de los sensores GNSS-R como sistemas pasivos, el diseño de receptores para satélites pequeños es de gran interés. En ese tipo de misiones, las limitaciones en las dimensiones del sistemas y su complejidad suelen ser altamente restrictivas, por lo que un procesamiento eficiente de la señal es crucial para reducir la demanda en otras etapas, como la ganancia de antena receptora por ejemplo.

Los algoritmos de altimetría para señales no coherentes más utilizados son heredados de sistemas de radar previo y han demostrado que se pueden realizar mediciones de altimetría con ellos. Sin embargo, estos métodos no utilizan la totalidad de los recursos disponibles de la señal recibida. Se basan en el seguimiento de un punto de la forma de onda recibida para un único valor de frecuencia de portadora, mientras que la señal recibida, producto del proceso de reflexión difusa sobre el mar, presenta una distribución de la potencia en un espectro de frecuencias alrededor de la central y también cierta

dispersión en retardo. Con un modelado apropiado de la señal recibida, que contemple estas características, es posible hallar algoritmos de altimetría que aprovechen estos recursos de forma más eficiente.

En esta tesis nos proponemos hallar soluciones al problema de estimación de la altura del océano a partir de señales GNSS-R capturadas a bordo de satélites LEO, a partir de la teoría de estimación estadística. Los objetivos se listan a continuación:

- Análisis de las características de las señales GNSS reflejadas en el océano. Estudio de parámetros relevantes para su modelado estadístico.
- Modelado estocástico de la señal GNSS-R.
- Derivación de algoritmos de altimetría a partir de criterios basados en la teoría de estimación estadística.
- Análisis de desempeño de los algoritmos propuestos y ensayos con señales reales de misiones espaciales.

1.4. Organización de la tesis

En el Capítulo 2 se presentan los fundamentos básicos de los sistemas GNSS, incluyendo el modelo de señal utilizado y la descripción del proceso de adquisición de la señal en un receptor convencional.

En el Capítulo 3 se abarcan los conceptos de GNSS-R a bordo de satélite LEO en profundidad, describiendo el proceso de reflexión difusa sobre el océano y cómo es el procesamiento típico de la señal reflejada. También se analizan aspectos característicos de la señal para distintas condiciones del océano, como su relación señal a ruido o tiempo de coherencia.

En el Capítulo 4 se presenta el modelo estadístico utilizado para la señal GNSS reflejada en la superficie del océano y métodos de adquisición propuestos que se basan en ese modelo junto con análisis de desempeño de los mismos.

En el Capítulo 5 se presentan algoritmos de altimetría obtenidos en base al modelo descrito en el Capítulo 4 utilizando la teoría de estimación por máxima verosimilitud. Se exploran distintas alternativas de estimadores, analizando sus capacidades y caracterizando su desempeño.

En el Capítulo 6 se presentan las conclusiones relevantes y trabajo futuro a partir de lo presentado en esta tesis.

1.5. Contribuciones originales

Esta tesis incluye contenidos originales producto de la tarea de investigación y desarrollo llevada a cabo durante la realización de la carrera de doctorado. Se detallan a continuación en orden cronológico:

- S. Ozafrain, P. A. Roncagliolo, C. H. Muravchik, “Sensado Remoto con Señales de GPS en Satélite de Órbita Baja”. XVI Reunión de trabajo en Procesamiento de la Información y Control (RPIC 2015), junio 2015.
- S. Ozafrain, P. A. Roncagliolo and C. H. Muravchik, “Adquisición de señales GNSS-R: Método de Integraciones Cortas”, 2016 IEEE Biennial Congress of Argentina (ARGENCON), junio 2016.
- S. Ozafrain, P. A. Roncagliolo and C. H. Muravchik, “Ocean-Reflected GNSS Signals Detection with Generalized Likelihood Ratio Test”, Proceedings of the 30th International Technical Meeting of The Satellite Division of the Institute of Navigation (ION GNSS+ 2017), septiembre 2017.
- S. Ozafrain, P. A. Roncagliolo and C. H. Muravchik, “Maximum Likelihood Estimation for Altimetry with Ocean-Reflected GNSS Signals”, Proceedings of the 31st International Technical Meeting of The Satellite Division of the Institute of Navigation (ION GNSS+ 2018), septiembre 2018.
- S. Ozafrain, P. A. Roncagliolo and C. H. Muravchik, “Likelihood Map Waveform Tracking Performance for GNSS-R Ocean Altimetry”, 2019, IEEE Journal of Selected Topics in Applied Earth Observations and Remote Sensing, Vol. 12, Num. 12, pags. 5379 - 5384, diciembre 2019.
- S. Ozafrain and P. A. Roncagliolo, “El Tiempo de Coherencia en las Señales GNSS-R y sus Consecuencias”, 2022 IEEE Biennial Congress of Argentina (ARGENCON), septiembre 2022.
- S. Ozafrain, P. A. Roncagliolo and C. H. Muravchik, “A non-coherent Maximum Likelihood Estimation approach to GNSS-R Altimetry”, enviado a Remote Sensing Letters.

2 Sistemas de Navegación Global por Satélite

Los GNSS se basan en una constelación de satélites que orbitan la Tierra y emiten señales que son capturadas por receptores en la superficie. Estas señales se utilizan para calcular la posición exacta del receptor GNSS en la Tierra, así como su velocidad y tiempo. Actualmente existen varios sistemas GNSS, como los ya mencionados GPS, GLONASS y Galileo. También se incluyen los sistemas BeiDou, IRNSS y QZSS, de China, India y Japón respectivamente, con la salvedad de que los dos últimos son sistemas satelitales de posicionamiento de cobertura regional. La ventaja para los usuarios de contar con varios sistemas GNSS es una mayor disponibilidad del servicio y redundancia ante eventuales fallas de los sistemas. Se diferencian principalmente en el tamaño de su constelación de satélites, precisión alcanzada y frecuencias de transmisión. También presentan distintas estrategias para que los receptores puedan acceder a las señales de los satélites de forma eficiente y sin interferencias, denominadas técnicas de acceso múltiple.

En este Capítulo se describirá en detalle las características del sistema GPS, con un enfoque en el procesamiento estadístico de la señal relevante para su adquisición.

2.1. Sistema de Posicionamiento Global (GPS)

El sistema GPS provee de información de posición y velocidad a usuarios con el equipamiento receptor apropiado, de forma continua, precisa y con cobertura global. También distribuye una forma de Tiempo Coordinado Universal (*Coordinated Universal Time*, UTC). La constelación está nominalmente compuesta por 24 satélites distribuidos en 6 planos orbitales, con 4 satélites por plano, aunque actualmente posee más de 30 satélites operativos. Una red de estaciones en tierra distribuida por todo el planeta controla y monitorea el estado y salud de los satélites. Además, entre otras tareas, actualiza la información que transmiten diariamente los satélites en el mensaje de navegación. El sistema GPS provee de servicio a un número ilimitado de usuarios,

dato que los receptores son pasivos. El sistema utiliza el concepto de medición de distancia por tiempo de arribo de la señal transmitida. Los satélites transmiten los datos de navegación modulados por un código pseudoaleatorio (PRN) de tasa mucho mayor, para los cuales se usan referencias de frecuencia de alta precisión con relojes atómicos a bordo del vehículo espacial, en sincronía con la base de tiempo GPS. Este método se conoce como Espectro Expandido por Secuencia Directa (DSSS, *Direct-Sequence Spread Spectrum*), el cual incrementa considerablemente el ancho de banda de la señal transmitida, logrando mayor robustez a interferencia de banda angosta y rechazo a multicamino en el receptor. Estos códigos son cuasi-ortogonales entre sí, permitiendo que las transmisiones de todos los satélites se realicen simultáneamente en las bandas de 1575.42 MHz (L1) y 1227.6 MHz (L2) utilizando la técnica de Acceso Múltiple por División de Código (CDMA). En el proceso de modernización de GPS, se incluyeron también señales en la banda 1176.45 MHz (L5). Hasta el momento, el número de satélites GPS transmitiendo estas señales es menor a 24, por lo que todavía no es completamente operacional en esta banda. Cada satélite transmite con polarización circular a derecha (RHCP, *Right-Handed Circular Polarization*) en estas frecuencias, utilizando un código distinto a los demás. En su diseño original, cada satélite genera un código corto de adquisición gruesa (C/A, *coarse/acquisition*) y uno largo denotado código de precisión (P(Y)). Con la modernización del sistema también se introdujeron otros tipos de códigos con mejores características pero de mayor complejidad en su generación. Los datos de navegación proveen la información necesaria para que los receptores determinen la ubicación del satélite en el instante de la transmisión, mientras que el código PRN permite determinar el tiempo propagación de la señal, con lo que indirectamente se calcula la distancia entre satélite y usuario. Esta técnica requiere que el receptor cuente con una referencia local de reloj. Para determinar la posición en tres dimensiones del usuario, son necesarias por lo menos cuatro mediciones de distancia simultáneas con respecto a distintos satélites. Si los relojes del satélite y receptor estuvieran perfectamente sincronizados, se requerirían sólo tres mediciones simultáneas. Sin embargo, usualmente se utilizan osciladores a cristal en los receptores de navegación para minimizar costos, complejidad y tamaño del equipamiento, los cuales tienen menor precisión que los utilizados en los satélites GPS. Por lo tanto, se necesitan cuatro mediciones para determinar la latitud y longitud del usuario y la diferencia de tiempo entre las referencias temporales del sistema GPS y del receptor [46].

2.1.1. Modelo de señal

En este trabajo nos enfocamos en el procesamiento de la señal civil de GPS L1 C/A. Estas transmisiones tienen una portadora en la frecuencia $L_1 = 1575,42$ MHz, transmiten los datos de navegación $d(t)$ utilizando modulación BPSK a 50 bps y están codificadas por la secuencia de código $c(t)$. La señal $s(t)$ transmitida la expresamos de la siguiente forma:

$$s(t) = Ad(t)c(t) \cos [2\pi f_{L1}t + \theta]. \quad (2.1)$$

donde la amplitud A tomará un valor apropiado para asegurar $-158,5$ dBW de potencia recibida en la superficie del planeta y θ representa una fase de portadora arbitraria.

Generalmente, un receptor GPS cuenta con una o más antenas en las bandas del sistema y polarización circular a derecha para capturar la señal transmitida. La etapa de RF acondiciona esta señal mediante el correspondiente filtrado, conversión a frecuencia intermedia f_{FI} y muestreo para la etapa de procesamiento digital. El ruido introducido por la electrónica propia del receptor y la radiación capturada en la antena que no corresponde a la señal transmitida se modela como un proceso de ruido blanco aditivo y gaussiano (AWGN, *Additive White Gaussian Noise*). Considerando el término de ruido y un muestreo ideal a tasa $1/T_m$, la señal recibida $r[n]$ se representa con su modelo de envolvente compleja centrado en la frecuencia f_{FI} :

$$r[n] = Ad(nT_m - \tau_0)c(nT_m - \tau_0)e^{j(2\pi f_0 nT_m + \theta)} + w[n], \quad (2.2)$$

donde $w[n]$ modela el ruido muestreado, que en condiciones ideales resulta una secuencia aleatoria con muestras independientes e idénticamente distribuidas, con distribución normal compleja de media nula y varianza σ_w^2 . Bajo las suposiciones mencionadas, $\sigma_w^2 = N_0/T_m$, considerando que la densidad espectral de ruido AWGN es $N_0/2$. Además, τ_0 es el retardo de la señal dado por el tiempo de viaje, al que nos referiremos como retardo de código, y f_0 la desviación de la frecuencia de portadora de su valor nominal, principalmente debido al movimiento relativo entre transmisor y receptor (desviación Doppler) y la deriva del reloj del receptor.

Las secuencias PRN empleadas en GPS C/A son códigos Gold [47], que se generan a partir de la combinación de dos secuencias de máximo largo. Los distintos códigos se obtienen introduciendo un desplazamiento específico entre las secuencias a combinar. A cada satélite se le asigna un código único, identificados por su número PRN. Estos códigos tienen un período de 1 ms y compuestos por 1023 pulsos binarios antipodales, denominados chips, lo que resulta en una tasa de chip de 1.023 Mc/s. El tiempo de chip T_c es la duración de estos pulsos y es aproximadamente $1 \mu s$. A modo de ejemplo, la Fig. 2.1 muestra la función de autocorrelación del código PRN 1 definida por la

siguiente ecuación:

$$R_c(\tau) = \frac{1}{N_c} \sum_{n=0}^{N_c-1} c(nT_m + \tau)c(nT_m). \quad (2.3)$$

donde N_c es un número entero múltiplo del período del código GPS en muestras, es decir $N_c = \alpha 1\text{ms}/T_m$ con $\alpha \in \mathbb{Z}$. Se observa que para retardos menores a 1 chip la autocorrelación presenta una forma triangular con máximo unitario en $\tau = 0$ y fuera de ese intervalo toma valores de magnitud menor a 0.0635, lo que permite la siguiente aproximación:

$$R_c(\tau) \simeq \Lambda(\tau/T_c) = \begin{cases} 1 - |\tau/T_c|, & \text{si } |\tau| \leq T_c \\ 0 & \text{si } |\tau| > T_c \end{cases} \quad |\tau| \leq 1\text{ms} \quad (2.4)$$

La expresión previa está definida para valores de retardo dentro de 1 período de 1 ms, hay que tener en cuenta que como los códigos son periódicos, su función de autocorrelación también lo es con el mismo período. Esta función de autocorrelación se asemeja a la de un proceso de ruido blanco en ese intervalo pero corresponde a señales determinísticas, por eso se las denominan secuencias pseudoaleatorias. Por otro lado, en la Fig. 2.2 se muestra la intercorrelación entre distintos códigos de acuerdo a la

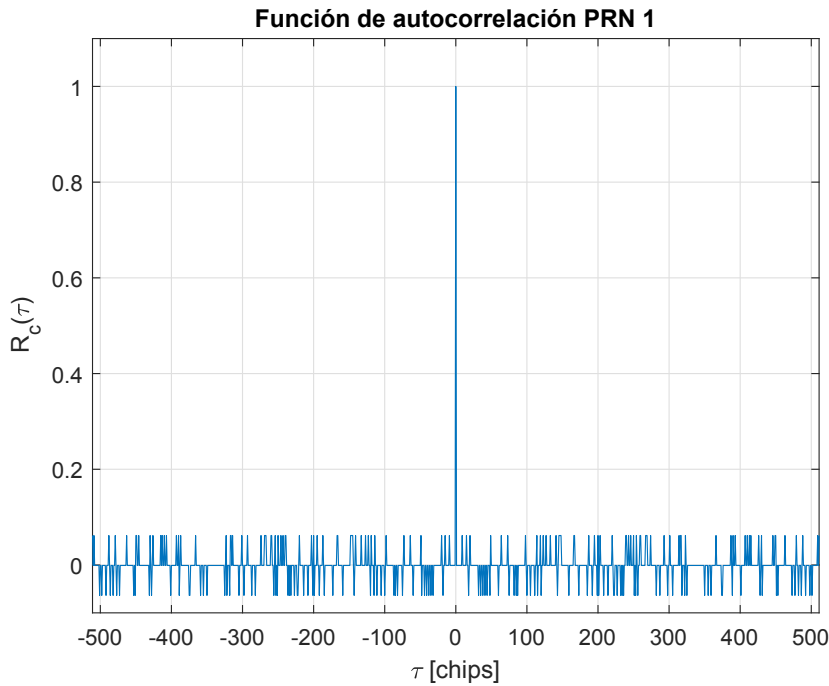


Figura 2.1: Función de autocorrelación - PRN 1.

definición en la ecuación 2.3, en este caso entre el PRN 1 y el 2, en donde se observa que estos códigos son prácticamente ortogonales. Esta propiedad aprovecha la etapa de adquisición la cual se desarrolla en la siguiente sección.

2.1.2. Adquisición de señal GPS

La adquisición de la señal es la primer instancia de procesamiento digital en un receptor GPS. Es la que determina la presencia de la señal de un dado satélite y da una estimación inicial del retardo de código y desviación Doppler, necesarias para el seguimiento de la señal y su posterior demodulación. Consiste en calcular la correlación $y(\tau, f)$ entre la señal recibida y una réplica local de la señal de código $c(t)$ con desplazamiento τ en retardo multiplicada por una exponencial compleja de frecuencia f :

$$y(\tau, f) = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{n=0}^{N-1} r[n]c(nT_m - \tau)e^{-j2\pi fnT_m}. \quad (2.5)$$

donde N es el largo de integración. El tiempo de integración coherente es el intervalo de tiempo comprendido por el largo de integración: $T_i = NT_m$. En esta tesis nos

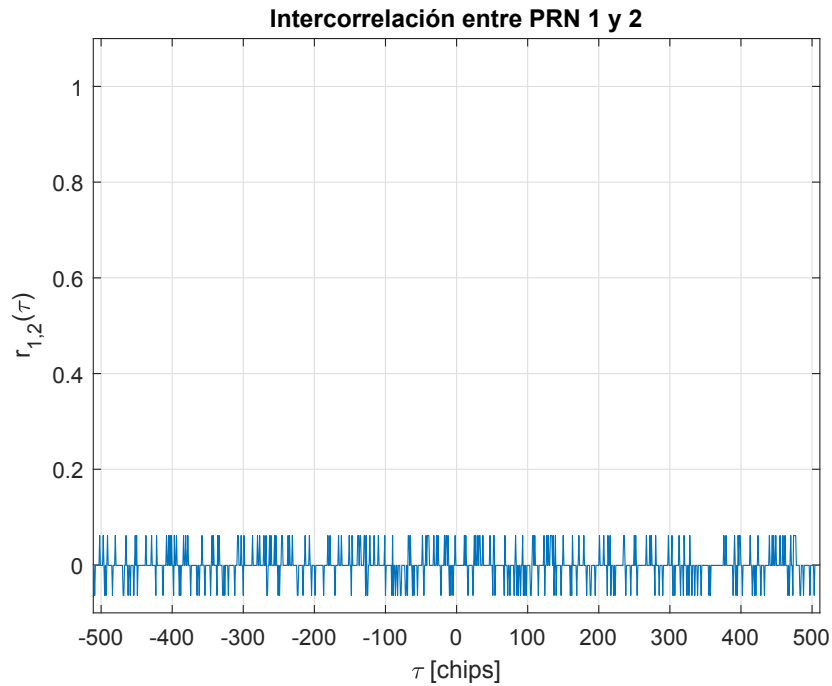


Figura 2.2: Correlación cruzada - PRN 1 y PRN 2.

referimos a $y(\tau, f)$ como resultado de correlación o integración coherente y, a menos que se indique lo contrario, se supone al tiempo de integración coherente como múltiplo entero del período de código. Reemplazando en esta expresión a $r[n]$ por la ecuación (2.2) se obtiene

$$y(\tau, f) = \frac{Ae^{j\theta}}{\sqrt{N}} \sum_{n=0}^{N-1} c(nT_m - \tau_0)c(nT_m - \tau)e^{-j2\pi(f-f_0)nT_m} + y_w(\tau, f), \quad (2.6)$$

donde se considera que la señal de datos se mantuvo en el mismo estado durante el tiempo de integración. En la práctica se pueden dar transiciones de bit de datos durante el tiempo de integración generando una degradación en el proceso de adquisición. El término $y_w(\tau, f)$ es el efecto del ruido aditivo en el resultado de la correlación y en contraposición definimos como $y_s(\tau, f)$ al primer término, que depende únicamente de la señal transmitida. Para una interpretación más clara de este resultado, se aplica la siguiente aproximación [48]

$$y_s(\tau, f) \simeq \frac{Ae^{j\theta}}{\sqrt{N}} \sum_{n=0}^{N-1} c(nT_m - \tau_0)\hat{c}(nT_m - \tau) \frac{1}{N} \sum_{n'=0}^{N-1} e^{-j2\pi(f-f_0)n'T_m}. \quad (2.7)$$

De acuerdo a lo discutido en la sección previa se puede reemplazar a la primer sumatoria por la función de autocorrelación definida en la ecuación (2.4). Por otro lado, la segunda sumatoria se puede expresar como

$$S(f - f_0) = \frac{1}{N} \sum_{n'=0}^{N-1} e^{-j2\pi(f-f_0)n'T_m} = \frac{\sin[\pi(f - f_0)NT_m]}{N \sin[\pi(f - f_0)T_m]} \simeq \text{sinc}[(f - f_0)T_i], \quad (2.8)$$

si se considera que $|f - f_0| \ll 1/T_m$. Ésta se grafica en la Fig. 2.3 donde se muestra que el máximo se encuentra en $f = f_0$ y tiene un lóbulo principal de $2/T_i$ de ancho. Reemplazando estas expresiones en la ecuación (2.7) se obtiene

$$y_s(\tau, f) \simeq Ae^{j\theta} \sqrt{N} R_c(\tau - \tau_0) S(f - f_0). \quad (2.9)$$

El módulo de esta función se representa normalizado en la Fig. 2.4, para un tiempo de integración T_i de 1 ms y $\tau_0 = 500$ chips. Presenta un máximo, que llamamos pico de correlación, cuando el retardo de la réplica local de código τ es igual al de la señal recibida τ_0 (salvando la ambigüedad dada por la periodicidad de la señal de código) y cuando la frecuencia de la exponencial compleja f compensa la desviación Doppler de la señal f_0 , es decir $f = f_0$. En el caso en el que el código de la réplica local no corresponda al de la señal presente, $y_s(\tau, f)$ es prácticamente nula, como muestra la

2.1. SISTEMA DE POSICIONAMIENTO GLOBAL (GPS)

Fig. 2.5. De esta forma, el proceso de adquisición termina siendo una búsqueda en un plano bidimensional obtenido a partir de las correlaciones en la ecuación (2.5). Si no se encuentra un pico de correlación, se declara que la señal correspondiente al código utilizado como réplica local no está siendo recibida. Por el contrario, si se encuentra el pico se declara su presencia, y su ubicación en el plano retardo-Doppler da una estimación inicial del retardo de código y desviación Doppler de la señal recibida. Este proceso se realiza para cada código de los satélites esperados en vista (o para todo el conjunto de satélites si no se tiene información previa).

La Fig. 2.6 muestra nuevamente el pico de correlación teniendo en cuenta el término de ruido en la ecuación (2.6). El efecto de este término se manifiesta en el plano de correlación como un piso de ruido. El receptor debe ser capaz de identificar el pico en estas condiciones. Si la relación señal a ruido es muy baja, el pico de correlación será indistinguible y, por más que esté presente la señal, el receptor no podrá adquirirla. Esto es un problema de detección estadística típico, donde las condiciones de la señal y las variaciones en los algoritmos de detección determinan el desempeño, medido en términos de probabilidad de detección (se encuentra el pico exitosamente) y probabilidad de falsa alarma (se declara presencia de un dado satélite cuando sólo hay ruido).

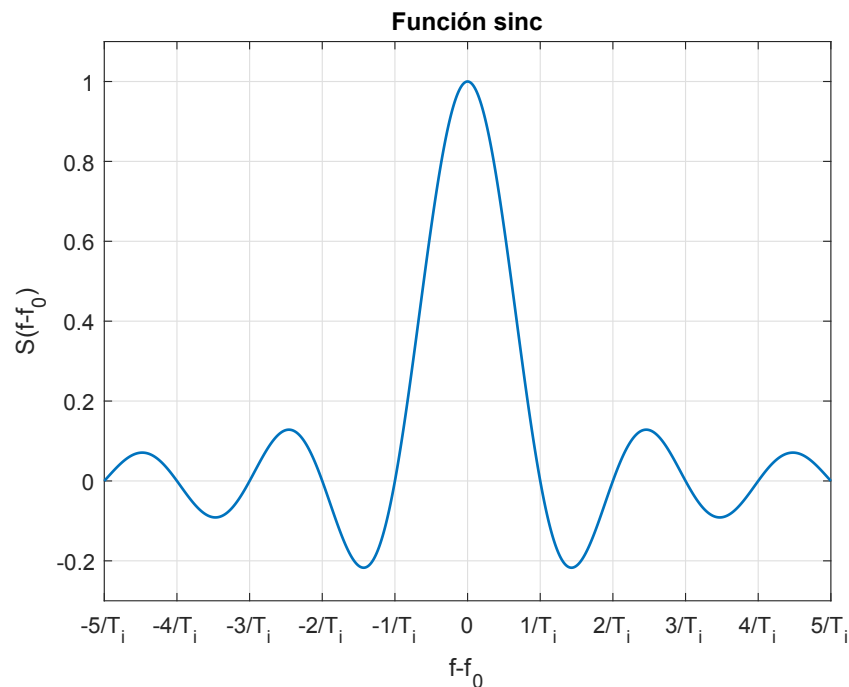


Figura 2.3: Función sinc.

Para caracterizar al resultado del proceso de adquisición, definimos la relación señal a ruido de la integración coherente como

$$\text{SNR}_y = \frac{\max_{\tau, f} |y_s(\tau, f)|^2}{\mathbb{V}\{y_w(\tau, f)\}}. \quad (2.10)$$

El término de ruido $y_w(\tau, f)$ resulta de la siguiente operación:

$$y_w(\tau, f) = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{n=0}^{N-1} w[n]c(nT_m - \tau)e^{-j2\pi fnT_m}. \quad (2.11)$$

Al igual que $w[n]$, este término de ruido en la correlación tiene distribución gaussiana compleja de media nula y, considerando que la secuencia de ruido es no correlacionada,

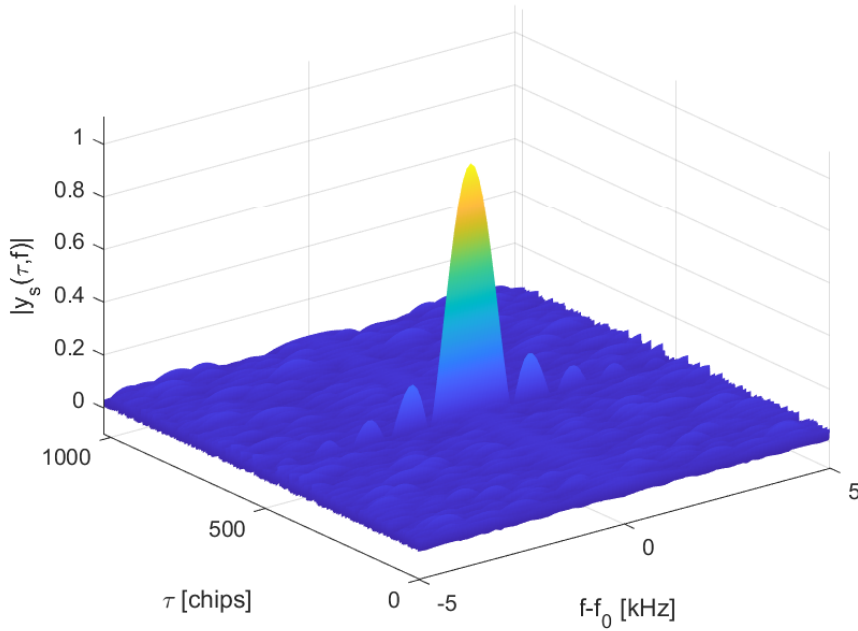


Figura 2.4: Representación del resultado de correlación en el plano retardo-Doppler.

2.1. SISTEMA DE POSICIONAMIENTO GLOBAL (GPS)

su varianza es

$$\begin{aligned}
 \mathbb{V} \{y_w(\tau, f)\} &= \\
 &\mathbb{E} \left\{ \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{m=0}^{N-1} w[n]w^*[m]c(nT_m - \tau)c^*(mT_m - \tau)e^{-j2\pi f(n-m)T_m} \right\} = \\
 &\frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{m=0}^{N-1} \sigma_w^2 \delta[n-m]c(nT_m - \tau)c^*(mT_m - \tau)e^{-j2\pi f(n-m)T_m} = \\
 &\frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} \sigma_w^2 |c(nT_m - \tau)|^2 = \sigma_w^2. \tag{2.12}
 \end{aligned}$$

El máximo del término correspondiente a la señal en el resultado de correlación se obtiene cuando el par (τ, f) coincide con el de la señal recibida (τ_0, f_0) y se está usando el código apropiado en la réplica local. En ese caso,

$$\max_{\tau, f} |y_s(\tau, f)|^2 = |y_s(\tau_0, f_0)|^2 \simeq |Ae^{j\theta}\sqrt{N}|^2. \tag{2.13}$$

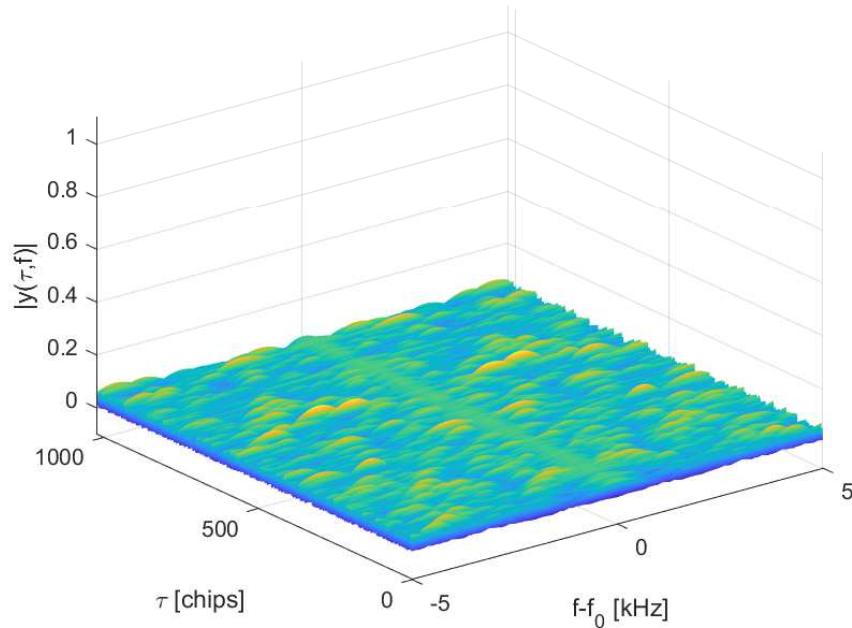


Figura 2.5: Resultado de correlación utilizando un código distinto al de la señal.

Por lo tanto, la relación señal a ruido definida en la ecuación (2.10) es

$$\text{SNR}_y = \frac{A^2 N}{\sigma_w^2} = \frac{A^2 T_i}{N_0}. \quad (2.14)$$

Esta expresión pone en manifiesto que la calidad del resultado de correlación aumenta con el tiempo de integración coherente. Esto se cumple siempre que las condiciones supuestas se cumplan, principalmente que la fase de la señal recibida se mantenga constante durante el tiempo de integración. En condiciones prácticas esto se cumple sólo para un intervalo de tiempo acotado, el cual se conoce como tiempo de coherencia de la señal. El tiempo de coherencia se ve afectado por la calidad del reloj del receptor y la dinámica entre el transmisor y receptor. Además, la señal de datos de navegación $d(t)$ introduce posibles cambio de fase de 180° cada 20 ms debido a que es una señal binaria antipodal de 50 bps. Una transición de 180° en la fase es equivalente a un cambio de signo en la amplitud. Si se produce durante el tiempo de integración, parte de la señal se estará sumando con el signo opuesto, dando un resultado menor al que se hubiese obtenido sin la transición. Esto implica una degradación en la relación señal a ruido con respecto al caso ideal. La probabilidad de que se produzca un cambio de bit durante el cálculo del resultado de correlación aumenta a mayor tiempo de integración.

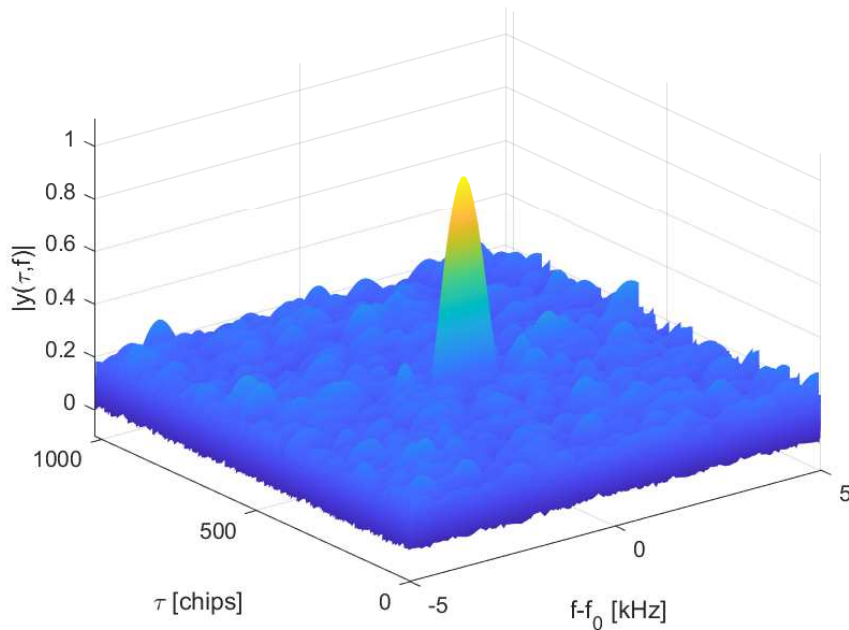


Figura 2.6: Resultado de correlación con ruido.

Esto se ve en la Fig. 2.7 en la que se presenta una comparación de la SNR_y obtenida para los casos sin transición de datos, dada por la ecuación (2.14), con la obtenida si se consideran transiciones de bit de datos cada 20 ms generada por simulación Monte Carlo. A diferencia del caso ideal, en el que la SNR_y aumenta indefinidamente con el tiempo de integración, si se tiene en cuenta la señal de datos la curva crece más lentamente y se aplanan considerablemente para valores mayores a 20 ms.

2.1.3. Detección de la señal

Existen distintos algoritmos de detección para determinar la presencia de la señal que utilizan estos resultados de correlación. El detector no coherente es el más conocido. Se basa en combinar resultados de correlación consecutivos sumándolos en módulo cuadrado:

$$Z(\tau, f) = \frac{1}{K} \sum_{k=0}^{K-1} |y^k(\tau, f)|^2 \quad (2.15)$$

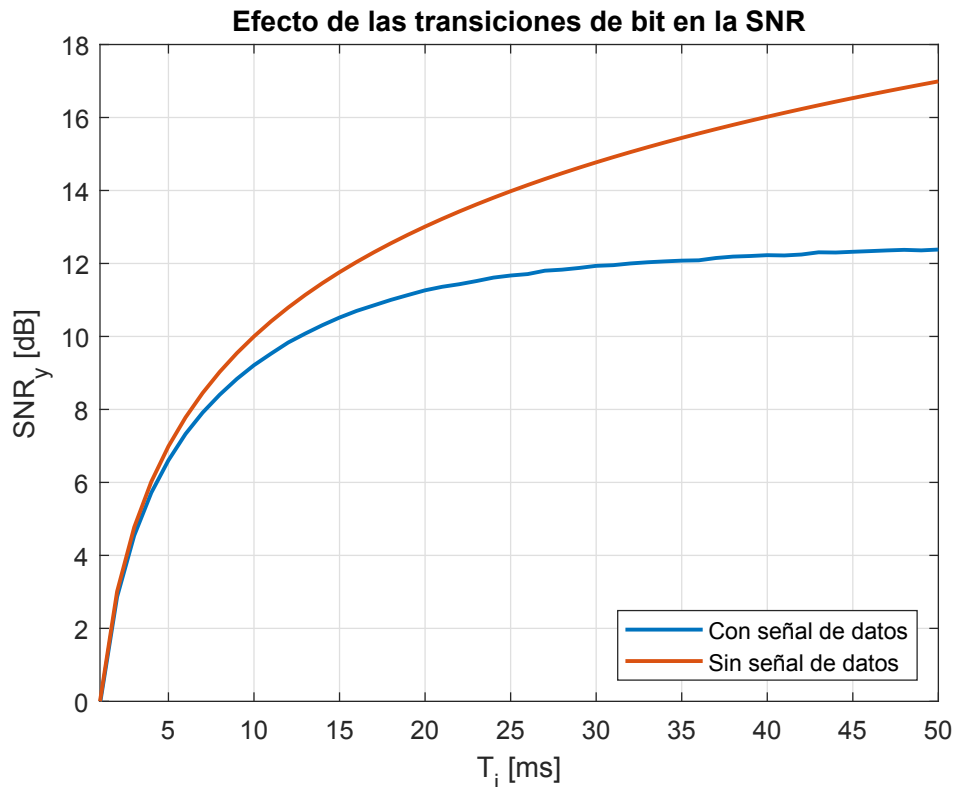


Figura 2.7: Efecto de la transición de datos en SNR_y .

donde ahora se agrega el superíndice k en los resultados de correlación indicando que corresponde al k -ésimo segmento de señal procesada, es decir

$$y^k(\tau, f) = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{n=kN}^{(k+1)N-1} r[n]c(nT_m - \tau)e^{-j2\pi fnT_m}, \quad k = 0 \dots K-1. \quad (2.16)$$

Se define al tiempo de integración no coherente como el tiempo comprendido por las K integraciones promediadas en la ecuación (2.15), $T_{nc} = KT_i = KNT_m$. Desde un punto de vista de estimación estadística, $Z(\tau, f)$ representa un estimador de la potencia de la señal recibida para cada par (τ, f) .

De acuerdo al modelo de ruido AWGN y suponiendo que su varianza se mantiene constante durante el tiempo de integración no coherente, la distribución de los resultados de correlación es gaussiana compleja,

$$y^k(\tau, f) \sim \mathcal{CN}(y_s^k(\tau, f), \sigma_w^2). \quad (2.17)$$

En consecuencia, $Z(\tau, f)$ puede ser expresada en función de una variable aleatoria con distribución chi-cuadrado no central con $2K$ grados de libertad:

$$Z(\tau, f) = \frac{\sigma_w^2}{2K} Z'(\tau, f) \quad (2.18)$$

$$Z'(\tau, f) \sim \chi_{2K}^2(\lambda(\tau, f)) \quad (2.19)$$

donde $\lambda(\tau, f)$ es el parámetro de no centralidad,

$$\lambda(\tau, f) = \frac{2}{\sigma_w^2} \sum_{k=0}^{K-1} |y_s^k(\tau, f)|^2. \quad (2.20)$$

La combinación no coherente permite mejorar el desempeño del proceso de detección sin requerir el aumento del tiempo de integración coherente. La Fig. 2.8 muestra el plano de correlación obtenido con el detector no coherente, con $T_i = 1$ ms y $K = 3$, para las mismas condiciones de potencia de señal y varianza de ruido que el caso de la Fig. 2.6. Se aprecia cualitativamente un pico más definido y que también se ubica en el par (τ_0, f_0) . Definiendo a Z_{\max} como el valor que toma en ese punto y $Z_w(\tau, f)$ a los valores del plano donde no hay presencia de señal, se define la relación señal a ruido postprocesamiento como

$$\text{SNR}_Z = \frac{(\mathbb{E}\{Z_{\max}\} - \mathbb{E}\{Z_w(\tau, f)\})^2}{\mathbb{V}\{Z_{\max}\}} \quad (2.21)$$

2.1. SISTEMA DE POSICIONAMIENTO GLOBAL (GPS)

El numerador se calcula rápidamente teniendo en cuenta que la media de una variable con distribución Chi-cuadrado no central es la suma de sus grados libertad y el parámetro de no centralidad,

$$\mathbb{E}\{Z'(\tau, f)\} = 2K + \lambda(\tau, f). \quad (2.22)$$

En el pico se obtiene

$$\mathbb{E}\{Z_{\max}\} = \frac{\sigma_w^2}{2K} \mathbb{E}\{Z'(\tau_0, f_0)\} = \sigma_w^2 + \frac{\sigma_w^2}{2K} \lambda(\tau_0, f_0). \quad (2.23)$$

Reemplazando el resultado de la ecuación (2.13) en $\lambda(\tau_0, f_0)$ la expresión anterior es

$$\mathbb{E}\{Z_{\max}\} = \sigma_w^2 + A^2 N. \quad (2.24)$$

De la misma manera, para el término de ruido se tiene

$$\mathbb{E}\{Z_w(\tau, f)\} = \sigma_w^2, \quad (2.25)$$

ya que fuera de las proximidades de (τ_0, f_0) , $\lambda(\tau, f)$ es prácticamente nula. El denominador de la definición en la ecuación (2.21), nuevamente se calcula utilizando resultados

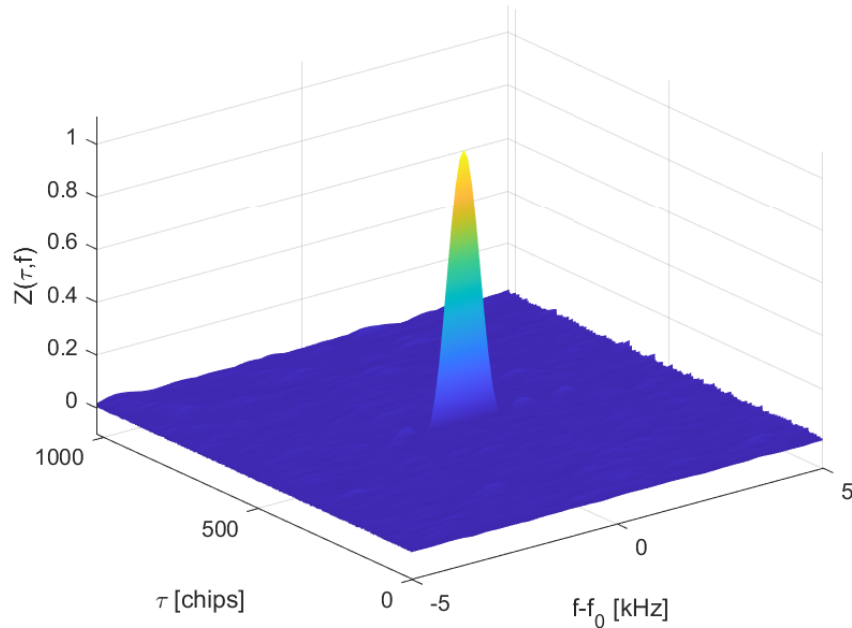


Figura 2.8: Plano de correlación con detector no coherente.

conocidos de la distribución Chi-cuadrado donde

$$\mathbb{V}\{Z'(\tau, f)\} = 4K + 4\lambda(\tau, f). \quad (2.26)$$

La varianza del máximo del pico entonces es

$$\mathbb{V}\{Z_{\max}\} = \frac{\sigma_w^4}{4K^2} \mathbb{V}\{Z'(\tau_0, f_0)\} = \frac{\sigma_w^4}{K} + \frac{2\sigma_w^2 A^2 N}{K}. \quad (2.27)$$

Reemplazando las ecuaciones (2.24), (2.25) y (2.27) en la ecuación (2.21) se obtiene

$$\text{SNR}_Z = \frac{A^4 N^2}{\sigma_w^4/K + 2\sigma_w^2 A^2 N/K} = \frac{(A^2 N/\sigma_w^2) K}{2 + \sigma_w^2/A^2 N} = \frac{\text{SNR}_y K}{2 + 1/\text{SNR}_y}. \quad (2.28)$$

Este resultado indica que para alta SNR_y , la relación señal a ruido resultante es equivalente a haber utilizado un tiempo de integración coherente $K/2$ veces mayor sin los perjuicios por la pérdida de coherencia de la señal mencionados en la sección anterior. Por otro lado, para casos de baja relación señal a ruido esa equivalencia no se cumple debido a las denominadas pérdidas cuadráticas, puestas de manifiesto por el término $1/\text{SNR}_y$ en el denominador [49]. Existen otras estrategias para poder prolongar el tiempo de integración el efecto generado por estas pérdidas cuadráticas, pudiéndose lograr adquirir señales de menor SNR. En particular, se ha estudiado previamente una técnica que utiliza intervalos separados de 10 ms para la promediación no coherente evitando las transiciones de bits durante la integración coherente [50, 51], y otro método desarrollado en el Instituto de Investigaciones en Electrónica, Control y Procesamiento de Señales LEICI y UIDET-SENyT, que propone estimar en forma conjunta los parámetros de la señal y la posición de la transición de bit de datos, en caso de ocurrencia [52].

3 Reflectometría GNSS en satélite de órbita baja

Las señales GNSS reflejadas en la superficie de la Tierra llevan información sobre características de la misma, dando lugar a aplicaciones de sensado remoto. En este Capítulo se establecerán los conceptos básicos de GNSS-R, describiendo en detalle la geometría biestática que la caracteriza y analizando las características de la señal reflejada en el océano en distintas condiciones. El estudio del comportamiento de la señal y sus propiedades es la base de la que se parte para los modelos de señal utilizados en los algoritmos propuestos en esta tesis. Se analiza el caso particular de receptores GPS ubicado en satélites LEO.

3.1. Sistema de radar biestático

La técnica GNSS-R se basa en un sistema de radar biestático, en donde el transmisor y receptor están ubicados en posiciones distintas. En este caso, los transmisores son los satélites de los sistemas GNSS, el objetivo es la superficie de la Tierra, y el receptor está ubicado fijo en tierra con cierta elevación, o transportado por vehículos aéreos o espaciales. La Fig. 3.1 muestra un esquema de la geometría biestática para el caso de receptor a bordo de un satélite LEO. Los radares monoestáticos tienen transmisor y receptor en el mismo instrumento. Reciben la retrodispersión de la señal que impacta sobre la superficie, es decir, la reflexión de la onda transmitida en la misma dirección de incidencia. En contraste, dada la geometría del radar biestático, el receptor mide la dispersión frontal de la onda incidente, que es la señal dispersada en la dirección de la superficie hacia el receptor.

En los receptores a bordo de satélites LEO, se capturan la señal directa y la reflejada con dos antenas o arreglos de antenas distintos, representadas con flechas violeta y naranja respectivamente en la Fig. 3.1. La antena para la señal directa tiene polarización RHCP dirigida hacia el cenit, mientras que la de nadir tiene polarización circular a izquierda (LHCP, *Left-Handed Circular Polarization*) que es la predominante en señales

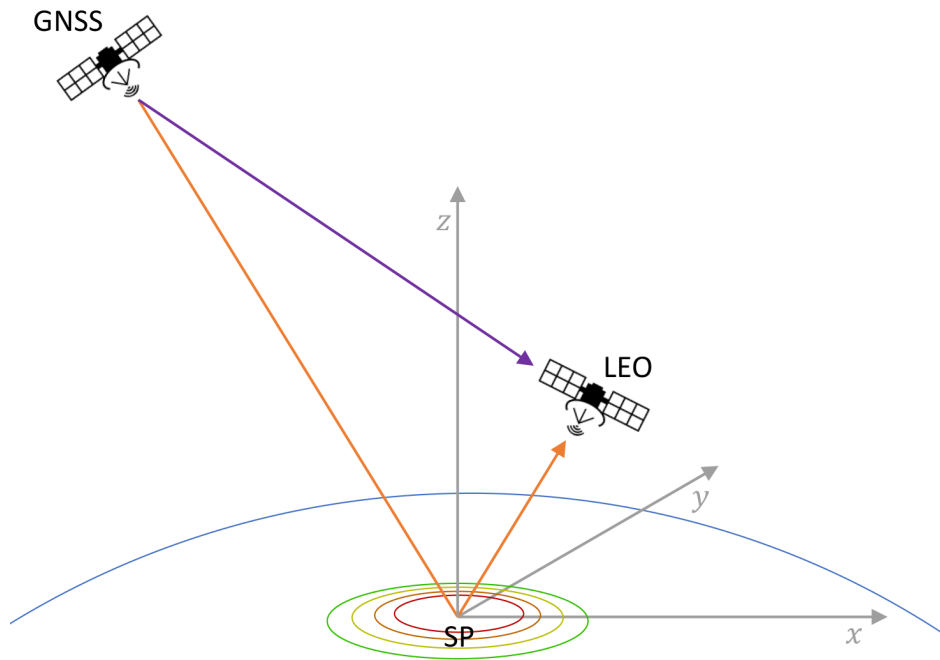


Figura 3.1: Sistema de radar biestático.

reflejadas con ángulos de elevación moderada (mayor a 10° aproximadamente para reflexiones sobre el océano [53, 9]). La señal directa es necesaria para la navegación, ya que es fundamental contar con la posición y velocidad de los satélites LEO y GNSS. Esta información se utiliza para calcular la posición del punto de reflexión especular (SP). Éste es el punto sobre la superficie de la Tierra en el cual el ángulo de incidencia es igual al de la señal reflejada. Su determinación es necesaria para una estimación preliminar de los parámetros requeridos para el procesamiento en tiempo real de la señal reflejada y para ubicar geográficamente la medición correspondiente a ese instante. Además, en aplicaciones de altimetría, la altura de la superficie se calcula a partir de esas mismas posiciones. El cálculo de la posición del SP, en primer lugar se resuelve utilizando las posiciones del transmisor y receptor y un modelo elipsoidal de la Tierra, generalmente WGS84. Luego, corrigiendo la posición con un modelo de Tierra más ajustado, como el geoide, se logran soluciones más precisas [54]. El sistema completo tiene una geometría multiestática, ya que un mismo sensor puede recibir varias reflexiones de distintos satélites de todas las constelaciones GNSS disponibles. De esta forma, se aprovecha las características de ortogonalidad de las señales GNSS para tener múltiples mediciones en una misma pasada, a diferencia de los radares monoestáticos que reciben una reflexión

3.1. SISTEMA DE RADAR BIESTÁTICO

única en su trayectoria sobre la Tierra.

La cobertura que brinda un satélite LEO con un sensor GNSS-R depende del patrón de antena nadir y la altura de su órbita. Esta dependencia es relevante a la hora del diseño de un receptor espacial. Un ejemplo es el análisis de cobertura del satélite USAT-1 de la Facultad de Ingeniería UNLP que se llevó a cabo. Para ello se realizó una simulación de 7 días de la trayectoria con parámetros representativos del escenario de la misión, esto es la órbita de un satélite LEO a 600 km de altura, con un arreglo de antenas apuntando en la dirección de nadir con 15° de apertura en la dirección de desplazamiento y 45° en la dirección perpendicular. En la Fig. 3.2 se muestran las trayectorias de las reflexiones capturadas durante el período de 1 día. En la Fig. 3.3 se

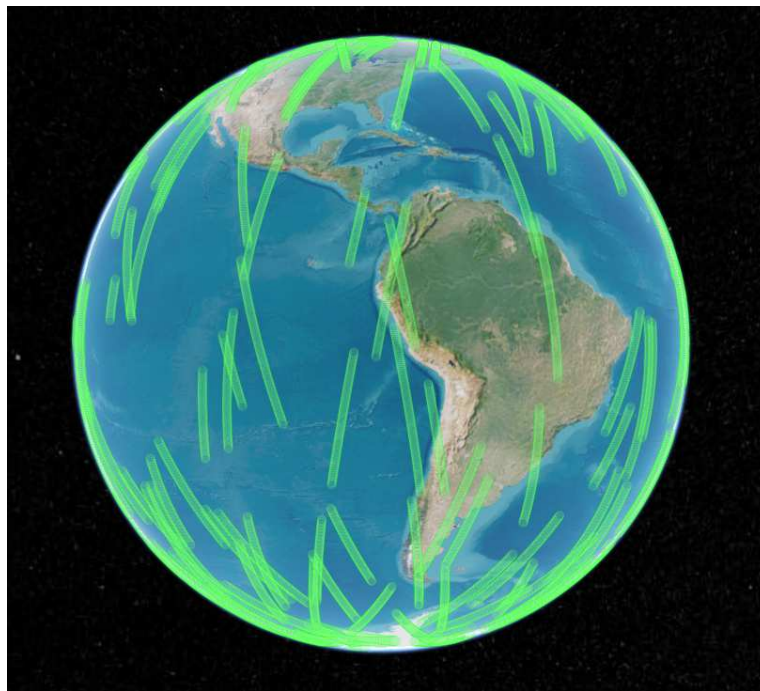


Figura 3.2: Trayectorias de reflexiones capturadas durante 1 día.

puede observar el número de reflexiones capturadas en cada instante durante el tiempo de simulación, en los que se ven máximos de hasta 5 reflexiones simultáneas. La Fig. 3.4 muestra un histograma del número de reflexiones capturadas, donde se aprecia que más del 76 % del tiempo se está capturando al menos una reflexión. La Fig. 3.5 muestra el histograma normalizado de la duración de las trayectorias, es decir, el tiempo en el que el punto de reflexión especular de las reflexiones capturadas permanece dentro de la huella de antena. La duración media de las trayectorias es cercana a los 6 mins, con una desviación estándar de 1 min 30 segs. Esta cobertura se incrementa con una apertura

mayor de antena, sin embargo es necesaria una alta ganancia para poder procesar las reflexiones, lo que limita la directividad de la antena. Esto representa un desafío en misiones tipo CubeSat donde las restricciones en las dimensiones y masa limitan el tamaño de los arreglos que se pueden transportar y la ganancia que se puede lograr con ellos. Por otra parte, la apertura de la antena también determina los ángulos de incidencia de las reflexiones capturadas, como se muestra en la Fig. 3.6. Es relevante destacar que los casos con ángulos de incidencia mayores corresponden a las reflexiones de los satélites más alejados y se reciben con los valores más bajos de ganancia de antena, por lo que suelen ser las más débiles.

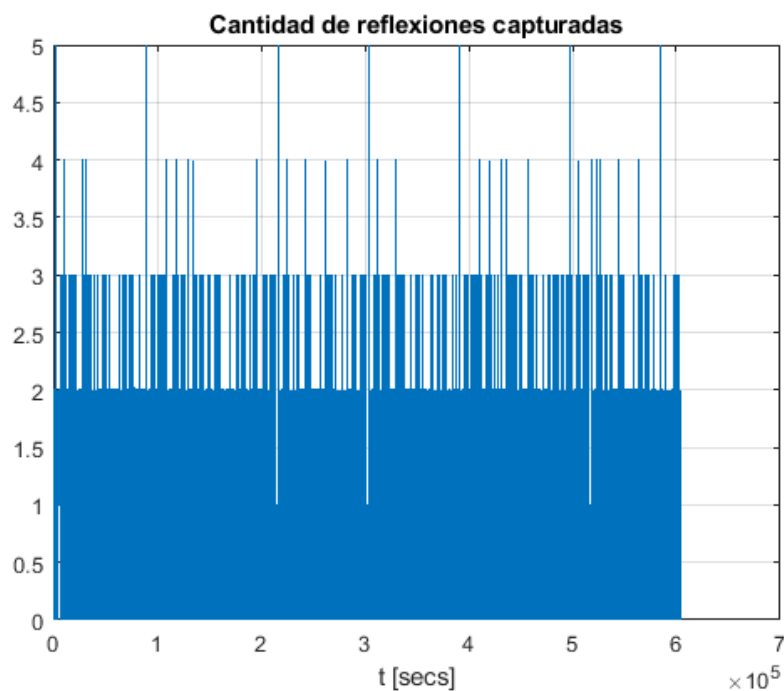


Figura 3.3: Número de reflexiones capturadas.

3.2. Señal GNSS-R

Las características de la señal resultante del proceso de reflexión depende del tipo de superficie involucrada y de la geometría y dinámica del sistema de radar biestático. A continuación se describirá este proceso considerando reflexiones sobre el mar y cómo se modela la señal resultante.

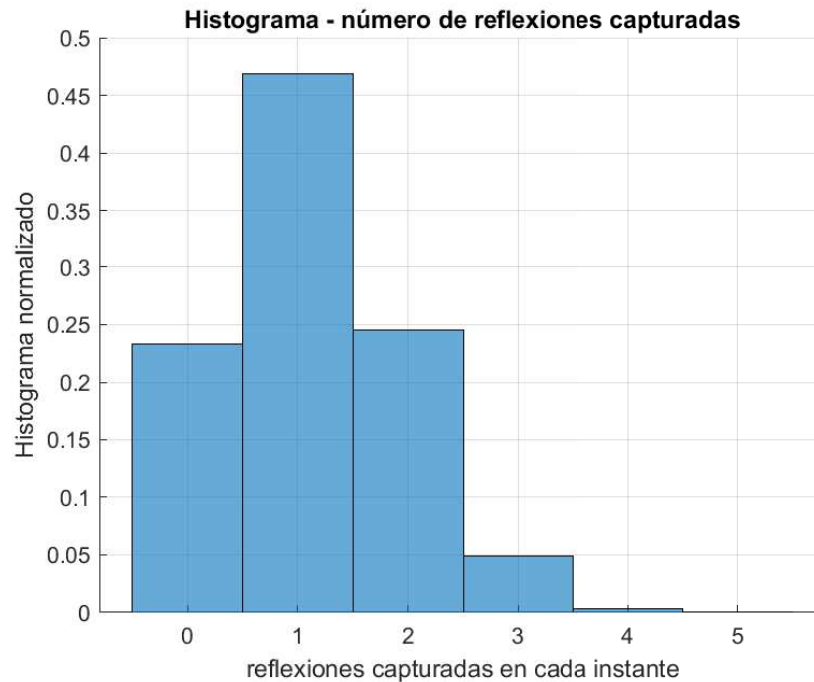


Figura 3.4: Histograma de número de reflexiones capturadas.

3.2.1. Curvas equi-retardo y equi-Doppler

Si la superficie del océano fuera perfectamente lisa, la señal transmitida sería reflejada en el SP sobre el mar y llegaría al receptor atenuada por el camino recorrido y por las pérdidas durante la reflexión. Sin embargo, para la banda de operación de GPS C/A el océano presenta una rugosidad tal que dispersa la onda incidente en todas las direcciones. Como resultado, la señal recibida puede ser interpretada como la superposición de múltiples reflexiones locales provenientes de un área alrededor del SP, frecuentemente llamada zona de brillo (*glistening zone*). La forma de ese área cambia con la geometría y su extensión aumenta con la rugosidad del mar, que a su vez depende de la velocidad del viento que lo afecta. En reflexiones sobre el océano capturadas a bordo de satélites LEO, se puede extender a un radio mayor a los 100 km alrededor del SP. Los caminos recorridos por las señales provenientes de distintos puntos de la zona de brillo pueden diferir considerablemente en longitud total, y lo mismo sucede con la desviación Doppler que presentan.

El largo del camino es proporcional al retardo de la señal si consideramos que se propaga con velocidad constante. Luego, el camino de menor retardo es el de reflexión especular. Los puntos sobre la superficie que corresponden a caminos que experimentan

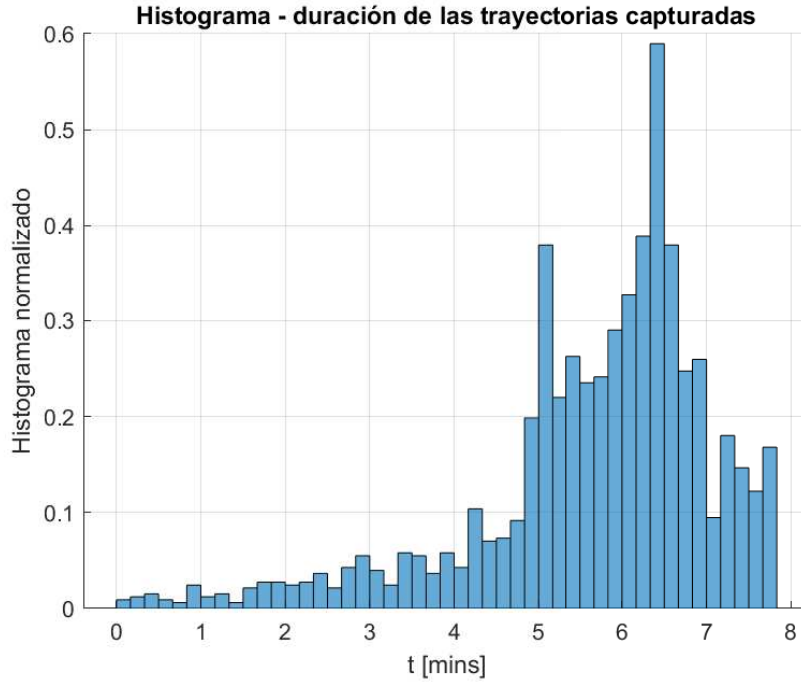


Figura 3.5: Histograma de duración de las trayectorias de las reflexiones capturadas.

el mismo retardo (camino de igual largo) conforman las curvas equi-retardo. Éstas son elipses alrededor del SP cuyas dimensiones dependen de la posición instantánea del transmisor y receptor. Suponiendo una aproximación de Tierra plana, la elipse correspondiente a un retardo $\Delta\tau$ relativo al del camino de la reflexión especular se puede aproximar con los siguientes parámetros [55]:

$$a = \frac{1}{\sin(\epsilon)} \sqrt{\frac{R_{GPS,s} R_{s,LEO} 2c\Delta\tau}{R_{GPS,s} + R_{s,LEO}}} \quad (3.1)$$

$$b = \sqrt{\frac{R_{GPS,s} R_{s,LEO} 2c\Delta\tau}{R_{GPS,s} + R_{s,LEO}}} \quad (3.2)$$

donde a es el eje de la elipse paralelo al plano de incidencia (plano que contiene a transmisor, receptor y SP) y b el eje perpendicular, ϵ es el ángulo de elevación visto desde el SP, $R_{GPS,s}$ y $R_{s,LEO}$ son las distancias transmisor-superficie y superficie-receptor respectivamente y c es la velocidad de la luz. En las Figs. 3.7a y 3.7b se muestran las curvas equi-retardo para un satélite LEO, separadas de a 1 tiempo de chip ($T_c \approx 1\mu s$) y distintos ángulos de elevación. Se considera una geometría biestática como la de la Fig. 3.1 donde el plano de incidencia coincide con el plano xz : en el origen se ubi-

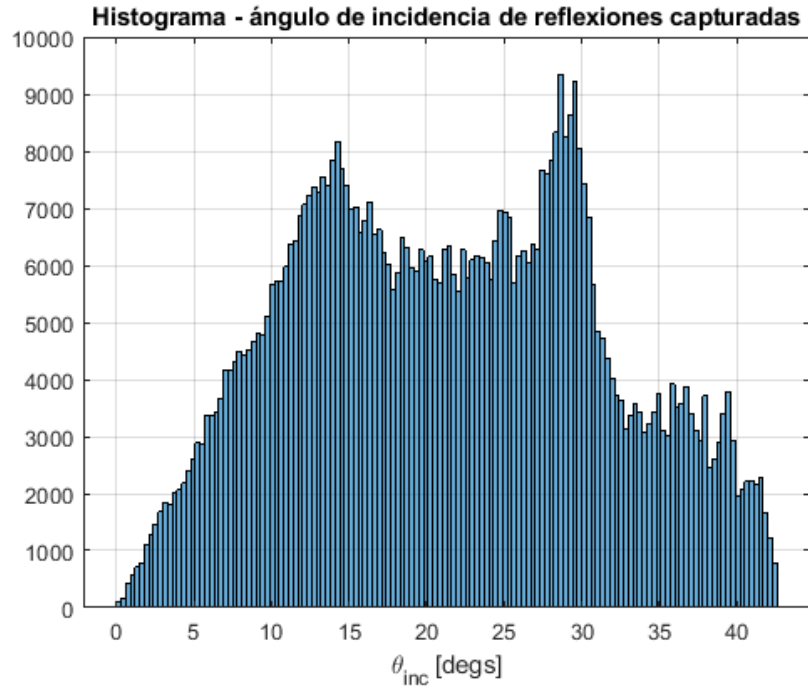
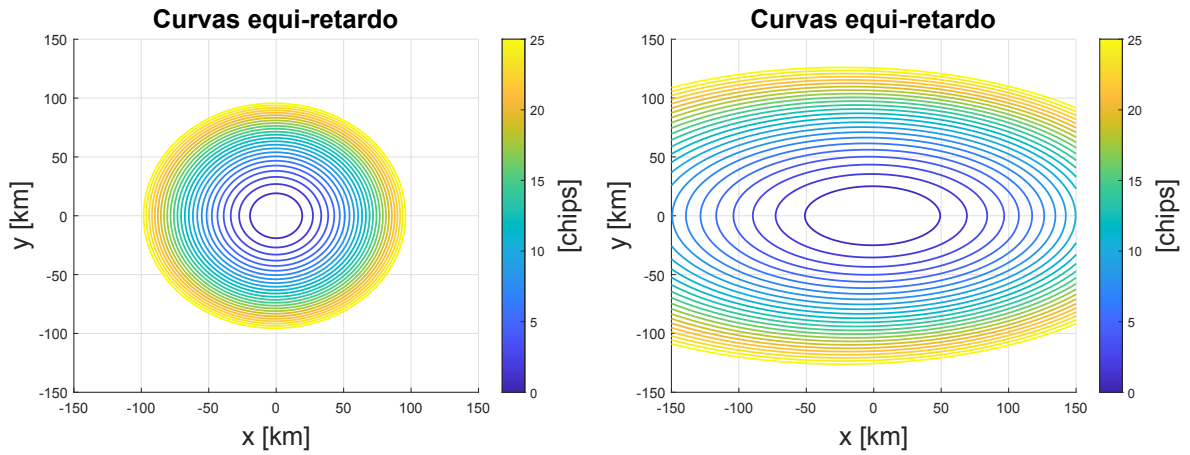


Figura 3.6: Histograma de ángulos de incidencia de las reflexiones capturadas.



(a) $\epsilon = 80^\circ$, incidencia cuasi-normal.

(b) $\epsilon = 30^\circ$, incidencia rasante.

Figura 3.7: Curvas equi-retardo.

ca el SP, el satélite GPS en el semiplano que contiene direcciones en x negativas a 20200 km de la superficie del planeta (considerando modelo de Tierra esférico de radio $R_{Tierra} = 6378,13$ km) y el LEO en el que contiene las direcciones en x positivas orbi-

tando a 600 km de altura. A medida que el ángulo de elevación baja (incidencia cada vez más rasante) la superficie encerrada por las curvas equi-retardo aumenta. El efecto que tiene esto durante el procesamiento de la señal se analiza en la Sección 3.2.2.

La desviación Doppler que afecta a un camino que es reflejado localmente en el punto \mathbf{r} sobre la superficie está dada por:

$$f(\mathbf{r}) = \frac{1}{\lambda_{L1}} (\mathbf{v}_{GPS} \cdot \mathbf{m} - \mathbf{v}_{LEO} \cdot \mathbf{n}), \quad (3.3)$$

donde \mathbf{v}_{GPS} y \mathbf{v}_{LEO} son las velocidades de los satélites GPS y LEO, λ_{L1} es la longitud de onda en la portadora L_1 ($\simeq 19$ cm), y \mathbf{m} y \mathbf{n} son los versores que indican las direcciones de incidencia y reflexión local:

$$\mathbf{m}(\mathbf{r}) = \frac{\mathbf{r}_{GPS} - \mathbf{r}}{\|\mathbf{r}_{GPS} - \mathbf{r}\|} \quad (3.4)$$

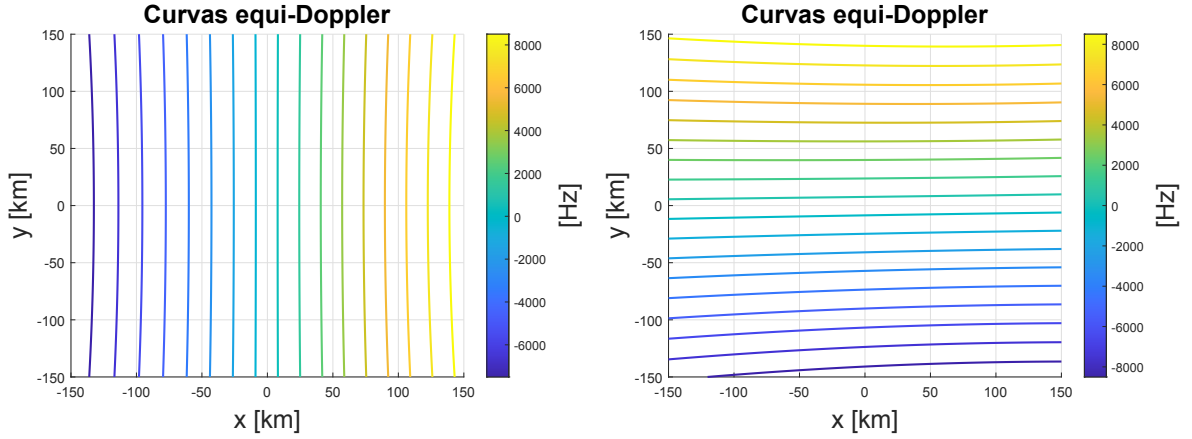
y

$$\mathbf{n}(\mathbf{r}) = \frac{\mathbf{r} - \mathbf{r}_{LEO}}{\|\mathbf{r} - \mathbf{r}_{LEO}\|}. \quad (3.5)$$

En estas definiciones, \mathbf{r}_{GPS} y \mathbf{r}_{LEO} son las posiciones del satélite GPS y LEO respectivamente. De forma similar al caso de los retardos, se definen las curvas equi-Doppler como los puntos de reflexión sobre la superficie que corresponden a caminos que se ven afectados por la misma desviación en frecuencia. Estas curvas son hipérbolas con eje mayor dominado por la dirección en la que se desplaza el satélite LEO (la influencia del movimiento del satélite GPS es poca debido a que su altura es mucho mayor). Para contemplar los distintos casos se analizan las situaciones de desplazamiento del satélite LEO paralelo y perpendicular al plano de incidencia. En las Figs. 3.8a y 3.8b se muestran estas curvas separadas de a 1 kHz para los dos casos a un ángulo de incidencia cercano al normal, con $v_{GPS}=3,88$ km/s y $v_{LEO}=7,55$ km/s. Por otro lado, en las Figs. 3.9a y 3.9b se muestran las mismas curvas en el caso de reflexión rasante. Comparándolas con el caso de reflexión cuasi-normal, se aprecia una mayor dependencia con el ángulo de incidencia en el caso de desplazamiento paralelo al plano de incidencia.

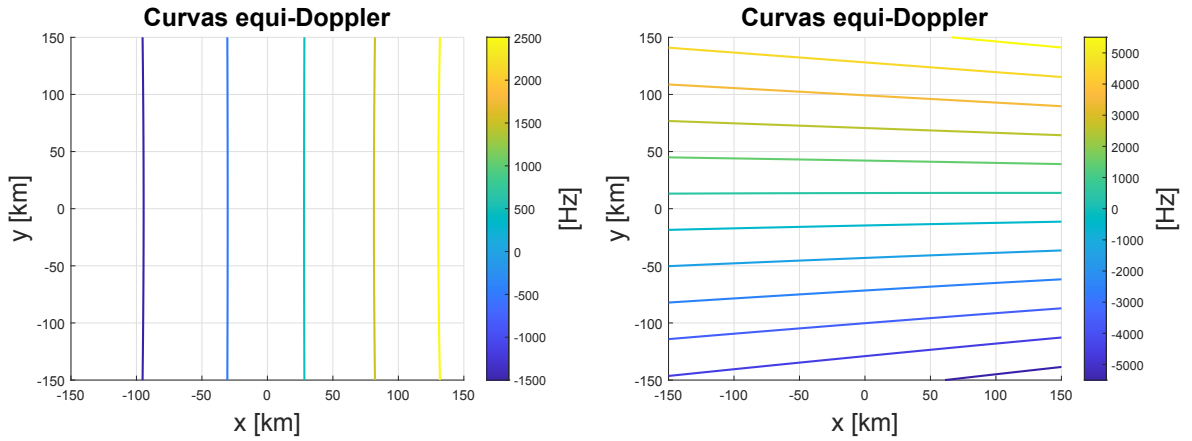
3.2.2. Mapa retardo-Doppler - DDM

El producto típico del procesamiento de la señal GNSS-R es el llamado mapa retardo-Doppler (DDM, *Delay-Doppler Map*). Se obtiene de forma similar al proceso de adquisición de la señal directa descrito anteriormente. El receptor GNSS-R realiza correlaciones de T_i segundos entre la señal reflejada recibida ($r_{ref}(t)$) y una réplica local, compuesta por la secuencia de código correspondiente y una portadora que compensa



- (a) $\mathbf{v}_{LEO} = v_{LEO}\hat{\mathbf{x}}$, desplazamiento paralelo al plano de incidencia. (b) $\mathbf{v}_{LEO} = v_{LEO}\hat{\mathbf{y}}$, desplazamiento perpendicular al plano de incidencia.

Figura 3.8: Curvas equi-Doppler con incidencia cuasi-normal, ($\epsilon = 80^\circ$).



- (a) $\mathbf{v}_{LEO} = v_{LEO}\hat{\mathbf{x}}$, desplazamiento paralelo al plano de incidencia. (b) $\mathbf{v}_{LEO} = v_{LEO}\hat{\mathbf{y}}$, desplazamiento perpendicular al plano de incidencia.

Figura 3.9: Curvas equi-Doppler con incidencia rasante, ($\epsilon = 30^\circ$).

la desviación Doppler. Dichas correlaciones se realizan para un intervalo de valores de frecuencia alrededor de la mejor estimación del Doppler del camino especular y distintos desfases τ entre la señal recibida y la réplica de código:

$$y_{DDM}(\tau, f) = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{n=0}^{N-1} r_{ref}[n] c(nT_m - \tau) e^{-j2\pi f n T_m} \quad (3.6)$$

considerando que se calculan de forma discreta con la señal digitalizada a una tasa $1/T_m$. La señal recibida resultante del proceso de reflexión difusa sobre el mar puede ser interpretada como una composición de contribuciones provenientes de múltiples ubicaciones alrededor del SP, cada una con fase y amplitud distinta, y que depende del estado del océano (variante en el tiempo de forma desconocida). Esto produce variaciones aleatorias en la amplitud y fase resultante, usualmente llamado ruido *speckle* en el área de radar. Este fenómeno suele modelarse como ruido multiplicativo afectando la señal, además del aditivo del modelo AWGN. La promediación no coherente de estos resultados de correlación reduce el impacto de este ruido, mejorando la SNR luego del procesamiento:

$$Z_{\text{DDM}}(\tau, f) = \frac{1}{K} \sum_{k=0}^{K-1} |y_{\text{DDM}}^k(\tau, f)|^2 \quad (3.7)$$

La representación en el plano retardo-Doppler de $Z_{\text{DDM}}(\tau, f)$ es lo que se conoce como DDM y muestra cómo se distribuye la potencia de la señal recibida en dicho plano, dado que es un estimador de la potencia de correlación $\mathbb{E}\{|y_{\text{DDM}}(\tau, f)|^2\}$. A cada contribución se la puede caracterizar con un retardo de código y una desviación Doppler determinada por su ubicación en la superficie, como se expuso en la sección anterior. En consecuencia, la potencia de correlación resultante está distribuida en el DDM, a diferencia del caso de camino directo que se concentra en pocos puntos alrededor del máximo ubicado en el valor de retardo y Doppler de la señal recibida. Esto se muestra en los DDMs de las Figs. 3.10a y 3.10c para el caso de la señal directa y en las Figs. 3.10b y 3.10d para la reflexión. En el caso de la señal reflejada en el océano, el DDM presenta una forma característica de herradura.

En ciertas aplicaciones GNSS-R, como altimetría oceánica, sólo se utilizan los valores del DDM correspondientes al bin de frecuencia donde se ubica el máximo. Esta sección del DDM se denomina forma de onda (WF, *DDM waveform*). Las Figs. 3.11a y 3.11b muestran la WF correspondiente a la señal directa y reflejada respectivamente. Se define el ancho de la WF como la diferencia de los instantes en que toma el 70% de su valor máximo, el cual se indica en los gráficos con una línea naranja. Se aprecia cómo el ancho de la WF es mayor para el caso de la señal reflejada debido a una mayor dispersión en retardo.

La información geofísica se obtiene del DDM a partir de distintos observables. Para aplicaciones de altimetría interesa determinar con buena precisión el retardo del camino especular por lo que es de mayor importancia la región cercana al máximo del mapa. En sensado de la rugosidad del océano o velocidad del viento son de mayor interés las zonas alejadas del máximo, como la pendiente descendente del pico de correlación.

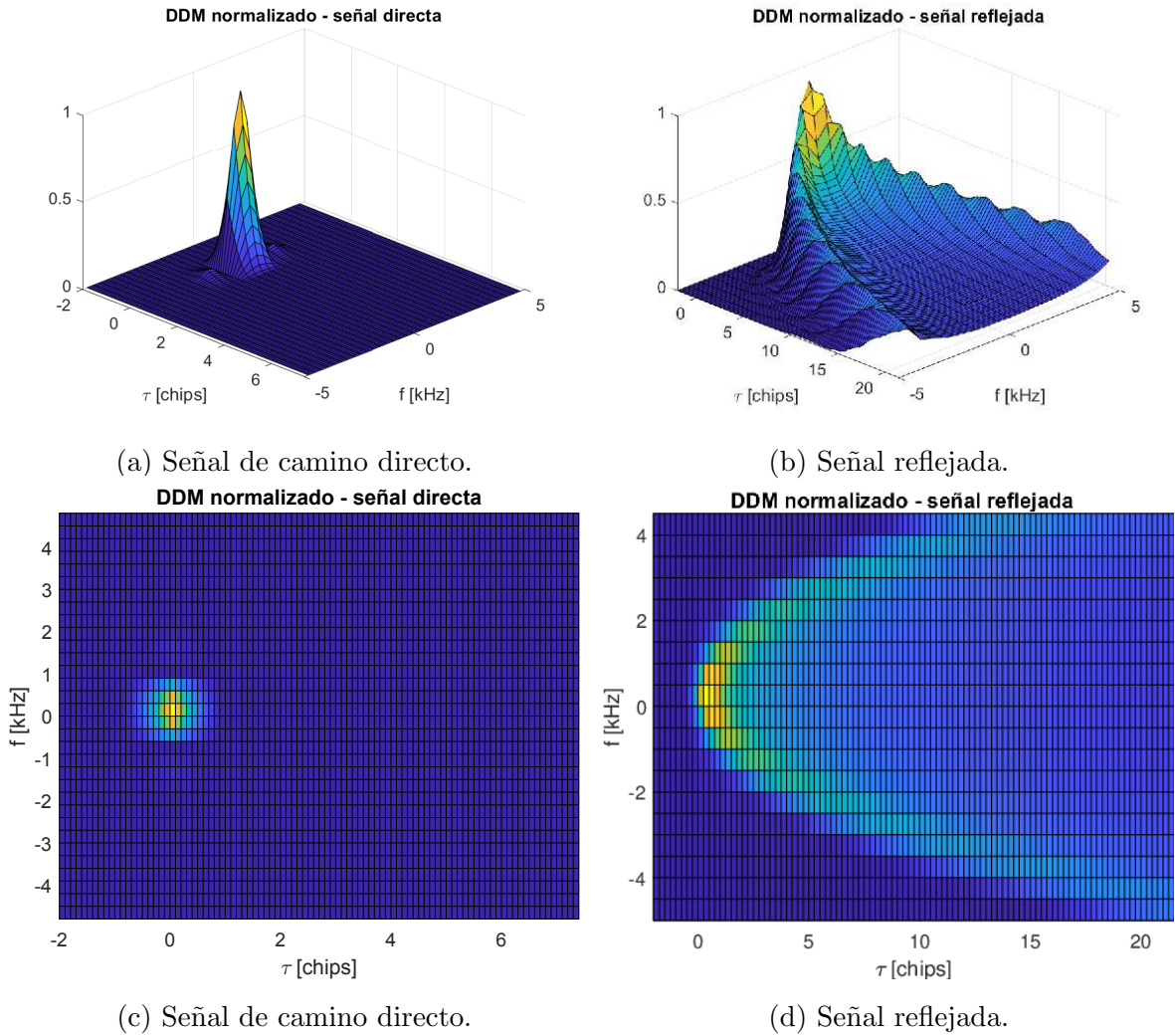


Figura 3.10: Mapa retardo-Doppler normalizado.

La ecuación integral que describe el fenómeno de dispersión para una onda electromagnética incidiendo sobre una superficie rugosa está presentada en [56]. Sin embargo, para obtener una solución analítica y modelar la señal reflejada, es necesario recurrir a algunas aproximaciones adecuadas al caso en cuestión. En esta tesis se sigue el modelo propuesto por Zavorotny y Voronovich (modelo ZV) en [9] que utiliza el límite de óptica geométrica de la aproximación de Kirchhoff para hallar una solución a las ecuaciones electromagnéticas que describen el fenómeno de reflexión sobre la superficie rugosa del océano. Esta estrategia de resolución asume que el campo total en un punto de la superficie es igual a la suma del campo incidente y del reflejado por un

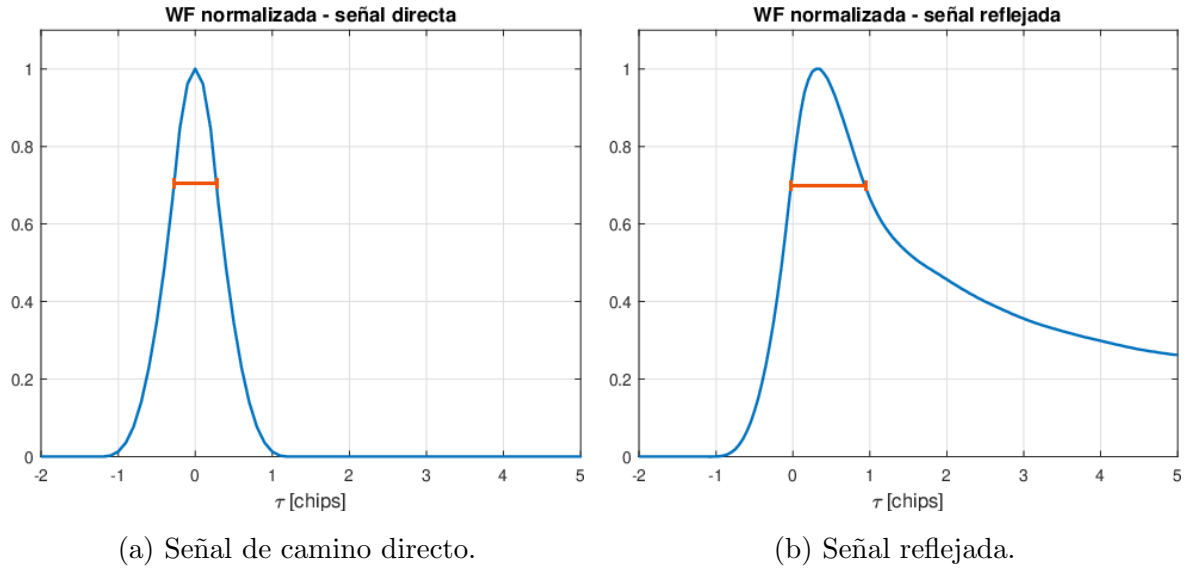


Figura 3.11: Forma de onda normalizada.

plano infinito tangente a ese punto (aproximación de Kirchhoff) e ignora los efectos de difracción suponiendo que las únicas contribuciones a la señal dispersada provienen de reflexiones especulares locales sobre puntos de la superficie adecuadamente orientados (límite de óptica geométrica). El tipo de rugosidad que presenta la superficie del océano en la banda de GPS suele satisfacer las suposiciones hechas, motivo por el cual se lo ha utilizado en la mayor parte de la bibliografía de GNSS-R.

A partir de este modelo, se considera la señal reflejada como un proceso aleatorio de media nula y se halla una solución para la potencia media de correlación. Teniendo en cuenta que los resultados de la correlación se pueden separar en dos términos, uno debido a la señal reflejada $y_{s_{ref}}(\tau, f)$ y otro debido al ruido aditivo $y_w(\tau, f)$,

$$y_{DDM}(\tau, f) = y_{s_{ref}}(\tau, f) + y_w(\tau, f), \quad (3.8)$$

se tiene [57]:

$$\mathbb{E} \left\{ |y_{s_{ref}}(\tau, f)|^2 \right\} = \frac{P_T \lambda_{L1}^2 N}{(4\pi)^3} \int_S \frac{G_T(\mathbf{r}') G_R(\mathbf{r}') \sigma^0(\mathbf{r}') |\chi(\tau - \tau'(\mathbf{r}'), f - f'(\mathbf{r}'))|^2}{R_{GPS,r'}^2 R_{r',LEO}^2} d^2 \mathbf{r}' \quad (3.9)$$

donde P_T es la potencia transmitida por el satélite GPS, G_T y G_R las ganancias de las antenas transmisora y receptora, $R_{GPS,r'}$ y $R_{r',LEO}$ las distancias desde el satélite GPS y LEO al punto \mathbf{r}' sobre la superficie, y $\tau'(\mathbf{r}')$ y $f'(\mathbf{r}')$ los valores de las curvas equi-retardo y equi-Doppler que pasan por ese punto. Las magnitudes $\sigma^0(r')$ y $\chi(\tau, f)$ son la sección

transversal de radar biestático normalizada (BRCS, *bistatic radar cross-section*) y la función de ambigüedad de Woodward (WAF, *Woodward ambiguity function*) respectivamente, comúnmente utilizadas en la bibliografía de radar. La primera modela el estado del océano a partir de la densidad de potencia dispersada [58]:

$$\sigma^0(\mathbf{r}') = \frac{\Re\{E\{\frac{\|\mathbf{E}_{scat}\|^2}{\nu}\}\}/A_0}{\Re\{\frac{E_0^2}{\nu^*}\}/4\pi\|\mathbf{r}'\|^2}, \quad (3.10)$$

donde \mathbf{E}_{scat} es el campo dispersado en la dirección del receptor, E_0 la amplitud máxima del campo incidente, A_0 es el área iluminada y ν es la impedancia intrínseca del medio. La WAF representa un filtrado espacial dado por las propiedades de autocorrelación de la señal GPS. Se define como:

$$\chi(\tau, f) = \frac{1}{T_i} \int_0^{T_i} c(t - \tau)c(t) e^{-j2\pi ft} dt \quad (3.11)$$

y se puede aproximar a:

$$\chi(\tau, f) \simeq R_c(\tau)S(f) e^{-j2\pi fT_i} \quad (3.12)$$

donde $R_c(\tau)$ es la función de autocorrelación de los códigos Gold y $S(f)$ la función sinc definidas en las ecuaciones (2.4) y (2.8) respectivamente. Tiene la misma forma que el pico de correlación de la ecuación (2.9). Su módulo, $|\chi(\tau - \tau'(\mathbf{r}'), f - f'(\mathbf{r}'))|$, es máximo para $\tau'(\mathbf{r}') = \tau$ y $f'(\mathbf{r}') = f$, y prácticamente nulo para valores de $\tau'(\mathbf{r}')$ y $f'(\mathbf{r}')$ alejados del máximo a más de un chip y $1/T_i$ respectivamente. Pensando en la superficie del océano, el intervalo de $\tau'(\mathbf{r}')$ para el cual la función de ambigüedad es no nula con un τ determinado, corresponde a un anillo delimitado por las curvas equi-retardo de $\tau'_1 = \tau - T_c$ y $\tau'_2 = \tau + T_c$. En el caso del Doppler, corresponde a la superficie encerrada entre las curvas equi-Doppler de $f'_1 = f - 1/T_i$ y $f'_2 = f + 1/T_i$. La superposición de las dos es el área que se integra para ese valor de τ y f , es decir

$$\mathbf{r}' / |\tau'(\mathbf{r}') - \tau| < T_c \text{ y } |f'(\mathbf{r}') - f| < 1/T_i. \quad (3.13)$$

Por lo tanto, la función de ambigüedad es indicadora en el integrando de (3.9). Esto se grafica en las Figs. 3.12a a 3.13b donde se pueden ver las áreas delimitadas por las función de ambigüedad en la dimensión de retardos y Doppler por separado. En las Figs. 3.14a a 3.14d se ven la superposición de las áreas delimitadas en ambas dimensiones, que es la que indica $\chi(\tau, f)$ en la integral de la ecuación (3.9) para cada par (τ, f) . En estos ejemplos se consideró incidencia cercana a la normal y desplazamiento paralelo al plano de incidencia. Cada par (τ, f) para el cual se procesa la señal corresponde a un punto o píxel del DDM, y la resolución espacial asociada a cada uno está determinada por el área descripta.

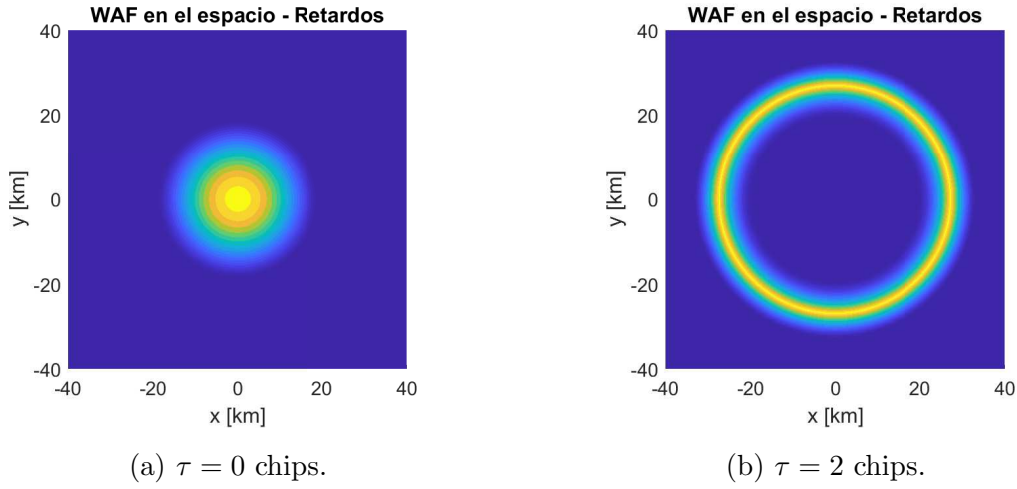


Figura 3.12: $|R_c(\tau'(\mathbf{r}') - \tau)|^2$ en el espacio.

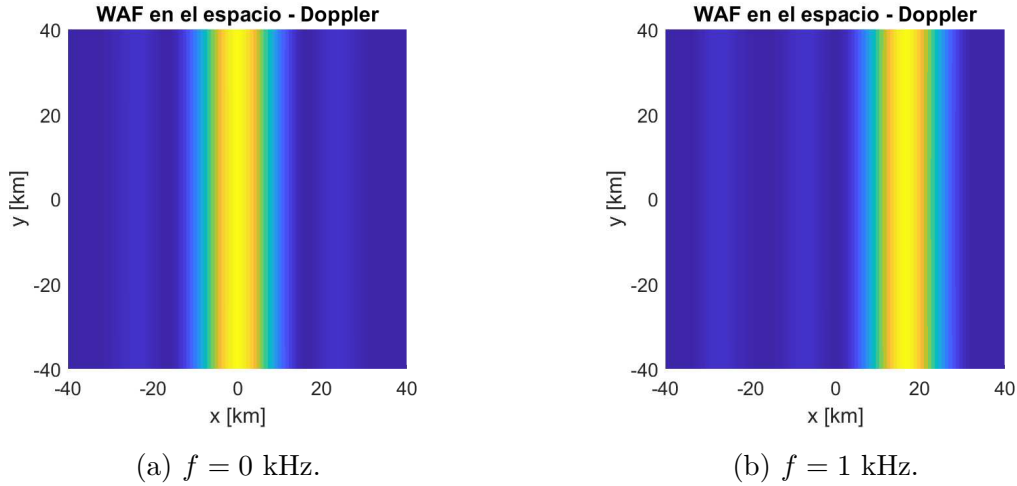
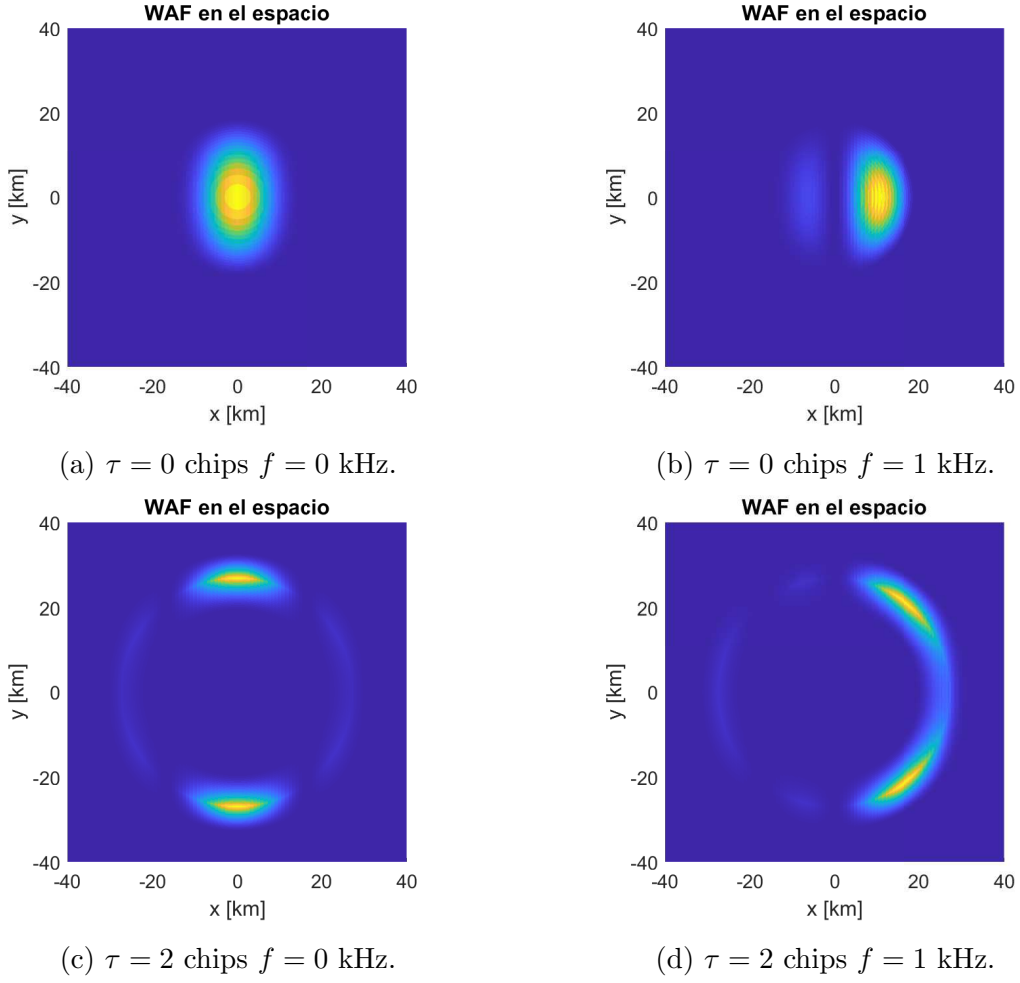


Figura 3.13: $|S(f'(\mathbf{r}') - f)|^2$ en el espacio.

La BRCS es la que describe cómo se refleja la potencia de la señal incidente. Esta magnitud depende entonces de distintas condiciones en el proceso de reflexión, como el tipo de superficie y sus características. En [9] se deriva para el caso de la superficie del océano bajo las aproximaciones ya mencionadas:

$$\sigma^0(\mathbf{r}') = \pi |\Gamma|^2 \frac{|\mathbf{q}|^4}{q_z^4} P \left(\frac{-\mathbf{q}_\perp}{q_z} \right) \quad (3.14)$$

donde Γ es el coeficiente de reflexión de Fresnel correspondiente a la superficie del mar y la dependencia con \mathbf{r}' está implícita a través del vector de dispersión \mathbf{q} , definido como


 Figura 3.14: $|\chi(\tau'(\mathbf{r}') - \tau, f'(\mathbf{r}') - f)|^2$ en el espacio.

la bisectriz entre la dirección de incidencia y dispersión en cada punto:

$$\mathbf{q}(\mathbf{r}') = k_{L1}(\mathbf{n}(\mathbf{r}') - \mathbf{m}(\mathbf{r}')) = \mathbf{q}_{\perp} + q_z \hat{\mathbf{z}} \quad (3.15)$$

siendo k_{L1} el número de onda a la frecuencia L1, por lo que $\frac{-\mathbf{q}_{\perp}}{q_z}$ indica la pendiente local de la superficie en cada punto. La función P es la densidad de probabilidad de las pendientes de la superficie oceánica. Como en [9], en este trabajo se supone gaussiana, de media nula y matriz de covarianza \mathbf{C} definida como:

$$\mathbf{C}_{\sigma}^0 = \begin{bmatrix} \sigma_x^2 & 0 \\ 0 & \sigma_y^2 \end{bmatrix} \quad (3.16)$$

siendo σ_x^2 y σ_y^2 los valores medios cuadráticos de las pendientes en ambas direcciones,

que dependen del estado del océano: velocidad del viento, edad del oleaje, mar de fondo, etc. En todos los casos analizados se consideró el viento en la dirección $\hat{\mathbf{x}}$.

Uno de los métodos para vincular el estado del océano con la matriz de covarianza \mathbf{C}_σ^0 es a través de modelos espectrales que describen la distribución de la energía para distintos valores de frecuencia espacial del oleaje. Siendo $S(\nu)$ la densidad espectral omnidireccional del oleaje en función de la frecuencia espacial o número de onda ν , la varianza total se obtiene de la siguiente integral:

$$\sigma^2 = \sigma_x^2 + \sigma_y^2 = \int_0^{\nu^*} \nu^2 S(\nu) d\nu \quad (3.17)$$

La densidad se integra hasta un número de onda de corte ν^* para tener en cuenta que la señal en la banda L1 sólo es sensible a rugosidad de orden mayor al de su longitud de onda de radiofrecuencia. En este trabajo se utilizó $\nu^* = \frac{2\pi}{3\lambda_{L1}}$.

Existen varias propuestas de espectros que intentan modelar ese vínculo. Actualmente la más encontrada en la literatura es la de Elfouhaily presentada en [59]. Este modelo, además de la velocidad del viento a 10 metros sobre el mar (U_{10} , parámetro común en la mayoría de los modelos), tiene en cuenta la extensión de la superficie sobre la que actúa (*fetch*) y la edad del oleaje, lo que permite considerar una variedad más amplia de estados del océano que sus predecesores. En las Figs. 3.15a y 3.15b se grafican las curvas de nivel de la BRCS en el espacio desde el valor máximo hasta la mitad, en condiciones de baja y alta velocidad de viento. A modo de referencia, se muestra en línea negra a trazos la curva equi-retardo para $\tau' = 10$ chips. Cuando aumenta la velocidad del viento, se incrementa el área que abarca la sección radar. Desde un punto de vista de óptica geométrica, a una distancia dada del SP, con mayor rugosidad aumenta la probabilidad de que haya regiones de la superficie apropiadamente orientadas para que la señal sea reflejada hacia el receptor.

3.3. Relación señal a ruido

La señal reflejada, al igual que la directa, está típicamente enmascarada por ruido térmico $w(t)$, también modelado como blanco, aditivo y gaussiano complejo. Su densidad espectral de potencia es $N_0 = k(T_a + T_e)$, siendo k la constante de Boltzmann, T_a la temperatura de antena y T_e la temperatura equivalente de ruido del receptor. Siguiendo el mismo procedimiento que en las ecuaciones (2.12) y (2.11), la potencia media del término de ruido en los resultados de correlación es

$$\mathbb{V}\{y_w(\tau, f)\} = \frac{k(T_a + T_e)}{T_m}. \quad (3.18)$$

3.3. RELACIÓN SEÑAL A RUIDO

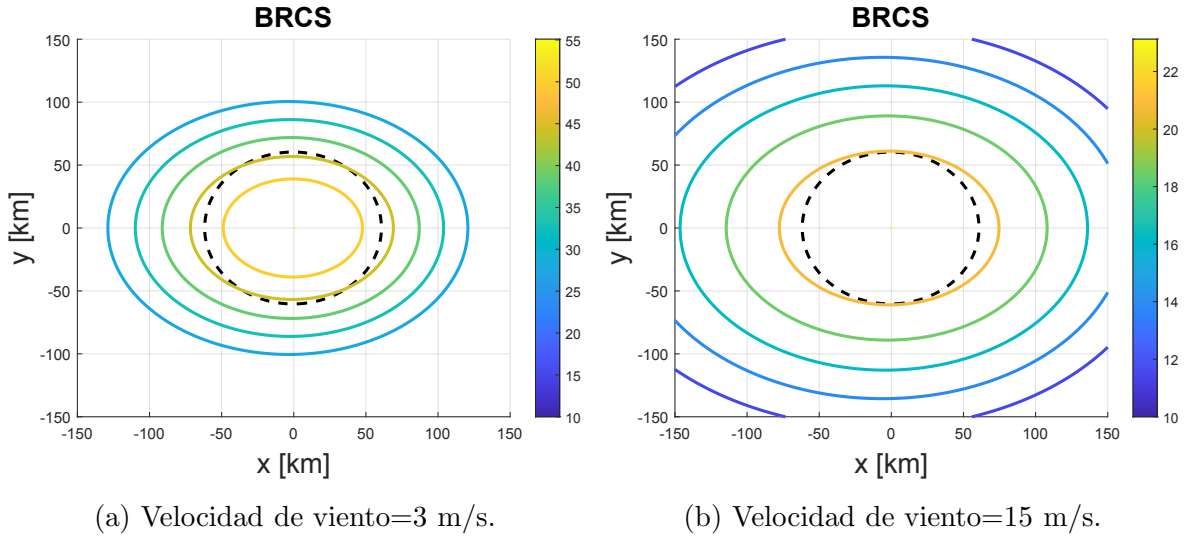


Figura 3.15: Sección transversal de radar biestático normalizada.

Con este resultado se puede definir la relación señal a ruido en el DDM como:

$$\text{SNR}_{y_{\text{DDM}}} = \frac{\max_{\tau, f} \mathbb{E} \left\{ |y_{s_{ref}}(\tau, f)|^2 \right\}}{\mathbb{V} \{y_w(\tau, f)\}} = \frac{P_T \lambda_{L1}^2 T_i}{4\pi^3 k (T_a + T_e)} \max_{\tau, f} \int_S \gamma(\tau, f, \mathbf{r}') d^2 \mathbf{r}' \quad (3.19)$$

donde γ es el mismo integrando de (3.9). Esta expresión depende del tiempo de integración coherente T_i en la constante que multiplica a la integral de la ecuación, y también en el área que delimita la WAF en el valor máximo. Mientras que la constante crece con el aumento del tiempo de integración, la superficie de integración se reduce. Si el integrando en (3.18) se mantiene aproximadamente constante en la superficie a integrar, el aumento del tiempo de integración coherente no mejora la SNR. Esta condición la determina el grado de rugosidad de la superficie. Generalmente, una reflexión difusa como la que se produce sobre el océano abierto afectado por el viento, presenta una BCRS uniforme en el área encerrada con tiempos de integración tan bajos como 1 ms. Por esto se analiza la dependencia de la SNR con la condición del océano en la sección siguiente.

3.3.1. Dependencia con la velocidad del viento

Usando los modelos descriptos, se calculó de forma numérica la $\text{SNR}_{y_{\text{DDM}}}$ en el DDM en distintas condiciones tanto geométricas como de estado del océano. Para ello es necesario conocer la potencia transmitida y la ganancia de la antena del satélite GPS.

En [60] se especifica que el nivel mínimo de potencia suministrada a un receptor en Tierra con una antena de ganancia unitaria debe ser -160 dBW. El patrón de radiación de la antena transmisora tiene la forma apropiada para que se cumpla ese criterio en toda la superficie iluminada por el satélite, por este motivo se consideró a $\frac{G_T(\mathbf{r}')}{R_{GPS,r'}^2}$ constante para todo \mathbf{r}' en (3.9) y se usó el valor del producto $P_T G_T$ que cumple con el criterio de potencia mínima: $\frac{P_T G_T \lambda^2}{(4\pi)^2 R_{GPS,s}^2} = -160\text{dBW}$, siendo $R_{GPS,s}$ la distancia del satélite GPS al SP. Por otro lado, se usó ganancia unitaria para la antena receptora y constante para toda la superficie para simplificar los cálculos y obtener resultados normalizados con respecto a G_R . Se supuso una figura de ruido del receptor igual a 1,5 dB resultando en una temperatura total de ruido igual a 409 K.

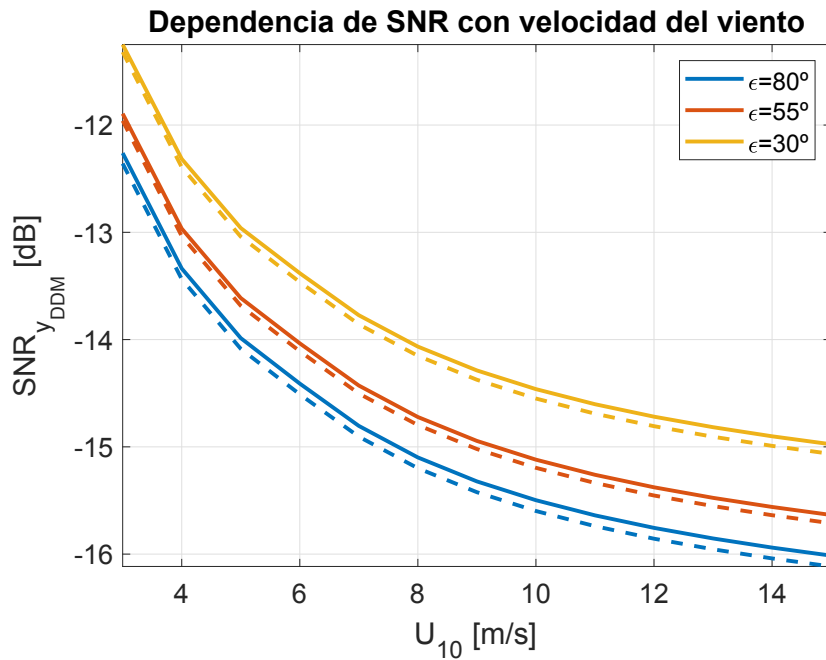


Figura 3.16: $\text{SNR}_{y_{\text{DDM}}}$ en función de la velocidad del viento.

En la Fig. 3.16 se muestran los valores de $\text{SNR}_{y_{\text{DDM}}}$ para vientos con velocidades entre 3 m/s y 15 m/s en los casos de incidencia casi normal, media y rasante y desplazamiento del receptor paralelo al plano de incidencia en línea continua. Además se muestran los mismos resultados para desplazamiento perpendicular a dicho plano en línea de trazos.

Cuando disminuye el ángulo de elevación aumenta el área abarcada por la función de ambigüedad, lo que hace crecer la $\text{SNR}_{y_{\text{DDM}}}$ por integrar mayor potencia. Por otro lado, los SPs de menor elevación están asociados a caminos más largos que generan mayor pérdida por transmisión en espacio libre. En el balance, la $\text{SNR}_{y_{\text{DDM}}}$ aumenta a

medida que baja el ángulo de elevación como muestran las figuras, siendo el peor caso el de incidencia casi normal y viento fuerte. Es importante destacar que el costo de ese aumento en la $\text{SNR}_{y_{\text{DDM}}}$ para incidencias rasantes es una reducción en la resolución espacial por el aumento del área a integrar. Comparando los casos de desplazamiento paralelo y perpendicular al plano de incidencia, se puede destacar que como las líneas equi-Doppler en el segundo caso son menos sensibles al ángulo de incidencia, el aumento en $\text{SNR}_{y_{\text{DDM}}}$ es menor que en el caso contrario, pero esa diferencia no es muy significativa. La diferencia entre un caso y el otro se hace evidente en la forma del mapa completo, pero no tiene efectos relevantes en el valor pico. También se puede destacar que el pico de correlación es más sensible a variaciones en la velocidad del viento para los casos más débiles (de 3 m/s a 7 m/s).

Procesamiento no coherente y ganancia de antena

Como se demostró en los resultados anteriores, la $\text{SNR}_{y_{\text{DDM}}}$ de una sola correlación es muy baja y sería imposible extraer cualquier información del mapa de correlación con esos niveles. Además, por la naturaleza aleatoria de la señal reflejada, es de interés promediar varios de estos resultados. Por estos motivos se realiza la promediación no coherente de la ecuación (3.7) Típicamente se utilizan correlaciones de 1 ms coherentes ($T_i = NT_m = 1$ ms) y se suman 1000 en forma no coherente ($K = 1000$), utilizándose 1 segundo de datos en total ($T_{nc} = KT_i = 1$ s) para un único DDM [61].

Al igual que en el caso de adquisición de la señal directa en la ecuación (2.21), se define la relación señal a ruido postprocesamiento del DDM como

$$\text{SNR}_{Z_{\text{DDM}}} = \frac{(\mathbb{E}\{Z_{\text{DDM,max}}\} - \mathbb{E}\{Z_{\text{DDM,w}}(\tau, f)\})^2}{\mathbb{V}\{Z_{\text{DDM,max}}\}}, \quad (3.20)$$

donde $Z_{\text{DDM,max}}$ es el valor máximo del DDM y $Z_{\text{DDM,w}}(\tau, f)$ corresponde a la región del DDM donde no hay potencia de señal presente, únicamente ruido. A diferencia del caso de la señal directa, donde la señal recibida es completamente coherente durante el tiempo de procesamiento, la señal reflejada en el océano presenta variaciones aleatorias como se describió anteriormente. En este caso, tanto el término de señal como el de ruido que conforman a los resultados de correlación en la ecuación (3.8) son aleatorios. Dadas las suposiciones de una reflexión completamente difusa, el término de señal se puede modelar como gaussiano complejo, de media nula y varianza $\sigma_y^2(\tau, f) = \mathbb{E}\{|y_{s_{ref}}(\tau, f)|^2\}$ dada por la ecuación (3.9). De esta manera, $Z_{\text{DDM}}(\tau, f)$ se modela en función de una

variable aleatoria Z'_{DDM} con distribución chi-cuadrado central de la siguiente manera,

$$Z_{\text{DDM}}(\tau, f) = \frac{\sigma_w^2 + \sigma_y^2(\tau, f)}{2K} Z'_{\text{DDM}} \quad (3.21)$$

$$Z'_{\text{DDM}} \sim \chi_{2K}^2. \quad (3.22)$$

De acuerdo con este modelo, la media y varianza del DDM son

$$\mathbb{E} \{ Z_{\text{DDM}}(\tau, f) \} = \sigma_w^2 + \sigma_y^2(\tau, f) \quad (3.23)$$

$$\mathbb{V} \{ Z_{\text{DDM}}(\tau, f) \} = \frac{[\sigma_w^2 + \sigma_y^2(\tau, f)]^2}{K}, \quad (3.24)$$

con lo que se puede despejar la expresión de la SNR postprocesamiento:

$$\text{SNR}_{Z_{\text{DDM}}} = \frac{K \sigma_{y,\max}^4}{(\sigma_w^2 + \sigma_{y,\max}^2)^2} = \frac{K \text{SNR}_{y_{\text{DDM}}}^2}{(1 + \text{SNR}_{y_{\text{DDM}}})^2} \quad (3.25)$$

donde $\sigma_{y,\max}^2 = \max_{\tau, f} \sigma_y^2(\tau, f)$. La Fig. 3.17 muestra la relación señal a ruido postprocesamiento SNR_Z en función de la relación señal a ruido de los resultados de integración coherente SNR_y para el caso de señal reflejada en el océano y se la compara con la curva correspondiente a la señal directa (completamente coherente) dada por la ecuación 2.28. Se aprecia cómo ambas funciones tienen un comportamiento similar para baja SNR_y , sin embargo, para alta SNR_y las curvas se separan. En el caso coherente, para valores altos de SNR_y la relación señal a ruido postprocesamiento crece con una pendiente $K/2$, como indica la ecuación (3.20). Por otro lado, la del caso no-coherente es la roja que tiende al valor constante 0 dB, coincidiendo con la ecuación (3.25) que tiende a K para valores altos de SNR_y .

De acuerdo a estas curvas, si se promedian 1000 correlaciones de 1 ms con $\text{SNR}_{y_{\text{DDM}}} = -9,5$ dB, luego de la promediación se obtiene $\text{SNR}_{Z_{\text{DDM}}} \simeq 10$ dB que se puede considerar como requisito mínimo para poder procesar la señal satisfactoriamente. En los resultados presentados en la sección anterior, el peor caso, que llega a $\text{SNR}_{y_{\text{DDM}}} \simeq -16$ dB, no cumple con el requisito mínimo. Para que las correlaciones promediadas tengan la $\text{SNR}_{y_{\text{DDM}}}$ suficiente en esas circunstancias es necesario usar una antena receptora de ganancia $G_R \cong 6,5$ dB o mayor. En aplicaciones donde interesan las zonas alejadas del máximo del DDM será necesaria una ganancia de antena mayor.

3.4. Tiempo de coherencia

El tiempo de coherencia de la señal es naturalmente una de las características más relevantes a la hora de elegir el tiempo de integración coherente en la etapa de procesa-

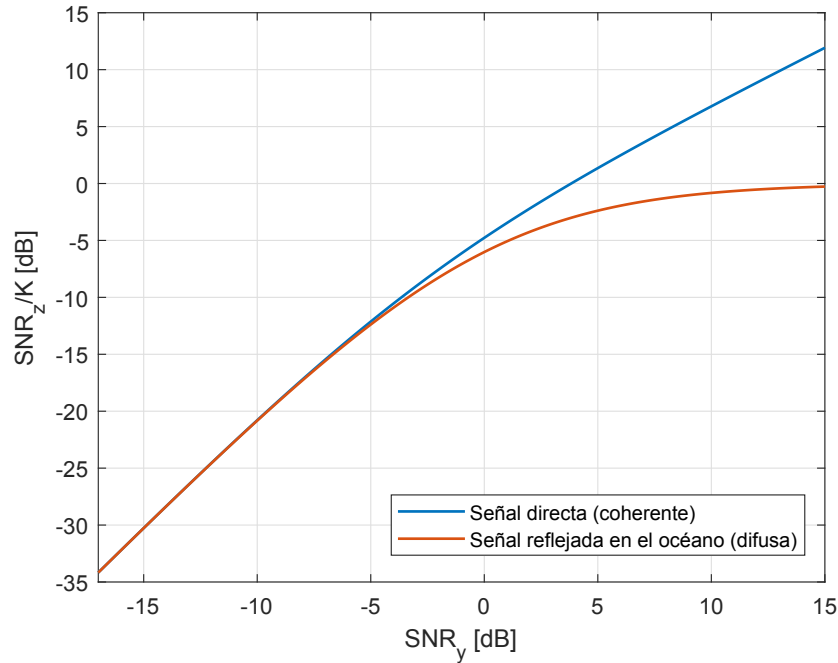


Figura 3.17: Relación señal a ruido postprocesamiento.

miento. Normalmente se define como el intervalo de tiempo en el cual la fase de la señal se mantiene constante. Depende principalmente de la dinámica del sistema, aunque en reflectometría también es dependiente del tipo de superficie. Como se expuso anteriormente, la reflexión en el océano es altamente difusa, lo que resulta en una señal reflejada con variaciones de fase rápidas y aleatorias. Por otro lado, reflexiones en Tierra, hielo o aguas continentales, resultan en reflexiones con su potencia más concentrada en el dominio retardo-Doppler, de mayor SNR por contar con una componente coherente más predominante. Esto se manifiesta en el tiempo de coherencia, que analizamos a continuación.

3.4.1. Dependencia con el tiempo de integración coherente

El efecto de la integración no-coherente es reducir el ruido speckle en el DDM, que impacta en la precisión de los algoritmos de estimación de parámetros geofísicos. Para reflexiones en la superficie del océano, generalmente se utiliza 1 segundo de tiempo de integración no coherente, es decir $K = 1000$ para un tiempo de integración coherente de 1 ms. En [62] por ejemplo, se afirma que la precisión altimétrica obtenida crece con

\sqrt{K} , pero esto es cierto si los K resultados de correlación en (3.7) son independientes. En superficies con alta componente coherente, el tiempo de coherencia puede superar el milisegundo, por lo que integraciones consecutivas pueden tener correlación estadística. Para estos casos, podemos tomar la definición de número equivalente de observaciones (K_{eq}) de la teoría de SAR [63],

$$K_{\text{eq}} = \frac{\mathbb{E}\{Z_{\text{DDM,max}}\}^2}{\mathbb{V}\{Z_{\text{DDM,max}}\}}. \quad (3.26)$$

Cuando el tiempo de integración coherente es mayor que el tiempo de coherencia resulta $K_{\text{eq}} = K$, aunque esto podría resultar en una reducción de la $\text{SNR}_{y_{\text{DDM}}}$ individual de cada integración coherente. Si se utiliza un tiempo de integración menor al de coherencia, hay correlación entre resultados consecutivos y entonces $K_{\text{eq}} < K$. Por este motivo, este parámetro es más representativo del verdadero nivel de ruido speckle cuando hay correlación entre integraciones consecutivas.

En efecto, este comportamiento puede ser verificado mediante simulación estocástica utilizando un modelo simple de señal con amplitud y fase variante en el tiempo. Se generó una señal GPS L1 C/A y por cada iteración de la simulación se la multiplica por una secuencia compleja aleatoria que se mantiene constante durante el tiempo de coherencia, tomando valores independientes y con distribución gaussiana de media nula en cada intervalo. Las tareas de procesamiento para el cálculo del DDM se implementaron de forma similar a lo realizado en [64] que será detallado en el Capítulo 4, lo que permite realizar correlaciones con tiempos de integración que no tengan una relación entera con el período de código. Para ello se desplaza la réplica local entre resultados consecutivos para mantener la sincronía con la señal recibida. Esto aumenta la complejidad en las tareas de procesamiento y afecta a las propiedades de ortogonalidad de las señales. Sin embargo, para el análisis llevado a cabo en este trabajo, nos permite analizar la dependencia con el tiempo de integración con una resolución menor a 1 ms. Estimamos K_{eq} utilizando 100 realizaciones de DDMs obtenidos como en (3.7) con $K = 1000$ para distintos valores de tiempo de integración coherente.

Las Figs. 3.18 y 3.19 muestran las curvas estimadas para dos casos con tiempo de coherencia 1 ms y 3 ms respectivamente. Con el modelo de señal utilizado en la simulación, se puede hallar fácilmente el valor teórico de K_{eq} , que se grafica junto con los valores estimados en cada caso. Vemos que efectivamente el número de observaciones equivalentes es menor a K para tiempos de integración menores al de coherencia, e igual cuando se utiliza uno mayor.

Nos interesa realizar una estimación de este tipo sobre las señales reales, pero la cantidad reducida de DDMs consecutivos disponibles con las mismas características no

3.4. TIEMPO DE COHERENCIA

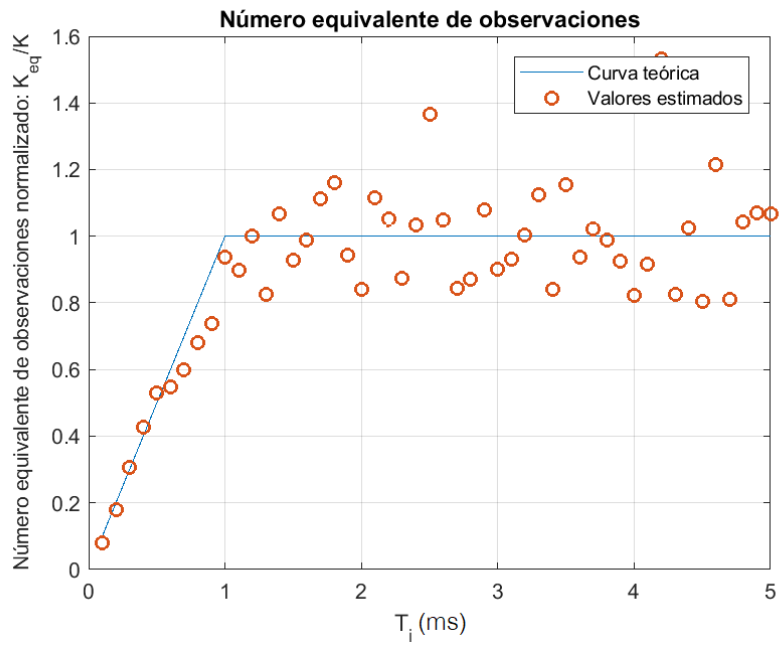


Figura 3.18: Número equivalente de observaciones - T_{coh} 1 ms.

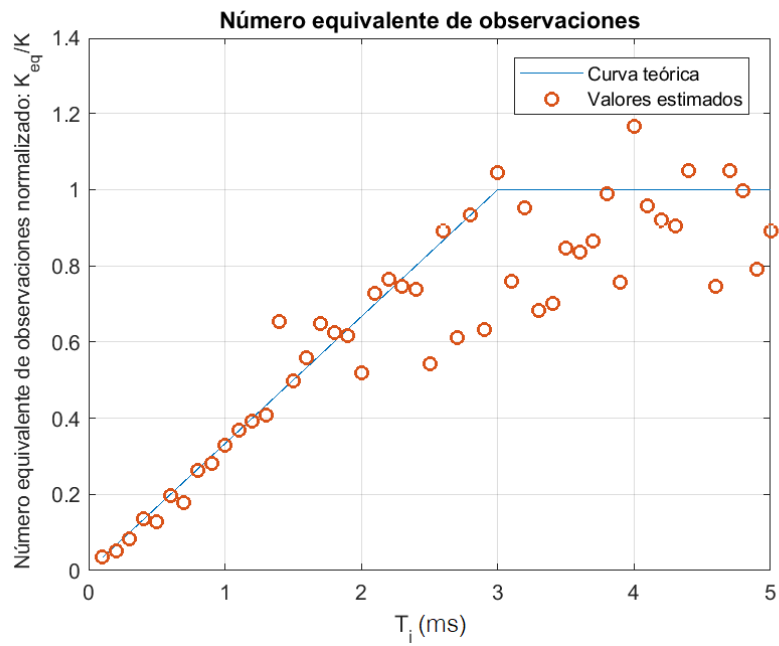


Figura 3.19: Número equivalente de observaciones - $T_{coh} = 3$ ms.

permite hacer buenas aproximaciones de la esperanza y varianza en (3.26). Por ello, definimos el coeficiente de correlación

$$\rho_1 = \frac{\mathbb{E}\{y_{k+1}(\tau_{\max}, f_{\max})y_k^*(\tau_{\max}, f_{\max})\}}{\mathbb{E}\{|y_k(\tau_{\max}, f_{\max})|^2\}}, \quad (3.27)$$

donde (τ_{\max}, f_{\max}) es el par retardo-Doppler del pico del DDM. Este parámetro indica la correlación estadística entre integraciones consecutivas y puede ser estimado utilizando los K resultados de cada DDM. En la Fig. 3.20 se muestran las curvas del

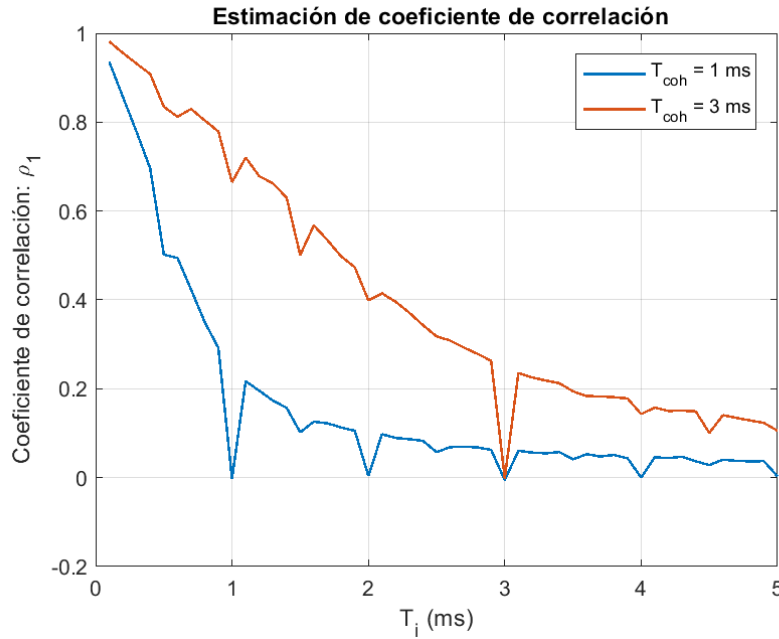


Figura 3.20: Coeficiente de correlación.

coeficiente de correlación estimado para los casos simulados, donde se ve que a medida que el tiempo de integración crece hasta acercarse al tiempo de coherencia de la señal, ρ_1 disminuye. También se aprecia la relación esperada con el número equivalente de observaciones, que aumenta a medida que el coeficiente de correlación entre resultados consecutivos se reduce hasta alcanzar el primer valor nulo posible. Puede ser necesario aclarar que debido al modelo simulado cuando el tiempo de integración coherente coincide con un número entero de tiempos de coherencia, las integraciones sucesivas son estadísticamente independientes.

Los resultados anteriores son útiles para comprender el comportamiento esperado frente a cambios en el tiempo de integración coherente, pero el modelo de señal utilizado

en la simulación no es completamente representativo de la señal GNSS reflejada. Como se mencionó en la Sección 3.3, el valor medio de $Z_{\text{DDM}}(\tau, f)$ depende de la integral espacial dentro del área delimitada por la WAF de la BRCS. En particular, Z_{max} resulta de la interacción de las componentes dentro de la región delimitada por $\pm 1/T_i$ en Doppler y ± 1 chip alrededor del SP aproximadamente. En [55] se afirma que el tiempo de coherencia de la señal reflejada en el océano está determinado por su dispersión Doppler, el cual está dado por la máxima diferencia de desviación Doppler dentro de la región que se integra. En situaciones de suficiente rugosidad, la BRCS se mantiene aproximadamente constante en el intervalo delimitado por la WAF alrededor del SP, siendo esta misma la que determina que las componentes que intervienen en el cálculo de ese punto del DDM tengan una separación máxima de $2/T_i$ en Doppler. De esta forma, vemos que en estas condiciones el tiempo de coherencia observado depende del tiempo de integración coherente. Si se utiliza un tiempo de integración lo suficientemente bajo, el área delimitada por la WAF excede a la zona brillante, y entonces sí es el fenómeno de reflexión quién determina el tiempo de coherencia. En los ensayos presentados con señales reales, se analizan resultados con tiempos de integración menores a 1 ms para verificar este comportamiento. Para reflexiones en superficies suaves, este fenómeno no se produce debido a la presencia de la componente coherente de la señal. En este caso, el tiempo de coherencia está dominado por la dinámica del sistema y no por la difusión de la señal durante el proceso de reflexión. Para observar este comportamiento en casos reales, analizamos registros de la misión CYGNSS con reflexiones sobre distintos tipos de superficie.

3.4.2. Análisis de casos con señales de la misión CYGNSS

La misión CYGNSS cuenta con una constelación de 8 satélites LEO con instrumentos GNSS-R que cubren la región intertropical del planeta [24]. Obtiene registros diarios de reflexiones de señales GPS desde 2018 hasta el presente. Los datos disponibles son en su mayoría DDMs procesados a bordo de los satélites de la constelación, recalibrados y empaquetados junto con toda la información relevante para su utilización por la comunidad científica. En menor cantidad, hay disponibles registros de señales de frecuencia intermedia con reflexiones en distintos tipos de superficie, que son los que utilizamos en el siguiente análisis. De esta forma, es posible experimentar con distintos tiempos de integración como se hizo con las señales simuladas. La implementación del cálculo de los DDMs es prácticamente la misma, con la consideración adicional de que con señales reales se debe tener en cuenta que debido a la dinámica del sistema, la ubicación de la reflexión en el plano retardo-Doppler va cambiando con el tiempo. Con la informa-

ción incluida en los metadatos de los registros es posible compensar esas variaciones. Se seleccionaron dos casos para el análisis. Ambos son de 1 minuto de duración, el registro 1 corresponde al 15 de agosto de 2017 y tiene reflexiones producidas sobre el océano Pacífico bajo el efecto de vientos de alta velocidad. El registro 2, del 23 de marzo de 2019, incluye reflexiones en tierra, que atraviesan zonas de montaña en Estados Unidos, regiones más llanas y atraviesa parte del río Mississippi. Con esta selección, comparamos la dependencia de los parámetros que presentamos anteriormente en cada escenario.

Mapas y curvas de resultados con señales reales

En primer lugar, se procesaron las señales de ambos registros obteniendo DDMs usando tiempo de integración coherente de 1 ms y no coherente de 1 s ($K = 1000$). Las Figs. 3.21 y 3.22 muestran la ubicación del SP de los DDMs calculados que traza el recorrido de la reflexión durante la duración de los registros.

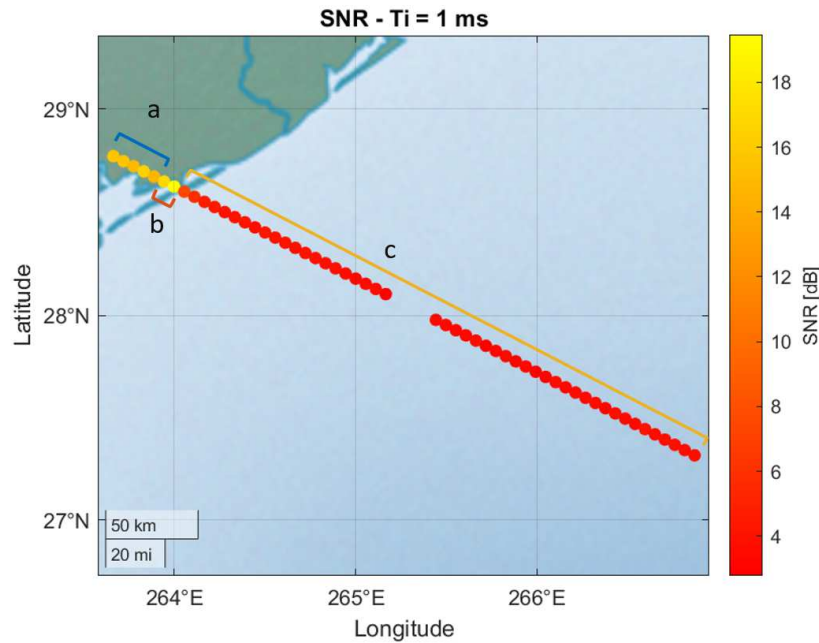


Figura 3.21: Trayectoria $SNR_{y_{DDM}}$ - registro 1.

El color de los puntos indica la $SNR_{y_{DDM}}$ estimada de cada DDM en la trayectoria. Para la estimación se hacen la siguientes aproximaciones:

$$Z_{DDM}(\tau, f) = \frac{1}{K} \sum_{k=0}^{K-1} |y_{DDM}^k(\tau, f)|^2 \simeq \mathbb{E}\{|y_{DDM}(\tau, f)|^2\}, \quad (3.28)$$

3.4. TIEMPO DE COHERENCIA

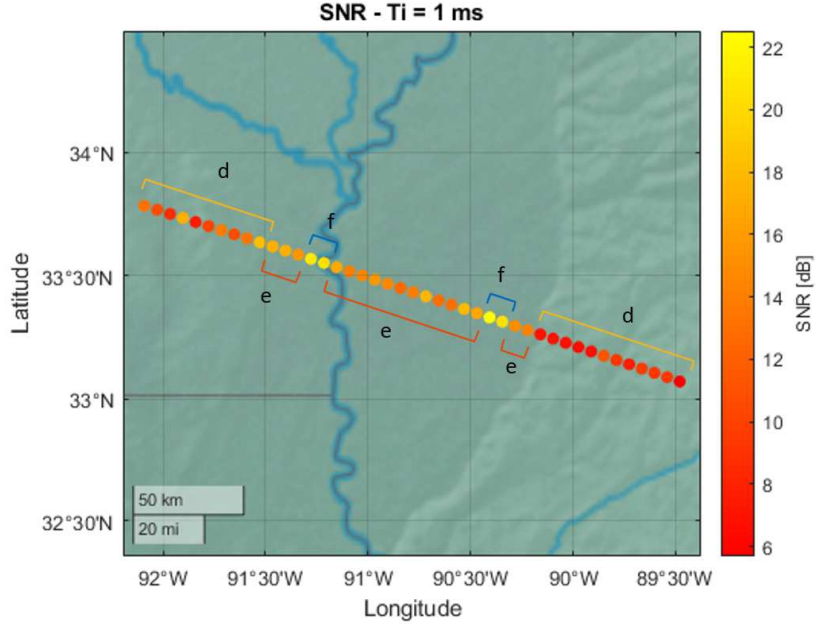


Figura 3.22: Trayectoria $\text{SNR}_{y_{\text{DDM}}}$ - registro 2.

$$Z_{\text{DDM},\text{max}} \simeq \max_{\tau, f} \mathbb{E} \left\{ |y_{s_{\text{ref}}}(\tau, f)|^2 \right\} + \mathbb{V} \{y_w(\tau, f)\}, \quad (3.29)$$

$$Z_{\text{DDM},w}(\tau, f) \simeq \mathbb{V} \{y_w(\tau, f)\}. \quad (3.30)$$

Por lo tanto,

$$\text{SNR}_{y_{\text{DDM}}} = \frac{\max_{\tau, f} \mathbb{E} \left\{ |y_{s_{\text{ref}}}(\tau, f)|^2 \right\}}{\mathbb{V} \{y_w(\tau, f)\}} \simeq \frac{Z_{\text{DDM},\text{max}} - Z_{\text{DDM},w}}{Z_{\text{DDM},w}} \quad (3.31)$$

En el primer caso se identifican tres regiones, la *a* corresponde a reflexiones en tierra, en particular esta es una zona llana, la *b* la clasificamos como reflexiones sobre agua de baja rugosidad, que parece corresponder a la bahía de Matagorda, y la *c* que clasificamos como océano abierto. Se puede apreciar que sobre este último conjunto se mantiene una $\text{SNR}_{y_{\text{DDM}}}$ homogénea de alrededor de 4 dBs que se eleva bruscamente cuando la reflexión llega a la región de agua calma y atraviesa la zona de tierra. En el registro 2 se ven valores más altos y diversos debido a las variantes en la superficie del suelo. Se identifican tres regiones distintas a lo largo de la trayectoria. Las regiones del conjunto *d* son montañosas, mientras que las del *e* es zona de tierra de baja rugosidad. El conjunto *f* está formado por una región que corresponde al cruce por el Río Mississippi y una segunda zona en la parte de tierra llana. Esta última aparenta estar en un estado de

alto contenido de agua porque presenta un comportamiento muy similar al de la zona del río. Para este análisis las consideramos como pertenecientes al mismo conjunto.

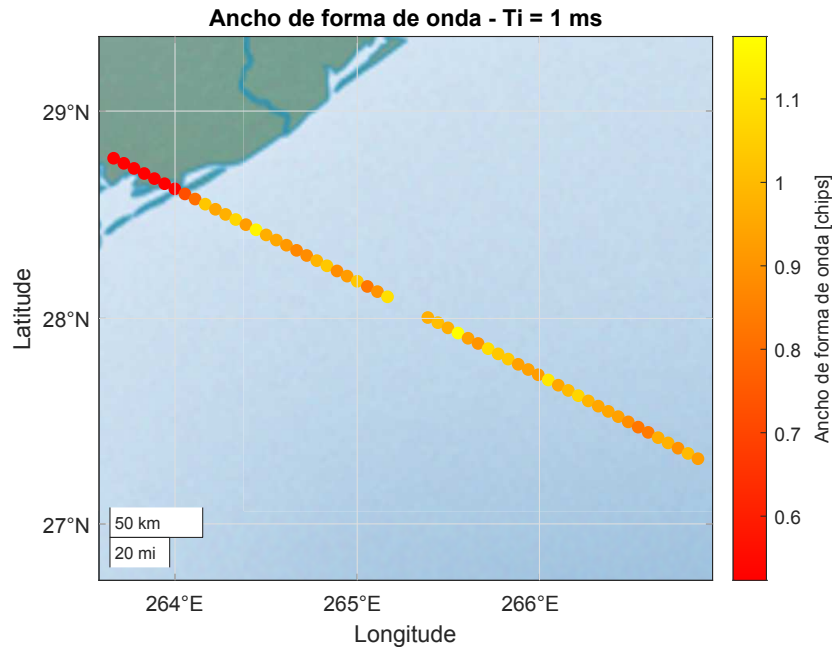


Figura 3.23: Trayectoria ancho de WF - registro 1.

Las Figs. 3.23 y 3.24 muestran el ancho de la WF y el coeficiente de correlación para cada DDM del primer caso, donde se verifica que las reflexiones difusas en el océano presentan una mayor dispersión en retardo que las reflexiones de las otras regiones. Como anticipamos, una WF angosta está vinculado con la presencia de una significativa componente coherente de la señal reflejada, que se verifica en estas figuras al ver que las reflexiones en tierra y agua con superficie suave presentan un coeficiente de correlación mayor que las reflexiones en el océano. Estas últimas prácticamente no tienen correlación entre integraciones consecutivas para un tiempo de integración coherente de 1 ms.

Las Figs. 3.25 y 3.26 muestran los mismos gráficos para el segundo registro. Aquí se visualiza cómo también en tierra la rugosidad de la superficie afecta a la coherencia y dispersión Doppler de la misma manera. En las zonas de tierra de mayor rugosidad, el tiempo de coherencia cae y la dispersión en retardo aumenta en relación a las zonas de tierra llana o alto contenido de agua.

Como siguiente paso, se realizó este mismo procedimiento cambiando el tiempo de integración coherente, desde 0.25 ms a 10 ms con saltos de 0.25 ms. En cada registro,

3.4. TIEMPO DE COHERENCIA

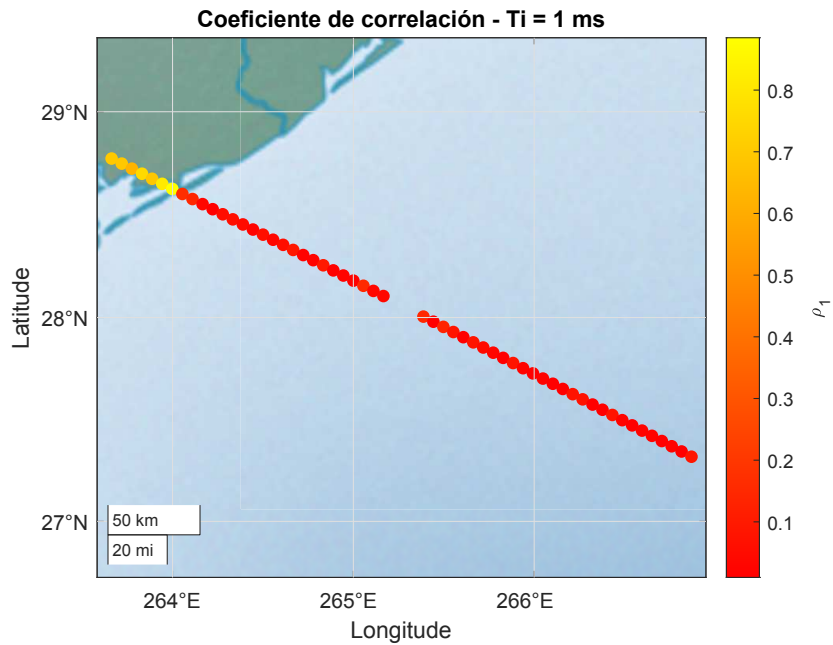


Figura 3.24: Trayectoria coeficiente de correlación - registro 1.

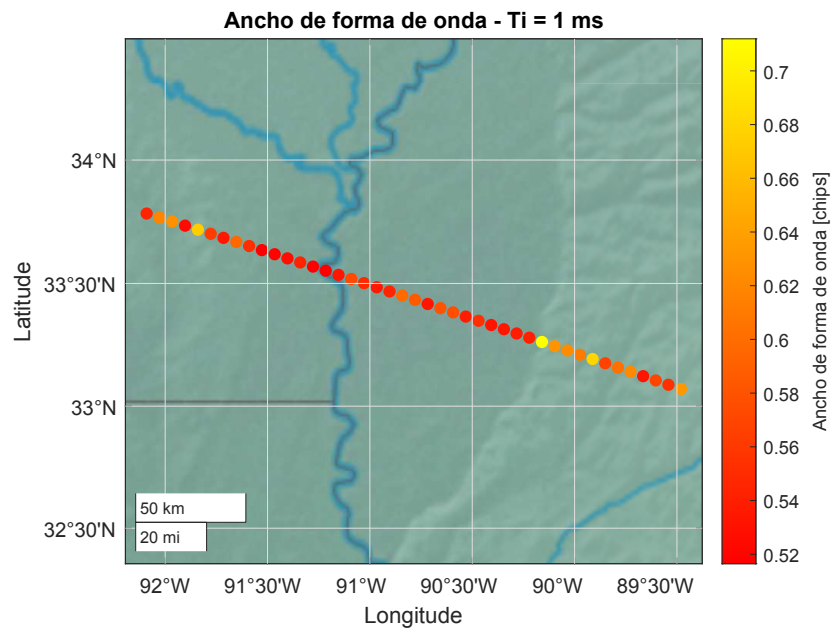


Figura 3.25: Trayectoria ancho de WF - registro 2.

se estimaron las curvas medias de $\text{SNR}_{y_{\text{DDM}}}$ y ρ_1 en función del tiempo de integración para cada región identificada.

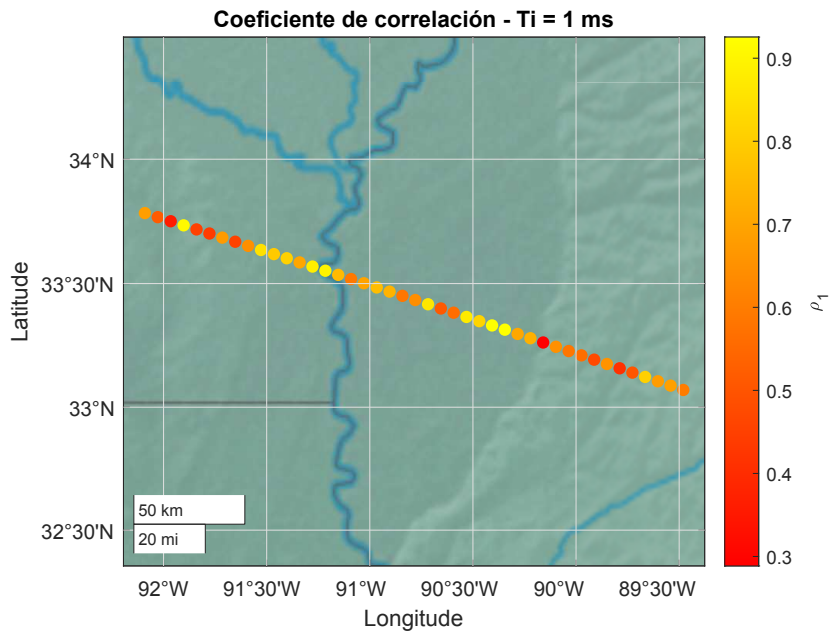


Figura 3.26: Trayectoria coeficiente de correlación - registro 2.

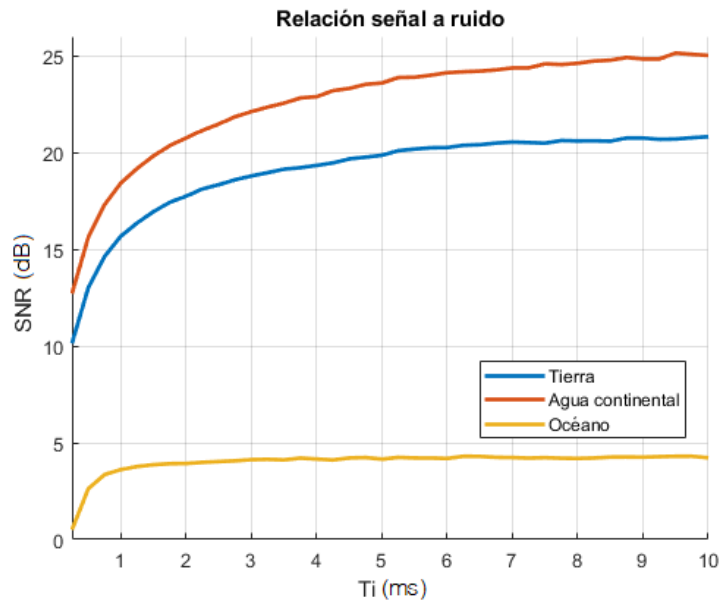


Figura 3.27: $SNR_{y_{DDM}}$ en función del tiempo de integración - registro 1.

En la Fig. 3.27 vemos que los DDMs de reflexiones en océano llegan rápidamente a al valor máximo de $SNR_{y_{DDM}}$. Con T_i entre 0.5 y 0.75 ms se logra una $SNR_{y_{DDM}}$ 1

3.4. TIEMPO DE COHERENCIA

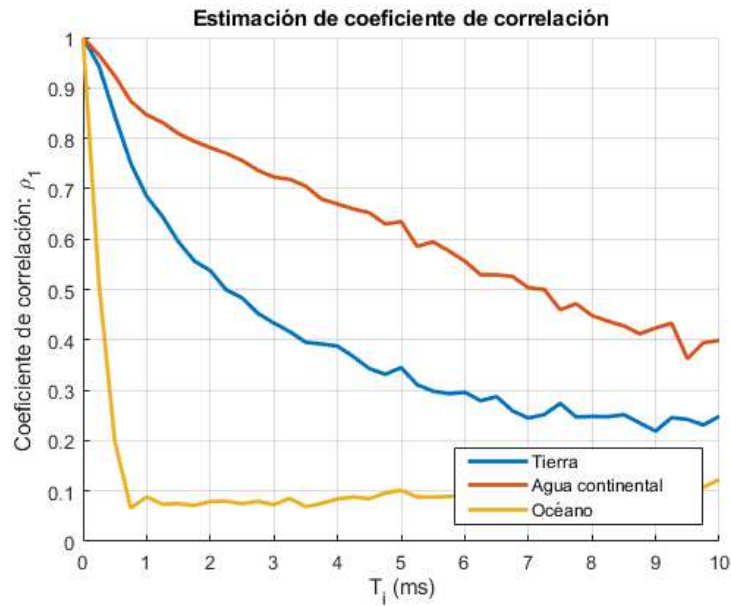


Figura 3.28: ρ_1 en función del tiempo de integración - registro 1.

dB menor que la máxima, mientras que en las otras dos regiones ese valor se logra para $T_i > 5$ ms. De la comparación de estas curvas, se aprecia que un aumento en el tiempo de integración implica una diferencia mayor de los valores de cada región, que se traduce en una posible mejora en el desempeño de algoritmos de clasificación basados en $\text{SNR}_{y_{\text{DDM}}}$. En [65] se propone un detector de señales con componente coherente fundamentado en este comportamiento. En la Fig. 3.28 se comparan las curvas del coeficiente de correlación en los tres conjuntos. Se puede apreciar que el coeficiente cae rápidamente para las señales reflejadas en el océano, mientras que decae lentamente en las señales en tierra y agua de la bahía, indicando que estas tienen un tiempo de coherencia mayor.

En las Figs. 3.29 y 3.30 se muestran estas mismas curvas para el segundo registro. En este caso, los tres conjuntos muestran mejoras en la $\text{SNR}_{y_{\text{DDM}}}$ con el aumento del tiempo de integración. Los valores más altos de $\text{SNR}_{y_{\text{DDM}}}$ corresponden a reflexiones en agua, mientras que los más bajos a los de tierra de alta rugosidad. Los tres casos llegan a 1 dB del valor máximo para $T_i > 5$ ms. En la Fig. 3.30 vemos que los conjuntos de reflexiones en tierra se comportan de forma similar, con una caída más brusca del coeficiente de correlación en las reflexiones en montaña debido a mayor rugosidad. El conjunto de las reflexiones en agua continental muestra una caída notablemente más lenta, lo que denota una presencia más importante de la componente coherente. Vemos

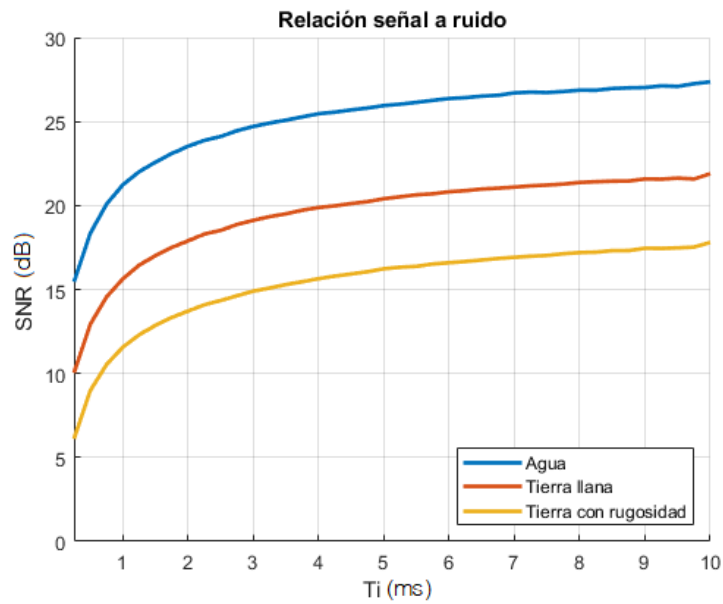


Figura 3.29: $SNR_{y_{DDM}}$ en función del tiempo de integración - registro 2.

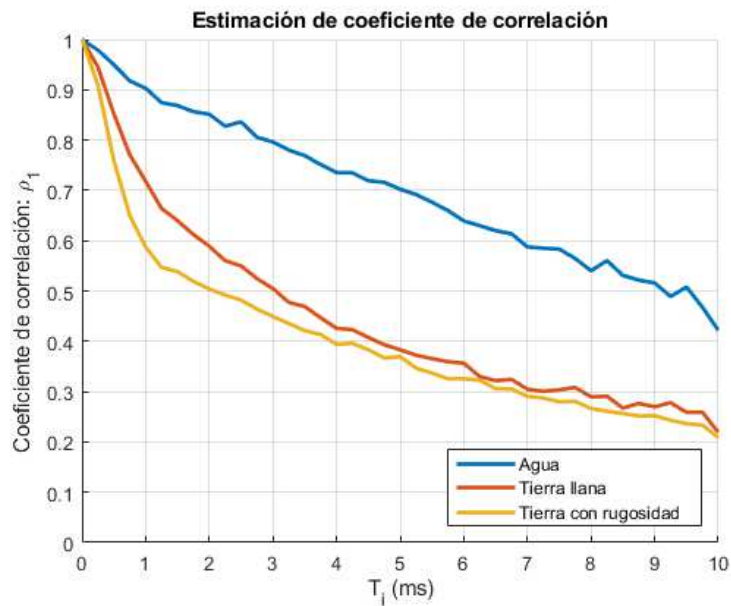


Figura 3.30: ρ_1 en función del tiempo de integración - registro 2.

que en esta situación, aumentar el tiempo de integración no incrementa la diferencia en las curvas de $SNR_{y_{DDM}}$ pero sí en las del coeficiente de correlación. Esta informa-

3.4. TIEMPO DE COHERENCIA

ción podría ser de gran utilidad para mejorar los algoritmos de sensado de humedad del suelo. Por otro lado, la rápida caída del coeficiente de correlación con el tiempo de integración en los ejemplos con reflexiones del océano verifican su naturaleza altamente no-coherente. Incluso muestra que el tiempo de coherencia puede llegar a ser menor que el milisegundo, esta característica se puede explotar para promediar más mediciones independientes sin pérdida de $\text{SNR}_{y_{\text{DDM}}}$ en cada integración, como se explicará en el capítulo siguiente.

4 Modelo estocástico y detección de señal GNSS-R

El análisis teórico y los resultados con señales reales de la sección anterior caracterizan el comportamiento de la señal GNSS reflejada. En este capítulo se plantea un modelo estocástico para representar la señal difusa reflejada en el océano de acuerdo a los resultados previos. Este modelo se utilizará para explorar alternativas de procesamiento de la señal GNSS-R desde el punto de vista de su detección.

4.1. Modelo de señal para reflexiones difusas

Como se describió previamente, una superficie reflectante absolutamente plana produce una reflexión puramente especular. La señal reflejada resultante sería una versión atenuada de la señal directa con un retardo de código τ_{sp} dado por la longitud del camino entre el satélite GNSS, la superficie del océano y el satélite LEO receptor, y una desviación de frecuencia por efecto Doppler f_{sp} que depende de sus velocidades relativas. En general, el mar está agitado debido al efecto del viento, entonces la señal reflejada es una composición no coherente de reflexiones que arriban desde ubicaciones dentro de la zona de brillo alrededor del SP. En consecuencia, la señal reflejada no se caracteriza por un solo par de retardo de código y Doppler como en el caso de la reflexión especular, sino que presenta un rango de valores dado por la extensión de la zona de brillo. El retardo y la distribución Doppler de la señal reflejada están determinados por las curvas equi-retardo y equi-Doppler como se describió en el Capítulo 3, que dependen de la geometría y la dinámica del sistema. La distribución de potencia dentro de la zona brillante se modela con la BRCS que depende del estado del océano, como también de la posición de los satélites y la superficie y sus velocidades relativas. En casos con baja velocidad de viento, la potencia se concentra alrededor del SP y se dispersa en casos de vientos más fuertes.

En este capítulo presentamos el modelo de señal que será utilizado en las derivaciones de los algoritmos presentados en esta tesis. El modelo se basa en la discretización de

la zona de brillo en una cuadrícula no uniforme, como se muestra en la Fig. 4.1, dada por las líneas equi-Doppler y equi-retardo proyectadas sobre la superficie del océano, de manera similar a [66]

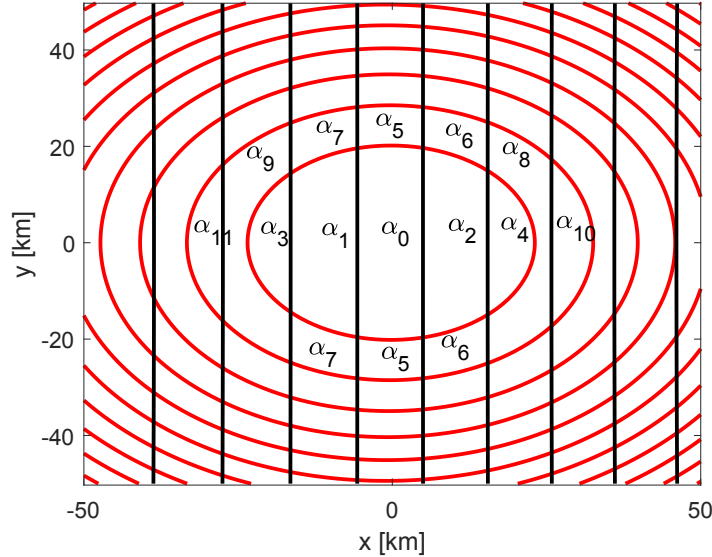


Figura 4.1: Curvas equi-retardo y equi-Doppler con separación de 1 chip y 500 Hz respectivamente.

Luego, la señal reflejada capturada por un satélite LEO se puede modelar como una combinación lineal de múltiples retornos o contribuciones que llegan a la antena desde el centro de cada celda dentro de la grilla. Llamamos tamaño de modelo M al número de contribuciones significativas que componen la señal reflejada total y usamos el subíndice m para referirnos a cada contribución individual. Estas contribuciones se caracterizan por su par retardo-Doppler (τ_m, f_m) relativo al del SP y definido por la posición de su celda correspondiente. Cada una tiene una amplitud compleja, α_m que modela su magnitud y fase resultante de la composición del campo reflejado dentro de la misma celda. La potencia media reflejada en cada celda, en un período de tiempo corto es modelada por el resultado de ZV en la ecuación (3.9). Ésta será máxima en las celdas cercanas al SP y decaerá en celdas lejanas, dependiendo de la geometría y el estado del océano. Como se aprecia en la Fig. 4.1, debido a que las curvas equi-Doppler y equi-retardo se intersectan en dos puntos, la composición de la señal para un dado par retardo-Doppler corresponde a reflexiones provenientes de dos celdas distintas, las cuales se identifican con una única amplitud compleja.

Retomando la descripción de la señal del Capítulo 3, podemos escribir la señal reflejada utilizando el modelo de contribuciones discretas. Considerando a la señal dividida

en K segmentos de N muestras cada uno, el k -ésimo segmento se expresa como

$$r_{ref}^k[n] = \sum_{m=0}^{M-1} \alpha_m^k c(nT - \tau_m - \tau_{sp}) e^{j2\pi(f_m + f_{sp})nT_m} + w^k[n] \quad n = 0 \dots N-1 \quad (4.1)$$

donde el superíndice k indica que los valores corresponden a dicho segmento. Para una representación más conveniente, utilizamos una forma vectorial del modelo de señal a través de las siguientes definiciones:

$$\boldsymbol{\alpha}^k = \begin{bmatrix} \alpha_0^k \\ \alpha_1^k \\ \vdots \\ \alpha_{M-1}^k \end{bmatrix}; \quad (4.2) \quad \mathbf{w}^k = \begin{bmatrix} w^k[0] \\ w^k[1] \\ \vdots \\ w^k[N-1] \end{bmatrix}; \quad (4.3)$$

$$\mathbf{c}_m(\tau, f) = \begin{bmatrix} c(-\tau - \tau_m) \\ c(T - \tau - \tau_m) e^{j2\pi(f_m + f)T_m} \\ \vdots \\ c((N-1)T - \tau - \tau_m) e^{j2\pi(f_m + f)(N-1)T_m} \end{bmatrix}; \quad (4.4)$$

$$\mathbf{C}(\tau, f) = [\mathbf{c}_0(\tau, f) \quad \mathbf{c}_1(\tau, f) \dots \mathbf{c}_{M-1}(\tau, f)]. \quad (4.5)$$

Entonces, la señal recibida la escribimos como,

$$\mathbf{r}_{ref} = \begin{bmatrix} r_{ref}[0] \\ \vdots \\ r_{ref}[N-1] \end{bmatrix} = \mathbf{C}_{sp} \boldsymbol{\alpha} + \mathbf{w} \quad (4.6)$$

donde

$$\mathbf{C}_{sp} = \mathbf{C}(\tau_{sp}, f_{sp}). \quad (4.7)$$

En general, se considera $\tau_0 = 0$ y $f_0 = 0$, es decir que la señal de código $\mathbf{c}_0(\tau, f)$ está centrada en el par retardo-Doppler (τ, f) de acuerdo a la ecuación 4.4. Estas definiciones se pueden utilizar para expresar los resultados de correlación de la ecuación (3.6) necesarios para el cálculo del DDM,

$$y_{DDM}^k(\tau, f) = \frac{1}{\sqrt{N}} \mathbf{c}_0^H(\tau, f) \mathbf{r}_{ref}^k. \quad (4.8)$$

La notación H representa transpuesto conjugado. De la misma forma, la expresión de la función que describe el DDM en la ecuación (3.7) queda descrita por,

$$Z_{DDM}(\tau, f) = \frac{1}{NK} \sum_{k=0}^{K-1} |\mathbf{c}_0^H(\tau, f) \mathbf{r}_{ref}^k|^2. \quad (4.9)$$

Las columnas de la matriz $\mathbf{C}(\tau, f)$ contiene las señales de código centradas en el conjunto de pares $\{(\tau + \tau_m, f + f_m)\}$, $m = 0..M - 1$. Se define la matriz de correlación determinística de las contribuciones que componen la señal como

$$\boldsymbol{\chi} = \frac{1}{N} \mathbf{C}(\tau, f)^H \mathbf{C}(\tau, f). \quad (4.10)$$

El elemento de la fila i y columna j de esta matriz es la WAF evaluada en la diferencia de retardo y desviación Doppler de las señales de código $\mathbf{c}_i(\tau, f)$ y $\mathbf{c}_j(\tau, f)$:

$$\chi_{ij} = \chi(\tau_j - \tau_i, f_j - f_i). \quad (4.11)$$

La matriz $\boldsymbol{\chi}$ no depende del par central (τ, f) , sólo de los valores retardo-Doppler del conjunto de contribuciones del modelo. Los elementos de su diagonal son 1, y los valores fuera de la diagonal serán significativos para aquellas contribuciones que tengan una separación de retardo menor a 1 chip y Doppler menor a $1/T_i$.

4.2. Adquisición GNSS-R: Método de integraciones cortas

En esta Sección analizamos el procesamiento estadístico desde el punto de vista de la detección de la señal reflejada, principalmente para establecer un criterio con el que comparar los distintos enfoques. El método de integraciones cortas es una primera propuesta en esta línea. Se basa en el comportamiento del tiempo de coherencia de señales reflejadas en el océano analizado en el Capítulo anterior. Debido a la rugosidad de la superficie reflectante se observaron tiempos de coherencia menor al milisegundo. Eso indica que realizando integraciones más cortas no se reduce significativamente la $\text{SNR}_{y_{\text{DDM}}}$ de las integraciones individuales como se define en la ecuación (3.19), pero esto se corresponde con un mayor número de resultados para la promediación no-coherente involucrada en el cálculo del DDM. En consecuencia, aumenta K sin una reducción de $\text{SNR}_{y_{\text{DDM}}}$ en la ecuación (2.28), lo que aumentaría la relación señal a ruido postprocesamiento $\text{SNR}_{Z_{\text{DDM}}}$.

El resultado en (3.25) indica que si efectivamente la relación $\text{SNR}_{y_{\text{DDM}}}$ no cambia al reducir el tiempo de integración, hay una ganancia en $\text{SNR}_{Z_{\text{DDM}}}$ debido a que se cuenta con un número K mayor para el mismo tiempo de señal promediado. El método de integraciones cortas presentado en esta Sección propone reducir el tiempo de integración de 1 ms a 0.5 ms: si no hay pérdida en $\text{SNR}_{y_{\text{DDM}}}$, habría una ganancia de 3 dB en $\text{SNR}_{Z_{\text{DDM}}}$ por contar con el doble de correlaciones para promediar en 1 segundo

de señal. Incluso si la degradación en $\text{SNR}_{y_{\text{DDM}}}$ no supera los 2 dB, habrá ganancia frente al método de integraciones de 1 ms como muestra la Fig. 4.2. Por otro lado, las integraciones más cortas implican una menor resolución en frecuencia, que en la adquisición representa una ventaja. En esta etapa no es de importancia crítica tener una estimación fina del SP, mientras que esa reducción en la resolución implica un barrido de menos puntos en el eje Doppler del plano y el cálculo de cada correlación es más rápido por usar un tiempo de integración más corto. Entonces, la reducción a la mitad del tiempo de integración disminuye significativamente el tiempo de procesamiento de un DDM. Para dar un sustento experimental al método, se utilizaron

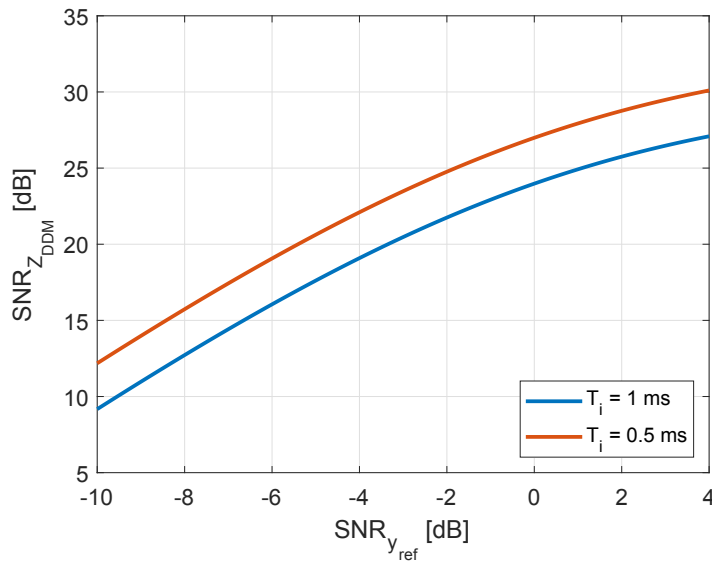


Figura 4.2: $\text{SNR}_{Z_{\text{DDM}}}$ en 1 segundo de señal procesada con distintos tiempos de integración.

señales reales de la misión TDS-1. Dicha misión consiste de un satélite LEO que, entre otros instrumentos, está equipado con un receptor GNSS-R con la capacidad de procesar los DDM en tiempo real de múltiples señales reflejadas y, además, registrar las muestras de frecuencia intermedia de la señal sin procesar. Los responsables de la misión dieron acceso público a algunos de estos registros de alrededor de 40 segundos, cada uno incluye varias reflexiones en el océano, de las cuales tres fueron utilizadas en este trabajo. Las señales a prueba corresponden a las de los satélites número 1 y 32, cuyas reflexiones fueron recolectadas el 27 de Enero de 2015 sobre el Océano Índico a 1600 km de la costa de Indonesia, y al 29 capturada el 2 de Febrero de 2015 sobre el Océano Pacífico a un poco más de 1000 km de las orillas de Canadá y Alaska.

4.2.1. Ganancia del método en señales reales

Para verificar la ganancia del método con las señales reales se implementaron algoritmos de estimación de las dos SNR definidas. Para ello se calcularon 10 DDM de 1 segundo de señal cada uno ($Z^i(\tau, f)$, $i = 1, 10$), tanto con 1 ms como con 0.5 ms de tiempo de integración en los 3 casos. Para la estimación se supuso que dentro de ese intervalo de 10 segundos el número de reflectores en cada celda no cambió significativamente.

La estimación de $\text{SNR}_{y_{\text{DDM}}}$ se realiza de la misma forma que en lo descrito en el Capítulo anterior, como indica la ecuación 3.31. Para la estimación de $\text{SNR}_{Z_{\text{DDM}}}$, en primer lugar se aproxima $E\{Z_{\text{DDM,max}}\}$ a la media muestral de los valores medidos en el máximo del DDM:

$$\bar{Z}_{\text{DDM,max}} = \frac{1}{10} \sum_{i=1}^{10} Z_{\text{DDM,max}}^i \approx E\{Z_{\text{DDM,max}}\} \quad (4.12)$$

Para estimar el nivel de ruido, en cada mapa se promedian los valores del DDM en la zona donde no hay señal presente (\bar{Z}_w^i), y para mejorar la estimación también se promedian esos 10 resultados:

$$\bar{Z}_w = \frac{1}{10} \sum_{i=1}^{10} \bar{Z}_w^i \approx \sigma_w^2 \quad (4.13)$$

También se usaron los 10 DDM para estimar la varianza de $Z_{\text{DDM,max}}$ y la relación $\text{SNR}_{Z_{\text{DDM}}}$ de la siguiente forma:

$$\hat{\sigma}_Z^2 = \frac{1}{9} \sum_{i=1}^{10} (Z_{\text{DDM,max}}^i - \bar{Z}_{\text{DDM,max}})^2 \approx \text{Var}\{Z_{\text{DDM,max}}\} \quad (4.14)$$

$$\hat{\text{SNR}}_{Z_{\text{DDM}}} = \frac{(\bar{Z}_{\text{DDM,max}} - \bar{Z}_n)^2}{\hat{\sigma}_Z^2} \quad (4.15)$$

Además, a modo de verificación del modelo utilizado, con los datos medidos se calculó la ecuación (2.28) con la estimación $\hat{\text{SNR}}_{y_{\text{DDM}}}$, obteniendo el valor teórico de la relación señal a ruido después del procesamiento, $\text{SNR}_{Z_{\text{DDM}}}^t$. Este valor se puede comparar entonces con el estimado directamente de los datos, $\hat{\text{SNR}}_{Z_{\text{DDM}}}$. La Tabla 4.1 muestra los resultados obtenidos en cada caso:

Las estimaciones son realizadas con pocas muestras, motivo por el cual presentan alta varianza. Pese a eso la Tabla 4.1 muestra fuerte evidencia de la fidelidad del modelo y ganancia obtenida con el método propuesto. Se observa que el valor de $\text{SNR}_{y_{\text{DDM}}}$ no

Cuadro 4.1: Resultados del método con señales reales.

SVN	T[ms]	$\hat{\text{SNR}}_{y_{\text{DDM}}}[\text{dB}]$	$\text{SNR}_{Z_{\text{DDM}}}^t[\text{dB}]$	$\hat{\text{SNR}}_{Z_{\text{DDM}}}[\text{dB}]$	$\hat{G}_{IC}[\text{dB}]$
1	1	-5.31	17.13	16.96	2.86
	0.5	-5.14	20.39	19.82	
29	1	-6.29	15.57	15.87	1.26
	0.5	-7.26	16.98	17.13	
32	1	-2.27	21.40	21.89	1.68
	0.5	-2.34	24.32	23.57	

cambia significativamente con el tiempo de integración en el caso de los satélites 1 y 32, y en el caso del 29 donde sí hay degradación apreciable, ésta no supera a 1 dB. Además, los valores teóricos $\text{SNR}_{Z_{\text{DDM}}}^t$ obtenidos con el modelo y las estimaciones de $\text{SNR}_{y_{\text{DDM}}}$ muestran una alta correspondencia con los valores estimados $\hat{\text{SNR}}_{Z_{\text{DDM}}}$. Por último, en la última columna de la tabla se muestra la ganancia estimada del Método de Integraciones Cortas, $\hat{G}_{IC} = \hat{\text{SNR}}_{Z_{\text{DDM}}}|_{T=0.5\text{ms}} - \hat{\text{SNR}}_{Z_{\text{DDM}}}|_{T=1\text{ms}}$, para los 3 casos, lo que verifica que el método propuesto mejora efectivamente la relación $\text{SNR}_{Z_{\text{DDM}}}$.

A modo demostrativo se presenta el DDM correspondiente al satélite 1, con tiempos de integración de 1 ms y 0.5 ms. En las Figs. 4.3a y 4.3b se puede apreciar que la potencia de la señal reflejada está distribuida en varios kHz en la dimensión Doppler, motivo por el cual hay una ganancia estimada de 2.86 dB al disminuir el tiempo de integración a la mitad. Esa ganancia se corresponde a una reducción en la varianza de la promediación no coherente de las correlaciones, que se puede observar en el suavizado del mapa de la Fig. 4.3b con respecto al de 4.3a.

4.3. Detección mediante GLRT para señales GNSS-R

Entendemos que la ganancia del Método de Integraciones Cortas se debe a que al usar un tiempo de integración menor el receptor se está adaptando mejor a la señal recibida. El filtrado espacial producto de las correlaciones con la réplica local deja fuera una porción menor de la potencia total recibida cuando se utiliza un tiempo de integración más chico que 1 ms. Esto nos indica que un algoritmo de procesamiento que se adapte a la distribución de potencia de la señal en el plano retardo-Doppler puede lograr un mejor desempeño en la adquisición de la señal GNSS-R. En esta Sección hallamos el detector de señales GNSS-R para reflexiones sobre el océano basado en el

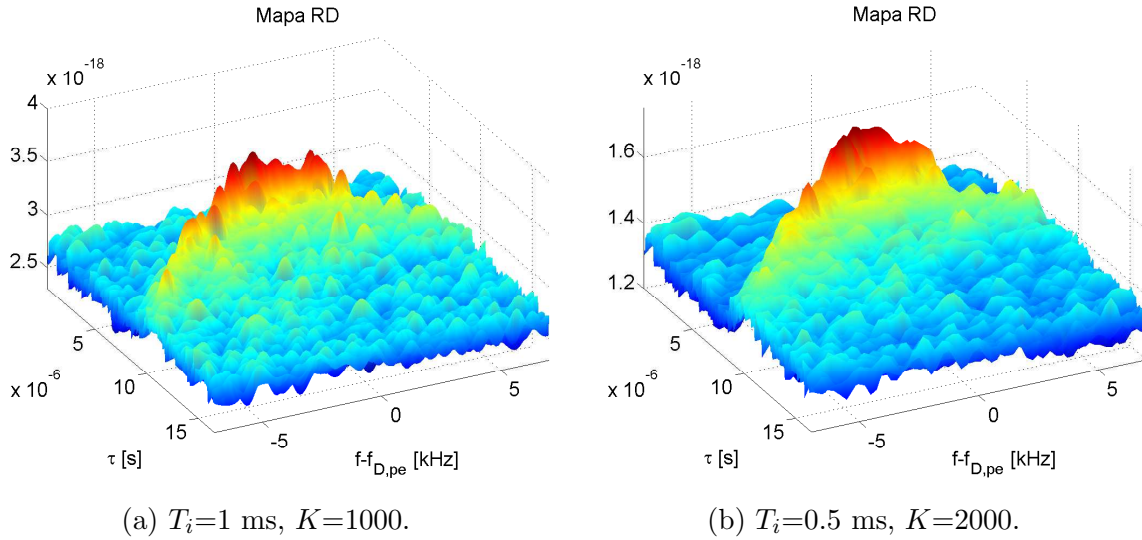


Figura 4.3: DDMs procesados con un segundo de señal, para el caso de 1 ms y el de 0.5 ms.

Test de Cociente de Verosimilitud Generalizado (GLRT, *Generalized Likelihood Ratio Test*) y para ello se utilizará el modelo presentado en la Sección 4.1.

En el problema de adquisición de señal GNSS-R el test es binario, donde la hipótesis nula (H_0) es la ausencia de señal y la alternativa (H_1) representa la presencia de señal, modelado de la siguiente manera

$$H_0 : \mathbf{r}_{ref}^k = \mathbf{w}^k \quad (4.16)$$

$$H_1 : \mathbf{r}_{ref}^k = \mathbf{C}_{sp}\boldsymbol{\alpha}^k + \mathbf{w}^k. \quad (4.17)$$

El procedimiento seguido por el DDM es heredado de la solución de este test para la señal de camino directo. Es decir, modelando la señal como (4.6) pero considerando $M = 1$, solo una contribución. Ese modelo se ajusta perfectamente a la señal de trayectoria directa y a la señal reflejada sólo si la superficie del océano es absolutamente plana (reflexión especular). Sin embargo, un modelo de contribuciones múltiples es una mejor representación de la señal reflejada en el océano en un caso general, por lo que un test de hipótesis que utilice ese modelo debería ser un mejor enfoque para el procesamiento de la señal recibida real.

Dado que se conocen las posiciones del satélite receptor LEO y del satélite GNSS transmisor, las líneas equi-retardo y equi-Doppler pueden determinarse con un modelo terrestre aproximado. Por tanto, el conjunto de pares retardo-Doppler, $\{\tau_m\}$ y $\{f_m\}$ $m = 0, \dots, M - 1$, relativo al SP que caracteriza a cada contribución a la señal re-

flejada puede considerarse conocido a priori. Por otro lado, el conjunto de amplitudes complejas α^k de estas contribuciones así como el par retardo-Doppler del SP (τ_{sp}, f_{sp}) de los que depende la matriz \mathbf{C}_{sp} , deben considerarse desconocidos. Con estas consideraciones, el modelo de detección de señales GNSS-R encaja en la detección de una señal determinística con parámetros desconocidos, como se describe en el Capítulo 7 de [67]. La matriz \mathbf{C}_{sp} es la estructura conocida y parte determinística de la señal, y el conjunto de amplitudes complejas (α^k) , y el par retardo-Doppler del SP (τ_{sp}, f_{sp}) son los parámetros desconocidos.

El GLRT es la prueba que satisface el criterio de Neyman-Pearson, cuando se utilizan los estimadores de máxima verosimilitud (MLE) de los parámetros desconocidos para obtener la distribución de la señal $p(\mathbf{r}_{ref}^k)$ bajo la hipótesis H_1 ,

$$L(\mathbf{r}_{ref}^k) = \frac{p(\mathbf{r}_{ref}^k; \hat{\alpha}^k, \hat{\tau}_{sp}, \hat{f}_{sp}, H_1)}{p(\mathbf{r}_{ref}^k; H_0)} \underset{H_0}{\overset{H_1}{\geq}} \gamma, \quad (4.18)$$

donde $\hat{\alpha}^k$, $\hat{\tau}_{sp}$ y \hat{f}_{sp} son los MLE. El criterio Neyman-Pearson maximiza la probabilidad de detección (P_D) para una probabilidad restringida de falsa alarma (P_{FA}).

Para la solución del test de hipótesis, en primera instancia se suponen τ_{sp} y f_{sp} conocidos. El MLE del vector de amplitudes se encuentra maximizando la distribución de la señal bajo la hipótesis H_1 en función de α^k , es decir,

$$p(\mathbf{r}_{ref}^k; \alpha^k, \tau_{sp}, f_{sp}, H_1) = \frac{1}{(\pi\sigma_w^2)^N} e^{-\frac{(\mathbf{r}_{ref}^k - \mathbf{C}_{sp}\alpha^k)^H(\mathbf{r}_{ref}^k - \mathbf{C}_{sp}\alpha^k)}{\sigma_w^2}}. \quad (4.19)$$

Y resulta en

$$\hat{\alpha}^k = (\mathbf{C}_{sp}^H \mathbf{C}_{sp})^{-1} \mathbf{C}_{sp}^H \mathbf{r}_{ref}^k = \frac{1}{\sqrt{N}} \boldsymbol{\chi}^{-1} \mathbf{y}_{sp}^k, \quad (4.20)$$

donde $\mathbf{y}_{sp}^k = \mathbf{y}^k(\tau_{sp}, f_{sp})$ es el vector de resultados de correlación entre la señal y las réplicas locales correspondientes al conjunto de retardos $\{\tau_m\}$ y desviación Doppler $\{f_m\}$ $m = 0, \dots, M - 1$ centrados en el par retardo-Doppler del camino de reflexión especular, de acuerdo con la siguiente definición,

$$\mathbf{y}^k(\tau, f) = \frac{1}{\sqrt{N}} \mathbf{C}^H(\tau, f) \mathbf{r}_{ref}^k = \begin{bmatrix} y_0^k(\tau; f) \\ y_1^k(\tau; f) \\ \vdots \\ y_{M-1}^k(\tau; f) \end{bmatrix}, \quad (4.21)$$

donde

$$y_m^k(\tau; f) = y_{\text{DDM}}^k(\tau + \tau_m; f + f_m). \quad (4.22)$$

Aplicando logaritmo a (4.18) y reemplazando con la expresión para el MLE encontrado $\hat{\boldsymbol{\alpha}}^k$, se obtiene el detector $T_{sp}^k(\mathbf{r}_{ref}^k)$, para el caso de τ_{sp} y f_{sp} conocidos,

$$\ln(L(\mathbf{r}_{ref}^k; \tau_{sp}, f_{sp})) = \frac{N\hat{\boldsymbol{\alpha}}^{kH}\boldsymbol{\chi}\hat{\boldsymbol{\alpha}}^k}{\sigma_w^2} \underset{H_0}{\overset{H_1}{\geq}} \gamma; \quad (4.23)$$

$$\begin{aligned} T_{sp}^k(\mathbf{r}_{ref}^k) &= T^k(\mathbf{r}_{ref}^k; \tau_{sp}, f_{sp}) = N\hat{\boldsymbol{\alpha}}^{kH}\boldsymbol{\chi}\hat{\boldsymbol{\alpha}}^k \\ &= \mathbf{y}_{sp}^{kH}\boldsymbol{\chi}^{-1}\mathbf{y}_{sp}^k \underset{H_0}{\overset{H_1}{\geq}} \sigma_w^2 \gamma = \gamma'. \end{aligned} \quad (4.24)$$

donde se introdujo la definición

$$T^k(\mathbf{r}_{ref}^k; \tau, f) = \mathbf{y}^{kH}(\tau, f)\boldsymbol{\chi}^{-1}\mathbf{y}^k(\tau, f). \quad (4.25)$$

Esta expresión en términos del vector de correlaciones $\mathbf{y}^k(\tau, f)$ se muestra porque es relevante por razones de implementación, como se explica en la Sección 4.3.2. Es importante notar que sólo depende de τ y f a través de $\mathbf{y}^k(\tau, f)$, ya que $\boldsymbol{\chi}^{-1}$ es independiente de estos parámetros.

La extensión de este detector al caso de τ_{sp} y f_{sp} desconocidos, se encuentra reemplazándolas por sus respectivos MLEs. Según la definición de MLE,

$$\begin{aligned} L(\mathbf{r}_{ref}^k) &= \frac{p(\mathbf{r}_{ref}^k; \hat{\boldsymbol{\alpha}}^k, \hat{\tau}_{sp}, \hat{f}_{sp}, H_1)}{p(\mathbf{r}_{ref}^k; H_0)} \\ &= \max_{\tau; f} \frac{p(\mathbf{r}_{ref}^k; \hat{\boldsymbol{\alpha}}^k, \tau, f, H_1)}{p(\mathbf{r}_{ref}^k; H_0)} \underset{H_0}{\overset{H_1}{\geq}} \gamma \end{aligned} \quad (4.26)$$

entonces, el detector GLRT ($T_{GLRT}^k(\mathbf{r}_{ref}^k)$) cuando τ_{sp} y f_{sp} son desconocidos es

$$\begin{aligned} T_{GLRT}^k(\mathbf{r}_{ref}^k) &= \max_{\tau, f} T^k(\mathbf{r}_{ref}^k; \tau, f) \\ &= \max_{\tau; f} \mathbf{y}^{kH}(\tau, f)\boldsymbol{\chi}^{-1}\mathbf{y}^k(\tau, f) \underset{H_0}{\overset{H_1}{\geq}} \gamma'. \end{aligned} \quad (4.27)$$

Por lo tanto, se debe realizar una búsqueda de máximo para un rango de valores de τ y f , calculando esta forma cuadrática para cada par retardo-Doppler. El valor correspondiente al máximo son los MLE de τ_{sp} y f_{sp} . Este proceso es similar al DDM pero el detector GLRT suma la potencia de correlación del total de las contribuciones de la señal reflejada, lo que sugiere una mejora en el rendimiento de detección cuando la potencia de la señal está realmente distribuida.

De la misma manera que se hace típicamente con el DDM, K de estos resultados consecutivos se suman al considerar la duración total de la señal, aumentando la SNR de postprocesamiento, obteniendo

$$Z_{\text{LM}}(\tau, f) = \frac{1}{K} \sum_{k=0}^{K-1} T^k(\mathbf{r}_{ref}^k, \tau, f). \quad (4.28)$$

El conjunto de amplitudes α^k se supone diferente en cada uno de los K resultados. $Z_{\text{LM}}(\tau, f)$ se puede representar en un plano retardo-Doppler de la misma forma que el DDM. El mapa obtenido se denominará a partir de ahora Mapa de Verosimilitud (LM, *Likelihood Map*) y su valor máximo es el estadístico GLRT,

$$\begin{aligned} Z_{\text{LM,max}} &= \max_{\tau;f} Z_{\text{LM}}(\tau, f) \\ &= \max_{\tau,f} \frac{1}{NK} \sum_{k=0}^{K-1} \mathbf{r}_{ref}^{kH} \mathbf{C}(\tau, f) \boldsymbol{\chi}^{-1} \mathbf{C}^H(\tau, f) \mathbf{r}_{ref}^k. \end{aligned} \quad (4.29)$$

4.3.1. Ganancia teórica

Suponiendo que se ha encontrado el máximo en τ_{sp} y f_{sp} , el estadístico GLRT se puede escribir como

$$Z_{\text{LM,max}} = \frac{1}{NK} \sum_{k=0}^{K-1} \mathbf{r}_{ref}^{kH} \mathbf{C}_{sp} \boldsymbol{\chi}^{-1} \mathbf{C}_{sp}^H \mathbf{r}_{ref}^k. \quad (4.30)$$

Se hace evidente que es una función cuadrática de un vector gaussiano. Normalizando por la varianza del ruido, su distribución es Chi-cuadrado central para la hipótesis nula y no central con parámetro de no centralidad λ_{LM} bajo H_1 ,

$$H_0 : Z'_{\text{LM,max}} = \frac{2}{\sigma_w^2} Z_{\text{LM,max}} \sim \chi_{2MK}^2 \quad (4.31)$$

$$H_1 : Z'_{\text{LM,max}} = \frac{2}{\sigma_w^2} Z_{\text{LM,max}} \sim \chi_{2MK}^2(\lambda_{\text{LM}}) \quad (4.32)$$

con

$$\lambda_{\text{LM}} = \frac{1}{K} \sum_{k=0}^{K-1} \frac{2N \alpha^{kH} \boldsymbol{\chi} \alpha^k}{\sigma_w^2}. \quad (4.33)$$

Desempeño de detección

A partir de las distribuciones asignadas a las hipótesis, se pueden encontrar las curvas de desempeño de detección P_D en función del parámetro λ_{LM} , para una probabilidad de falsa alarma dada P_{FA} ,

$$P_{FA} = P\{Z'_{LM,\max} > \frac{2}{\sigma_w^2}\gamma; H_0\} = Q_{\chi_{2MK}^2}\left(\frac{2}{\sigma_w^2}\gamma\right); \quad (4.34)$$

$$\begin{aligned} P_D &= P\{Z'_{LM,\max} > \frac{2}{\sigma_w^2}\gamma; H_1\} = Q_{\chi_{2MK}^2(\lambda_{LM})}\left(\frac{2}{\sigma_w^2}\gamma\right) \\ &= Q_{\chi_{2MK}^2(\lambda_{LM})}(Q_{\chi_{2MK}^2}^{-1}(P_{FA})), \end{aligned} \quad (4.35)$$

donde $Q_{\chi_{2MK}^2}(x)$ es la función complementaria de distribución acumulada correspondiente a una distribución Chi-Cuadrado central de $2MK$ grados de libertad, y $Q_{\chi_{2MK}^2(\lambda_{LM})}(x)$ correspondiente para el caso no central. El parámetro de no centralidad λ_{LM} es el denominado coeficiente de desviación del detector y representa la SNR de postprocesamiento del LM.

Los resultados anteriores asumen que el número de contribuciones utilizadas para el modelo de herradura a priori, denotado M_G , coincide con el de la señal reflejada M . Un caso particular es el DDM, que es el resultado de resolver el GLRT usando $M_G = 1$. Entonces, su estadístico es

$$Z_{DDM,\max} = \frac{1}{K} \sum_{k=0}^{K-1} |y_0^k(\tau_{sp}, f_{sp})|^2 = \frac{1}{NK} \sum_{k=0}^{K-1} |\mathbf{c}_{0,sp}^H \mathbf{r}_{ref}^k|^2. \quad (4.36)$$

En este caso, las distribuciones en (4.31) y (4.32) tienen $2K$ grados de libertad con parámetro de no centralidad

$$\lambda_{DDM} = \frac{1}{K} \sum_{k=0}^{K-1} \frac{2N|\alpha_{DDM}^k|^2}{\sigma_w^2} \quad (4.37)$$

$$\alpha_{DDM}^k = \frac{1}{N} \mathbf{c}_{0,sp}^H \mathbf{C}_{sp} \boldsymbol{\alpha}^k. \quad (4.38)$$

El producto $\mathbf{c}_{0,sp}^H \mathbf{C}_{sp}$ es la intercorrelación entre la señal de código del par (τ_0, f_0) con el conjunto completo de señales de código de las contribuciones. Es la primer fila de $\boldsymbol{\chi}$ como se define en la ecuación (4.10) que tiene entradas aproximadamente nulas para aquellas contribuciones que están a ± 1 chip o $\pm 1/T_i$ de distancia de $\tau_{sp} + \tau_0$ y $f_{sp} + f_0$ en el plano retardo-Doppler como resultado de la cuasi-ortogonalidad de la señal de

código. A diferencia del LM, el método tradicional sólo recoge la potencia de los aportes correspondientes al máximo del DDM y las que se encuentran en un rango restringido alrededor del SP, lo que se aprecia en el parámetro de no centralidad que determina el rendimiento.

Potencia total reflejada y ganancia media

La ganancia promedio en el desempeño de detección del método propuesto contra el DDM se analiza usando el modelo ZV [9] descrito en el Capítulo 3. Para definir la potencia reflejada total y determinar la ganancia promedio en el desempeño del método, seguimos este enfoque y consideramos aleatorio el vector de contribuciones $\boldsymbol{\alpha}^k$, con elementos independientes, de media nula y con matriz de covarianza dada por

$$\Gamma = E\{\boldsymbol{\alpha}^k \boldsymbol{\alpha}^{kH}\} = \begin{bmatrix} \gamma_0 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & \gamma_1 & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & \gamma_{M-1} \end{bmatrix}. \quad (4.39)$$

Estas son suposiciones razonables ya que la amplitud compleja de cada contribución representa la composición de la señal reflejada en un área grande limitada por la celda retardo-Doppler correspondiente, y por lo tanto pueden modelarse con fase distribuida uniformemente. Cada contribución corresponde a una celda diferente que no se superpone, lo que justifica la suposición de independencia. El elemento γ_m representa la potencia media de la m -ésima contribución y se puede obtener con el modelo ZV para una geometría y un estado del océano determinados. Entonces, definimos la potencia total reflejada como

$$P_R = \sum_{m=0}^{M-1} \gamma_m. \quad (4.40)$$

Usando (4.39) y (4.40) podemos determinar el desempeño promedio de ambos métodos. En el caso GLRT,

$$E\{\lambda_{LM}\} = \sum_{k=0}^{K-1} \frac{2N}{\sigma_w^2} E\{\boldsymbol{\alpha}^{kH} \boldsymbol{\chi} \boldsymbol{\alpha}^k\} = \frac{2KN}{\sigma_w^2} P_R, \quad (4.41)$$

donde se asumió que la distribución de $\boldsymbol{\alpha}^k$ es invariante en el intervalo de tiempo KT_i y son independientes entre integraciones consecutivas. En el caso de DDM, el resultado correspondiente es

$$E\{\lambda_{DDM}\} = \sum_{k=0}^{K-1} \frac{2N}{\sigma_w^2} E\{|\alpha_{DDM}^k|^2\} = \frac{2KN}{\sigma_w^2} P_{DDM}, \quad (4.42)$$

donde P_{DDM} es la parte de la potencia reflejada recolectada por el método de detección basado en DDM,

$$P_{DDM} = \frac{1}{N^2} \sum_{m=0}^{M-1} \gamma_m |\mathbf{c}_{0,sp}^H \mathbf{c}_{m,sp}|^2. \quad (4.43)$$

Se puede demostrar fácilmente que $P_{DDM} \leq P_R$, ya que $|\mathbf{c}_{0,sp}^H \mathbf{c}_{m,sp}|^2 \leq N^2$.

Para definir una medida de ganancia relativa, primero definimos F_λ como el cociente entre las ecuaciones (4.41) y (4.42),

$$F_\lambda = \frac{E\{\lambda_{LM}\}}{E\{\lambda_{DDM}\}} = \frac{P_R}{P_{DDM}} \geq 1. \quad (4.44)$$

Este cociente no determina directamente la ganancia en el desempeño de detección porque las distribuciones de los estadísticos involucradas en ambos métodos no son las mismas, difieren en el número de grados de libertad. Esto es consecuencia de que el GLRT recolecta mayor potencia de la señal reflejada, pero también involucra M veces más muestras de ruido en el procesamiento debido al modelo de múltiples contribuciones. Luego, para hacer una comparación justa, proponemos definir la ganancia de desempeño de detección de la siguiente manera:

$$G = \frac{E\{\lambda_{LM}\}/\lambda_{LM,\min}}{E\{\lambda_{DDM}\}/\lambda_{DDM,\min}} = \eta F_\lambda \quad (4.45)$$

donde $\lambda_{LM,\min}$ y $\lambda_{DDM,\min}$ son los valores mínimos del parámetro de no centralidad que logran una probabilidad de detección mínima requerida, $P_{D,\min}$, para una determinada P_{FA} como se indica en (4.35) con los grados de libertad correspondientes a cada método. $\eta(P_{D,\min}, P_{FA}, K, M_G)$ se define como el cociente de $\lambda_{DDM,\min}$ y $\lambda_{LM,\min}$. Se puede demostrar que η siempre es menor o igual a la unidad. Por lo tanto, G compara cuánta reducción en la potencia de la señal recibida se puede soportar con ambos métodos para que el rendimiento de detección siga cumpliendo el mismo criterio mínimo. Si $G > 1$, entonces el GLRT puede operar con menos potencia de señal que el DDM.

4.3.2. Resultados experimentales con señales de TDS-1

La ganancia definida en 4.45 depende de las amplitudes complejas de las contribuciones, que se consideran desconocidas en este trabajo. Sin embargo, el hecho de que el test GLRT utilice la potencia de varias contribuciones sugiere un mejor rendimiento de detección si la señal realmente está dispersa en el plano retardo-Doppler. Para verificar esto, estimamos la ganancia procesando señales reales de la misión TDS-1. Realizamos las estimaciones procesando nuevamente señales de FI de esta misión. Estos conjuntos

de datos, denominados L0, nos permiten realizar un procesamiento coherente de la señal e implementar el algoritmo, sin embargo, como se dijo previamente, hay pocos registros disponibles de este tipo.

Detalles de implementación

Los registros de señales de la misión TDS-1 se muestrean a una tasa $f_s = 16,367$ MHz y se centran en la frecuencia intermedia $f_{FI} = 4,188$ MHz. En la implementación realizada para este trabajo, la señal es diezmada por un factor $D = 4$ después de la conversión a banda base para reducir la carga de procesamiento. Para comparar entre la detección con DDM y LM, procesamos mapas para las mismas señales. Usamos el algoritmo FFT para el cálculo de las correlaciones del DDM lo que reduce significativamente el número de operaciones requeridas [68]. De manera análoga, dado que el cálculo del producto matricial de (4.25) en cada coordenada del LM implica una alta carga computacional, desarrollamos e implementamos un método rápido y más eficiente que realizar el cálculo por definición. Este método aprovecha que los elementos del vector de correlación pueden obtenerse seleccionando de un único plano de correlación coherente, como los calculados para el DDM, los valores correspondientes a las coordenadas dadas por los conjuntos τ_m y f_m $m = 0, \dots, M - 1$ que definen el modelo de herradura propuesto. En cada punto del LM, el algoritmo rápido selecciona el conjunto de valores correspondientes a esa coordenada (los valores de retardo-Doppler relativos son los mismos, pero la coordenada central (τ, f) del modelo de herradura cambia en cada punto) y calcula la forma cuadrática de (4.25). La matriz inversa χ^{-1} está definida por el modelo de herradura propuesto y se calcula una sola vez al inicio del algoritmo, ya que es independiente de la coordenada del mapa donde se calcula. Finalmente, el DDM y el LM se obtienen promediando K planos coherentes como indican 3.7 y 4.28, utilizando un tiempo de señal total $T_{total} = KT_i$. Además, ambos algoritmos alinean la señal procesada después de cada integración coherente para compensar el movimiento del SP debido a cambios en la geometría. Esto se logra mediante una regresión lineal de los retardos de los puntos máximos de DDM consecutivos. La información de la distribución de potencia en el plano se extrae de la media de 20 DDM, obtenida mediante el preprocesamiento de la señal. La grilla utilizada para discretizar el DDM y extraer el número y coordenadas de las contribuciones se define con una resolución Doppler de $1/2T_i = 500$ Hz y 0.5 chips para la resolución de retardo. Una implementación para una aplicación en tiempo real en la que se pretenda detectar la señal reflejada sin ningún procesamiento previo, debe utilizar la información de la geometría y un modelo de la Tierra, como se explicó anteriormente.

Estimación de ganancia

Reemplazando (4.21) en (4.30), podemos determinar la esperanza del estadístico del GLRT para ambas hipótesis:

$$\mathbb{E}\{Z_{\text{LM,max}}; H_0\} = MK\sigma_w^2 \quad (4.46)$$

$$\mathbb{E}\{Z_{\text{LM,max}}; H_1\} = \frac{\sigma_w^2}{2}\lambda_{\text{LM}} + MK\sigma_w^2 \quad (4.47)$$

Estas expresiones generales incluyen el caso del DDM si se reemplaza $Z_{\text{LM,max}}$ y λ_{LM} con $Z_{\text{DDM,max}}$ y λ_{DDM} , considerando $M = 1$. Entonces, se puede expresar la ganancia de potencia como se define en (4.45) usando estas ecuaciones:

$$\lambda_{\text{LM}} = \frac{\mathbb{E}\{Z_{\text{LM,max}}; H_1\} - \mathbb{E}\{Z_{\text{LM,max}}; H_0\}}{\sigma_w^2/2} \quad (4.48)$$

$$\lambda_{\text{DDM}} = \frac{\mathbb{E}\{Z_{\text{DDM,max}}; H_1\} - \mathbb{E}\{Z_{\text{DDM,max}}; H_0\}}{\sigma_w^2/2} \quad (4.49)$$

$$G = \frac{\mathbb{E}\{Z_{\text{LM,max}}; H_1\} - \mathbb{E}\{Z_{\text{LM,max}}; H_0\}}{\mathbb{E}\{Z_{\text{DDM,max}}; H_1\} - \mathbb{E}\{Z_{\text{DDM,max}}; H_0\}}\eta \quad (4.50)$$

Para estimar la ganancia se hacen las siguientes aproximaciones:

$$\mathbb{E}\{Z_{\text{LM,max}}; H_0\} \simeq \frac{1}{R} \sum_{r=0}^{R-1} Z_{\text{LM},w}^r \quad (4.51)$$

$$\mathbb{E}\{Z_{\text{LM,max}}; H_1\} \simeq \frac{1}{R} \sum_{r=0}^{R-1} Z_{\text{LM,max}}^r \quad (4.52)$$

$$\mathbb{E}\{Z_{\text{DDM,max}}; H_0\} \simeq \frac{1}{R} \sum_{r=0}^{R-1} Z_{\text{DDM},w}^r \quad (4.53)$$

$$\mathbb{E}\{Z_{\text{DDM,max}}; H_1\} \simeq \frac{1}{R} \sum_{r=0}^{R-1} Z_{\text{DDM,max}}^r \quad (4.54)$$

$$(4.55)$$

donde $Z_{\text{LM},w}^r$ y $Z_{\text{DDM},w}^r$ son los valores de los LM y DDM calculados en coordenadas donde no hay potencia de señal presente del r -ésimo mapa y $Z_{\text{LM,max}}^r$ y $Z_{\text{DDM,max}}^r$ son sus respectivos valores máximos. Reemplazando estas aproximaciones en (4.50) se estima la ganancia de la siguiente forma:

$$\hat{G} = \frac{\sum_{r=0}^{R-1} (Z_{\text{LM,max}}^r - Z_{\text{LM},w}^r)}{\sum_{r=0}^{R-1} (Z_{\text{DDM,max}}^r - Z_{\text{DDM},w}^r)}\eta \quad (4.56)$$

Resultados con registros de frecuencia intermedia

Los resultados presentados en esta sección corresponden al procesamiento de una de las tres colecciones de datos L0 proporcionadas como registros de muestra. La identificación del conjunto es RD16 y contiene, entre otros, tres casos de señales reflejadas en el océano correspondientes a los satélites SVN 1, SVN 4 y SVN 32. Estas señales son reflexiones simultáneas sobre el Océano Pacífico a 1800 km de la costa oeste de los Estados Unidos el 27 de enero de 2015. Según los datos del instrumento ASCAT a bordo del satélite MetOp-B de la ESA [69], la velocidad del viento en las inmediaciones de la posición del satélite es de unos 10 m/s aproximadamente 20 minutos después de la captura de las señales. Ese valor se toma como una referencia aproximada para la comparación, aunque es posible alguna variación en las ubicaciones de cada zona de brillo de la señal.

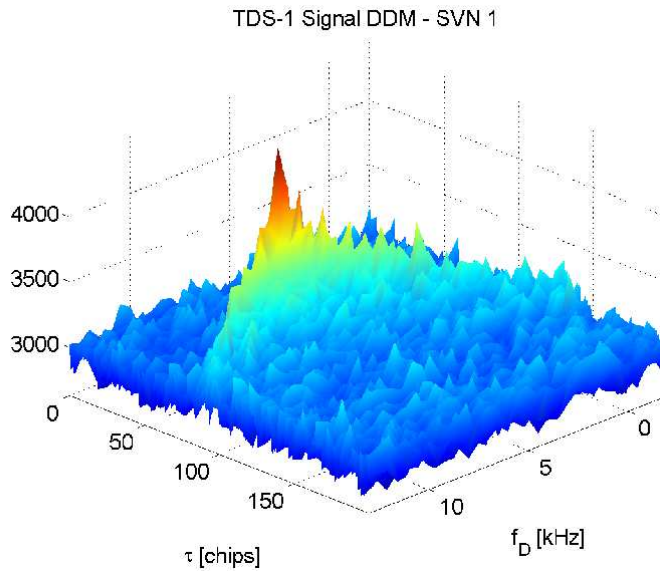


Figura 4.4: DDM - SVN 1.

Las Figs. 4.4 a 4.9 representan los DDM obtenidos para estas señales y sus respectivos LM usando un modelo de tamaño $M=61$ con contribuciones uniformemente separadas por 0.5 chips y $1/(2T_i) = 500\text{Hz}$. Se aprecia que con el algoritmo propuesto la varianza del ruido se reduce significativamente conservando un pico bien definido. La Tabla 4.2 enumera la ganancia estimada para estos casos con $P_{D,\min} = 0,999$ y $P_{FA} = 10^{-3}$:

Estos resultados muestran que usando el modelo a priori para procesar la señal, el enfoque LM podría cumplir con los requisitos mínimos con 3.8 a 5 dB menos SNR que usando DDM. Esto impacta directamente en la ganancia mínima de antena en el

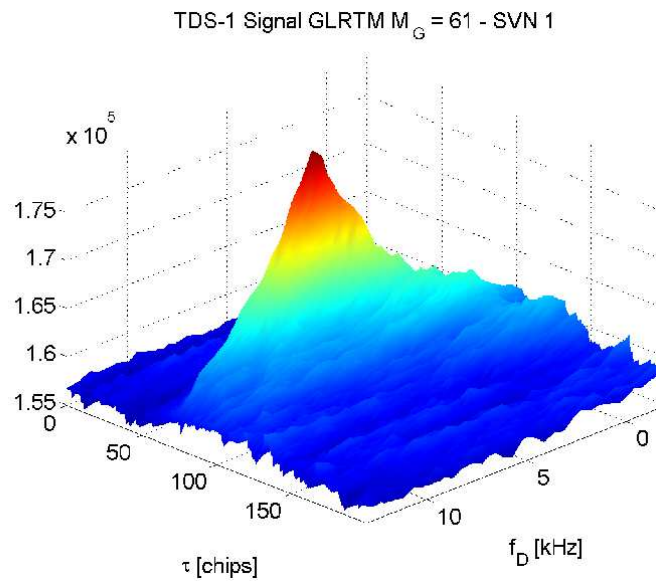


Figura 4.5: LM - SVN 1.

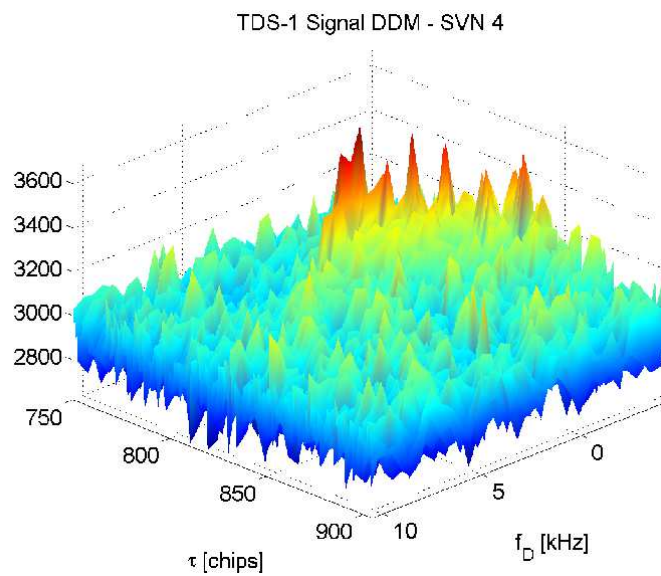


Figura 4.6: DDM - SVN 4.

receptor, por ejemplo, lo que lleva a requisitos de construcción menos restrictivos. La ganancia estimada para el caso de SVN 4 es mayor que los otros casos debido a que un efecto adicional está atenuando parte de las contribuciones que forman la herradura, probablemente debido a la forma del patrón de la antena. Esto se muestra claramente

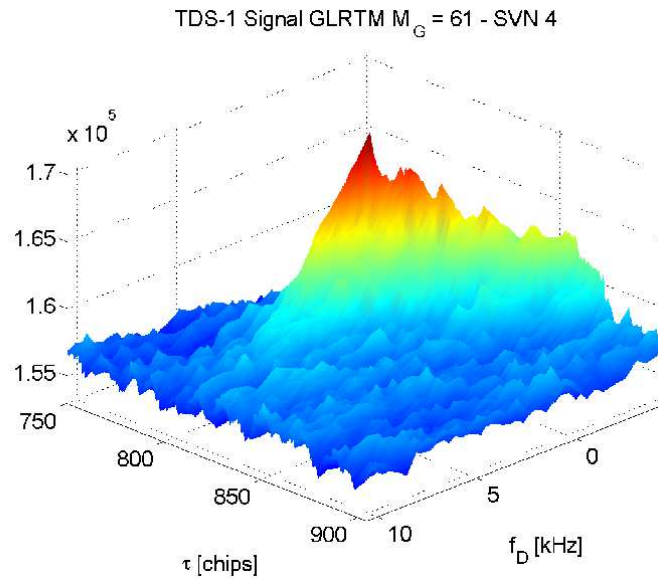


Figura 4.7: LM - SVN 4.

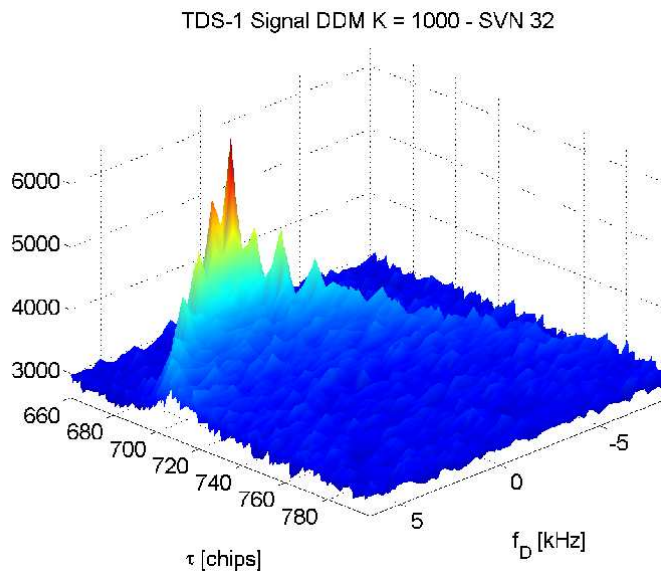


Figura 4.8: DDM - SVN 32.

en las Figs. 4.10 y 4.11. En consecuencia, esto distorsiona la distribución de potencia en el plano de retardo-Doppler con un máximo más atenuado en comparación con las contribuciones situadas en frecuencias Doppler más bajas. Esto afecta directamente el rendimiento utilizando el DDM y conduce a una mayor ganancia utilizando un enfoque

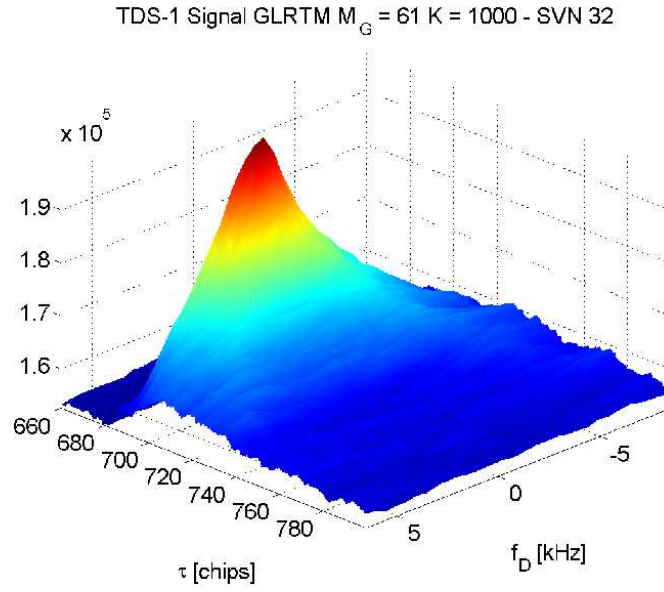


Figura 4.9: LM - SVN 32.

Cuadro 4.2: Ganancia estimada.

SVN	\hat{G} [dB]
1	4.04
4	5.09
32	3.81

más elaborado como el método GLRT. Además, la ganancia de potencia estimada anteriormente también indica que la detección mediante el GLRT cumple los requisitos mínimos con un tiempo de señal total menor. La figura 11 muestra el DDM obtenido después de $K_{DDM} = 450$ resultados promediados. Usando un enfoque similar al de (4.52) para estimar el parámetro de no centralidad y de acuerdo con (4.35), la probabilidad de detección es aproximadamente igual a $P_{D,\min} = 0,999$. La detección usando GLRT que se muestra en la Fig. 4.11 logra el mismo rendimiento promediando $K_{LM} = 55$ resultados. Eso es una reducción del tiempo de señal requerido para cumplir con la probabilidad de detección mínima de 8.18 veces. La Fig. 4.12 muestra el DDM obtenido promediando el mismo número de resultados de correlación. Es muy difícil discernir la señal del ruido de fondo, lo que implica un rendimiento de detección deficiente.

Generalmente, los receptores GNSS-R que procesan la señal en tiempo real a bordo de los satélites LEO utilizan un método de seguimiento de la señal reflejada a lazo abierto.

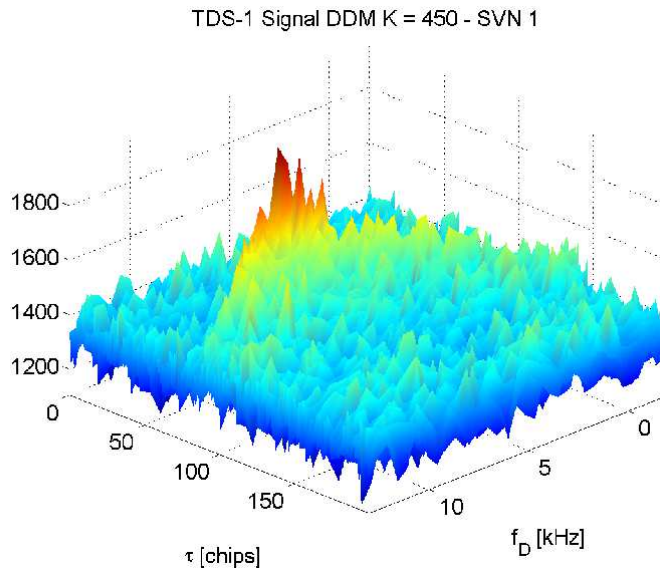


Figura 4.10: DDM – $K_{DDM}=450$.

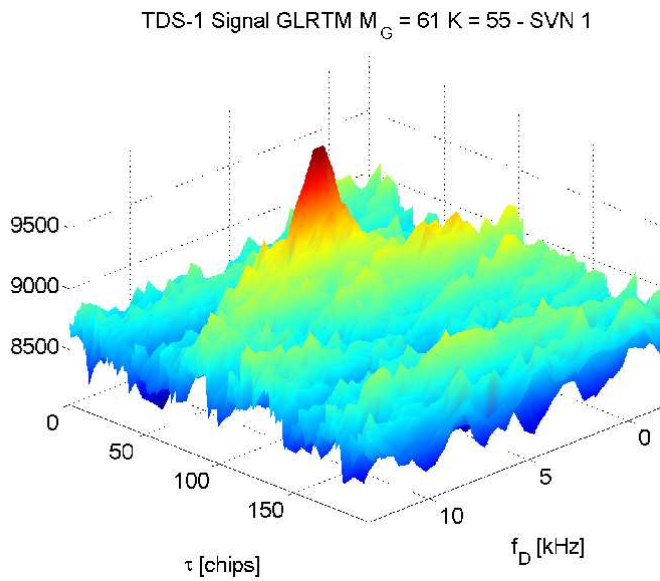


Figura 4.11: LM – $K_{LM}=55$.

Con la información de posición de los satélites y un modelo de Tierra pueden realizar una estimación inicial de la posición del SP en el plano retardo-Doppler. Esto se utiliza para reducir el espacio de búsqueda en el cálculo de los DDMs. Además, la probabilidad de detección en el DDM para los valores de SNR postprocesamiento que son necesarios

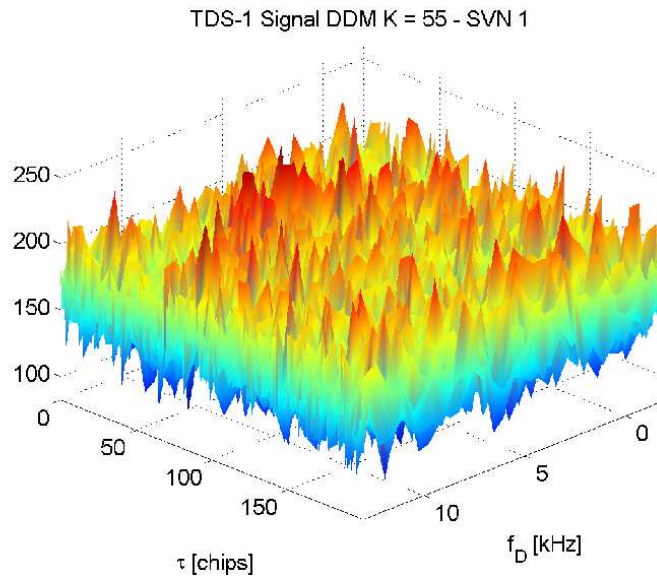


Figura 4.12: DDM – $K_{DDM}=55$.

para tener buenas estimaciones de los parámetros geofísicos es prácticamente 1. Es decir que en un sistema práctico la detección de la señal no es el factor limitante, sino la calidad de los resultados obtenidos de los observables del DDM o una eventual alternativa LM. Es por esto que, de la misma forma que utilizando un modelo más adecuado de la señal nos condujo a un algoritmo más eficiente en el problema de detección, nos proponemos extender ese enfoque para la estimación del retardo de la señal reflejada en altimetría oceánica.

5 Estimación ML en altimetría oceánica

Muchas técnicas GNSS-R utilizan observables obtenidos del DDM, por ejemplo, su SNR y volumen están relacionados con la rugosidad de la superficie del océano y la velocidad del viento que la afecta [10], también en estudios recientes usando receptores en satélites, se ha demostrado que la SNR está relacionada con el contenido de agua en la superficie reflectante, lo que permite estimar la humedad del suelo a partir de ella [70]. En altimetría oceánica, el objetivo es estimar la altura de la superficie del mar a través de la diferencia en la longitud del camino de la señal directa y reflejada. Por lo general, la componente coherente de la señal reflejada es muy débil debido a la reflexión difusa sobre la superficie del océano, lo que hace que el seguimiento de la fase de la portadora no sea práctico en esos casos. Por tanto, las técnicas de altimetría de código utilizan el retardo de la señal de código con respecto a la directa, que se puede estimar a partir del propio DDM o de su WF. La fase de la portadora de la señal sólo se puede utilizar para realizar mediciones de altimetría con mayor precisión cuando la señal tiene una fuerte componente coherente, lo que sólo ocurre en condiciones especiales [71].

Los receptores GNSS-R deben medir el retardo relativo entre la señal reflejada y la directa. Esta medición tiene una componente geométrica dada por la longitud de los caminos recorridos por ambas señales, pero también está afectada por retardo ionosférico, errores en el propio instrumento y ruido. Suponiendo que es posible separar, corregir o reducir las componentes no geométricas de la medición, se puede extraer una medición de la posición vertical de la superficie del océano, usualmente conocida como solución altimétrica, representada en la Fig. 5.1 por la magnitud h_{ref} . Su valor corresponde a una promediación de las alturas instantáneas dentro de la huella de la señal reflejada. Esta medición instantánea se aparta del nivel medio del mar (NMM) debido a mareas locales, presión atmosféricas, cambios en las corrientes, remolinos y viento. La variación de la altura de la superficie del océano con respecto a la del NMM determinado por el geoide se denomina topografía dinámica. Estas magnitudes generalmente se representan referenciadas a un modelo de Tierra como el de elipsoide de

WGS84. El receptor GNSS-R, a partir de la estimación del retardo de código de la señal obtiene una medición de la altura instantánea h_{ref} . Luego, ubicando el SP al que corresponde la medición y utilizando los modelos de Tierra apropiado, se calcula la topografía dinámica resultante.

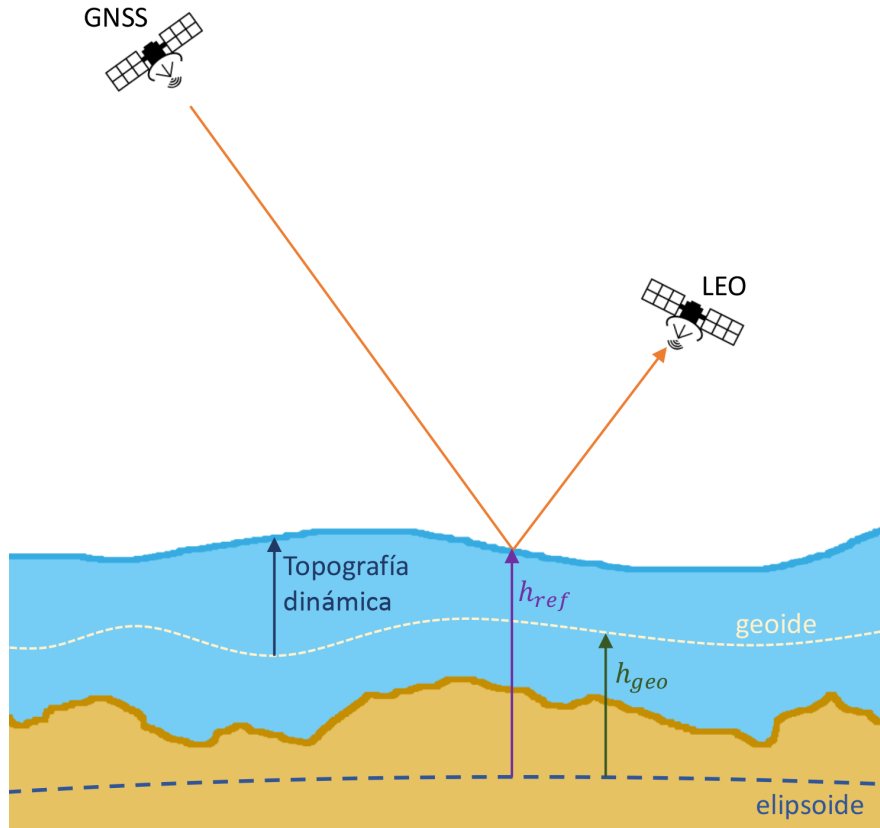


Figura 5.1: Diagrama de geometría biestática para altimetría oceánica.

Hay muchos algoritmos disponibles para realizar la estimación del retardo del código. El más sencillo es MAX, siguiendo la notación en [43], que consiste en rastrear el retardo correspondiente al máximo de la WF. Esta es una buena solución si la superficie reflectante fuera plana, sin embargo, presenta poca precisión y está sesgada cuando se aplica a la señal GNSS-R dispersa sobre la superficie del océano. El método DER supera a MAX en términos de precisión al rastrear el máximo de la derivada de la WF y brinda una estimación más cercana al valor de retardo del SP en reflexiones difusas. El método de seguimiento que presenta el mejor rendimiento según [43] es p70, que es una modificación del MAX que rastrea el 70 % del valor máximo de WF. La figura 5.2 muestra un WF generado con el modelo ZV y ruido sintético, y los puntos

de seguimiento MAX y p70.

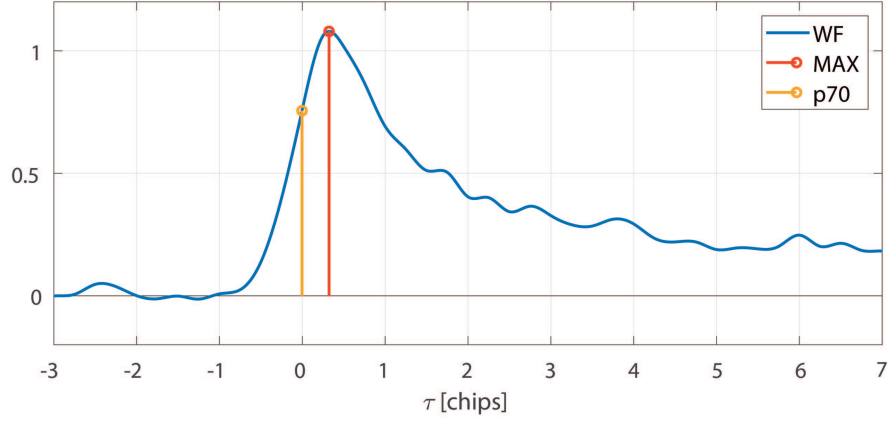


Figura 5.2: WF y puntos de seguimiento.

Estudios recientes proponen métodos basados en ajustar parámetros de un modelo ZV que logran un mejor desempeño altimétrico a expensas de una mayor demanda computacional en casos de alta SNR o con un componente coherente presente [72]. Sin embargo, estas mejoras no se muestran en casos de reflexiones altamente difusas como los considerados en esta tesis. Por ello, utilizamos el algoritmo p70 como representativo del estado del arte y como algoritmo de comparación ya que su desempeño es similar a estos métodos más complejos, manteniendo una implementación simple.

En este capítulo proponemos utilizar los estimadores de máxima verosimilitud hallados en la derivación del método GLRT para el seguimiento del retardo de la señal en aplicaciones de altimetría.

5.1. Estimador de máxima verosimilitud: seguimiento LM

Para derivar formalmente un estimador para el valor de retardo de código del SP, seguimos la teoría MLE aplicada al modelo presentado en el Capítulo 4. De acuerdo con esa representación, la densidad de probabilidad conjunta de las N muestras de señal está dada por la ecuación (4.19). Definimos la función logarítmica de verosimilitud (LF) tomando el logaritmo natural de la distribución mencionada y considerando sólo los términos que dependen de los parámetros a estimar,

$$l(\boldsymbol{\alpha}^k, \tau_{sp}, f_{sp}) = -(\mathbf{r}_{ref}^k - \mathbf{C}_{sp}\boldsymbol{\alpha}^k)^H(\mathbf{r}_{ref}^k - \mathbf{C}_{sp}\boldsymbol{\alpha}^k). \quad (5.1)$$

Nuevamente, el par retardo-Doppler del SP (τ_{sp}, f_{sp}) se considera desconocido así como el conjunto de amplitudes complejas que modela la magnitud y fase de cada contribución en el k -ésimo segmento de señal, representado en el vector $\boldsymbol{\alpha}^k$ como se define en (4.2).

En el Capítulo anterior se halló el MLE de $\boldsymbol{\alpha}^k$ bajo estas condiciones, expresado en la ecuación 4.20. Con este estimador, obtenemos los MLEs $(\hat{\tau}_{sp}, \hat{f}_{sp})$ reemplazando la expresión (4.20) en la LF y maximizándola, dando

$$l(\hat{\boldsymbol{\alpha}}^k, \hat{\tau}_{sp}, \hat{f}_{sp}) = \max_{\tau, f} (\mathbf{y}^k(\tau, f))^H \boldsymbol{\chi}^{-1} \mathbf{y}^k(\tau, f). \quad (5.2)$$

Por lo tanto, la solución implica realizar una búsqueda bidimensional del máximo de la expresión anterior.

Al tomar en cuenta la señal completa, es decir los K segmentos de longitud N , la búsqueda se realiza sobre la promediación no-coherente de resultados consecutivos de (5.2), que es el LM como se definió en la ecuación (4.28). Esa misma ecuación se puede expresar en función de los resultados de correlación coherente,

$$Z_{LM}(\tau, f) = \frac{1}{K} \sum_{k=0}^{K-1} (\mathbf{y}^k(\tau, f))^H \boldsymbol{\chi}^{-1} \mathbf{y}^k(\tau, f). \quad (5.3)$$

El valor de retardo correspondiente a su máximo es el estimador MLE $\hat{\tau}_{sp}$. A este método lo denominamos seguimiento LM y se basa en estimaciones de este observable en LMs consecutivos.

5.1.1. Limitaciones del método

El seguimiento LM es un método alternativo al DDM que utiliza una mayor parte de la potencia total reflejada a través de la combinación de los resultados complejos de correlación cruzada según el modelo de la señal, teniendo en cuenta la dispersión debida a la WAF. Es un enfoque de preprocesamiento en el sentido de que utiliza las muestras de señal sin procesar para calcular el LM y también la mejor solución de acuerdo con los criterios de MLE. Sin embargo, no presenta ninguna mejora en el rendimiento de la altimetría en comparación con los algoritmos basados en observables DDM, que comprobamos al usarlo con señales simuladas y datos reales sin procesar de TDS-1. Este resultado decepcionante puede entenderse debido a la baja SNR de la señal reflejada. La estimación del vector de amplitud se realiza implícitamente en el cálculo del LM, como se describe en (5.3). Los niveles de SNR de cada resultado de correlación observados en datos reales de TDS-1 y CYGNSS son demasiado bajos

para realizar estimaciones de amplitud adecuadas, lo que a su vez afecta la precisión del estimador $\hat{\tau}_{sp}$. Asumiendo la distribución en (4.19), la SNR necesaria para obtener una estimación a través de una integración de 1 ms dentro de un 10 % de error y 90 % de confianza es de alrededor de 45 dB, es decir 25 dB superior a los valores de SNR observados, que se presentan en la Fig. 5.3. Esto significa que aunque el LM es la mejor solución en el sentido de MLE, su rendimiento se aparta del óptimo en este problema particular debido a la baja potencia de su señal [73]. Sin embargo, es posible plantear algunas modificaciones de este algoritmo para lograr un mejor rendimiento.

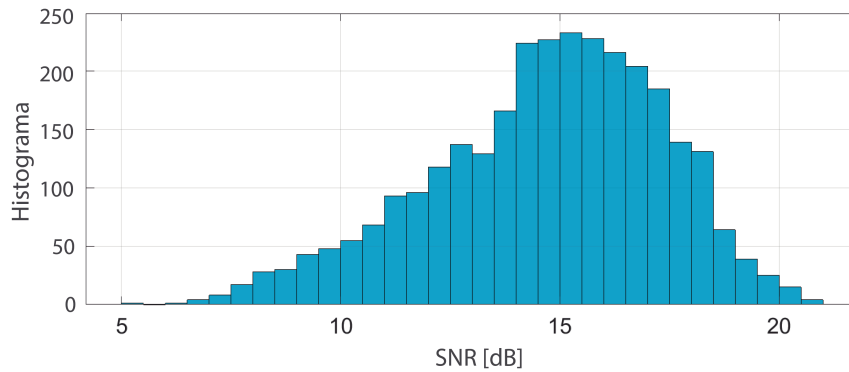


Figura 5.3: Histograma de valores de SNR observados - DDMs de CYGNSS.

5.2. Estimador modificado: seguimiento MLM

Suponiendo que la separación de los valores Doppler de retardo de las contribuciones en el modelo de señal es mayor que la dispersión WAF, es decir

$$|\tau_m - \tau_l| \geq T_c \quad m, l = 0 \dots M - 1 \quad m \neq l \quad (5.4)$$

$$|f_m - f_l| \geq \frac{1}{T_i} \quad m, l = 0 \dots M - 1 \quad m \neq l, \quad (5.5)$$

donde T_c es la duración del chip en la señal del código y T_i el tiempo de integración coherente, la matriz χ se convierte en una matriz identidad de tamaño $M \times M$. Por lo

tanto, el LM se puede obtener de la siguiente manera,

$$\begin{aligned} Z_{\text{MLM}}(\tau, f) &= \frac{1}{K} \sum_{k=0}^{K-1} \sum_{m=0}^{M-1} |y^k(\tau + \tau_m, f + f_m)|^2 \\ &= \sum_{m=0}^{M-1} Z_{\text{DDM}}(\tau + \tau_m, f + f_m). \end{aligned} \quad (5.6)$$

En este caso, el LM se convierte en una técnica de postprocesamiento simple ya que combina los valores DDM en lugar de los resultados complejos de correlación cruzada, y además no involucra ninguna inversión de matriz como en la solución general en (5.3), lo que puede dar lugar a problemas numéricos en la estimación.

Siguiendo esta idea, definimos MLM, la versión modificada del LM que calcula cada punto del mapa como se describe en (5.6) pero utilizando intervalos de retardo y Doppler menores a los especificados en (5.4) y (5.5) [74]. Este enfoque de postprocesamiento es subóptimo de acuerdo con la solución MLE, ya que ignora la correlación presente entre los resultados de correlación cruzada que están más cerca que el ancho de la WAF. Esta representación simplificada conduciría a un rendimiento inferior al del LM para rangos de SNR elevados, es decir, si no estuviera restringida por las limitaciones descritas en la sección previa. Sin embargo, para los valores de SNR observados, al utilizar los resultados ya promediados en lugar de depender de la SNR de cada valor de correlación cruzada individual termina teniendo un mejor desempeño procesando señales sintéticas y reales. Además, obtuvimos mayor precisión al rastrear el 70 % del valor pico del MLM, siguiendo la idea de p70, en lugar de realizar el seguimiento del máximo. El diagrama de bloques que representa los pasos del algoritmo se muestra en la Fig. 5.4. Como se aprecia en el primer bloque, usamos un promedio de DDM consecutivos para obtener la distribución de la potencia reflejada en el plano de retardo-Doppler, que determina el conjunto $\{\tau_m, f_m\}_{m=0, \dots, M-1}$, en lugar de utilizar las líneas equi-retardo e equi-Doppler.

5.2.1. Análisis de desempeño

Para caracterizar y comparar el rendimiento del MLM con los algoritmos basados en DDM, realizamos simulaciones utilizando método Monte Carlo. Usamos el modelo ZV para obtener la distribución de potencia DDM en el plano Doppler de retardo y generamos múltiples realizaciones basadas en los niveles de SNR observados en los datos experimentales disponibles. Se tuvo un cuidado específico en las propiedades estadísticas del DDM, modelando adecuadamente la distribución y momentos para

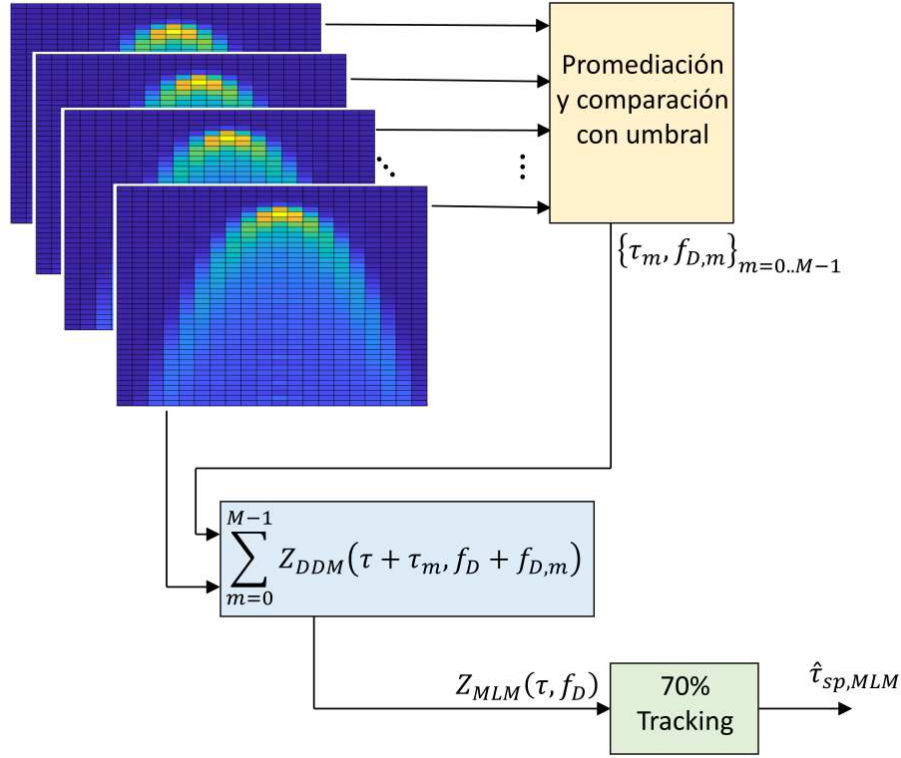


Figura 5.4: Diagrama en bloques - seguimiento MLM.

cada punto del mapa y la correlación estadística entre ellos como en [75]. Los detalles del escenario de simulación y los resultados se presentan en las siguientes subsecciones.

Modelo estocástico de DDM

Para generar realizaciones DDM seguimos el modelo en (4.6) considerando un vector de amplitud gaussiano complejo, independiente del término \mathbf{w}^k de ruido y no correlacionado entre sus elementos (la fase y la magnitud de dos celdas no superpuestas α_m^k y α_l^k con $l \neq m$ se consideran independientes) y entre intervalos de distinto k (el tiempo de integración coincide perfectamente con el tiempo de coherencia de la señal). Luego, reemplazando (4.1) en (4.21), podemos expresar los resultados de la correlación cruzada en dos términos, uno que corresponde puramente a la señal, $y_s^k(\tau, f)$, y otro relacionado con el ruido térmico, $y_w^k(\tau, f)$,

$$y^k(\tau, f) = y_s^k(\tau, f) + y_w^k(\tau, f). \quad (5.7)$$

Ambos términos complejos se distribuyen normalmente con media cero y varianza constante en el caso del término de ruido, igual a σ_w^2 para cada par retardo-Doppler (τ, f) , y $\sigma_s^2(\tau, f)$ para el término de la señal que depende de la geometría, las especificaciones del receptor y el estado del océano, como se describe en el modelo ZV.

El valor de DDM en (τ, f) es una distribución chi-cuadrada con $2K$ grados de libertad cuando se normaliza por la varianza de los términos gaussianos promediados,

$$Z'_{\text{DDM}}(\tau, f) = \frac{2K Z_{\text{DDM}}(\tau, f)}{\sigma_w^2 + \sigma_s^2(\tau, f)} \sim \chi_{2K}^2. \quad (5.8)$$

La media y la varianza correspondientes son

$$\mathbb{E}\{Z_{\text{DDM}}(\tau, f)\} = \sigma_w^2 + \sigma_s^2(\tau, f) \quad (5.9)$$

$$\mathbb{V}\{Z_{\text{DDM}}(\tau, f)\} = \frac{(\sigma_w^2 + \sigma_s^2(\tau, f))^2}{K}, \quad (5.10)$$

que modela tanto el ruido speckle como el ruido térmico. Finalmente, para un correcto modelado del DDM incluimos la correlación entre diferentes puntos del mapa filtrando realizaciones independientes según la estructura dada por la WAF.

Con esta caracterización estadística, podemos generar realizaciones de DDM para una señal dada representada por su potencia media $\sigma_s^2(\tau, f)$ que, como se indicó anteriormente, se puede obtener con el modelo ZV o extraer experimentalmente de DDM promediados y restando el piso de ruido. El valor σ_w^2 de la varianza del ruido depende de la SNR deseada para la simulación.

Resultados de simulación

Se implementaron las tareas de procesamiento descritas en la Fig. 5.4 y las aplicamos a un conjunto de 5000 realizaciones para cada valor de SNR considerado. La distribución de potencia de la señal en el plano Doppler de retardo ($\sigma_s^2(\tau, f)$) se obtuvo utilizando el modelo ZV con la geometría similar a la de la misión CYGNSS para generar DDM sin ruido. El algoritmo promedia 20 realizaciones de DDM para determinar los pares de retardo-Doppler de los primeros M valores más altos y hacer el modelo de señal necesario para el MLM. Luego, el MLM se calcula usando (5.6) y el valor de retardo de SP se estima rastreando el 70 % de su máximo. La resolución de retardo y Doppler en el modelo es de 0,25 chips y 500 Hz respectivamente, igual que los DDM originales. Utilizamos la interpolación del tipo sinc para realizar el seguimiento con una resolución de retardo inferior al metro. La precisión obtenida para cada escenario de SNR se estima mediante el cálculo de la desviación estándar de la estimación del retardo. La Fig. 5.5 muestra los valores de precisión obtenidos para la SNR observada que

muestra un mejor rendimiento con el MLM en comparación con p70. Estos resultados corresponden a una velocidad de viento moderada sobre el océano de 6 m/s. La dependencia del rendimiento del método con este parámetro no se ha explorado en detalle en esta tesis, sin embargo, no esperamos mucha variación para valores superiores a 4 m/s y superiores. Los casos con vientos más débiles tienen un componente coherente más fuerte que no se considera en nuestro modelo de señal, la cual sí podría tener un impacto significativo. Los MLM se obtienen con un tamaño de modelo de $M = 20$, que abarca 1,75 chips en la dimensión de retardo y 2 kHz en Doppler. Probamos múltiples valores y encontramos los mejores resultados con tamaños entre 15 y 30 contribuciones.

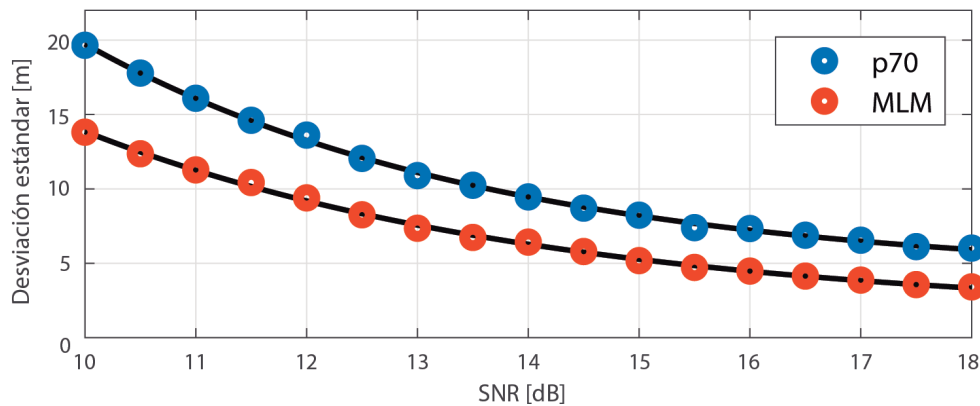


Figura 5.5: Precisión estimada con DDMs simulados.

Para cuantificar la mejora en el rendimiento, usamos curvas exponenciales ajustadas a los resultados estimados, también representadas en la Fig. 5.5 y definimos la ganancia de SNR como la diferencia en SNR para la cual el MLM obtiene la misma precisión que p70. La Fig. 5.6 muestra la curva de ganancia obtenida de la simulación. En estas curvas podemos ver que el método propuesto logra el mismo rendimiento que el p70 con una SNR de 1.64 a 3.66 dB menor, lo que impacta directamente en la definición de la sensibilidad del receptor.

Estos resultados verifican que el MLM explota la potencia reflejada de una manera más eficiente que los métodos de seguimiento de un solo punto al tener en cuenta su distribución en el plano de retardo Doppler, lo que conduce a una mejor precisión en la estimación del retardo.

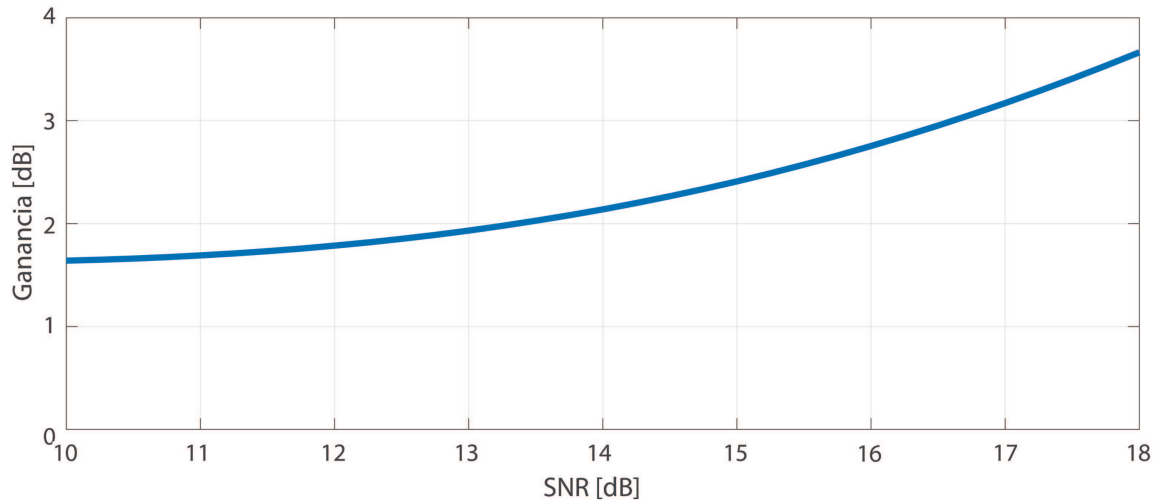


Figura 5.6: MLM: Ganancia de SNR estimada con DDMs simulados.

Ensayos con DDMs de CYGNSS

También usamos un conjunto de DDMs de la misión CYGNSS para probar el rendimiento del MLM con DDM reales. La Fig. 5.7 muestra la posición aproximada del SP según se reporta en los metadatos de las 150000 reflexiones utilizadas en el ensayo. Confirmamos algunos de los supuestos de nuestro modelo estimando sus propiedades estadísticas, como la relación entre su media y la varianza expresada en (5.9) y (5.10), y la correlación estadística entre puntos del mapa. Aunque obtuvimos valores más altos en la desviación estándar de la estimación de retardo para ambos métodos, principalmente debido a problemas con el control de calidad de los datos (posible presencia de datos anómalos, *outliers*), conjuntos más pequeños en el promedio e imperfecciones en la eliminación de tendencia de la estimación de retardo, los resultados que utilizan el MLM mostraron un mejor rendimiento en comparación con p70. La ganancia estimada se presenta en la Fig. 5.8. Aunque muestra valores más bajos que los resultados simulados, el método todavía gana de 1,69 dB a 2,62 dB para valores de SNR entre 14 dB y 18 dB, que son los valores más comunes en el conjunto de datos, como se muestra en la Fig. 5.3, lo que confirma el potencial del método propuesto. Una de las principales razones por las que los resultados con los DDM de CYGNSS difieren de los simulados es que el conjunto de DDM reales presenta condiciones diversas para cada caso en cuanto a geometría, estado del mar, coherencia en la señal, entre otras características, mientras que los resultados de la simulación solo contemplan variaciones debidas a el ruido térmico y speckle para una determinada geometría y velocidad del viento sobre

el océano en un régimen completamente difuso.

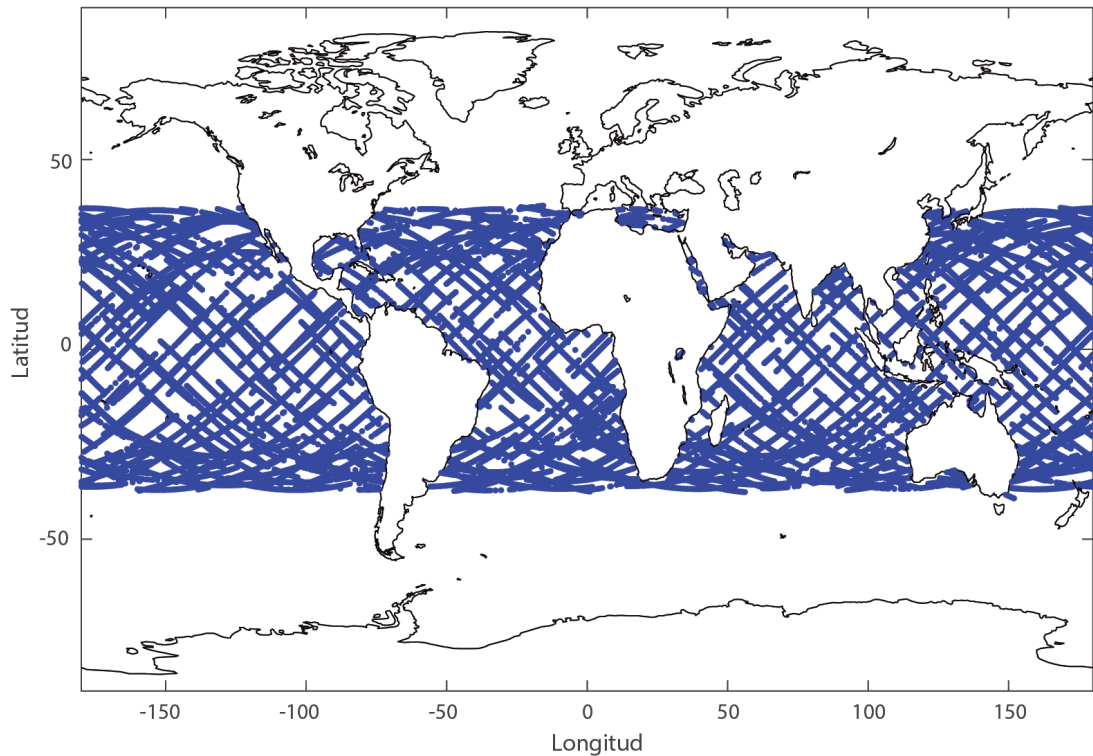


Figura 5.7: Posición del SP de los DDMs del conjunto de datos.

5.3. Estimador no coherente: seguimiento ncLM

El método MLM logra una mejora frente al p70 con la misma filosofía que el seguimiento LM pero sorteando sus limitaciones. Sin embargo, este método fue propuesto como una modificación a una solución derivada formalmente, sin un sustento teórico que la justifique por completo. Con la motivación de hallar una solución formal basada en la teoría de estimación estadística que no dependa de la estimación de las amplitudes de las contribuciones, se cambió el enfoque para derivar un estimador de retardo no coherente. Para la solución LM el conjunto completo de parámetros desconocidos son τ_{sp} , f_{sp} y las amplitudes complejas de todas las contribuciones consideradas en el modelo, es decir $2 + MK$ parámetros que hay que estimar. Por lo tanto, la calidad

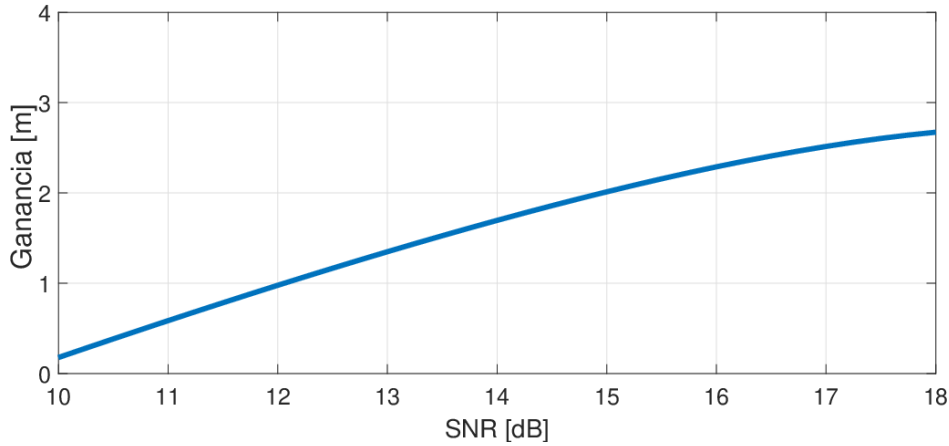


Figura 5.8: Ganancia de SNR estimada con DDMs de la misión CYGNSS.

de la estimación del retardo se basa en buenas estimaciones de amplitud, que no son posibles en escenarios prácticos debido a su baja SNR. Con un nuevo enfoque que utilice un modelo estadístico para las amplitudes complejas puede evitar su estimación promediando según la distribución asignada. Es el llamado enfoque bayesiano [67], que naturalmente produce un estimador de retardo no coherente, ya que no se requieren las fases de las contribuciones de la señal para calcular el estimador. Entonces, consideramos al conjunto de amplitudes con una distribución conjunta gaussiana compleja

$$\boldsymbol{\alpha}^k \sim \mathcal{CN}(0, \boldsymbol{\Gamma}) \quad (5.11)$$

con independencia entre diferentes intervalos de integración coherente y entre contribuciones correspondientes a celdas distintas. Los argumentos para esta suposición son que el tiempo de integración coherente coincide con el tiempo de coherencia de la señal reflejada en el océano y que cada contribución modela la señal equivalente reflejada desde celdas que no se superponen, con fase y magnitud aleatorias resultantes de la autointerferencia de la reflexión en este área. Este es el mismo modelo que se utilizó para las simulaciones estocásticas del método MLM. La matriz de covarianza $\boldsymbol{\Gamma}$ que describe la distribución de potencia a través de las diferentes contribuciones (supuesta constante durante el tiempo de observación) es entonces diagonal con γ_m como su valor en la m -ésima columna, como se definió previamente en la ecuación (4.39).

La distribución conjunta condicional de las muestras de señal del k -ésimo bloque para un conjunto dado de amplitudes $\boldsymbol{\alpha}^k$ es

$$p(\mathbf{r}_{ref}^k | \boldsymbol{\alpha}^k) = \frac{1}{(\pi\sigma_w^2)^N} e^{-\frac{1}{\sigma_w^2} (\mathbf{r}_{ref}^k - \mathbf{C}_{sp}\boldsymbol{\alpha}^k)^H (\mathbf{r}_{ref}^k - \mathbf{C}_{sp}\boldsymbol{\alpha}^k)}. \quad (5.12)$$

Para obtener el estimador de retardo no coherente, debemos promediar la distribución condicional de acuerdo con la distribución de amplitudes complejas en (5.11) y encontrar la función de verosimilitud para maximizar. Para ello, es conveniente expresar la ecuación (5.12) de la siguiente manera:

$$p(\mathbf{r}_{ref}^k | \boldsymbol{\alpha}^k) = \frac{1}{(\pi\sigma_w^2)^N} e^{-\frac{1}{\sigma_w^2} \mathbf{r}_{ref}^{kH} \mathbf{r}_{ref}^k} e^{-\frac{1}{\sigma_w^2} (N\boldsymbol{\alpha}^{kH} \boldsymbol{\chi} \boldsymbol{\alpha}^k - 2\Re\{\sqrt{N}\boldsymbol{\alpha}^{kH} \mathbf{y}_{sp}^k\})} \quad (5.13)$$

donde se utilizaron las definiciones de las ecuaciones (4.10) y (4.21), considerando $\mathbf{y}_{sp}^k = \mathbf{y}^k(\tau_{sp}, f_{sp})$ y la notación $\Re\{\}$ como la parte real. Luego, para hallar la distribución de las muestras de la señal recibida, se aplica la esperanza de acuerdo a la distribución de las amplitudes $\boldsymbol{\alpha}^k$,

$$\begin{aligned} p(\mathbf{r}_{ref}^k) &= \mathbb{E}\{p(\mathbf{r}_{ref}^k | \boldsymbol{\alpha}^k)\} \\ &= \frac{e^{-\frac{1}{\sigma_w^2} \mathbf{r}_{ref}^{kH} \mathbf{r}_{ref}^k}}{\pi^{NM} (\sigma_w^2)^N |\boldsymbol{\Gamma}|} \int e^{-\left[\frac{1}{\sigma_w^2} (N\boldsymbol{\alpha}^{kH} \boldsymbol{\chi} \boldsymbol{\alpha}^k - 2\Re\{\sqrt{N}\boldsymbol{\alpha}^{kH} \mathbf{y}_{sp}^k\}) + \boldsymbol{\alpha}^{kH} \boldsymbol{\Gamma}^{-1} \boldsymbol{\alpha}^k\right]} d\boldsymbol{\alpha}^k \end{aligned} \quad (5.14)$$

Si al exponente del integrando de la expresión anterior se le suma y resta el término $N\mathbf{y}_{sp}^{kH} \left(\frac{N\boldsymbol{\chi}}{\sigma_w^2} + \boldsymbol{\Gamma}^{-1}\right)^{-1} \mathbf{y}_{sp}^k$, se puede reescribir como

$$\begin{aligned} &e^{-\left[\frac{1}{\sigma_w^2} (N\boldsymbol{\alpha}^{kH} \boldsymbol{\chi} \boldsymbol{\alpha}^k - 2\Re\{\sqrt{N}\boldsymbol{\alpha}^{kH} \mathbf{y}_{sp}^k\}) + \boldsymbol{\alpha}^{kH} \boldsymbol{\Gamma}^{-1} \boldsymbol{\alpha}^k\right] \pm N\mathbf{y}_{sp}^{kH} \left(\frac{N\boldsymbol{\chi}}{\sigma_w^2} + \boldsymbol{\Gamma}^{-1}\right)^{-1} \mathbf{y}_{sp}^k} \\ &= e^{-\left[\boldsymbol{\alpha}^k - \left(\frac{N\boldsymbol{\chi}}{\sigma_w^2} + \boldsymbol{\Gamma}^{-1}\right)^{-1} \sqrt{N}\mathbf{y}_{sp}^k\right]^H \left(\frac{N\boldsymbol{\chi}}{\sigma_w^2} + \boldsymbol{\Gamma}^{-1}\right) \left[\boldsymbol{\alpha}^k - \left(\frac{N\boldsymbol{\chi}}{\sigma_w^2} + \boldsymbol{\Gamma}^{-1}\right)^{-1} \sqrt{N}\mathbf{y}_{sp}^k\right]} e^{N\mathbf{y}_{sp}^{kH} \left(\frac{N\boldsymbol{\chi}}{\sigma_w^2} + \boldsymbol{\Gamma}^{-1}\right)^{-1} \mathbf{y}_{sp}^k} \end{aligned} \quad (5.15)$$

De esta manera, teniendo en cuenta que

$$\frac{\left|\frac{N\boldsymbol{\chi}}{\sigma_w^2} + \boldsymbol{\Gamma}^{-1}\right|}{\pi^M} \int e^{-\left[\boldsymbol{\alpha}^k - \left(\frac{N\boldsymbol{\chi}}{\sigma_w^2} + \boldsymbol{\Gamma}^{-1}\right)^{-1} \sqrt{N}\mathbf{y}_{sp}^k\right]^H \left(\frac{N\boldsymbol{\chi}}{\sigma_w^2} + \boldsymbol{\Gamma}^{-1}\right) \left[\boldsymbol{\alpha}^k - \left(\frac{N\boldsymbol{\chi}}{\sigma_w^2} + \boldsymbol{\Gamma}^{-1}\right)^{-1} \sqrt{N}\mathbf{y}_{sp}^k\right]} d\boldsymbol{\alpha}^k = 1 \quad (5.16)$$

la expresión en la ecuación (5.14) queda

$$p(\mathbf{r}_{ref}^k) = \frac{e^{-\frac{1}{\sigma_w^2} \mathbf{r}_{ref}^{kH} \mathbf{r}_{ref}^k}}{(\pi\sigma_w^2)^N \left|\frac{N\boldsymbol{\Gamma}\boldsymbol{\chi}}{\sigma_w^2} + I_M\right|} e^{\mathbf{y}_{sp}^{kH} \left(\boldsymbol{\chi} + \frac{\sigma_w^2 \boldsymbol{\Gamma}^{-1}}{N}\right)^{-1} \sigma_w^2 \mathbf{y}_{sp}^k}, \quad (5.17)$$

donde solo la segunda exponencial depende de los parámetros desconocidos a través de $\mathbf{y}_{sp}^k = \mathbf{y}^k(\tau_{sp}, f_{sp})$. Entonces, debido a la independencia entre los diferentes segmentos de la señal, obtenemos la función de verosimilitud logarítmica,

$$l(\tau_{sp}, f_{sp}) = \sum_{k=0}^{K-1} \mathbf{y}_{sp}^{kH} \left(\boldsymbol{\chi} + \sigma_w^2 \boldsymbol{\Gamma}^{-1} / N\right)^{-1} \mathbf{y}_{sp}^k, \quad (5.18)$$

y el MLE del par retardo-Doppler del SP se encuentra luego maximizando (5.18).

Al igual que el método de seguimiento LM, la estimación se realiza con una búsqueda de máximo en lo que denominamos Mapa de Verosimilitud no coherente (ncLM) representado por la siguiente expresión,

$$Z_{\text{ncLM}}(\tau, f) = \frac{1}{K} \sum_{k=0}^{K-1} \mathbf{y}^{kH}(\tau, f) \left(\boldsymbol{\chi} + \frac{\sigma_w^2 \boldsymbol{\Gamma}^{-1}}{N} \right)^{-1} \mathbf{y}^k(\tau, f). \quad (5.19)$$

Esta solución se asemeja a la de (5.3) con una matriz de peso diferente en la forma cuadrática dependiendo de la SNR de la señal reflejada. En un régimen de SNR alto, el término $\frac{\sigma_w^2 \boldsymbol{\Gamma}^{-1}}{N}$ puede despreciarse en comparación con $\boldsymbol{\chi}$, lo que lleva a la misma solución que el método de seguimiento LM original. Por otro lado, cuando la SNR disminuye, la magnitud de los elementos en la diagonal de la matriz de peso aumenta en comparación con los fuera de la diagonal, lo que permite la aproximación

$$\left(\boldsymbol{\chi} + \sigma_w^2 \boldsymbol{\Gamma}^{-1} / N \right)^{-1} \simeq \left(\mathbf{I}_M + \sigma_w^2 \boldsymbol{\Gamma}^{-1} / N \right)^{-1} \quad (5.20)$$

en regímenes de baja SNR. Esta aproximación hace que la matriz de peso sea diagonal y el cálculo de ncLM sea mucho más simple cuando se reemplaza en (5.19),

$$Z_{\text{ncLM}}(\tau, f) = \sum_{m=0}^{M-1} \frac{N\gamma_m}{N\gamma_m + \sigma_w^2} Z_{\text{DDM}}(\tau + \tau_m, f + f_m), \quad (5.21)$$

que es muy similar al MLM en (5.6). La diferencia aquí es que los valores de DDM en la suma están pesados por el coeficiente $\frac{N\gamma_m}{N\gamma_m + \sigma_w^2}$, dando más relevancia a las contribuciones con mayor SNR. Estos coeficientes de peso también hacen que el cálculo de ncLM sea menos sensible a la degradación que el MLM cuando se usa un valor de M mayor que el número de contribuciones significativas.

5.3.1. Precisión de seguimiento ncLM

En esta sección, se realiza la estimación del retardo mediante el seguimiento de los observables del ncLM bajo la aproximación de baja SNR. La implementación es similar a la realizada para el MLM [74] y su diagrama de bloques se muestra en la Fig. 5.9. La diferencia es la estimación de la matriz $\boldsymbol{\Gamma}$ utilizada en el cálculo de los coeficientes de peso en (5.21). Usamos el estimador propuesto en [76] bajo los supuestos detallados en la sección anterior y considerando que se mantuvo aproximadamente constante durante 30 DDM consecutivos.

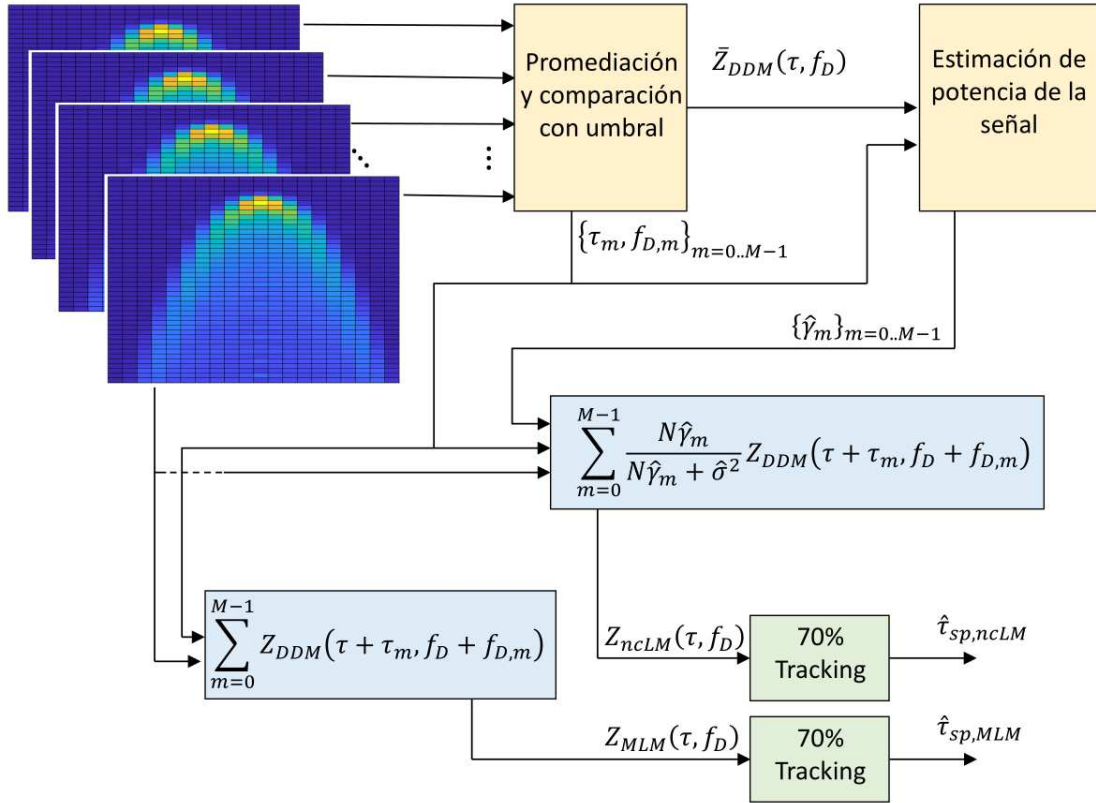


Figura 5.9: Diagrama en bloques de seguimiento MLM y ncLM.

Resultados con DDMs simulados

Estimamos la precisión de retardo lograda con el seguimiento ncLM utilizando simulación Monte Carlo para un rango de valores de SNR, de la misma forma que en los ensayos con MLM. Este enfoque considera el efecto del ruido aditivo así como el ruido speckle, como se hizo en la sección previa.

Consideramos una velocidad del viento a 10 metros sobre la superficie del océano de $8m/s$ y un ángulo de incidencia $\theta = 40$. La Fig. 5.10 muestra las curvas de precisión estimadas utilizando el método p70, los métodos de seguimiento MLM y ncLM con un tamaño de modelo $M = 20$ sobre los DDM simulados. Representan la anomalía altimétrica (σ_h) obtenida al calcular la desviación estándar del retardo estimado (σ_d) en unidades de distancia y escalando usando la siguiente expresión [43],

$$\sigma_h = \frac{\sigma_d}{2 \cos(\theta)} \quad (5.22)$$

El nuevo método propuesto presenta una ligera mejora para el enfoque no coherente

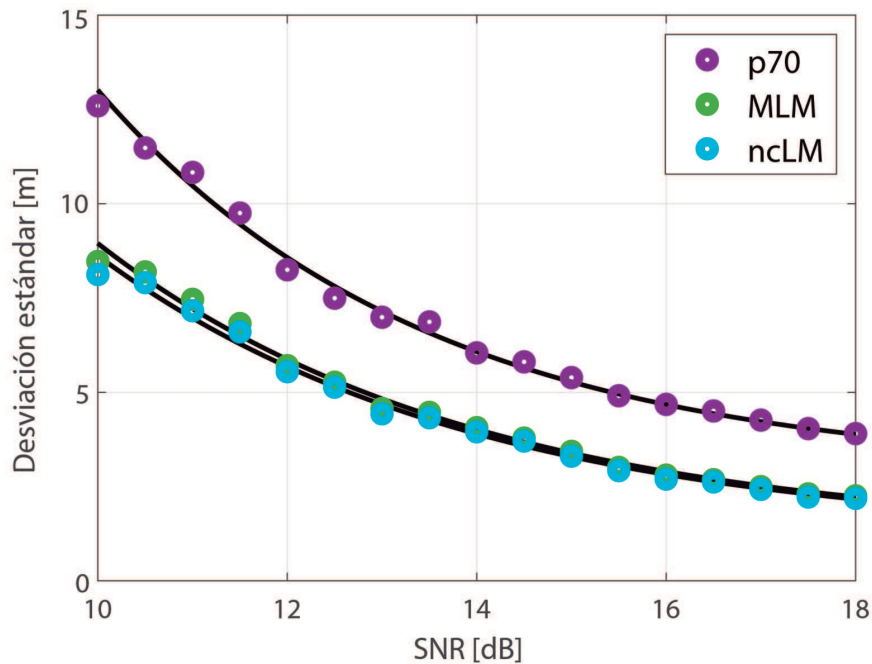


Figura 5.10: Precisión estimada con DDMs simulados.

en comparación con el método de seguimiento MLM anterior. Utilizando la definición de ganancia de SNR comparamos las curvas correspondientes para ambas técnicas en la Fig. 5.11.

La diferencia en el desempeño de aproximadamente 0,18 dB confirma que el MLM es una forma subóptima del ncLM. Sin embargo, esta mejora se cambia por una mayor carga computacional debido a la estimación de la potencia de la señal.

Con una selección adecuada del valor M , el MLM y el ncLM dan resultados similares ya que los coeficientes de peso están cerca entre las contribuciones significativas. La similitud entre estas soluciones explica el buen desempeño del MLM en casos de bajo valor SNR como los presentes en la altimetría oceánica GNSS-R.

Resultados con DDMs de CYGNSS

Para una caracterización completa, probamos el método de seguimiento ncLM con DDM reales de la misión CYGNSS. Usamos el mismo conjunto que para el MLM, correspondiente a 150 000 DDM capturados sobre el océano por los satélites de la constelación. La Figura 5.12 muestra las curvas de ganancia obtenidas con ambos métodos para este conjunto de datos. También confirma una mejora utilizando el seguimiento

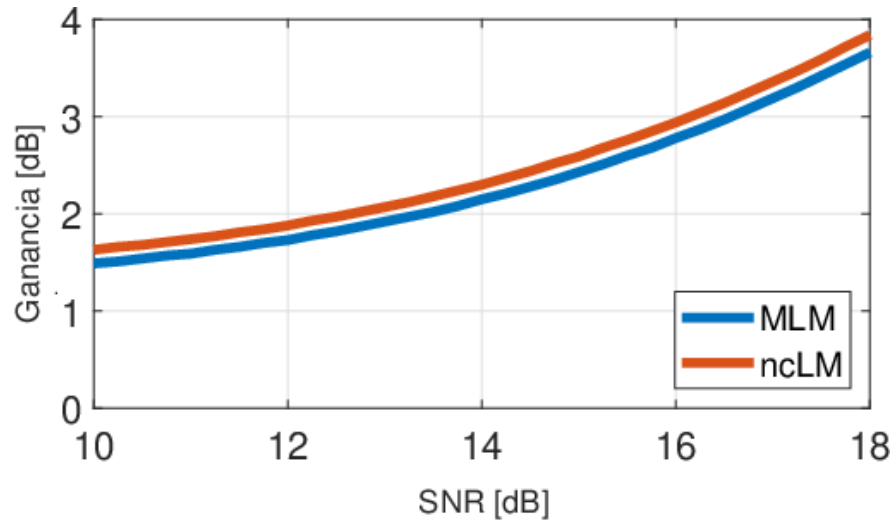


Figura 5.11: Ganancia de SNR estimada con DDMs simulados.

ncLM. La ganancia es de hasta 1 dB para escenarios de SNR más bajos y un valor medio de 0,39 dB según el histograma de SNR en la Fig. 5.12, que muestra que la mayoría de los DDMs observados tienen valores de SNR entre 14 dB y 18 dB. Los datos reales representan una amplia variedad de estados del mar y geometrías, lo que probablemente cause las diferencias entre estos resultados y los simulados.

La dependencia del ncLM con la geometría biestática y las condiciones del estado del mar aún no se ha analizado en profundidad. Estos factores afectan el retardo y la distribución Doppler de las contribuciones en nuestro modelo, así como la distribución media de potencia reflejada sobre la zona brillante. La ganancia tanto en MLM como en ncLM se basa en explotar la potencia reflejada fuera de las proximidades del SP. Eso indica que estos métodos funcionarían mejor con señales con una alta dispersión en retardo y Doppler, como las que se reflejan en un océano muy agitado. Sin embargo, en esos casos, la SNR también disminuye, representada con términos más ruidosos en (5.6) y (5.19). Los resultados experimentales muestran un rendimiento inferior para los casos de SNR baja, que deberían corresponder principalmente a superficies más rugosas (otros factores, como el patrón de la antena, también podrían afectar la SNR recibida). Esto indica que el balance en el compromiso discutido antes da como resultado una ganancia menor. Sin embargo, la naturaleza adaptativa de los coeficientes en (5.19) hace que el ncLM sea más resistente a una SNR baja.

Debe resaltarse finalmente que, debido a que ambos métodos, MLM y ncLM, se pueden implementar como técnicas de postprocesamiento. Realizando simplemente sumas pesadas de los DDM habitualmente utilizados, su costo computacional es muy bajo y

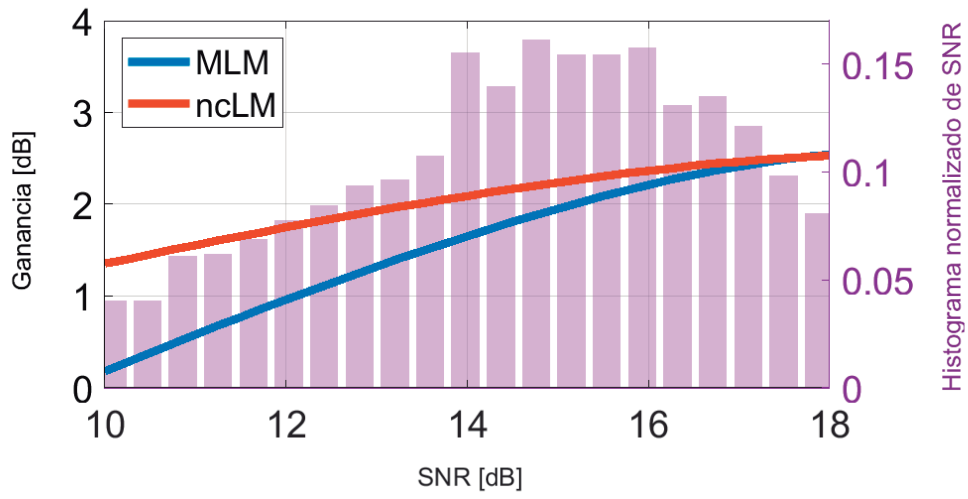


Figura 5.12: Ganancia de SNR estimada con DDMs de la misión CYGNSS.

permiten obtener mejoras del orden de 2 dB, nada despreciables.

6 Conclusiones

En esta tesis se han ampliado las capacidades del procesamiento GNSS-R a partir del desarrollo de nuevas técnicas que utilizan los recursos de las señales de forma eficiente y sustentadas por la teoría de procesamiento estadístico de señales. Esto se pudo lograr gracias al análisis detallado del sistema completo (transmisión desde un satélite GNSS, reflexión en el océano y recepción en un satélite LEO) que funciona como un esquema de radar bistático y el estudio del efecto de las distintas condiciones sobre la señal. Se incorporaron los modelos más aceptados que mejor representan la propagación de la onda electromagnética y su interacción con la superficie del océano. Mediante su implementación, se logró generar DDMs teóricos y analizar las variaciones en la distribución de la potencia de señal en el plano retardo-Doppler debido a distintas condiciones geométricas y de estado del océano; y se determinaron los niveles de señal esperados para los escenarios de interés. Además, la capacidad de simular DDMs de señales reflejadas en las condiciones deseadas se aprovechó a lo largo de todo el trabajo realizado en esta tesis. Esto se vio acompañado de resultados empíricos obtenidos directamente del procesamiento de señales reales de las misiones TDS-1 y CYGNSS. A través de la implementación de las tareas de procesamiento sobre los registros de ambas señales, se realizaron ensayos para caracterizar las variaciones en los resultados con los parámetros de procesamiento. En particular, se obtuvieron resultados relevantes sobre el tiempo de coherencia de la señal GNSS-R en relación al tiempo de integración coherente de la señal. Las conclusiones de esos estudios dieron lugar a distintas propuestas de procesamiento, en primer lugar desde el enfoque de la detección de la señal. Estas propuestas, indicaron un mejor desempeño al tomar un enfoque de procesamiento que se adapte mejor a la señal reflejada. En el método de integraciones cortas, la reducción en el tiempo de integración coherente lleva a una mejora en la SNR postprocesamiento de valores entre 1.3 y 2.8 dB en los ensayos realizados, debido a que el receptor tiene una respuesta en frecuencia más ancha que acompaña la dispersión Doppler de la señal recibida. Con ese mismo enfoque, el modelo estocástico para reflexiones difusas permitió hacer una representación más fiel de la señal, que contemple la dispersión de la potencia en retardo y desviación Doppler. Luego, a partir de este modelo se desarrolló un método de detección basado en el enfoque GLRT que, al utilizar la potencia de la señal

reflejada en toda su dispersión, presenta una mejora en el desempeño de detección entre 3.8 y 5 dB en los resultados obtenidos. Pese a que el problema de detección no es un aspecto limitante del procesamiento GNSS-R, la mejora obtenida con este enfoque motivó la aplicación de este modelo para derivar métodos en otras áreas del procesamiento de la señal, como lo es la estimación de retardo para altimetría. A partir del modelo estocástico de la señal desarrollado, se obtuvieron estimadores MLE de los parámetros relevantes. Se concluyó que el enfoque coherente no produce buenos resultados debido a la imposibilidad de realizar estimaciones prácticas de la fase de las contribuciones que componen a la señal por su baja SNR. Como propuestas alternativas se propuso en primer lugar un método ad-hoc que sortea las limitaciones del estimador coherente. El método de seguimiento MLM presentó una mejora en el desempeño, con una ganancia de 1,7 a 2,6dB respecto al método indicado como el estado del arte en la literatura (p70), según los resultados con señales reales. Finalmente, se obtuvo el método de seguimiento ncLM, utilizando un enfoque bayesiano en su derivación. Esta es una solución formal, a diferencia del método MLM, que naturalmente lleva a un procesamiento no coherente de la señal, evitando las limitaciones de las propuestas previas. Este método mostró una mejora media de 0.36 dB frente al MLM, confirmando el carácter subóptimo de este método ad-hoc desde el punto de vista del modelo estadístico adoptado. Sin embargo, su sencillez en términos de implementación puede llegar a justificar esa pequeña pérdida en algunos casos. El método ncLM, en regímenes de baja SNR da una solución muy similar al del método MLM, lo que explica su buen desempeño. No obstante, al utilizarlo con señales reales de la misión CYGNSS, se pudo apreciar una ganancia de hasta 1dB del ncML respecto al MLM para los menores valores de SNR presentes en los registros procesados.

Las mejoras obtenidas a través de un modelado más completo a la hora de determinar los algoritmos de procesamiento son realmente significativas teniendo en cuenta el gran potencial que tiene la técnica GNSS-R en satélites pequeños. La precisión lograda en altimetría oceánica mediante GNSS-R sigue siendo inferior a las obtenidas con sistemas de radar monoestático. Sin embargo, la capacidad de obtener múltiples mediciones simultáneas de distintas reflexiones capturadas por constelaciones de satélites LEO y con gran cobertura global, mejora sustancialmente el desempeño general del sistema. La ganancia obtenida mediante el procesamiento eficiente tiene un impacto directo en el diseño de los receptores, que en pequeños satélites están altamente restringidos. Este es el caso del USAT-1 de la Facultad de Ingeniería UNLP, el cual cuenta con una antena de ganancia máxima cercana a los 9 dB que abarca casi la totalidad de una de las caras laterales del satélite tipo CubeSat de 3 unidades (30cm x 10cm x 10cm). Esta ganancia está por debajo de la lograda por satélites de mayor porte debido a

las limitaciones en las dimensiones de la antena. Las técnicas propuestas en esta tesis con sus respectivas mejoras en la SNR necesaria para un procesamiento satisfactorio serán fundamentales para compensar esa diferencia. Esto forma parte de las líneas de trabajo futuro, donde se enfocará en la implementación de estos algoritmos para su uso en receptores operacionales.

En esta tesis se realizó la implementación del cálculo de los mapas MLM y ncLM para su procesamiento a partir de un registro de muestras ya capturadas y almacenadas, o los DDMs ya procesados por los receptores a bordo de los satélites. Para trasladar esa implementación a un uso en tiempo real se deben satisfacer las restricciones temporales impuestas por la aplicación. En ese contexto, el cálculo de los parámetros iniciales del procesamiento, como la ubicación "gruesa" del punto de reflexión especular o el modelo de la distribución de potencia en retardo y desviación Doppler empleados por los algoritmos MLM y ncLM, se deben realizar a medida que se captura la señal a procesar para cada reflexión deseada. Como se mencionó anteriormente, los métodos propuestos no implican una carga computacional excesiva en comparación a los métodos basados en DDM, ya que son técnicas de postprocesamiento que calculan sus respectivos mapas utilizando los DDMs ya procesados. Las implementaciones eficientes para el cálculo del DDM pueden ser aprovechadas en este sentido, y el cálculo del MLM o ncLM se realiza como una combinación de esos mismos resultados. Sin embargo, para una optimización del tiempo de procesamiento, es necesario indagar más profundamente en el criterio de selección del número de contribuciones en los modelos de señal reflejada y su dependencia con las características de la señal, ya que impacta directamente en la complejidad de los algoritmos. Por otro lado, las conclusiones del estudio de las características de la señal con ensayos de señales reales también serán incorporadas a la hora de procesar las futuras señales capturadas por esta misión. En particular, el uso de distintos tiempos de integración se explorará para analizar la capacidad del sistema en la identificación de regiones de alta humedad en suelo o con aguas continentales. La dependencia de los métodos de altimetría propuestos en esta tesis con el tiempo de integración coherente también será explorada ya que impacta en el modelo de contribuciones discretas asociado. La línea de modelado de la señal se puede extender considerando que la señal recibida en ciertos escenarios, dependiendo del tipo de superficie y ángulo de incidencia, también presenta potencia apreciable en su componente RHCP. Algunas misiones modernas ya están equipadas para capturar señales reflejadas con polarizaciones LHCP y RHCP [77]. En consecuencia, se analizará la posibilidad de utilizar un modelo como el planteado en esta tesis, que contemple ambas polarizaciones, el cual puede llevar a métodos que combinen el conjunto total de mediciones haciendo un uso todavía más eficiente de la potencia total recibida.

Bibliografía

- [1] J. Lee, Y. J. Morton, J. Lee, H.-S. Moon, and J. Seo, “Monitoring and Mitigation of Ionospheric Anomalies for GNSS-Based Safety Critical Systems: A review of up-to-date signal processing techniques,” *IEEE Signal Processing Magazine*, vol. 34, no. 5, pp. 96–110, 2017.
- [2] M. Amin and W. Sun, “A novel interference suppression scheme for global navigation satellite systems using antenna array,” *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 23, no. 5, pp. 999–1012, 2005.
- [3] S. Miura, L.-T. Hsu, F. Chen, and S. Kamijo, “GPS Error Correction With Pseudorange Evaluation Using Three-Dimensional Maps,” *IEEE Transactions on Intelligent Transportation Systems*, vol. 16, no. 6, pp. 3104–3115, 2015.
- [4] G. Seco-Granados, J. Fernandez-Rubio, and C. Fernandez-Prades, “ML estimator and hybrid beamformer for multipath and interference mitigation in GNSS receivers,” *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol. 53, no. 3, pp. 1194–1208, 2005.
- [5] C. Hall and R. Cordey, “Multistatic Scatterometry,” in *International Geoscience and Remote Sensing Symposium, 'Remote Sensing: Moving Toward the 21st Century'*, vol. 1, 1988, pp. 561–562.
- [6] M. Martin-Neira, “A Passive Reflectometry and Interferometry System (PARIS): Application to ocean altimetry,” *ESA Journal*, vol. 17, Jan. 1993.
- [7] S. T. Lowe, C. Zuffada, Y. Chao *et al.*, “5-cm-Precision aircraft ocean altimetry using GPS reflections,” *Geophysical Research Letters*, vol. 29, no. 10, pp. 13–13–4, 2002.
- [8] G. Ruffini, F. Soulat, M. Caparrini *et al.*, “The Eddy Experiment: Accurate GNSS-R ocean altimetry from low altitude aircraft,” *Geophysical Research Letters*, vol. 31, no. 12, 2004.

-
- [9] V. U. Zavorotny and A. G. Voronovich, "Scattering of GPS Signals from the Ocean with Wind Remote Sensing Application," *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*, vol. 38, no. 2, pp. 951–964, Mar. 2000.
- [10] M. Clarizia, C. Ruf, P. Jales, and C. Gommenginger, "Spaceborne GNSS-R Minimum Variance Wind Speed Estimator," *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*, vol. 52, no. 11, pp. 6829–6843, Nov. 2014.
- [11] A. Calabria, I. Molina, and S. Jin, "Soil Moisture Content from GNSS Reflectometry Using Dielectric Permittivity from Fresnel Reflection Coefficients," *Remote Sensing*, vol. 12, no. 1, 2020.
- [12] M. P. Clarizia, N. Pierdicca, and F. Costantini, "Analysis of CYGNSS Data for Soil Moisture Applications," in *IGARSS 2018 - 2018 IEEE International Geoscience and Remote Sensing Symposium*, 2018, pp. 1411–1413.
- [13] Y. Zhu, T. Tao, K. Yu *et al.*, "Sensing Sea Ice Based on Doppler Spread Analysis of Spaceborne GNSS-R Data," *IEEE Journal of Selected Topics in Applied Earth Observations and Remote Sensing*, vol. 13, pp. 217–226, 2020.
- [14] A. Alonso-Arroyo, V. U. Zavorotny, and A. Camps, "Sea Ice Detection Using U.K. TDS-1 GNSS-R Data," *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*, vol. 55, no. 9, pp. 4989–5001, 2017.
- [15] M. J. Unwin, S. Gleason, and M. Brennan, "The Space GPS Reflectometry Experiment on the UK Disaster Monitoring Constellation Satellite," in *Proceedings of the 16th International Technical Meeting of the Satellite Division of The Institute of Navigation (ION GPS/GNSS 2003)*, 2003.
- [16] A. da Silva Curiel, L. Boland, J. Cooksley *et al.*, "First results from the disaster monitoring constellation (DMC)," *Acta Astronautica*, vol. 56, no. 1, pp. 261–271, 2005, 4th IAA International Symposium on Small Satellites for Earth Observation.
- [17] M. Unwin and P. Jales, "Mission description - GNSS reflectometry on TDS-1 with the SGR-ReSI," Surrey Satellite Technology Ltd., Tech. Rep., 2015.
- [18] P. Jales, "Spaceborne receiver design for scatterometric GNSS reflectometry," Ph.D. dissertation, University of Surrey, 2015.
- [19] M. P. Clarizia, C. Ruf, P. Cipollini, and C. Zuffada, "First spaceborne observation of sea surface height using GPS-Reflectometry," *Geophysical Research Letters*, vol. 43, no. 2, pp. 767–774, 2016.

- [20] A. Camps, H. Park, M. Pablos *et al.*, “Sensitivity of GNSS-R Spaceborne Observations to Soil Moisture and Vegetation,” *IEEE Journal of Selected Topics in Applied Earth Observations and Remote Sensing*, vol. 9, no. 10, pp. 4730–4742, Oct. 2016.
- [21] Q. Yan and W. Huang, “Spaceborne GNSS-R Sea Ice Detection Using Delay-Doppler Maps: First Results From the U.K. TechDemoSat-1 Mission,” *IEEE Journal of Selected Topics in Applied Earth Observations and Remote Sensing*, vol. 9, no. 10, pp. 4795–4801, Oct. 2016.
- [22] A. Rius, E. Cardellach, F. Fabra *et al.*, “Feasibility of GNSS-R Ice Sheet Altimetry in Greenland Using TDS-1,” *Remote Sensing*, vol. 9, no. 7, 2017.
- [23] D. Comite, L. Cenci, A. Colliander, and N. Pierdicca, “Monitoring Freeze-Thaw State by Means of GNSS Reflectometry: An Analysis of TechDemoSat-1 Data,” *IEEE Journal of Selected Topics in Applied Earth Observations and Remote Sensing*, vol. 13, pp. 2996–3005, 2020.
- [24] C. Ruf, S. Gleason, Z. Jelenak *et al.*, “The NASA EV-2 Cyclone Global Navigation Satellite System (CYGNSS) Mission,” in *The IEEE Aerospace Conference*, 2013.
- [25] C. Ruf, R. Atlas, P. S. Chang *et al.*, “New Ocean Winds Satellite Mission to Probe Hurricanes and Tropical Convection,” *Bulletin of the American Meteorological Society*, vol. 97, no. 3, pp. 385 – 395, 2016.
- [26] V. A. Nguyen, O. Nogués-Correig, T. Yuasa *et al.*, “Initial GNSS Phase Altimetry Measurements From the Spire Satellite Constellation,” *Geophysical Research Letters*, vol. 47, no. 15, 2020.
- [27] A. Camps, J. Muñoz-Martin, J. Ruiz-de Azua *et al.*, “FSSCat Mission Description and First Scientific Results of the FMPL-2 Onboard 3CAT-5/A,” in *2021 IEEE International Geoscience and Remote Sensing Symposium IGARSS*, 2021, pp. 1291–1294.
- [28] S. Botta, F. A. Alfaro Rodríguez, S. Rodríguez *et al.*, “UNLP’s First CubeSat, USAT-I: GNSS-RO and GNSS-R Technology Demonstrator,” in *5th IAA Latin American CubeSat Workshop and 3rd IAA Latin American Symposium on Small Satellites*, 2020.
- [29] R. Ferrari and D. Ferreira, “What processes drive the ocean heat transport?” *Ocean Modelling*, vol. 38, no. 3, pp. 171–186, 2011.

-
- [30] L.-L. Fu and A. Cazenave, *Satellite altimetry and earth sciences: a handbook of techniques and applications*. Elsevier, 2000.
- [31] Q. Yan and W. Huang, “Tsunami Detection and Parameter Estimation From GNSS-R Delay-Doppler Map,” *IEEE Journal of Selected Topics in Applied Earth Observations and Remote Sensing*, vol. 9, no. 10, pp. 4650–4659, 2016.
- [32] J. Wickert, E. Cardellach, M. Martín-Neira *et al.*, “GEROS-ISS: GNSS Reflectometry, Radio Occultation, and Scatterometry Onboard the International Space Station,” *IEEE Journal of Selected Topics in Applied Earth Observations and Remote Sensing*, vol. 9, no. 10, pp. 4552–4581, 2016.
- [33] L. S. Miller and D. L. Hammond, “Objectives and Capabilities of the Skylab S-193 Altimeter Experiment,” *IEEE Transactions on Geoscience Electronics*, vol. 10, no. 1, pp. 73–79, 1972.
- [34] H. R. Stanley, “The Geos 3 Project,” *Journal of Geophysical Research: Solid Earth*, vol. 84, no. B8, pp. 3779–3783, 1979.
- [35] G. H. Born, J. A. Dunne, and D. B. Lame, “Seasat Mission Overview,” *Science*, vol. 204, no. 4400, pp. 1405–1406, 1979.
- [36] L.-L. Fu, E. J. Christensen, C. A. Yamarone Jr., M. Lefebvre, Y. Ménard, M. Dorrer, and P. Escudier, “TOPEX/POSEIDON mission overview,” *Journal of Geophysical Research: Oceans*, vol. 99, no. C12, pp. 24 369–24 381, 1994.
- [37] Y. Menard, L.-L. Fu, P. Escudier *et al.*, “The Jason-1 Mission,” *Marine Geodesy*, vol. 26, pp. 131–146, 07 2003.
- [38] J. Lambin, R. Morrow, L.-L. Fu *et al.*, “The OSTM/Jason-2 Mission,” *Marine Geodesy*, vol. 33, no. sup1, pp. 4–25, 2010.
- [39] J. P. Dumont, V. Rosmorduc *et al.*, “Jason-3 Products Handbook,” 2015.
- [40] E. Attema, Y.-L. Desnos, and G. Duchossois, “Synthetic aperture radar in Europe: ERS, Envisat, and beyond,” *Johns Hopkins Apl Technical Digest*, vol. 21, pp. 155–161, 01 2000.
- [41] C. Koblinsky, P. Gaspar, and G. Lagerloef, “The future of spaceborne altimetry. Oceans and climate change: A long-term strategy,” *Joint Oceanographic Institutions Incorporated*, April 1992.

- [42] A. Camps, H. Park, E. Valencia i Domènech *et al.*, “Optimization and Performance Analysis of Interferometric GNSS-R Altimeters: Application to the PARIS IoD Mission,” *IEEE Journal of Selected Topics in Applied Earth Observations and Remote Sensing*, vol. 7, no. 5, pp. 1436–1451, 2014.
- [43] J. Mashburn, P. Axelrad, S. T. Lowe, and K. M. Larson, “Global Ocean Altimetry With GNSS Reflections From TechDemoSat-1,” *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*, vol. 56, no. 7, pp. 4088 – 4097, 2018.
- [44] —, “An Assessment of the Precision and Accuracy of Altimetry Retrievals for a Monterey Bay GNSS-R Experiment,” *IEEE Journal of Selected Topics in Applied Earth Observations and Remote Sensing*, vol. 9, no. 10, pp. 4660–4668, Oct 2016.
- [45] W. Li, E. Cardellach, F. Fabra, A. Rius, S. Ribó, and M. Martín-Neira, “First spaceborne phase altimetry over sea ice using TechDemoSat-1 GNSS-R signals,” *Geophysical Research Letters*, vol. 44, no. 16, pp. 8369–8376, 2017.
- [46] E. D. Kaplan, *Understanding GPS : Principles and Applications, Second Edition*, 2nd ed., C. Hegarty, Ed. Boston: Artech House, Nov. 2005.
- [47] R. Gold, “Optimal binary sequences for spread spectrum multiplexing,” *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 13, no. 4, pp. 619–621, 1967.
- [48] B. Motella, L. L. Presti, and M. Petovello, “The Math of Ambiguity: What is the Acquisition Ambiguity Function and How Is It Expressed Mathematically?” *Inside GNSS*, vol. 5, no. 4, pp. 20–28, 2010.
- [49] P. A. Roncagliolo, “Procesamiento de señales de espectro expandido: seguimiento en alta dinámica y estimación de la orientación,” Ph.D. dissertation, Universidad Nacional de La Plata, 2009.
- [50] M. L. Psiaki, “Block Acquisition of Weak GPS Signals in a Software Receiver,” in *Proceedings of the 14th International Technical Meeting of the Satellite Division of The Institute of Navigation (ION GPS 2001)*, 2001.
- [51] S. Ozafrain, J. A. Smidt, and P. A. Roncagliolo, “Adquisición de señales débiles de GPS en tiempo real,” in *XV Reunión de Trabajo en Procesamiento de la Información y Control (RPIC)*, 2013.
- [52] J. Smidt, S. Ozafrain, P. A. Roncagliolo, and C. H. Muravchik, “New technique for weak gnss signal acquisition,” *IEEE Latin America Transactions*, vol. 12, no. 5, pp. 889–894, 2014.

-
- [53] K. M. Larson, E. E. Small, J. J. Braun, and V. U. Zavorotny, “Environmental Sensing - A Revolution in GNSS Applications,” *InsideGNSS, Technical Article*, Jul. 2014.
- [54] S. Gleason, A. O’Brien, A. Russel *et al.*, “Geolocation, Calibration and Surface Resolution of CYGNSS GNSS-R Land Observations,” *Remote Sensing*, vol. 12, no. 8, 2020.
- [55] G. A. Hajj and C. Zuffada, “Theoretical Description of a Bistatic System for Ocean Altimetry using the GPS Signal,” *Radio Science*, vol. 38, no. 5, p. 1089, Oct. 2003.
- [56] J. Stratton, *Electromagnetic Theory*. McGraw-Hill, 1941.
- [57] E. Cardellach, “Sea surface determination using GNSS reflected signals,” Ph.D. dissertation, Universitat Politècnica de Catalunya, 2001.
- [58] A. Fung, *Microwave Scattering and Emission Models and Their Applications*, ser. Artech House remote sensing library. Artech House, 1994.
- [59] T. Elfouhaily, B. Chapron, K. Katsaros, and D. Vandemark, “A unified directional spectrum for long and short wind-driven waves,” *Journal of Geophysical Research: Oceans*, vol. 102, no. C7, pp. 15 781–15 796, 1997.
- [60] B. Parkinson and J. Spilker, *Global Positioning System: Theory and Applications*, ser. Ciencia militar y naval. American Institute of Aeronautics & Astronautics, 1996, no. v. 1.
- [61] M. Clarizia, “Investigating the Effect of Ocean Waves on GNSS-R Microwave Remote Sensing Measurements,” Ph.D. dissertation, University of Southampton, Ocean and Earth Science, 10 2012.
- [62] X. Sun, W. Zheng, F. Wu *et al.*, “Improving the iGNSS-R Ocean Altimetric Precision Based on the Coherent Integration Time Optimization Model,” *Remote Sensing*, vol. 13, no. 22, p. 4715, 2021.
- [63] J.-S. Lee and E. Pottier, *Polarimetric Radar Imaging: From Basics to Applications*. CRC Press, 2009.
- [64] S. Ozafrain, P. A. Roncagliolo, and C. H. Muravchik, “Adquisición de señales GNSS-R : Método de Integraciones Cortas,” in *2016 IEEE Biennial Congress of Argentina (ARGENCON)*, 2016.

- [65] E. Loria, A. O'Brien, I. J. Gupta *et al.*, "Detection & Separation of Coherent Reflections in GNSS-R Measurements Using CYGNSS Data," in *International Geoscience and Remote Sensing Symposium (IGARSS 2018)*, 2018.
- [66] G. Giangregorio, M. d. Bisceglie, P. Addabbo *et al.*, "Stochastic Modeling and Simulation of Delay Doppler Maps in GNSS-R Over the Ocean," *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*, vol. 54, no. 4, pp. 2056–2069, Apr. 2016.
- [67] S. M. Kay, *Fundamentals of Statistical Signal Processing, Volume II: Detection Theory*, 1st ed. Englewood Cliffs, N.J: Prentice Hall, Feb. 1998.
- [68] D. Van Nee and A. Coenen, "New fast GPS code-acquisition technique using FFT," *Electronics Letters*, vol. 2, no. 27, pp. 158–160, 1991.
- [69] EUMETSAT, "ASCAT Product Guide," Tech. Rep., 2015.
- [70] C. Chew, A. Colliander, R. Shah *et al.*, "The Sensitivity of Ground-Reflected GNSS Signals to Near-Surface Soil Moisture, as Recorded by Spaceborne Receivers," in *2017 IEEE International Geoscience and Remote Sensing Symposium (IGARSS)*, no. 7. IEEE, Jul. 2017, pp. 2661–2663.
- [71] Y. Wang and J. Morton, "Coherent Reflections Using Closed-Loop PLL Processing of CYGNSS IF Data," in *IGARSS 2019 - 2019 IEEE International Geoscience and Remote Sensing Symposium*, 2019.
- [72] J. Mashburn, P. Axelrad, C. Zuffada *et al.*, "Improved GNSS-R Ocean Surface Altimetry With CYGNSS in the Seas of Indonesia," *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*, vol. 58, no. 9, pp. 6071–6087, 2020.
- [73] J. Ziv and M. Zakai, "Some Lower Bounds on Signal Parameter Estimation," *IEEE Trans. Inf. Theory*, vol. 15, no. 3, pp. 386–391, May 1969.
- [74] S. Ozafrain, P. A. Roncagliolo, and C. H. Muravchik, "Likelihood Map Waveform Tracking Performance for GNSS-R Ocean Altimetry," *IEEE Journal of Selected Topics in Applied Earth Observations and Remote Sensing*, vol. 12, no. 12, pp. 5379–5384, 2019.
- [75] W. Li, A. Rius, F. Fabra *et al.*, "Revisiting the GNSS-R Waveform Statistics and Its Impact on Altimetric Retrievals," *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*, vol. 56, no. 5, pp. 2854–2871, 2018.

- [76] S. Ozafrain, P. A. Roncagliolo, and C. H. Muravchik, “Ocean-Reflected GNSS Signals Detection with Generalized Likelihood Ratio Test,” in *Proceedings of the 30th International Technical Meeting of The Satellite Division of the Institute of Navigation (ION GNSS+ 2017)*, 2017.
- [77] H. Carreno-Luengo, A. Camps, P. Via *et al.*, “3Cat-2—An Experimental Nanosatellite for GNSS-R Earth Observation: Mission Concept and Analysis,” *IEEE Journal of Selected Topics in Applied Earth Observations and Remote Sensing*, vol. 9, no. 10, pp. 4540–4551, 2016.