

ADVERTIMENT. La consulta d'aquesta tesi queda condicionada a l'acceptació de les següents condicions d'ús: La difusió d'aquesta tesi per mitjà del servei TDX (www.tesisenxarxa.net) ha estat autoritzada pels titulars dels drets de propietat intel·lectual únicament per a usos privats emmarcats en activitats d'investigació i docència. No s'autoritza la seva reproducció amb finalitats de lucre ni la seva difusió i posada a disposició des d'un lloc aliè al servei TDX. No s'autoritza la presentació del seu contingut en una finestra o marc aliè a TDX (framing). Aquesta reserva de drets afecta tant al resum de presentació de la tesi com als seus continguts. En la utilització o cita de parts de la tesi és obligat indicar el nom de la persona autora.

ADVERTENCIA. La consulta de esta tesis queda condicionada a la aceptación de las siguientes condiciones de uso: La difusión de esta tesis por medio del servicio TDR (www.tesisenred.net) ha sido autorizada por los titulares de los derechos de propiedad intelectual únicamente para usos privados enmarcados en actividades de investigación y docencia. No se autoriza su reproducción con finalidades de lucro ni su difusión y puesta a disposición desde un sitio ajeno al servicio TDR. No se autoriza la presentación de su contenido en una ventana o marco ajeno a TDR (framing). Esta reserva de derechos afecta tanto al resumen de presentación de la tesis como a sus contenidos. En la utilización o cita de partes de la tesis es obligado indicar el nombre de la persona autora.

WARNING. On having consulted this thesis you're accepting the following use conditions: Spreading this thesis by the TDX (www.tesisenxarxa.net) service has been authorized by the titular of the intellectual property rights only for private uses placed in investigation and teaching activities. Reproduction with lucrative aims is not authorized neither its spreading and availability from a site foreign to the TDX service. Introducing its content in a window or frame foreign to the TDX service is not authorized (framing). This rights affect to the presentation summary of the thesis as well as to its contents. In the using or citation of parts of the thesis it's obliged to indicate the name of the author

Tesis Doctoral

**Sistemas de teledetección
activos y pasivos embarcados
en sistemas aéreos no tripulados
para la monitorización de la tierra**

Autor

René Acevo Herrera

Departamento de Teoría de la señal y comunicaciones

Universitat Politècnica de Catalunya (UPC)

rene.acevo@tsc.upc.edu

Director de Tesis

Dr. Albert Agasca Solé

Barcelona, Marzo 2011

Dedicatorias

A Berenice por ser parte de mi vida y compartir conmigo su valor, fuerza y cariño.

A mi familia por su cariño y apoyo.

Agradecimientos

La finalización de esta tesis doctoral no habría sido posible sin la ayuda de muchas personas

En primer lugar quiero agradecer a mi asesor el Dr. Albert Aguasca Solé, por su apoyo incondicional y la oportunidad que me brindó para poder realizar un trabajo que ha implicado diversas disciplinas, ya que gracias a su experiencia se ha podido finalizar con éxito este trabajo.

Quiero agradecer al Dr. Adriano Camps Carmona por la oportunidad de colaborar en el grupo de trabajo de teledetección pasiva. Muchas gracias por su asesoría y apoyo.

Quiero agradecer a la Universitat Politècnica de Catalunya por haberme otorgado una beca predoctoral UPC de Formación de Personal Investigador para poder desarrollar este trabajo.

Quiero agradecer a los compañeros de doctorado, profesores, personal técnico y administrativo de Teoría de la señal y Comunicaciones por su colaboración en diferentes aspectos del desarrollo de este trabajo y por su permanente disposición de ayuda.

Resumen

La comunidad científica ha mostrado gran interés por estudiar los fenómenos que ocurren sobre la superficie de la tierra, específicamente los que suceden en la atmósfera, los océanos, o la superficie del suelo, y que afectan el clima o modifican la superficie de la tierra. Para poder analizar y predecir estos fenómenos, se monitorizan parámetros que se relacionan de manera directa o indirecta con procesos biofísicos y geofísicos. Es en este punto donde la teledetección entra en juego, puesto que es la técnica que permite medir tales parámetros de forma remota sin necesidad de entrar en contacto directo con un objeto o una superficie.

En particular, la teledetección por microondas permite la detección de energía electromagnética casi bajo cualquier condición climática y a cualquier hora del día, debido a que a esta longitud de onda la energía electromagnética puede penetrar a través de las nubes, polvo, neblina y lluvia, y es menos susceptible a la dispersión atmosférica, que afecta en gran medida a las señales ópticas.

Actualmente existen varios sistemas de teledetección por microondas que se han embarcado en satélites, para monitorizar parámetros biofísicos y geofísicos sobre la superficie de la tierra de manera global. También se han desarrollado estos sistemas para ser transportados en plataformas aéreas tripuladas para realizar estudios a nivel local o regional, donde se desea obtener información de una zona en particular en tiempos relativamente cortos. Sin embargo, ambas plataformas representan, entre otras cosas, un alto coste, no solo económico sino de infraestructura, equipo, grupos de trabajo, permisos de operación, y varios requerimientos más.

El creciente desarrollo de los sistemas aéreos no tripulados (*Unmanned Aerial Vehicle*, UAV), ha hecho posible su uso para transportar sensores de teledetección. Los sistemas UAV presentan las mismas ventajas que los sistemas aéreos tripulados, pero además añaden otras ventajas adicionales. Por ejemplo, pueden ser operados durante varias horas de forma autónoma, el coste de explotación y desarrollo puede ser menor que el de un avión tripulado si se emplea un UAV de bajas prestaciones.

Por tal motivo en este trabajo se propone el uso de un aeromodelo de control

por radio como plataforma UAV para monitorizar diversos parámetros geofísicos y biofísicos de la tierra mediante sensores activos y pasivos de teledetección por microondas.

Para realizar las medidas de teledetección pasiva se ha desarrollado el sensor denominado *Airborne RadIometEr at L-Band* (ARIEL) que es un radiómetro Dicke de bajo peso y pequeñas dimensiones, y que trabaja en Banda L ($\approx 1,4$ GHz). En la presenta memoria se muestra el diseño del sensor, las características principales de funcionamiento, y las técnicas de procesamiento de datos. Posteriormente se presentan las campañas de medida realizadas en zonas de cultivo, suelo descubierto, y zonas costeras. En tales campañas se han conseguido generar mapas de temperatura de brillo y de humedad de suelo.

Con el fin de llevar a cabo medidas de teledetección activa se ha desarrollado el sistema denominado *AiR Based REmote Sensing* ARBRES, que consta de dos sensores radar de apertura sintética SAR diseñados a dos frecuencias diferentes, uno en Banda C ($\approx 5,3$ GHz) y otro en Banda X ($\approx 9,65$ GHz). Ambos radares son de onda continua FMCW, además son de bajo peso, bajo consumo de potencia y de pequeñas dimensiones. Ambos sensores tienen la capacidad de realizar medidas de interferometría SAR. En esta memoria se muestran las características de funcionamiento del sistema, así como algunos algoritmos de focalización de imágenes SAR, y una técnica para compensar los movimientos de la plataforma de vuelo. Finalmente se presentan medidas en campo para obtener imágenes de reflectividad de un escenario, y se muestran también los resultados para medidas realizadas en configuración de interferometría de simple pasada, la cual está relacionada con la topografía del terreno.

Índice general

Resumen	VII
1. Introducción	1
1.1. Teledetección	1
1.1.1. Teledetección por microondas	2
1.1.2. Teledetección por microondas en satélite	3
1.1.3. Teledetección por microondas en plataformas aéreas tripuladas	4
1.1.4. Potencialidades de las plataformas UAV para teledetección .	5
1.2. Objetivo de la tesis	6
1.3. Organización de la tesis	6
2. Conceptos previos	9
2.1. Introducción	9
2.2. Vehículos aéreos no tripulados	10
2.2.1. Clasificación de UAVs	13
2.2.2. Aviones de control por radio para esta tesis	16
2.3. Sistemas de coordenadas	18
2.3.1. Orientación y ángulos de Euler	19
2.4. Posición y orientación de la plataforma	19
2.4.1. Sistemas de medida de parámetros de movimiento	20
2.4.2. Sistemas GNSS	22
2.4.3. Sensores GNSS+IMU	24
2.5. Aerodinámica y la carga útil	28
2.5.1. Centro de gravedad y centro aerodinámico	30
2.6. Requerimientos de diseño para sensores en UAV	31
2.7. Conclusiones	32

I	Teledetección pasiva en UAV	33
3.	Radiometría de microondas	35
3.1.	Introducción	35
3.2.	Radiometría de microondas	35
3.2.1.	Densidad espectral de brillo y potencia captada por una antena.	36
3.2.2.	Radiación térmica	37
3.2.3.	Radiación de un cuerpo gris	40
3.3.	Radiómetros de microondas	44
3.3.1.	Radiómetro de potencia total	45
3.3.2.	Radiómetro Dicke	47
3.3.3.	Radiómetro de inyección de ruido	49
3.4.	Conclusiones	51
4.	Radiómetro aerotransportado	53
4.1.	Antecedentes	53
4.2.	Descripción del sensor	57
4.2.1.	Antena	58
4.2.2.	Radiómetro Dicke	60
4.2.3.	Sistema de adquisición y almacenamiento de datos	63
4.3.	Descripción del sistema de procesado	64
4.3.1.	Procesado de datos de ARIEL	64
4.4.	Resumen	78
5.	Campañas de medida ARIEL	79
5.1.	Campañas de medida en Ripollet	79
5.1.1.	Descripción del campo y pruebas	79
5.1.2.	Medida de temperatura de brillo	81
5.1.3.	Medida de humedad de suelo	81
5.2.	Temperatura de Brillo en Delta del Ebro	83
5.2.1.	Medida de temperatura de brillo	85
5.3.	Humedad de suelo en Vadillo de la Guareña	87
5.3.1.	Descripción del experimento	88
5.3.2.	Recuperación de humedad	88
5.3.3.	Análisis de resultados	89
5.4.	Conclusiones	93

II Teledetección activa en UAV	95
6. Radar de apertura sintética	97
6.1. Introducción	97
6.2. Radar de apertura sintética	98
6.2.1. Descripción del sistema	99
6.2.2. Análisis del sistema en <i>cross-range</i>	107
6.2.3. Efectos de los movimientos del vehículo en el RCM	111
6.2.4. Análisis SAR en el dominio <i>range-Doppler</i>	112
6.3. Algoritmos de focalización de imágenes	114
6.3.1. Algoritmos basados en transformadas	114
6.3.2. Algoritmo <i>Back-Projection</i>	117
6.4. Interferometría SAR	120
6.4.1. Interferometría <i>single-pass</i>	120
6.4.2. Coherencia interferométrica	122
6.5. Resumen	123
7. Radar aerotransportado	125
7.1. Antecedentes	125
7.2. Descripción del sistema ARBRES	131
7.2.1. Radar aerotransportado ARBRES	131
7.2.2. Antenas	141
7.2.3. Alcance	143
7.2.4. Sistema de adquisición y almacenamiento de datos	145
7.3. Descripción de los algoritmos de procesado	148
7.3.1. <i>Back Projection</i> para UAV	148
7.3.2. Compensación de movimiento con ayuda de la IMU	149
7.4. Interferometría <i>single pass</i> con ARBRES	152
8. Campañas de medida ARBRES	155
8.1. Afueras del municipio de Ripollet	155
8.2. Imágenes SLC Banda C	156
8.2.1. Imágenes SLC a baja altura sin MoCo	158
8.2.2. Imágenes SLC aplicando MoCo	159
8.3. Imágenes SLC Banda X	163
8.3.1. Aperturas cortas	164
8.3.2. Aperturas medias	168
8.3.3. Aperturas largas	169

8.4. Interferometría en UAV	173
8.4.1. Interferometría con compensación de movimiento y orientación	178
8.5. Conclusiones	185
9. Conclusiones y líneas futuras de trabajo	187
9.1. Conclusiones	187
9.2. Requerimientos de diseño para los sensores en UAV	191
9.3. Líneas futuras de trabajo	192
A. Otros sensores de teledetección en UAV	197
A.1. Reflexometría GNSS-R aerotransportada	197
B. Efecto de las vibraciones en la IMU	199
C. Lista de Publicaciones	203
C.1. Artículos	203
C.2. Conferencias	203
C.3. Patentes	204

Capítulo 1

Introducción

1.1. Teledetección

En las últimas décadas se ha incrementado el interés de la comunidad científica por estudiar los fenómenos que ocurren sobre la superficie de la tierra, y se ha puesto un especial interés en los que suceden en la atmósfera, los océanos, o la superficie del suelo y que modifican el clima o la superficie de la tierra. Para poder analizar y predecir estos fenómenos, se monitorizan parámetros que se relacionan de manera directa o indirecta con los procesos biofísicos y geofísicos. Es en este punto donde la teledetección entra en juego, puesto que es la técnica que permite medir tales parámetros de forma remota sin necesidad de entrar en contacto directo con un objeto o una superficie.

La Agencia Espacial Europea (*European Space Agency*, ESA) [1] define la teledetección como la forma de recopilar y analizar datos para obtener información de un objeto sin que un sensor tenga que estar en contacto directo con él. Esta misma fuente determina que se pueden distinguir tres elementos esenciales para la teledetección, que son:

1. Una plataforma que transporte los instrumentos
2. Un objeto o superficie de observación
3. Un instrumento o sensor que se dedique a observar tales blancos

Se puede decir que el objetivo de la teledetección es, por un lado, obtener información a través de los datos adquiridos, y por otro, usar y almacenar esta información.

La teledetección hace uso de las propiedades que tienen los cuerpos para radiar energía, así pues, el parámetro clave para obtener información es la radiación. Existen diversos tipos de radiación las cuales dependen del fenómeno físico que la origina. Los

principales tipos de radiación que pueden emplearse para propósitos de teledetección son:

- Electromagnética
- Acústica
- Campo magnético

La radiación electromagnética se puede dividir por su longitud de onda como: ondas de radio, microondas, infrarrojo, luz visible, ultravioleta, rayos X, γ , etc. La Figura 1.1 muestra la división del espectro electromagnético tanto en función de frecuencia [Hz], como en función de la longitud de onda [m]. En este trabajo se aborda únicamente la teledetección en la franja de las microondas.

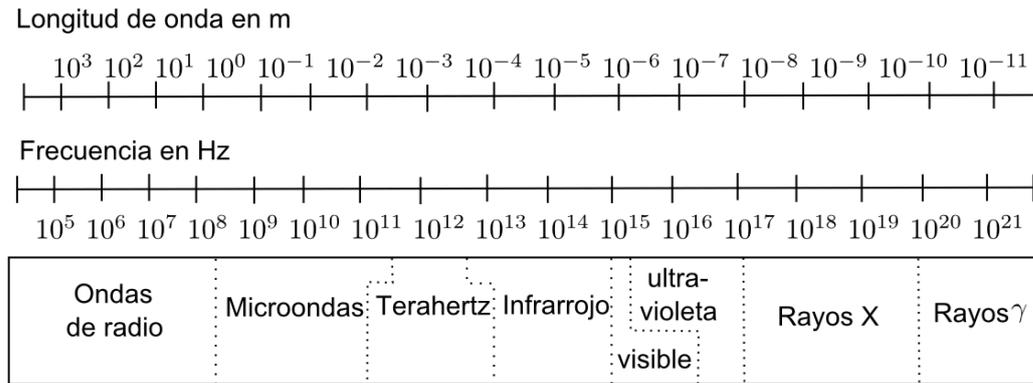


Figura 1.1: División del espectro electromagnético

1.1.1. Teledetección por microondas

La teledetección por microondas abarca dos formas: activa y pasiva. Se puede observar en la Figura 1.1 que la radiación por microondas está comprendida en un espectro con longitudes de onda que varía entre algunos milímetros a algunos metros. Según el Centro Canadiense para la Teledetección (*Canada Centre for Remote Sensing* [2]), las microondas tienen propiedades especiales que son importantes en la teledetección, debido a su mayor longitud de onda comparado con las señales ópticas y de infrarrojo. A mayores longitudes de onda la radiación de microondas puede penetrar a través de las nubes, polvo, neblina y lluvia, además estas longitudes de onda son menos susceptibles a la dispersión atmosférica, que afecta en gran medida a las señales ópticas. Esta propiedad permite la detección de energía electromagnética casi bajo cualquier condición climática, lo que hace posible tener información en cualquier momento.

La teledetección pasiva por microondas se realiza mediante un instrumento denominado radiómetro de microondas y se basa en un concepto similar a la teledetección térmica. Todos los objetos emiten radiación de microondas de cierta magnitud (que generalmente es muy pequeña). Un radiómetro de microondas detecta esta energía dentro de su campo de visión, la cual se relaciona, entre otras, con las propiedades de temperatura y humedad del objeto o superficie que la emite.

Por otra parte la teledetección activa dispone de su propia fuente de radiación de microondas para iluminar un blanco, y lo que se mide es el reflejo de esa radiación sobre tal blanco. Los sensores activos se pueden dividir principalmente en dos categorías: con y sin imagen. Los sensores activos con imagen se basan en técnicas de radar (*RADio Detection And Ranging*) de apertura sintética (SAR) para generar imágenes en dos dimensiones. Los sensores activos sin imagen incluyen los altímetros y escatómetros. En la mayoría de los casos son dispositivos de perfil, los cuales toman medidas en una dimensión, lo opuesto a la representación bidimensional de los sensores de imagen.

1.1.2. Teledetección por microondas en satélite

Son las ventajas que representa la teledetección por microondas para observar la superficie de la tierra, casi en cualquier condición climática, y sin importar la hora del día, las que han posibilitado el uso de tales sistemas a gran escala.

Es así que diversas agencias espaciales en todo el mundo han desarrollado sistemas de teledetección por microondas embarcados en satélites.

La instalación de estos sistemas en satélites presenta, entre otras, las siguientes particularidades:

- Distancia del sensor respecto al escenario: entre 300 y 36000 km
- Cobertura global
- Tiempos de sobrevuelo¹ desde algunas horas hasta algunas semanas
- Sistema Rígido
- Alto coste de desarrollo
- Bajo coste de explotación

¹pasada del satélite sobre el mismo punto sobre la tierra

Como puede verse, las mayores ventajas de estos sistemas son en términos de cobertura y costes de explotación, ya que una vez el satélite está en órbita y en funcionamiento, solo queda esperar a que este transmita los datos recopilados. Sin embargo, son sistemas rígidos, es decir, resulta muy difícil o imposible reconfigurar o reparar los instrumentos una vez están en operación. Otra desventaja es el alto coste de desarrollo, y presentan altos requerimientos para los sistemas electrónicos. Estos sistemas también pueden verse limitados en cuanto a ángulos de observación del escenario o en cuanto al tiempo de sobrevuelo si se desea monitorizar fenómenos con alta dinámica.

1.1.3. Teledetección por microondas en plataformas aéreas tripuladas

Otra aplicación de los sistemas de teledetección se presenta en estudios a nivel local o regional, donde se desea obtener información de una zona en particular en tiempos relativamente cortos. Para estos propósitos, agencias de aeronáutica y espaciales, y algunas universidades a nivel mundial han hecho uso de aeronaves tripuladas para transportar sensores de teledetección por microondas.

El uso de una aeronave tripulada presenta, entre otras, las siguientes propiedades:

- Alturas de vuelo entre 1 y 15 km
- Cobertura regional
- Tiempos de sobrevuelo de algunos minutos a algunas horas
- Sistema flexible
- Bajo coste de desarrollo (comparado con un satélite)
- Alto coste de explotación

Las principales ventajas del uso de plataformas aéreas tripuladas es que los instrumentos instalados pueden ser reconfigurados, reparados o sustituidos sin muchas complicaciones. Al mismo tiempo, los tiempos de sobrevuelo pueden ser relativamente cortos y se pueden planear las trayectorias para cada aplicación en particular. Otra ventaja es el bajo coste de desarrollo comparado con los sistemas satelitales, esto ha hecho posible que algunas universidades o centros de investigación públicos o privados hayan podido desarrollar sus propios sistemas de teledetección. La principal desventaja de estos sistemas es su coste de explotación, no solo en coste de combustible, sino en recursos humanos, logística, aeropuertos disponibles, etc.

1.1.4. Potencialidades de las plataformas UAV para teledetección

El creciente desarrollo de los sistemas aéreos no tripulados (*Unmanned Aerial Vehicle*, UAV), ha hecho posible su uso para transportar sensores de teledetección.

El uso de un vehículo aéreo no tripulado para teledetección por microondas presenta las siguientes características:

- Alturas de vuelo de algunos metros a decenas de kilómetros
- Cobertura local a regional
- Tiempos de sobrevuelo de algunos segundos a algunas horas
- Sistema flexible
- Bajo coste de desarrollo (similar a un sistema aerotransportado)
- De bajo a alto coste de explotación
- Largas jornadas de vuelo
- Dimensiones reducidas para transportar instrumentos

Se puede extraer que los sistemas UAV presentan las mismas ventajas que los sistemas aéreos tripulados, pero además añaden otras ventajas adicionales. Por ejemplo, pueden ser operados durante varias horas de forma autónoma, lo que resulta imposible de igualar en plataformas tripuladas. Otra característica particular de estos sistemas es que el coste de explotación puede ser menor que el de un avión tripulado, si se emplea un UAV de bajas prestaciones, o se realizan medidas sobre un área limitada.

Sin embargo, los UAVs presentan algunas características que limitan su empleo para aplicaciones de teledetección. Por ejemplo, los UAV suelen tener dimensiones reducidas comparadas con los sistemas aéreos tripulados, y por lo tanto la carga útil que pueden transportar suele estar más limitada.

Las limitaciones anteriores plantean grandes retos para el desarrollo de los sensores que son instalados en la aeronave. Por ejemplo, el disponer de un espacio reducido para el sensor obliga a simplificar el diseño de los sistemas electrónicos, su consumo de potencia y peso.

Por otra parte, la tecnología actual de los sistemas y componentes electrónicos comerciales hace posible alcanzar, entre otras características, mayores niveles de integración, reducción en consumos de energía, y reducción de costos.

Se puede decir que la importancia de la monitorización de parámetros para la observación de la tierra, en combinación con el creciente desarrollo de los UAV y el avance de los sistemas y componentes electrónicos, da la viabilidad para que universidades, centros de investigación y empresas comerciales puedan desarrollar instrumentos y sistemas de teledetección con los altos requerimientos que impone la plataforma.

1.2. Objetivo de la tesis

El objetivo de esta tesis es demostrar el uso de un aeromodelo de control por radio como plataforma UAV para monitorizar diversos parámetros geofísicos y biofísicos de la tierra mediante sensores activos y pasivos de teledetección por microondas.

Todo ello requiere el desarrollo de los distintos sistemas, así como las herramientas de procesamiento de los datos, y llevar a cabo diversas campañas de medida en campo, para corroborar estas técnicas.

1.3. Organización de la tesis

La presente memoria de tesis está organizada en ocho capítulos, las conclusiones del trabajo y dos apéndices. Este capítulo introductorio (capítulo 1) ha presentado el objetivo de esta tesis y una breve justificación del proyecto. El capítulo 2 describe la plataforma UAV y los sensores que se emplean para determinar su trayectoria.

Después se divide la memoria en dos grandes bloques, una primera parte presenta el sistema de teledetección pasiva, y la segunda parte muestra la activa.

La primera parte (Parte I: sistema de teledetección pasiva) se divide en tres capítulos numerados de la siguiente forma: 3, 4 y 5. El capítulo 3 presenta la teoría de radiometría de microondas y algunas topologías básicas de radiómetros de microondas. El capítulo 4 muestra el diseño del radiómetro aerotransportado, sus características de funcionamiento, y los algoritmos para la recuperación de parámetros. El capítulo 5 se presentan las diferentes campañas de medida desarrolladas en tres emplazamientos diferentes. También se presentan los resultados obtenidos: mapas de temperatura de brillo en zonas de cultivo y suelo descubierto, mapas de temperatura de brillo en zonas costeras (mar, playa, suelo y humedales), y mapas recuperados de humedad de suelo sobre campos de cultivo como cereal, viñedos o pastizales.

La segunda parte (Parte II: sistema de teledetección activa) se divide también en tres capítulos numerados de la siguiente forma: 6, 7 y 8. El capítulo 6 presenta el marco teórico de radares de apertura sintética, así como la descripción de algunos

algoritmos para focalización de imágenes SAR y la teoría de interferometría SAR. En el capítulo 7 se muestra el diseño de los sensores activos (uno en banda C y otro en banda X), así como las características y configuraciones del sistema. El capítulo 8 presenta las diferentes campañas de medidas realizadas en un campo de vuelo de aeromodelos que tiene línea de vista hacia una ciudad. Se presentan varias imágenes de reflectividad en diferentes condiciones de vuelo, primero para banda C y posteriormente para banda X. Finalmente se presentan los resultados de información interferométrica obtenida a partir de las imágenes SLC en banda X.

El siguiente capítulo presenta las conclusiones particulares para cada sistema, puntualizando las capacidades y limitaciones de ambos sistemas. Posteriormente se presentan posibles líneas futuras de trabajo y propuestas a desarrollar en el sistema.

Después de las conclusiones se presentan dos Apéndices. El Apéndice A presenta otro sistema de teledetección que ha sido embarcado en la plataforma UAV y que muestra la capacidad del sistema para transportar otros sistemas. El Apéndice B presenta un estudio del efecto que tienen las vibraciones en los sensores que determinan la trayectoria y orientación de la plataforma.

Finalmente se presenta la bibliografía que ha servido como referencia para desarrollar el marco teórico de esta memoria de tesis.

Capítulo 2

Conceptos previos

2.1. Introducción

Como se ha dicho en el capítulo de introducción, este trabajo está dedicado a desarrollar sistemas de teledetección pasiva y activa transportados en vehículos aéreos no tripulados. Por eso, antes de comenzar el análisis de los sistemas de teledetección, se dedica el presente capítulo a estudiar, por un lado, conceptos físicos y matemáticos acerca de la dinámica de vuelo de una aeronave, y por otro se presenta una descripción de los sistemas electrónicos que realizan el registro y control del vuelo del vehículo. En base a las características de la plataforma se determinaran los requerimientos de diseño para los sistemas electrónicos y mecánicos.

Así, en la sección 2.2 de este capítulo se describen los sistemas aéreos no tripulados, se mencionan algunos ejemplos de vehículos comerciales, y a la vez se presenta la plataforma elegida para éste trabajo.

El pilotaje de un vehículo no tripulado se realiza mediante un sistema de control por radio o por un sistema electrónico automático capaz de realizar estas tareas, comúnmente conocido como piloto automático (*autopilot*); por tal motivo se presentan algunos ejemplos comerciales de estos sistemas.

Para los sistemas de teledetección aerotransportados, es imprescindible conocer la localización del vehículo en todo momento en su espacio físico de operación, esto se realiza mediante un sistema de referencia local y global. A este respecto se presenta un sistema de referencia en la sección 2.3.

Para representar medidas de parámetros geofísicos o biofísicos en un mapa a partir de medidas de teledetección, es necesario conocer la posición y la orientación del sensor. Cabe considerar que, en realidad, es la antena del sensor la que apunta hacia una dirección en particular y por lo tanto se debe determinar su orientación.

Al mismo tiempo, estas antenas deben tener línea de vista directa a la superficie que se desea medir, en consecuencia se deben instalar en el exterior del fuselaje del avión; usualmente se hace en la parte inferior o en el lateral. Lo anterior indica que la orientación de la antena corresponde con la orientación del vehículo en el que solo cambia el eje de referencia local. Para poder conocer la posición y orientación de la plataforma de vuelo se necesitan sensores dedicados a estas tareas, así, se estudian los sistemas de navegación inercial y los sistemas de posicionamiento global en la sección 2.4.

Finalmente, se presentan algunas nociones de aerodinámica para estudiar el efecto de las características físicas de la carga útil¹ en la dinámica de vuelo del vehículo.

2.2. Vehículos aéreos no tripulados

Según la Administración Federal de Aviación (Federal Aviation Association, FAA [3]) de los Estados Unidos de América, los vehículos aéreos no tripulados, mejor conocidos por su acrónimo proveniente del inglés UAVs (*Unmanned Aerial Vehicles*), son vehículos, ya sean aviones, helicópteros o algún derivado de estos. En esta tesis se particularizará el enfoque de estudio en los aviones como vehículo aéreo, dejando a un lado los demás. Los UAVs pueden volar mediante sistemas electrónicos de control sin la necesidad de un piloto a bordo. Además, pueden ser tan simples como un aeromodelo de control por radio o tan complejo como un avión de vigilancia para usos militares.

Las primeras versiones de vehículos no tripulados fueron desarrolladas durante la primera guerra mundial, y posteriormente mejoradas en la segunda guerra mundial. El desarrollo de estos sistemas ha estado ligado a aplicaciones militares. Sin embargo, en las últimas décadas, se ha liberado el uso de estos sistemas para aplicaciones civiles y científicas como son: teledetección, transporte, investigación científica, búsqueda y rescate, etc.

Cuando se habla de un UAV no se habla solo de un vehículo aéreo, sino también de los sensores que ayudan a controlar el vuelo y de los sistemas que determinan el rumbo y trayectoria a seguir. Una forma de control de vuelo es mediante el uso de sistemas de control por radio, que dependiendo del enlace de radio empleado pueden tener alcances desde algunos kilómetros hasta miles de kilómetros, si se emplea un enlace satelital. También, si se tiene disponible un sistema de autopilotaje se puede programar una trayectoria deseada antes del vuelo.

¹díganse: las antenas, fuentes de alimentación, sensores y electrónica asociada

Sistemas de control de vuelo

Para poder entender el funcionamiento de los sistemas de control, se debe conocer los principios básicos de vuelo del vehículo, particularmente el de un avión. Este consta de varios elementos como son: hélice, motor, fuselaje, alas, estabilizadores horizontales y verticales, superficies de control, y tren de aterrizaje. El fuselaje es el cuerpo del avión y está unido a las alas y los estabilizadores, es hueco y puede albergar tanto los sistemas electrónicos, como los sistemas de alimentación y combustible. Las superficies de control son las partes móviles del avión que al cambiarlas de posición, provoca un efecto aerodinámico que altera el curso del vuelo. Usualmente el movimiento de estas partes se realiza mediante motores eléctricos (actuadores).

Las alas son la parte más importante del avión ya que en estas se ejercerá la fuerza aerodinámica (véase: sección 2.5), y es donde se colocan los alerones y los *flaps*. Los estabilizadores horizontales son aletas que se colocan paralelas a las alas del avión y se localizan usualmente en la parte trasera del fuselaje, y es donde se suele colocar el timón de profundidad o elevador. Los estabilizadores verticales son una o más aletas que se colocan verticales en la parte trasera del fuselaje y se conoce como deriva, y es donde se instala el timón de dirección. El funcionamiento en conjunto de estas partes hace posible el vuelo.

En un avión no tripulado, las instrucciones para realizar los movimientos de las superficies de control se ejecutan mediante sistemas electrónicos. En un avión de control por radio esto se hace empleando un mando a distancia que transmite las instrucciones mediante un enlace de radio. Aquí se presenta la incógnita de como determinar los movimientos de las superficies de control que se deben ejecutar durante las fases del vuelo.

Una forma para realizar el control de un vehículo aéreo es mediante su seguimiento visual desde tierra en conjunto con la experiencia del piloto, sin embargo, esto limita el alcance del avión a la línea de vista del piloto. Otra forma que permite al piloto controlar los movimientos es por medio de un sistema visual instalado en el avión que transmite la información a un reproductor de imágenes en tierra. Otra opción es el uso de sensores que indiquen el rumbo y orientación de la aeronave y así determinar la estrategia de control, este proceso puede requerir más de una persona. Mediante el análisis de la información del movimiento de la aeronave se puede precisar una estrategia matemática para implementar un sistema de control que realice automáticamente todo o parte del proceso, estos sistemas se conocen como pilotos automáticos y se exponen a continuación.

Pilotos automáticos

Un piloto automático es un sistema eléctrico o electrónico para gobernar los sistemas de control de vuelo de un avión y poder guiarlo sin que tenga que intervenir una persona. Con la combinación de los movimientos de las superficies de control y la velocidad del avión se pueden realizar todas las fases del vuelo. En términos de sistemas de control, se dice que cada elemento que modifique un proceso es un actuador, si este es independiente entonces representa un grado de libertad, por esta razón, cada actuador instalado en el avión es un grado de libertad para el sistema de control.

Se puede decir que el modo de funcionamiento de un *autopilot* se basa en el análisis de la información de posición, orientación y velocidad de la aeronave (a lo que se denomina vector de estados), a través de sensores de posicionamiento e inerciales, que serán descritos con más detalle en la sección 2.4. La información de los sensores se integra para recuperar estos parámetros mediante el uso de algoritmos de procesamiento de señales de múltiples entradas.

Una técnica ampliamente usada son los filtros de Kalman, que se puede encontrar con mayor detalle en Kayton and Fried [4]. Una vez recuperado el vector de estados se pueden realizar las compensaciones pertinentes sobre cada actuador, con el uso de una ley de control. En sistemas de última generación, este proceso se realiza gracias al uso de microprocesadores, procesadores digitales de señales o dispositivos de lógica programable como las *field-programmable gate array* (FPGA).

En la actualidad se encuentran de forma comercial una diversidad de sistemas de piloto automático que se especializan en UAV, sirva como ejemplo el MP 2028 de la empresa Micropilot [5], este sistema puede controlar hasta 24 servo-motores y puede guardar hasta 1.000 puntos de referencia de trayectoria, incluye un receptor de posicionamiento global con una tasa de muestreo de 1 Hz, y tiene opción de grabar la trayectoria de vuelo con una tasa de 4 Hz.

En España, empresas como UAV *navigation* o Magline cuentan con soluciones integradas de alto rendimiento y disponen de la solución completa, es decir, tienen productos tanto para el sistema de autopilotaje, el enlace de radio y los sistemas de visión y de estado del vuelo, además ofrecen la instalación del sistema en el UAV. Como puede observarse existen múltiples soluciones disponibles de forma comercial, sin embargo, ya que no es el objetivo de esta tesis, para este proyecto no se ha incluido un piloto automático en la plataforma UAV, pero quedará pendiente como una línea futura de trabajo.

Tabla 2.1: Características del UAV Ikhana

Envergadura	20 m	Autonomía	30 h
Longitud	11 m	Altitud máx.	15000 m
Propulsión	turbina	velocidad máx.	120 m/s
Peso máximo	4763	Aviónica	estado sólido
Capacidad de combustible	1414 Kg	Pilotaje	Radio
Capacidad de carga útil	385 Kg	Posicionamiento	GPS
ext	1361 Kg	Orientación	INS

2.2.1. Clasificación de UAVs

Actualmente existen multitud de plataformas comerciales UAV por todo el mundo. Las principales características para elegir un UAV son: la autonomía, la carga útil que pueden transportar, sus dimensiones y su capacidad de despliegue. En base a esto se podrían clasificar los UAV como de corto, mediano y largo alcance. Un claro ejemplo de un UAV de largo alcance es el avión Ikhana desarrollado por la empresa *General Atomics Aeronautical* (un modelo Predator B [6]), que es propiedad del *Dryden Flight Research Center* de la Administración Nacional de Aeronáutica y del Espacio de Estados Unidos de América [National Aeronautics and Space Administration (NASA)], y es empleado para apoyar en misiones de ciencias de la tierra y desarrollar tecnología avanzada aeronáutica. Sus principales características se resumen en la Tabla 2.1. Puede observarse que tiene una autonomía muy extensa (difícil de igualar en aviones tripulados), lo que le permitiría volar muchos kilómetros y cubrir grandes superficies de terreno. Ikhana tiene gran capacidad de carga útil. Es importante mencionar que las dimensiones de este UAV lo obligan a despegar y aterrizar en aeropuertos autorizados, además el plan de vuelo debe incluir aeropuertos adicionales de soporte. El costo de este avión es elevado, sirva de ejemplo que una misión requiere de media una movilización del orden de 80 personas. En la Figura 2.1 puede observarse una foto del UAV Ikhana durante la preparación de un vuelo.

Un ejemplo de UAV de mediano alcance es el LUNA de la empresa alemana EMT, Penzberg; sus principales características se resumen en la Tabla 2.2. Para este avión la autonomía máxima es de 6 horas, y la altura máxima de vuelo es limitada, así como la carga útil que puede transportar. Se pueden mencionar algunos aviones más con características similares: existen los UAV de la empresa AAI Corporation con los modelos Shadow, Aerosonde, y Orbiter; o los UAV Molyntx, Sky-X, Sky-Y de



NASA Dryden Flight Research Center Photo Collection
<http://www.dfrc.nasa.gov/Gallery/Photo/index.html>
 NASA Photo: ED08-0151-07 Date: July 2, 2008 Photo By: Tony Landis

Ground crewmen prepare NASA's Ikhana remotely piloted research aircraft for another flight.
 Ikhana's infrared imaging sensor pod is visible under the left wing.

Figura 2.1: Foto del UAV Ikhana tomada de la página web de la NASA

la empresa italiana Alenia Aeronáutica, una compañía de Finmeccanica. Muchos de estos UAV pueden despegar mediante una lanzadera, por lo que se pueden desplegar en casi cualquier zona por inaccesible que sea. La Figura 2.2 muestra alguno de los modelos mencionados.

Actualmente, casi 40 países del mundo fabrican sus propios UAV tanto para aplicaciones militares como civiles. Por ejemplo, en España existen algunas empresas que fabrican UAVs como: Magline con el condor 300 o el TR3, o Aerovision con el sistema Fulmar; en la Figura 2.3 se muestran fotos de estos vehículos tomadas de



(a) EMT: Luna



(b) AAI Corp.: Shadow



(c) Alenia: Sky-X, Sky-Y

Figura 2.2: Fotos de UAVs de mediano alcance, fuente: páginas web respectivas.

Tabla 2.2: Características del UAV LUNA

Envergadura	4.17 m	Autonomía	6 h
Longitud	2.28 m	Altura máx.	3500 m
Propulsión	motor bicilíndrico	Altura operación	500 m
Peso máximo	37 Kg	Velocidad máx.	44 m/s
Capacidad de combustible	10 l.	Autónomo	RC
Capacidad de carga útil	4 Kg	Posicionamiento	GPS
Tiempo p/desplegar	30 min	Orientación	INS



(a) Magline: Condor 300



(b) Magline: TR3



(c) Aerovision: Fulmar

Figura 2.3: Fotos de algunos UAVs españoles, fuente: páginas web respectivas.

las respectivas páginas web.

Dentro de los UAV de corto alcance se encuentran los basados en vehículos de control por radio, ya sean aviones o helicópteros, y usualmente se construyen a escala de algún vehículo tripulado o puede ser diseñado específicamente siguiendo los principios de aerodinámica. En el laboratorio de teledetección de la Universidad Politécnica de Cataluña (UPC) se han desarrollado algunas versiones de estos aeromodelos (Figura 2.4).



(a) Aeromodelo



(b) Aeromodelo

Figura 2.4: Aviones de control por radio.

Tabla 2.3: Características de los aviones Pilatus Porter

	Radiometría	SAR
Envergadura	2.5 m	3.2 m
Longitud	1.8 m	2.52
Peso	8.5 Kg	13.5 Kg
Motor	60 cc	bicilíndrico 100 cc
Combustible	Gas	Gas
Carga útil	4 Kg	5 Kg
Dimensiones c.u.*	170x200x300 mm	200x300x400 mm
Velocidad máx.	40 m/s	45 m/s
Altura máx.	500 m	500 m
Autonomía	30 min	15 min
Piloto	RC	RC

*c.u. carga útil

2.2.2. Aviones de control por radio para esta tesis

En este trabajo se han elegido aviones a escala del avión Pilatus PC-6 Porter o mejor conocido como Pilatus Porter fabricado por la compañía *Pilatus Aircraft Ltd.*, el avión a escala es fabricado por la compañía francesa Topmodel RC; en la Figura 2.5 se muestran fotos de los aviones.

Las principales características de los aviones utilizados durante el desarrollo de esta tesis se resumen en la Tabla 2.3. Puede verse que para ambos aviones se usan motores de gasolina de combustión interna con gran capacidad de tracción. Se observa en la tabla que en estos aviones la autonomía es limitada. Sin embargo, en esta tesis se han planteado medidas a pequeña escala, por lo que la autonomía disponible es suficiente para realizar estudios locales y desarrollar las medidas necesarias. Otro punto que conviene hacer notar es que la carga útil es limitada tanto en tamaño como en peso, ya que los aviones a escala no están diseñados para volar con un gran peso en su interior.

Un punto que se debe notar es el efecto de usar motores de combustión interna, ya que pueden generar vibraciones en la estructura del avión. Por ejemplo, en uno de los aeromodelos, se utiliza un motor Desert aircraft DA-100 de 100 cm^3 que funciona con un régimen de giro de entre 1000 y 7000 rpm. Las explosiones internas del motor provocan vibraciones en la estructura del avión, en un intervalo de frecuencias entre 17 y 177 Hz (tomando en cuenta solo las vibraciones de primer orden), que además

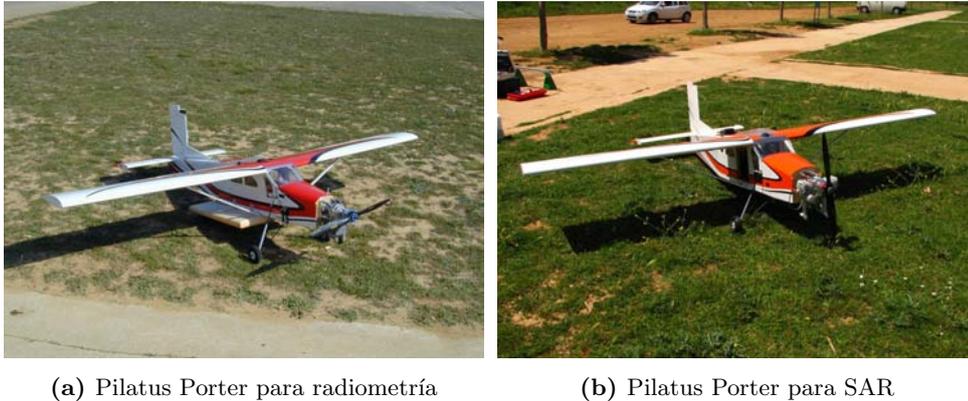


Figura 2.5: Aviones para ésta tesis.

pueden ser de gran magnitud (~ 6 g). Estas vibraciones pueden ocasionar serios problemas en los sistemas que sean instalados dentro del avión, como son: fatiga de los materiales, desenroscamiento de los tornillos de sujeción de las estructuras, fallos en las soldaduras de las tarjetas electrónicas, etc. Otros efectos de estas vibraciones se estudiarán más adelante.

Normativas de uso

Es importante revisar la normativa vigente para determinar las capacidades disponibles al usar un avión de control por radio. A continuación se presentan algunas normativas o propuestas de normativas, extraídas de diversas organizaciones, aunque cabe destacar que actualmente no existe una normativa clara.

Los aviones con una masa equivalente al despegue menor de 125 kg, operando a alturas menores a 1000 metros no entran dentro de las normativas internacionales de control de tráfico aéreo y no requerirá certificaciones de aeronavegabilidad, así que estarán sujetos a las normativas regionales, por encima de este peso los UAV deberán seguir el mismo nivel de seguridad internacionales que para las aeronaves tripuladas. En España se está desarrollando una normativa para el uso de los UAV, que actualmente contemplaba únicamente a los UAV militares, en el Real Decreto 1489/1994. En el BOE No. 130 Sec. I. Pág. 46336, habla aún del uso militar de estos sistemas, sin embargo existe una monografía sobre el uso de los UAV en el espacio aéreo no segregado desarrollada por el sistema de observación prospectiva y tecnológica del ministerio de defensa española [7]. En la monografía antes mencionada se propone clasificar los UAV de corto alcance y bajo peso en tres categorías: pequeño, mini, y micro; el pequeño comprendería una altura operacional de hasta 365 metros, con un alcance máximo de 50 km de línea de vista LOS (*line of sight*), el mini estaría

limitado a una altura operacional de 300 metros con una LOS de 25 km, y el micro a una altura máxima de 60 metros con una LOS de 5 km.

Sin embargo, al no haber una normativa clara se puede incluir los aviones de control por radio de menos de 25 kg en la categoría de aviación deportiva como aeromodelo, respetando la normativa del espacio aéreo no controlado de clase G, que limita a volar a una altura máxima de 365 m (1200 ft), con una visibilidad mínima de 5 km, libre de nubes y a la vista de la superficie, también se debe seguir la norma promulgada en el Real Decreto 1919/2009, que limita la línea de demarcación con los espectadores con una distancia mínima de 50 m, no se podrá volar en espacio aéreo controlado, ni cerca de aeropuertos, hospitales o escuelas. También se está desarrollando una reglamentación de la práctica de aeromodelismo, aunque actualmente solo existe un borrador, aquí se menciona que los vuelos se deben realizar a una distancia mínima de 250 m de las zonas pobladas (500 m normativa reciente) y nunca podrán sobrevolar estas zonas.

Una vez analizada la plataforma de vuelo, sus capacidades y limitaciones se procede a estudiar los conceptos y sistemas para determinar su posición, orientación y velocidad.

2.3. Sistemas de coordenadas

La posición, velocidad y orientación de un vehículo aéreo se deben expresar en un sistema de coordenadas. Uno de los sistemas de referencia más utilizados es el sistema *Earth-Centered, Earth-Fixed* (ECEF), que es un sistema cartesiano (X,Y,Z) con origen en el centro de la tierra, que se supone fija, y que rota sobre su propio eje. Mediante una conversión matemática se puede pasar del sistema ECEF al sistema geodésico mundial WGS-84 (World Geodetic System 1984), que es un sistema de coordenadas geodésicas expresada por longitud y latitud en grados y altitud en metros (LLA). En la Figura 2.6 se muestra un diagrama del sistema de coordenadas ECEF. Los puntos de referencia son el meridiano de Greenwich o meridiano internacional, y el ecuador. En dicha figura la magnitud a (~ 6378 km) representa el radio semi-mayor de la tierra o radio ecuatorial y b (~ 6357 km) el eje semi-menor o radio polar.

La orientación de un avión con respecto a un sistema de referencia fijo local se determina suponiendo al avión como un cuerpo rígido con un centro de masa sobre el cual se coloca un eje local de coordenadas y los movimientos se definen mediante los ángulos de Euler.

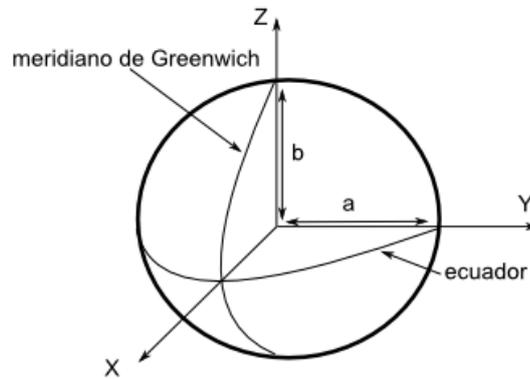


Figura 2.6: Sistema de coordenadas ECEF

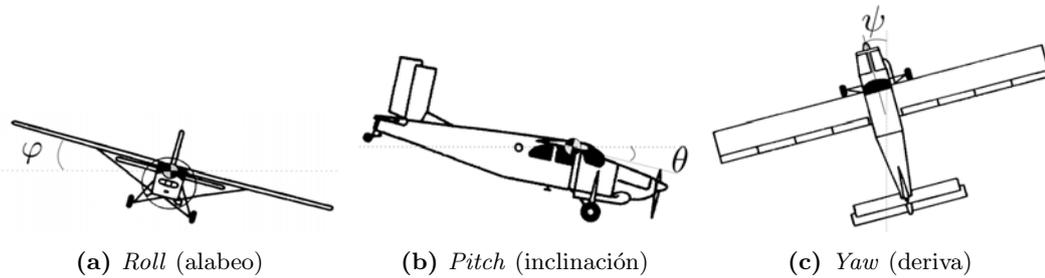


Figura 2.7: Rotación del avión respecto a los ángulos de Euler

2.3.1. Orientación y ángulos de Euler

En geometría, la orientación o posición angular de un objeto es una descripción de su posible colocación dentro de un sistema de referencia local. Un método muy empleado para especificar la orientación angular de un sistema de coordenadas respecto a otro, es a través del uso de tres ángulos denominados ángulos de Euler. Se puede definir el cambio de un sistema de coordenadas a otro, mediante una sucesión ordenada de giros de estos ángulos. Los ángulos de Euler coinciden con los ángulos de navegación convencionales *roll* φ (alabeo), *pitch* θ (inclinación) y *yaw* ψ (deriva). En la Figura 2.7 se ilustran los tres movimientos.

Como se ha verá en la sección 2.5, se supondrá el centro aerodinámico como el centro sobre el cual se ejecutan los movimientos del avión y este punto será el origen del sistema de coordenadas local conocido también como *body*.

2.4. Posición y orientación de la plataforma

Para conocer la posición y orientación en todo momento de la plataforma UAV, se necesitan sensores y sistemas dedicados a esta tarea. A continuación se describen dos de los sistemas que se dedican a proporcionar esta información.

2.4.1. Sistemas de medida de parámetros de movimiento

La inercia es la resistencia al cambio de momento de un cuerpo. Los sensores inerciales (comúnmente conocidos como *inertial motion unit*, IMU) se denominan de esta forma debido a que emplean las propiedades de la inercia para obtener información de movimiento angular o cambios de movimiento lineal. Los sensores más conocidos son los giróscopos que mide el movimiento angular y los acelerómetros que miden el movimiento lineal.

Ambos sensores son esenciales para el sistema de referencia de orientación y rumbo (*attitude/heading reference system* AHRS) y en los sistemas de navegación inercial (INS *inertial navigation systems*). Los INS proveen información de navegación así como también información muy precisa de orientación y rumbo.

Mediante la integración de la velocidad angular de un giróscopo se puede obtener la información de posición angular. Al integrar la información de aceleración lineal de un acelerómetro se obtiene la velocidad lineal, así mismo al integrar esta velocidad lineal se obtiene la información de posición lineal. La navegación en base a esta estimación se conoce como *navegación por estima*. En un vehículo con movimiento tridimensional, como un avión, se debe incorporar un giróscopo por cada eje de rotación, y un acelerómetro por cada eje de referencia. Por esta razón, una IMU contiene 3 giróscopos y 3 acelerómetros.

En la Figura 2.8 se presenta un ejemplo de esquema de la mecánica de funcionamiento de un sistema inercial (tomado de Kayton and Fried [4]), que ilustra el procedimiento para determinar la posición, velocidad y orientación mediante el uso de acelerómetros y giróscopos. En esta referencia se muestran ejemplos de los dispositivos anteriormente mencionados. En la figura se puede observar que, la medida de aceleración se debe transformar a un sistema de coordenadas de referencia, además, la fuerza de gravedad de la tierra influyen en las medidas, por lo que se debe compensar mediante un modelo matemático. A las medidas de aceleración, se debe compensar también la aceleración de coriolis. Posterior a dichas compensaciones, se integra la información para obtener la velocidad y posteriormente una segunda vez para obtener la posición con respecto a la tierra.

Las medidas de velocidad angular de los giróscopos, se compensan con ayuda de las medidas de velocidad calculadas con el acelerómetro. Se debe compensar el vector de velocidad de rotación terrestre, para reflejar el giro de la vertical local y el cambio de posición del vehículo, durante su desplazamiento sobre la superficie terrestre. De esta forma se puede computar en todo momento la orientación de los ejes del acelerómetro relativa a la tierra para cada posición del vehículo. Finalmente,

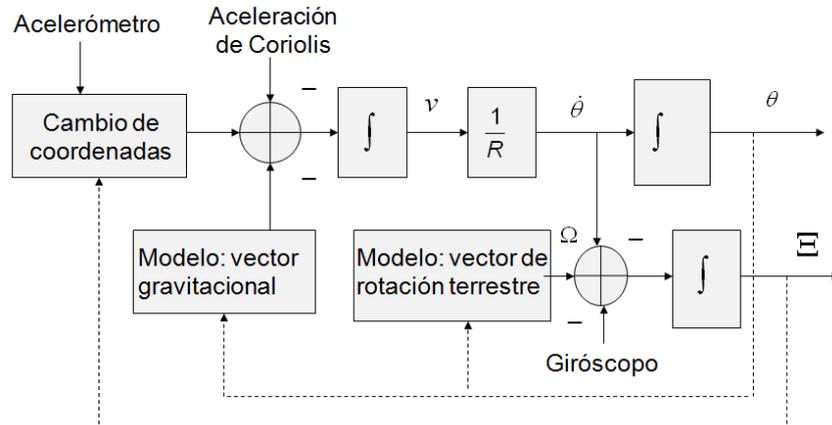


Figura 2.8: Esquema de un sistema para determinar parámetros inerciales, de [4]

en la figura mencionada R representa el radio de la tierra, v es la velocidad calculada del sistema, $\dot{\theta}$ es la velocidad angular calculada por el sistema, Ω es la velocidad de rotación de la tierra calculada por el sistema, y Ξ es el cálculo del eje sensible del acelerómetro con respecto al sistema de coordenadas local.

Este modelo conduce a tres tipos errores:

1. debido a la deriva provocada por la integración de la velocidad de giro,
2. errores en la integración de la velocidad calculada por el sistema debido a un error en la medida de aceleración, el error en el cálculo de la fuerza gravitacional local y errores en la determinación del eje de aceleración, y
3. debido a un error en la orientación del eje de coordenadas que cambia conforme el espacio inercial

Mediante un análisis más profundo se puede desarrollar un modelo que compense parte de estos errores y finalmente se obtendrá la información deseada, en la referencia anteriormente citada se puede encontrar la solución a este problema.

Otros tipo de sensor de movimiento es el magnetómetro, el cual utiliza el campo magnético de la tierra para determinar su orientación, de hecho es el mismo principio de funcionamiento de las brújulas magnéticas. Mediante la proyección del campo magnético de la tierra sobre un magnetómetro de 3 ejes se puede conocer la orientación instantánea del sensor. La mayor ventaja de este dispositivo es que las vibraciones del avión tendrán menor efecto en el valor de salida de la medida. Su mayor desventaja es que debe medir la intensidad del campo magnético terrestre (usualmente tiene un valor de 0.6 Gauss), ya que dicha medida se verá contaminada si existen campos magnéticos cercanos al sensor, o si hay superficies metálicas

cercanas que puedan alterar estos campos en el sensor. Asimismo, para determinar la orientación, se requiere de conocer y compensar las anomalías debidas a la declinación e inclinación del campo magnético.

Es notorio que existen algunas limitaciones en el empleo de los sistemas inerciales para usos de navegación. Al realizar un proceso de integración para obtener la información de velocidad y posición lineal y angular, se tendrá una deriva residual que se incrementa con el tiempo, además de la incorrecta determinación del campo gravitacional y el movimiento de la tierra. Estos sensores solo pueden realizar medidas dinámicas, es decir, que para determinar la orientación y desplazamiento de un vehículo en todo momento se debe tener una referencia inicial y a partir de ese momento se realiza el seguimiento de los movimientos tridimensionales. Es por todo ello que se requiere de un sistema que determine la posición absoluta de un vehículo en cada instante de tiempo; es así que algunas organizaciones han desarrollado los sistemas de posicionamiento global que se presentan a continuación.

2.4.2. Sistemas GNSS

El sistema de posicionamiento global (GPS *Global Positioning System*) es un sistema global de navegación por satélite (GNSS *Global Navigation Satellite Systems*) que permite determinar la posición y velocidad de un receptor en cualquier parte del planeta con una precisión de algunos metros, o hasta centímetros si se usan técnicas de mejora de prestaciones, denominadas de aumento (p.e., GPS diferencial). El sistema GPS es operado actualmente por el sistema de defensa de los Estados Unidos de América, pero existen otros sistemas como GLONASS que es operado por la federación rusa, y próximamente Galileo que está desarrollando la Unión Europea.

El sistema GPS [8] básicamente está compuesto por tres bloques: el conjunto de satélites que están orbitando la tierra, las estaciones de monitorización y control terrestre, y por último los receptores de los usuarios. El sistema funciona mediante una red de al menos 24 satélites (32 en total) en 6 planos orbitales, que se encuentran en una órbita media terrestre (MEO) ($\sim 20,000$ km), con trayectorias sincronizadas para cubrir toda la superficie terrestre en todo momento. Estos satélites transmiten una señal codificada que es decodificada por el receptor del usuario, con esto se determina el retardo de propagación de la señal y, por tanto, se puede conocer la distancia respecto a ese satélite. A ésta distancia se le conoce como pseudo-distancia. Mediante un proceso de triangulación con 3 satélites, y la información de posición de estos se puede determinar la posición tridimensional del receptor en un sistema de referencia centrado en la tierra.

Los satélites tienen relojes atómicos que proveen un tiempo de referencia muy preciso para generar las señales que transmite. Si el reloj del usuario tuviera una referencia tan precisa solo sería necesarios tres satélites para determinar la posición del usuario, sin embargo, el tener un reloj atómico en el receptor del usuario encerraría y limitaría el uso de estos sistemas. Por tal motivo se usan relojes que no tienen tanta precisión, esto introduce un retardo de tiempo adicional en la medida de los tiempos de tránsito de las transmisiones de los satélites. Es por esto que se necesita de un cuarto satélite para determinar la medida de retardo, debido a la desincronización entre los relojes.

Existen varios factores que limitan la precisión de este sistema. Las principales fuentes de error en el sistema GPS se pueden resumir en las siguientes fuentes: errores en los satélites GPS, errores en la recepción, y errores de estimación.

En Grewal *et ál.* [9] se realiza un análisis profundo de los errores asociados a GPS, algunos ejemplos son: los errores en los diferentes relojes de los satélites, errores en la determinación de la trayectoria de los satélites en el espacio mejor conocido como efemérides, pérdida de coherencia de los códigos y portadora de la señal transmitida, distorsión de la señal transmitida, errores por las condiciones medio ambientales producidos en la ionosfera que debido a la ionización causada por la radiación solar afecta la propagación de las ondas, o los producidos en la troposfera debido a la temperatura, humedad, presión atmosférica o ángulos de incidencia.

Asociado a estos errores la geometría del problema limita la precisión en la medida de altura, por tal motivo la posición en el plano de longitud y latitud será más precisa que la información de altitud. Debido a esta debilidad en el sistema es que se han desarrollado sistemas de aumento de precisión, mediante enlaces de radio que transmiten información de una posición fija de referencia a los satélites (GPS diferencial) y esta información es enviada a los usuarios para realizar las correcciones pertinentes, la precisión y el alcance de estos sistemas están limitados en áreas relativamente pequeñas.

Los sistemas de aumento de precisión basados en satélites (SBAS *Satellite Based Augmentation Systems*) se encargan de monitorizar la calidad de las señales y de la información de las efemérides de los satélites GNSS y enviar esta información a las estaciones de control para las correcciones correspondientes, esta información es retransmitida al satélite que a su vez la transmite a los usuarios. Estos satélites son geo-estacionarios y tienen una cobertura limitada; en Europa existe el sistema EGNOS que actualmente cuenta con 3 satélites dedicados a esta tarea.

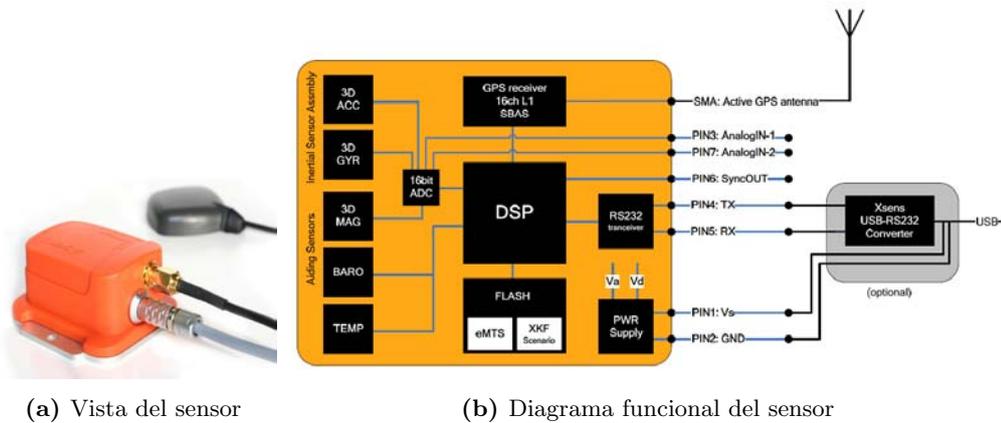
2.4.3. Sensores GNSS+IMU

De las secciones precedentes se puede concluir que los sistemas inerciales y de movimiento pueden determinar en forma muy precisa la orientación de un vehículo, pero la precisión de posición calculada se degrada con el tiempo debido a la naturaleza acumulativa de la solución. Por el contrario los sistemas GNSS pueden determinar muy bien la posición y velocidad de un vehículo, pero no pueden determinar su orientación. Una forma de obtener al mismo tiempo la posición, velocidad y orientación de un vehículo es integrar la información de ambos sistemas, y aumentar la precisión de la solución. Al tener una referencia de posición para cada instante de tiempo se puede inicializar periódicamente la información de los sensores inerciales, que responden de manera más rápida al movimiento que los sistemas GNSS ayudando a obtener información de movimiento entre dos medidas.

Existen soluciones de forma comercial que integran ambos sistemas y que pueden integrarse fácilmente en prácticamente cualquier plataforma aérea. Por mencionar algunos ejemplos se tienen las unidades: Circinus de la empresa *Atair Aerospace*, la MIDG II de la empresa *Omni Instruments*, la CompaNav-2 de la empresa *Teknol*, y la unidad MTi-G de la empresa *Xsens*. Todas estas integran sistemas GPS+IMU con sensores inerciales y barométricos para obtener posición, velocidad, orientación y rumbo, y presentan la ventaja que tienen dimensiones reducidas y poca masa. Para este proyecto se dispone de la unidad MTi-G, por lo que sus principales características se describen a continuación.

2.4.3.1. Unidad MTi-G de Xsens

Una solución que comprende ambos sistemas de posicionamiento y de orientación es el sensor MTi-G de la compañía *Xsens* [10]. Consiste de un receptor GPS ayudado con una unidad para determinar movimientos inerciales (IMU) basada en tecnología MEMS y sensores de presión estática, la unidad tiene un procesador con sistema de navegación y referencia de orientación y rumbo. El procesador inercial ejecuta un filtro de Kalman extendido de *Xsens* con lo que mejora la estimación de la orientación en tres dimensiones y la velocidad. El MTi-G provee: GPS aumentado sin deriva, estimación de la orientación 3D, así como también datos calibrados de: aceleración en 3D, tasa de giro 3D, campo magnético terrestre 3D y presión estática (barómetro). El sensor está integrado en un caja de dimensiones reducidas [50x60x30] mm y una masa total de 70 gramos, lo que ayuda a su integración en cualquier plataforma. En la Figura 2.9a se muestra una fotografía del sensor con la antena GPS tomada del manual de usuario de la unidad MTi-G.



(a) Vista del sensor

(b) Diagrama funcional del sensor

Figura 2.9: Sensor MTi-G desarrollado por la compañía Xsens [10]

En la Figura 2.9b se muestra un diagrama del sistema. Se observan por un lado los sensores inerciales (acelerómetros y giróscopos), los sensores de apoyo (magnetómetros y barómetro), y dos entradas analógicas con una resolución de 14 bits. Por otro lado se tiene el receptor GPS que trabaja en la banda L1 y está preparado para trabajar con el sistema GNSS Galileo e incluye ayuda de los sistemas SBAS disponibles en la región. Toda esta información es procesada en tiempo real con la ayuda de un procesador digital de señales (DSP). El sistema tiene una memoria flash donde se guardan los algoritmos de procesamiento así como también las configuraciones de funcionamiento. La DSP tiene una interfaz serie RS-232 de entrada y salida, que a su vez está conectada con una interfaz RS-232 a USB, de esta forma puede ser conectada a un puerto de un computador personal para la extracción de los datos del sistema. El sensor toma la alimentación del puerto USB por lo que no es necesaria una fuente de alimentación adicional.

Las principales características del sistema se resumen en la Tabla 2.4, estas son dadas en el manual de usuario de la unidad. En la tabla SPS significa servicio de posicionamiento estándar (*Standard Positioning service*) y CEP significa error circular probable (*Circular Error Probable*), que se refiere a un círculo centrado en la media de la función de densidad de probabilidad, en cuyo límite se espera que incluya el 50% de los datos. Una característica importante del sensor es la tasa de muestreo máxima de 120 Hz, la cual es suficiente para registrar los movimientos en los que la dinámica no sea muy drástica, como es el caso de un avión de control por radio. La unidad puede registrar todo el rango de movimientos de un avión en los tres ejes (*roll*, *pitch* y *yaw*) con alta precisión.

El MTi-G cuenta con un software de control llamado **MT Manager** en el que se pueden realizar todas las configuraciones del sistema, y se pueden gravar los datos

Tabla 2.4: Características de funcionamiento de la unidad MTi-G

Especificaciones receptor GPS		Orientación y Rumbo	
Receptor GPS	50 canales L1 código C/A L1 Galileo	Intervalo dinámico:	
Tasa de datos GPS	4 Hz	<i>Pitch</i>	$\pm 90^\circ$
Tasa de datos pos./vel.	120 Hz	<i>Roll</i>	$\pm 180^\circ$
Precisión pos.: SPS	2.5 m CEP	<i>Yaw</i>	$\pm 180^\circ$ (0-360°)
SBAS	2 m CEP	Res. angular	0.05°
Tiempo de arranque	29 s	Precisión estática	
Re-adquisición	< 1 s	<i>Roll/Pitch</i>	< 0.5°
Sensibilidad	-160 dBm	<i>Yaw</i>	< 1°
Precisión temporal	30 ns RMS	Precisión dinámica	
Límite de operación		<i>Roll/Pitch</i>	1° RMS
Altitud máxima	18 km	<i>Yaw</i>	2° RMS
Velocidad máxima	600 m/s (2160 km/h)	Tasa máxima de muestreo	
		Autónomo	120 Hz
Dinámica máxima GPS	4 g	<i>raw data</i>	512 Hz

a un fichero de salida. Además, la unidad cuenta con una interfaz de bajo nivel, mediante la cual se pueden realizar todos los procesos de entrada/salida permitiendo controlar el sistema desde cualquier procesador o lenguaje de programación con una interfaz RS-232.

2.4.3.2. Uso de los sensores GNSS+IMU en UAV

Un punto crítico para asegurar la precisión en las medidas inerciales es la instalación correcta de la unidad GNSS+IMU. Siempre que sea posible se debe instalar la unidad en el centro de rotación del avión, que será el centro aerodinámico (se estudiará en la sección 2.5), ya que si se desplaza mucho el centro de masa del sensor con el centro aerodinámico se deberá corregir la información mediante un cambio de coordenadas. Asimismo, un avión de control por radio con un motor de gasolina está expuesto a grandes vibraciones en su estructura. Por tal motivo es aún más crítico el evitar que estas vibraciones se transfieran al sensor y que degraden las medidas o, peor aún, que saturen los sensores y sea imposible determinar de forma correcta la orientación y a su vez degrade la información de posición y velocidad. Lo anterior se puede ejemplificar como se describe a continuación.

Degradación de la precisión de una IMU. Durante las pruebas de instalación del sistema GNSS+IMU en los aviones empleados en este trabajo se colocó directamente la unidad MTi-G sobre el fuselaje, se puso en marcha el motor en el suelo y dependiendo de las revoluciones por minuto² se registraron vibraciones que lograron saturar los sensores inerciales (vibraciones mayores a 6 g). Durante la prueba se colocó el sensor en un material muy blando (esponja) para absorber las vibraciones en el sensor, esto ayudó a disminuir las vibraciones transmitidas al sensor pero no lo suficiente. En la Figura 2.10a se muestra el efecto de las vibraciones en la información de velocidad (tomada con el *software* MT *Manager*), en la primera parte de la gráfica el motor estaba parado, en la parte central el motor está en marcha y se puede ver que la velocidad registra valores de 8 m/s cuando realmente el avión está quieto. Subiendo las revoluciones del motor se observa al final de la gráfica que la velocidad aumenta hasta 14 m/s. En la Figura 2.10b se muestra la orientación del sensor, donde aparece que el sensor tiene un giro en el ángulo de *roll* de -32° , cuando debería tener un valor de 0° , igualmente la inclinación el *pitch* presenta un valor de -17° , cuando debería tener un valor de -7° . Más aún, aunque no puede notarse en la figura pero conforme se tenía activo al motor, la orientación comenzaba a oscilar

²entre 1000 y 7000 rpm

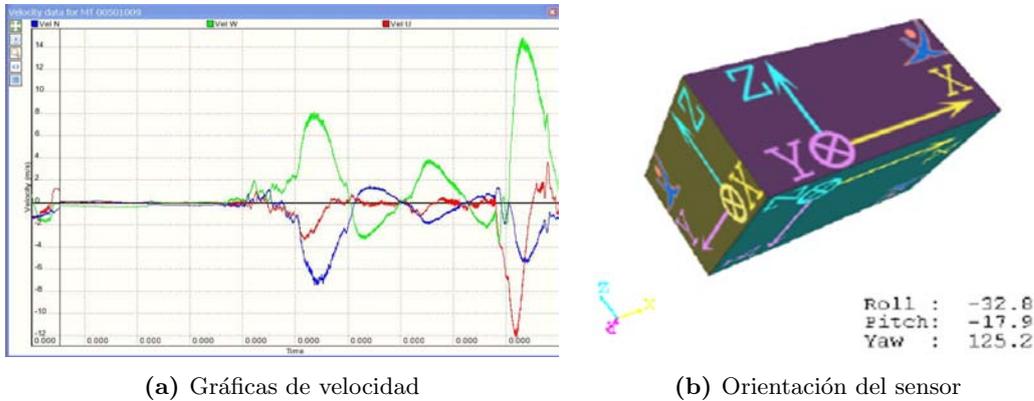


Figura 2.10: Ejemplo del efecto de las vibraciones en el sensor MTi-G durante una prueba, el avión está estático y el motor en marcha.

lentamente. Este comportamiento es inaceptable para determinar la orientación y posición de la plataforma.

El caso anterior ha llevado a realizar un estudio del efecto de las vibraciones del motor en la precisión de la IMU, y se puede encontrar en el Apéndice B, donde también se presenta la solución implementada para la correcta instalación en los aviones seleccionados.

Una vez que se han descrito los conceptos y sistemas referentes a la plataforma UAV, se procede a estudiar el efecto de incluir una carga útil (un sensor) cuyas propiedades físicas modifique la dinámica de vuelo del vehículo, motivo por el cual se presentan algunos conceptos básicos de aerodinámica.

2.5. Aerodinámica y la carga útil

La aerodinámica es la rama de la mecánica de fluidos que se ocupa del estudio del movimiento del aire y otros fluidos gaseosos y de las fuerzas que actúan sobre los cuerpos que se mueven en estos fluidos. Para que un avión pueda volar debe tener una superficie que soporte el peso del avión en el aire, a esta superficie se le denomina superficie aerodinámica o superficie de sustentación³.

Una superficie aerodinámica inclinada sobre un flujo de aire experimentará una fuerza resultante debido a efectos aerodinámicos. En Collinson [11] se dice que, la fuerza aerodinámica resultante es generada por:

- Una reducción en la presión sobre la superficie superior del ala conforme el

³que son las alas del avión

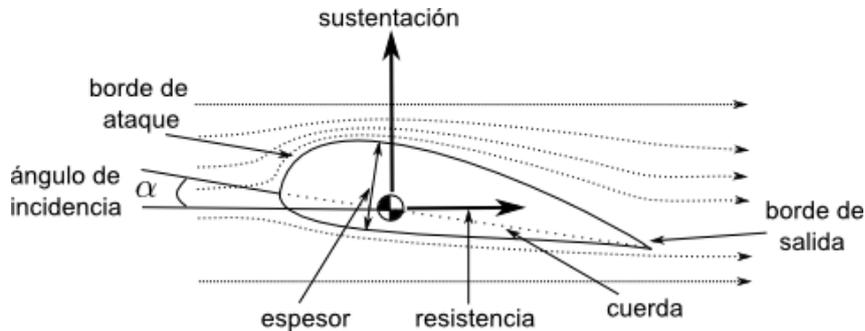


Figura 2.11: Perfil aerodinámico (ala).

flujo de aire se fluye siguiendo la curvatura del ala,

- Un incremento de presión en la superficie inferior del ala debido al impacto de presión del componente de la corriente de aire en ángulo recto a esta superficie.

Casi dos tercios de la fuerza aerodinámica resultante se debe a la reducción de presión en la superficie superior del ala y casi un tercio se debe al incremento de presión en la superficie inferior. La habilidad de una superficie aerodinámica para desviar una corriente de aire depende del ángulo entre la superficie y la corriente de aire y de la curvatura o comba de la superficie aerodinámica. El espesor de la superficie aerodinámica también determina que tan eficiente se produce la fuerza aerodinámica.

La fuerza aerodinámica resultante se puede descomponer en dos componentes: la **fuerza de sustentación** que es perpendicular a la velocidad del viento incidente en la superficie y la **fuerza de resistencia** que actúa en sentido opuesto a la velocidad del ala. Normalmente, la fuerza de sustentación se conoce sólo como sustentación y la fuerza de resistencia solo como resistencia. Finalmente, el ángulo de incidencia o ángulo de ataque es el ángulo formado entre la dirección del viento relativa al ala y línea de cuerda del ala. En la Figura 2.11 se ilustran estos conceptos.

La sustentación dependerá de varias variables que son: la densidad del aire, la velocidad del aire sobre el perfil aerodinámico, la superficie alar y el ángulo de ataque. Se puede definir la sustentación denotada por la letra L como [11]:

$$L = \frac{\rho v^2 S C_L}{2} \quad (2.1)$$

donde ρ es la densidad del aire, v es la velocidad del aire, S es el área de la superficie alar, y el coeficiente de sustentación C_L que depende de la forma de la superficie aerodinámica (comúnmente conocida como perfil alar) y del ángulo de incidencia. El coeficiente de sustentación tiene una relación razonablemente lineal hasta ciertos

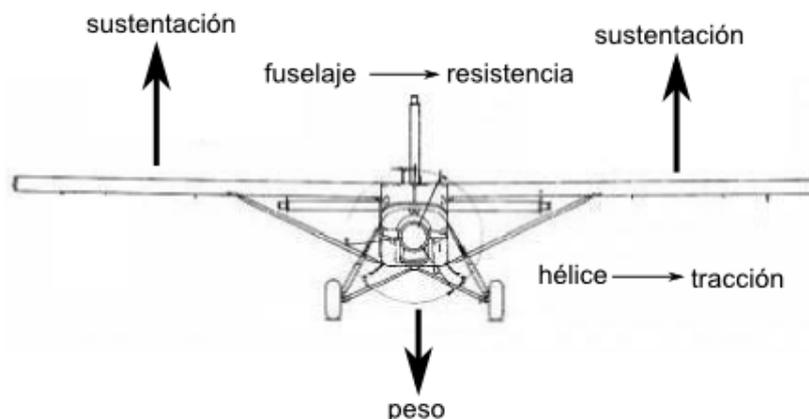


Figura 2.12: Fuerzas que intervienen en un vuelo

valores de ángulos de incidencia donde el flujo de aire comienza a separarse de la superficie superior y la sustentación empieza a decaer rápidamente, a esto se le conoce como estancamiento. Para alas convencionales los ángulos de incidencia máximos están entre 15° y 20° .

Los mismos factores que contribuyen a la sustentación influyen también en la resistencia. La resistencia también está compuesta por las resistencias parásitas producidas por la fricción con el aire del fuselaje, el tren de aterrizaje, los alerones, el timón y demás elementos de control de vuelo.

Existen principalmente cuatro fuerzas que actúan en un avión en vuelo, y son: peso, sustentación, resistencia y tracción. El avión tiene una masa que produce un peso, por lo tanto la función aerodinámica debe crear una fuerza igual y en sentido opuesto al peso del avión. Como se ha visto la sustentación es proporcional a la velocidad; para incrementar la velocidad se hace mediante el movimiento de la hélice del avión que a su vez es impulsada por un motor. Entonces la hélice creará un movimiento de tracción para incrementar esta velocidad. Al crearse la sustentación también está presente la resistencia. Finalmente, el avión durante un vuelo recto nivelado sin aceleración equilibra estas cuatro fuerzas. Esto se ilustra en la Figura 2.12.

2.5.1. Centro de gravedad y centro aerodinámico

El centro de gravedad es el punto en el cual se concentra toda la masa del avión. El centro de gravedad varía con el ángulo de incidencia. El centro aerodinámico se define como el punto del ala donde el momento de inclinación no cambia, es decir el punto donde se considera que se ejerce la sustentación. La posición de estos dos

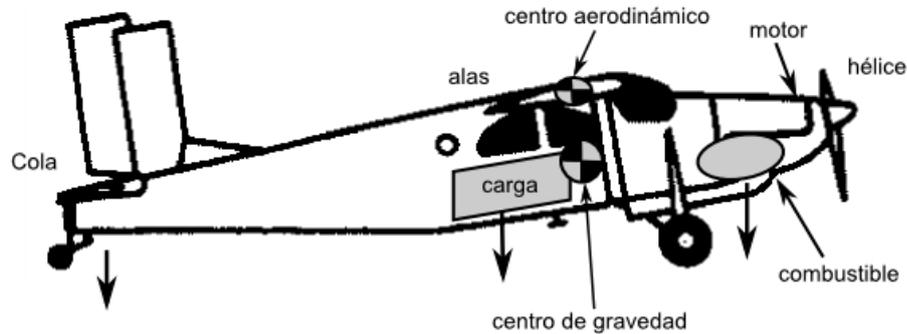


Figura 2.13: Centros de gravedad y aerodinámico en un avión

puntos es muy importante para la denominada estabilidad longitudinal. El centro aerodinámico generalmente se encuentra a un cuarto de la cuerda aerodinámica vista desde el borde de ataque. El centro de gravedad dependerá de los pesos de los elementos del avión como son: el motor, la hélice, el fuselaje, el tren de aterrizaje, la cola, el patín de cola y la carga útil. Si el centro de gravedad está alineado en el mismo plano con el centro aerodinámico se dice que el avión tiene una estabilidad longitudinal neutra. Si el centro de gravedad está desplazado hacia adelante el momento de inclinación hará que el morro del avión tienda a estar hacia abajo y se tendrá un vuelo picado. Si el centro de gravedad está desplazado hacia atrás el momento de inclinación hará que la cola del avión baje y se tendrá un vuelo colgado. Si este desplazamiento es muy pronunciado el vuelo sería inestable y se tendría el riesgo de un accidente. Esto se ejemplifica en la Figura 2.13.

Por tal motivo se debe tener en cuenta el peso, las dimensiones y el lugar donde se coloca la carga útil para evitar desplazar el centro de gravedad del avión a un punto de inestabilidad.

2.6. Requerimientos de diseño para sensores en UAV

Se pueden determinar algunas normas básicas para el diseño de sistemas de teledetección aerotransportados en UAV de la siguiente forma:

- Los sistemas electrónicos deberán ser diseñados y desarrollados lo más compacto posible en base a la tecnología disponible.
- El empaquetado de los sistemas electrónicos que componen los sensores, deberá ser robusto y al mismo tiempo de bajo peso y bajo consumo de potencia.
- Para la alimentación de tensión de los sistemas, se deben usar baterías de bajo peso y suficiente capacidad de potencia.

- El anclaje de los sensores en la plataforma debe ser muy robusto para evitar que se desplacen o se suelten con los movimientos realizados por el avión.
- En la medida de lo posible se debe instalar en las cajas que contienen los sensores, materiales que absorban las vibraciones del avión para evitar la degradación de los componentes electrónicos
- Los sistemas de medida deben de operar autónomamente y con muy poca interacción con los usuarios.
- La información se debe almacenar en sistemas electrónicos de estado sólido para evitar pérdidas de información.
- Las antenas y demás sistemas que requieran de una línea de vista directa, deberán ser diseñados de forma que no influyan en la aerodinámica del avión, deberán estar aisladas térmicamente dentro de un radomo que además deberán ser instalados de forma que al despegar o aterrizar no sufran algún golpe debido al impacto con el suelo.

2.7. Conclusiones

En este capítulo se han analizado diferentes conceptos sobre las sistemas aéreos no tripulados y la importancia de determinar con precisión la posición, velocidad y orientación de una aeronave, todo esto dentro de un sistema de coordenadas referenciado a la tierra y de forma local. Se han presentado los sistemas GNSS que pueden determinar la posición de un receptor en cualquier parte del planeta y los sensores inerciales que pueden determinar la orientación de un vehículo y a su vez pueden ayudar a los sistemas GNSS para aumentar su precisión. Se han estudiado también algunos conceptos de aerodinámica para entender el efecto de insertar un carga útil en un vehículo aéreo y su efecto en la estabilidad de vuelo.

Una vez expuestos todos estos conceptos referentes a la plataforma de vuelo, en los siguientes capítulos se desarrollará el estudio de los sistemas de teledetección pasiva y activa transportados por esta plataforma.

Parte I

Teledetección pasiva en UAV

Capítulo 3

Radiometría de microondas

3.1. Introducción

La radiometría de microondas es la ciencia que estudia la energía electromagnética proveniente de la radiación térmica de los cuerpos; así como la relación entre dicha radiación y los procesos biofísicos de estos. Mediante la observación y comprensión de los procesos físicos asociados con la emisión espontánea de energía de las superficies en observación, es posible calcular gran variedad de parámetros atmosféricos y geofísicos.

En este capítulo se presenta la teoría necesaria para estudiar estos fenómenos biofísicos y desarrollar las técnicas de recuperación de algunos de estos parámetros.

3.2. Radiometría de microondas

Un radiómetro de microondas es un instrumento que mide la temperatura de brillo, esto es, la potencia emitida por un cuerpo por unidad de ángulo sólido y de superficie con alta precisión y resolución. Históricamente, el desarrollo de las técnicas de radiometría de microondas se remonta a los años 1930s y 1940s, con los trabajos de Karl Jansky y posteriormente Grote Reber, en el área de radioastronomía para medir la energía electromagnética proveniente del espacio exterior. Pero no fue hasta 20 años más tarde cuando se comenzó a utilizar estas técnicas para medir la superficie terrestre en vez del espacio exterior. Años más tarde, con el desarrollo de los satélites artificiales la radiometría de microondas ha sido esencial en el campo de la teledetección ambiental a una escala global.

El parámetro clave para la observación de esta energía es la denominada *temperatura de brillo* y es un término que representa la intensidad de radiación electro-

magnética emitida por la escena bajo observación, a continuación se profundizará en este término.

3.2.1. Densidad espectral de brillo y potencia captada por una antena.

Se define el brillo de un cuerpo como la potencia emitida por unidad de ángulo sólido y por unidad de superficie radiante. Si se considera una superficie emisiva con un área total radiante A_t que radia una potencia con una función de distribución direccional $F_t(\theta, \phi)$ expresado en vatios por estereorradián, entonces el brillo $B(\theta, \phi)$ se define como (Ulaby *et ál.*[12]):

$$B(\theta, \phi) = \frac{F_t(\theta, \phi)}{A_t} [W \cdot sr^{-1} \cdot m^{-2}] \quad (3.1)$$

La potencia total captada por una antena enfocada a dicha superficie radiante se puede expresar como:

$$P = F_t \frac{A_r}{R^2} = B A_t \frac{A_r}{R^2} \quad (3.2)$$

siendo A_r el área efectiva del antena y R la distancia a la superficie radiante. Sí se tiene en cuenta que el ángulo sólido Ω_t observado por la antena se define por:

$$\Omega_t = \frac{A_t}{R^2} \quad (3.3)$$

Entonces, la potencia captada por la antena se puede calcular como:

$$P = B \cdot A_r \cdot \Omega_t \quad (3.4)$$

Si se reemplaza el ángulo sólido por un diferencial de ángulo sólido ($d\Omega$), la potencia recibida por la antena desde una fuente extendida de brillo incidente $B(\theta, \phi)$ se puede expresar cómo:

$$dP = A_r B(\theta, \phi) F_n(\theta, \phi) \quad (3.5)$$

donde $F_n(\theta, \phi)$ es el diagrama de radiación de la antena normalizado. Además, si el brillo no es constante con la frecuencia, se debe definir una nueva magnitud: la densidad espectral de brillo $B_f(\theta, \phi)$, con unidades $[W \cdot sr^{-1} \cdot m^{-2} \cdot Hz^{-1}]$. La potencia total captada por la antena, se obtiene integrando la ecuación (3.5) sobre el ancho de banda del sistema y sobre el espacio, así:

$$P = \frac{1}{2} A_r \int_{f_0}^{f_0+BW} \iint_{4\pi} B_f(\theta, \phi) \cdot F_n(\theta, \phi) d\Omega df \quad (3.6)$$

donde BW es el ancho de banda del sistema de recepción. El término $\frac{1}{2}$ se incluye si $B_f(\theta, \phi)$ proviene de una fuente no polarizada, ya que la antena al ser polarizada recibe solo la mitad de la potencia total incidente sobre su superficie[12].

3.2.2. Radiación térmica

3.2.2.1. Teoría cuántica de radiación

Todos los cuerpos con una temperatura absoluta finita diferente de 0 K radian energía electromagnética. Los gases atómicos presentan radiación electromagnética a frecuencias discretas denominadas, líneas espectrales. De acuerdo con la teoría cuántica, cada línea espectral de un gas atómico corresponde a una transición específica cuando un electrón pasa de un nivel de energía a otro nivel de energía (menor) [12]. Cuando la transición de energía es entre los niveles cuánticos ϵ_1 y ϵ_2 , la frecuencia f de la radiación emitida está dada por la ecuación de Bohr:

$$f = \frac{\epsilon_1 - \epsilon_2}{h} \quad (3.7)$$

donde h es la constante de Planck ($h = 6,63 \cdot 10^{-34} J$).

La emisión de radiación de un átomo es causada por colisiones con otros átomos o partículas. Para que un electrón ascienda a una órbita con un nivel de energía mayor, es necesario un aporte de energía exterior, ya sea en forma de energía electromagnética (mediante la absorción de un fotón) o en forma de energía térmica (mediante la absorción de un fonón). La probabilidad de absorción de un fonón depende de la densidad volumétrica de átomos así como de su energía cinética. Es posible expresar la energía cinética de los átomos en términos de temperatura absoluta, lo que implica que la cantidad de energía radiada por un cuerpo aumentará con la temperatura.

3.2.2.2. Ley de radiación de Planck

En general, cierta cantidad del total de radiación electromagnética incidente sobre una superficie es absorbida por la misma, reflejando el resto. La energía absorbida por la superficie se transforma, según establecen los principios de la termodinámica, en energía térmica, lo que provoca un incremento de la temperatura de la superficie. Del mismo modo, el proceso inverso cumple la ley de conservación de la energía, efectuando el balance entre la radiación absorbida, emitida y transmitida. Así pues, en equilibrio termodinámico, la energía absorbida por la superficie se vuelve a radiar.

Se denomina *cuerpo negro* a aquel cuerpo ideal capaz de absorber toda la radiación incidente a cualquier frecuencia. A partir de la ley de radiación de Planck, es posible determinar que un cuerpo negro radia de manera uniforme en todas direcciones y con una densidad espectral de brillo que viene determinada por la ecuación

(3.8)

$$B_f = \frac{2 \cdot h \cdot f^3}{c^2} \cdot \frac{1}{e^{hf/kT} - 1} \quad (3.8)$$

donde f es la frecuencia en Hertz (Hz), k es la constante de Boltzmann ($k = 1,38 \cdot 10^{-23} JK^{-1}$), T es la temperatura física absoluta en Kelvin, y c es la velocidad de la luz ($c \approx 3 \cdot 10^8 ms^{-1}$). En la Figura 3.1 se presentan varias curvas de la densidad espectral de brillo de un cuerpo negro en función de la frecuencia y de la temperatura física absoluta.

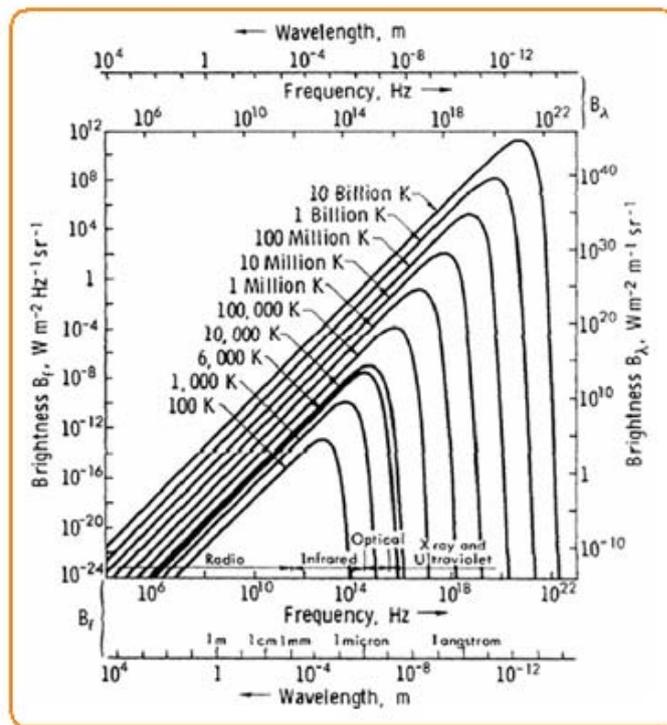


Figura 3.1: Curvas de radiación según la ley de Planck de [12]

Como se puede apreciar, todas las curvas de radiación presentan dos zonas claramente diferenciadas: una primera zona correspondiente a frecuencias bajas en la que las curvas poseen un comportamiento creciente; y una segunda zona para frecuencias mayores en la que las curvas son descendientes. En la primera zona, el comportamiento de las curvas se puede aproximar por la ley de radiación de Rayleigh- Jeans, mientras que en la segunda se puede aproximar por la ley de Wien.

Si se aplica una aproximación de Taylor a la función exponencial (3.8), el exponente hf/kT en el denominador de la ley de Planck es mucho menor que 1 a frecuencias de microondas, y por lo tanto, se puede realizar la siguiente aproxima-

ción para simplificar (3.8)

$$e^x - 1 = 1 + x + \frac{x^2}{2} + \dots - 1 \approx x \text{ para } x \ll 1. \quad (3.9)$$

Para las frecuencias de microondas, y en particular para la banda L (entre 1 y 2 GHz), las curvas de radiación se encuentran en la primera zona, y por tanto es posible aproximarlas por la ley de Rayleigh-Jeans (3.8), y se describe como:

$$B_f \approx \frac{2 \cdot f^2 \cdot k \cdot T}{c^2} = \frac{2 \cdot k \cdot T}{\lambda^2}. \quad (3.10)$$

En este caso, si λ y T en (3.10) satisfacen que:

$$\lambda \cdot T > 0,77mK, \quad \frac{f}{T} < 3,9 \cdot 10^8 Hz \cdot K^{-1}. \quad (3.11)$$

El error por la aproximación de Rayleigh-Jeans es menor que $1,2 \times 10^{-4}$ (si la temperatura física T es 300 K y la frecuencia f es 1.4 GHz), la cual cubre una gran parte del espectro de microondas. Se puede notar que hay una relación lineal entre la densidad espectral de brillo y la temperatura física. Para los cálculos posteriores se empleará esta ecuación (3.10).

3.2.2.3. Correspondencia potencia-temperatura

Si se coloca una antena en una cámara anecoica (similar a un cuerpo negro) a una temperatura física constante T , la potencia captada por esta antena con un diagrama de radiación normalizado $F_n(\theta, \phi)$, está dada por:

$$P_{bb} = \frac{1}{2} A_r \int_{f_0}^{f_0+BW} \iint_{4\pi} \frac{2 \cdot k \cdot T}{\lambda^2} F_n(\theta, \phi) d\Omega df \quad (3.12)$$

donde el subíndice bb se refiere a un cuerpo negro (*black body* por sus siglas en inglés).

La potencia detectada está limitada por el ancho de banda BW del receptor. Si BW es lo suficientemente pequeño para asumir que la densidad espectral de brillo no cambia en el intervalo de frecuencias, entonces (3.12) se reduce a:

$$P_{bb} = k \cdot T \cdot BW \cdot \frac{A_r}{\lambda^2} \iint_{4\pi} F_n(\theta, \phi) d\Omega = k \cdot T \cdot BW \quad (3.13)$$

la integral es el diagrama del ángulo sólido de la antena definido por [12]:

$$\iint_{4\pi} F_n(\theta, \phi) d\Omega = \Omega_p \quad (3.14)$$

a su vez el ángulo sólido de la antena está relacionado con el área efectiva:

$$\Omega_p = \frac{\lambda^2}{A_r} \quad (3.15)$$

La ecuación (3.13) muestra una relación lineal entre la temperatura física de un cuerpo y la potencia captada por una antena. En 1928, Johnson y Nyquist encontraron la misma expresión (ecuación (3.16)) para la potencia disponible en las terminales de un resistor a una temperatura física T . En la Figura 3.2 puede observarse un diagrama para explicar este concepto. Esto quiere decir que, para un receptor ideal con un ancho de banda BW , la antena entrega a una carga la misma potencia como un resistor a una temperatura T_A , la cual es llamada temperatura de antena [13]:

$$P = k \cdot T \cdot BW. \quad (3.16)$$

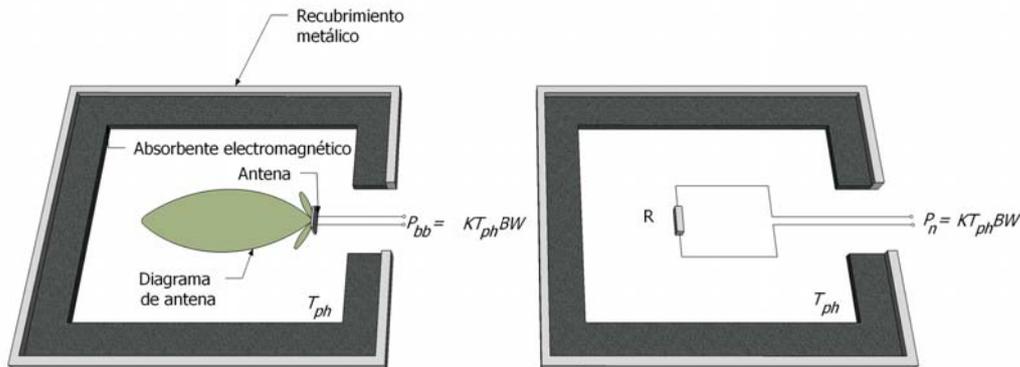


Figura 3.2: Potencia entregada por: (a) una antena dentro de una cámara anecoica de temperatura T_{ph} , (b) un resistor a la misma temperatura física T_{ph}

3.2.3. Radiación de un cuerpo gris

3.2.3.1. Temperatura de brillo y emisividad

Los resultados obtenidos para el caso de un cuerpo negro no aplican de manera general a la mayoría de los materiales reales, ya que se trata de un caso ideal. Los materiales reales no absorben toda la energía que incide sobre ellos y por lo tanto emiten menos energía que un cuerpo negro. A estos materiales se les denomina de

forma genérica cuerpos grises. Como se ha mencionado, el brillo de un cuerpo gris es inferior al de un cuerpo negro. La relación entre ambos se define como emisividad $e(\theta, \phi)$ y está relacionada con la temperatura de brillo $T_B(\theta, \phi)$ de la siguiente manera:

$$e(\theta, \phi) = \frac{B(\theta, \phi)}{B_{bb}} = \frac{T_B(\theta, \phi)}{T_{ph}} \quad (3.17)$$

donde B_{bb} es el brillo de un cuerpo negro a una temperatura T_{ph} .

Puesto que $B(\theta, \phi) < B_{bb}$, por definición, la emisividad es un valor comprendido entre 0 y 1, siendo 1 el valor de emisividad de un cuerpo negro (absorbente perfecto) y 0 el valor de emisividad de un reflector perfecto (metal sin pérdidas). De lo obtenido en la expresión (3.17) es posible deducir que la temperatura de brillo de un material será siempre menor que su temperatura física.

3.2.3.2. Temperatura aparente

La potencia captada por una antena constituye el resultado de la suma de las diferentes contribuciones de todas las fuentes que radian sobre ésta. Es decir, la temperatura aparente T_{AP} es una temperatura equivalente relacionada con el total de brillo incidente sobre la antena, $B_i(\theta, \phi)$:

$$B_i(\theta, \phi) = \frac{2 \cdot k}{\lambda^2} \cdot T_{AP}(\theta, \phi) \cdot BW \quad (3.18)$$

En aplicaciones de teledetección, la T_B de la superficie se mide por una antena alejada de esta, como puede ilustrarse en la Figura 3.3. Puede notarse que la temperatura aparente es un parámetro clave que depende de:

- la temperatura de brillo de la superficie observada (T_B),
- la radiación atmosférica ascendente (T_{UP}),
- la radiación atmosférica descendente dispersada y reflejada por la superficie (T_{SC}) y,
- la atenuación atmosférica,

y puede ser descrita como:

$$T_{AP} = T_{UP} + \frac{1}{L_a} \cdot (T_B + T_{SC}). \quad (3.19)$$

De la observación de (3.19), se puede ver que cuando las pérdidas debidas a la atmósfera son muy grandes, la temperatura aparente es casi igual a la temperatura atmosférica. Esto pasa en altas frecuencias o en ventanas de absorción de algunos

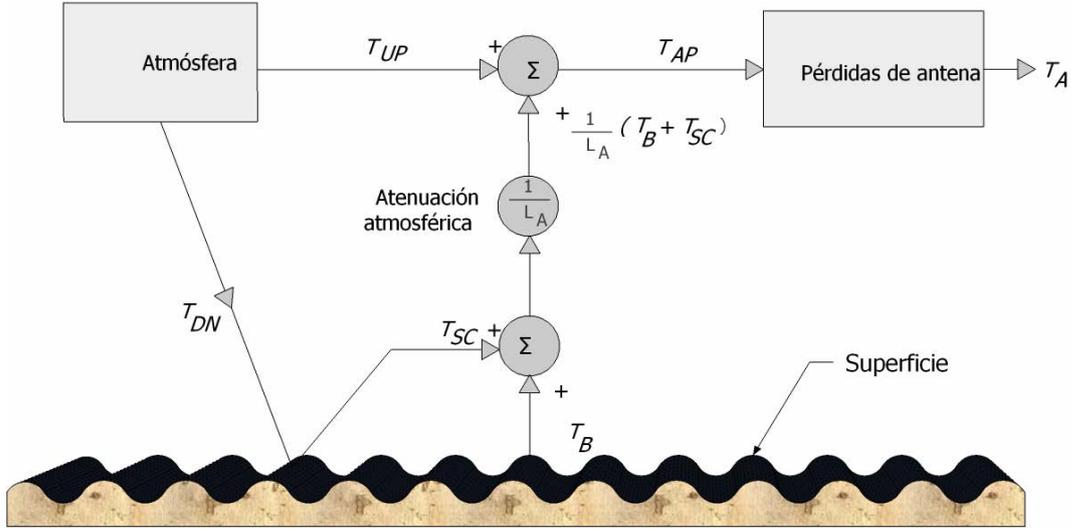


Figura 3.3: Relación entre la temperatura de antena, la temperatura aparente y la temperatura de brillo (Modelo de Ulaby *et ál.* [12])

gases. Si se está midiendo la temperatura de brillo de la superficie terrestre, será necesario trabajar en frecuencias que tengan la menor atenuación atmosférica posible. En el margen de frecuencias entre 1 y 10 GHz las pérdidas para una atmósfera sin nubes son muy pequeñas y pueden ser consideradas despreciables.

3.2.3.3. Temperatura de antena

A partir de aquí, es posible obtener la temperatura de antena integrando la temperatura aparente ponderada por el diagrama de radiación de la antena en un ángulo sólido de 4π , y normalizando el resultado por el modelo de ángulo sólido Ω_p , es decir:

$$P = \frac{1}{\Omega_p} kBW \int_{4\pi} T_{AP}(\theta, \phi) F_n(\theta, \phi) d\Omega = kT_A BW \quad (3.20)$$

de aquí

$$T_A = \frac{1}{\Omega_p} \int_{4\pi} T_{AP}(\theta, \phi) F_n(\theta, \phi) d\Omega \quad (3.21)$$

si se substituye (3.15) en la temperatura de antena se obtiene

$$T_A = \frac{\int_{4\pi} T_{AP}(\theta, \phi) F_n(\theta, \phi) d\Omega}{\int_{4\pi} F_n(\theta, \phi) d\Omega} \quad (3.22)$$

3.2.3.4. Eficiencia de haz

Para aplicaciones de radiometría se desea que el haz de la antena sea muy parecido a un lápiz sin lóbulos laterales, para tener una buena resolución espacial. En realidad la potencia captada por la antena proviene por una parte del lóbulo principal de la antena, más las contribuciones de los lóbulos secundarios. Si se define la temperatura aparente efectiva del lóbulo principal como:

$$T_{ML} = \frac{\iint_{ML} T_{AP}(\theta, \phi) F_n(\theta, \phi) d\Omega}{\iint_{ML} F_n(\theta, \phi) d\Omega} \quad (3.23)$$

donde el subíndice ML significa lóbulo principal. De la misma manera, se puede definir la temperatura de antena para la contribución de los lóbulos secundarios como:

$$T_{SL} = \frac{\iint_{4\pi-ML} T_{AP}(\theta, \phi) F_n(\theta, \phi) d\Omega}{\iint_{4\pi-ML} F_n(\theta, \phi) d\Omega} \quad (3.24)$$

También se puede definir la eficiencia del lóbulo principal η_M mediante:

$$\eta_M = \frac{\iint_{ML} F_n(\theta, \phi) d\Omega}{\iint_{4\pi} F_n(\theta, \phi) d\Omega}. \quad (3.25)$$

Se puede descomponer la temperatura de antena (3.22) como la suma de dos términos de las contribuciones del lóbulo principal más la contribución de los lóbulos secundarios de la siguiente forma:

$$T_A = \frac{\iint_{ML} T_{AP}(\theta, \phi) F_n(\theta, \phi) d\Omega}{\iint_{ML} F_n(\theta, \phi) d\Omega} + \frac{\iint_{4\pi-ML} T_{AP}(\theta, \phi) F_n(\theta, \phi) d\Omega}{\iint_{4\pi-ML} F_n(\theta, \phi) d\Omega} \quad (3.26)$$

Si en esta ecuación se substituyen (3.23), (3.24) y (3.25), y se realizan las factorizaciones pertinentes, se obtiene la siguiente ecuación:

$$T_A = \eta_M T_{ML} + (1 - \eta_M) T_{SL} \quad (3.27)$$

3.2.3.5. Eficiencia de radiación

La temperatura de antena expresada en (3.27) no toma en cuenta las pérdidas de la antena. En realidad, una parte de la energía recibida (o transmitida) por la antena se absorbe y se pierde en forma de calor. Para determinar los efectos de las pérdidas óhmicas de la antena en la potencia recibida, se define la temperatura de antena en las terminales de salida de una antena con pérdidas T_A , también se define el término

η_l como la relación entre la potencia de salida de la antena y la potencia incidente de la antena. Si se sigue el desarrollo presentado en Ulaby [12], la temperatura de antena en la entrada del receptor se expresa de la siguiente forma:

$$T_A = \eta_l T_A + (1 - \eta_l) T_0 \quad (3.28)$$

donde T_0 representa la temperatura física de la antena. El segundo término de la suma en (3.28) representa la radiación emitida por la misma antena al estar a una temperatura diferente de 0 K.

En una antena ideal, la eficiencia de radiación $\eta_l = 1$ y la eficiencia del lóbulo principal $\eta_M = 1$, entonces (3.28) se reduce a [12]:

$$T_A = T_{ML}. \quad (3.29)$$

En aplicaciones de radiometría se desea que ambas eficiencias de la antena (η_l y η_M) sean mayores al 90 %, ya que influyen en su sensibilidad. Se debe notar en (3.28), que la temperatura física de la antena T_0 debe ser constante para evitar que fluctuaciones de temperatura afecten la medida de la potencia de entrada en el receptor.

3.3. Radiómetros de microondas

Cómo se ha presentado en la sección 3.2.3.2, si una antena apunta a un cuerpo, la potencia obtenida a su salida (expresada en términos de temperatura de antena) se relaciona con la temperatura de brillo de este cuerpo. Como se ha dicho anteriormente, un radiómetro de microondas es un instrumento que mide la temperatura de antena con alta resolución y precisión. En la práctica, un radiómetro mide la potencia de la antena entregada al receptor. De hecho, un radiómetro de microondas es un receptor muy bien calibrado y con muy alta sensibilidad.

El funcionamiento de un radiómetro está caracterizado por dos factores importantes: sensibilidad y precisión. El primero determina el cambio más pequeño en la T_A que puede ser detectado por el radiómetro. El segundo indica la correspondencia de la medida con el valor real.

Para poder ilustrar lo anterior, se analiza el siguiente ejemplo. Un radiómetro se conecta a una antena expuesta a una temperatura $T_A = 200$ K, y la resolución que se requiere de la medida es de 1 K. Se debe tomar en cuenta la temperatura de ruido que introduce el radiómetro, un valor típico es $T_R = 800$ K. Por lo tanto, el objetivo del radiómetro es poder tomar medidas con una variación entre 1 K y 1000 K (200 K + 800 K). Para obtener esta resolución, un radiómetro usa una técnica de

integración para evitar fluctuaciones en el voltaje de salida debidas a fluctuaciones de ganancia del receptor.

Por otra parte, si la ganancia del radiómetro G y su temperatura de ruido T_R se suman en (3.20), la potencia de salida resultante es:

$$P = k \cdot BW \cdot G \cdot (T_A + T_R). \quad (3.30)$$

Como puede notarse, la estabilidad de la medida de potencia depende de la estabilidad de los factores en (3.30): BW , G y T_R . BW es un parámetro del filtro (dispositivo pasivo) que se asume constante. Nuevamente en el ejemplo, si la resolución es de 1K, esto requiere que tanto G como T_R tengan una variación (rizo) $\leq 0,1\%$, lo que correspondería a 0.004 dB. Esto representa un requerimiento muy difícil de obtener para un amplificador.

El análisis precedente indica los altos requerimientos en el diseño del radiómetro, principalmente en términos de resolución y precisión. Por tal motivo se debe analizar como solventar tales requerimientos con dispositivos físicos no ideales que presentan variaciones de ganancia debidas a cambios de temperatura, elementos con pérdidas, desacoplamientos entre etapas, etc.

En las siguientes secciones se presentan tres topologías de radiómetros de apertura real que intentan solventar tal problemática.

También existen topologías de radiómetros polarimétricos, de apertura sintética (algunos ejemplos se pueden encontrar en Neira *et ál.*[14], Le Vine *et ál.*[15], y Ramos *et ál.*[16]), y de conformación de haz o *beamforming* (un ejemplo se puede encontrar en Bosch *et ál.*[17]), sin embargo, estos últimos no serán analizados en este trabajo.

3.3.1. Radiómetro de potencia total

De todas las topologías, el radiómetro de potencia total (TPR) es el más empleado. Esto se debe a la simplicidad de su topología y su alta resolución. El diagrama de bloques de un radiómetro consiste básicamente de una antena, un receptor superheterodino el cual traslada la señal de radiofrecuencia (RF) a una frecuencia intermedia (FI), donde un detector de potencia y un filtro paso-bajo realizan la medida de potencia. En la Figura 3.4 se muestra un diagrama de un radiómetro TPR en base a Skou *and* Le Vine [18].

Puede observarse en la Figura 3.4 que la ganancia del radiómetro G se simboliza por un amplificador, su ancho de banda (BW) por un filtro paso-bandas, y el ruido interno del receptor se simboliza por T_R . Para medir la señal de salida se usa un detector de potencia, que es directamente proporcional a la señal de entrada y por

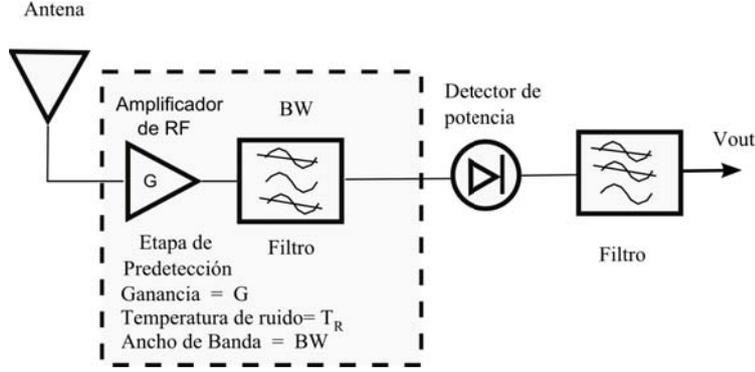


Figura 3.4: Radiómetro de Potencia Total

consecuencia a T_A . Se usa un filtro paso-bajo como integrador para incrementar la estabilidad de la medida. Por eso, cuanto mayor sea el tiempo de integración, más estable será la salida del radiómetro. La salida del radiómetro es un voltaje que tiene dos componentes, uno de corriente directa V_{dc} correspondiente al valor medio de la potencia de entrada, y un componente de corriente alterna V_{ac} que representa la porción de baja frecuencia¹ del ruido espectral de la parte de post-detección, así:

$$V_{out} = V_{dc} + V_{ac} \quad (3.31)$$

Se deduce que el voltaje de salida de un radiómetro TPR es:

$$V_{dc} = k \cdot BW \cdot G \cdot (T_A + T_R) = c \cdot (T_A + T_R) \quad (3.32)$$

donde los parámetros constantes se agrupan en el término c . Se puede notar que en (3.32) el V_{dc} depende de T_R y de G . Debido a que la salida del radiómetro es una tensión proporcional a la potencia de entrada de la antena, se debe relacionar este voltaje con la temperatura. Este proceso se conoce como calibración, y consiste en medir la potencia radiada de un cuerpo a una temperatura conocida y medir la tensión de salida, y si el voltaje de salida está linealmente relacionado con la potencia de entrada solo se necesita medir dos puntos con diferente temperatura para obtener una recta de calibración. La ecuación para obtener la recta de calibración quedaría como:

$$V_{dc,cal} = a(T_{cal} + b) \quad (3.33)$$

donde a y b son constantes dadas por la ganancia del receptor y el ruido interno, respectivamente. Los puntos de calibración se obtienen de la siguiente forma, se apunta la antena a un objeto que se encuentre a una temperatura conocida, esto

¹después del filtro paso-bajo

puede ser un absorbente de microondas que tendrá una temperatura equivalente a su temperatura física, denominado carga caliente. Un segundo punto puede ser un objeto a una temperatura menor conocida como carga fría y puede ser una carga de nitrógeno líquido. Si no se dispone de este tipo de carga, existe otro método que es apuntar la antena al cielo con dirección al norte de la tierra, esto suele reportar valores desde la superficie de la tierra del orden de 6 K, valor aproximado reportado en estudios de Lematrie *et ál.*[19].

Para determinar la resolución del TPR, en Ulaby *et ál.*[12] se ha mostrado que para una señal incoherente como es el ruido, el valor *rms* de V_{ac} se relaciona con V_{dc} mediante

$$\frac{(V_{ac})_{rms}}{V_{dc}} = \frac{1}{BW\tau} \quad (3.34)$$

donde τ es el tiempo de integración del filtro paso-bajo. De (3.34) y (3.32) se puede intuir que la resolución radiométrica está dada por:

$$\Delta_T = \frac{(T_A + T_R)}{BW\tau} \quad (3.35)$$

esta será la mejor resolución disponible para este tipo de radiómetros. Se puede decir que un radiómetro TPR tiene la mejor resolución, sin embargo, debido a las fluctuaciones de ganancia se requiere que sea calibrado frecuentemente.

3.3.2. Radiómetro Dicke

Para poder corregir los problemas de estabilidad asociados a las fluctuaciones de ganancia que existen en el TPR, Robert H. Dicke publicó en 1946 el diseño de un radiómetro, que se conoce como radiómetro Dicke.

El radiómetro Dicke (DR), en vez de medir continuamente la temperatura de antena como el TPR, mide la temperatura de antena T_A durante un tiempo determinado y al siguiente mide una temperatura de referencia conocida T_{REF} . Con este método, la inestabilidad térmica de ruido T_R es filtrada y se reduce mucho el impacto de las variaciones de ganancia. Como se muestra en la Figura 3.5, un DR es una modificación del TPR pero con las siguientes adiciones:

- Un conmutador de entrada, que permite seleccionar entre la antena y una carga adaptada que actúa como fuente de ruido de referencia.
- Un demodulador síncrono a la salida del detector, formado por un selector y dos amplificadores de ganancia unitaria y signo opuesto.
- Un generador de onda cuadrada a la frecuencia de muestreo (f_s) que mantiene sincronizados los dos selectores anteriores.

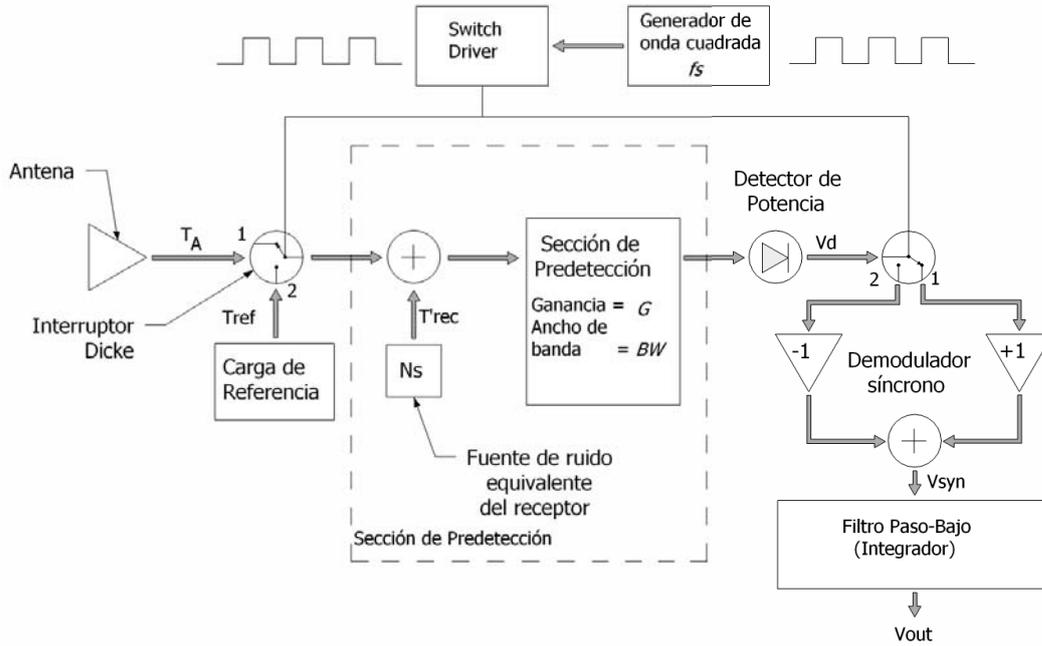


Figura 3.5: Diagrama de un radiómetro Dicke

El conmutador de entrada, o conmutador de Dicke, permite llevar a cabo una modulación de la señal de entrada conmutando periódicamente la entrada del receptor entre la antena durante el primer semiperiodo y la fuente de ruido durante el segundo. Para eliminar la dependencia de la sensibilidad con la ganancia, es necesario que ésta última se mantenga constante durante un periodo. Por tanto, la frecuencia de muestreo, f_s tiene que ser mayor que la máxima frecuencia de las fluctuaciones de ganancia. Por lo tanto, se obtendrán dos salidas en diferentes intervalos de tiempo. Durante la mitad del periodo (antena), la salida del detector será:

$$V_A = c \cdot (T_A + T_R) \cdot G \quad \text{para} \quad 0 \leq t \leq \frac{\tau_s}{2} \quad (3.36)$$

y durante la otra mitad del periodo (carga de referencia):

$$V_{REF} = c \cdot (T_{REF} + T_R) \cdot G \quad \text{para} \quad \frac{\tau_s}{2} \leq t \leq \tau_s. \quad (3.37)$$

donde c representa los términos constantes $k \cdot BW$ y τ_s es el tiempo de muestreo.

Por su parte el demodulador síncrono consta de un segundo conmutador que opera de manera sincronizada con el conmutador de Dicke. Éste conmutador, alimenta dos amplificadores de ganancia unitaria y signos opuestos, de manera que uno de ellos recibe V_A y el otro V_{REF} . Si la frecuencia de conmutación f_s es lo suficientemente rápida para considerar los parámetros T_A, T_R y G constantes durante un

periodo entero, y si además este periodo es más pequeño que el tiempo de integración ($f_s \gg \tau^{-1}$), entonces la salida del radiómetro se puede expresar como:

$$V_{OUT} = V_A - V_{REF} = c \cdot (T_A - T_{REF}). \quad (3.38)$$

Puede observarse en (3.38) que la salida del radiómetro no depende ahora de la temperatura de ruido T_R , y que el impacto de las fluctuaciones de ganancia G será proporcional a la diferencia de temperaturas ($T_A - T_{REF}$). Por lo tanto, si la temperatura T_{REF} se elige cercana a la temperatura de antena T_A , el impacto de las fluctuaciones de G será pequeño. Así, si se cumple que $(T_A - T_{REF}) \ll (T_A + T_R)$, el DR incrementa la precisión con respecto al TPR. Sin embargo, aunque la estabilidad del sistema se mejora, al medir la temperatura de antena solo la mitad del tiempo, se pierde en resolución comparado con el TPR. Se puede calcular la expresión para la resolución del DR de la ecuación (3.35) para el TPR. En realidad, para la mitad del periodo del DR la salida sería muy similar a la del TPR cuando está viendo o la antena o a la carga de referencia usando un tiempo de integración de $\tau/2$. La sensibilidad de un radiómetro Dicke se obtiene a través de la expresión (desarrollada en Ulaby *et ál.*[12] y posteriormente analizada en detalle en Thomsen [20]):

$$\Delta_T = \left[\frac{(T_A + T_R)^2}{\frac{BW\tau}{2}} + \frac{(T_{REF} + T_R)^2}{\frac{BW\tau}{2}} + \left(\frac{\Delta G_s}{G} \right)^2 (T_A - T_{REF})^2 \right]^{1/2} \quad (3.39)$$

Si se particulariza para el caso ideal en que la temperatura de antena sea igual a la de la fuente de referencia ($T_A = T_{REF}$), se obtendrá lo que se denomina radiómetro de Dicke balanceado o equilibrado, cuya expresión de la sensibilidad queda reducida a:

$$\Delta_T = \left[\frac{4(T_A + T_R)^2}{BW\tau} + \left(\frac{\Delta G_s}{G} \right)^2 \underbrace{(T_A - T_{REF})^2}_{=0} \right]^{1/2} \quad (3.40)$$

y finalmente,

$$\Delta_T = 2 \frac{(T_A + T_R)}{BW\tau} \quad (3.41)$$

esto significa que, a pesar de que el radiómetro Dicke es más estable, su resolución radiométrica empeora un factor 2 con respecto al TPR.

3.3.3. Radiómetro de inyección de ruido

El radiómetro de inyección de ruido (*NIR Noise Injection Radiometer*) constituye un caso particular del radiómetro de Dicke, optimizado para que su salida sea independiente tanto de las fluctuaciones de ganancia como de la temperatura de ruido del propio receptor. Para conseguir esto, la estructura de un NIR se basa en la red

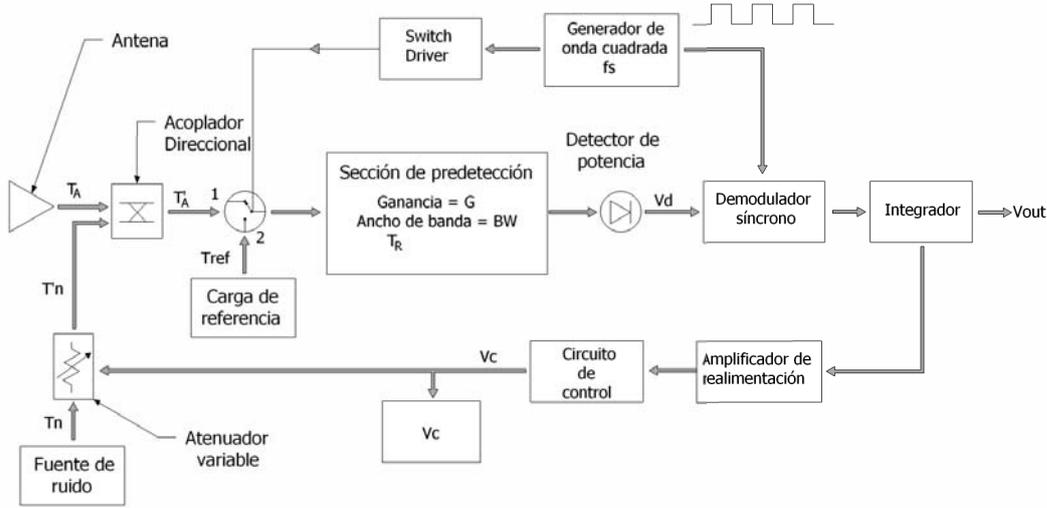


Figura 3.6: Diagrama de un radiómetro de inyección de ruido

de realimentación que se muestra en la Figura 3.6. Su finalidad es la de balancear el radiómetro (al igual como ocurriera en el radiómetro de Dicke balanceado) mediante la inyección de ruido en la línea de antena a través de un acoplador direccional, de tal manera que

$$T_A = T_{REF} \quad (3.42)$$

La cantidad de potencia inyectada se controla mediante un atenuador variable, que a su vez está gobernado por la red de realimentación, de manera que la temperatura de ruido resultante que entra al sistema es:

$$T_A = \left(1 - \frac{1}{F_c}\right) T_A + \frac{T_n}{F_c} \quad (3.43)$$

donde F_c representa el factor de acoplamiento del acoplador direccional y T_n es la temperatura de ruido inyectada una vez atenuada en el atenuador variable.

La tensión V_c que controla el valor de atenuación del atenuador variable es proporcional a la diferencia de temperaturas entre la temperatura de antena y la temperatura física del radiómetro, que se aproxima por la temperatura ambiente ($T_o \cong 290K$):

$$V_c = \frac{F_c - 1}{T_n - T_o} (T_o - T_A) \quad (3.44)$$

Mediante la aplicación de esta tensión de control al atenuador variable, se consigue que la salida del radiómetro sea independiente de las fluctuaciones de ganancia así como del ruido introducido por el propio receptor. En Ulaby *et ál.*[12] se presenta la sensibilidad radiométrica para un NIR en el caso de que se cumpla que $T_A = T_o$

como:

$$\Delta_T = \frac{2(T_o + T_{REF})}{BW\tau} = 2\Delta_{T_{IDEAL}} \quad (3.45)$$

Que como se puede observar, coincide con la de un radiómetro Dicke balanceado, pero con la ventaja de no depender de la temperatura del receptor.

3.4. Conclusiones

Con lo anteriormente expuesto, se puede decir que mediante el estudio de la radiación térmica a frecuencias de microondas se puede medir la temperatura de brillo de una superficie de forma remota mediante el uso de una antena y radiómetro, que es el instrumento capaz de medir con mucha precisión y exactitud dicha temperatura de brillo. A su vez, dicha temperatura de brillo está ligada a sus propiedades biofísicas², como será estudiado en el siguiente capítulo.

En base al análisis precedente se ha elegido trabajar con un radiómetro Dicke por su mayor estabilidad comparado con el TPR, ya que exige su calibración con menor frecuencia, por ejemplo al principio y final del vuelo. En primer término se contempló una topología de NIR, sin embargo, aunque presenta una mayor estabilidad comparada con el TPR o el DR, los componentes adicionales para su desarrollo³, presentan un mayor peso y consumo de potencia. Como se ha dicho en el capítulo anterior ambos parámetros son críticos en el diseño de sensores para aplicaciones en UAV.

²humedad de suelo, tipo de suelo, etc.

³comparado al TPR o Dicke

Capítulo 4

Radiómetro aerotransportado

Una vez que se han descrito tanto las bases teóricas acerca de la teledetección pasiva, como los sensores que miden los parámetros biofísicos asociados a esta ciencia, se procede en primer lugar a describir algunos sensores que existen actualmente. Después se presentará en dos partes el sistema diseñado y desarrollado para este trabajo: la primera es el diseño y descripción del sensor y la segunda parte es el diseño del software para procesar los datos.

4.1. Antecedentes

El interés de la comunidad científica para medir remotamente parámetros geofísicos tales como la humedad del suelo (acrónimo en inglés: *soil moisture* (SM)) y la salinidad superficial del mar (acrónimo en inglés: *sea surface salinity* (SSS)) se ha incrementado en los últimos años, ya que son parámetros cruciales para generar modelos climáticos a escala global. A continuación se presentan algunos de los proyectos más importantes encaminados a medir estos parámetros. Primero se presentan los sistemas aeroespaciales y después los aerotransportados en aviones.

SMOS

La misión *Soil Moisture and Ocean Salinity* (SMOS) de la Agencia Espacial Europea (ESA) en cooperación con el Centro Nacional de Estudios Espaciales (Francia) (*Centre National d'Etudes Spatiales* CNES), y el Centro para el Desarrollo Tecnológico Industrial, CDTI (España), tiene como objetivo la obtención de mapas de humedad de suelo sobre áreas continentales y mapas de salinidad superficial del mar sobre océanos; todo esto a una escala global (Kerr *et al.*[21] y Barre *et al.*[22]). Con estos objetivos la ESA ha lanzado al espacio (en una órbita baja *LEO* ~ 750 km),

el 2 de noviembre de 2009, su instrumento llamado *Microwave Imaging Radiometer with Aperture Synthesis* (MIRAS). Se trata de un radiómetro de apertura sintética con capacidades polarimétricas, y que trabaja en banda-L (1400-1427 MHz) Neira *et ál.* [14, 23].

SMOS tiene como objetivo generar mapas de humedad de suelo con una precisión mayor que $0,04m^3/m^3$, cada tres días, con una resolución espacial mayor a 50 km, además de contenido de agua de la vegetación con una precisión de $0,5kgm^{-2}$ cada 6 días.

AQUARIUS/SAC-D

AQUARIUS es un instrumento que combina dos sensores de microondas, uno activo y otro pasivo, y fue diseñado para obtener mapas de salinidad sobre océanos desde el espacio. Será enviado en la misión espacial denominada Satélite de Aplicaciones Científicas Aquarius (SAC-D), la cual es un proyecto conjunto entre la agencia espacial de E.U.A. [*National Aeronautics and Space Administration* (NASA)] y la Agencia Espacial Argentina [comisión nacional de actividades espaciales (CONAE)]. Se tiene previsto su lanzamiento al espacio en abril 2011 en órbita baja (LEO $\sim 650km$). El sensor pasivo es un radiómetro en banda L (1.413 GHz) polarimétrico, que combina 3 radiómetros Dicke con haces que apuntan a diferentes ángulos y emplea inyección de ruido para su calibración. El sensor activo es un difusómetro (*scatterometer* en inglés) en banda L (1.26 GHz), ambos sensores se sincronizan en tiempo para funcionar independientemente cada uno en intervalos cortos de tiempo consecutivos y después combinar esta información (Le Vine *et ál.*[24]).

El objetivo científico primario de la misión es monitorizar la variación estacional e interanual a gran escala de las características en el campo de la salinidad superficial en mar abierto, con una resolución espacial de 150 km y una precisión de recuperación de 0.2 psu a nivel global con una base mensual (Lagerloef *et ál.*[25]).

SMAP

La misión *Soil Moisture Active and Passive* (SMAP) es otra de las misiones de la NASA, que pretende obtener mapas de humedad de suelo y el estado de la congelación/descongelación de los casquetes polares y las capas de hielo continentales a una escala global. Su lanzamiento está programado en un periodo entre los años 2014 a 2015 en una órbita baja (LEO ~ 670 km). Las observaciones de SMAP son diseñadas para hacer medidas simultáneas; tanto activas (radar) como pasivas (radiómetro) en banda L (1.2, 1.4 GHz, respectivamente). Las medidas se obtendrán

a través de una franja de barrido (*swath*) de 1000 km, usando un escaneo cónico con un ángulo de incidencia constante de 40° (Entekhabi *et ál.*[26, 27]).

La resolución del radar será aproximadamente de 3 km y la resolución del radiómetro de 40 km. Combinando las medidas de estos sensores, la misión SMAP proveerá productos de humedad de suelo a escalas de hidrometeorología (10 km) e hidroclimatología (40 km) [28].

SLFMR

El sensor *Scanning Low-Frequency Microwave Radiometer* (SLFMR), desarrollado por NOAA (*National Oceanic and Atmospheric Administration*), es un sensor aerotransportado embarcado sobre un avión Beaver Havilland. El sensor es un radiómetro Dicke en banda L (1.413 GHz) con una resolución de $\sim 0,3$ K que usa una técnica de *Beamforming* para hacer un barrido electrónico y su objetivo es generar mapas de salinidad superficial del mar en zonas costeras (Miller *et ál.*[29]).

PMR

La empresa MIRAMAP ha desarrollado un sensor aerotransportado para generar mapas detallados de humedad de suelo. MIRAMAP es una compañía privada de la *European Space Incubator* (ESI), una iniciativa de la oficina de la *ESA Technology Transfer & Promotion* (TTP). El sensor está basado en el *Passive Microwave Radiometry* (PMR), un sensor con tecnología espacial para monitorizar cambios en la humedad del suelo y la salinidad de los océanos (Haarbrink *and* Shutko [30]).

EL instrumento de MIRAMAP consiste en 3 sensores de microondas a diferentes bandas: banda X, banda C y banda L y están integrados con un sistema global de navegación por satélite (GNSS). Los sensores en banda X y C hacen escaneo cónico con ángulos de incidencia constante sobre un *swath* amplio, El sensor en banda L hace un escaneo oscilante de dos haces. Los sensores se instalan en un avión ligero tripulado modificado para estos propósitos.

LDCR

El centro de tecnología ambiental del departamento de informática e ingeniería eléctrica de la Universidad de Colorado en Boulder, E.U.A., está diseñando el *lobe-differencing correlation radiometer* (LDCR), un radiómetro que pretende usar una técnica de correlación de diferentes lóbulos para medir diferencias entre la temperatura de brillo de la superficie del océano y del espacio frío. Con esto obtendrían una calibración muy precisa, que resulte en una estabilidad y precisión muy altas

en las medidas para poder medir salinidad superficial del mar. El sensor estará diseñado en banda L y será transportado por una plataforma UAV pequeña de larga duración, las características del sistema se encuentran en McIntyre *and* Gasiewski [31].

NAFE/CoSMOS

Para la validación de los algoritmos de recuperación de humedad de suelo y corrección de datos para la misión SMOS, fueron desarrolladas campanas conjuntas con radiómetros aerotransportados para simular observaciones de SMOS. Para esto las campanas *National Airborne Field Experiment* (NAFE) y la *Campaign for validating the Operation of Soil Moisture and Ocean Salinity* (CoSMOS) se llevaron a cabo en noviembre de 2005 en la cuenca del río Goulburn, que se encuentra en el sureste Australia. Hicieron vuelos a diferentes alturas para obtener píxeles de diferentes resoluciones y así probar técnicas de desagregación de píxeles.

Los vuelos de la NAFE y CoSMOS se llevaron a cabo con dos aviones diferentes que funcionaban simultáneamente:

1. un Diamond ECO-Dimona propiedad nacional del *Airborne Research Australia*, el cual está equipado con el *Polarimetric L-band Multibeam Radiometer* (PLMR) operado por el equipo de NAFE y desarrollado por ProSensing
2. un *Aero- Commander 500S Shrike* también operado por el *Airborne Research Australia*, el cual porta el EMIRAD operado por el equipo CoSMOS y desarrollado por la *Technical University of Denmark*

El PLMR es un radiómetro de barrido (*pushbroom*) de dos polarizaciones en banda L, que usa una agrupación de seis parches en recepción con diferentes ángulos de incidencia, y mide temperatura de brillo en ambas polarizaciones H y V, para cada haz usando un conmutador de polarización. Junto con este instrumento se incluyó un FLIR S60 *thermal imager* para obtener imágenes térmicas del terreno. También se instalaron sistemas fotográficos.

El EMIRAD es un radiómetro polarimétrico en banda L que emplea dos antenas instaladas en el avión tal que las vistas desde el avión una apuntaría en el eje de avance del avión con un ángulo de incidencia de 0° (nadir) y el otro a 40° en el sentido longitudinal. Las antenas son bocinas Potter sin lóbulos secundarios. También se incluyó un radiómetro de infrarrojos.

La descripción completa de los experimentos puede encontrarse en Panciera *et al.* [32].

LAURA

Hasta ahora se han mencionado sistemas transportados en satélites o en aviones, sin embargo existen también instrumentos que miden los mismos parámetros desde tierra colocados en alguna plataforma de elevación. A estos instrumentos se les denomina *Ground-Based*. Un radiómetro *Ground-Based* diseñado para realizar campañas de medida para preparación de SMOS es el *L-band AUtomatic RAdiometer* (LAURA), la descripción completa del instrumento se puede encontrar en Villarino *et ál.*[33]. LAURA fue diseñado e implementado en el Laboratorio de Teledetección (RS-Lab) de la Universidad Politécnica de Cataluna [34]. Es un radiómetro polarimétrico que trabaja en banda L (1.413 GHz) y fue diseñado para funcionar por largos periodos de tiempo para realizar escaneo mecánico en elevación y acimut. El instrumento está compuesto por dos radiómetros Dicke, uno por cada polarización más un correlador complejo. La antena es una agrupación de antenas de parche de 4 x4, con un ancho de haz de 20°.

El instrumento LAURA se ha empleado en estudios sobre mar, como es el caso de las campañas WISE 2000/2001 [35], FROG 2003 [36] y ALBATROSS 2008/2009 [37, 38], así como para estudios de humedad de suelo [39].

Resumen

Los sistemas anteriormente presentados están interesados en medir dos parámetros claves, que son la humedad del suelo y la salinidad superficial del mar. Como puede notarse, SMOS es el primer sistema en órbita dedicado a medir ambos parámetros a una escala global. En general los sistemas aeroespaciales presentan resoluciones espaciales de entre 10 km y 50 km, con tiempo de paso de al menos 3 días. Sin embargo, esto no es adecuado para aplicaciones regionales o locales donde se requieren imágenes de mayor resolución. Los radiómetros de microondas aerotransportados, volando a altitudes más bajas puede llenar esta falta de información, mejorando la resolución espacial hasta decenas de metros y virtualmente sin restricciones de tiempos de paso.

4.2. Descripción del sensor

Para poder realizar estudios de estos parámetros se ha desarrollado el sistema *Airborne RadIometer at L-Band* (ARIEL), que incluye un radiómetro de barrido aerotransportado y ha sido diseñado para sobrevolar y escanear áreas sobre tierra y zonas costeras, o sobre ríos pequeños. El sistema ha sido diseñado para hacer

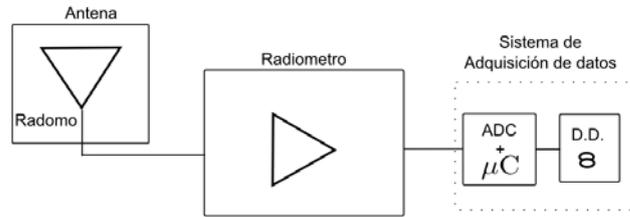
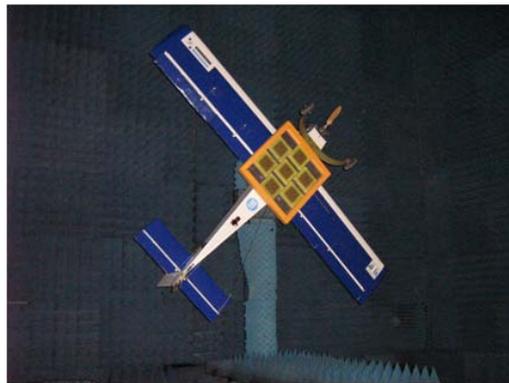


Figura 4.1: Diagrama a bloques del sistema ARIEL

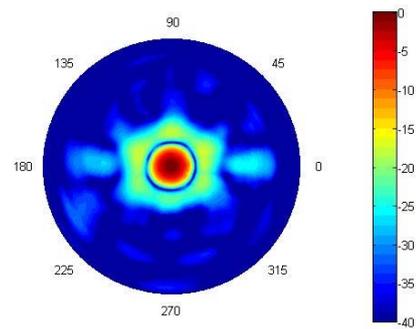
calibraciones periódicas sólo al principio y al final de cada vuelo (≥ 20 minutos). Se ha elegido e implementado un radiómetro de una sola polarización con apuntamiento en nadir, debido a su simplicidad y suficiente estabilidad, cuando es termostático. El diagrama del sistema consiste en la antena, el radiómetro y el sistema de adquisición de datos, tal y como puede observarse en la Figura 4.1. A continuación se describirán más detalladamente cada bloque del sistema.

4.2.1. Antena

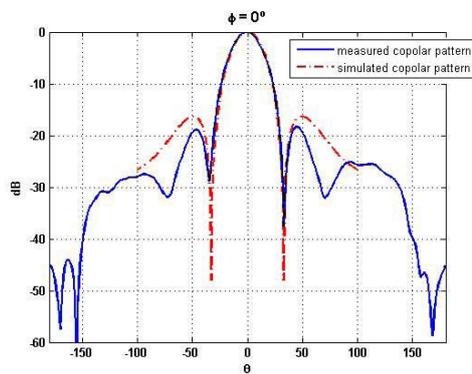
Las dimensiones de la antena en banda L son comparables al tamaño de la plataforma UAV empleada en este proyecto, si se desea un ancho de haz estrecho (por ejemplo: menor a 25° en ambos planos). Además, debe ser específicamente diseñada para reducir al máximo su influencia en la aerodinámica del UAV, y al mismo tiempo preservar el funcionamiento deseado para las aplicaciones radiométricas. La antena diseñada (Figura 4.2) es una agrupación hexagonal de 7 parches, con un ancho de haz de 22° en ambas dimensiones [40]. La ganancia y directividad medidas son: 15.88 dB, 16.03 dB, respectivamente y la eficiencia óhmica de radiación es superior al 90%. En la simulación solo se consideraron elementos radiadores isotrópicos ideales, por lo tanto, se pueden distinguir pequeñas diferencias entre la simulación y la medida real en la Figura 4.2c. El efecto de una variación de las pérdidas óhmicas de la antena debida a fluctuaciones de temperatura se minimiza incorporando un control térmico a la superficie metálica del plano de masa. La antena se ha anclado debajo del fuselaje del avión para poder apuntar en dirección nadir.



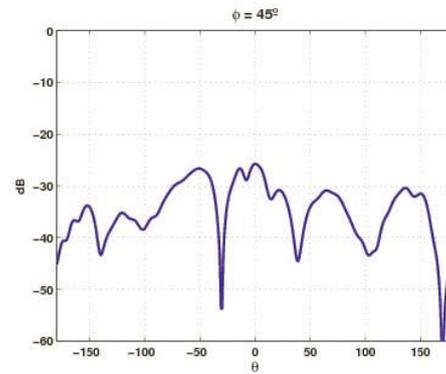
(a) UAV y antena



(b) Medida del diagrama completo



(c) Diagrama en copolar para el plano E, medido y simulado



(d) Diagrama en polarización cruzada para el plano E

Figura 4.2: Medida del diagrama de antena mostrando la antena montada en el UAV dentro de la cámara anecoica del departamento de Teoría de la señal y comunicaciones de la UPC

[34]

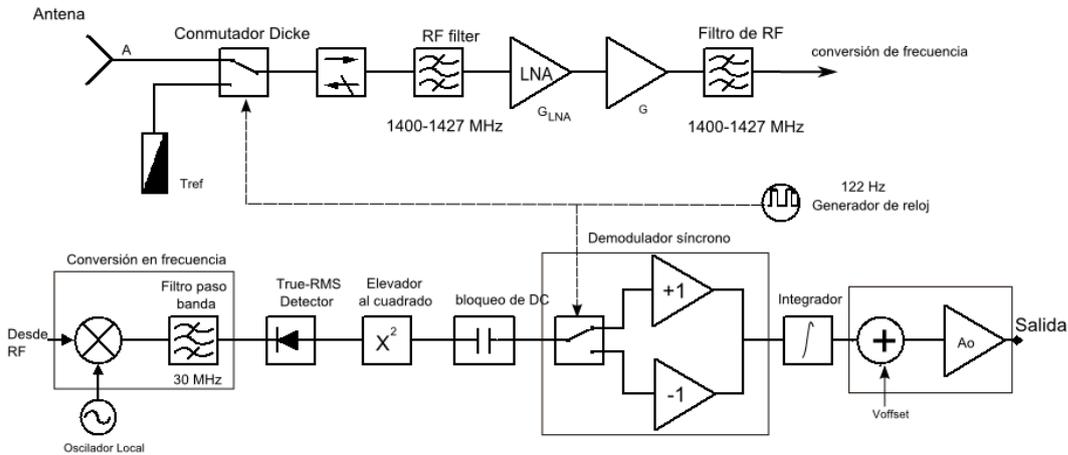


Figura 4.3: Diagrama de bloques del radiómetro Dicke.

4.2.2. Radiómetro Dicke

El radiómetro Dicke diseñado trabaja en banda L (1.4 GHz), su diagrama de bloques puede verse en la Figura 4.3. Es un receptor superheterodino que consta de varios bloques como lo son el cabezal de RF, la etapa de conversión de frecuencia, la etapa de detección, y otros que a continuación se describen. El cabezal de RF incluye: el conmutador Dicke, que alterna el camino entre la señal de entrada de la antena y la carga de referencia, esta señal se amplifica, y se filtra paso-banda (1400 MHz - 1427 MHz). El siguiente bloque es una etapa de conversión en frecuencia que se realiza con el uso de un mezclador y un oscilador local a una frecuencia central en banda L y se limita el espectro de salida mediante un filtro paso-bandas, posteriormente se detecta la tensión utilizando un detector de voltaje rms (el voltaje de salida es proporcional a la desviación estándar de la señal), en este punto se tiene una tensión, que se debe convertir a potencia para poder hacer la diferencia entre la potencia captada por la antena y la generada por la carga de referencia, lo anterior se realiza mediante el uso de un amplificador multiplicador de cuatro cuadrantes actuando como elevador al cuadrado. Finalmente, la señal pasa por un demodulador síncrono encargado de asignar el signo a ambas potencias detectadas para después integrar esta señal con el uso de un filtro paso-bajo. El ancho de banda viene determinado por el tiempo de integración. El último paso es acondicionar la señal para el proceso de conversión analógica a digital.

Para poder determinar el tiempo de integración, se debe tener en cuenta que la plataforma es un avión que vuela a una determinada velocidad y a una altura que determinará el tamaño del *footprint*, como se muestra en la Figura 4.4, en la que

$\Delta\theta$ es el ancho de haz de la antena, Δx es la resolución espacial, h y v son la altura y velocidad del avión, respectivamente. En este punto se debe tener en cuenta la existencia de un compromiso entre resolución espectral (ancho de banda en la etapa de predetección), la resolución espacial y resolución radiométrica. Esto se denomina el principio de incertidumbre y fue presentado en Ulaby *et ál.*[12] y es de donde se deriva el siguiente análisis.

Principio de incertidumbre de un radiómetro

Se denomina tiempo de permanencia τ_d al tiempo de observación de un punto sobre la tierra por el haz de la antena, y se define por:

$$\tau_d = \frac{t_1 \Delta\theta}{FOV} \quad \text{con} \quad t_1 = \frac{\Delta x}{v} \quad (4.1)$$

donde FOV (*Field Of View*) [m] es el campo de visión del radiómetro y Δx [m] es la resolución espacial definida por,

$$\Delta x = \Delta\theta \cdot h \quad (4.2)$$

así

$$\tau_d = \frac{(\Delta x)^2}{v \cdot h \cdot FOV} \quad (4.3)$$

para el caso de un radiómetro de barrido sin escaneo acimutal como el que se estudia en esta tesis, $FOV = \Delta\theta \cdot h$ por lo que τ_d se reduciría a:

$$\tau_d = \frac{\Delta\theta \cdot h}{v}. \quad (4.4)$$

Si se supone que el haz de la antena cruza el límite entre dos áreas con una emisividad muy diferente, si el tiempo de integración es mucho menor que el tiempo de permanencia ($\tau \ll \tau_d$) entonces la salida del radiómetro le tomaría un tiempo aproximado de τ_d segundos para dar dos niveles que correspondan a estas áreas. Por otro lado, si el tiempo de integración es mucho mayor que el tiempo de permanencia ($\tau \gg \tau_d$), entonces a la salida del radiómetro le tomaría un tiempo mayor a τ_d para poder dar estos dos niveles, lo que degradaría la resolución espacial.

Es aquí donde se plantea la incertidumbre, ya que desde el punto de vista de resolución radiométrica se requieren tiempos de integración relativamente grandes, pero desde el punto de vista de resolución espacial se requieren tiempos de integración más pequeños.

Si se define la ecuación general de resolución radiométrica para cualquier radiómetro mediante:

$$\Delta_T = \frac{M}{BW\tau} \quad (4.5)$$

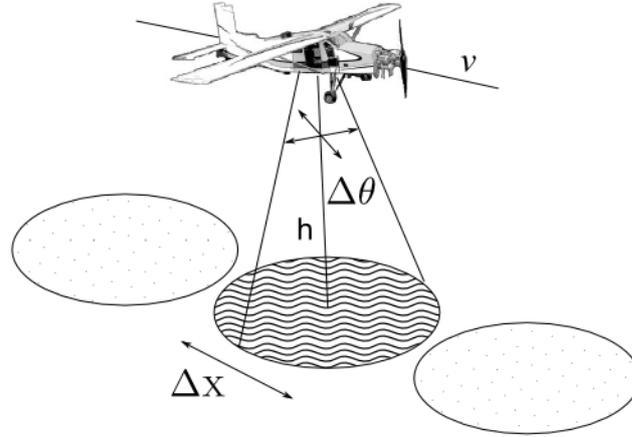


Figura 4.4: Resolución espacial de un radiómetro de barrido aerotransportado

donde Δ_T es la resolución radiométrica, M representa la figura de mérito que depende del radiómetro. Para el caso particular en que $\tau = \tau_d$, si se substituye (4.3) en (4.5) y se realizan las factorizaciones pertinentes se tiene:

$$\Delta_T \Delta x \overline{BW} = M \overline{v \cdot FOV} \quad (4.6)$$

y para el caso de un radiómetro de barrido (sin escaneo acimutal):

$$\Delta_T \Delta x \overline{BW} = M \overline{v \cdot \Delta\theta \cdot h} \quad (4.7)$$

la ecuación (4.6) se denomina ecuación de incertidumbre del radiómetro. Así, dados los parámetros M que depende del tipo de radiómetro, v y h que depende de las condiciones de vuelo, y $\Delta\theta$ que depende de la antena, el producto de BW , Δ_T y Δx es una constante. Lo anterior implica que los tres tipos de resolución están interrelacionadas y que al mejorar una de ellas degradará al menos a una de las restantes.

El avión que se emplea en este trabajo puede alcanzar una velocidad máxima de 40 m/s y una altura máxima de 400 m, con esto se calcula el tiempo τ_d para una altura de mínima de 10 m y luego para la altura máxima:

$$\tau_d = 22^\circ \cdot \frac{\pi}{180} \cdot \frac{10 \text{ m}}{40 \text{ m/s}} \approx 0,1s \quad (4.8)$$

y

$$\tau_d = 22^\circ \cdot \frac{\pi}{180} \cdot \frac{400 \text{ m}}{40 \text{ m/s}} \approx 3,8s \quad (4.9)$$

así, se elige el tiempo de integración para la altura mínima $\tau = 100 \text{ ms}$, que permite tener mayores medidas independientes y a la vez tener una resolución espacial buena.

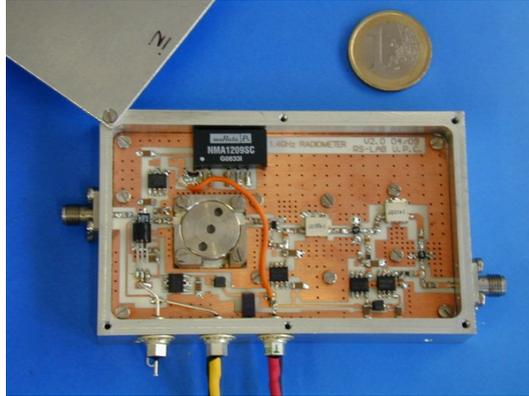


Figura 4.5: Cabezal de RF de ARIEL [100 x 60 x 20] mm comparado con una moneda de 1 euro

Para el caso de los píxeles generados a mayor altura se podrán promediar varias medidas para cumplir con la resolución radiométrica.

La sensibilidad radiométrica ΔT del radiómetro Dicke para ARIEL se puede calcular según (3.41), tomando $T_R = 315$ K como la temperatura física de la carga de referencia, $T_{REC} = (F_{REC} - 1)T_{SYS} \approx 790$ K es la temperatura de ruido del receptor, F_{REC} es la figura de ruido del receptor ($F_{REC} \approx 3,5$ dB), $T_{SYS} \approx T_{REF}$, $BW \approx 30$ MHz es el ancho de banda del ruido del sistema, y τ es el tiempo de integración. Por lo tanto, se tiene:

$$\Delta T = 1,27K \quad \text{para} \quad \tau = 100\text{ms} \quad (4.10)$$

Integración del *hardware*

El radiómetro fue implementado usando componentes comerciales disponibles en el mercado electrónico. El cabezal de RF fue integrado en una caja monobloque de dimensiones [100 x 60 x 20] mm, la cual se muestra en la Figura 4.5 donde se compara sus dimensiones con una moneda de un euro. Todos los circuitos del radiómetro se han integrado dentro de una caja con dimensiones [220 x 120 x 80] mm. El peso total del radiómetro incluyendo los sistemas de alimentación, la antena y su radomo es aproximadamente 3 kg. Si se incluye el control térmico del radiómetro, el consumo de potencia del sistema es menor a 10 W.

4.2.3. Sistema de adquisición y almacenamiento de datos

Para registrar los datos y posteriormente procesarlos, se ha utilizado un convertidor analógico digital de 16 bits y un microcontrolador que funciona como interfaz para cualquier sistema de registro de datos mediante un protocolo RS232. Se ha

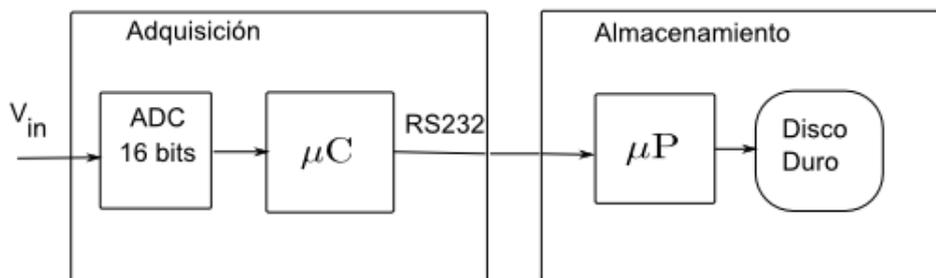


Figura 4.6: Sistema de adquisición y almacenamiento de los datos

instalado dentro del UAV un computador personal (PC) embebido, para poder grabar los datos de la salida del radiómetro y al mismo tiempo grabar los datos del sensor de orientación y posicionamiento MTi-G, se ha utilizado un disco duro de estado sólido para evitar que las vibraciones del avión afecten o deterioren su funcionamiento; en la Figura 4.6 se muestra el diagrama a bloques. La tasa de muestreo típica del sistema es de 30 Hz, con los datos adquiridos de forma síncrona.

4.3. Descripción del sistema de procesado

Esta sección describe como se tratan y se procesan las medidas realizadas por el radiómetro aerotransportado. En la Figura 4.7 se muestra un bosquejo del sistema completo ARIEL, en la parte izquierda se muestra el sistema de abordaje, que incluye los dos sensores (MTi-G y ARIEL) y el *software* que funciona sobre el PC embebido para controlar el flujo de datos. La salida de este bloque es un fichero (*raw data*) el cual contiene los datos adquiridos de forma síncrona de ambos sensores. El sensor MTi-G genera los datos GPS de posición, velocidad y la orientación de la plataforma. ARIEL es el que suministra los datos de temperatura de antena, temperatura de referencia, y temperatura física. En la parte derecha se muestra el procesador de estos datos y la información que puede proporcionar una vez procesados los datos.

A continuación se describirán más a fondo las técnicas de procesado.

4.3.1. Procesado de datos de ARIEL

Se ha desarrollado un procesador *software* específico para generar mapas de temperatura de brillo a partir de las medidas radiométricas y que sirva de base para desarrollar algoritmos de recuperación de humedad. Los algoritmos para la obtención de datos se han implementado en Matlab. Se desarrollan calibraciones dependiendo del tipo de calibración que se haya hecho antes y después del vuelo, o calibraciones de laboratorio (Figura 4.8). También se pueden elegir opciones para

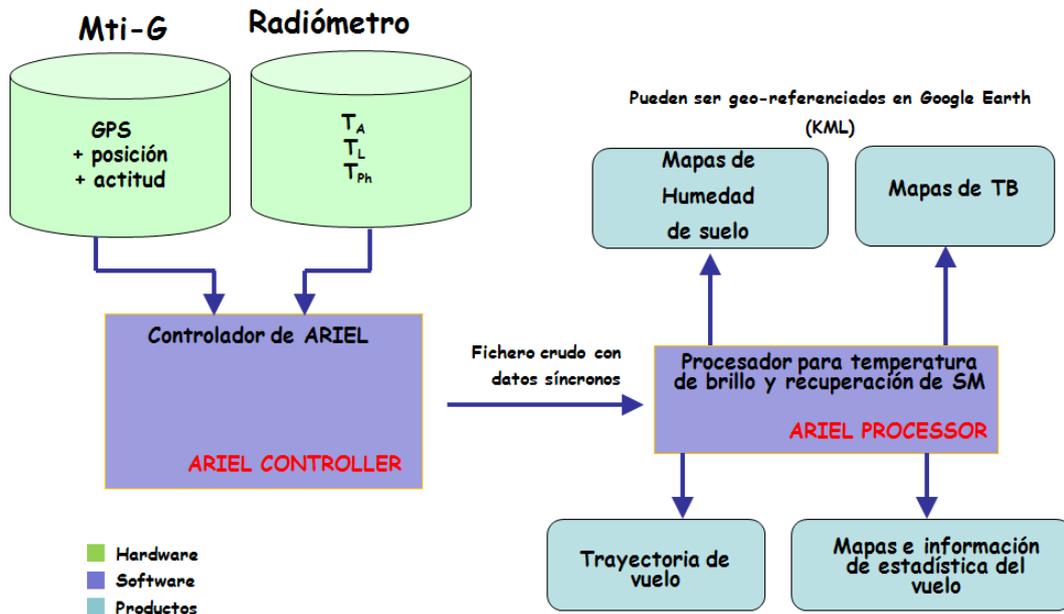


Figura 4.7: Bosquejo del *software* de ARIEL

representar gráficamente todos los parámetros obtenidos: información radiométrica, de posición, orientación, altura, etc. Se incluyen gráficas de histogramas (Figura 4.9) para obtener información de temperatura de brillo y, con ello, poder determinar *a priori* alguna información para poder elegir la escala para mostrar los mapas de temperatura de brillo o de humedad de suelo.

Para poder cubrir un área específica (típicamente 1 km x 1 km) con el UAV volando a bajas altitudes (por debajo de 300 m), el plan de vuelo se diseña de tal manera que se tengan varios sobrevuelos a diferentes alturas (para tener diferentes resoluciones espaciales). A fin de fusionar toda esta información recolectada, cada *footprint* se pondera con el diagrama de la antena. Así, se han desarrollado técnicas de interpolación para obtener imágenes de temperatura de brillo o de humedad de suelo. Estas imágenes son georreferenciadas y vinculadas a un mapa usando el lenguaje *Keyhole-Mark-up-Language* (KML)[41] que pueden ser superpuestas sobre los mapas de Google Earth para su mejor interpretación. Todo ello se describe más detalladamente a continuación.

4.3.1.1. Descripción de los algoritmos y procedimientos

El algoritmo para obtener la información de temperatura de brillo y recuperación de humedad se resume en los siguientes pasos:

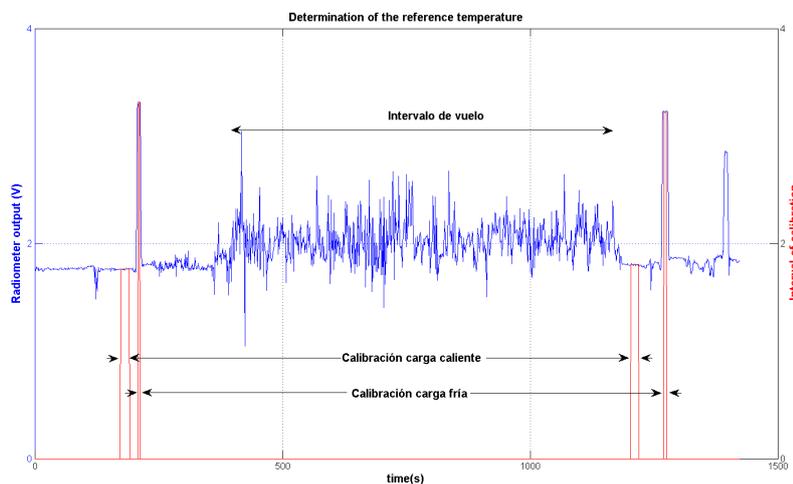
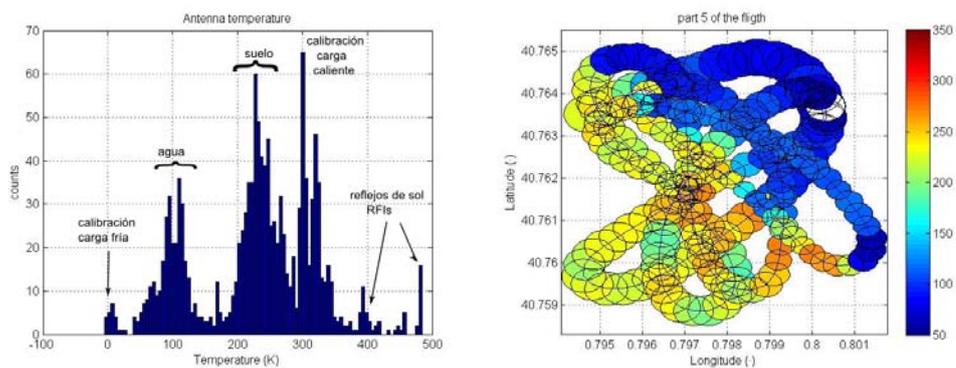


Figura 4.8: Calibración de la salida del radiómetro



(a) Histograma de temperatura de brillo donde se muestran los valores de: suelo, agua, calibración, reflejos del sol

(b) Trayectoria de vuelo con la información de temperatura de brillo superpuesta

Figura 4.9: Ejemplos de gráficas con información radiométrica, para el análisis de resultados

- Calibración radiométrica.
- Proyección del footprint de la antena sobre el suelo, tomando en cuenta la orientación y posición de la plataforma.
- Interpolación espacial y fusión de datos
- Recuperación de humedad

Calibración radiométrica

La información de salida del radiómetro se convierte en temperatura de antena a través de la calibración radiométrica. Para un radiómetro Dicke, la relación entre el voltaje de salida v_o y la temperatura de antena puede expresarse según (3.38):

$$v_o = a(T_A - T_R) + b \quad (4.11)$$

donde a y b son constantes de ganancia y *offset*, respectivamente, que se determinan durante la calibración mediante el método de carga fría/caliente descrito en Ulaby *et ál.*[12] y explicado en el capítulo anterior. Usualmente se emplea un absorbente de microondas térmicamente aislado puesto frente a la antena como carga caliente, y para la calibración de carga fría, siempre que sea posible, se apunta la antena hacia el cielo con elevación $\approx 60^\circ$ en dirección norte [42].

En el caso de que se presenten derivas de temperatura durante el vuelo, estas se pueden observar mediante la calibración de carga fría-caliente, realizada antes y después del vuelo. Para este caso y si se suponen derivas lineales los parámetros de calibración se pueden determinar como:

$$a(t) = a_b + \frac{a_f - a_b}{t_f - t_b}(t - t_b) \quad (4.12)$$

y

$$b(t) = b_b + \frac{b_f - b_b}{t_f - t_b}(t - t_b) \quad (4.13)$$

donde t es el tiempo y los subíndices b y f significan antes y después del vuelo.

Finalmente, los coeficientes dependientes del tiempo $a(t)$ y $b(t)$ se usan junto con la T_R para calcular la temperatura de antena calibrada, para cada muestra. En el caso de un fallo de la calibración, se puede usar una calibración con coeficientes constantes medidos en una cámara anecoica. Para un tiempo de integración de $\tau = 100$ ms la desviación estándar de los estándares de calibración medidos son $\sigma_{v_{caliente}} = 0,0045$ V y $\sigma_{v_{fría}} = 0,0052$ V, lo cual traducido en sensibilidad nos da $\Delta_{T_{caliente}} = 0,84$ K y $\Delta_{T_{fría}} = 1,22$ K, en concordancia con las predicciones teóricas (sección 4.2.2).

Footprint de la antena

Una vez que se tienen los datos calibrados, el siguiente paso consiste en representar la temperatura de brillo medida sobre un mapa con la ayuda de la información de posición y orientación, ya que estos últimos determinarán la forma y orientación del *footprint* proyectado. Para esto se implementan algunos algoritmos usando principios matemáticos y de teledetección. Este procedimiento se describe de la siguiente forma: primero, determinación del apuntamiento de la antena y segundo, especificación de la forma del *footprint* (Figura 4.10).

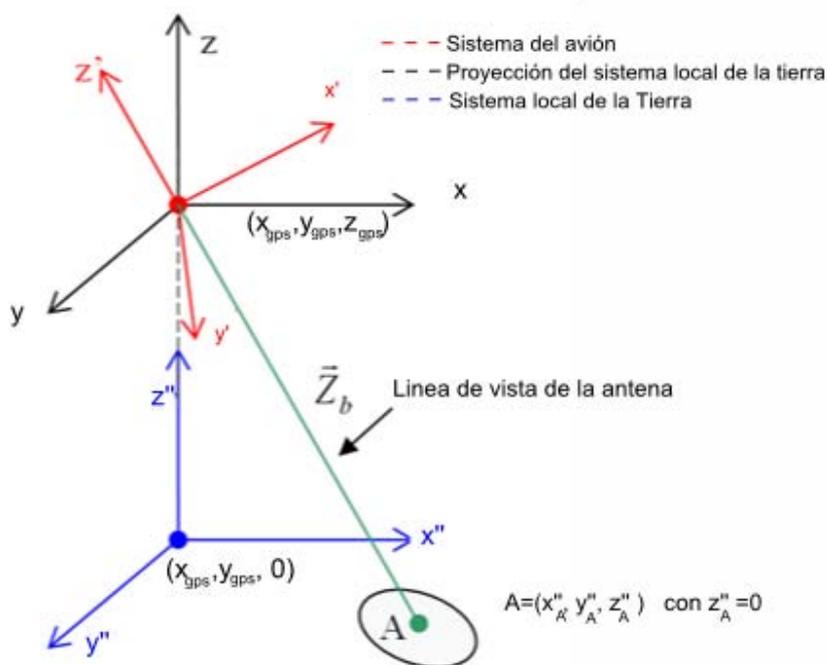


Figura 4.10: Sistema de coordenadas

Apuntamiento de la antena

La señal radiométrica recibida por la antena depende de hacia donde está apuntando; por esto se debe conocer con mucha precisión la orientación del avión. Como se ha dicho en sección 2.3 la orientación se define por 3 ángulos: *roll*, *pitch* y *yaw*. Estos ángulos definen la orientación de la plataforma respecto al sistema de coordenadas local de la tierra. Para poder posicionar el centro de la antena a la línea de visión, es necesario un cambio de coordenadas para pasar de las coordenadas *body* del avión al sistema de coordenadas de la tierra, tal y como se muestra en la Figura 4.10. El sistema (x, y, z) representa el avión, (x, y, z) el sistema local de la tierra a la altitud de la plataforma y finalmente (x'', y'', z'') es la proyección sobre la

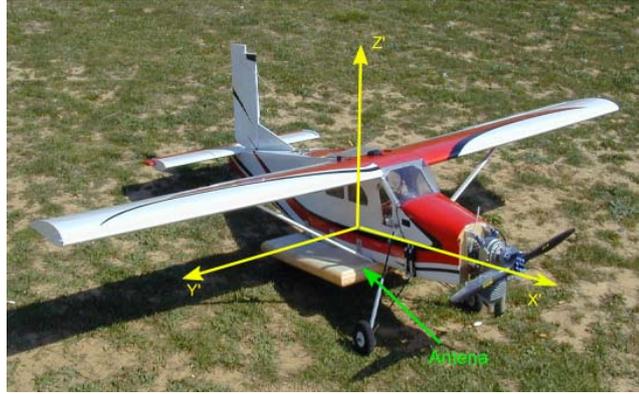


Figura 4.11: Sistemas de coordenadas del UAV

tierra (posición A). El primer paso es encontrar la dirección de apuntamiento de la antena, referida como \vec{Z}_b en la Figura 4.10.

El sistema de coordenadas del avión se define en la Figura 4.11, como se observa parece que la dirección de la antena es contraria a la dirección de z . Por otra parte, si se usa la matriz de transformación P para pasar del sistema (x,y,z) al (x',y',z') , se puede proyectar el vector z en (x,y,z) . Para determinar las coordenadas de este vector primero se debe encontrar la dirección de \vec{Z}_b en el marco de coordenadas (x,y,z) . La posición del avión, que está dada por $(x_{gps}, y_{gps}, z_{gps})$, corresponde a la posición proporcionada por el receptor GPS del UAV. Así: $\vec{X} = (0, 0, -1)_{x'y'z'}$ y $\vec{Z}_b = (x_b, y_b, z_b)_{xyz}$ y la matriz de transformación $P_{x'y'z' \rightarrow xyz}$:

$$P = \begin{bmatrix} \cos\phi\cos\psi & \cos\phi\sin\psi & -\sin\phi \\ -\sin\psi\cos\theta + \cos\psi\sin\phi\sin\theta & \cos\psi\cos\theta + \cos\psi\sin\phi\sin\theta & \sin\theta\cos\phi \\ \sin\psi\cos\theta + \cos\psi\sin\phi\cos\theta & -\cos\psi\sin\theta + \sin\psi\sin\phi\cos\theta & \cos\theta\cos\phi \end{bmatrix} \quad (4.14)$$

donde $\phi = \text{roll}$, $\theta = \text{pitch}$ y $\psi = \text{yaw}$. Operando matemáticamente:

$$\vec{X} = P \cdot \vec{Z}_b, \quad (4.15)$$

y finalmente se obtiene la relación de proyección (4.16):

$$\vec{Z}_b = P^{-1} \cdot \vec{X}. \quad (4.16)$$

La segunda parte del cálculo especifica la coordenada del punto A usando una traslación de coordenadas de (x,y,z) a (x',y',z') . Como la ecuación de una curva en el sistema (x,y,z) contiene al vector \vec{Z}_b , entonces es del tipo (4.17),

$$\frac{x-0}{x_b} = \frac{y-0}{y_b} = \frac{z-0}{z_b}. \quad (4.17)$$

Si se desarrolla este mismo razonamiento para el sistema (x, y, z) , la ecuación de la curva resultante es (4.18):

$$\frac{x_A - x_{gps}}{x_b} = \frac{y_A - y_{gps}}{y_b} = \frac{z_A - z_{gps}}{z_b}. \quad (4.18)$$

Como $z_A = 0$, de (4.17) y (4.18), se encuentra la solución al sistema de ecuaciones:

$$\begin{cases} x_A = \frac{-z_{gps}}{z_b} \cdot x_b + x_{gps} \\ y_A = \frac{-z_{gps}}{z_b} \cdot y_b + y_{gps} \end{cases} \quad (4.19)$$

Finalmente se encuentran las coordenadas A de la posición del centro del *footprint* de la antena. Una vez conocida esta información, es necesario determinar la forma del *footprint*.

Forma del *footprint* de la antena

La proyección del footprint de una antena es una elipse. De modo que, sus parámetros tienen que ser calculados usando la información de altura y orientación. La Figura 4.12 recalca la forma del footprint y el ángulo de incidencia. Este ángulo será proyectado sobre el suelo para conocer la posición de la elipse.

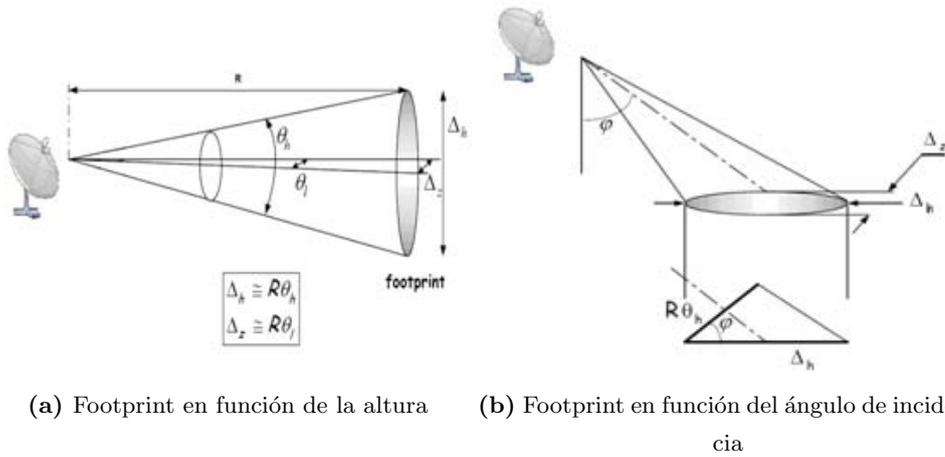


Figura 4.12: Proyección del footprint de la antena

$$\Delta h = \frac{R^2 \Delta \theta}{h}, \quad (4.20)$$

$$\Delta z = R \Delta \theta, \quad (4.21)$$

y

$$R = \sqrt{(x_A - x_{gps})^2 + (y_A - y_{gps})^2 + z_{gps}^2}. \quad (4.22)$$

Teoría de la elipse

Una elipse se define por el eje semi-mayor a , y el eje semi-menor b , centrado en el punto (h, k) . Si se tiene el eje mayor paralelo al eje x , se puede especificar la ecuación:

$$\frac{(x - h)^2}{a^2} + \frac{(y - k)^2}{b^2} = 1. \quad (4.23)$$

Esta elipse se puede representar paramétricamente como:

$$x = h + a \cos t \quad (4.24)$$

$$y = k + b \sin t \quad (4.25)$$

donde t está restringida en el intervalo $-\pi \leq t \leq \pi$. Para el caso particular donde los ejes de la elipse no sean paralelos a los ejes x o y , la forma paramétrica de una elipse rotada en dirección contraria a las agujas de reloj por un ángulo ϕ es más adecuado:

$$x = h + a \cos t \cos \phi - b \sin t \sin \phi \quad (4.26)$$

$$y = k + b \sin t \cos \phi + a \cos t \sin \phi. \quad (4.27)$$

Mediante el uso las fórmulas anteriores, se puede dibujar una elipse con el eje semi-mayor a , y el eje semi-menor b , y la posición del centro de la elipse ya es conocido. En efecto, estas formulas paramétricas calculan un conjunto de puntos; así, la elipse puede ser aproximada por la conexión de puntos con líneas. Una consecuencia de usar la formula paramétrica es que la densidad de puntos es mayor donde la curvatura es mayor. De esta forma, el cambio de pendiente entre cada punto sucesivo es menor, reduciendo la aparente irregularidad de la aproximación. De acuerdo a lo que se ha dicho, la mayoría de los parámetros que se han mencionado son conocidos a excepción del ángulo ϕ : la proyección del ángulo de incidencia. Para poder conocerlo, se puede aplicar el producto escalar (Figura 4.13). Si $\vec{u} = (1, 0, 0)$ y $\vec{v} = (h - x_{gps}, k - y_{gps}, 0)$ entonces:

$$\cos \phi = \frac{\vec{u} \cdot \vec{v}}{|\vec{u}| \cdot |\vec{v}|} \quad (4.28)$$

Finalmente, se han determinado todos los parámetros necesarios para especificar la forma y orientación de la elipse.

Interpolación y fusión de datos

En este punto, las salidas del radiómetro se han calibrado y convertido en temperaturas de antena. También, se dispone de la trayectoria del vuelo y de la orientación

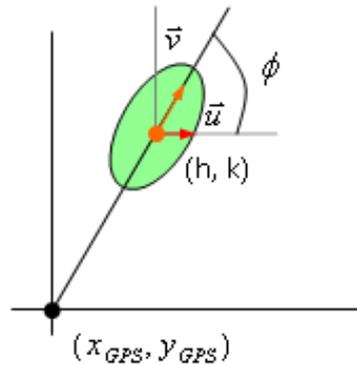


Figura 4.13: Teorema del producto escalar para determinar el ángulo de incidencia

del avión con lo que se puede determinar la forma y después el tamaño del *footprint*. Si se supone que la eficiencia de la antena es mayor al 90% y se desprecian los términos atmosféricos, se pueden obtener mapas proporcionales a la temperatura de brillo de la superficie y posteriormente mapas de humedad de suelo. Como se ha descrito anteriormente, la tasa de muestreo es de $f_s \approx 30$ Hz y la velocidad del UAV es $v_{uav} \approx 40$ m/s. Esto significa que el avión se desplaza aproximadamente 1.2 m entre muestras consecutivas. Si se considera un *footprint* medio de 100 m, los píxeles tendrán un alto nivel de solapamiento, y por lo tanto los datos pueden ser fusionados e interpolados.

En aplicaciones geoestadísticas el método de Kriging [43] se usa ampliamente para la interpolación espacial de medidas geofísicas, algunos ejemplos se pueden encontrar en estudios de salinidad del suelo como en Wood *et ál.*[44], en estudios de salinidad superficial del mar (p.e., Talone *et ál.*[45]) o en agricultura de precisión (p.e., McBratney and Pringle[46]). Kriging es un método geoestadístico para estimar datos no conocidos en base a la distribución estadística de los datos conocidos en los puntos vecinos (semi-variograma). La técnica de Kriging se puede describir de la siguiente forma: para un conjunto de datos medidos y aleatoriamente distribuidos sobre un área geográfica se pasa a un conjunto de datos interpolados sobre una malla más densa y determinista en base a las propiedades geo-estadísticas del conjunto de datos medidos (semi-variograma). La interpolación se hace en base a una combinación lineal de todos los puntos medidos ponderados por el semi-variograma. Así, dado un punto cualquiera, las medidas cercanas contribuirán más que las medidas lejanas.

En varias aplicaciones de teledetección puede usarse este método cuando la región es homogénea, ya que los pesos de ponderación de cada medida permanecen altos para los puntos más alejados, esto permite crear una malla muy precisa y extendida

llenando los vacíos donde no se ha medido. Aún así, en muchos casos es imposible asumir que una región es homogénea. En este caso, si la región es heterogénea, como ocurre en la mayoría de los campos (especialmente en agricultura), los pesos de ponderación son cero para los puntos alejados y pequeños para los puntos cercanos, lo que hace imposible llenar los vacíos mediante esta técnica. Por lo tanto, cuando la región es especialmente heterogénea, si contiene por ejemplo: terrenos de cultivo (irrigados y sin irrigar), casas o caminos, el semivariograma no puede dar una correlación entre puntos adyacentes por lo tanto el método de Kriging es prácticamente inutilizable. Por este motivo, se ha optado por una aproximación diferente.

El sistema ARIEL tiene un alto nivel de densidad de medidas y sobrevuelos del área a estudiar, es por esto que el algoritmo implementado fusiona diferentes *footprints* que se solapan. Para poder fusionar estos *footprints* se debe determinar el valor de contribución de cada punto, esto se hace ponderando dicho valor de temperatura de brillo por el diagrama de antena. sin embargo, el usar el diagrama de antena resultaría en un coste computacional alto, y podría resultar impráctico para muchas aplicaciones. En consecuencia, se usa una función gaussiana bidimensional modificada como una aproximación al diagrama de radiación de la antena, esta función se define de la siguiente forma:

$$W_m(d_m) = \frac{\ln 4}{\pi R_{Fp}^2} e^{-\frac{1}{2} \frac{d_m^2}{R_{Fp}^2} \ln 4} \quad (4.29)$$

donde d_m es la distancia del centro del pixel al centro del *footprint*, y R_{Fp} es el radio del *footprint* que depende de la altura de vuelo h y del ancho de haz de la antena. Esta función pondera cada *footprint*, de manera que se da al centro mayor impacto que a los bordes. La función de ponderación de cada *footprint* ha sido ajustada para asegurar que en los bordes el valor caiga a la mitad del máximo valor (-3 dB en términos de diagrama de antena), esta aproximación considera que la mayoría de la potencia es captada por el lóbulo principal de la antena. Por otra parte, se define una malla fina de píxeles sobre los cuales se interpola el valor de temperatura de antena medido, en la que la resolución espacial es la separación entre píxeles.

Finalmente, el valor de ponderación de cada pixel se obtiene calculando la distancia entre el centro del pixel a todos los centros de los *footprints* (como se observa en la Figura 4.14). Un *footprint* que solape un pixel contribuirá al valor final, sólo si la distancia calculada es menor que el radio del *footprint*. La distancia computada se usa para calcular el valor de ponderación del *footprint* y será sumado y dividido por todas las contribuciones ponderadas para no modificar el valor medio (4.30).

$$P_i = \frac{\sum_{m=1}^n W_m(d_m) \cdot Z_m}{\sum_{m=1}^n W_m(d_m)} \quad (4.30)$$

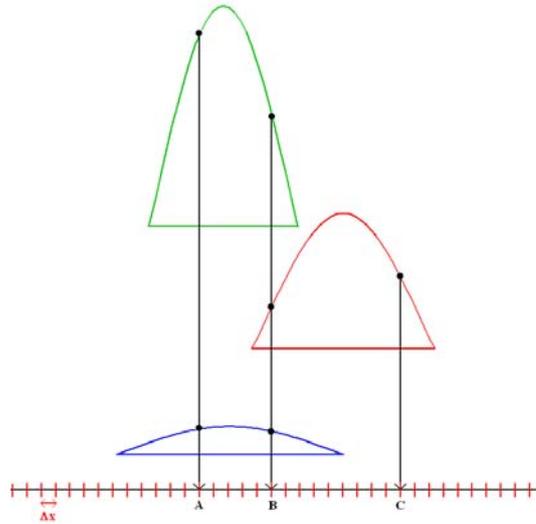


Figura 4.14: Corte sobre y del algoritmo de fusión de datos. Hay tres footprints: verde, azul y rojo. La malla roja son los píxeles sobre x y Δx es la resolución espacial. Cada pixel se calcula fusionando los footprints ponderados solapados

donde:

- Z_m es el m -ésimo valor del *footprint* de antena contribuyente,
- P_i es el valor estimado para el i -ésimo pixel,
- d_m es la distancia del centro del i -ésimo pixel al centro del m -ésimo *footprint*,
- W_m es el peso asignado al m -ésimo *footprint*, y
- n es el número total de footprints contribuyentes ($d_m > 0$).

Si se sigue el ejemplo de la Figura 4.14, el pixel A está compuesto por la información de los *footprints* verde y azul, la contribución del verde será mayor debido a que está más cercano al centro, y el footprint también es menor. El pixel B se compone por los tres footprints y el pixel C solo por el rojo. Cada pixel se puede obtener sumando un número arbitrario de *footprints* (depende de los sobrevuelos), cuantos más *footprints* contribuyan más confiable será la información de ese pixel. Se debe notar que cuando la altura es baja el *footprint* será pequeño y será mayor el valor de ponderación, por el contrario si la altura es mayor el footprint será más grande y tendrá una valor de ponderación menor.

4.3.1.2. Recuperación de humedad del suelo

Una vez que se tiene la información de temperatura de brillo correctamente generada y fusionada, se procede a desarrollar el algoritmo de recuperación de humedad. Primero se harán algunas suposiciones y posteriormente se describirá el algoritmo.

Suposiciones preliminares

Usualmente, la recuperación de humedad mediante técnicas de teledetección es un problema indeterminado, ya que el modelo matemático para resolver este problema requiere del conocimiento de varios parámetros como son: la temperatura física del suelo, su rugosidad, el tipo de suelo, y además se necesita saber si el suelo está cubierto por vegetación, y si es así, el tipo de vegetación, su densidad, contenido de agua, etc. Sin embargo, las medidas radiométricas solo puede determinar la temperatura de brillo que está ligada a estos parámetros; lo que significa que hay más variables que parámetros de entrada. Para simplificar el algoritmo de manera que pueda ser capaz de hacer la recuperación de estos parámetros, el algoritmo tiene que tomar en cuenta las siguientes suposiciones:

- Suposición 1 (Suposición geofísica): en esta propuesta se considera que el suelo es plano (rugosidad de la superficie =0), la elevación del terreno, el tipo de suelo y la temperatura del suelo son constantes en todo el intervalo espacial del vuelo. El error en la recuperación se incrementa cuando, cuando más alejado se esté de esta suposición.
- Suposición 2 (Suposición polarimétrica): La antena de una sola polarización apunta a nadir. Esta suposición es verdadera cuando los ángulos de orientación del avión (*pitch* y *roll*) tienen pequeñas fluctuaciones respecto al eje de referencia. En caso contrario, la medida de la antena es una combinación de polarización vertical y horizontal. Para asegurar esta suposición se pueden descartar las observaciones que no cumplan estos requerimientos, se propone que los ángulos *pitch* y *roll* que tengan fluctuaciones mayores a $\pm 10^\circ$ (más adelante se estudia este límite) sean descartados con una máscara angular (de orientación).
- Suposición 3 (Suposición de radiación): como se analizó en la sección 3.2.3.2, la temperatura de brillo de la superficie se mide por una antena lejana. La temperatura aparente (T_{AP}) es el parámetro clave que depende de la temperatura de brillo (T_B) de la superficie, la radiación atmosférica ascendente (T_{UP}), la

radiación atmosférica descendente (T_{sc}) reflejada y dispersada sobre la superficie y la atenuación atmosférica (L_A). La radiación descendente es generada principalmente por la radiación cósmica del cielo $T \approx 2,7$ K en banda L, y la contribución de la radiación atmosférica descendente $T_{DNatm} \approx 2,1$ K en cenit. Estos valores son muy constantes y no afectan la calidad de la medida y usualmente son ignorados. Se puede suponer $T_{UP} \approx 0$ K para altitudes bajas (para SM es correcto pero no para SSS), T_{sc} es más pequeña que la precisión requerida y $L_a \approx 1$ (para $\theta = 0^\circ$), a bajas altitudes. Por lo tanto, la temperatura aparente T_{AP} en banda L se puede aproximar por la temperatura emitida por la superficie (T_B), ponderada por el diagrama de la antena.

Algoritmo de recuperación

Para el algoritmo de recuperación se partirá del planteamiento expuesto en Monneris *and* Schmugge [47], y si se cumplen las suposiciones anteriormente expuestas, se puede proceder a desarrollar este algoritmo. La temperatura de brillo T_B de un suelo cubierto por vegetación se suele estimar como la contribución de tres términos: (i) la radiación del suelo que es atenuada por la capa de vegetación, (ii) la radiación ascendente de la vegetación, y (iii) la radiación ascendente de la vegetación reflejada por el suelo y atenuada por la cubierta de vegetación [48]:

$$T_{Bp}^{model} = \left(1 + \frac{1 - e_{bs}}{L_{veg}}\right) \left(1 - \frac{1}{L_{veg}}\right) (1 - \omega)T_{veg} + \frac{e_{bs}}{L_{veg}}T_{soil}, \quad (4.31)$$

donde $e_{bs} = (1 - \Gamma^p)$ es la emisividad del suelo descubierto, Γ es el coeficiente de reflexión, p es la polarización, T_{veg} y T_{soil} son las temperaturas físicas de la vegetación y del suelo, respectivamente, $L_{veg} = \exp(\tau \cdot \sec \theta)$ [Np] es la atenuación debido a la cubierta de vegetación, $\tau = b \times VWC$ es el espesor óptico, $b[m^2/kg]$ es un factor dependiente de la vegetación [49], VWC es el contenido de agua de la vegetación [kg/m^2] y ω es el albedo de dispersión simple. Esta formulación es conocida como el modelo $\tau - \omega$ [49] y se basa en la aproximación de dispersión simple propuesta en Kirdiashev *et ál.* [50]. En la Figura 4.15 se muestra un diagrama con los componentes que afectan en la medida de temperatura de brillo sobre un suelo cubierto con vegetación.

Para el caso de suelo descubierto: $\tau = 0$, $L_{veg} \approx 1$ y $\omega = 0$, la expresión (4.31) se reduce a:

$$T_B^p(\theta) = (1 - \Gamma^p(\theta)) T_{soil} \quad (4.32)$$

donde el coeficiente de reflexión, para la interfaz aire-tierra $\Gamma^p(\theta)$ se calcula usando

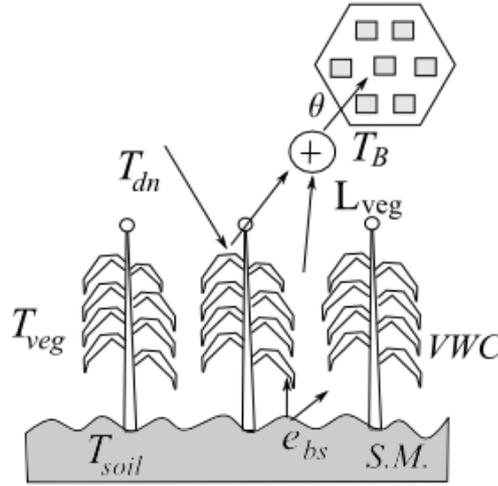


Figura 4.15: Componentes que afectan en la temperatura de brillo en un suelo cubierto por vegetación

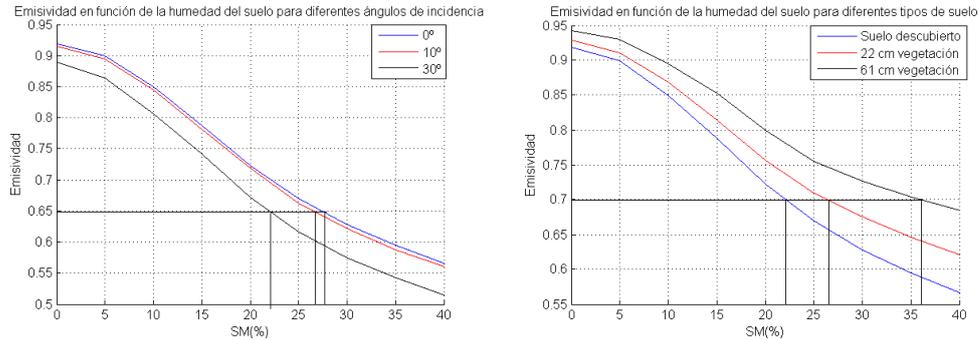
el modelo de Wang [51] como:

$$\Gamma^p(\theta) = [(1 - Q_s) \cdot \Gamma^{spec,p}(\theta) + Q_s \cdot \Gamma^{spec,q}(\theta)] \cdot \exp(-h_s \cos^n \theta), \quad (4.33)$$

donde Q_s es el parámetro de mezcla de polarización y h_s es la rugosidad de la superficie, y ambos están en función de la frecuencia. Estudios recientes muestran que h_s también depende de la humedad del suelo [52]. Para poder recuperar la humedad del suelo a partir de la temperatura de antena, y para una sola dirección se debe suponer que:

- El suelo es descubierto y liso (el parámetro de rugosidad $h_s = 0$).
- Sólo se conservan ángulos de incidencia menores a 10° , ya que la dependencia angular sobre la T_B es débil cercana a 0° .

Para determinar el impacto del ángulo de incidencia, es interesante graficar la emisividad de un suelo descubierto respecto a la humedad del suelo para tres diferentes ángulos de incidencia ($\theta = 0^\circ, 10^\circ, 30^\circ$; Figura 4.16a). Como puede notarse, para ángulos de incidencia de hasta 10° el error es menor al 1%, comparado con un ángulo de incidencia de 0° . Para ángulos de incidencia de hasta 30° los errores crecen hasta un 6%. En la Figura 4.16b se puede ilustrar el impacto que tiene la vegetación sobre la emisividad del suelo, se ha simulado la emisividad en función de la humedad del suelo para dos tipos de vegetación: suelo descubierto y trigo. Comparado con suelo descubierto, el error es del 6% para una altura de 22 cm de vegetación y 15% para una vegetación de 60 cm. Estos valores se obtuvieron con un ángulo de incidencia de $\theta = 0^\circ$.



(a) Suelo descubierto con tres ángulos de incidencia ($\theta = 0^\circ, 10^\circ, 30^\circ$) (b) Dos tipos de suelo, suelo descubierto y trigo a diferentes alturas

Figura 4.16: Emisividad en función de la humedad de suelo con diferentes condiciones

Para poder agilizar el proceso de recuperación se puede crear una tabla de emisividad con entrada de SM. La radiación de dispersión se ha incluido para condiciones medias de humedad de suelo [48]. Por lo tanto para un par de T_{ph} y T_A dadas, la humedad de suelo es fácilmente estimada.

4.4. Resumen

En este capítulo se ha realizado una descripción del sistema ARIEL y se ha mostrado el diseño y principales características del radiómetro, la antena y sistemas adquisición de datos. También se han mostrado las técnicas de calibración e interpolación implementadas para el procesamiento de los datos medidos, se han presentado las correcciones y cálculos necesarios para la correcta recuperación y georreferenciación de los parámetros obtenidos. Por último se ha mostrado el algoritmo de recuperación de humedad que será empleado durante las campañas de medida. En el siguiente capítulo se presentan las diferentes campañas de medida para validar el sistema.

Capítulo 5

Campañas de medida ARIEL

Para poder demostrar que el sistema desarrollado es capaz de medir los parámetros propuestos en los dos capítulos anteriores, se han llevado a cabo una serie de campañas de medida en diferentes escenarios. Se han seleccionado tres diferentes escenarios para realizar dichas campañas, estos son:

1. Las afueras del municipio de Ripollet (Barcelona, España) para aplicaciones de agricultura: monitorización de tierra y cultivos.
2. Delta del Ebro (Tarragona, España) para agricultura (campos de arroz) y aplicaciones costeras.
3. El emplazamiento de REMEDHUS (Zamora, España), usado para las actividades de calibración y validación (CAL/VAL) de SMOS (presentado en Monerris *et ál.* [53])

5.1. Campañas de medida en Ripollet

Se ha elegido trabajar en las afueras del municipio de Ripollet, debido a que hay un club de vuelo para la práctica de aeromodelismo cerca de unos campos de agricultura, por lo que es muy accesible sobrevolarlos. En este emplazamiento hay campos de cereal, caña y vegetación silvestre (algunas zonas son suelo descubierto). En la Figura 5.1a se muestra una imagen aérea de la zona tomada de Google Earth.

5.1.1. Descripción del campo y pruebas

La Figura 5.1b muestra el uso de suelos de la zona, donde se observan varios tipos de terrenos. En la parte central superior de la imagen se muestran campos de cereal

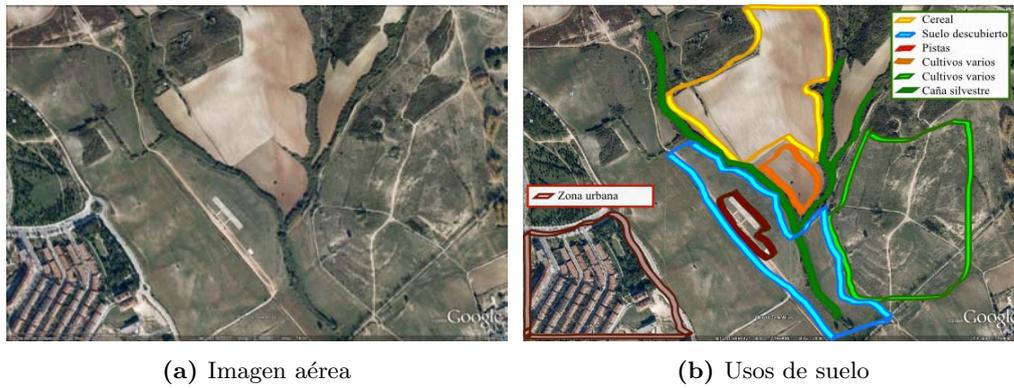


Figura 5.1: Afueras del municipio de Ripollet, Barcelona, España



Figura 5.2: Avión durante una medida en las afueras de Ripollet

(zona encerrada por el contorno amarillo) donde el terreno presenta una pendiente del 10%. En la zona central de la imagen hay cultivos en crecimiento o en barbecho con la misma pendiente de 10% (zona encerrada por el contorno naranja). En la parte derecha hay terrenos con diversos cultivos en crecimiento y otros en barbecho (zona encerrada por el contorno verde claro), esta zona presenta una pendiente del 7%. Hay zonas densas de caña silvestre que tienen alturas de hasta 3 m la cual cubre el torrente de Can Duran (línea verde oscuro). Se puede observar zonas de suelo descubierto o rastrojo con una pendiente aproximadamente plana (zona encerrada en línea azul). La zona de pistas para los aeromodelos se muestra encerrada por una línea roja. En la Figura 5.2 se muestra el avión durante un vuelo en Ripollet sobre la zona de cereal.

5.1.2. Medida de temperatura de brillo

Con el objetivo de obtener mapas de temperaturas de brillo de la zona, se llevaron a cabo campañas de medida con ARIEL los días 12 y 18 de marzo de 2009 (*Day of Year* DoY=71 y DoY=77), los vuelos se realizaron en la puesta del sol para evitar los reflejos solares sobre el terreno que pudiesen ser captados por la antena. En la Figura 5.3 se muestran ambos mapas de temperatura de brillo resultante de las medidas. El mapa de la izquierda corresponde a la medida del 12 de marzo, posteriormente hubo una semana de lluvias en la zona, y el 18 de marzo se volvió a realizar una campaña de medida el resultado se muestra en el mapa de la derecha.

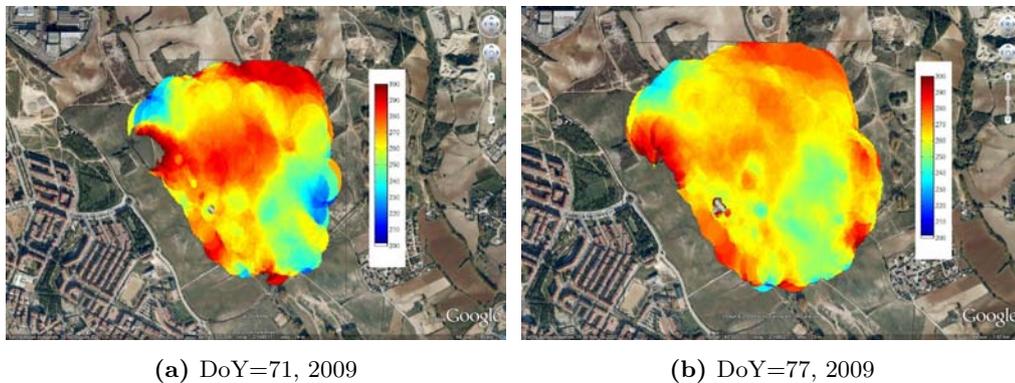
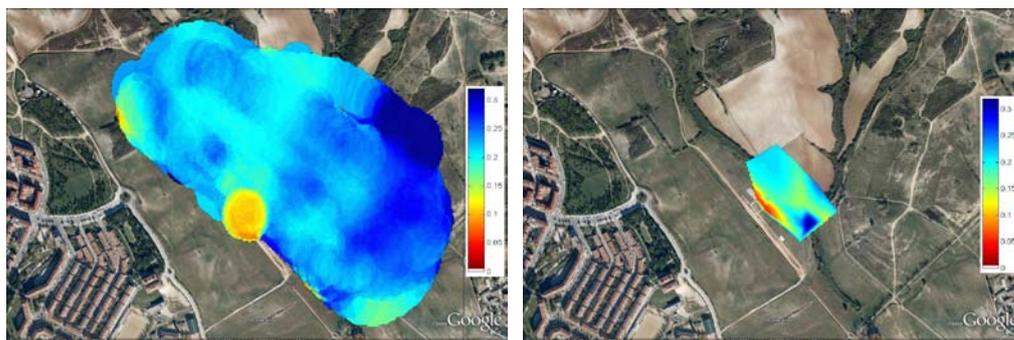


Figura 5.3: Mapas de temperatura de brillo en Ripollet, mostrando diferentes niveles de humedad. [dimensiones 1.5km x 2km]

En la Figura 5.3a se puede observar una zona de temperatura de brillo muy alta en el centro del mapa. En esta misma zona puede notarse que en el día 18 de marzo (Figura 5.3b) ha disminuido la temperatura de brillo. También puede observarse como hay un agujero en la imagen precisamente donde está la pista de aterrizaje, esto es debido a que la medida se realizó por la tarde y la pista tenía una temperatura mayor a 300 K, que es límite elegido para representar el mapa. Los resultados muestran que se puede volar en un área aproximada de 1 km x 1 km en cada vuelo.

5.1.3. Medida de humedad de suelo

Una vez comprobado que el instrumento es capaz de medir diferencias de temperatura de brillo cuando cambia el nivel de humedad, se procede a recuperar la humedad del suelo mediante estas medidas. Es por ello, que se llevó a cabo una campaña de medida el día 29 de Abril de 2009 (DoY=119, 2009) por la mañana después de la salida del sol. Así mismo, se tomaron medidas de humedad puntuales



(a) Mapa de humedad de suelo recuperada

(b) Mapa de humedad de suelo *in situ*

Figura 5.4: Resultados experimentales en Ripollet el DoY= 119, 2009, dimensiones [1.5km x 1km], humedad en [m^3/m^3].

in situ a una profundidad de 5 cm con un sensor *ECH₂O* EC-5 [54] de la empresa *decagon*. En la Figura 5.4a se muestra un mapa de humedad recuperada y en la Figura 5.4b se muestra el mapa de la medida *in situ*. El mapa de humedad se generó en un intervalo de 0 a 36 %, que corresponde con la máxima humedad medida con el sensor.

5.1.3.1. Análisis de los resultados

Para poder comparar los resultados de la humedad recuperada con las medidas *in situ*, se procede a comparar sólo el intervalo espacial donde se solapan ambas medidas. En la Figura 5.5 se muestra el mapa de error absoluto entre ambas medidas (Figura 5.4). En la parte superior izquierda de la imagen el error absoluto varía entre 6 % y 9 %, en este punto es importante recordar la descripción del terreno, puesto que en esta zona se tiene una pendiente de terreno del 10 % y además está cubierta con trigo de unos 30 cm de altura.

En el centro de la imagen el error varía entre 1 % y 4 %, que corresponde a una zona de vegetación en barbecho y otras zonas que no están cubiertas por vegetación (aproximadamente suelo descubierto). Cabe destacar dos zonas muy notorias en la imagen (las zonas en rojo) donde el error alcanza un 16 %. Una región corresponde a la pista de aterrizaje de los aviones hecha de cemento y en la que no se pueden tener medidas *in situ*, y la otra corresponde a la zona cubierta con vegetación muy alta (caña de 3 m de altura).

Consecuentemente, se puede notar que en las zonas donde no se cumplen las suposiciones hechas *a priori* (suelo sin vegetación, ángulos de incidencia cercanos a nadir, etc.), se tienen errores importantes. Como se analizó en el capítulo anterior si el suelo está cubierto de vegetación, se modificará la potencia recibida por la antena

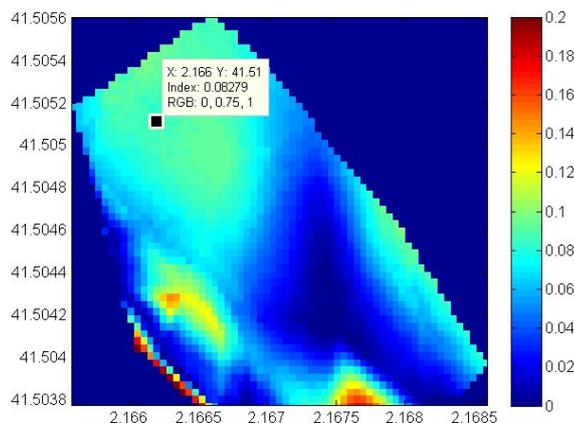


Figura 5.5: Mapa de error entre la humedad de suelo recuperada con ARIEL comparada contra las medidas *in situ*, diferencia en $[m^3/m^3]$

en comparación con un suelo descubierto para el mismo porcentaje de humedad. También se puede decir que los métodos de interpolación para generar los mapas de la humedad *in situ* están limitados cuando existen cambios bruscos en los valores de humedad, o cuando no es posible obtener información de algunas zonas. Otra fuente de error en la medida *in situ* es el error propio del sensor, que en las hojas de especificaciones [54] se reporta una precisión del $\pm 2\%$.

5.2. Temperatura de Brillo en Delta del Ebro

Las aplicaciones en zonas costeras son de especial interés particularmente en zonas donde hay deltas, puesto que estas áreas suelen ser muy ricas en agricultura, flora y fauna. Un área de estudio muy importante es la determinación del nivel del mar, que está relacionada con los fenómenos de transgresión y regresión marina. La transgresión marina es un fenómeno geológico que se manifiesta por el avance del mar sobre un terreno continental lo que hace que la orilla se eleve dentro de la tierra resultando en inundaciones de terreno que anteriormente no correspondía al mar; esto puede estar ligado a hundimientos de tierra o un incremento del nivel del mar. La regresión marina es el proceso contrario, es decir, es la exposición de terreno que antes estaba cubierto por el mar, y puede indicar un decaimiento en el nivel del mar. Para poder estudiar estos fenómenos se ha elegido la zona conocida como Delta del Ebro en Tarragona, España (Figura 5.6a) (imágenes de Google Earth). Particularmente se ha elegido la playa de la Marquesa (coordenadas Latitud 40.7618° N y Longitud 0.7967° E), que se muestra en la Figura 5.6b. El Delta del Ebro es



(a) Zona del Delta Ebro

(b) Playa la Marquesa

Figura 5.6: Zona para el experimento en el Delta del Ebro, Tarragona, España.

(a) Campos de arroz

(b) Foto desde la cámara nadir del UAV

Figura 5.7: Imágenes de la zona de medidas en el Delta del Ebro.

una zona donde hay una intensa actividad agrícola en plantaciones de arroz.

5.2.1. Medida de temperatura de brillo

El experimento para medir temperatura de brillo en el Delta del Ebro se realizó el día 8 de Septiembre de 2008 (DoY=252, 2008). En el área seleccionada hay diferentes tipos de terreno: agua salada (mar), agua dulce (zonas inundadas), campos de arroz, arena de la playa, y caminos rurales. La medida se llevó a cabo en el ocaso para evitar los reflejos del sol. En la Figura 5.7a puede verse una foto del terreno con los campos de arroz, y la Figura 5.7b muestra una foto de la costa tomada desde la cámara nadir del UAV. En la Figura 5.8a se puede ver una imagen del proceso de calibración carga caliente con la antena apuntando hacia un absorbente de microondas dentro de una caja con temperatura regulada, y en la Figura 5.8b se muestra el avión en la playa de la marquesa justo antes de los vuelos.



(a) Calibración carga caliente

(b) UAV en la playa

Figura 5.8: Sistema ARIEL en el Delta del Ebro, DoY=252, 2008.

En la Figura 5.9 puede verse el mapa de temperatura de brillo superpuesto sobre Google Earth. La imagen muestra como la temperatura de brillo es menor cuando se está observando el mar, con temperaturas de brillo cercanas a los 100 K (color azul en el imagen) lo cual concuerda con la teoría.

En el mapa se observa que la zona de la playa y caminos rurales presentan temperaturas entre 270 K y 320 K (rojo en la imagen). Las zonas entre 200 K y 270 K (tonos entre amarillo y rojo) corresponden a los campos de arroz, de los cuales, algunos estaba inundados y otros solo húmedos. Otro punto que se puede distinguir es la zona de temperaturas entre 100 K y 150 K (tono verde) que corresponde a una zona de agua dulce.

En la Figura 5.10 se presenta una gráfica con el histograma de los datos de temperatura de brillo, en el cual se observan picos y valles, es decir, zonas con gran

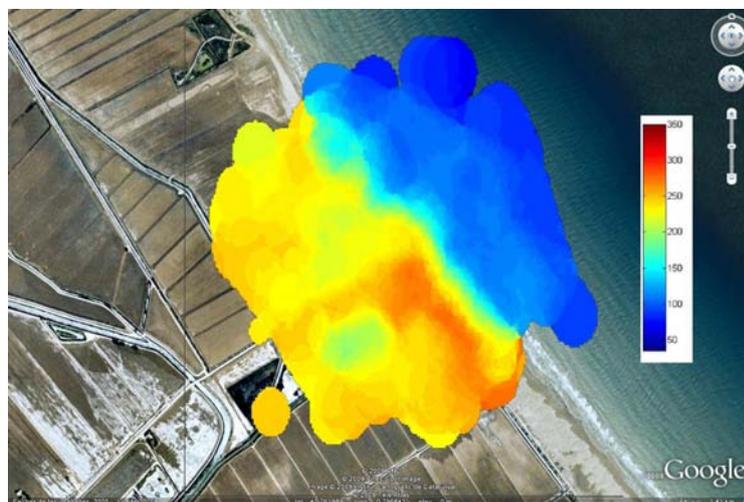


Figura 5.9: Mapas de temperatura de brillo en el Delta del Ebro, DoY=252, 2008.

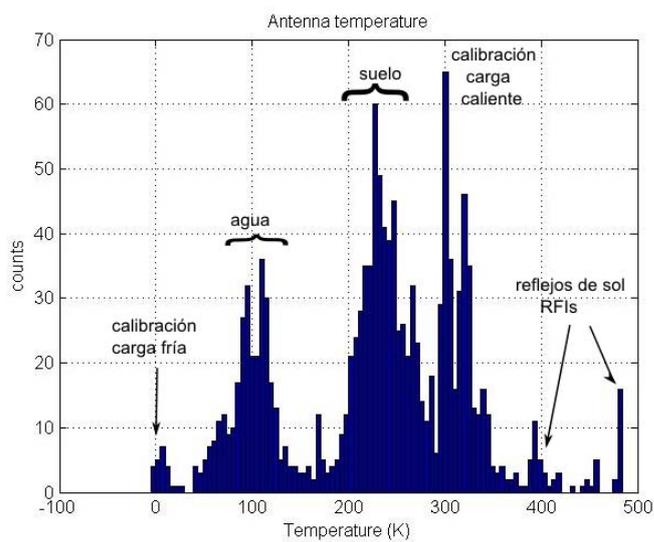


Figura 5.10: Histograma de la temperatura de brillo en el Delta del Ebro, DoY=252, 2008.

cantidad de puntos (picos) y zonas con muy pocos puntos (valles), lo que muestra que en la escena de medida se tienen áreas con niveles muy distintos de humedad. La primera parte de la gráfica (temperaturas inferiores a 10 K) corresponde a la calibración carga fría. El siguiente intervalo de temperaturas en el histograma (cercanas a 100 K) muestra otro pico que corresponde a las zonas de agua salada. La zona del histograma en que las temperaturas de brillo tienen valores entre 200 K y 300 K tiene una gran número de medidas, que concuerda con el imagen de la Figura 5.9. Después se observa en la gráfica un número elevado de medidas cercano a 300 K, que corresponde con las temperaturas de calibración carga caliente. Finalmente, se tienen temperaturas superiores a 400 K que pueden representar reflejos del sol sobre el agua, o alguna interferencia de radio frecuencia (*Radio Frequency Interference RFI*)

5.3. Humedad de suelo en Vadillo de la Guareña

Las medidas desarrolladas en Vadillo de la Guareña forman parte del experimento GRAJO (*GPS and Radiometric Joint Observations*). GRAJO es una iniciativa entre el grupo de teledetección pasiva de la UPC y del Centro Hispano Luso de Investigaciones Agrarias (CIALE)/ Universidad de Salamanca (USAL) [55]. El grupo de CIALE es el encargado de realizar las medidas *in situ* usando sensores automáticos TDR e Hydra Probes [56], para poder obtener medidas simultaneas de humedad de suelo y temperatura a 5, 25 y 50 cm de profundidad. La UPC está encargada de las medidas radiométricas.

Las campañas de campo de GRAJO se desarrollaron en Vadillo de la Guareña, localidad de Zamora, España, en soporte para las actividades de calibración/validación de SMOS, la descripción completa del experimento se puede encontrar en Monerris *et ál.* [53].

Entre los objetivos de GRAJO se tienen:

- Validación y calibración de los mapas de humedad de suelo derivados de SMOS, a un nivel de tamaño de pixel SMOS.
- Estudio de la variabilidad de humedad de suelo dentro de un *footprint* de SMOS.
- Desarrollo de técnicas de desagregación de píxeles para mejorar la resolución espacial de las observaciones SMOS. Se han probado estos algoritmos usando medidas radiométricas de ARIEL sobre REMEDHUS (Red de Estaciones de Medición de la Humedad del Suelo).

5.3.1. Descripción del experimento

El experimento con ARIEL en el emplazamiento de REMEDHUS (localización Latitud 40.3065 N y Longitud 5.3703 O), se desarrolló sobre una superficie muy heterogénea, donde las medidas de humedad varían del 2 % al 50 % en un área de 2km^2 . Tales condiciones permitirán validar los algoritmos de recuperación sobre diferentes tipos de terreno y diferentes niveles de humedad. La viabilidad del experimento fue gracias a la información de humedad del suelo *in situ* proporcionada por el CIALE.



Figura 5.11: Uso de para el experimento en Vadillo de la Guareña

En la Figura 5.11 se muestra una imagen con el uso de suelo del área, donde pueden distinguirse 4 tipos de suelos: cereal, viñedos, construcciones y pastizales. También, se pueden observar caminos rurales, árboles y arroyos. Debe señalarse que un área con suelos tan distintos implica un alto grado de variabilidad en la humedad de suelo.

5.3.2. Recuperación de humedad

En la fecha 25 de marzo de 2009 (DoY=84, 2009) se realizaron dos vuelos uno por la mañana justo después de la salida del sol y otro por la tarde justo en el ocaso, con el objetivo de reducir el efecto de interferencia del sol en la medidas debido a reflexiones sobre el terreno. Se puede observar en la Figura 5.12 una fotografía del avión hecha desde el suelo durante uno de los vuelos. En la Figura 5.13a se muestran los mapas de SM recuperados de estos vuelos, la zona a la derecha de esta imagen corresponde



Figura 5.12: Fotografía del avión durante un vuelo el DoY=84, 2009.

al primer vuelo y la zona de la izquierda al segundo vuelo. En la Figura 5.13b se presenta el mapa de SM proporcionado por el equipo del CIALE/USAL, y que ha sido generado con técnicas de interpolación polinomial cúbica. Los mapas de SM *in situ* muestran variaciones de SM entre 2% hasta casi 50%.

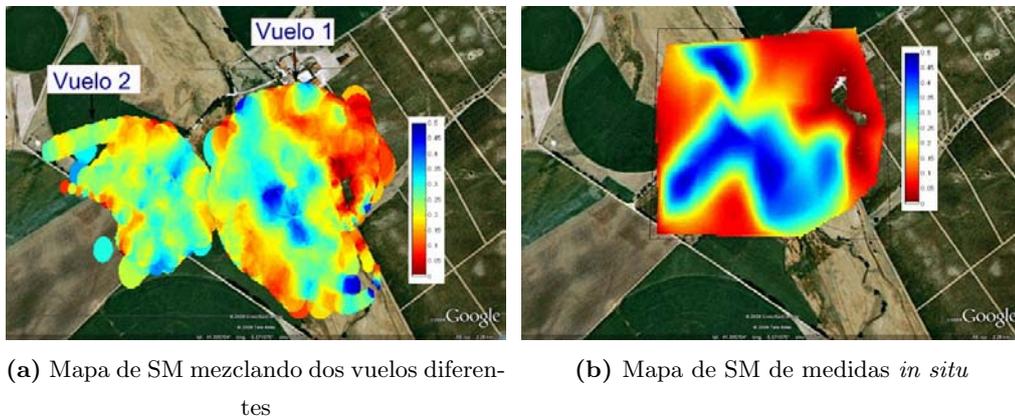


Figura 5.13: Medidas experimentales en Vadillo de la Guareña (Zamora, España), DoY=84, 2009, humedad en $[m^3/m^3]$.

5.3.3. Análisis de resultados

Debido a que el experimento fue realizado en un área muy heterogénea, se hace necesario analizar por separado por un lado las zonas más homogéneas con variaciones menores de hasta 15% de SM y después toda la zona completa.

5.3.3.1. Análisis de resultados en zonas homogéneas

En la Figura 5.14a se muestra el mapa de error absoluto en la zona más homogénea del mapa de SM recuperada del primer vuelo (Figura 5.13a) contra el mapa de SM *in situ* correspondiente a esta zona (Figura 5.13b). En esta zona la humedad variaba del 25 % al 40 %, así, el mapa de error absoluto (diferencias entre la SM recuperada y la medida *in situ* en %) va de un 1 % a un 6 %. Se obtienen los mismos errores en otras zonas homogéneas del escenario. En la Figura 5.14b se presenta el mapa de error de la parte izquierda del escenario con la información correspondiente al segundo vuelo. Como puede observarse, los valores de error en el mapa para este vuelo son muy similares a los del primer vuelo.

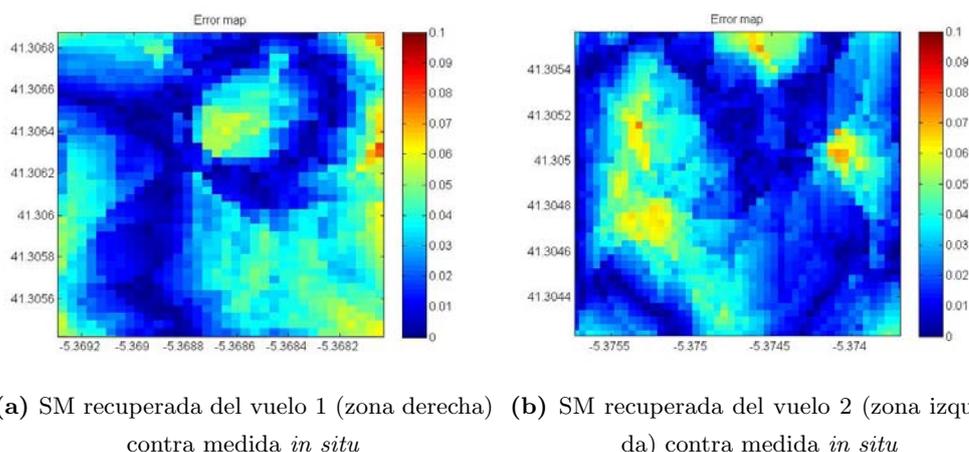


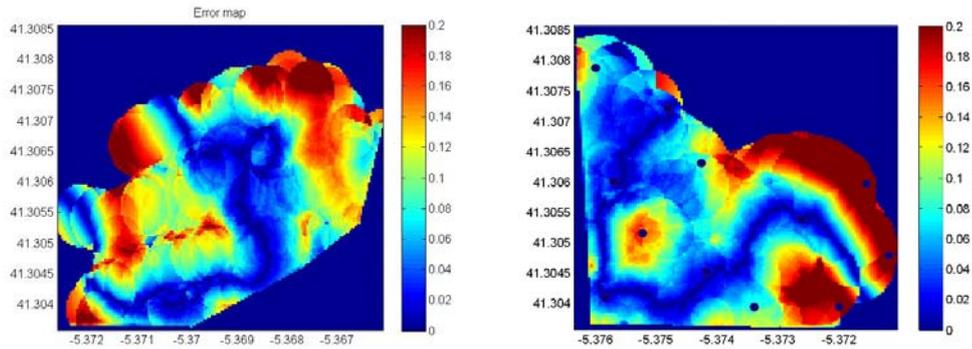
Figura 5.14: Mapas de error de las zonas homogéneas en dos zonas distintas del campo.

5.3.3.2. Análisis de resultados en zonas heterogéneas

A continuación, se procede a realizar el análisis de toda el área. En la Figura 5.15a se muestra el mapa de error donde se puede notar fácilmente que el error absoluto se incrementa en las esquinas del área y va de un 12 % a un 20 % debido a la sustancial reducción del número de sobre-vuelos. También debe puntualizarse que algunas áreas mostraban variaciones de SM que iban del 4 % al 46 % en distancias menores a 70 m. Si se toma en cuenta que el *footprint* medio es de 100 m, esto significa que el radiómetro puede estar integrando con una resolución espacial menor a la necesaria, lo que implica un error grande en el valor de la SM recuperada.

La Figura 5.15b presenta el mapa de error en toda la zona cubierta en el segundo vuelo, los puntos de color negro representan las medidas hechas con el sensor de humedad. Hay dos zonas en el centro de la imagen donde los errores alcanzan hasta

el 20%, para los cuales se deben tomar en cuenta algunas consideraciones: el vuelo fue realizado por la tarde, y las medidas *in situ* fueron realizadas por la mañana, simultaneas al primer vuelo por lo tanto en esta zona la variabilidad de SM es mayor debido a la absorción del terreno. En este punto es importante mencionar algunas limitaciones de las medidas de humedad de suelo.



(a) SM recuperada del vuelo 1 contra medida *in situ* (b) SM recuperada del vuelo 2 contra medida *in situ*

Figura 5.15: Mapas de error de las áreas completas.

Limitaciones en las medidas de humedad de suelo *in situ*

Una limitación para generar mapas de SM es la resolución espacial que se puede alcanzar con este método, combinado con la variabilidad de SM del suelo. La medida de humedad de suelo con la sonda Hydra Probe determina la cantidad de agua por volumen de suelo (que se da en m^3/m^3), lo que significa que la superficie de terreno que se puede cubrir es muy limitada, y usualmente se necesita cierto tiempo para que el dato de salida se estabilice. Si se habla de una superficie de 2 Km x 2 Km, podría resultar irrealizable su medida con una resolución de algunos metros.

Una opción para poder generar mapas de humedad de suelo es tomar una cierta cantidad de medidas y rellenar los huecos mediante el uso de técnicas de interpolación, sin embargo si se tiene una alta variación en los valores de SM a cortas distancias la interpolación se verá limitada.

Otra fuente de error en las medidas de SM *in situ* es la precisión del sensor que va del 1% al 3% según el tipo de suelo, y nivel de humedad (información tomada de las hojas de especificaciones [56]). También, a niveles de humedad muy altos las sondas se saturan, lo que ocurre usualmente a valores superiores al 40% de humedad, como sucede en algunos puntos medidos.

5.3.3.3. Análisis final

Para entender mejor estas diferencias tan grandes, se presentan en la Tabla 5.1 los parámetros biofísicos de la vegetación presente en el emplazamiento. El contenido de agua de la vegetación fue determinado durante la medida y el índice diferencial de vegetación normalizado (NDVI *Normalized Difference Vegetation Index*) fue medido con un espectrómetro miniatura de fibra óptica USB 4000 de *Ocean Optics*, esta información ha sido proporcionada por el equipo del CIALE/USAL.

Tabla 5.1: Parámetros biofísicos de la vegetación presente en Vadillo de la Guareña, DoY=84, 2009

	NDVI	Ciclo de crecimiento	VWC(%)	FVC (%)
Pasto	0.60 a 0.85	crecimiento	66 a 78	55 a 75
Cereal	0.63 a 0.72	crecimiento	70 a 75	49 a 61
Viñedos	-0.01 a 0	barbecho	–	–
improductiva	-0.05 a 0	–	–	–

Basados en la información de la Tabla 5.1 y en el mapa de usos de suelo de la Figura 5.11, los mejores resultados en el primer vuelo se obtienen sobre las zonas improductivas (suelo descubierto o poca vegetación). Si se analizan los errores sobre zonas cubiertas con pasto donde el índice de vegetación es mayor y con alto contenido de agua, los valores medios de error rondan el 10 %.

En el área del viñedo (zona superior derecha del vuelo 1) los errores medios alcanzan hasta el 20%, aún cuando el índice de vegetación es bajo. Lo anterior se puede explicar por la suma de varios factores. Primero, esta área presenta una pendiente del terreno del 10 % (no se cumple la suposición de ángulo de incidencia). Segundo, hay una alta variabilidad de suelos en una franja de terreno menor a 100 m de ancho, es decir, la primera parte de esta franja es una densa capa de vegetación (nivel de humedad alto), seguida de un camino rural (nivel de humedad muy bajo) y posteriormente están los viñedos (niveles de humedades medios y bajos). Es necesario indicar que en el camino no se puede tomar medidas de SM lo que limita el proceso de interpolación. Tercero, esta parte del escenario no fue bien cubierta durante el vuelo y hay pocos *footprints* que contribuyan a esos píxeles.

En el segundo vuelo los errores más grandes se obtienen sobre las zonas de cereales donde hay un alto índice de vegetación. El mismo comportamiento sucede en las franjas de terreno donde hay caminos rurales y no se puede tener información de SM, por lo que los métodos de interpolación generan grandes errores.

Por último, en la Figura 5.13a hay un notable artefacto en la imagen, que es una aparente forma circular en algunas zonas de los mapas de SM. Esto ocurre donde fueron realizados pocos sobrevuelos, por lo que hay pocas muestras que contribuyan a la generación de estos píxeles y por lo tanto se representa el *footprint* de la antena.

5.4. Conclusiones

Se han podido desarrollar campañas de medida con el sistema ARIEL para generar mapas geo-referenciados de temperatura brillo que se han superpuesto sobre Google Earth para su mejor interpretación.

El sistema es capaz de medir sobre tierra o zonas costeras, en un superficie aproximada de 1 Km x 1 Km en cada vuelo.

Se podido medir temperatura de brillo en zonas costeras y se ha podido diferenciar entre diferentes tipos de suelo. Durante esta medida se ha comprobado que el sistema es capaz de diferenciar entre agua salada (mar) y agua dulce. En esta medida se ha podido diferenciar correctamente el mar de la playa, y en la imagen de temperatura de brillo la línea de costa estaba muy bien definida.

Se ha podido recuperar la humedad del suelo a través de la temperatura de brillo mediante algunas suposiciones de la escena (temperatura, sin vegetación, ángulos de incidencia cercanos a 0° , suelo descubierto sin rugosidad), se ha encontrado que cuando se cumplen estas suposiciones las diferencias entre la humedad recuperada y la medida *in situ* es menor al 4%. En el caso de que alguna o todas suposiciones no se cumplan, el error se incrementará en la medida que no su cumplan. Estos resultados son suficientes para la mayoría de aplicaciones de agricultura de precisión, como: estimación, evaluación y determinación de variabilidades en el campo, determinación de tiempo de riego, etc.

Para poder mejorar la recuperación de humedad de suelo se necesita información adicional del área a medir, esto se puede hacer con la incorporación de sensores adicionales como p.e. un radiómetro infrarrojo.

Parte II

Teledetección activa en UAV

Capítulo 6

Radar de apertura sintética

Al contrario de lo que se ha presentado en los tres capítulos anteriores (teledetección pasiva), la teledetección activa por microondas se basa en la capacidad de medir la reflexión de una onda electromagnética (EM) sobre un objeto o escena. A la capacidad de una superficie de reflejar esta onda electromagnética se denomina reflectividad. Mediante la información de reflectividad de un escenario se pueden desarrollar diversos estudios para: modelos de elevación de la superficie terrestre, clasificación de terrenos, monitorización de zonas urbanas y sus límites, determinación de la humedad del suelo, monitorización de vegetación, entre muchos otros.

6.1. Introducción

El conocimiento de los modelos la elevación de la superficie es fundamental para muchas aplicaciones como son: geología, geofísica, hidrología, geomorfología y glaciología, entre otras. Por ejemplo, es importante la topografía de las capas de hielo polar y montañas glaciales ya que es una medida directa de la dinámica de flujo del hielo, lo que está estrechamente vinculado al cambio climático y al cambio del nivel del mar [57]. Otro punto de gran interés para la comunidad científica, es el registro de forma periódica de la superficie terrestre, ya que con el conocimiento de la variación temporal de la elevación del terreno su pueden estudiar fenómenos de deslizamiento de terreno y subsidencia.

Mediante el uso de los sensores denominados radares de apertura sintética se puede determinar esta información de una forma precisa. En las siguientes secciones se estudiará la teoría básica de funcionamiento de estos sensores.

6.2. Radar de apertura sintética

Los radares de apertura sintética (SAR) generan imágenes radar de reflectividad de alta resolución. Estos sensores se basan en el uso de un radar (acrónimo de *RADio Detection And Ranging*) coherente colocado en una plataforma con movimiento, ya sea un satélite, un avión, un vehículo terrestre o una plataforma móvil.

En un sistema radar de apertura real (sin apertura sintética), la resolución angular está determinada por la relación entre la longitud de onda de la señal electromagnética y el tamaño de la apertura; por otra parte, la resolución espacial de la imagen es el producto de la resolución angular y la distancia del sensor al blanco. Por lo tanto, conforme el sensor se aleja de la escena, se empeorará la resolución de la imagen, a menos que se incremente el tamaño de la apertura física de la antena. Por esto a frecuencias de microondas (longitudes de onda de algunos metros a milímetros), y con el sensor colocado a una cierta altura (desde cientos de metros en sistemas aerotransportados hasta cientos de kilómetros en sistemas aeroespaciales), podría resultar inviable tener imágenes de alta resolución con una apertura física razonable. Es así que, para mejorar la resolución sin incrementar las dimensiones físicas de la antena, se sintetiza una apertura mayor con la combinación del desplazamiento de la plataforma y técnicas de procesamiento de señales.

En la década de los años 1950s se comienzan a desarrollar los sistemas SAR, cuando en el año 1951, Carl Wiley de la empresa *Goodyear Aircraft Corporation* propone el análisis de frecuencia Doppler para estudiar blancos iluminados por un radar coherente en movimiento. Wiley observó que se podían discriminar dos blancos fijos, colocados a una separación angular relativa al vector velocidad, mediante el análisis frecuencial en acimut de las señales reflejadas por dichos blancos. Wiley y su equipo denominaron esta técnica *Doppler beam sharpening*, y es de donde nace el concepto de Radar de Apertura Sintética. Prácticamente paralelo a este trabajo, en 1952 un grupo de la Universidad de Illinois trabajó en un concepto similar para detectar blancos en movimiento en base a las características Doppler de las señales de un radar aerotransportado incoherente. Un miembro de este grupo, John Kovaly pudo reconocer picos que migraban a lo largo del espectro de frecuencia acimut producido por variaciones de altura de terreno (breve historia de los sistemas SAR presentada en Curlander and McDonough[58]). Durante los primeros años de desarrollo estas técnicas estaban enfocadas para aplicaciones militares, posteriormente la NASA y NOAA comienzan a emplear estas técnicas para fines de teledetección para aplicaciones científicas.

Los sistemas SAR se conocen también como de localización de ecos, y su objetivo

es medir la distancia de los blancos de una escena, y si es posible identificar su estructura (suelo, metal, cemento, etc.). En la comunidad radar la distancia a un blanco se denomina alcance o *range*, y la capacidad de reflejar de este blanco se cuantifica con su sección recta radar (RCS) y se mide en [m^2].

Ecuación radar Un concepto importante en los sistemas radar es la ecuación del radar, que relaciona la potencia recibida con la potencia transmitida sobre un blanco a una distancia r de la siguiente forma:

$$P_R = P_T \cdot \sigma \cdot \frac{D^2 \lambda^2}{(4\pi)^3 r^4} \quad (6.1)$$

donde P_R es la potencia recibida [W], P_T es la potencia transmitida [W], σ es la sección recta radar del blanco [m^2], D es la directividad de la antena, r es la distancia al blanco [m] y λ es la longitud de onda [m]. En esta relación puede apreciarse que el alcance de un radar tiene una dependencia inversa con la cuarta potencia de la distancia al blanco. Por lo tanto se tienen que transmitir altas potencias y al mismo tener alta sensibilidad en el receptor para poder detectar blancos lejanos.

Los sistemas SAR generalmente utilizan senales con modulación en frecuencia tipo rampa, mejor conocidas como *chirp*. El empleo de estas senales permite una muy buena resolución, al mismo tiempo que reduce los requerimientos de potencia transmitida, contrario al caso cuando se transmite un pulso de corta duración (Soumekh [59]). Así mismo, en sistemas de corto alcance el uso de modulación en frecuencia de onda continua constituye una solución óptima (Skolnik [60]).

6.2.1. Descripción del sistema

Una senal linealmente modulada en frecuencia (*chirp*) matemáticamente se puede definir como:

$$p(t) = \Pi\left(\frac{t - T_p/2}{T_p}\right) e^{j\beta t + j\alpha t^2} \quad (6.2)$$

donde t es el tiempo, T_p es la duración temporal del pulso, α es la tasa de crecimiento frecuencial (*chirp-rate*) y β es la frecuencia angular de la portadora. La mayor ventaja de esta modulación es que tanto el ancho de banda, como el tiempo de duración no están directamente relacionados como en un pulso rectangular. Esto significa que se puede obtener alta resolución sin tener que tener pulso cortos de alta potencia, lo que simplifica en alto grado los requerimientos de los dispositivos electrónicos (Skolnik [60]).

Resolución en *range*. La resolución en *range* es la mínima distancia que se puede discriminar en la dimensión de alcance (la dimensión perpendicular al eje de avance del vehículo), y se puede definir por (Curlander and McDonough [58]):

$$\Delta_r = \frac{c\pi}{2\omega_0} = \frac{c}{4BW_0} \quad (6.3)$$

donde c es la velocidad de la luz, $BW_0 = \Delta\omega_0/2\pi$ y $\Delta\omega_0$ es el ancho de banda de la señal transmitida.

Para estudiar el sistema, en la Figura 6.1 se han representado un conjunto de N blancos alineados sobre el eje y perpendicular al sensor (eje de línea de vista de la antena). El radar se coloca en un punto arbitrario sobre el eje x (acimut), y se emite un señal. Un blanco en un punto determinado n a una distancia y_n del radar, se caracteriza por su sección recta radar (σ_n), y está determinada por la forma y las propiedades dieléctricas del blanco [61, 62].

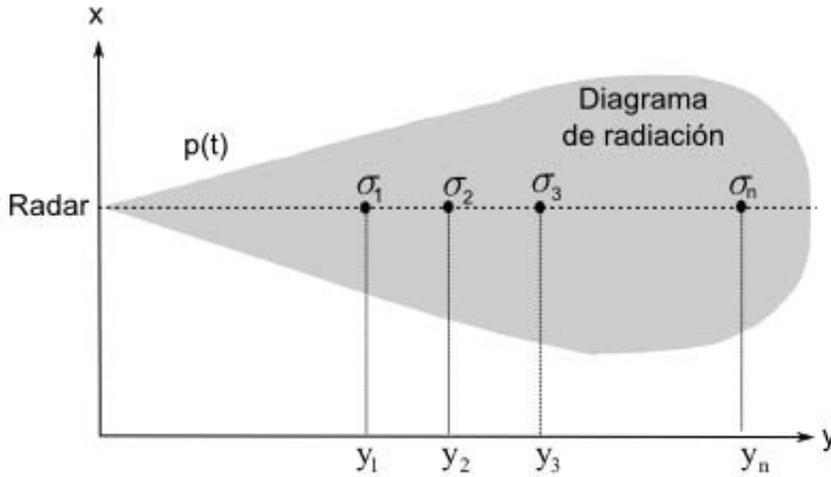


Figura 6.1: Geometría del sistema de localización de ecos

La función de reflectividad compleja para este escenario es:

$$\Gamma(t) = \sum_{n=1}^N \overline{\sigma_n} e^{j\phi_n} \delta\left(t - \frac{2r_n}{c}\right) = \sum_{n=1}^N \overline{\sigma_n} e^{j\phi_n} \delta(t - t_n) \quad (6.4)$$

donde t_n es el retardo de ida y vuelta, ϕ_n es el cambio de fase de la señal reflejada y r_n es la distancia *range* al blanco. La señal reflejada y recibida de esta escena iluminada se puede expresar como la convolución de (6.2) y (6.4) de la siguiente forma:

$$s(t) = \Gamma(t) * p(t) = \sum_{n=1}^N \overline{\sigma_n} e^{j\phi_n} p(t - t_n) = \sum_{n=1}^N \overline{\sigma_n} e^{j\phi_n} \prod\left(\frac{t - (T_p/2 + t_n)}{T_p}\right) e^{j\beta(t-t_n) + j\alpha(t-t_n)^2} \quad (6.5)$$

donde $s(t)$ es la señal recibida por la antena del radar. Por simplicidad, se han omitido las pérdidas de propagación de la señal en la (6.5).

6.2.1.1. Reconstrucción. Filtro adaptado contra compresión de pulsos

Filtro adaptado. De las técnicas que se han propuesto en la literatura para la reconstrucción de pulsos en el dominio de *range*, el filtro adaptado es, probablemente, el más ampliamente usado. Este representa la solución óptima para maximizar la relación señal a ruido (*signal to noise ratio* SNR) [58, 60]. Básicamente, detecta los elementos comunes de la señal transmitida (conocida) en la señal reflejada y dispersada mediante la convolución de este último con una versión conjugada (invertida en tiempo) del primero de la siguiente forma [59]:

$$s_M(t) = s(t) * p^*(-t) = \sum_{n=1}^N \overline{\sigma_n} e^{j\phi_n} h(t - t_n) \quad (6.6)$$

donde $h(t)$ es la función de dispersión (*point spread function* PSF) que describe la respuesta del sistema en *range*, y está definida como:

$$h(t) = \mathcal{F}^{-1} \{ P(\omega)^2 \} \quad (6.7)$$

donde $P(\omega)$ es la transformada de Fourier de la señal transmitida y \mathcal{F}^{-1} denota la transformada inversa de Fourier, el uso de mayúsculas indica el cambio del dominio temporal al espectral. La función $h(t)$ se relaciona principalmente con el ancho de banda de la señal transmitida y ésta define la capacidad de discriminar blancos en *range*. La técnica de filtro adaptado se adopta en el procesado *range* del *raw data* adquirido por sensores SAR pulsados.

Compresión de pulsos. La técnica de compresión de pulsos (*deramping*) [59] es una alternativa al filtro adaptado. Desde un punto de vista matemático, consiste en multiplicar el conjugado de la señal recibida por el término de fase de la *chirp* (6.2), resultando en:

$$s_D(t) = s^*(t) e^{j\beta t + j\alpha t^2} = \sum_n \overline{\sigma_n} e^{j\phi_n} \prod \left(\frac{t - (T_p/2 + t_n)}{T_p} \right) e^{j\beta(t_n) + j\alpha(t_n)^2} \underbrace{e^{j2\sigma t_n t}}_{\text{senoide}} \quad (6.8)$$

Los términos relacionados con el retardo de ida y vuelta y ponderados por la portadora β y por la tasa de crecimiento α introducen un desplazamiento absoluto de fase, mientras que la información concerniente a la posición de los blancos viene dada por la señal senoidal $e^{j2\sigma t_n t}$ (señal comprimida o *deramped*). Si se examina el

espectro de Fourier de la señal comprimida de la escena iluminada, se obtiene:

$$S_D(\omega) = \sum_{n=1}^N \bar{\sigma}_n e^{j\phi_n} e^{j(\beta t_n + \alpha t_n^2 - \omega t_n)} H\left(\omega - \frac{4\alpha r_n}{c}\right) = \sum_{n=1}^N S_{Dn}(\omega) \quad (6.9)$$

donde $H(\omega)$ es la PSF comprimida y es igual a:

$$H(\omega) = \mathcal{F}\left[\prod\left(\frac{t - T_p/2}{T_p}\right)\right] = T_p \text{sinc}(\omega T_p) \quad (6.10)$$

La capacidad de discriminar blancos en *range* de las técnicas *deramping* y filtro adaptado es aproximadamente la misma, aún cuando son procedimientos totalmente diferentes. Se puede mostrar que la forma de las dos PSFs en el dominio *range* son prácticamente idénticas, si se impone la condición $P(\omega) = 1$. Sin embargo, aunque el término de amplitud resultante de ambas técnicas es casi equivalente, se debe notar que la fase absoluta cambia significativamente. De (6.6) y (6.9), puede observarse que para el perfil unidimensional *range* que describe la localización de los blancos se obtiene como la superposición de replicas de PSFs centradas en el correspondiente t_n (filtro adaptado) o en la frecuencia angular proporcional a t_n (*deramping*). Sin embargo, aunque en el primer caso $h(t)$ se modula solo por $\bar{\sigma} e^{j\phi_n}$, para el proceso de compresión de pulsos se introducen términos de fase adicionales proporcionales a la posición del blanco en *range*. Es importante determinar más a fondo la naturaleza de estos términos de fase, ya que la fase absoluta determina el procesamiento de la imagen SAR. En la sección 6.2.1.3 se examinarán más detalladamente.

6.2.1.2. Compresión de pulsos de señales pulsadas y de onda continua

Hasta este momento (en el desarrollo matemático) no se ha analizado la forma de trabajo del radar, es decir, si es un radar pulsado o de onda continua (*continuous wave CW*). Es claro que la señal recibida $s_D(t)$ presentará cambios significativos en ambos casos. Para ilustrar esto se consideran dos blancos situados uno a 100 unidades de tiempo (200 ida y vuelta) y otro a 200 unidades de tiempo (400 ida y vuelta), y se consideran dos sensores, uno pulsado y otro de onda continua.

En la Figura 6.2a se muestra el caso de la señal de un radar pulsado, donde se observa que la señal transmitida no se solapa con el eco. Para el caso de la Figura 6.2b, señal CW, los ecos recibidos serán válidos sólo mientras se esté transmitiendo el pulso, es decir, durante el ancho del pulso de la *chirp*. Además, una vez realizado el *deramping*, cuanto mayor sea la distancia entre el blanco y el sensor, mayor será la frecuencia angular comprimida y asociada a su posición [62]. Para el caso en que el sensor este localizado a una distancia muy alejada de la escena, como es el caso de los

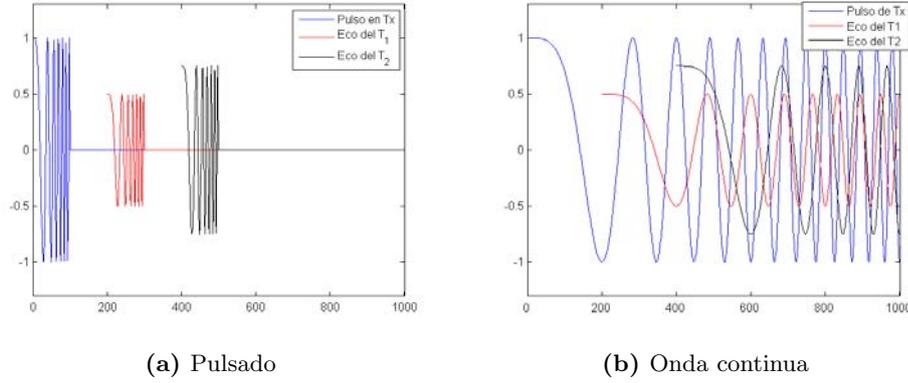


Figura 6.2: Pulsos de radar y ecos *raw-data* de dos blancos.

SAR aeroespaciales y aerotransportados, la aplicación de (6.8) creará componentes de muy alta frecuencia que no serían muestreables en la práctica. Para poder cumplir con el teorema de muestreo de Nyquist [63] se usará un criterio alternativo. En términos de radar se define el *swath* de un escenario como la franja que se observa entre el mínimo y máximo alcance, y se denota como ΔR . Si se define R_c como el centro de masa o centro del *swath*, entonces se tendrá que la región de interés es:

$$r \left[R_c - \frac{\Delta R}{2}, R_c + \frac{\Delta R}{2} \right] \quad (6.11)$$

Esto implica que la señal $s_D(t)$ es una señal paso-banda [59], y el ancho de banda de $S_D(\omega)$ es:

$$\Delta\omega = \left[\frac{4\alpha}{c} \left(R_c - \frac{\Delta R}{2} \right), \frac{4\alpha}{c} \left(R_c + \frac{\Delta R}{2} \right) \right] \quad (6.12)$$

Si se realiza un conversión a banda base de $s_D(t)$ entonces (6.8) queda:

$$s_{Db}(t) = s_D(t)e^{-j\frac{4\alpha}{c}R_c t} = s_D(t)e^{-j\omega_c t} = s(t)e^{j\beta t + j\alpha t^2 - j\omega_c t} \quad (6.13)$$

Así, el ancho del *swath* en plataformas que no estén muy alejadas de la escena, causarán que $\Delta\omega$ sea más estrecha que el ancho de banda de la *chirp*. Esto hace al radar de onda continua ideal para sistemas de corto alcance como los sistemas SAR *Ground-Based* o aerotransportados en UAVs que vuelen a baja altitud, ya que el *swath* suele ser de pocos kilómetros. Por ejemplo, sí se ilumina la escena de la Figura 6.1 con una señal de onda continua tipo *chirp* con un tiempo de duración de pulso T_p , y si el retardo de ida y vuelta del n -ésimo blanco es t_n , entonces el tiempo que será observado el eco de retorno es: $(T_p - t_n)$ en segundos (Figura 6.2b). Esto conlleva a que (6.9) sea válida solo para $t_n \ll T_p$. Si no se cumple esta condición

(6.9) se reemplazará por una ecuación más general [62]:

$$S_D(\omega) = \sum_{n=1}^N \overline{\sigma_n} e^{j\phi_n} e^{j(\beta t_n + \alpha t_n^2)} \mathcal{F} \left[\prod \left(\frac{t - (T_p/2 + t_n)}{T_p - t_n} \right) e^{j2\alpha t_n t} \right] = \sum_{n=1}^N \overline{\sigma_n} e^{j\phi_n} e^{j(\beta t_n + \alpha t_n^2 - \omega t_n)} H_{t_n}(\omega - 2\alpha t_n) \quad (6.14)$$

donde

$$H_{t_n}(\omega) = \mathcal{F}_{(t)} \left[\prod \left(\frac{t - T_p/2 + t_n}{T_p - t_n} \right) e^{j2\alpha t_n t} \right]. \quad (6.15)$$

Máximo *range* no ambiguo. En este punto es importante incluir el concepto de máximo *range* no ambiguo de un radar. Sea t_n el retardo del n -ésimo blanco del ejemplo de la Figura 6.1, si este retardo es mayor que la duración del pulso T_p , entonces la señal que llega al receptor se detectará en el siguiente pulso transmitido, lo que lleva a detectar ese blanco a una distancia cercana, cuando en realidad corresponde a una distancia lejana, lo que provoca una ambigüedad en la detección. Se define entonces la distancia máxima R_{max} no ambigua para un radar como (Skolnik [60]):

$$R_{max} = \frac{c}{2PRF} \quad (6.16)$$

donde c es la velocidad de la luz, y PRF es la tasa de repetición del pulso.

En sistemas que transmiten un nivel de potencia bajo, los blancos más alejados de la escena se reciben con un nivel de potencia menor, ya que la potencia recibida es inversamente proporcional a la distancia elevada a la cuarta potencia R^4 (véase: ecuación del radar), lo que minimiza el efecto de ambigüedad.

6.2.1.3. Estimación de la fase residual de video RVP

El uso del proceso de *deramping* (sección 6.2.1.1) genera varios términos de fase que dependen únicamente de la distancia *range* al blanco. De (6.9) se puede determinar que la contribución de fase de la señal comprimida en *range* $S_D(\omega)$ del n -ésimo blanco mediante:

$$-S_D(\omega) = \phi_n + \beta t_n + \alpha t_n^2 - \omega t_n + -H(\omega - 2\alpha t_n) \quad (6.17)$$

El primer término está relacionado con las propiedades de dispersión del blanco. Por el contrario el último está determinado por las propiedades del sistema. Muchos de los sistemas SAR están basados en la suposición que la fase lineal absoluta depende de la posición *range* del blanco. Por consiguiente, la cantidad αt^2 se denota como el error residual de fase de video (*residual video phase* RVP) y representa un término

no deseado. La RVP tiene un impacto en las imágenes SAR ya que varía sobre un intervalo de procesamiento coherente como el cambio de retardo ida y vuelta [64] por lo cual debe eliminarse. Además, y por cuestiones de enfocado, se debe poner atención al término ωt_n , que proviene de la transformada de Fourier de (6.8). La relación entre frecuencia angular ω y la distancia *range* está dado por.

$$\omega = 2\alpha t = \frac{4\alpha r}{c}. \quad (6.18)$$

Para el caso de un muestreo continuo de $s_D(t)$, se puede estimar la frecuencia ω_n correspondiente a la posición exacta del blanco r_n y satisfacer la siguiente condición

$$\omega_n t_n = 2\alpha t_n^2 \quad (6.19)$$

La fase absoluta de la máxima *psf* que describe la localización del blanco se simplificaría a

$$-S_{Dn}(\omega) = \phi_n + \beta t_n - \alpha t_n^2 \quad (6.20)$$

y la compensación del término αt_n^2 sería trivial. La señal que en realidad se tiene es una versión muestreada de $s_D(t)$, por lo tanto la descripción de la fase absoluta debe ser reformulada para el dominio discreto y (6.20) será:

$$-S_{Dn}[k_{max}\Delta\omega] = \phi_n + \beta t_n + \alpha t_n^2 - k_{max}\Delta\omega t_n + -H[k_{max}\Delta\omega - 2\alpha t_n] \quad (6.21)$$

donde $\Delta\omega$ está definida por el incremento de frecuencia angular y k_{max} representa el índice de muestras más cercano a la posición real del blanco en el perfil de compresión-*range*. Puede decirse que el último término de (6.21) puede ser despreciado ya que $-H[k_{max}\Delta\omega - 2\alpha t_n]$ es muy plano alrededor de la máxima *psf* y se iguala a cero. La expresión se simplifica a:

$$-S_{Dn}[k_{max}\Delta\omega] = \phi_n + \beta t_n - \alpha t_n^2 + \Delta E \quad (6.22)$$

donde ΔE es el error de cuantificación dado por

$$\Delta E = 2\alpha t_n^2 - k_{max}\Delta\omega t_n \quad (6.23)$$

Para poder analizar los efectos del muestreo en tiempo sobre la compensación del error RVP es conveniente expresar ΔE en términos de los parámetros del sistema. Para esto, tomando en cuenta que la posición *range* de un blanco asociada al componente de frecuencia angular (6.18), el máximo alcance del radar está limitado por la máxima frecuencia de muestreo libre del fenómeno de *aliasing* ω_{rmax} . N es

el numero de muestras temporales que se adquieren durante la duración de la *chirp* (T_p); el paso de muestreo Δt será

$$\Delta t = \frac{T_p}{N-1} \approx \frac{T_p}{N} \text{ para } N \gg 1. \quad (6.24)$$

La frecuencia angular correspondiente ω_s y la máxima ω_{rmax} son

$$\omega_s = \frac{2\pi}{\Delta t} = \frac{2\pi T_p}{N} \quad (6.25)$$

$$\omega_{rmax} = \frac{\omega_s}{2} = \frac{\pi T_p}{N-1} \quad \frac{\pi T_p}{N} \quad r_{max} = \frac{c\omega_{rmax}}{4\alpha} = \frac{c\pi T_p}{4\alpha N}. \quad (6.26)$$

La separación frecuencial $\Delta\omega$ entre elementos sucesivos de $S_D(\omega)$ se relaciona con el periodo de observación de la señal T_p en el dominio del tiempo y es:

$$\Delta\omega = \frac{\omega_{rmax}}{N/2} = \frac{\omega_s/2}{N/2} = \frac{2\pi}{T_p}. \quad (6.27)$$

La resolución en *range* estará dada por

$$\Delta r = \frac{\Delta\omega c}{4\alpha} = \frac{\pi c}{2\alpha T_p} \quad (6.28)$$

que corresponde aproximadamente con la expresión (6.3) ya que $\alpha T_p = BW_0$. Se define la señal de muestreada de $s_{Dn}(t)$ como

$$s_{Dn}[m] = \overline{\sigma}_n e^{j\phi_n} e^{j\beta t_n - j\alpha t_n^2 + j2\alpha t_n m \Delta t} \quad m = 1, 2, \dots, N \quad (6.29)$$

donde el k -ésimo elemento de $S_D[m]$ estaría dado por la transformada rápida de Fourier (Fast Fourier Transform FFT) de (6.29) y es

$$S_{Dn}[k] = \sum_{m=0}^{N-1} S_{Dn}[m] e^{-j\frac{2\pi}{N} km} = \overline{\sigma}_n e^{j\phi_n} e^{j\beta t_n - j\alpha t_n^2} \sum_{m=0}^{N-1} e^{j\frac{2\pi}{N} m(\alpha t_n T_p - \pi k)}. \quad (6.30)$$

El índice k_{max} que identifica la posición del n -ésimo blanco correspondiente al valor de k que maximiza la suma en (6.30), es decir que minimiza la cantidad $\alpha t_n T_p - \pi k$. Parece que el error de cuantificación ΔE introducido por el RVP se relaciona con esta diferencia y sería nulo solo para el caso en que la frecuencia $2\alpha t_n$ sea muestreada exactamente. Pero como la posición del blanco es desconocida, no se puede garantizar esta condición para cualquier índice de k . Así, cuanto menor sea el término $\Delta\omega$, menor será el error de cuantificación. En teoría esto podría conseguirse electrónicamente extendiendo el tiempo de duración de la *chirp*. Otra solución, es interpolar la señal comprimida antes de realizar la compensación del error RVP.

Esto puede realizarse mediante técnica de introducción de ceros mejor conocida como *zero-padding*.

Para poder cuantificar la mejora en la reconstrucción de la fase absoluta, se introducirá el término de interpolación en (6.30). El factor de *zero-padding* se denota por f_z y se obtiene:

$$S_{Dn}[k] = \overline{\sigma}_n e^{j\phi_n} e^{j\beta t_n - j\alpha t_n^2} \sum_{m=0}^{N-1} e^{j \frac{2m}{f_z N} (\alpha t_n T_p f_z - \pi k)}. \quad (6.31)$$

La solución analítica de esta ecuación lleva a reescribir (6.22) como:

$$-S_D[k] = \phi_n + \beta t_n - \alpha t_n^2 + \frac{N-1}{f_z N} (\alpha t_n T_p f_z - \pi k) \text{ para } k = 1, \dots, N f_z \quad (6.32)$$

y el índice para identificar la posición *range* del blanco está dada por:

$$k_{max} = \left\lceil \frac{\alpha t_n T_p f_z}{\pi} \right\rceil. \quad (6.33)$$

Teóricamente, cuanto mayor es el factor de interpolación, menor será el valor de ΔE . En sistemas de corto alcance como el GB-SAR de la UPC se ha mostrado que a partir de valor de $f_z \geq 16$ no se encuentra una mejora significativa (Pipia [62]). Otro efecto que será estudiado en la siguiente sección es el efecto de migración de celda de la posición *range* (*Range Cell Migration RCM* o *Range Migration*)[58], que se presenta como un aparente desplazamiento de la posición *range* conforme cambia la posición de línea de vista sobre el eje de desplazamiento de la plataforma, en [62] también se muestra que con un $f_z \geq 16$ se puede despreciar este efecto.

De acuerdo con lo anterior se puede definir una función para el factor de corrección como $F(k)$ como [62]:

$$F[k] = e^{j\alpha \left(\frac{\Delta \omega k}{2\alpha}\right)^2} \text{ para } k = 1, \dots, N f_z \quad (6.34)$$

y finalmente se obtiene la señal comprimida y compensada del error RVP $S_C^{RVP}[k]$:

$$S_D^{RVP}[k] = S_D[k] F[k]. \quad (6.35)$$

Esta aproximación de la compensación RVP es válida para toda la apertura.

Hasta ahora se ha supuesto un escenario donde los blancos están alineados sobre el eje de línea de vista de la antena. Ahora se estudiará el efecto de tener los blancos en el eje paralelo al eje desplazamiento de la plataforma que transporta el radar.

6.2.2. Análisis del sistema en *cross-range*

Para poder explicar el sistema en la dimensión acimut (denominado *cross-range*), se presenta un bosquejo del sistema en la Figura 6.3, en donde hay una serie de

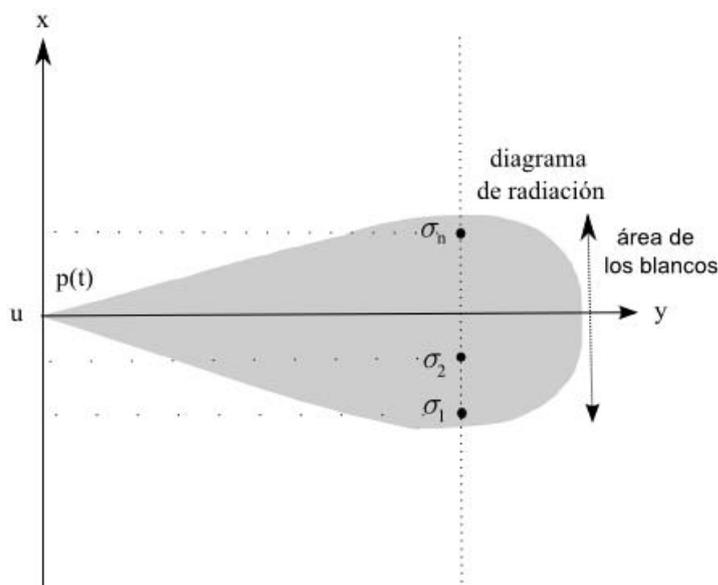


Figura 6.3: Sistema en *cross-range*

blancos alineados en el eje paralelo a la trayectoria que sigue el avión. Por el momento se considerará el caso en que la posición de los blancos en *range* es conocida y fija, sin embargo los valores de la posición en *cross-range* y reflectividad son desconocidos.

El radar está colocado en una posición $(u, 0)$, y la posición de radar sobre la línea ideal cambia en un tiempo determinado a una velocidad determinada (en realidad el radar se coloca en una plataforma que se puede mover sobre esta línea). El dominio de la línea de desplazamiento también es conocido como dominio de la apertura sintética. Para cada posición dentro de la apertura sintética el radar ilumina la zona con una señal $p(t)$ y graba el eco de la señal resultante. El caso de la figura anterior representa un área con blancos finitos en el dominio *cross-range* donde los blancos caen dentro del siguiente intervalo [59]: $x_n \in [-\Delta x/2, \Delta x/2], n = 1, 2, \dots$ donde Δx es el tamaño del área de los blancos iluminada por el radar, y depende del diagrama de radiación de la antena.

En el caso de las plataformas aeroespaciales o aéreas, el movimiento es continuo. Por simplicidad se considera que la plataforma emite un pulso, espera el retorno, se mueve hasta la siguiente posición de medida y vuelve a emitir otro pulso. En las plataformas aeroespaciales esta suposición no es necesariamente válida, y en sistemas aéreos con radares de onda continua se debe analizar la velocidad de la plataforma y el tiempo de duración del pulso. Para el caso de una plataforma con un avión de control por radio que tiene una velocidad máxima de 45 m/s esta suposición es válida.

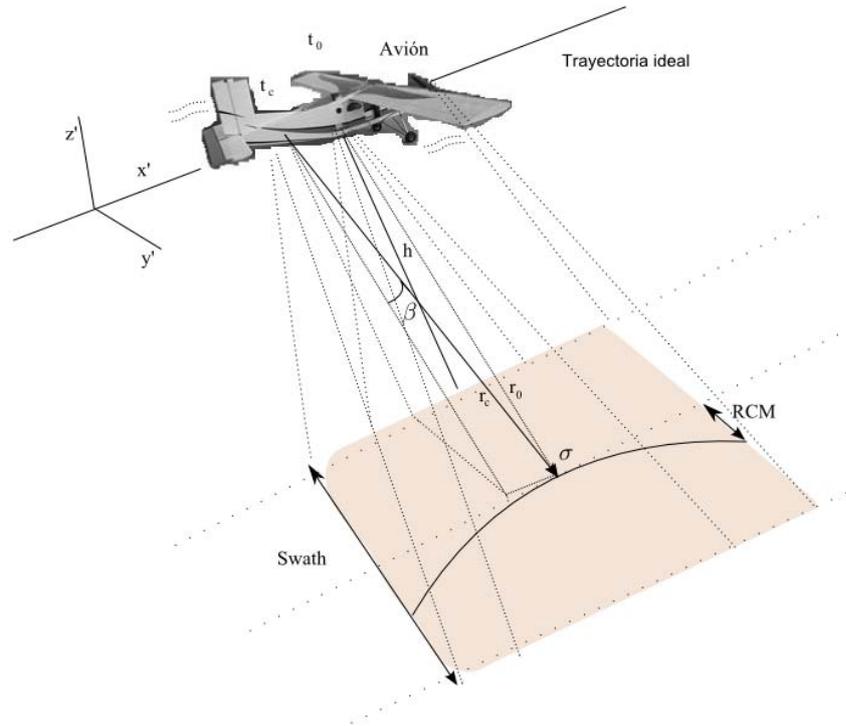


Figura 6.4: SAR aerotransportado en modo *stripmap*, se muestra el RCM

El dominio temporal t también se denomina dominio de tiempo rápido. Esto es porque la velocidad de la señal transmitida es aproximadamente la velocidad de la luz ($c = 3 \times 10^8$). El dominio de la apertura sintética también es conocido como el dominio de tiempo lento. Resulta claro la denominación de estos términos, ya que la velocidad de desplazamiento de la plataforma que transporta el radar es mucho menor que la velocidad de la propagación de las ondas electromagnéticas.

Existen varios modos para generar las imágenes SAR, el más común es el modo de generar mapas mediante un barrido de la zona (modo *stripmap*). También existen otros modos p. e. si se desea apuntar a una zona en concreto y se cambia el apuntamiento de la antena, ya sea mecánicamente o electrónicamente (*beamforming*), este modo es conocido como spotlight o scan-SAR, sin embargo en este trabajo solo se analizará el modo *stripmap*. Para el caso de un radar aerotransportado como el que se muestra en la Figura 6.4, si se toma un sistema de referencia cartesiano en un espacio tridimensional, la distancia más cercana del n -ésimo blanco (también conocido como posición de cero Doppler) situado en una posición $(x_n, y_n, 0)$ en el centro de la apertura sintética es:

$$r_0 = \sqrt{y_n^2 + h^2} \quad (6.36)$$

donde h es la altura de vuelo de la plataforma (si se supone una altura constante).

Sin embargo, esta distancia *range* cambia durante toda la apertura. Si se toma la historia de distancia a este blanco se tendría:

$$r_n(t) = \sqrt{r_0^2 + (x_n - u)^2} \quad (6.37)$$

si se aproxima esta expresión por series de Taylor, queda:

$$r_n(t) \approx r_0 + \frac{(x_n - u)^2}{2r_0} = r_0 + \frac{(vt)^2}{2r_0} \text{ para } v = \text{constante} \quad (6.38)$$

donde u representa la posición del sensor en acimut y v es la velocidad de avance de la plataforma. El término cuadrático en (6.38) es el que determina el RCM, y se presenta como una curvatura hiperbólica en la representación de la distancia *range* (Figura 6.4). La variación de localización depende de la distancia *range* r_0 a cada blanco, por esto, blancos con diferente *range* tendrán diferente curvatura. Este concepto es conocido como variación de migración de celda (*range cell migration variation* RCMV) y es inherente a la geometría. La compensación del *range migration* supone una de las etapas más difíciles en el procesado de imágenes SAR, por esto se han desarrollado diferentes aproximaciones para aplicar tales compensaciones. Al proceso de compensación de estos efectos se denomina focalización y por ende el procedimiento se denomina algoritmo de focalización. En la sección 6.3 se estudiarán con mayor detalle.

La variación de fase de la señal es justo la frecuencia Doppler y está dada por [58]:

$$\varphi(t) = -\frac{4\pi r_n(t)}{\lambda} = -\frac{4\pi}{\lambda} \left[r_0 + \frac{(vt)^2}{2r_0} \right] \quad (6.39)$$

y se puede calcular la frecuencia instantánea como:

$$f(t) = \frac{1}{2\pi} \frac{d\varphi(t)}{dt} = -\frac{2v}{\lambda r_0} t. \quad (6.40)$$

La variación total de frecuencia durante el tiempo requerido para la apertura sintética se denomina ancho de banda acimut o Doppler BW_a y es igual a:

$$BW_a = -\frac{2v}{\lambda r_0} \Delta t_{L_{sa}} = \frac{2v}{d_a} \quad (6.41)$$

donde d_a es la dimensión física de la antena. Como puede observarse BW_a no depende de la posición del blanco en cero Doppler r_0 , solo depende de los parámetros físicos del sistema como son: la velocidad de avance de la plataforma v y las dimensiones físicas de la antena d_a .

Resolución en acimut. La resolución en acimut es determinada por el tiempo de integración del SAR, es decir, el tiempo de iluminación de un blanco por un radar.

La resolución de la apertura sintética en *cross-range* se puede obtener directamente del ancho de banda en acimut (6.41) como (Curlander and McDonough [58]):

$$\Delta_a = \frac{v}{BW_a} = \frac{d_a}{2} \quad (6.42)$$

Esta expresión determina que la resolución acimut es independiente de la distancia del blanco al sensor, y es uno de los logros más importantes de la técnica de apertura sintética.

6.2.3. Efectos de los movimientos del vehículo en el RCM

Los sistemas SAR en plataformas aéreas como lo son los aviones tripulados y los UAV que vuelan a bajas altitudes están expuestos a sufrir desviaciones de una trayectoria rectilínea deseada o trayectoria ideal, y también en la orientación del avión, debido principalmente a las corrientes de aire y otros fenómenos que se producen en la troposfera.

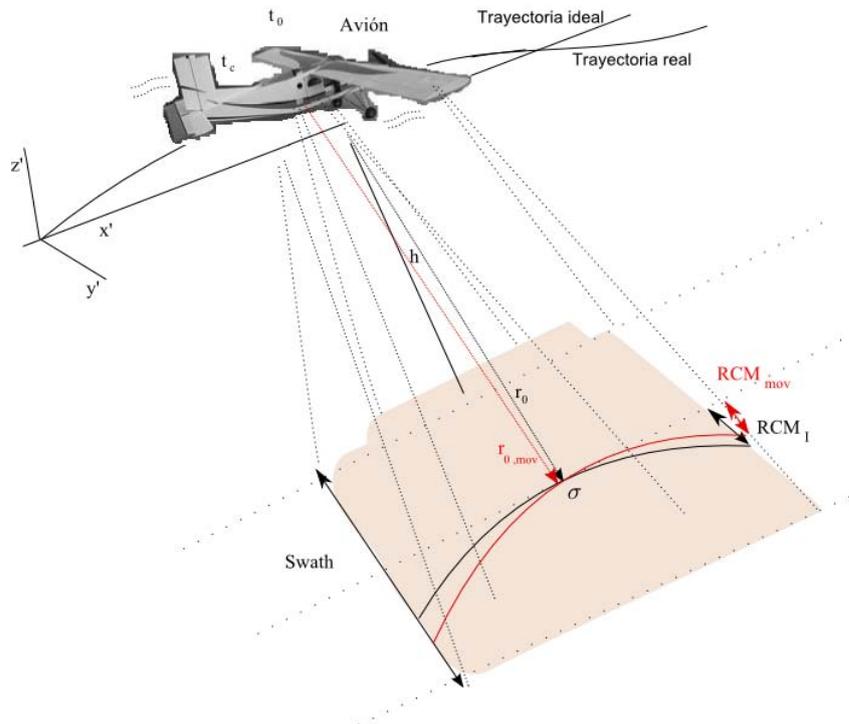


Figura 6.5: Efecto de la desviación de la trayectoria ideal en SAR en UAV

Este movimiento que se produce en la orientación y trayectoria de la plataforma al momento de realizarse la apertura sintética, se traduce en un cambio de distancia range al blanco observado denominada $r_{n,mov}(t)$. Esto provocará cambios en la

curva hiperbólica del RCM (RCM_{mov}), lo cual dificulta aún más el proceso de compensación de este parámetro. En la Figura 6.5 se muestra este fenómeno en una plataforma UAV. Durante el proceso de focalización debe compensarse este movimiento para evitar aberraciones en las imágenes enfocadas. Por este motivo es muy importante que la plataforma posea un sensor de posicionamiento de alta precisión o que se desarrolle un método para conocer la trayectoria del sensor. Al proceso de compensación de este efecto se denomina *compensación de movimiento* (*Motion Compensation*, MoCo) y es un etapa muy importante en el proceso de focalización en imágenes SAR.

6.2.4. Análisis SAR en el dominio *range-Doppler*

Generalmente, se ha desarrollado el análisis SAR de una forma un poco diferente. Sin embargo, aquí sólo se presentan brevemente las expresiones derivadas en la literatura, y que se consideran más importantes para poder explicar los algoritmos de focalización de imágenes (sección 6.3). Se puede encontrar el análisis completo en [64, 65, 66, 67], solo por mencionar algunas referencias.

Sí se considera el análisis de la señal tomando en cuenta un solo blanco, el resultado final después del procesado será la llamada respuesta impulsional (*impulse response* IR) del sistema. La expresión analítica de la señal SAR recibida después de la conversión a banda base, muestreada y asumiendo un pulso *chirp*, y un solo blanco es (Prats [67]):

$$s(t, \tau; r_0) = \varsigma \cdot s_a(t - t_c) \cdot s_r \left(\tau - \frac{2R(t; r_0)}{c} \right) \cdot e^{-j \frac{4\pi}{\lambda} R(t; t_0)} \cdot e^{j\pi K \cdot \left(\tau - \frac{2R(t; r_0)}{c} \right)^2}, \quad (6.43)$$

donde ς es una constante compleja que incluye varios efectos (reflectividad, atenuación, etc.), t es el eje de tiempo en acimut (tiempo lento), τ es el eje del tiempo *range* (tiempo rápido), r_0 es la distancia más cercana al blanco, $s_a(\cdot)$ es la envolvente acimut dada por el diagrama de la antena, s_r es la envolvente de la señal transmitida, t_c es el instante de tiempo del centro del haz, es decir, cuando el blanco está en medio del haz de la antena, K es la tasa de crecimiento de la *chirp* (se debe notar que $K = \alpha$; el cambio de notación obedece únicamente para concordar con las expresiones de la literatura), y $R(t; r_0)$ es la distancia instantánea entre el blanco y el sensor y está dada por:

$$R(t; r_0) = \sqrt{r_0^2 + v^2 \cdot (t - t_0)^2}, \quad (6.44)$$

donde v es la velocidad de la plataforma. Puede notarse que esta expresión corresponde con (6.38), que es la que representa el RCM y también el RCMV. La relación entre t_0 y t_c está dada por:

$$t_c = t_0 - \frac{r_0}{v} \tan \beta(r_0) \quad (6.45)$$

donde $\beta(r_0)$ es un ángulo oblicuo (*squint*) para tener un apuntamiento diferente a 90° acimut, con respecto a la trayectoria de la plataforma.

Antes de proceder con los algoritmos de focalización se presentará la expresión analítica en el dominio bidimensional de frecuencia y en el dominio *range*-Doppler. La transformada exacta bidimensional de Fourier de (6.43) no puede ser derivada analíticamente. Sin embargo, si se usa el principio de fase estacionaria, se puede obtener una solución muy precisa mediante [67]:

$$S(f_a, f_r; r_0) = \varsigma \cdot s_a \left(\frac{f_a - f_c}{f_R} \right) \cdot s_r \left(-\frac{f_r}{K} \right) \cdot e^{j\pi \frac{f_r^2}{K}} e^{-j2\pi f_a t_0} \cdot e^{-j \frac{4\pi}{\lambda} r_0 \sqrt{\left(1 + \frac{\lambda f_r}{c}\right)^2 - \left(\frac{\lambda f_a}{2v}\right)^2}}, \quad (6.46)$$

donde f_a y f_r son los ejes de frecuencia acimut y *range*, respectivamente. Se puede obtener el término de fase de (6.46) desarrollando mediante series de Taylor la frecuencia *range*, para los tres primeros términos, como [68]:

$$\varphi(f_a, f_r; r_0) = \varphi_0(f_r; r_0) + \varphi_1(f_r; r_0) f_a + \varphi_2(f_r; r_0) f_a^2 \quad (6.47)$$

Si se sigue el procedimiento desarrollado en [67] y se calculan los términos de fase se puede reescribir (6.46) como:

$$S(f_a, f_r; r_0) = \varsigma \cdot s_a \left(\frac{f_a - f_c}{f_R} \right) \cdot s_r \left(-\frac{f_r}{K} \right) \cdot e^{-j \frac{4\pi}{\lambda} r_0 \gamma(f_a)} e^{-j2\pi f_a t_0} \cdot e^{-j \frac{4\pi}{c} R_f(f_a; r_0) f_r} \cdot e^{j\pi \frac{f_r^2}{K_s(f_a; r_0)}}. \quad (6.48)$$

donde

$$\gamma(f_a) = \sqrt{1 - \left(\frac{\lambda f_a}{2v}\right)^2} \quad (6.49)$$

$$C(f_a) = \frac{1}{\gamma(f_a)} - 1 \quad (6.50)$$

$$R_f(f_a; r_0) = \frac{r_0}{\gamma(f_a)} = r_0(1 + C(f_a)) \quad (6.51)$$

$$\frac{1}{K_s(f_a; r_0)} = \frac{1}{K} + \frac{2\lambda r_0 \cdot (\gamma^2(f_a) - 1)}{c^2 \gamma^3(f_a)} \quad (6.52)$$

donde $C(f_a)$ representa el factor de curvatura del factor indeseado RCM. Debe notarse que la expansión de Taylor es válida solo para centroides Doppler pequeños. El

hecho de que $C(f_a)$ esté multiplicado por r_0 hace difícil la corrección del RCM, ya que la curvatura varía con el *range*. El término cuadrático de frecuencia *range* que multiplica $K_s(f_a; r_0)$ representa un cambio de la tasa chirp efectiva. El problema es que la modulación chirp se vuelve dependiente de la frecuencia acimut, lo cual fuerza a comprimir cada línea *range* con una versión actualizada de $K_s(f_a; r_0)$. Este procedimiento se conoce como compresión *range* secundaria (*secondary range compression SRC*). Nuevamente puede notarse que la corrección RCM y SRC son los pasos más desafiantes en el procesamiento SAR de alta precisión.

6.3. Algoritmos de focalización de imágenes

A fin de poder compensar los efectos estudiados en la sección 6.2, existen diferentes algoritmos que realizan los pasos necesarios para la obtención de imágenes. Por simplicidad, en esta tesis solo se presentará un bosquejo de algunos de los algoritmos de focalización de imágenes SAR más utilizados, y solo se analizará a fondo el algoritmo que se aplicará en base a las características del sistema. En esta tesis no se estudiarán los algoritmos de focalización automática de imágenes SAR.

6.3.1. Algoritmos basados en transformadas

Existen varios métodos para procesar imágenes SAR basados en métodos de transformadas frecuenciales, principalmente en la transformada rápida de Fourier (FFT), para acelerar el proceso de focalización. Tres de los algoritmos más ampliamente utilizados son: el algoritmo $\omega - k$, el *range-Doppler* y *chirp scaling*. Para realizar un análisis mucho más profundo, se puede consultar en la literatura, entre otras, las siguientes referencias: [66, 64, 69].

6.3.1.1. Algoritmo $\omega - k$

El algoritmo $\omega - k$, también conocido como número de onda, fue introducido para técnicas SAR a partir de la técnica de migración sísmica [70]. Básicamente, el algoritmo considera el modelo de radiación reflejada [71], es decir, asume que el campo reflejado es originado por cada dispersor al mismo tiempo. El proceso comienza en el dominio bidimensional frecuencial con los datos ya comprimidos en *range*. El primer paso del algoritmo consiste en un cambio de variables, proceso llamado de Stolt, y se realiza mediante una interpolación para poder tener una imagen con espaciado regular. Posteriormente, los datos son multiplicados por una función de fase sintonizada a la aproximación de *range* más cercana de la matriz

del *raw data* que corrige la curva hiperbólica (RCM). Finalmente, se aplica una transformada inversa bidimensional de Fourier y el resultado es la imagen focalizada. Los pasos del algoritmo se resumen en la Figura 6.6a.

La importancia de este algoritmo es que realiza la focalización sin asumir ninguna aproximación. El paso crítico es la interpolación realizada en el dominio frecuencial, la cual debe ser de muy alta precisión para evitar artefactos de fase en la imagen final. La mayor desventaja de este algoritmo aparece cuando se emplea en los SAR aerotransportados, debido a que estas plataformas no siguen una trayectoria ideal y resulta muy complicado aplicar las técnicas de compensación de movimiento [67]. Actualmente en [72] se ha desarrollado una extensión a este algoritmo que integra técnicas de compensación de movimiento.

6.3.1.2. Algoritmo *range-Doppler*

Uno de los algoritmos más utilizados es el denominado *Range-Doppler Algorithm* (RDA) [65, 73, 74], sobre todo en plataformas aeroespaciales. Nuevamente, el primer paso es realizar una transformada de Fourier bidimensional sobre el *raw data* y posteriormente se aplica la compresión *range*.

El RDA asume una función de historia de fase bidimensional, que puede separarse como el producto de dos funciones de fase en el dominio del tiempo. La compensación del RCM (RCMC) es equivalente a un corrimiento temporal *range* en el dominio *range-Doppler*. Las trayectorias de los blancos a la misma distancia *range* se solaparán en el dominio *range-Doppler*. De esto, resulta que puede aplicar correctamente el RCMC en el dominio *range-Doppler* por medio de una interpolación de los datos a través de la curva de RCM. El RDA original no aplica la SRC, pero reordenando las FFTs y multiplicando con un término de fase adicional se puede aplicar por una distancia *range* de referencia, usualmente elegida como la distancia *range* media. Los pasos del algoritmo se resumen en la Figura 6.6b.

6.3.1.3. Algoritmo *Chirp Scaling*

Otro de los algoritmos más empleados principalmente en SAR aerotransportados es el denominado algoritmo de escalado de chirp (*Chirp Scaling Algorithm CSA*), descrito ampliamente en [68, 75, 76]. Los algoritmos anteriores usan interpolaciones espaciales para realizar el RCMC durante el procesado. El CSA evita estas interpolaciones, que tienen un alto coste computacional que puede llevar a pérdidas de calidad en la imagen, pero a la vez realiza el RCMC de una forma muy precisa. El algoritmo solo requiere multiplicadores complejos y transformadas de Fourier para

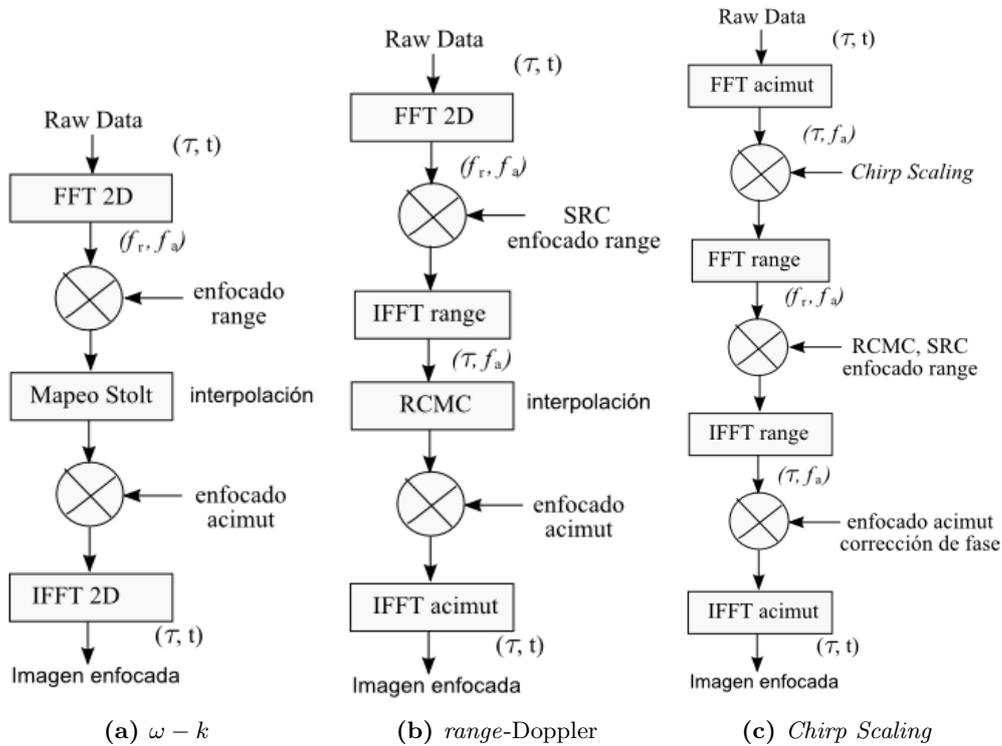


Figura 6.6: Diagramas de flujo de los algoritmos de focalización

realizar el proceso de enfocado.

El CSA es diseñado mediante una ecualización de curvatura, es decir, primero se ajustan las trayectorias RCM de la señal para tener una localización congruente y posteriormente se transforma al dominio bidimensional de frecuencias. El primer paso del algoritmo es aplicar una transformada de Fourier en acimut al *raw data* y posteriormente se multiplica la fase por un factor conocido como *chirp scaling* que es el factor de curvatura y ajusta la señal a una distancia *range* de referencia. El siguiente paso es aplicar una FFT en el dominio *range*, en este momento ya se tiene señal en un dominio bidimensional de frecuencia. En ese paso se procede a realizar la RCMC, y la focalización en *range* (*range compression*), incluyendo la SRC. Posteriormente se aplica una transformada inversa de Fourier en el dominio *range*, lo que colapsa la envolvente enfocada a la posición correcta *range* y solo quedan los términos de fase acimut. Por último, se realizan las compensaciones de fase en acimut y finalmente se aplica una transformada de Fourier inversa en el dominio acimut para obtener la imagen enfocada. En la versión extendida del algoritmo [76] se contempla la compensación de movimiento en el caso de SAR aerotransportado. Los pasos del algoritmo se resumen en la Figura 6.6c.

6.3.2. Algoritmo *Back-Projection*

El algoritmo de *Back-Projection* (BPA) [77, 78, 59, 79, 80], aun asumiendo su carga computacional, representa una opción muy viable para sistemas SAR aerotransportados en UAV, ya que puede incluir directamente la compensación de movimiento que es fundamental para el proceso de focalización de imágenes en estas plataformas. Este algoritmo realiza de forma natural la compensación de movimiento, ya que durante los cálculos es necesaria la posición del sensor. Si se tiene un sensor de posicionamiento de alta precisión, este paso es inmediato.

La mayor desventaja de este algoritmo es su alto coste computacional, sobre todo cuando se tiene una gran cantidad de datos, esto se verá más adelante. Una ventaja a destacar de este algoritmo es que se puede realizar la focalización con cualquier tipo de apertura con una calidad aceptable, es decir, se pueden enfocar tanto imágenes que solo estén dentro de la apertura sintética, como imágenes más grandes que la apertura sintética. Son estos motivos lo que han decantado a usar este algoritmo, y por ello, a continuación se desarrolla con más profundidad.

El algoritmo de *Back-Projection* toma la señal SAR de tiempo rápido para cada posición de la apertura sintética, y para formar la función del blanco para un punto determinado en un malla del dominio espacial, suma coherentemente los datos de cada traza de la señal de tiempo rápido, que corresponda a la localización de ese punto para todas las posiciones del sensor en la apertura sintética.

Para poder explicar el algoritmo, se retomará el análisis desarrollado en la sección 6.2, así sea $P_T(x_T, y_T, z_T)$ la posición de un blanco genérico en el sistema de referencia de la Figura 6.4 y r_{T0} su distancia de cero-Doppler. De acuerdo con (6.9) y (6.35) la señal de retorno y compensada en RVP del blanco T cuando el sensor está en la posición $P_S(u, 0, h)$ (la altura h se supone constante) puede expresarse como:

$$S_D^{RVP}(w, u) = \psi(r_{T0}, x_T) \cdot e^{j\frac{2\beta}{c} \sqrt{r_{T0}^2 + (x_T - u)^2}} \cdot H\left(\omega - \frac{4\alpha}{c} \sqrt{r_{T0}^2 + (x_T - u)^2}\right) \quad (6.53)$$

donde se ha substituido $\overline{\sigma_n} e^{j\phi_n}$ por la función compleja de reflectividad $\psi(r_{T0}, x_T)$, que está definida para cualquier punto dentro del *swath*. Si se denota L_a como la longitud de la apertura y R_{ref} como la distancia *range* de referencia elegida para obtener la suma de la fase de los ecos de retorno, se puede tener una estimación de

$\psi(r_{T0}, x_T)$ mediante:

$$\psi(r_{T0}, x_T) e^{j\frac{4\pi}{\lambda} R_{ref}} = \int_{-L_a/2}^{L_a/2} S_D^{RVP} \left(\omega - \frac{4\alpha}{c} \sqrt{r_{T0}^2 + (x_T - u)^2}, u \right) \cdot \zeta(u, r_{T0}, x_T) du \quad (6.54)$$

donde

$$\zeta(u, r_{T0}, x_T) = A e^{-j[\text{sign}(\alpha)] \frac{2\beta}{c} \left(\sqrt{r_{T0}^2 + (x_T - u)^2} - R_{ref}(r_{T0}, y_T) \right)} \quad (6.55)$$

y es referida normalmente como el núcleo *back-projection*. Se debe introducir la función $\text{sign}(\alpha)$ para hacer consistente la fase de la compensación núcleo con el signo de la tasa de *chirp*. En la formulación clásica, R_{ref} correspondería a la distancia de Doppler-cero r_{T0} [59].

La imagen compleja de reflectividad se obtiene finalmente definiendo una malla $\psi[r_{T0}, x_T]$ en el dominio bidimensional (r_{T0}, x) y resolviendo la integral de (6.54) para cada punto de la malla. Como el muestreo en *range* no sigue el RCM de los blancos, la señal comprimida es interpolada para obtener un cálculo preciso de (6.54). En particular, si la interpolación se realiza para eliminar el error del RVP, entonces la señal en (6.53) puede ser proyectada directamente sobre la imagen mallada.

Así, la ecuación (6.54) puede reescribirse para el dominio discreto como:

$$\psi[r_i, x_i] = \frac{1}{N_u} \sum_u W(u) S_D^{RVP} [u, I(r_i, x_i, u)] \times \zeta(u, r_i, x_i) \quad (6.56)$$

donde

$$I(r_i, x_i, u) = \left[\frac{\sqrt{r_i^2 + (x_i - u)^2}}{f_z \Delta r} \right] \quad (6.57)$$

y

$$\zeta(u, r_i, x_i) = e^{-j\frac{4\pi}{\lambda} \left[\sqrt{r_i^2 + (x_i - u)^2} - \sqrt{r_i^2 + x_i^2} \right]} \quad (6.58)$$

donde el índice i identifica el pixel de la imagen, u es la posición del sensor a lo largo de la apertura y $W(u)$ representa la ventana en acimut para la supresión de lóbulos laterales.

Puede notarse que no se han introducido limitaciones en el dominio (r_T, x_T) . La razón se puede explicar por el sentido físico del proceso de *back-projection*, el cual extiende los ecos radar comprimidos e interpolados en *range* como un abanico. Cada línea del abanico se proyecta en el centro de fase de antena exacto y se suma coherentemente. De acuerdo con la integral en (6.54) se puede evaluar para cualquier posición arbitraria en la imagen, o cualquier tamaño o cualquier escala de resolución, lo que hace posible manejar cualquier longitud de apertura. En la Figura 6.7 se

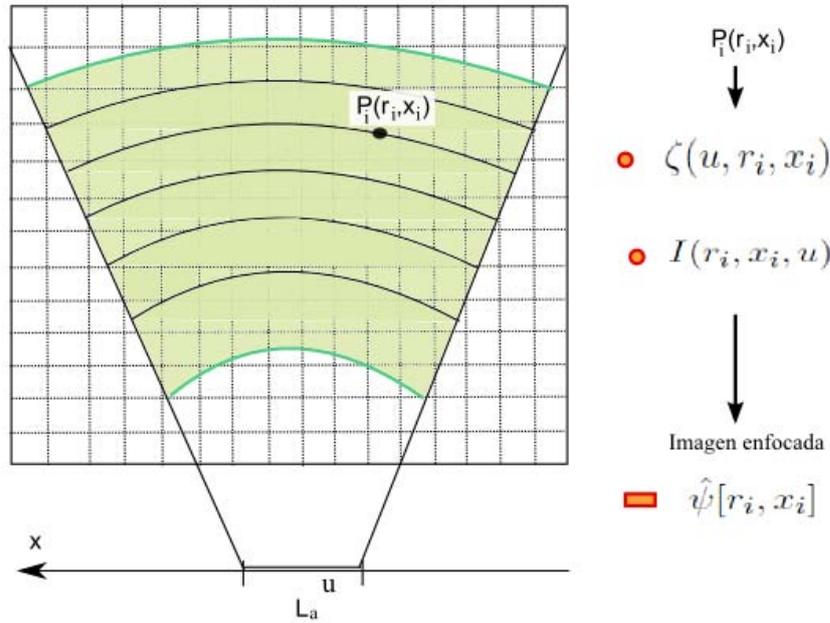


Figura 6.7: Descripción gráfica del algoritmo de *back-projection*

representa gráficamente el funcionamiento del algoritmo, donde se observa cómo se llenan las matrices.

Como se ha mencionado anteriormente, el coste computacional del BPA directo es muy alto. En la literatura se ha analizado este coste, por ejemplo para una imagen $N \times N$ píxeles con N_{pos} posiciones de la apertura, el número de operaciones a realizar sería aproximadamente $N^2 N_{pos}$ (sin tomar en cuenta interpolaciones), lo que implica un alto coste computacional para imágenes de alta resolución. Se puede encontrar en [78, 79] que se puede reducir el coste computacional a $N^2 \log(N)$ si se trabaja el algoritmo en múltiples etapas, es decir, se dividen el conjunto de datos *raw data* en subconjuntos de menor longitud (denominados subaperturas) y posteriormente se combinan las imágenes resultantes. Otra opción es trabajar las subaperturas en coordenadas polares en vez de cartesianas, con esto se puede reducir en 2 el orden de magnitud de la carga computacional con respecto al algoritmo *Back-Projection* directo (Ulander *et ál.* [80]).

Debido al coste computacional, el BPA no es atractivo para procesar áreas extensas. Por el contrario cuando se desean procesar áreas relativamente estrechas el BPA es la solución ideal.

6.4. Interferometría SAR

La interferometría SAR es la síntesis de las técnicas SAR y las técnicas de interferometría (que históricamente fueron aplicadas en radioastronomía) [81, 82]. Este método emplea al menos dos imágenes SAR de reflectividad compleja para derivar información de un objeto por medio de la información de fase de las señales SAR[83]. La interferometría SAR suele denominarse con los acrónimos InSAR, IFSAR o ISAR derivados del inglés, en este texto se usará InSAR. Para poder obtener información de ambas imágenes se necesita que al menos un parámetro de una de las dos imágenes sea diferente. Este parámetro puede ser la trayectoria de vuelo, el tiempo de adquisición, la longitud de onda, etc., y esto determinará el tipo de interferómetro. Las técnicas más empleadas en InSAR son las denominadas interferometría de pasada simple (*single-pass*) e interferometría de pasada repetida (*repeated-track* o *repeated-pass*), en esta tesis se ha elegido trabajar solo el modo *single-pass*.

6.4.1. Interferometría *single-pass*

La interferometría de paso simple, *single-pass*, también es conocida como *single-track* o *cross-track*. Esta técnica requiere dos antenas operando simultáneamente, y separadas una distancia llamada línea de base B . La distancia perpendicular entre las antenas es la línea de base efectiva B (Figura 6.8). Dada la posición del sensor y dos distancias *range* r_1 y r_2 a un blanco, se puede recuperar cualquier punto sobre la tierra mediante triangulación. En interferometría se usa la información de fase de cada pixel para medir el paralaje $\Delta r = r_2 - r_1$.

Por ejemplo, puede observarse en la Figura 6.8 que se necesitan dos antenas (A_1 y A_2) separadas una distancia B , para poder observar una escena desde dos puntos de vista diferentes. Así, sean G_1 y G_2 dos imágenes SAR de reflectividad denominadas *Single Look Complex* (SLC) (cada imagen se genera a partir de la información SAR recibida por su respectiva antena):

$$\begin{aligned} G_1(r, x) &= G_1(r, x) e^{j\phi_1(r, x)} \\ G_2(r, x) &= G_1(r, x) e^{j\phi_2(r, x)} \end{aligned} \quad (6.59)$$

estas imágenes formarán el interferograma

$$G(\cdot) = G_1(\cdot)G_2^*(\cdot) = G_1(\cdot) G_2(\cdot) e^{j\phi(\cdot)} \quad (6.60)$$

donde la fase interferométrica se representa por:

$$\phi(\cdot) = \phi_1(\cdot) - \phi_2(\cdot). \quad (6.61)$$

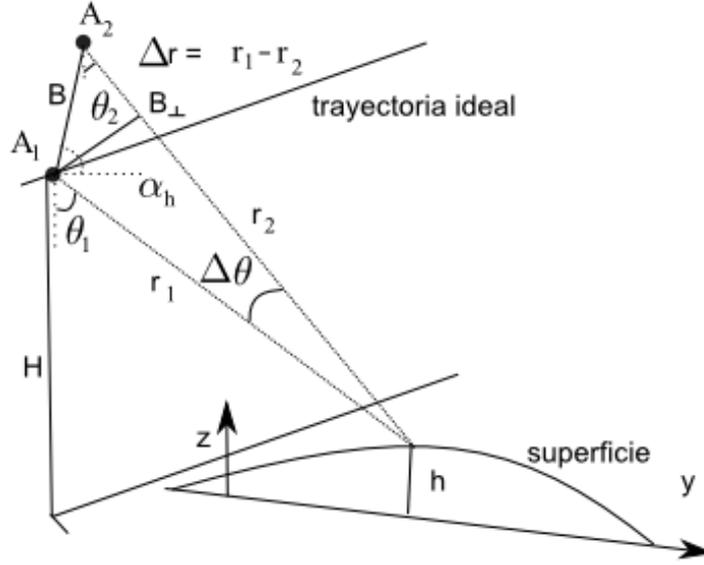


Figura 6.8: Diagrama de interferometría SAR de paso simple

Si se asume que la fase de retorno que depende de la reflectividad del blanco no cambia, y como la fase ϕ depende de la distancia range, entonces esta fase será una medida muy sensible de la diferencia de distancia *range* como [83]:

$$\phi = 2k\Delta r = \frac{4\pi}{\lambda}\Delta r \approx \frac{4\pi}{\lambda}B \sin(\theta - \alpha_h) \quad (6.62)$$

donde α_h es el ángulo que forma la línea de base con la horizontal. En la Figura 6.8 puede observarse que el ángulo de visión sólo depende de la altura h de la plataforma y de la distancia *range* al blanco, así:

$$\theta_1 = \cos^{-1}\left(\frac{H}{r_1}\right) \quad (6.63)$$

De acuerdo con estas ecuaciones, el incremento de fase entre dos píxeles puede expandir por series de Taylor de primer orden como [67]:

$$\phi(r, H) = \frac{\partial\phi}{\partial r}\delta r + \frac{\partial\phi}{\partial H}\delta H \quad (6.64)$$

De aquí se puede derivar que la tasa de cambio entre dos píxeles a la misma altura ($\delta H = 0$) es:

$$\begin{aligned} \frac{\partial\phi}{\partial r} &= \frac{\partial}{\partial r} \frac{4\pi}{\lambda} B \sin(\theta - \alpha_h) = \\ \frac{4\pi}{\lambda} B \cos(\theta - \alpha_h) \frac{\partial\theta}{\partial r} &= -\frac{4\pi}{\lambda} \frac{B \cos(\theta - \alpha_h)}{r \tan \theta} \end{aligned} \quad (6.65)$$

que se denomina termino de tierra plana (*flat earth fe*). De la misma forma el incremento de fase entre dos píxeles para la misma distancia pero diferente altura

topográfica será:

$$\frac{\partial \phi}{\partial r} = -\frac{4\pi B \cos(\theta - \alpha_h)}{\lambda r \sin \theta} \quad (6.66)$$

Así, el incremento total de la fase interferométrica entre dos píxeles se obtiene de la suma de (6.65) y (6.66), cuyo resultado es:

$$\phi = \phi_{fe} + \phi_{topo} \approx -\frac{4\pi B \cos(\theta - \alpha_h)}{\lambda r \tan \theta} \delta r - \frac{4\pi B \cos(\theta - \alpha_h)}{\lambda r \sin \theta} \delta h \quad (6.67)$$

donde δh es el incremento de altura entre los dos píxeles. Debido a que la fase interferométrica es la contribución de dos términos, la componente de tierra plana debe ser cuidadosamente calculada y eliminada para poder obtener la componente topográfica. Un parámetro que se usa en el análisis y caracterización de los sistemas InSAR es conocido como ambigüedad de altura y es la tasa de cambio de altura que lleva a un cambio de 2π en la fase interferométrica. La altura ambigua h_a está dada por [81]:

$$h_a = 2\pi \frac{\partial h}{\partial \phi} = \frac{\lambda r \sin \theta}{2B \cos(\theta - \alpha_h)}. \quad (6.68)$$

6.4.2. Coherencia interferométrica

Dado que la fase interferométrica es una medida, será importante conocer su fiabilidad. Un método para medir la calidad de esta fase es mediante el término conocido como coherencia interferométrica [83, 81] y está definido por el coeficiente de correlación compleja mediante:

$$\rho = \gamma e^{j\phi} = \frac{E G_1 G_2^*}{\sqrt{E G_1^2 E G_2^2}} \quad (6.69)$$

donde E · representa el valor esperado. La fase de este coeficiente es la fase interferométrica y su magnitud está relacionada con la característica ruidosa de esta fase. Los valores de γ varían entre 0 (solo ruido) a 1 (muy buena calidad de fase). La coherencia puede ser escrita como el producto de varias contribuciones dominantes [84, 83, 81, 67, 62]:

$$\gamma = \gamma_{SNR} \gamma_G \gamma_{vol} \gamma_t \gamma_p \quad (6.70)$$

donde cada subíndice representa una fuente de decorrelación tal que,

- SNR, está definida por el ruido interno del sistema.
- G: geométrica o de línea de base, causada por distintos ángulos de incidencia entre dos adquisiciones.
- vol: volumétrica combinación del proceso de dispersión del medio combinado con diferentes ángulos de visión

- t: temporal, es debida a desarrollar las adquisiciones en diferentes instantes de tiempo
- p: procesamiento, errores introducidos durante el procesamiento que pueden ser por ejemplo: la compensación de movimiento.

Como puede observarse, γ_{vol} es un proceso inherente a las condiciones y no se puede mejorar, en el caso de InSAR de *single-pass* γ_t no afectará la medida, ya que ambas medidas se realizan al mismo instante de tiempo. El término γ_G puede mejorarse filtrando el espectro no común, y γ_{SNR} dependerá principalmente de la estabilidad térmica del sistema y γ_p puede mejorarse mediante el uso de técnicas correctas de procesado.

6.5. Resumen

El propósito de este capítulo ha sido presentar las bases teóricas del funcionamiento, análisis, procesado y de recuperación de parámetros de los sistemas SAR, este análisis se ha enfocando principalmente en las características para SAR aerotransportados. En los siguientes capítulos se muestra, primero el diseño del sistema, y posteriormente los resultados obtenidos mediante diversas campañas de medidas. Tales resultados se obtienen utilizando algunas de las técnicas de focalización presentadas en este capítulo.

Capítulo 7

Radars aerotransportados

En este capítulo se describen los sensores SAR que han sido diseñados específicamente para este proyecto. Se exponen las configuraciones del sistema para desarrollar las medidas. También se presentan los algoritmos desarrollados para la focalización de las imágenes SAR y las técnicas de compensación de movimientos.

Para poder contextualizar ésta parte del trabajo, en la siguiente sección se presentan brevemente algunos de los sistemas más importantes dedicados a realizar medidas SAR.

7.1. Antecedentes

Cómo se ha mencionado en los capítulos precedentes el conocimiento de los parámetros geofísicos de la tierra ayuda a entender mejor los fenómenos asociados a estos. Si se conocen de una manera precisa a escala global se pueden predecir muchos de estos fenómenos como pueden ser: corrimientos de tierra, deformaciones de terreno, conocimiento del grosor de la capa de hielo, etc., esto puede ser útil en la prevención de riesgos. Es así que la comunidad científica ha dedicado grandes esfuerzos a desarrollar técnicas y sistemas con estos objetivos. Las diferentes agencias espaciales y de aeronáutica de varios países o comunidades políticas a nivel mundial, han desarrollado misiones para medir varios parámetros con el uso de radares de apertura sintética. A continuación se presentan primero algunos de estos sistemas embarcados en satélites, en aviones tripulados y en UAV.

Satélites SAR por NASA

La NASA, a través del *Jet Propulsion Laboratory* (JPL), ha desarrollado diferentes misiones para obtener imágenes SAR de la tierra con carácter científico. SeaSat

(1978) fue el primer satélite en órbita en incluir un SAR para producir imágenes sobre océanos y sobre tierra. La misión era una “prueba de concepto” y se dedicó a medir velocidad de viento, altura y temperatura de la superficie de los océanos.

Posteriormente se derivaron otras misiones de Seasat, estas se denominaron *Shuttle Imaging Radar* SIR-A (1981) y SIR-B (1984), en este caso los sensores tenían una resolución entre 25 y 40 m (trabajaban en banda L). La principal diferencia entre cada sistema era que cada uno se configuró con un ángulo de inclinación diferente, es decir Seasat 23° y SIR-A 50° de la dirección cenit local y en SIR-B la antena tenía escaneo mecánico.

SIR-C/X-SAR (1994) fue una misión conjunta entre el JPL, la agencia espacial alemana y la agencia espacial italiana. Esta misión tenía sensores a tres diferentes longitudes de onda (banda L, banda C y banda X) y dos de los sensores podían medir diferentes polarizaciones. Los principales objetivos fueron medir: tipo de vegetación, deforestación, humedad de suelo, dinámica del océano, actividad volcánica, erosión de suelo, entre otras. También fue la primera misión en desarrollar interferometría desde el espacio.

Otra misión, la misión *Shuttle Radar Topography Mission* (SRTM) (2000), obtuvo datos de elevación de terreno a escala global para generar base de datos topográficas de la tierra con alta resolución mediante técnicas de interferometría. Se consiguieron mapas de cerca del 80 por ciento de la superficie terrestre.

Se puede acceder a esta y mayor información mediante la página electrónica del JPL [85].

Satélites SAR por la ESA

La agencia espacial europea, en su programa de teledetección, también ha desarrollado diferentes sensores SAR en espacio. Los sistemas *European Remote Sensing* ERS-1 (1991) y ERS-2 (1995) han recopilado datos de superficie terrestre y de océanos, capas polares y ha servido para monitorizar desastres naturales como inundaciones o terremotos en partes remotas del mundo. Los sistemas SAR embarcados en los satélites ERS trabajan en banda C. Ambos sensores excedieron su tiempo de vida programado, ERS-1 no está operativo desde el año 2000 y ERS-2 sigue operativo.

Para asegurar la continuidad de datos de ERS-2, la ESA ha desarrollado el sistema denominado *Environmental satellite* **Envisat** (2002) que transporta el instrumento *Advanced Synthetic Aperture Radar* (ASAR), el cual opera en banda C. Las principales mejoras de Envisat con respecto a ERS, se realizaron en términos de

cobertura, polarización y modos de operación. El sistema puede trabajar mediante barrido para el ángulo de elevación y se pueden seleccionar diferentes anchos de *swath* ya sea 100 ó 400 km.

Se puede acceder a esta y mayor información mediante la página electrónica de la ESA [86].

Satélites SAR por la CSA

La agencia espacial canadiense (*Canadian Space Agency*, CSA) desarrolló el sistema RADARSAT-1 (1995) para obtener información en para aplicaciones de gestión de desastres, agricultura, interferometría, cartografía, hidrología, estudios para monitorización de hielo y costas, todo esto para uso científico o comercial. RADARSAT transportaba un SAR en banda C que transmitía con una sola polarización, con capacidad para realizar interferometría de *repeated-track* y cambiar sus modos de operación como *stripmap* o ScanSAR, también podía modificar el ancho de *swath* desde 45 hasta 500 km.

El sistema RADARSAT-2 (2007) es un proyecto desarrollado entre la CSA y la compañía MacDonald, Dettwiler and Associates Ltd. (MDA). El RADARSAT-2 fue diseñado para obtener imágenes de alta resolución (3m), y puede trabajar con diferentes polarizaciones, tiene una mayor capacidad de almacenamiento de datos y puede determinar de forma más precisa la posición y orientación de la nave.

Se puede acceder a más información a través de la página electrónica de la CSA [87] y la de RADARSAT-2 [88].

Satélites SAR por la NASDA

La Agencia Nacional del Desarrollo Espacial de Japón (*National Space Development Agency of Japan*, NASDA), mediante el programa japonés de observación de la tierra por satélite, ha desarrollado el satélite de observación avanzada de la tierra (*Advanced Land Observing Satellite*, ALOS) (2006), este satélite transporta el instrumento denominado *Phased Array type L-band Synthetic Aperture Radar* (PALSAR). Este instrumento es un SAR completamente polarimétrico (múltiple polarización) para poder analizar la estructura geológica, distribución de las rocas y otros parámetros relacionados, con lo que se espera contribuir, entre otros propósitos, a la exploración de recursos. Al mismo tiempo, la opción de polarimetría permite obtener información de vegetación que puede ser empleada para la clasificación de uso de suelos.

El SAR trabaja en banda L, y se puede configurar en modo *stripmap*, ScanSAR o polarimétrico. Se puede obtener mayor información en [89].

Satélites SAR por el DLR

El Centro Aeroespacial Alemán (*Deutschen Zentrums für Luft- und Raumfahrt*, DLR) y el centro de datos de teledetección alemán (*Deutsches Fernerkundungsdatenzentrum*, DFD) han desarrollado el satélite de observación de la tierra denominado TerraSAR-X (2007), para obtener datos SAR desde el espacio para investigación y desarrollo, así como también desarrollar aplicaciones científicas y comerciales. El sensor SAR es un radar en banda-X con diferentes modos de operación, lo que permite registrar imágenes con diferentes anchos de *swath*, resoluciones y polarizaciones. El instrumento puede medir con una resolución de 1m, lo cual sobrepasa los límites previos para aplicaciones civiles en SAR aeroespaciales. El sistema puede trabajar en prácticamente todos los modos SAR posibles, es decir, *stripmap*, *spotlight* y *ScanSAR*. La información completa del sistema puede encontrarse en [90].

Recientemente se ha lanzado al espacio la misión TanDEM-X (2010) (*TerraSAR-X add-on for Digital Elevation Measurement*), que es la primera misión bistática y está formada por una segunda nave, prácticamente idéntica, a TerraSAR-X, ambos satélites vuelan en una formación muy cercana controlada, con distancias típicas de separación de entre 250 y 500 m. El objetivo primario es permitir la obtención de modelos digitales de elevación de forma consistente a una escala global con muy alta precisión. Además, TanDEM-X fue desarrollado como una plataforma altamente reconfigurable para la demostración de nuevas técnicas y aplicaciones SAR. El uso científico de los datos se divide en tres áreas: modelos digitales de elevación de alta precisión (p.e. para estudios de hidrología), interferometría *along-track* (p.e. medida de las corrientes marítimas) y nuevas aplicaciones en SAR bistático (p.e. interferometría polarimétrica SAR). La descripción completa del sistema se puede encontrar en [91].

SAR aerotransportado por el DLR

El DLR ha desarrollado el instrumento denominado Sistema Experimental Aerotransportado para Radares de Apertura Sintética (E-SAR), el cual es operado por el Instituto de Microondas y Radar en cooperación con las instalaciones de vuelo del DLR. El sistema está embarcado en un avión comercial Dornier DO228-212 fabricado por la compañía alemana Dornier Flugzeugwerke. Este instrumento es usado para probar nuevas tecnologías y algoritmos de procesamiento de señales, y ha sido

una herramienta importante para aplicaciones en geología, agricultura, silvicultura, entre otras. Los sensores del E-SAR operan en diferentes bandas de frecuencia: X, C, L, y P, con lo que cubren las longitudes de onda desde 3 hasta 85 cm. Puede realizar polarimetría, interferometría *cross-track* e interferometría *repeated-track*. Para la navegación y posicionamiento de la aeronave utiliza los sistemas DGPS/INS (IGI CCNS4/Aerocontrol IId) combinado con un FUGRO OmniStar 3000L DGPS. El E-SAR puede generar imágenes geocodificadas con muy alta precisión geográfica. También, puede generar líneas de base en interferometría de hasta 10 m para la configuración de *repeated-track*, lo que permite realizar técnicas avanzadas como Pol-InSAR y tomografía, así como detección de cambio coherente [92, 93].

SAR en UAV por la NASA

El laboratorio NASA/JPL ha desarrollado el instrumento UAVSAR, un SAR reconfigurable polarimétrico en banda-L. Ha sido específicamente diseñado para adquirir datos SAR aéreos de pasada repetida para desarrollar medidas interferométricas diferenciales. Estas medidas pueden proveer información de deformación que son importantes en estudios de terremotos, actividad volcánica y otros fenómenos con cambios dinámicos rápidos. El radar ha sido diseñado para operar en un UAV, pero inicialmente se ha demostrado el concepto en un avión Gulfstream III propiedad de la NASA. El sensor radar es polarimétrico y la antena tendrá apuntamiento electrónico *along-track* para asegurar que el haz de la antena puede ser dirigido correctamente independientemente de la velocidad del avión o en condiciones atmosféricas adversas para un vuelo estable [94, 95].

SAR en UAV por el FGAN-FHR

El instituto Fraunhofer de investigación de ciencia aplicada en su Laboratorio para Física de Alta Frecuencia y Técnicas Radar (FGAN-FHR) ha desarrollado un SAR denominado ARTINO (*Airborne Radar for Three dimensional Imaging and Nadir Observation*), para ser instalado en un UAV. ARTINO combina apertura real realizada por una agrupación lineal de antenas apuntando a nadir, con apertura sintética que se consigue con el desplazamiento del avión. Esto permite generar mapas con información que pudiera ser ensombrecida por edificios o árboles. Adicionalmente, si se desea un mapa tridimensional se puede hacer mediante un segundo vuelo sobre el área con técnicas interferométricas, el sensor es un radar en banda Ka con lo cual pueden obtener muy alta resolución [96].

Diversos SAR aerotransportados

Actualmente se están desarrollando varios proyectos de sensores en UAV, por ejemplo el departamento de electromagnetismo y radar del laboratorio espacial francés ONERA (DEMR) está desarrollando el proyecto denominado DRIVE, un SAR en banda Ka que pretende generar mapas 3D [97]. Otro sensor es el MiSAR de EADS Germany abordo de un UAV LUNA del fabricante alemán EMT [98].

Existen otros sensores SAR aerotransportados incluyendo el AIRSAR de NASA/JPL, RAMSES de Onera, PiSAR de NASDA/CRL, EMISAR por DCRS, SAR aerotransportado (en banda Ka) de la Universidad Politécnica de Madrid, el micro-SAR de la universidad de Brigham Young y muchos más.

GB-SAR de la UPC

Además de los sistemas aerotransportados y aeroespaciales, existen los sistemas *Ground Based* usualmente denominados GB-SAR. En el laboratorio de teledetección de la Universidad Politécnica de Cataluña se ha diseñado y desarrollado un sensor GB-SAR, que puede trabajar en varias bandas frecuencia (C, X, Ku). El diseño y las principales características del sensor están detalladas en Aguasca *et ál.* [99]. El sensor es un radar de onda continua que transmite una señal modulada en frecuencia FM-CW. El GB-SAR puede realizar medidas polarimétricas con todas las combinaciones (HH, HV, VH, VV), así como medidas interferométricas. Debido a esta características, se pueden desarrollar medidas polarimétricas-interferométricas diferenciales como se ha mostrado en Pipia *et ál.* [100].

El sensor desarrollado en este trabajo se basa en la misma técnica que el GB-SAR de la UPC, y será descrito en la sección 7.2.

Resumen

El desarrollo de los sistemas SAR aeroespaciales ha posibilitado un conjunto de aplicaciones tanto comerciales como científicas para el estudio de la superficie terrestre y aplicaciones de medio ambiente. La principal ventaja de estos sistemas es que pueden registrar estos parámetros a una escala global y prácticamente sin restricción de hora o condiciones climáticas. Sin embargo para algunas aplicaciones en las que los fenómenos naturales presentan una dinámica más acelerada los sistemas aeroespaciales pueden verse limitados en cuanto a tiempos de paso, ángulos de incidencia, y en aplicaciones interferométricas, ya que la decorrelación temporal puede afectar la calidad de fase interferométrica, a menos que se use un satélite adicional en modo tándem.

Los sistemas SAR aerotransportados pueden resultar una opción interesante para la monitorización de fenómenos con una dinámica más acelerada. También pueden emplearse para aplicaciones regionales si se desean monitorizar áreas específicas. Estos sistemas también sirven para probar nuevas técnicas y algoritmos de procesamiento. Los sistemas SAR aerotransportados tienen una alta reconfigurabilidad ya que se puede modificar el sistema en intervalos de tiempo relativamente cortos (comparados con el desarrollo de sistema embarcado en un satélite).

En particular los sistemas SAR aerotransportados en UAV, presentan todas las ventajas de los sistemas aerotransportados en aviones tripulados y además representan una opción de alta flexibilidad en tiempos de desarrollo y despliegue. Dado que los UAV no necesitan un piloto a bordo de la nave para poder volar, estos podrían operar continuamente por muchas horas si se instala un sistema de pilotaje automático.

Todas estas ventajas hacen de los UAV plataformas ideales para el desarrollo de sistemas SAR y pueden ser empleados en estudios regionales, ya que no se compromete en ningún momento la calidad de las medidas o la calidad de los parámetros obtenidos.

7.2. Descripción del sistema ARBRES

Pese a las ventajas que plantea el uso de plataformas UAV en los sistemas SAR, el uso de un avión de control por radio como plataforma UAV presenta un reto en el proceso de diseño de los sistemas electrónicos, de microondas y mecánicos. La plataforma seleccionada implica restrictivos requerimientos de tamaño, peso, dimensiones, robustez y operabilidad de los sistemas que lo componen. El desarrollo de los dispositivos electrónicos a nivel comercial ha permitido que para aplicaciones científicas se puedan implementar sistemas con tales requerimientos. A continuación se presenta la descripción de los sistemas eléctricos y electrónicos que componen el sistema, los cuales han sido diseñados y desarrollados en el laboratorio de teledetección de la UPC [34] para este proyecto.

7.2.1. Radar aerotransportado ARBRES

El sistema denominado *AiR Borne RE mote Sensing* (ARBRES) es un sistema que consta de dos radares que trabajan a diferentes bandas frecuenciales, esto es, uno en banda C (5.3 GHz) y otro en banda X (9.65 GHz); sin embargo, el sistema sólo puede operar uno de los SAR a la vez.

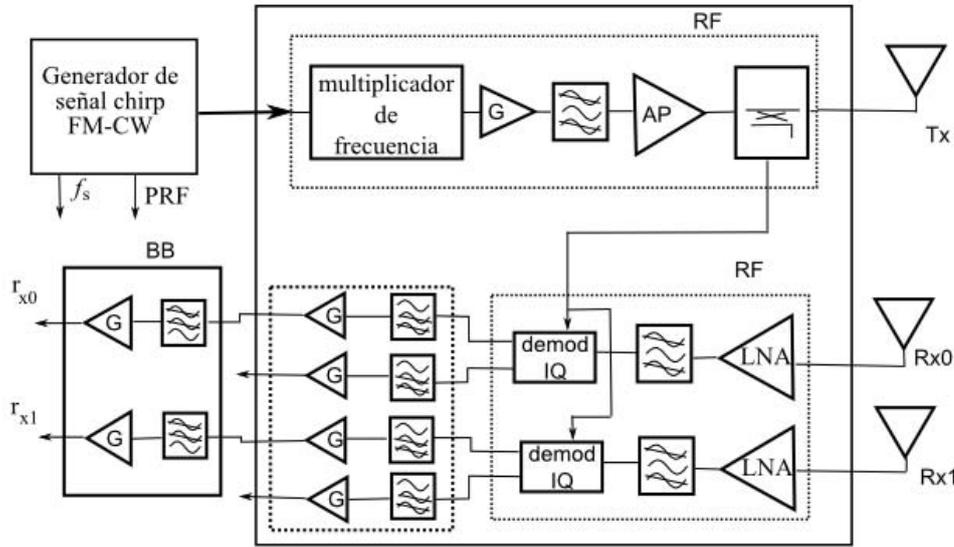


Figura 7.1: Diagrama a bloques de ARBRES

La topología del sistema se basa en el sistema desarrollado en [99]. Es un sistema SAR de dos canales de recepción y se basa en el uso de un transmisor de estado sólido que transmite una señal FM-CW casi-lineal (QLFM-CW) con modulación tipo *chirp*. El receptor consiste de dos cadenas idénticas de bajo ruido con un demodulador I/Q de conversión directa que usa una muestra de la señal transmitida como oscilador local para realizar la conversión. Este método permite obtener directamente la señal comprimida (*pulse compression*) en banda base, lo cual no solo simplifica el sensor sino además permite reducir considerablemente el volumen de los datos para almacenar y procesar. En la Figura 7.1 se muestra un diagrama de bloques del sistema.

7.2.1.1. Cabezal de RF

Como es sabido, el cabezal de RF es el cuello de botella en cualquier sistema de comunicaciones, ya que es el que determina la calidad de la señal transmitida y recibida. Por un lado se debe transmitir alto nivel de potencia, y al mismo tiempo el receptor debe ser de muy bajo nivel de ruido, alta sensibilidad y alta ganancia, es decir, se debe tener un gran margen dinámico.

La función del receptor es amplificar los ecos transmitidos y filtrarlos de manera que se pueda tener la máxima discriminación entre los ecos deseados y posibles interferencias. Por otra parte, todo sistema electrónico genera ruido interno, el cual puede enmascarar la señal recibida. Este ruido es una de las principales limitaciones del alcance del radar y determina la sensibilidad del sistema.

Al mismo tiempo el hecho de transmitir un alto nivel de potencia implica que existe un nivel de potencia relativamente alto en la entrada del receptor (blancos cercanos y acoplamiento de la señal de entrada) lo que implica que éste debe ser al mismo tiempo de alta linealidad (punto de compresión elevado), pero como es sabido, ambos parámetros tienen una relación inversa (Razavi [101]). Por tal motivo se debe alcanzar un compromiso entre nivel de ruido y linealidad, maximizando el margen dinámico.

Transmisor El transmisor se divide en varias etapas (ver Figura 7.1). La primera etapa es un multiplicador de frecuencias para subir la señal chirp (en banda L) a la frecuencia de operación. Para el caso del SAR en banda-C se usa un multiplicador con un factor 4, y para el SAR en banda-X se usa un multiplicador con factor 8. La segunda etapa es de amplificación y acondicionamiento de la señal. Posteriormente se filtra esta señal para limitar en banda la salida que se va a transmitir. El siguiente bloque es el amplificador de potencia (representado por AP en la figura) que es un amplificador de estado sólido y que puede transmitir hasta 2 vatios de potencia (+33 dBm). Posteriormente, se toma una muestra de esta señal y se envía a la etapa de recepción para hacer el *deramping*. Finalmente, se transmite la señal mediante la antena de salida. En la Figura 7.2 se muestra el espectro de salida de la señal chirp.

Receptor El receptor consiste de dos cadenas de entrada idénticas (ver Figura 7.1) por lo que solo explicará el funcionamiento de una. El primer bloque es una etapa de amplificación de bajo ruido denotado como LNA (*Low Noise Amplifier*), y es el bloque más importante en la cadena de recepción, ya que este determina la sensibilidad y el factor de ruido del receptor [101]. El siguiente bloque es un filtro paso-banda para limitar en banda la señal de entrada y se realiza la compresión en *range* mediante el uso de un demodulador IQ que emplea como oscilador local la muestra de la señal transmitida. Esta señal se filtra paso-alto con una frecuencia de corte cercana a 1 MHz para evitar que blancos cercanos de alta potencia saturen la cadena de recepción y limiten el margen dinámico. Sigue a esto otra etapa de amplificación.

Banda Base La señal que viene del bloque de recepción se filtra paso bajo con una frecuencia de corte de aproximadamente 20 MHz para limitar en banda la señal comprimida y cumplir con el requerimiento de la tasa de muestreo de Nyquist. Después hay un etapa final de amplificación y acondicionamiento de la señal. Esta

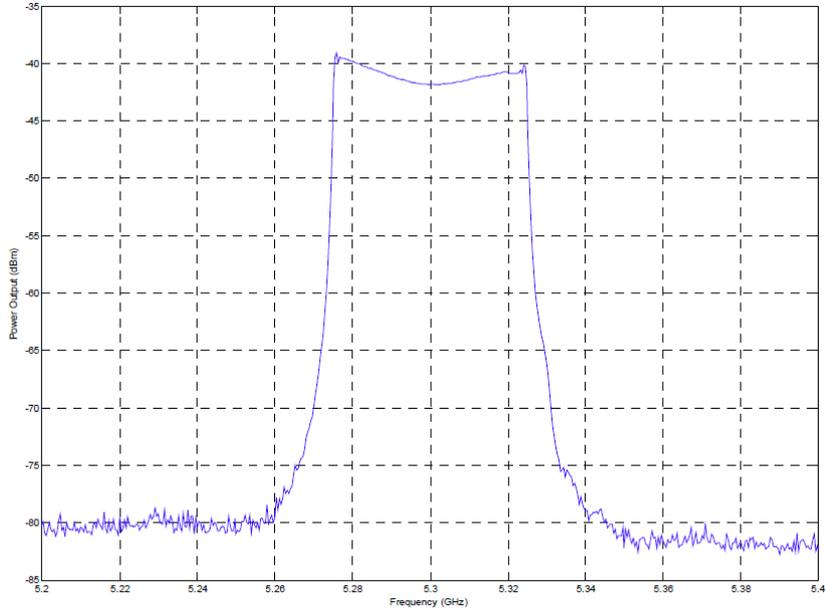
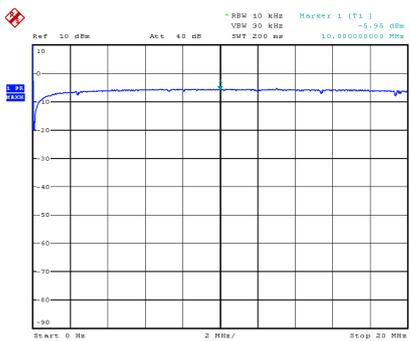
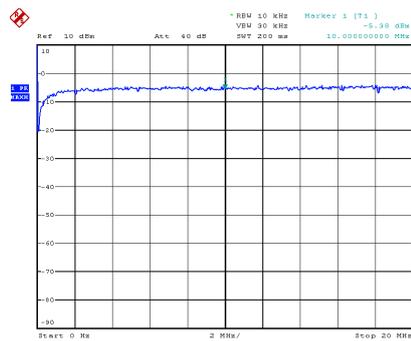


Figura 7.2: Espectro capturado mediante un analizador de espectros de la señal *chirp* transmitida



Sortida
Date: 22.SEP.2009 01:19:12

(a) Canal 0



Sortida
Date: 22.SEP.2009 01:09:38

(b) Canal 1

Figura 7.3: Gráficas de respuesta en frecuencia del receptor

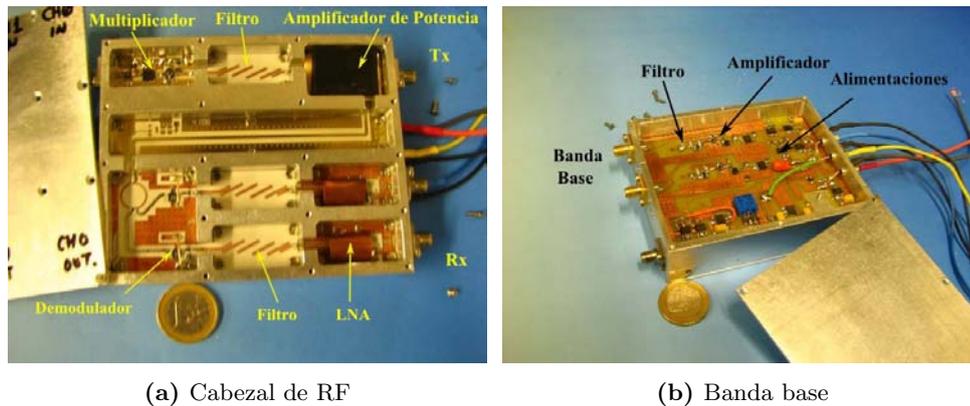


Figura 7.4: Fotos de los circuitos del radar

señal ya puede ser almacenada directamente para su posterior procesado.

En la Figura 7.3(a y b) puede observarse las gráficas de caracterización de los dos canales de recepción. Ambas cadenas tienen un nivel de amplificación de 70 dB. Se puede notar el efecto del filtro paso-alto en la primera parte de la gráfica, y la ganancia permanece constante durante todo el ancho de banda de recepción.

En la Figura 7.4(a y b) se muestra una foto de los circuitos de RF y banda base. Puede observarse que los circuitos han sido compactados dentro una caja.

7.2.1.2. Generador de onda *chirp*

El módulo de generación de frecuencia es un bloque totalmente programable para generar una señal con modulación FM directa en banda-L. Se basa en un oscilador local y un *chip* de síntesis digital directa DDS (*Direct Digital Synthesis*) controlado por un microcontrolador. Este módulo genera una señal *chirp* QLFM-CW con un ruido de fase muy bajo a través cambios de frecuencia con paso de 8 ns, y preservando continuidad de fase. Esta señal pasa por un filtro con muy alta selectividad para asegurar la pureza espectral de salida, esta selectividad se consigue mediante un filtro paso-banda interdigital. Este bloque también genera una señal digital para indicar la frecuencia de repetición del pulso (PRF), al mismo tiempo que genera la señal de muestreo (f_s). Se puede resumir la descripción anterior mediante el diagrama de la Figura 7.5. En la Figura 7.6 se muestra una foto del circuito generador de onda *chirp*.

7.2.1.3. Determinación de la PRF

La frecuencia de repetición de pulso (*Pulse Repetition Frequency* PRF) determina algunos parámetros en los sistemas SAR. En el Capítulo 6, se mostró que la PRF

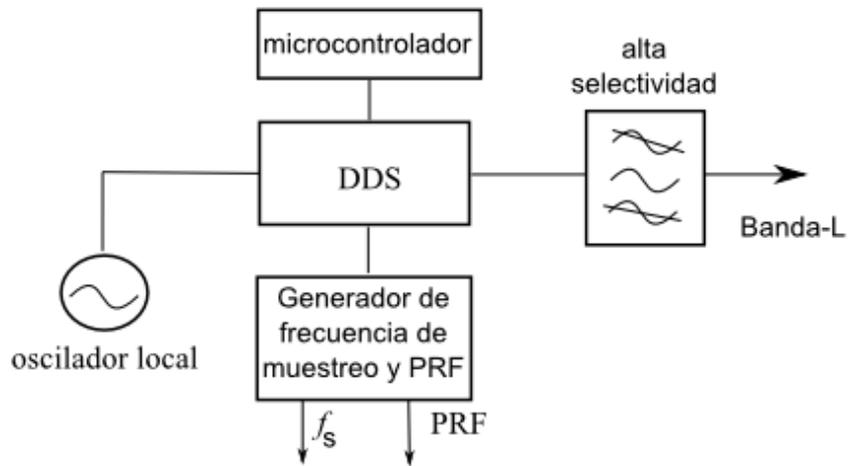


Figura 7.5: Diagrama del bloque de generación de frecuencia *chirp*

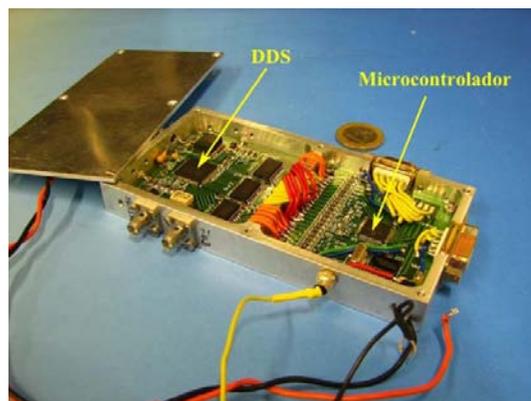


Figura 7.6: Foto del circuito generador de onda *chirp*

determina el máximo alcance no ambiguo del radar. En este momento se debe introducir otro parámetro muy importante en los sistemas SAR que es la ambigüedad en acimut, la cual depende también de la PRF seleccionada y de las dimensiones de la antena (Freeman *et ál.* [102]). Si se refiere al Capítulo 6 se observa que la resolución en acimut está determinada por el ancho de banda Doppler BW_D , el cual se puede definir por [103]:

$$BW_D = \frac{2v}{L_a} \quad (7.1)$$

donde v representa la velocidad de la plataforma, y L_a la longitud de la antena (el término BW_D en (7.1) representa el mismo término BW_a en (6.42), simplemente se han intercambiado por notación). Esto impondrá un límite inferior a la PRF para trabajar con la mejor resolución posible, así se define la PRF mínima como [103, 102]:

$$PRF_{min} > \frac{2v}{L_a} \quad (7.2)$$

En esta ecuación puede notarse la relación inversa entre la PRF y las dimensiones de la antena, así cuanto menor sea el tamaño de la antena, mayor tendrá que ser la PRF. Por cuestiones de aerodinámica y dimensiones físicas de la plataforma de vuelo, se ha elegido trabajar con antenas pequeñas de tipo parche *microstrip* con dimensiones reducidas (que se describen en la sección 7.2.2). Así para antenas con dimensiones menores a 100 mm x 100 mm, y una velocidad de vuelo aproximada de 40 m/s, se obtiene:

$$PRF_{min} > 1kHz \quad (7.3)$$

Para ARBRES, la PRF y la frecuencia de muestreo f_s se derivan del bloque de generación de frecuencia. Para que los datos comprimidos puedan ser muestreados correctamente, la PRF y la f_s deben ser síncronos con la generación de la *chirp*. Para poder generar una señal síncrona a partir de la señal que controla el funcionamiento del DDS, se toma un submúltiplo de la frecuencia de esta señal que cumpla con el límite anterior, por este motivo se ha elegido una PRF:

$$PRF = 22kHz \quad (7.4)$$

Este valor determina el máximo alcance no ambiguo, que se calcula con la ecuación (6.16):

$$R_{max} = \frac{3 \times 10^8}{2(22 \times 10^3)} \approx 6820m \quad (7.5)$$

Mediante la ecuación del radar se puede determinar el impacto que tienen los blancos que se localizan a una distancia mayor a esta distancia no ambigua. De (6.1):

$$P_R = P_T \cdot \sigma \cdot \frac{D^2 \lambda^2}{(4\pi)^3 r^4}$$

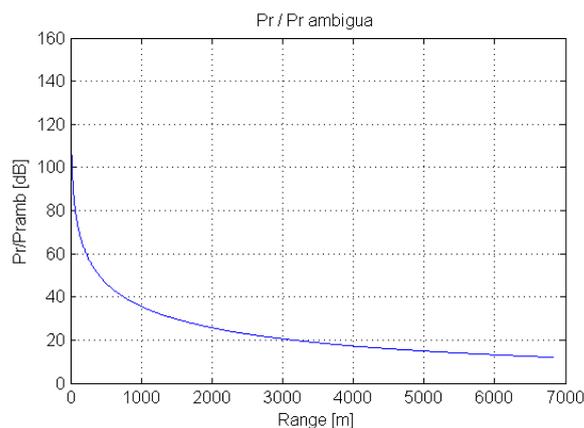
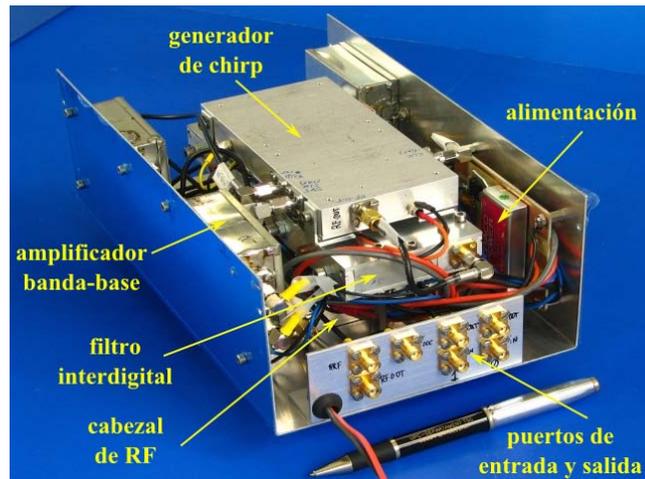


Figura 7.7: Relación $P_r/P_{r_{amb}}$

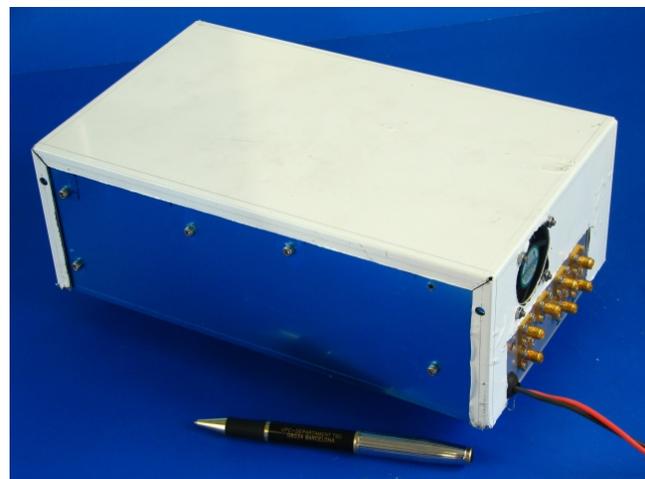
se puede observar que la potencia recibida por un radar tiene una relación inversa con la cuarta potencia de la distancia (para blancos puntuales), por tal motivo se espera que, para la misma sección recta σ , los blancos más alejados se reciban con una potencia menor que los blancos cercanos. Para poder comparar este efecto, en la Figura 7.7 se representa gráficamente la relación entre la potencia recibida (P_r) no ambigua contra la potencia recibida por blancos localizados más allá de la distancia ambigua ($P_{r_{amb}}$). Los cálculos de potencia se han realizado tomando las características del sistema en banda X (Tabla 7.1, en la siguiente sección), además se ha supuesto una directividad de las antenas $D \approx 8$ dB, y un blanco con una sección recta radar $\sigma = 1 \times 10^5$. La gráfica tiene un comportamiento decreciente conforme la distancia, y se puede notar que hasta el primer kilómetro la potencia recibida es factor 30 dB mayor que la potencia que se recibe por blancos localizados a la distancia ambigua correspondiente. Para una distancia de 2 km la relación $P_r/P_{r_{amb}}$ es de 25 dB. Debido a que el sistema ARBRES se ha diseñado para aplicaciones de corto alcance, se puede despreciar el efecto de ambigüedad en *range*.

7.2.1.4. Parámetros finales de ARBRES

Se pueden resumir las principales características del sistema para ambos radares en la Tabla 7.1, donde se observan los parámetros como frecuencia central, ancho de banda de la señal transmitida (BW), la frecuencia de repetición de pulso (PRF), la potencia de salida (Pout), la resolución y la frecuencia de muestreo (f_s). En la Figura 7.8a se puede observar una foto del sistema mostrando la interconexión de las cajas que componen cada bloque. En la Figura 7.8b se muestra el SAR dentro de la caja donde se embarca. Las dimensiones de la caja son 150 mm x 250 mm x 90 mm, pesa 2 kg y tiene un consumo total de 30 W, para ambos SAR.



(a) Mostrando los circuitos internos



(b) Sistema cerrado para embarcar

Figura 7.8: Fotos del sistema SAR

Tabla 7.1: Características del sistema ARBRES

Parámetro	Banda-C	Banda-X
Frecuencia central	5,3 GHz	9,65 GHz
BW	50 MHz	100 MHz
PRF	22 kHz	22 kHz
Pout	32 dBm	30 dBm
Ganancia Rx	~70 dB	~70dB
Resolución teórica	~3 m	~1,5 m
f_s	45 MHz	45 MHz
F_n^*	4,2 dB	3,6 dB

*Si se toman en cuenta las pérdidas de los cables

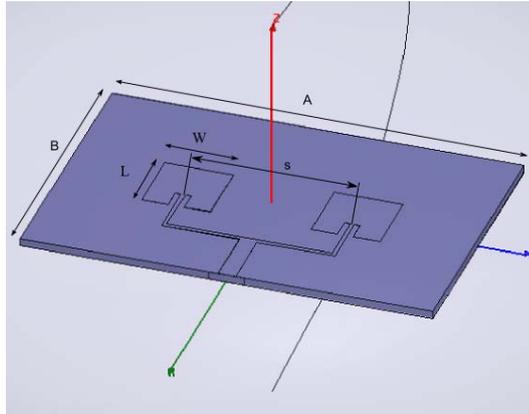


Figura 7.9: Dibujo de una de las antenas para el sistema ARBRES de [106]

7.2.2. Antenas

Como se ha dicho, el uso de un avión de control por radio limita las dimensiones físicas de los sistemas que son embarcados. Por tal motivo se deben elegir componentes que por un lado se puedan instalar fácilmente y por otro que no afecten la dinámica de vuelo del avión. Al mismo tiempo, el uso de señales de onda continua complica notablemente el diseño de las antenas y su colocación dentro de la plataforma, puesto que se debe asegurar un desacoplamiento elevado entre ellas.

Bajo estas premisas se han elegido antenas lineales tipo parche diseñadas en tecnología de antenas impresas *microstrip antennas*. Las antenas impresas presentan ventajas ya que pueden trabajar a altas frecuencias, son de bajo coste, bajo peso y son fáciles de reproducir. Sin embargo, sus principales limitaciones son su relativo reducido ancho de banda por tratarse de una estructura resonante, y su relativa baja eficiencia de radiación, ya que no toda la energía acumulada se radia al espacio (Balanis [104] y Cardama *et ál.* [105]).

El diseño de las antenas se describe en [106] y es similar para las dos bandas de frecuencias (C y X). En la Figura 7.9 se muestra un dibujo de una de las antenas desarrolladas en este proyecto. En este dibujo puede verse que se tienen dos elementos radiantes en el plano horizontal, con el objetivo de obtener mayor directividad en el plano H. Debido a las limitaciones en las dimensiones en la plataforma, la señal transmitida puede acoplarse al receptor mediante la radiación en co-polar de la antena, lo cual puede saturar al receptor. Para evitar lo anterior se deben diseñar las antenas para tener un mayor aislamiento en la dimensión donde se colocan las antenas. En la Figura 7.10(a y b) se muestran las gráficas del parámetro S_{11} que indica la adaptación de la antena y el ancho de banda que es de ≈ 200 MHz para la simulación y la medida.

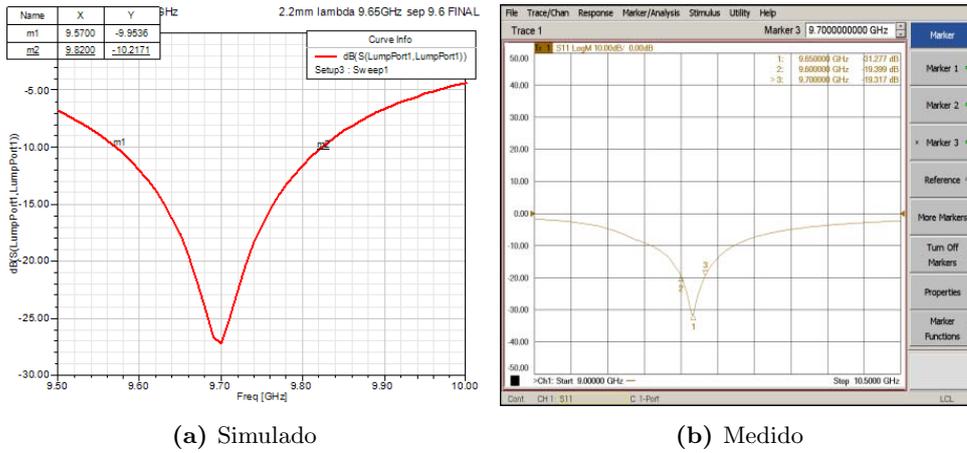


Figura 7.10: Parámetro S_{11} de la antena

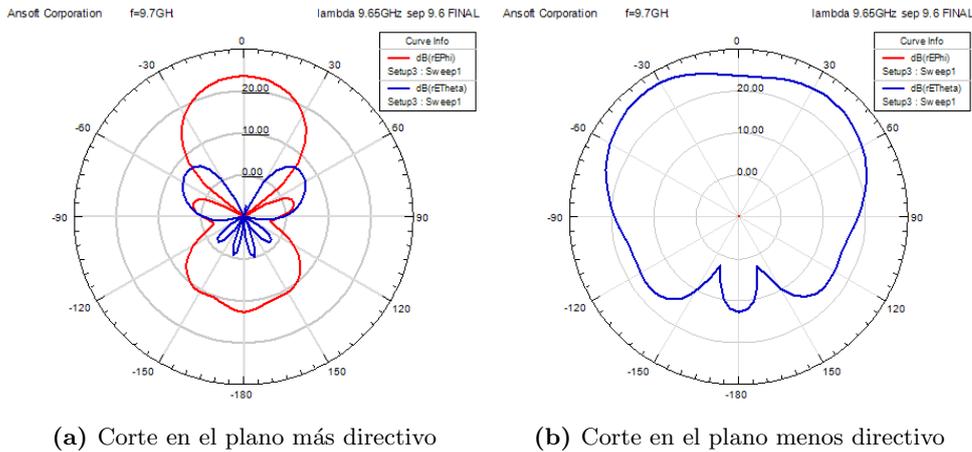


Figura 7.11: Diagrama de radiación de las antenas [106].

La directividad teórica de las antenas impresas tipo parche con dos elementos es (Balanis [104]):

$$D_2 = \begin{cases} 8,2 \text{ dB} & \text{para } W \ll \lambda \\ 8 \left(\frac{W}{\lambda}\right) & \text{para } W \gg \lambda \end{cases} \quad (7.6)$$

donde W es el ancho del elemento radiante, y λ es la longitud de onda. En ambas antenas se ha elegido la condición de que $W \ll \lambda$. En la Figura 7.11(a y b) se muestran los cortes en los planos H y E del diagrama de antena, respectivamente. La antena tiene un ancho de haz de 30° en el plano horizontal, y de 90° en el plano vertical.

Debido a la limitación espacial, las antenas se pueden colocar con una separación máxima de 0.6 m, entre la antena de transmisión y la de recepción. Se ha medido el acoplamiento entre antenas en la cámara anecoica de la UPC, para asegurar que el nivel de potencia radiada no sature al receptor. La primera medida se realizó co-

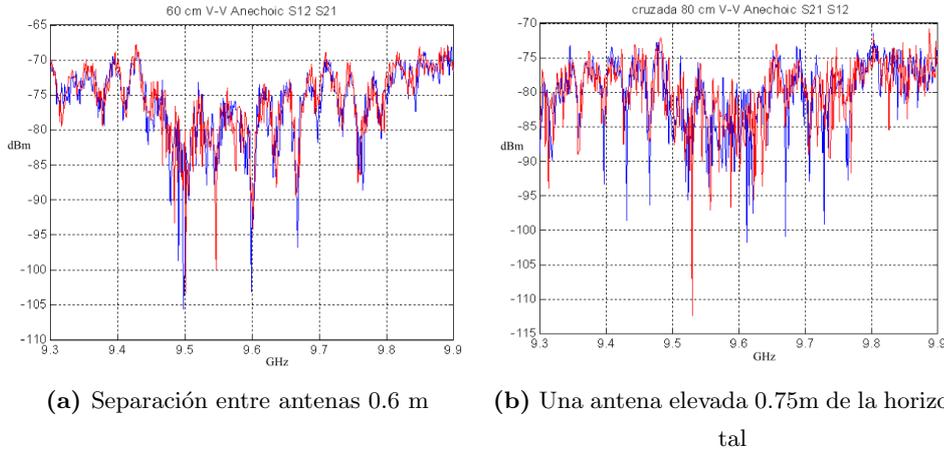


Figura 7.12: Gráfica del parámetro S_{21} y S_{12} , entre dos antenas parche de dos elementos, medidas en la cámara anecoica de la UPC.

locando dos antenas en el mismo plano horizontal separadas 0.6 m y se midió el parámetro S_{21} en un analizador de redes, el resultado de la medida se observa en la Figura 7.12a y muestra valores por debajo de -70 dB en toda la banda. La siguiente medida se realizó colocando una antena elevada 0.75 m de la base de referencia y con una separación horizontal de 0.6 m, el resultado de la medida se muestra en la Figura 7.12b, donde se observan valores de S_{21} inferiores a -75 dB. Ambos resultados aseguran que el acoplamiento no saturará al receptor.

7.2.3. Alcance

Una vez que se han presentado las características del sistema, se procede a determinar el alcance máximo del radar. Lo anterior se puede calcular mediante la ecuación del radar (6.1):

$$P_R = P_T \cdot \sigma \cdot \frac{D^2 \lambda^2}{(4\pi)^3 r^4}$$

para el sistema ARBRES en banda X, $D \approx 8$ dB, es la directividad de la antena y es igual para ambas antenas, $P_T \approx 1$ W es la potencia transmitida, $\lambda \approx 0,03$ m (para banda X), y σ es la sección recta radar del blanco.

Se puede definir el máximo alcance del radar como la distancia a la que se puede detectar un blanco, es decir, la mínima señal que puede detectar el receptor. El alcance máximo se puede definir como [60]:

$$R_{max} = \sqrt[4]{\frac{P_T D^2 \lambda^2 \sigma}{(4\pi)^3 S_{min}}} \quad (7.7)$$

La mínima señal detectable S_{min} es una cantidad estadística, y se suele determinar en

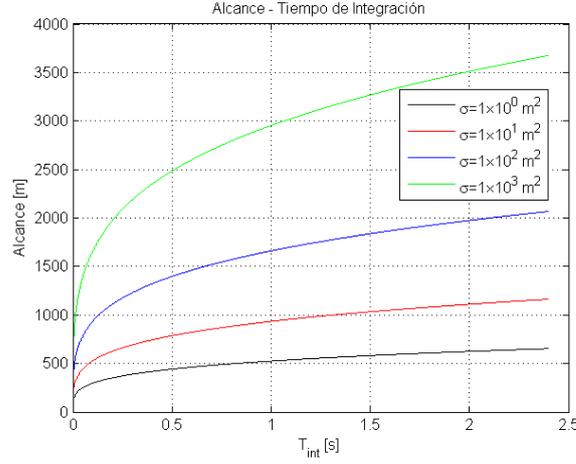


Figura 7.13: Alcance *vs* tiempo de integración.

términos de la probabilidad de detección de un blanco. Se puede expresar S_{min} como la relación señal a ruido (*Signal to Noise Ratio*, SNR) necesaria para detectar un blanco, multiplicada por el ruido interno del receptor. El ruido interno del receptor se suele expresar respecto al ruido térmico ideal kTB , donde k es la constante de Boltzmann ($1,38 \times 10^{-23} [m^2 kgs^{-2} K^{-1}]$), T es la temperatura del receptor [K] ($T \approx T_0 \approx 300K$) y B es el ancho de banda del receptor ($B= 100$ MHz, para ARBRES en banda X). Para obtener el ruido del receptor se multiplica el ruido térmico del receptor por el factor de ruido F_n (Para ARBRES la $F_n \approx 3,6$ dB). Finalmente, se puede definir S_{min} como [60]:

$$S_{min} = kT_0BF_nSNR \quad (7.8)$$

Como se ha mencionado, la mínima señal detectable se determina como la mínima señal de entrada para poder detectar un blanco con respecto al ruido del sistema. La SNR en (7.8), se determina en base a la aplicación (algunos valores usuales fluctúan entre 10 dB y 20 dB [60]).

Si la respuesta de un blanco estático no fluctúa durante la apertura sintética, se puede decir que la señal recibida de este blanco se suma de forma coherente M veces (donde M es el número de pulsos) al realizar el proceso de focalización. En Skolnik [60] se ha mostrado que la suma de una señal coherente M veces en presencia de ruido Gaussiano, provoca una mejora en la SNR, que a su vez ocasiona una reducción de la mínima señal detectable en un factor $1/M$.

Con los parámetros definidos anteriormente el alcance del radar se puede representar gráficamente con respecto al tiempo de integración. En la Figura 7.13 se muestra el comportamiento del alcance máximo del radar frente al tiempo de inte-

Tabla 7.2: Características de la tarjeta de adquisición de datos PCI-9820, tomadas del manual de usuario [107]

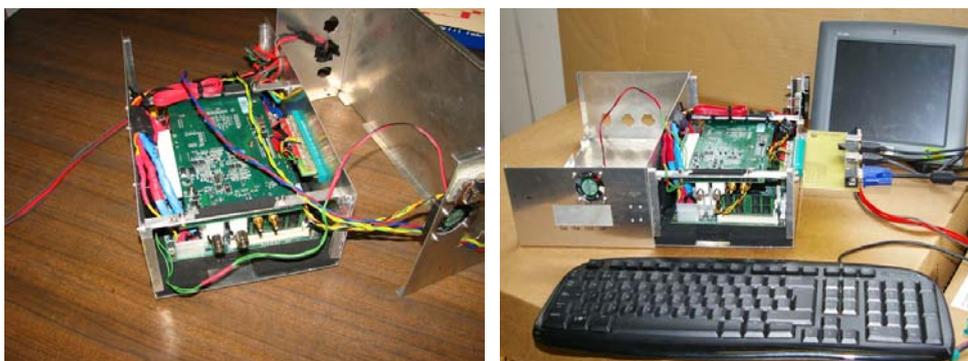
Resolución A/D	14 bit
Tasa de muestreo (máx.)	65MS/s
Canales de entrada	2
Capacidad de almacenamiento	512 MB
Intervalos de entrada	$\pm 5V, \pm 1V$
Impedancia de entrada	50 Ω ; 1.5 M Ω
Entrada de reloj	50 Ω , 1 V_{pp} - 2 1 V_{pp}
Intervalo de frecuencias	500 kHz - 65 MHz
Entrada de disparo	5V/TTL
Crosstalk	-80 dB
Distorsión armónica total	-75 dB
Intervalo dinámico libre de espurios (SFDR)	75 dB
SNR a $\pm 5V$	66 dB
SNR a $\pm 1V$	62 dB

gración, para 5 diferentes valores de sección recta radar (σ). Se han calculado las gráficas para σ entre $1 m^2$ (una persona) hasta $1 \times 10^3 m^2$, y tiempos de integración mayores a 2 s (alrededor de $40 \times 10^3 pulsos$).

7.2.4. Sistema de adquisición y almacenamiento de datos

El sistema de adquisición de datos SAR debe ser de gran velocidad y a la vez debe tener gran profundidad de almacenamiento. Para desarrollar el sistema de almacenamiento se ha elegido un computador personal embebido que emplea un disco de estado sólido para almacenar los datos. La tecnología de los discos de estado sólido permite el funcionamiento correcto del sistema ya que no se degrada con las vibraciones del avión. Se ha empleado una tarjeta de adquisición de datos (*Data Acquisition*, DAQ) modelo PCI-9820 del fabricante *Adlink Technology Inc* [107]. Esta tarjeta es capaz de digitalizar hasta 500 MB con una frecuencia de muestreo de hasta 60 MS/s, tiene dos canales de entrada con dos niveles máximos de tensión programables con una resolución del convertidor analógico-digital (A/D) de 14 bits. En la Tabla 7.2 se resumen las características de la tarjeta.

Los datos de entrada en banda base se adquieren síncronos usando la señal de disparo (PRF) y la señal de reloj generada coherentemente en el bloque del DDS.



(a) Computador embebido y tarjeta de adquisición de datos (b) Sistema DAQ con la interfaz de usuario

Figura 7.14: Fotos del sistema de adquisición y almacenamiento de datos.

El sistema de adquisición de datos puede almacenar como máximo dos segundos de medidas SAR cada 20 segundos con una tasa de datos máxima.

Se ha integrado todo el sistema dentro de una caja de dimensiones: 100 mm x 170 mm x 300 mm con un peso de 2 kg y un consumo total aproximado de 30 W. En la Figura 7.14a se muestra el computador embebido junto con la tarjeta DAQ y en la Figura 7.14b se muestra el sistema de adquisición de datos con la interfaz para el usuario.

7.2.4.1. Modos de adquisición

Se ha configurado el sistema para realizar varios tipos de adquisiciones, según las capacidades de la tarjeta de adquisición de datos. A continuación se presentan los modos configurados.

- Modo 1: grabación de dos canales de entrada con la máxima capacidad de datos. Este modo permite realizar aperturas de hasta 60 metros cada 20 segundos.
- Modo 2: grabación de un único canal con la máxima capacidad de datos, esto permite tener aperturas de hasta 120 metros cada 20 segundos.
- Modo 3: grabación de un único canal almacenando los ecos en modo 1 de 2, es decir se almacena la señal correspondiente a una chirp y se descartan los ecos correspondiente a la siguiente chirp; esto permite generar aperturas de hasta 180 metros cada 20 segundos.
- Modo 4: grabación de los dos canales de entrada en modo 1 de 2, es decir,

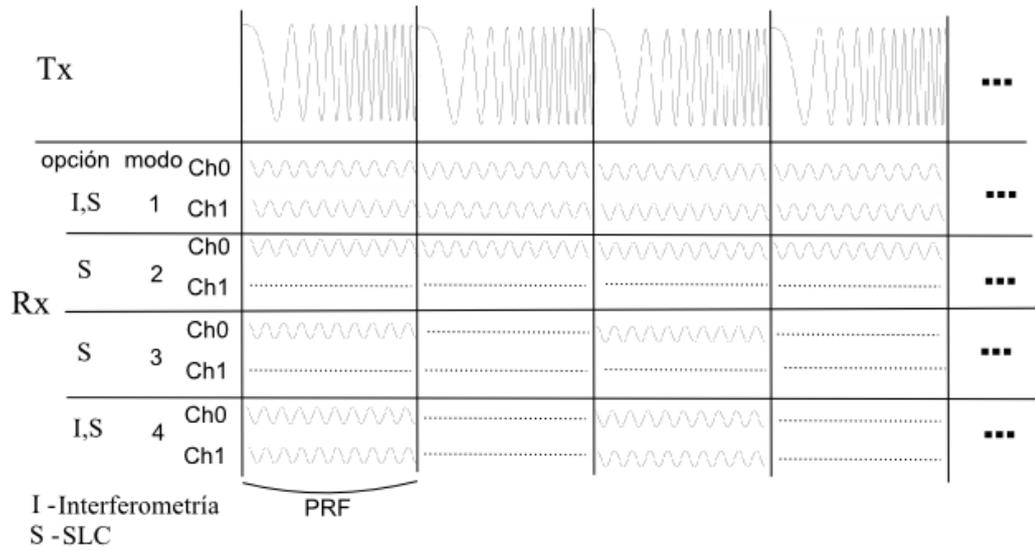


Figura 7.15: Modos de operación del SAR

Tabla 7.3: Aperturas posibles con ARBRES

Apertura	velocidad	Longitud	No. de pulsos(\sim)	$T_{int}(\sim)$
Corta ¹	35 m/s	4 m -40 m	$2,3 \times 10^3 - 23 \times 10^3$	0,15 - 1,15 s
Mediana ²	35 m/s	40 m - 80 m	$23 \times 10^3 - 46 \times 10^3$	0,22 - 2,2 s
Larga ³	35 m/s	80 m- 160 m	$23 \times 10^3 - 46 \times 10^3$	2,2 - 4,5 s

¹ modo 1, ² modos 1 y 2, ³ modos 3 y 4.

almacenar la información del primer eco y descartar la del siguiente eco; esto permite tener apertura de hasta 160 metros.

Las aperturas se han calculado para una velocidad de avance $v \approx 35$ m/s. Los modos de operación se ilustran en la Figura 7.15. Los modos 1 y 4 permiten realizar medidas interferométricas de *cross track* con dos longitudes diferentes de aperturas. Los modos 2 y 3 permiten realizar medidas de un solo canal con dos longitudes diferentes de apertura para generar imágenes SLC.

En base a la selección del modo de operación se puede decir que se tienen tres tipos de aperturas: cortas, medianas y largas. En la Tabla 7.3 se muestra la longitud posible para cada tipo de apertura.

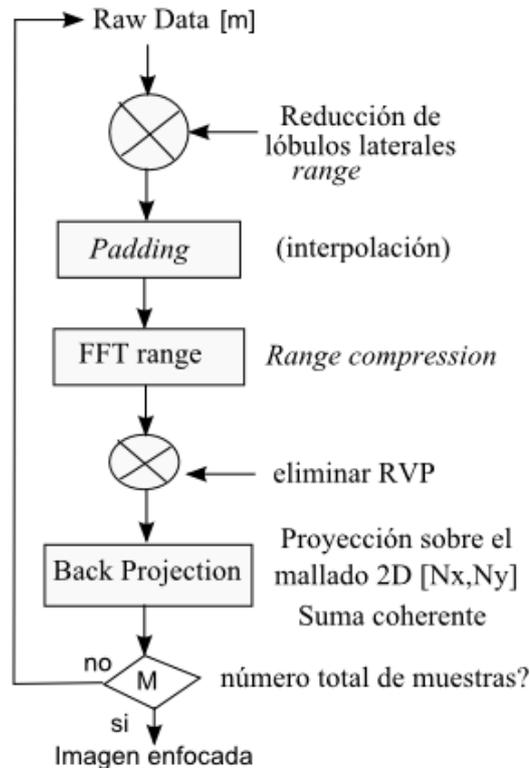


Figura 7.16: Diagrama de flujo del BPA para ARBRES

7.3. Descripción de los algoritmos de procesado

Como se ha estudiado en la sección 6.3.2 del capítulo precedente, el algoritmo de *Back Projection* es el algoritmo ideal para esta plataforma, ya que se puede integrar de forma natural las técnicas de compensación de movimiento basadas en la información del sensor inercial y de posicionamiento, y a la vez se puede generar cualquier longitud de apertura aún cuando la cantidad de datos sea muy extensa.

7.3.1. *Back Projection* para UAV

Cómo se ha descrito en el capítulo anterior, el algoritmo de *Back Projection* es un algoritmo de focalización en el dominio temporal, y se basa en sumar coherentemente la contribución de cada eco y representar esta información en un mapa de dos dimensiones. En la Figura 7.16 se muestra el diagrama de flujo del algoritmo BPA para procesar los datos medidos.

El primer paso, después de leer la muestra del *raw data* correspondiente a un eco de una *chirp*, es reducir los lóbulos laterales en la dimensión *range* esto se hace mediante la multiplicación de la señal por algún tipo de ventana, en Harris [108]

se analiza el uso de ventanas y la respuesta en la transformada de Fourier. En particular, la ventana de Hanning representa una buena opción debido a la facilidad de generar sus componentes y que presenta una buena reducción de lóbulos laterales en el espectro de la señal. La ventana de Hanning muestreada puede escribirse como [108]:

$$w(n) = 0,5 + 0,5 \cos \left[\frac{2n}{N_r} \pi \right] \quad (7.9)$$

donde n es la n -ésima muestra en *range* y N_r es el número total de muestras en *range*.

El siguiente paso del algoritmo, es la interpolación de la señal mediante la técnica de *zero padding* para minimizar el impacto de la cuantificación en la resolución del sistema. Posteriormente, se aplica la transformada de Fourier en el dominio *range*, en este paso ya se tiene la señal comprimida en *range*, por lo tanto, se procede a eliminar la fase de video residual (sección 6.2.1.3). Para eliminar esta fase se define el siguiente parámetro:

$$\text{RVPe} = e^{j \frac{(k\Delta\omega)^2}{4\alpha}}, \quad \text{para } k = 1, \dots, N_r \times ZP/2 \quad (7.10)$$

donde N_r es el número de muestras en *range*, en la RVPe se toma solo la parte del espectro positiva de acuerdo con la convención de propagación de la IEEE [109].

En este punto la fase absoluta de los datos comprimidos en *range* tienen una dependencia lineal de la posición de los blancos en *range* [62], por lo tanto se puede aplicar directamente el algoritmo de *back-projection*. Se define la malla con las dimensiones $[N_x, N_y]$ de la imagen, y se procede a representar la suma coherente de los ecos propagados, de acuerdo con el procedimiento descrito en la sección 6.3.2. Este procedimiento se repite cada vez hasta completar las muestras acimut $[M]$ de toda la apertura. En este procedimiento se supone que la trayectoria es rectilínea, con altura y velocidad constante.

7.3.2. Compensación de movimiento con ayuda de la IMU

La mayoría de algoritmos de focalización de imágenes SAR supone que la trayectoria de la plataforma es una línea recta (y que sigue una altura constante). Sin embargo, puede ser muy complicado seguir esta trayectoria volando con un UAV pequeño.

Así, si la trayectoria de la plataforma es una curva que presenta una anomalía (diferencia entre la altura máxima de la curva y la línea recta ideal), esto provoca que se modifique el *range migration* (RM).

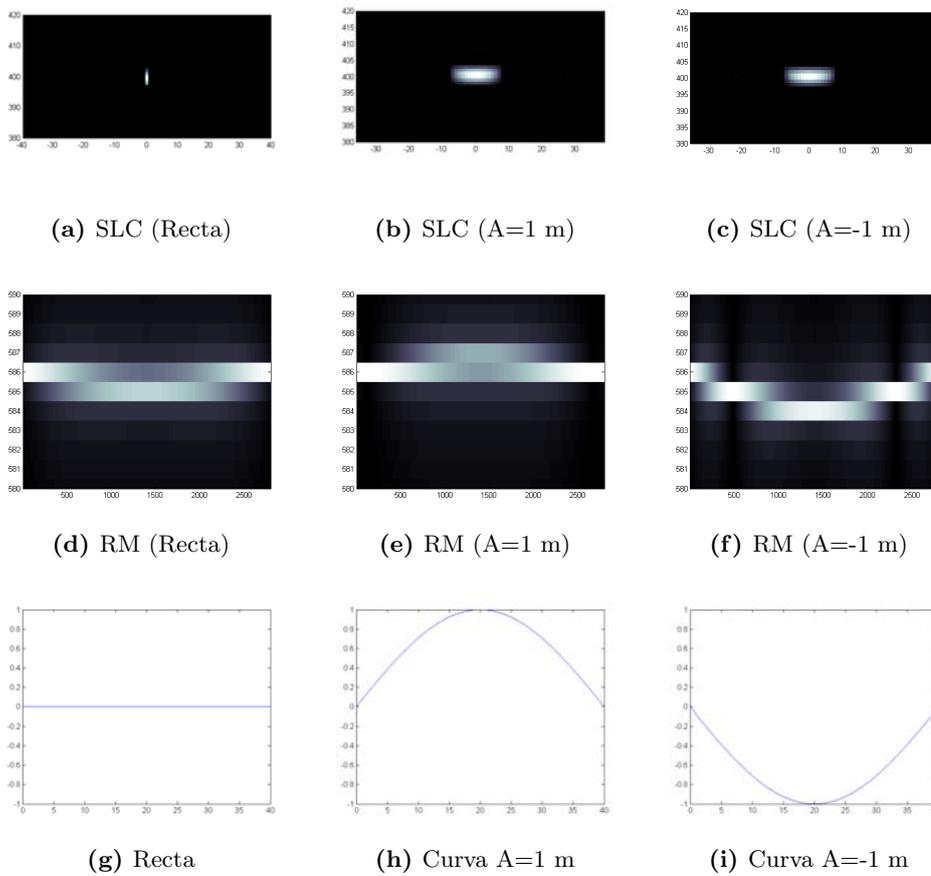


Figura 7.17: Efecto de una anomalía (A) de trayectoria en la focalización (a-c) y en el *range migration* (RM) (d-f)

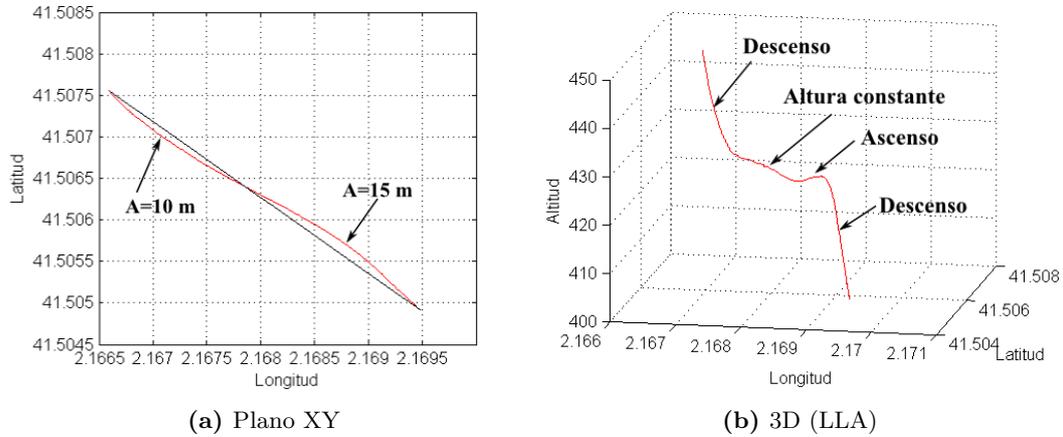


Figura 7.18: Gráficas de la trayectoria del UAV durante un vuelo con una longitud aproximada de 350 m, medido con la unidad GPS+IMU

En la Figura 7.17 se muestran un conjunto de imágenes, obtenidas mediante simulaciones por computadora, que representan el efecto del movimiento en el RM y en la focalización, para un blanco puntual. Se ha simulado una apertura de 40 m y tres tipos de trayectoria diferentes: una recta y dos curvas con anomalías de ± 1 m. En la columna que representa la trayectoria recta, se muestra el RM esperado (Figura 7.17d), y la imagen focalizada (Figura 7.17a). Para la columna con la trayectoria con una anomalía de 1 m (Figura 7.17h) en *range*, se puede notar como la curva del RM pasa de ser una curva convexa a una cóncava, y se observa que el blanco no se ha podido focalizar correctamente. El efecto contrario pasa para la curva con una anomalía de -1 m, en este caso no cambia la convexidad de la curva pero sí cambia la posición *range* de mínima distancia, lo que provoca que el blanco no se focalice correctamente.

Como se ha observado, la curva hiperbólica que representa el RM se ve modificada de manera proporcional a la anomalía. Por tal motivo se debe conocer de forma precisa la trayectoria para poder compensar el desplazamiento en el *range migration*.

En realidad, la trayectoria de vuelo de un UAV pequeño dista mucho de un comportamiento ideal (trayectoria rectilínea de altura constante). En la Figura 7.18a se muestra una sección de la trayectoria durante un vuelo con el UAV en una distancia de 350 m. Se puede notar que para el plano XY (longitud, latitud) la curva cambia de convexa a cóncava. En la Figura 7.18b se muestra el desplazamiento en tres dimensiones, donde se observa que también la altura puede cambiar hasta casi 50 m entre la altura inicial y la final, con trayectorias descendentes y ascendentes.

La información de la trayectoria se determina mediante el uso de la unidad

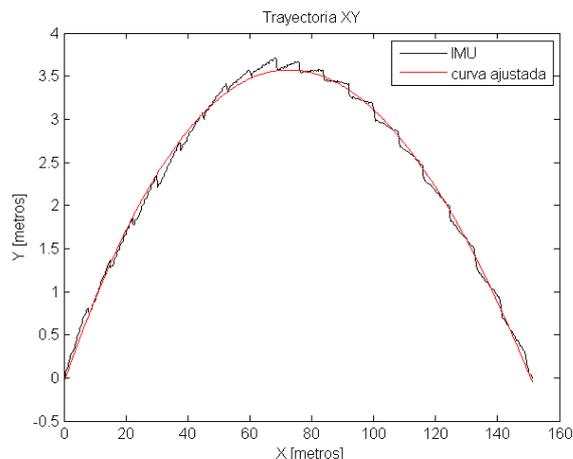


Figura 7.19: Plano XY de la trayectoria realizada durante un vuelo, con la información de la IMU contaminada por la vibraciones del avión

GPS+IMU. No obstante, se debe precisar si las vibraciones del avión han contaminado las medidas inerciales, y que por tanto haya degradado la precisión de la estimación de la posición instantánea. En el caso de que las medidas estén contaminadas, se procede a generar una curva que sea aproximada a la trayectoria con la intención de eliminar estos errores. Es decir, si la trayectoria en un plano tiene superpuesta una oscilación (generada por las vibraciones del avión), entonces se procede a ajustar dicha trayectoria (con oscilaciones) mediante un método de ajuste de curvas.

Para ejemplificar lo expuesto anteriormente, se muestra en la Figura 7.19 la trayectoria del avión durante un vuelo en el plano XY, se observa en negro la información proporcionada por el sensor inercial. Entonces, se procede a generar la nueva trayectoria mediante un método de ajuste de curvas polinomial. El resultado es la curva en rojo en la Figura 7.19. El mismo método se usa para la trayectoria en el plano XZ.

Se debe notar que la tasa de muestreo del sensor GPS+IMU es menor que la tasa de muestreo de datos en acimut del SAR. Por esto, una vez que se obtiene la curva que mejor describe la trayectoria del avión, se realiza una interpolación de ésta para obtener información de posición para cada medida acimut del SAR.

7.4. Interferometría *single pass* con ARBRES

Para poder generar información interferométrica, se deben obtener dos medidas de la misma escena desde diferentes puntos de observación. Como se estudió en la

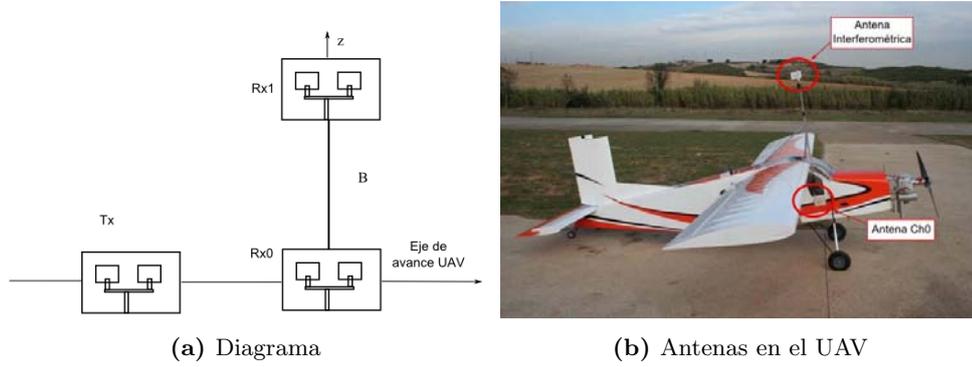


Figura 7.20: Configuración para medida de interferometría UAV.

sección 6.4.1, para el caso de interferometría *single-pass*, esto se consigue al tener dos antenas en la misma plataforma separadas por una distancia conocida como línea de base (B). En el sistema ARBRES se ha implementado esta configuración colocando una antena sobre un soporte fijado en el fuselaje del avión, las antenas en recepción están alineadas en el eje Z y separadas una distancia o línea de base $B = 0.75$ m. La antena de transmisión está separada una distancia de 0.6 m de la antena receptora, y ambas se localizan en el eje de avance del avión. En la Figura 7.20a se muestra el diagrama de esta configuración y en la Figura 7.20b se muestra una foto del avión, donde pueden observarse ambas antenas de recepción.

Para poder generar las imágenes interferométricas primero se procesan las imágenes SLC correspondientes a cada canal de recepción. Así; dadas dos imágenes SLCs (G_1, G_2) generadas con las dos antenas y en el supuesto de ergodicidad y homogeneidad espacial el valor esperado en (6.69) puede reemplazarse por un promediado espacial [62], y con esto el coeficiente de correlación se calcula [62]:

$$\rho = \gamma e^{j\phi} = \frac{\sum_{n=1}^{ENL} G_1 G_2^*}{\sqrt{\sum_{n=1}^{ENL} G_1^2 \sum_{n=1}^{ENL} G_2^2}} \quad (7.11)$$

donde ENL es el número de muestras independientes o *equivalent number of looks* dentro del área promediada.

Capítulo 8

Campañas de medida ARBRES

Para poder demostrar el funcionamiento del sistema ARBRES, descrito en los capítulos anteriores, se han desarrollado una serie de campañas de medida. Los objetivos de estas campañas son:

Hardware Llevar a cabo pruebas de funcionamiento hardware: radar, sistemas y modos de adquisición, antenas, sistemas electrónicos, etc.

Trayectoria y Orientación Determinar la precisión y capacidades del sistema de posicionamiento e inercial.

Imágenes SLC Llevar a cabo medidas para desarrollar algoritmos y técnicas de focalización de imágenes.

Interferometría Desarrollar técnicas para obtener información de interferometría en configuración de simple pasada, con el uso del SAR en banda X.

El escenario elegido son las afueras del municipio de Ripollet en Barcelona España, que se describe a continuación.

8.1. Afueras del municipio de Ripollet

Se ha elegido trabajar en las afueras del municipio de Ripollet (coordenadas: 41° 30' 3" N, 2° 9' 2" E), debido a que tiene un club de vuelo de aviones de aeromodelismo. En la Figura 8.1 se muestra una ortofoto de la zona de vuelo tomada de Google Earth. Puede observarse en la parte central de la imagen, la zona de pistas de despegue/aterrizaje de los aeromodelos radio controlados. En la parte superior puede distinguirse la zona de edificios de este municipio, así como zonas de arboledas.



Figura 8.1: Afueras de Ripollet, Barcelona, España

En el escenario hay algunos puntos interesantes que pueden presentar una respuesta de alta reflectividad, asociados a edificios (T1) o construcciones (T2 y T3) y que son blancos que se localizan en el centro de la escena. Estos puntos servirán como referencia en las imágenes SLC. Hay dos edificios juntos (Figura 8.2(a y b [T1]) que tienen una altura aproximada de 18 metros, también hay un edificio que tiene un muro de cemento (T2) que está en línea de vista directa al campo de vuelo (Figura 8.2c). Otro blanco es un techo curvo de metal corrugado (T3) y que se encuentra a la izquierda de la zona urbana (Figura 8.2d).

8.2. Imágenes SLC Banda C

En esta sección se presentan los resultados obtenidos durante las campañas de medida realizadas con el SAR en Banda C.

El SAR en banda C (Tabla 7.1) tiene una frecuencia central de 5.3 GHz y un ancho de banda de 50 MHz, lo que lleva a tener una resolución teórica en *range* de 3 m. Para determinar la posición y orientación de la plataforma se ha integrado el sensor MTi-G. En la Figura 8.3 se pueden ver algunas fotos del sistema con los instrumentos instalados en el avión: se muestra el SAR en banda C, el sistema de adquisición de datos (DAQ), el sensor MTi-G, las antenas y una cámara de video que tiene la misma línea de vista que las antenas con el objetivo de disponer de una imagen óptica del escenario.



(a) Edificios (T1) y arboledas, desde el campo de vuelo (junio, 2010)



(b) Edificios (T1)

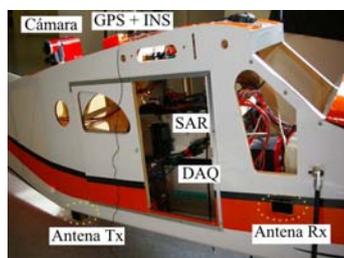


(c) Edificio (T2)



(d) Techo curvo de metal (T3)

Figura 8.2: Blancos que marcan los límites de la zona urbana de Ripollet



(a) Vista de los sistemas en el avión



(b) UAV antes del vuelo



(c) UAV durante la medida

Figura 8.3: Sistema ARBRES con el sensor SAR en banda C

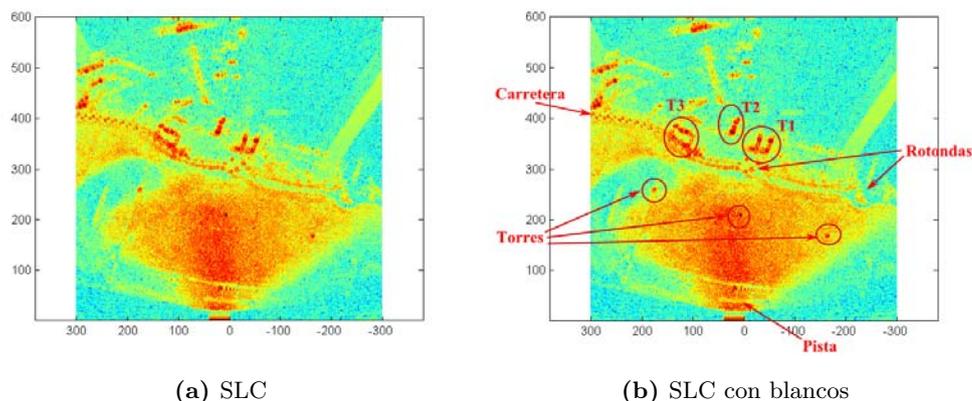


Figura 8.4: Imagen SLC de una medida ARBRES en banda-C a baja altura.

8.2.1. Imágenes SLC a baja altura sin MoCo

La mayoría de las turbulencias atmosféricas se generan en los primeros dos kilómetros de la atmósfera (denominada capa límite atmosférica). El comportamiento turbulento de la atmósfera en los primeros metros dependerá de la topografía, la temperatura, la hora del día, etc. Las turbulencias suelen ser menores en los primeros 100 metros de altura y se incrementan a mayor altura. Por esto se han realizado las medidas a una altura inferior a 75 m sobre el nivel de la pista para evitar que, durante los vuelos, turbulencias atmosféricas puedan modificar la orientación y trayectoria deseadas (líneas rectas de altura constante).

En la Figura 8.4 se presenta la imagen SLC, resultante de estas medidas, hechas en el modo de apertura corta (modo 1) con una apertura de 40 m. La imagen ha sido enfocada usando solo la información de la velocidad y altura de la plataforma, es decir suponiendo que la trayectoria es rectilínea con velocidad constante (no se aplica compensación de movimiento MoCo). En la imagen SLC es interesante observar los blancos encerrados en círculos rojos, estos son los edificios presentados anteriormente en la Figura 8.2. Para mostrar mejor estos blancos se ha hecho un *zoom* a 350 metros y se grafica esta información en la Figura 8.5b. Entre 300 y 400 m en la dirección *range*, se puede intuir la carretera y las rotondas que limitan la zona urbana.

Se pueden distinguir perfectamente píxeles asociados a tres torres de alta tensión (cada una encerrada en un círculo) que están en un campo entre el límite de la zona urbana y la zona de pistas. Se debe notar que la torre que está justo en el centro de la apertura está enfocada correctamente (se muestra un corte a 200 m *range* en la Figura 8.5a), sin embargo las que están fuera de la apertura se muestran como blancos dispersos. En la imagen SLC es notorio el efecto de ensombrecimiento en

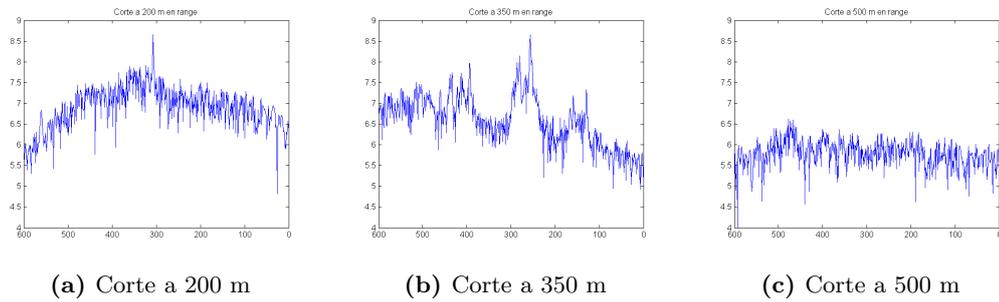


Figura 8.5: Cortes a diferentes distancias *range* para la Figura 8.4

algunas zonas, ya que por ejemplo a partir de 400 m de distancia *range* no aparecen muchos blancos en la imagen (se muestra un corte a 200 m *range* en la Figura 8.5c), esto es debido a la limitada línea de vista (altura de vuelo reducida). La Figura 8.6 muestra la imagen SLC superpuesta sobre en Google Earth donde se observan los blancos correspondientes.

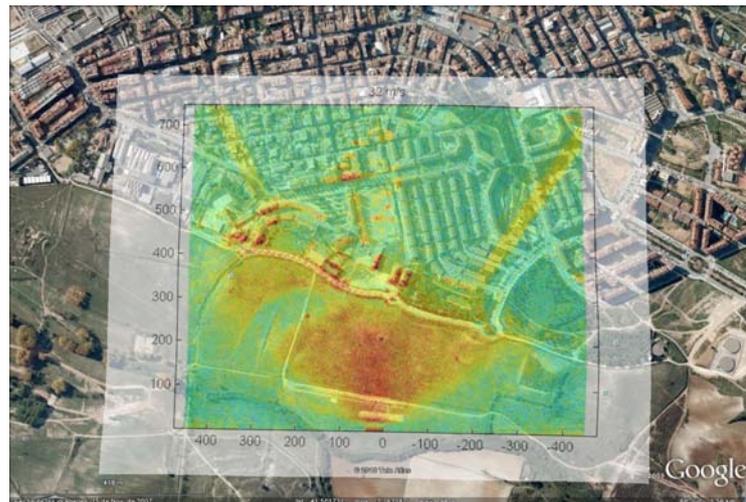


Figura 8.6: Superposición de la imagen SLC de una medida a baja altura sobre Google Earth

8.2.2. Imágenes SLC aplicando MoCo

Para tener un mayor ángulo de visión en el campo de vuelo de Ripollet, se debe volar por encima de 100 m. Sin embargo, a partir de esta altura comienzan a notarse más los efectos de los vientos y turbulencias atmosféricas. De igual manera a una mayor altura de vuelo se dificulta la línea de vista del piloto con lo que será mayor la dificultad de mantener una trayectoria rectilínea, por esto la máxima altura de vuelo se establece en 350 m, basado en un criterio práctico. Bajo estas condiciones

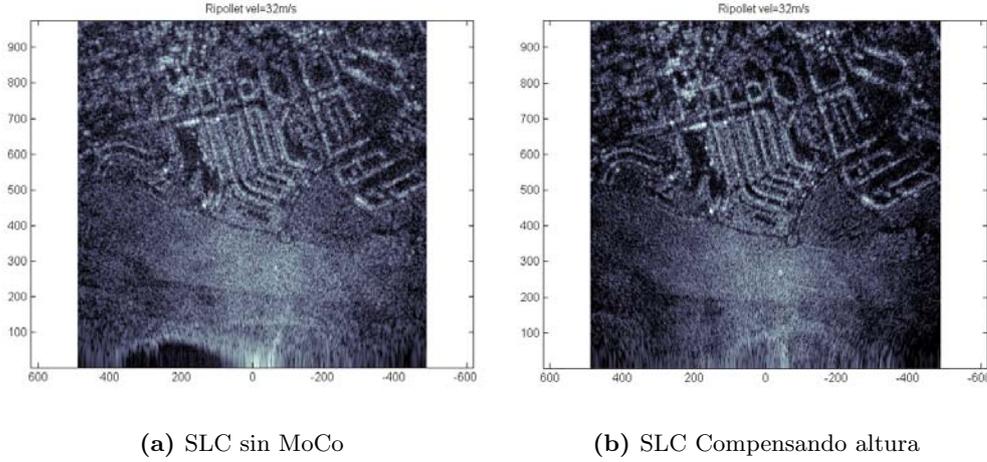


Figura 8.7: Imágenes SLC en banda-C generadas a una altura de 240 m.

es necesario aplicar técnicas de compensación de movimiento en el proceso de focalización, y que, tal y como se ha mencionado, se basan en compensar en el *range migration*, las desviaciones de la trayectoria en las tres dimensiones (XYZ).

En la Figura 8.7 se presenta una imagen SLC generada durante una campaña de medida con y sin MoCo, en esta ocasión se trata de un vuelo a una altura de 240 metros, con una velocidad constante y una altura ascendente (5 m de diferencia entre la altura inicial y la final) y una apertura corta (20 m). Se puede observar que ahora aparecen una mayor cantidad de blancos en la imagen que no eran visibles con respecto a la Figura 8.4 (volando a baja altura). Debido a que la velocidad es constante, solo fue necesario incluir el cambio de altura en el proceso de focalización. Puede notarse el cambio de calidad de las imágenes, entre la Figura 8.7a (sin MoCo) y la Figura 8.7b (con MoCo).

Contraste. Para poder determinar si proceso de focalización de las imágenes SLC se ha realizado correctamente, se puede emplear un parámetro que cuantifique la distribución de potencia en tales imágenes. En *Cumming and Wong* [66] se ha estudiado que mediante el contraste de una imagen se puede medir de forma cuantitativa esta distribución de potencia. El contraste para una imagen SLC se puede definir como:

$$C = \frac{E(|I|^2)}{[E(|I|)]^2} \quad (8.1)$$

donde I es la magnitud del pixel y $E(\cdot)$ es el operador valor esperado.

Si se aplica el contraste a las imágenes de la Figura 8.7, y se representa gráficamente el contraste en acimut como función de la distancia *range*, se obtienen los resultados

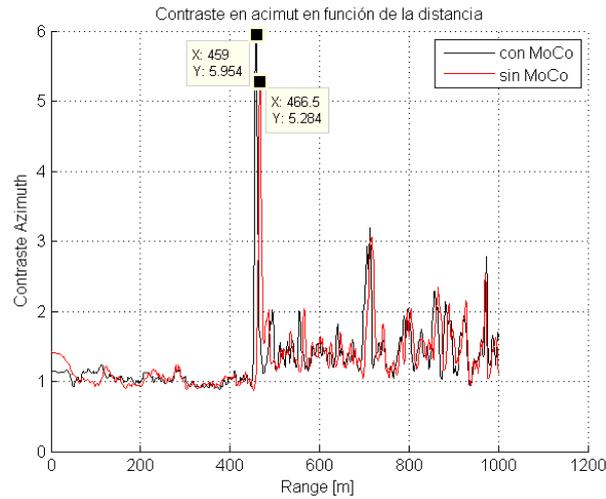
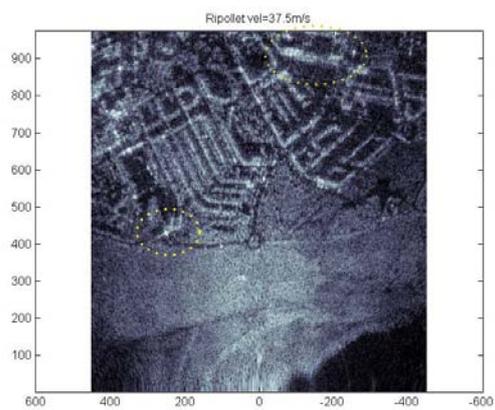


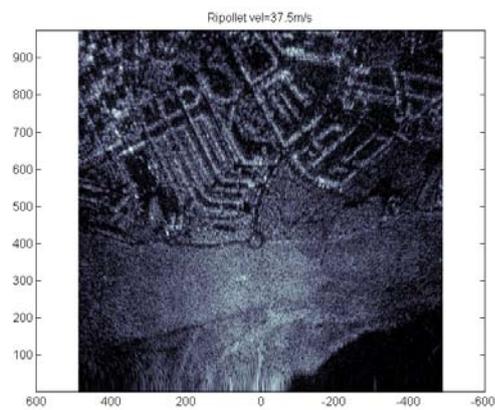
Figura 8.8: Contraste como función de la distancia *range*, correspondiente a la `fig:slcbandac2`

de la Figura 8.8. Se observa la gráfica en negro (imagen con MoCo) presente mayor contraste en acimut comparado con la roja (sin MoCo).

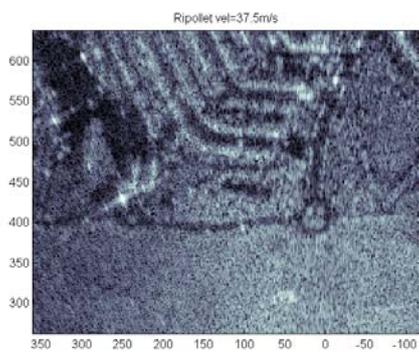
En la Figura 8.9a se muestra una imagen SLC generada a una altura de 200 m, en modo de apertura corta (20 m). En esta imagen puede notarse que algunos edificios (zona superior del imagen) se muestran con aberraciones y borrosos. Particularmente, hay un punto de alta reflectividad junto al par de edificios (T1) que se ha tomado como referencia, que muestra una aberración; se expande por la imagen. Si se aplica MoCo con la información de la trayectoria (XYZ) en el procesado de la imagen, se obtiene la imagen que se muestra en la Figura 8.9b, donde se nota que se ha realizado una focalización más correcta.



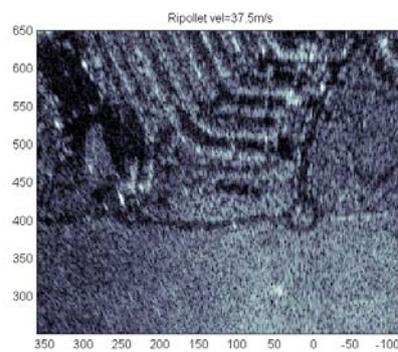
(a) SLC sin MoCo



(b) SLC incluyendo MoCo en XYZ



(c) Acercamiento SLC sin MoCo



(d) Acercamiento SLC con MoCo

Figura 8.9: Imágenes SLC en banda-C generadas a 200 m de altura.

8.3. Imágenes SLC Banda X

En esta sección se presentan los resultados de las medidas realizadas con el SAR en banda X, estas medidas servirán para obtener información interferométrica que se presenta en la sección posterior (sección 8.4). Según las características del sensor presentadas en la Tabla 7.1, la frecuencia central de trabajo es de 9.65 GHz, con un ancho de banda de 100 MHz, lo que lleva a una resolución teórica *range* de ≈ 1.5 m. En la Figura 8.10 se muestra una foto del UAV volando sobre los campos de cultivo en Ripollet durante una medida en banda-X. Se puede ver la antena instalada en el soporte para generar una línea de base fija para las medidas interferométricas.

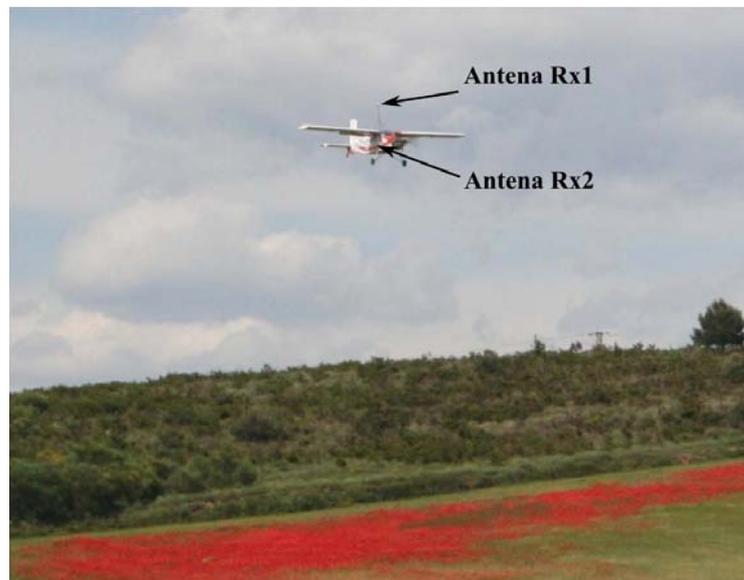


Figura 8.10: UAV con el SAR en banda-X durante una medida en Ripollet

Para tener puntos de control en la escena (blancos con una posición y reflectividad conocida), se han usado calibradores activos, conocidos como *Polarimetric Active Radar Calibrator* (PARC). Estos elementos emplean dos antenas, una para recepción y la otra para transmisión, y un elemento activo que es un amplificador o una serie de amplificadores para obtener la ganancia deseada; un estudio del empleo de estos elementos en sistemas SAR se puede encontrar en [110]. En el PARC, las antenas se colocan en polarización cruzada, es decir una en polarización vertical (V) y la otra en polarización horizontal (H), para producir un buen aislamiento de polarización. Lo anterior lleva a una mayor desadaptación entre recepción y transmisión, a fin de evitar posibles oscilaciones provocadas por retroalimentación debido al acoplamiento

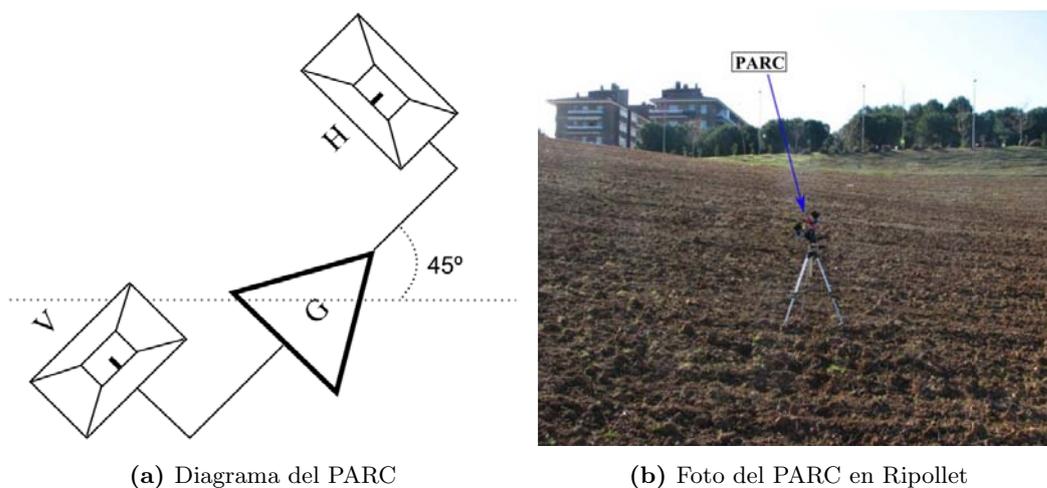


Figura 8.11: Punto de control (PARC)

de la señal entre antenas. La sección recta radar del PARC está dada por [110]:

$$RCS = G_{amp} \frac{G_{ant}^2 \lambda^2}{4\pi} \quad (8.2)$$

donde G_{amp} es la ganancia de la cadena de amplificación y G_{ant} es la ganancia de las antenas, que en este caso se han empleado antenas tipo bocina. El diagrama del PARC se muestra en la Figura 8.11a donde se representa el sistema con una inclinación de 45° sobre la horizontal para obtener una visión del blanco tanto en transmisión como en recepción. Se muestra, en la Figura 8.11b, una foto del PARC instalado sobre un trípode en el zona de medidas.

8.3.1. Aperturas cortas

Dentro del abanico de medidas se debe destacar un grupo en la configuración de aperturas cortas; ya que, tal y como se ha indicado, cuanto menor sea la apertura, menor será el efecto de las desviaciones de la trayectoria. Sin embargo, si se trabaja con aperturas cortas se reduce la longitud de la franja visible (*swath*) para el sensor, lo que lleva a una reducción del ancho de las imágenes que se pueden obtener.

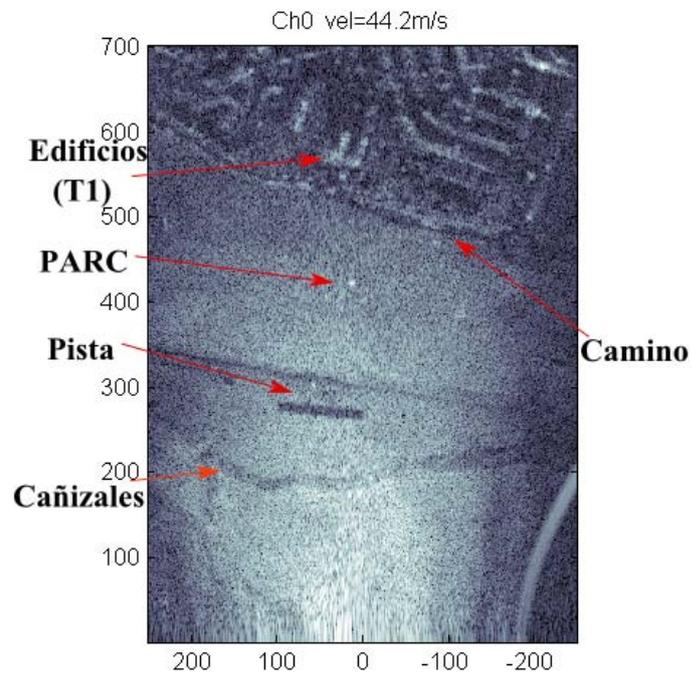
El día 13 de enero de 2010 (Doy=13, 2010) se llevó a cabo una campaña de medidas con diferentes longitudes de apertura con el uso del SAR en Banda X. En la Figura 8.12 se muestran las imágenes SLC correspondientes a una medida hecha a una altura de 180 m y una apertura de 30 m, en la Figura 8.12a no se ha aplicado MoCo y en la Figura 8.12b sí. La trayectoria se puede aproximar por un arco con una anomalía A de 0.5 m. Se nota que el cambio de resolución (entre banda X y banda C) tiene un impacto directo en las imágenes SLC. Un claro ejemplo de esto, es que

hay zonas en la imagen que prácticamente no eran visibles en las SLC de banda-C. Así, se puede apreciar como se define muy bien la pista de despegue/aterrizaje, y las zonas de cañizales (torrente de Can Duran), que se muestra como una curva por debajo de la zona de pistas (zona central de la imagen).

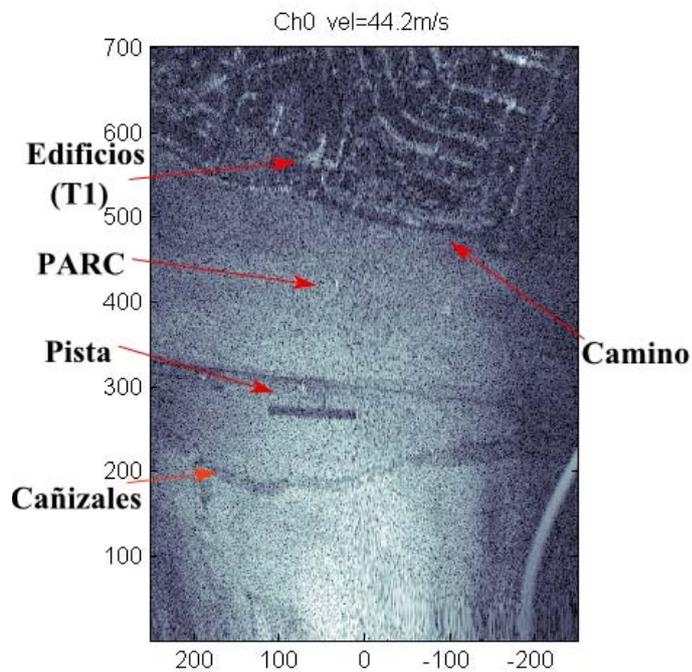
Para poder determinar como la técnica de MoCo ayuda a mejorar el proceso de focalización, se puede analizar el comportamiento del punto de control colocado en la escena. El punto de control PARC (con una ganancia de 30 dB) fue colocado en la zona de campos entre la zona urbana y el campo de vuelo (zona central de la imagen). Si se grafica únicamente un corte en la posición *range* donde se localiza el PARC en las imágenes SLC de la Figura 8.12, se pueden obtener las gráficas de la Figura 8.13. Estas gráficas pueden ejemplificar el impacto del movimiento en la focalización. Se puede notar como, en la imagen enfocada sin compensación de movimientos (rojo), el PARC se ensancha y se distribuye su potencia en la dimensión acimut. Sin embargo, si se analiza el comportamiento del PARC cuando se aplica MoCo (azul), se observa como se comprime el ancho del haz que lo representa y al mismo tiempo se incrementa la potencia máxima.

En el caso de que la trayectoria sea una curva muy pronunciada, el efecto del movimiento en las imágenes SLC se incrementará. Un claro ejemplo de esto se tiene en la Figura 8.14. La medida se realizó en modo de apertura corta (10 m), a una altura de 200 m, y la trayectoria presenta una anomalía de 1 m. En la escena se ha colocado un PARC con ganancia de 60 dB. En la Figura 8.14a se observa como se desenfoca la imagen SLC cuando no se aplica compensación de movimiento, aún cuando la apertura es muy corta. La Figura 8.14b muestra la imagen SLC al aplicar MoCo en los tres ejes.

Se puede notar que, al incrementar la ganancia del PARC, se generan lóbulos laterales que se traducen en un aparente halo generado por el PARC. Otro efecto que se observa en estas imágenes es que los blancos que se encuentran en los laterales de la imagen aparecen deformados, este efecto se produce al tener una apertura muy corta, ya que la mayoría de los blancos no están dentro de la apertura sintética.



(a) SLC sin MoCo



(b) SLC incluyendo MoCo en XYZ

Figura 8.12: Imágenes SLC en banda-X generada a 180 m de altura y 30 m de apertura (DoY=13, 2010).

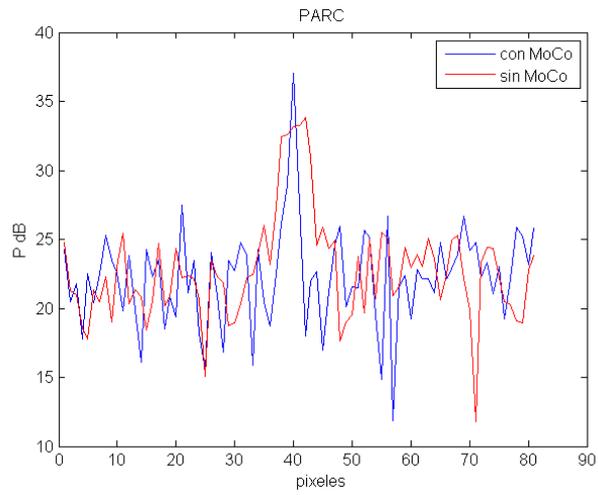
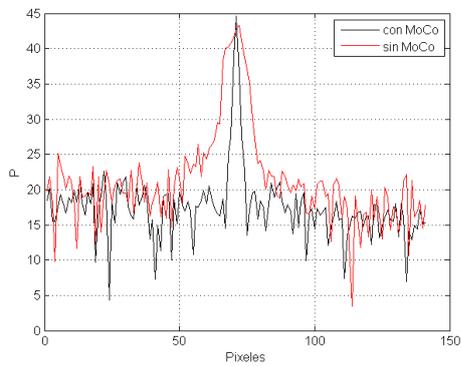
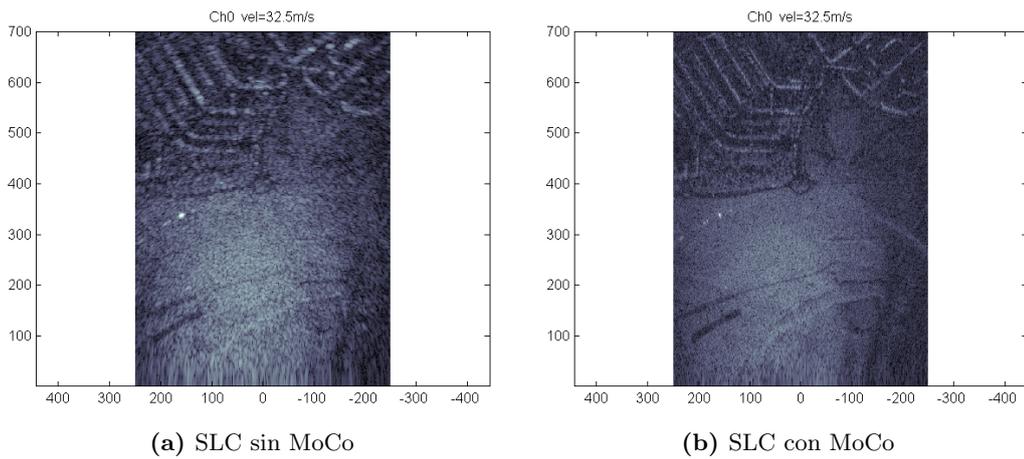


Figura 8.13: Corte del PARC (420 m range) de las imágenes SLC de la Figura 8.12.



(c) corte del PARC

Figura 8.14: Imágenes SLC en banda-X generada a 200 m de altura y una apertura de 10 m.

8.3.2. Aperturas medias

Si el objetivo es conseguir que la mayoría de los blancos estén dentro de la apertura sintética y evitar que las imágenes SLC aparezcan deformadas, se deben tener mayores longitudes de apertura. Para confirmar este supuesto se realizaron medidas sintetizando aperturas de 40 m, a una altura de 300 m. En esta ocasión se colocó un punto de control en la escena con 60 dB de ganancia en la ladera. El resultado de esta medida se muestra en la Figura 8.15.

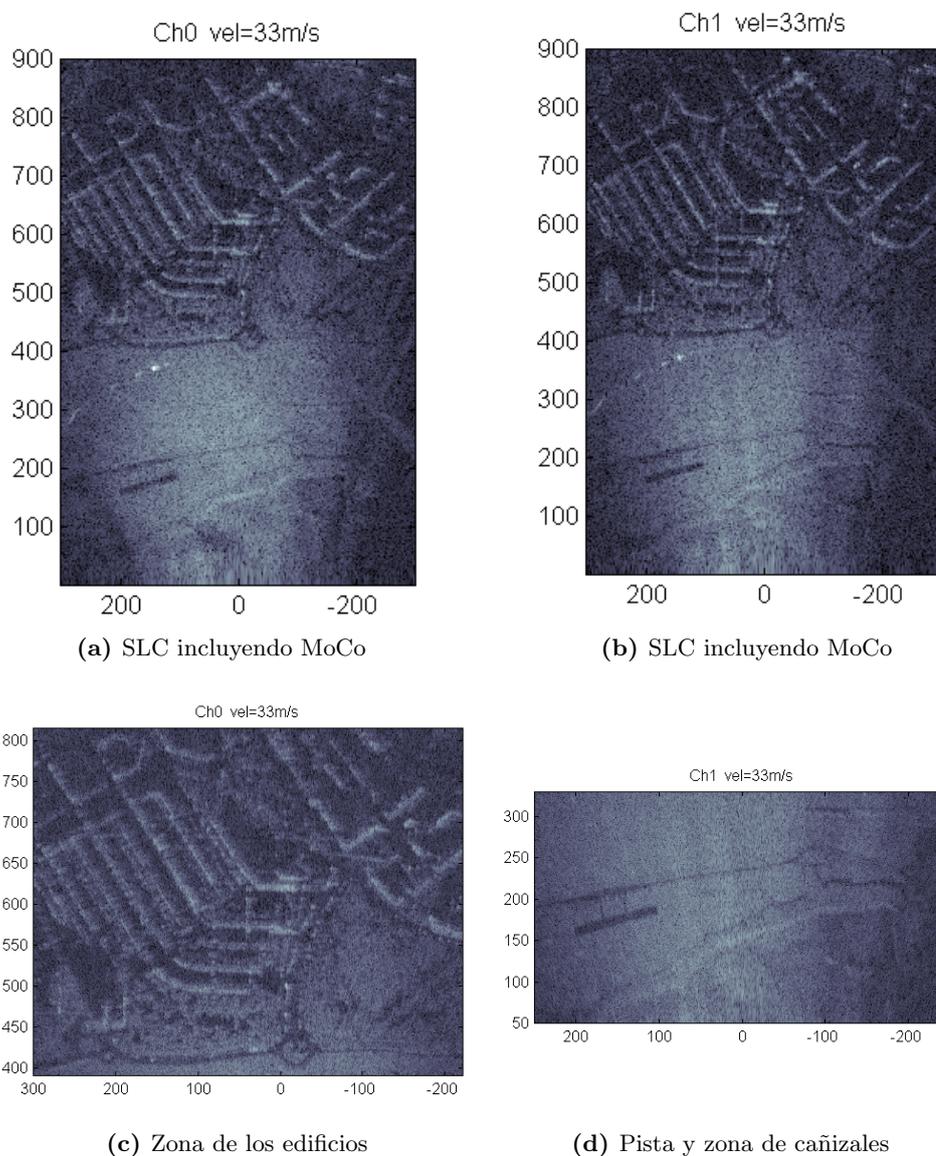


Figura 8.15: Imágenes SLC en banda-X generadas a 200 m de altura y una apertura de 40 m.

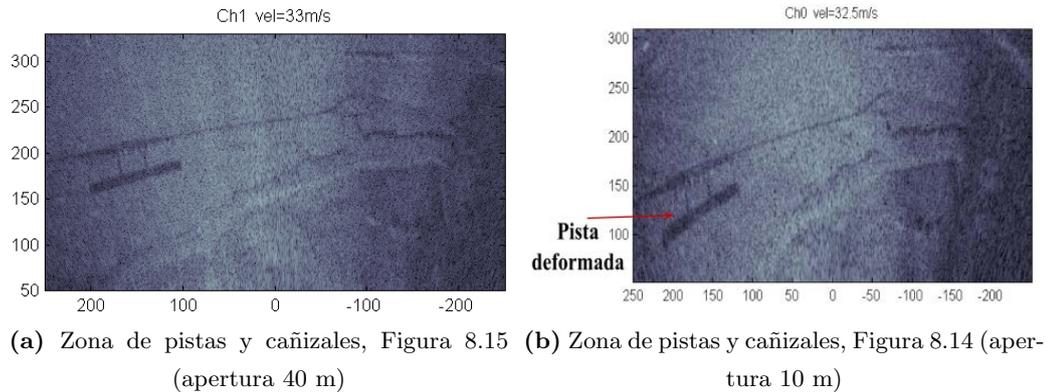


Figura 8.16: Deformación de los blancos fuera de la apertura sintética

En estas imágenes se observa como se definen muy bien los blancos. Un claro ejemplo se presenta en la Figura 8.15c (zona urbana), aquí se pueden distinguir tanto la carretera como las rotondas, y la zona de arboledas que se encuentra justo entre las rotondas por encima de la carretera.

Para realizar una comparativa de la deformación de los blancos, se presenta un acercamiento de la zona de pistas para una imagen generada con una apertura de 40 m (Figura 8.15d), y otra generada con una apertura de 10 m (Figura 8.16). En la imagen de la Figura 8.15d se muestra como se pueden distinguir perfectamente la zona de pistas, el camino y la zona de los cañizales. Sin embargo, en la Figura 8.16 (acercamiento de la imagen de la Figura 8.14b con apertura de 10 m) se puede observar la misma zona, pero se puede notar que la zona de pistas está deformada, de la misma forma que los cañizales.

8.3.3. Aperturas largas

Los aeromodelos de control por radio, al ser pilotados desde tierra, tienden a generar trayectorias curvas durante el vuelo cuanto mayor sea el desplazamiento exigido. Así, al incrementar la apertura sintética mayor será la posibilidad de una desviación respecto a la trayectoria ideal deseada. Un claro ejemplo se puede notar en la Figura 8.17a, donde se observa que la trayectoria en plano XY durante una medida es una curva que se desvía de la trayectoria ideal (la longitud de la trayectoria son 160 metros y la altura del arco con respecto a la trayectoria ideal es de 5 m). En la Figura 8.17b se nota que la trayectoria en el plano XZ desciende más de 10 m durante la medida (altura inicial = 477 m, altura final = 465).

Si se usa el modo de mayor capacidad de almacenamiento de datos (modo 4 de la Figura 7.15) se pueden sintetizar aperturas de hasta 160 m. Se han desarrollado me-

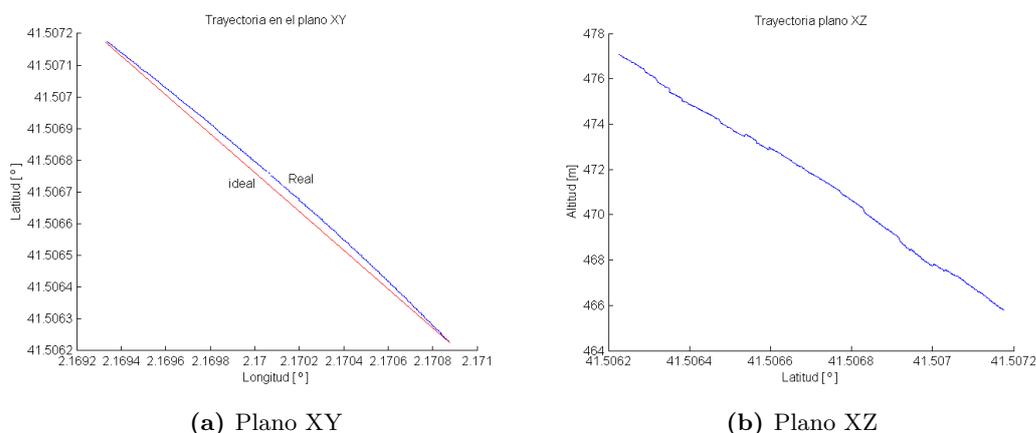


Figura 8.17: Trayectoria obtenida con el MTi-G durante una medida con una longitud de 160 m.

didadas con esta configuración, en las que se incluyen dos puntos de control (PARCS) en la escena, ambos con ganancias de 60 dB. Uno de los PARCS está localizado cerca de la zona de pistas, mientras que el otro se encuentra en la parte superior cerca de los edificios (T1).

Se han generado imágenes SLC de la medida con tres diferentes longitudes. Primero se ha sintetizado una longitud de 60 m, y el resultado se muestra en la Figura 8.18, donde puede notarse como ha mejorado la resolución y la SNR debido al mayor promediado de señal en la imagen, esto permite que los blancos se definan mejor, lo que repercute en la calidad de la imagen. En la Figura 8.19 se muestra el resultado de tomar una apertura de 80 m.

Finalmente, en la Figura 8.20 se muestra una imagen SLC de la medida con una apertura de 120 m. En todas las imágenes se aplicó la compensación de movimiento en base a la información de la trayectoria.

Para analizar si la información de la trayectoria tiene la suficiente precisión para realizar el MoCo, se pueden tomar alguno cortes en puntos seleccionados de la imagen. Por ejemplo, se ha seleccionado un punto con alta reflectividad en las imágenes SLC, el punto es un edificio que encuentra localizado aproximadamente a $x=-200$ m, y $y=900$ m (x, y). En la Figura 8.21a se observa que la gráfica en negro (apertura de 60 m) se tiene menor intensidad en los píxeles, pero al mismo tiempo el ancho del edificio se representa con 5 píxeles. Para la apertura de 80 m se tiene mayor intensidad, pero el ancho del edificio se representa con 6 píxeles. Para la apertura de 120 m, se tiene la mayor intensidad, y el ancho del edificio se representa con 6 píxeles.

En la Figura 8.21b se ha hecho un corte en y para mostrar la respuesta del PARC

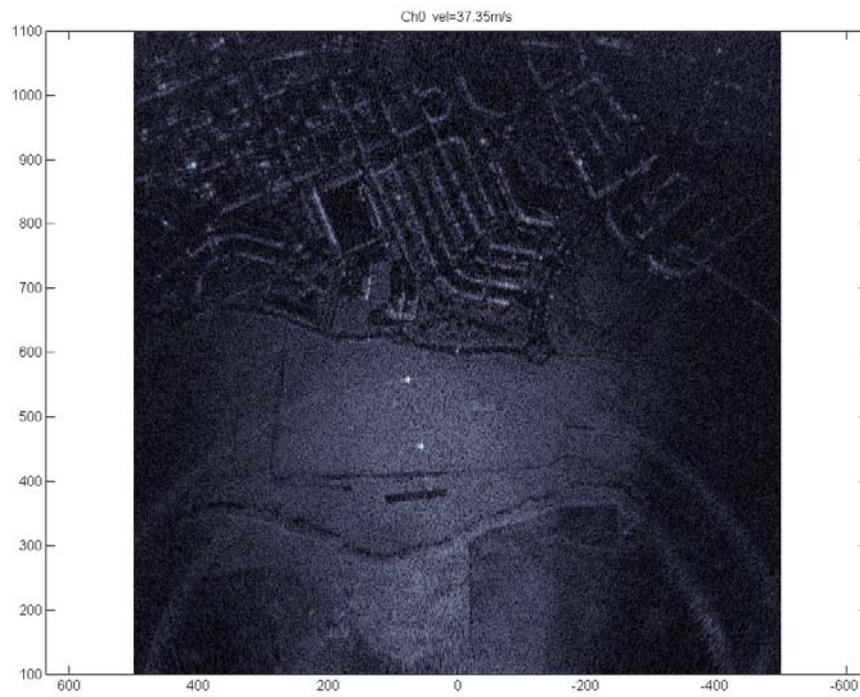


Figura 8.18: Imagen SLC con apertura de 60 m DoY=153,2010



Figura 8.19: Imagen SLC con apertura de 80 m DoY=153,2010

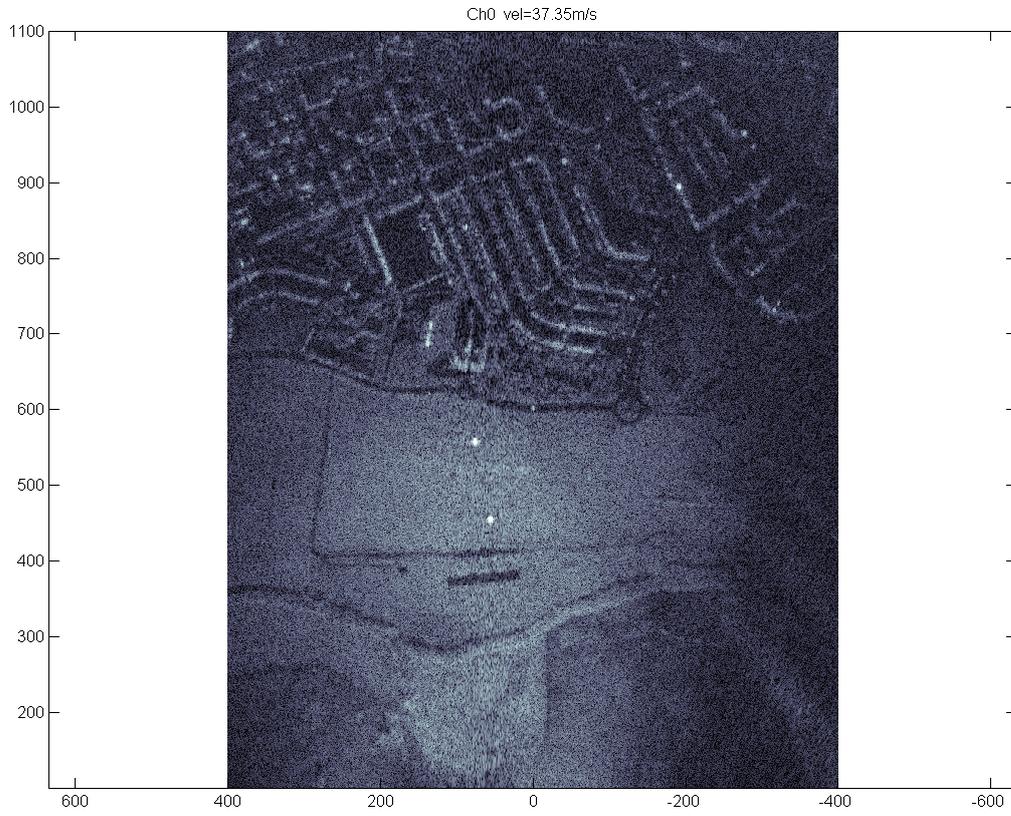


Figura 8.20: Imagen SLC a una altura de 375 m y una apertura de 120 m

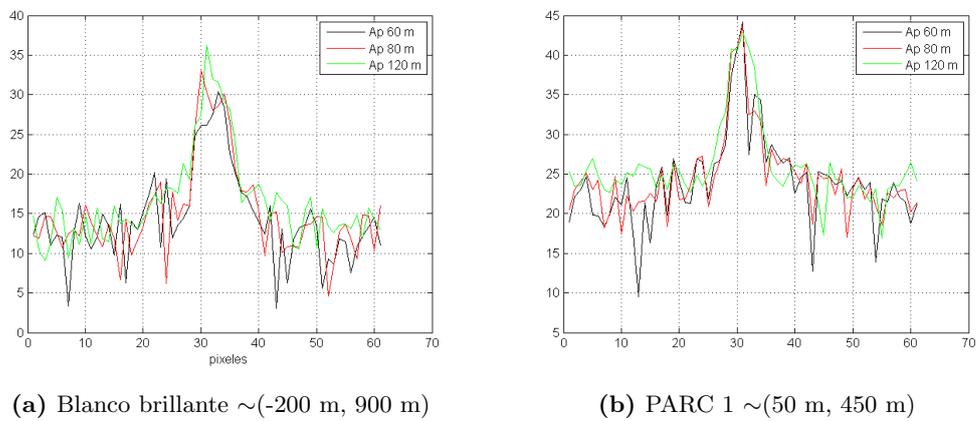


Figura 8.21: Comparación entre algunos puntos de alta reflectividad.

que está localizado aproximadamente a $x=50$ m y $y=450$ m (x, y). Se puede notar que el comportamiento del PARC es muy similar al del edificio de la Figura 8.21a.

Los resultados anteriores pueden indicar que la precisión del sensor MTi-G no es suficiente para el proceso de compensación de movimientos. Se debe recordar del Capítulo 2, que la precisión de la posición para el sensor MTi-G con el servicio estándar GPS es de 2.5 m CEP, donde CEP significa error circular probable (*Circular Error Probable*), que se refiere a un círculo centrado en la media de la función de densidad de probabilidad, en cuyo límite se espera que incluya el 50 % de los datos.

En el caso de que no sea posible aplicar correctamente la técnica de MoCo, únicamente con el uso de información de la trayectoria, se pueden usar algoritmos de auto-enfocado de imágenes. Un ejemplo se puede encontrar en *Cumming and Wong* [66] que se basa en estudiar el contraste de la imagen. También existen algoritmos que analizan directamente la información del *raw data*, basados en la información estimada de la tasa de cambio de frecuencia Doppler, se puede encontrar la descripción de esta técnica en *Xing et ál.* [111]. Otras técnicas, (p.e. *González et ál.* [112]) hacen uso del algoritmo de auto-enfocado de gradiente de fase (*Phase Gradient Autofocus*, PGA) que usa la historia de fase de los blancos en la escena.

8.4. Interferometría en UAV

Cómo se ha estudiado en los capítulos precedentes, las medidas de interferometría proporcionan, entre otras, información de la topografía del terreno. Por tal motivo y previo a la presentación de resultados de las medidas interferométricas, se presenta una mapa topográfico del escenario obtenido del Instituto Cartográfico de Cataluña (ICC) [113]. En la Figura 8.22 puede observarse un mapa de la topografía del terreno a estudiar, en el cual se representan las curvas para altitudes constantes. Es interesante observar las curvas para una altura de 75 m, cerca de la pista de vuelo, así como la curva para una altitud de 100 m, que se reconoce en el área donde comienza la zona urbana (parte izquierda). Entre la zona de pistas de vuelo y la zona urbana se marca una ladera con una pendiente de 12 %. En la zona por encima de las pistas hay una ladera con una pendiente del 10 %, y a la derecha hay otra ladera con una pendiente de 7 %. Esta información se empleará más adelante en el análisis de resultados.

Para poder realizar medidas interferométricas, se ha elegido el sensor SAR en banda-X ya que, por una parte, se tiene mejor resolución *range* en las imágenes SLC, y por otra, la línea de base que se puede obtener es suficiente para poder realizar este tipo de medidas. Las medidas interferométricas se realizan con la configuración

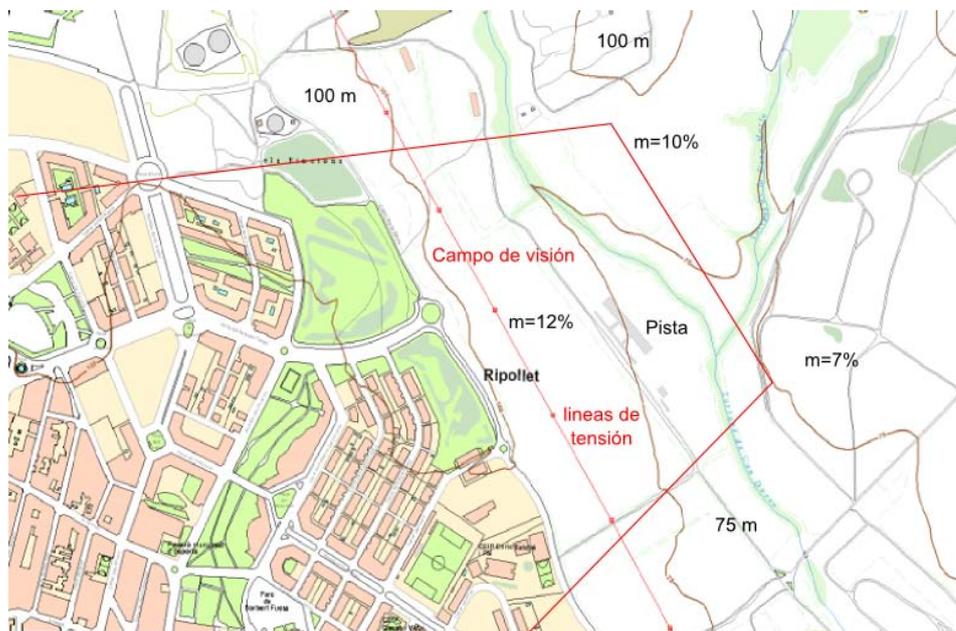
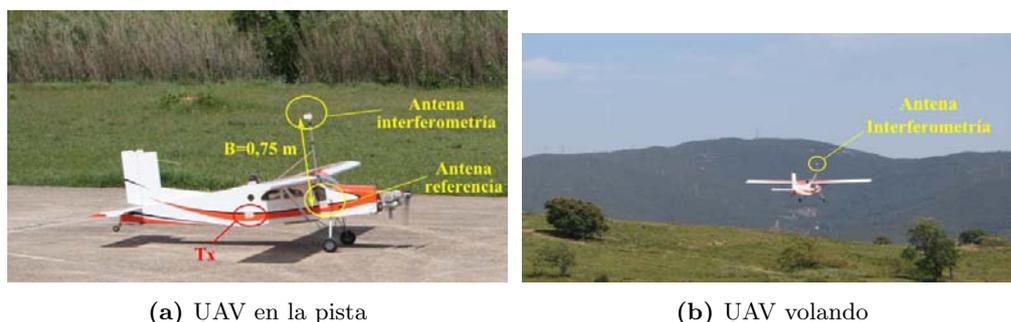


Figura 8.22: Mapa topográfico de las afueras de Ripollet



(a) UAV en la pista

(b) UAV volando

Figura 8.23: UAV durante una medida de interferometría el DoY=153,2010

mostrada en la Figura 7.20 usando las dos antenas de recepción separadas en vertical una línea de base $B=0,75$ m. Se pueden ver algunas fotos del avión durante una medida interferométrica en la Figura 8.23.

En la Figura 8.24a se muestra la imagen SLC obtenida a partir de uno de los dos canales, para una medida realizada el día 13 de enero de 2010 (DoY=13, 2010). Por otra parte, en la Figura 8.24b se muestra una imagen de la coherencia interferométrica, donde se puede observar que dicho parámetro se mueve, en valores absolutos, entre 0.7 y 0.85 en la zona de la ladera, entre la pista y la zona urbana. Se debe apuntar que la medida fue realizada en invierno, y esta época la ladera no estaba cubierta por vegetación, lo cual puede explicar tener valores relativamente altos para dicho parámetro.

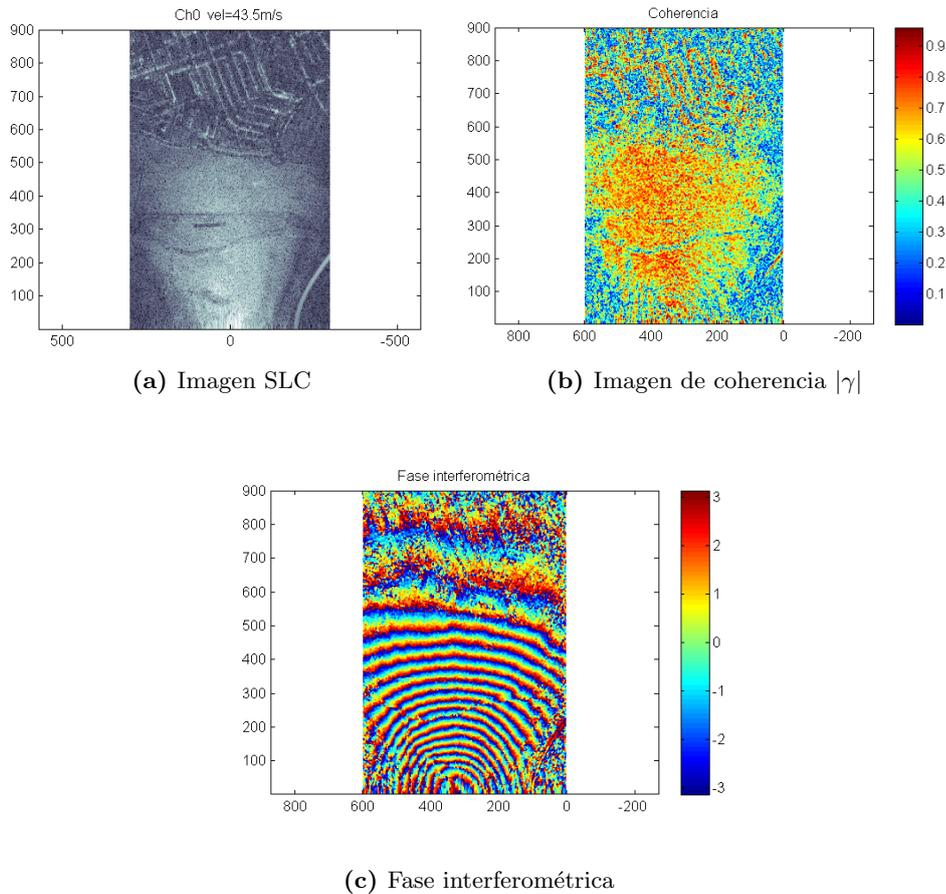


Figura 8.24: Medida de interferometría el DoY=13,2010

En la zona de los edificios la coherencia presenta valores absolutos superiores a 0.85, esto se debe a que los edificios tienen una sección recta muy elevada, con la cual pueden presentar mayor reflectividad. El caso contrario ocurre en la zona de los cañizales donde la coherencia es muy baja debido a que la densidad de la vegetación, por un lado no presenta una alta reflectividad, y a la vez puede generar caminos de múltiples trayectorias. Una zona con baja coherencia es la zona de pistas (hecha de cemento), esto se debe principalmente a que la pista presenta una reflexión casi-especular y la mayoría de la señal transmitida no retorna al sensor.

En la Figura 8.24c se muestra la imagen de la fase interferométrica, en ella pueden observarse varias franjas que representan cambios de fase correspondientes a los cambios de altura del terreno. Cabe decir que en esta imagen no se ha aplicado la corrección de tierra plana.

Para poder tener información que muestre mayores cambios relativos a la topografía del terreno, se deben realizar medidas en una zona con una orografía más cambiante. Con este objetivo se ha apuntado el sensor a otra zona de las afueras de

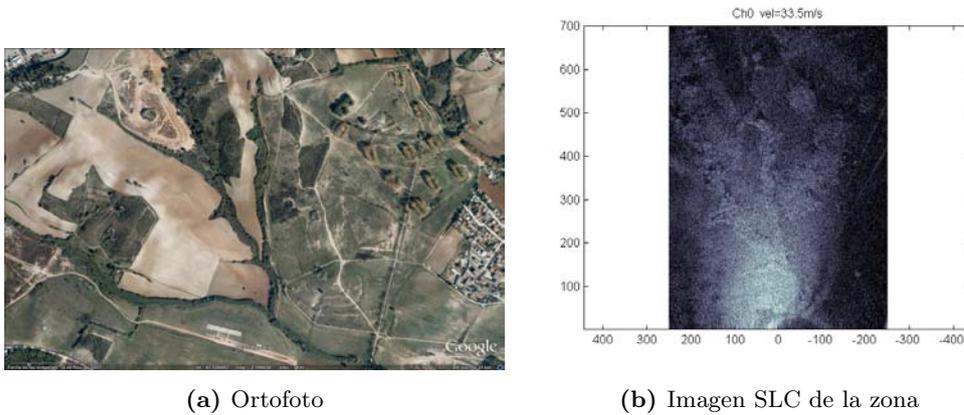
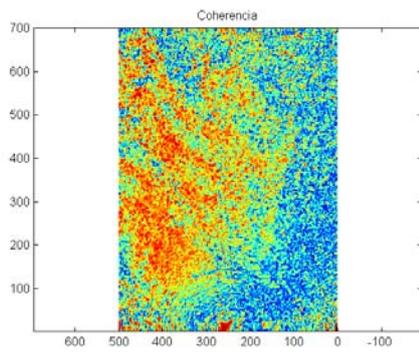
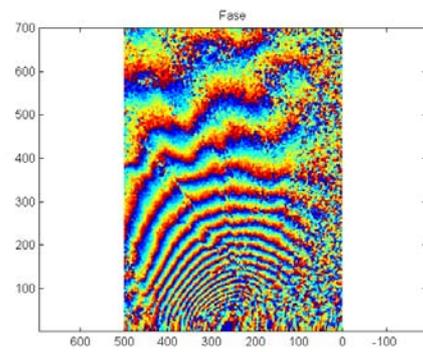


Figura 8.25: Zona de campos de cultivo en las afueras de Ripollet

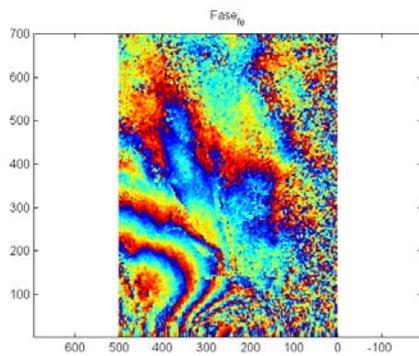
Ripollet, concretamente en la zona opuesta a la zona urbana. En la Figura 8.25a se muestra una foto de la zona tomada de Google Earth.

La imagen SLC resultante se puede ver en la Figura 8.25b, donde se puede intuir las zonas cubiertas con vegetación.

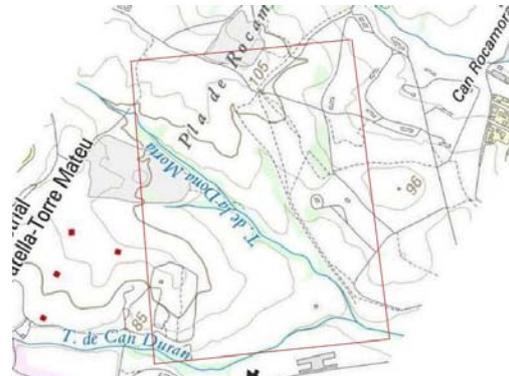
La imagen de coherencia y fase interferométrica pueden observarse en la Figura 8.26(a y b), respectivamente. Para comparar mejor los resultados de la medida, en la Figura 8.26d se ha colocado la imagen topográfica contra la imagen de la fase interferométrica (Figura 8.26c) después de compensar la tierra plana.

(a) Imagen de coherencia $|\gamma|$ 

(b) Fase interferométrica



(c) Fase interferométrica corrigiendo la tierra plana



(d) Mapa topográfico

Figura 8.26: Medida interferométrica de la zona de campos de cultivo en los linderos de Ripollet (DoY=13,2010)

8.4.1. Interferometría con compensación de movimiento y orientación

Como se ha visto la orientación de un aeromodelo pequeño que vuela a 300 m de altura puede cambiar en gran medida, aún cuando la trayectoria sea relativamente corta (150 m). Se debe recordar que para el caso en particular del avión que se emplea en esta tesis las antenas se han colocado en el lateral del fuselaje. Por este motivo, una desviación de orientación con un ángulo de *roll* de 45 grados con respecto a la horizontal significa que la antena está apuntando al cielo en vez de la escena deseada. Para prevenir este tipo de desapuntamientos se han diseñado las antenas con un mayor ancho de haz en el plano vertical.

En la literatura (p.e. [81, 114, 115, 116]) se ha estudiado que los cambios de orientación de la plataforma que transporta el SAR, tienen un efecto en la calidad de las medidas interferométricas, que se presenta como un componente de decorrelación en la fórmula de la coherencia (ecuación (6.70)). Se puede decir que según la configuración de medida del sistema (*single pass* o *repeated pass*), y del apuntamiento de las antenas, la orientación de la plataforma tendrá mayor o menor impacto. En la configuración de medida interferométrica con ARBRES, los movimientos para los ángulos de *pitch* y *yaw*, no tendrán un impacto muy fuerte en la fase interferométrica, ya que la trayectoria a seguir es relativamente corta (máximo 150 m), lo que ayuda a que la orientación no cambie bruscamente, debido a que las antenas están colocadas en el eje longitudinal del avión.

Sin embargo, cambios de orientación en el ángulo de *roll* (φ) significa que la antena interferométrica se encuentra en una posición diferente que la esperada. Lo anterior se ejemplifica en la Figura 8.27, donde puede observarse que el cambio en *roll* (φ) provoca un desplazamiento $\Delta\varphi$ en el eje y de la antena interferométrica. En la misma figura el eje x coincide con el eje de desplazamiento del avión, y este apunta hacia dentro de la hoja, el eje y coincide con el eje de distancia *range*. Debido a que el desplazamiento provocado por el movimiento en *roll* es mucho menor que la línea de base B , $\Delta\varphi$ se puede aproximar como:

$$\Delta\varphi = \frac{2\pi}{\lambda} \cdot B \sin \varphi \quad (8.3)$$

Para estudiar el efecto de este desplazamiento en la información interferométrica, se desarrolló una campaña de medidas el día 2 de junio de 2010 (DoY=153, 2010), en la escena se colocaron dos puntos de control (PARC) con una ganancia de 60 dB cada uno. En la Figura 8.28a puede observarse la imagen de coherencia, donde

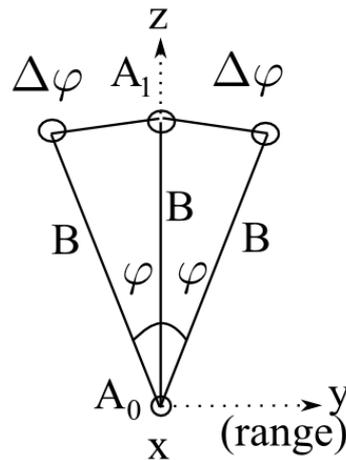


Figura 8.27: Efecto de un cambio en el ángulo *roll* en la geometría de interferometría del sistema ARBRES

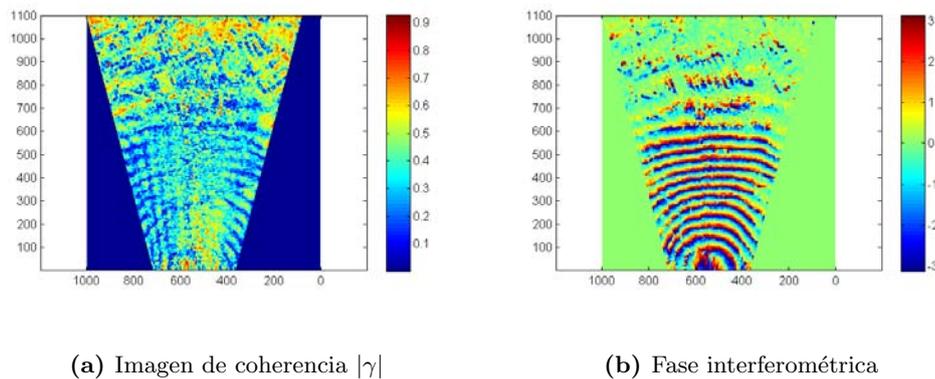


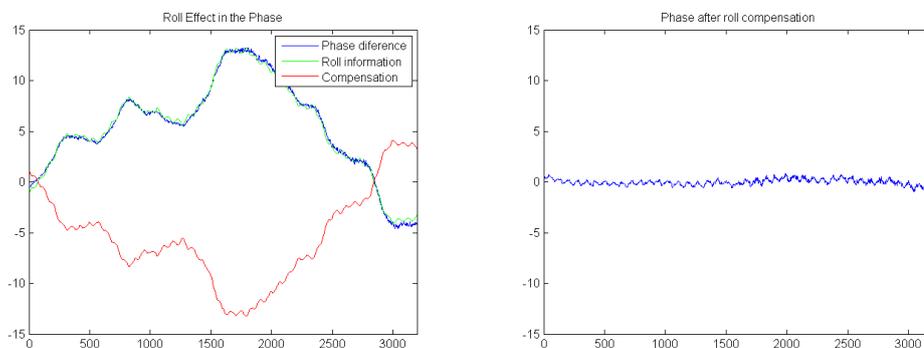
Figura 8.28: Imágenes de interferometría de la medida del DoY=153, 2010

se puede notar que los valores absolutos oscilan entre 0.35 y 0.45, cuando en las medidas realizadas en el mes de enero, en esta misma zona se computaron valores entre 0.7 y 0.85. En la Figura 8.28b se muestra la imagen de la fase.

Para confirmar la suposición de que el ángulo de *roll* tiene un impacto directo en la coherencia, en la Figura 8.29a se ha graficado la información de *roll* proporcionada por el sensor MTi-G. Por otra parte, para poder comprobar el efecto en las medidas SAR, se ha tomado un punto control colocado en la escena, y se ha realizado la diferencia de fase entre el canal de referencia y el canal interferométrico. La gráfica resultante se ha superpuesto en la Figura 8.29a, así, puede observarse como ambas medidas son idénticas, lo que corrobora la suposición antes expuesta.

Por tal motivo, y para compensar el desplazamiento en *range* provocado en la antena interferométrica, se puede emplear la información de orientación del sensor

MTi-G o bien usar la diferencia de fase de un punto de control, siempre que se tenga disponible. En la Figura 8.29b, se muestra la fase residual después de compensar el desplazamiento provocado por el movimiento en *roll*.



(a) Fase interferométrica del punto de control y *roll* de la IMU

(b) Fase residual (compensada)

Figura 8.29: Fase interferométrica de un punto de control comparada con la información de la IMU

La compensación se debe realizar durante la focalización de la imagen por lo que se debe incluir en el algoritmo de procesado, y solo se hará para el canal interferométrico. Así, el algoritmo modificado se muestra en la Figura 8.30, donde se puede observar que la compensación se realiza después de la compresión en *range*, y se aplica para cada pulso.

En la Figura 8.31a puede observarse como después de aplicar sólo la compensación del desplazamiento en *roll* (para el canal interferométrico), la coherencia ha aumentado de 0.35 a 0.7. (En la Figura 8.31b se muestra el residuo de fase una vez compensado el *roll*).

Como se ha mostrado, la coherencia ha aumentado en un factor 2, lo que indica que la calidad de la fase es mejor después de la compensación aplicada. Se pueden comparar ambos resultados (antes y después de la compensación de $\Delta\varphi$) en las imágenes de la Figura 8.32. En ambas imágenes se ha aplicado la compensación de tierra plana y se ha aplicado una máscara para ponderar por el diagrama de la antena con un ancho de haz a 3 dB. La Figura 8.32a muestra la fase sin compensar, donde puede observarse que la fase es muy ruidosa y la imagen parece estar deformada. La Figura 8.32b muestra la imagen de fase después de la compensación, se observa menos ruido en la imagen.

Para señalar que la fase compensada es menos ruidosa, se toma una línea en el centro de la imagen de fase y se grafica la fase desenrollada en la Figura 8.33.

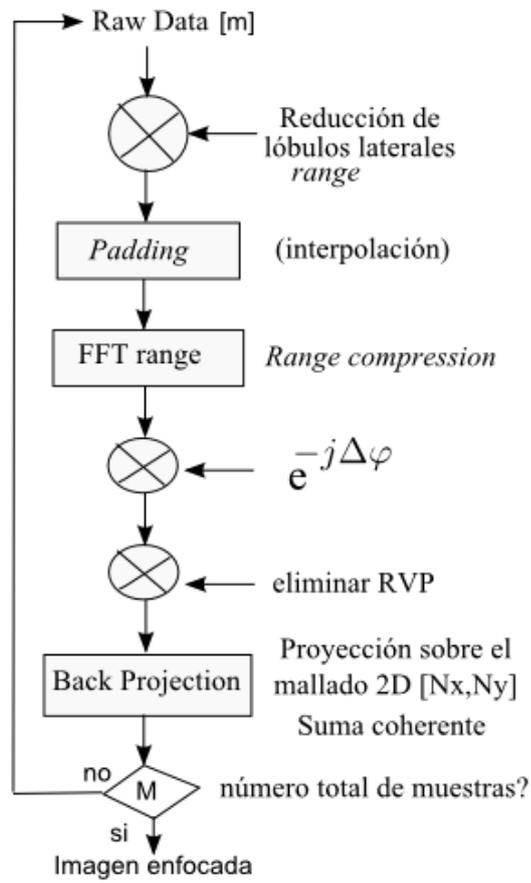


Figura 8.30: *Back Projection* incluyendo compensación en *roll*

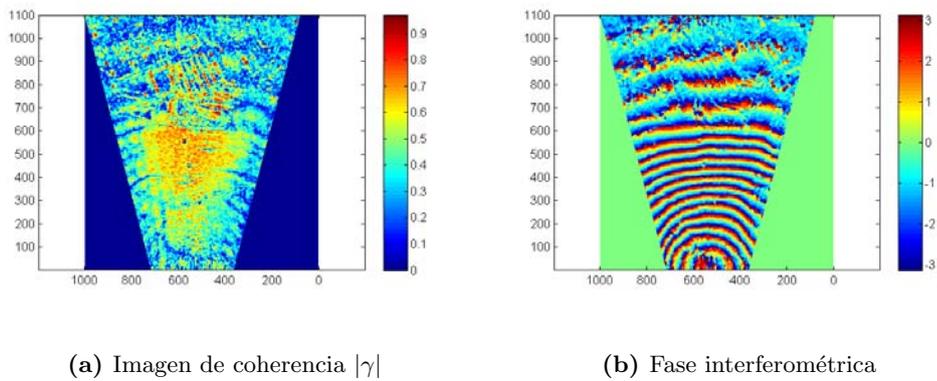


Figura 8.31: Imágenes de interferometría de la medida del DoY=153, 2010 compensado el desplazamiento en *roll*

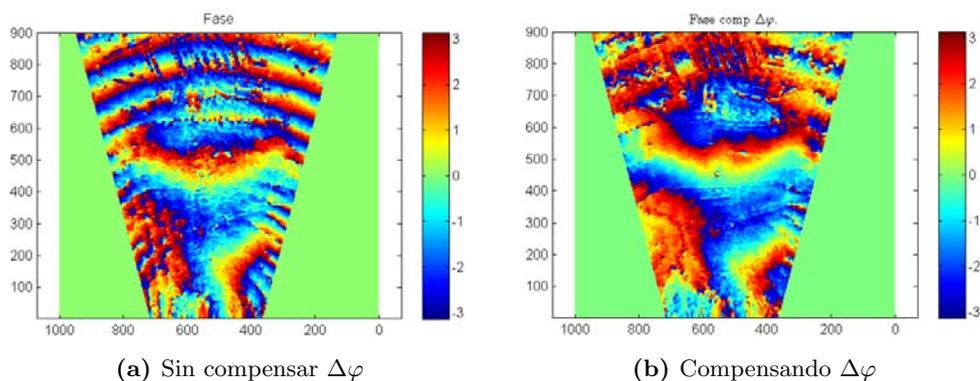


Figura 8.32: Imágenes de la fase interferométrica de la medida del DoY=153, 2010.

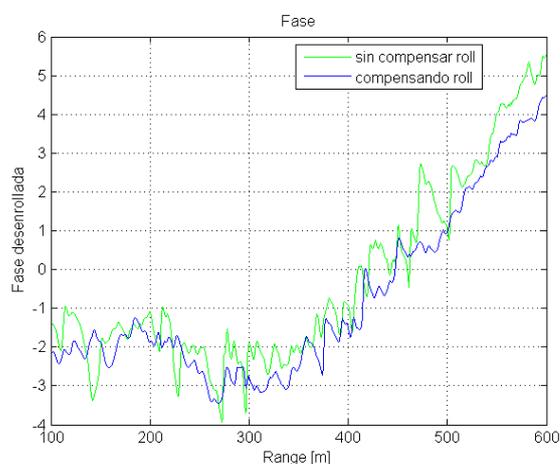


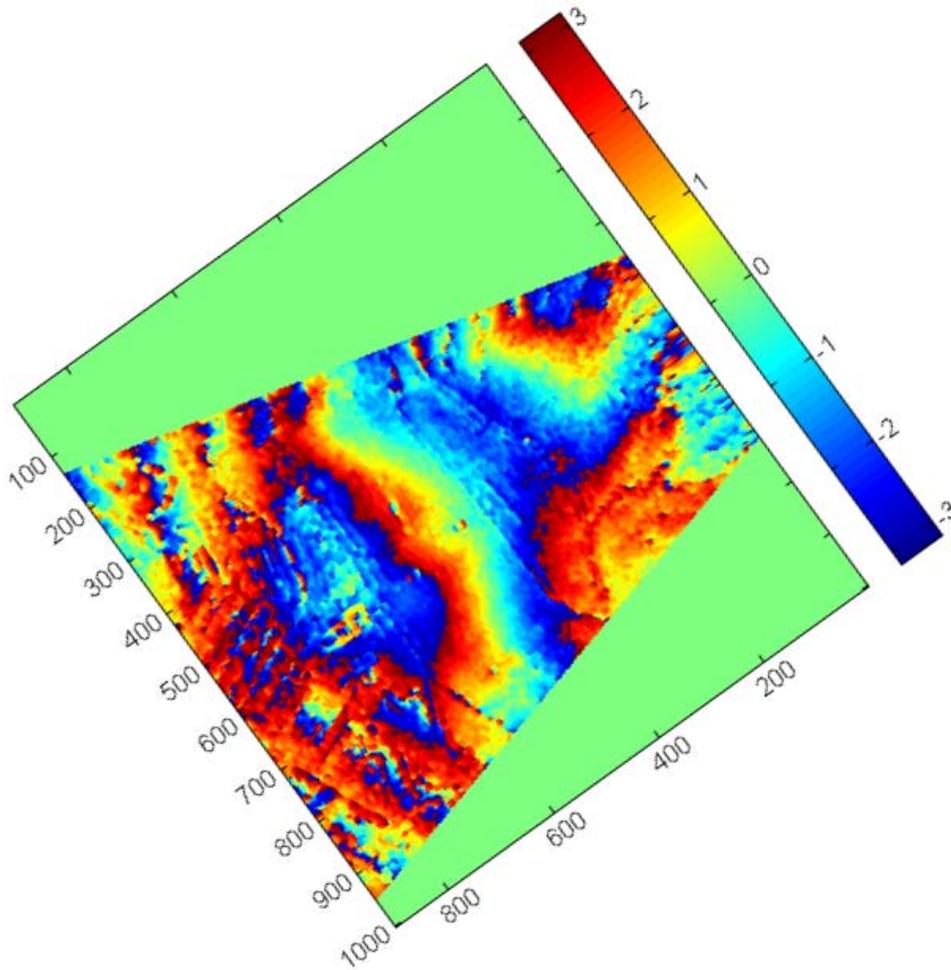
Figura 8.33: Comparativa de fase interferométrica para una línea en el centro de la imagen (Figura 8.32)

Se puede observar que cuando no se compensa el desplazamiento $\Delta\varphi$ se tiene una característica muy ruidosa durante toda la gráfica (curva en verde). Por el contrario, cuando se realiza la compensación $\Delta\varphi$ la fase es menos ruidosa (curva en azul). Lo anterior se puede notar de forma evidente entre 480 m a 600 m en *range*, que corresponde con la pendiente que se localiza entre la pista y la zona de los edificios, y se espera que no tenga grandes cambios en la superficie.

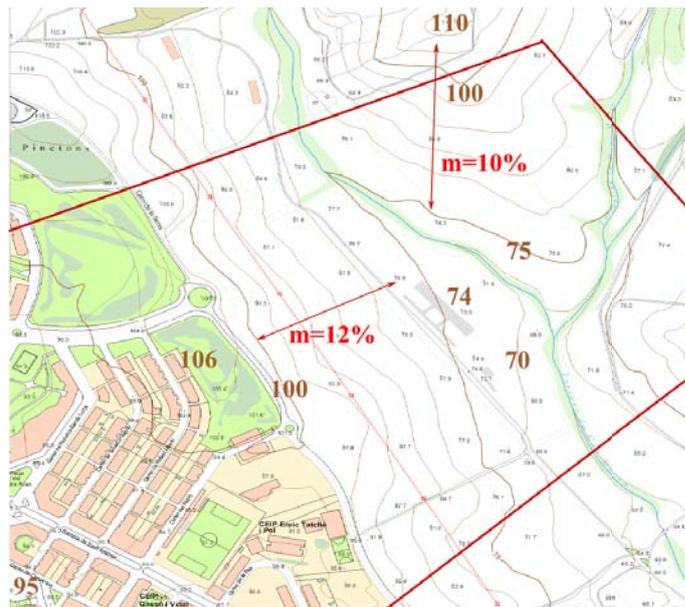
En la Figura 8.34 se hace una comparación gráfica de la imagen de fase contra un mapa topográfico con las curvas de nivel obtenido del ICC. Para el mapa topográfico (Figura 8.34b) se ha delimitado con líneas la zona correspondiente a la información interferométrica. La zona de pistas presenta menor altura (alturas entre 70 y 75 m en la Figura 8.34 b), se observa que las curvas de nivel tiene una correspondencia con la zona central de la imagen de fase (Figura 8.34a) que se encuentra localizada en una franja aproximadamente entre 350m a 400 m en *range*. Si observa la zona

entre 400 m y 600 m en la imagen de fase, se pueden notar cambios de fase que van de $-\pi$ a π , esta zona corresponde a la ladera donde se colocan los PARCs, y presenta una pendiente del 12%. En la imagen de fase no se han aplicado las técnicas para desenrollar la fase.

Dado que la calidad de la fase obtenida en las medidas interferométricas es alta, se piensa que se podría emplear para generar modelos digitales elevaciones. Si se desea información de como generar DEMs, se pueden consultar dos tesis publicadas en años recientes por Prats [67] y Pipia [62], en tales referencias se describe este proceso de forma muy eficiente.



(a) Fase interferométrica



(b) Mapa con curvas de nivel ICC[113]

Figura 8.34: Comparación entre la fase interferométrica y un mapa topográfico.

8.5. Conclusiones

Mediante las campañas de medida, descritas en este capítulo, se ha podido comprobar que se pueden obtener imágenes SLC de alta calidad con los sistemas desarrollados en este trabajo.

Se ha podido trabajar una técnica de compensación de movimiento con la ayuda de la información de la posición y orientación instantánea.

Las imágenes SLC generadas a partir de dos medidas con diferentes puntos de observación, han servido para obtener información interferométrica que tiene relación con la topografía del terreno. Los cambios de orientación de la plataforma tienen un efecto muy importante en la calidad de la fase interferométrica, en particular, es el movimiento en *roll* el que más efecto tiene para la configuración de medida con el sistema ARBRES. Por esto, y gracias a la correcta determinación de la orientación se ha podido desarrollar una técnica para compensar tales efectos, y se ha corroborado analizando la historia de fase de unos puntos de control localizados en la escena.

Capítulo 9

Conclusiones y líneas futuras de trabajo

9.1. Conclusiones

En esta tesis se ha demostrado la viabilidad el uso de un aeromodelo de control por radio como plataforma UAV para realizar medidas de teledetección activa y pasiva. Se ha planteado como objetivo la recuperación de parámetros físicos como la temperatura de brillo para generar mapas de humedad (sistema pasivo), y también información de reflectividad e interferometría que está relacionada, entre otras, con la topografía de la superficie de la tierra (sistema activo). La recuperación de estos parámetros se ha desarrollado con éxito para aplicaciones regionales y de pequeña escala.

Sin embargo, el uso de un aeromodelo de control por radio para transportar sensores de teledetección, presenta un reto en el proceso de diseño y desarrollo de los sistemas, lo cual es directamente extrapolable a un UAV de tamaño pequeño. Uno de los mayores retos es la integración de los sistemas electrónicos, de microondas y mecánicos, que al mismo tiempo deben ser de bajo consumo de potencia y bajo peso.

Se debe resaltar que el desarrollo de dichos sensores, tanto el radiómetro como el radar de apertura sintética, se ha realizado con componentes comerciales.

El empleo de un sensor de posicionamiento y orientación integrado en un solo empaquetado ha posibilitado la correcta geo-codificación de los parámetros recuperados. Por otra parte, la información obtenida con este sensor ha servido como una herramienta de análisis para desarrollar las técnicas de compensación de movimiento y orientación, parámetros críticos para generar imágenes SAR.

Para facilitar el desarrollo de las conclusiones de este trabajo se presentan las mismas en tres bloques (plataforma, radiometría y SAR).

Plataforma

El uso de un motor de combustión interna para propulsar el avión genera vibraciones en el fuselaje del avión que son transmitidas a los sistemas electrónicos y sensores instalados. Estas vibraciones además de degradar las sistemas electrónicos, influyen en la precisión de las medidas de orientación de la plataforma. Estas medidas son críticas en la recuperación de parámetros SAR, y por tal motivo deben ser eliminadas o reducidas en mayor medida.

Radiometría

Se ha desarrollado un sistema capaz de generar mapas geo-codificados de temperatura de brillo, que es parámetro clave para recuperar la humedad del suelo en zonas agrícolas o costeras a pequeña escala. Estos mapas se han podido representar sobre Google Earth para su mejor interpretación y análisis.

Zonas costeras

Durante el desarrollo de las medidas realizadas en la zona del Delta del Ebro en la playa de la Marquesa se ha podido determinar zonas con agua dulce, plantaciones de arroz y agua salada del mar. Esto ha sido posible debido a que el agua salada presenta menor emisividad que el agua dulce, es decir, la temperatura de brillo del mar es menor que la del agua dulce. Por tal motivo se piensa que el sistema ARIEL en UAV puede ser empleado para estudiar la regresión y transgresión del mar en zonas costeras. Estos fenómenos tienen un impacto importante en las zonas conocidas como Deltas, ya que suelen ser ricas en flora y fauna, y por tal motivo se desea conocer la transgresión del mar sobre la vegetación o humedales.

Técnicas de interpolación

Debido a que la mayoría de terrenos son heterogéneos, se han desarrollado técnicas de interpolación específicas, basadas en las características del sistema, ya que las técnicas convencionales como la interpolación por el método de Kriging, no pueden aplicarse para las aplicaciones propuestas.

Humedad de suelo

La recuperación de humedad de suelo es un problema indeterminado, es decir, que se tiene más variables desconocidas que parámetros conocidos. Por esto, para poder recuperar este parámetro y generar mapas de humedad de suelo, se han tenido que realizar algunas suposiciones:

- los ángulos de incidencia son cercanos a nadir,
- se considera suelo descubierto (sin vegetación) y plano (sin rugosidad),
- la radiación de la atmósfera no afecta las medidas radiométricas ya que el UAV vuela a baja altura.

Por tal motivo en las zonas de medida donde no se cumplan las hipótesis, se esperan mayores errores en la recuperación de la humedad de suelo.

Se han realizado campañas de medidas en conjunto con el equipo del Centro Hispano Luso de Investigaciones Agrarias (CIALE) de la Universidad de Salamanca, para recuperar mapas de humedad de suelo. El grupo de CIALE llevó a cabo las medidas *in situ* de humedad de suelo durante el experimento GRAJO. CIALE realizó la medida de humedad de un terreno de dimensiones de 2 Km x 2 Km. Esto permitió desarrollar un estudio con el sistema ARIEL en un terreno muy heterogéneo.

Los errores generados entre los parámetros recuperados y las medidas *in situ* en el experimento GRAJO se justifican al no cumplirse las suposiciones iniciales, sin embargo en las zonas donde se cumplen, los errores son menores al 4%. Estos resultados son suficientes para las aplicaciones de agricultura de precisión. Cabe decir que, aunque estos errores son mayores que los que se pueden obtener con un sensor de humedad *in situ*, la ventaja de este método es que se obtiene un mapa de humedad de la superficie, en lugar de medidas puntuales. Se debe mencionar también que, las medidas de humedad con técnicas de radiometría permiten la detección para una profundidad mayor que con sensores ópticos.

En las medidas de CIALE, a pesar de tener un muestreo intensivo del terreno, al realizar las comparaciones entre los parámetros recuperados y los datos *in situ* se pudo observar que los métodos de interpolación están muy limitados al tener diferencias de humedad muy grandes. Por tal motivo la separación espacial entre medidas se debe incrementar, lo que llevaría a tener un número muy alto de sensores o en su defecto mayor cantidad de personal humano que realice las medidas.

Una solución a este problema se plantea si se pueden realizar medidas en superficies muy homogéneas como puede ser una zona muy extensa de suelo descubierto.

Finalmente se puede decir que la precisión del sistema se basa en un número elevado de observaciones del mismo *footprint*, por tal motivo, se debe diseñar el plan de vuelo de forma que se realicen varios sobrevuelos del mismo terreno.

Radar de apertura sintética

Se ha desarrollado un sistema capaz de hacer medidas SAR para obtener imágenes de reflectividad del terreno SLC a pequeña escala. La correcta generación de estas imágenes ha permitido obtener información adicional de la escena, al combinar dos imágenes SLC con técnicas de interferometría.

Se han tenido que superar algunos retos al desarrollar estas medidas, ya que el aeromodelo es propulsado por un motor de combustión interna el cual fuerza vibraciones de gran amplitud. Tales vibraciones degradan los componentes electrónicos y mecánicos, lo que provoca fallos o averías del sistema, y por otra parte, estas vibraciones afectan las medidas de sensores inerciales que se utilizan para extraer la información del movimiento. Lo anterior provoca errores en la recuperación de la orientación de la plataforma, que pueden alcanzar errores incluso de decenas de grados. Este efecto se ha podido minimizar en gran medida, sin embargo, aún se tienen vibraciones que generan errores de décimas de grados en la orientación de la plataforma.

La información de posición y orientación obtenida del sensor inercial ha sido fundamental para aplicar las técnicas de compensación de movimiento en el proceso de focalización de las imágenes SAR. Hasta el momento se han logrado sintetizar aperturas de hasta 120 metros enfocando correctamente las imágenes, mediante el uso de las técnicas de MoCo, siempre que las condiciones de vuelo han sido favorables.

Se han podido generar imágenes con diferentes longitudes de apertura: cortas, medias y largas. En todas las imágenes se ha podido corregir las desviaciones de la trayectoria. Sin embargo, si las trayectorias son muy largas y presentan aberraciones de gran amplitud, no se puede asegurar una corrección total, debido a que la precisión de la posición del sensor inercial empleado es de 2.5 m en condiciones normales, lo que limita la técnica de compensación de movimiento.

Para la configuración del sistema de medidas interferométricas con ARBRES, se ha podido detectar que los cambios de orientación en el ángulo *roll*, generan un desplazamiento en la antena interferométrica. Lo anterior afecta en gran medida la calidad de las medidas. Con la ayuda de la información de la unidad IMU se han podido corregir las desviaciones y se puede incrementar el valor de coherencia en un factor 2.

Se ha podido corregir correctamente la componente de tierra plana en la información de fase interferométrica.

9.2. Requerimientos de diseño para los sensores en UAV

En resumen, y en base a la experiencia de este trabajo, se podrían determinar algunas normas básicas para el diseño de sistemas de teledetección aerotransportados en UAV, de la siguiente forma:

- Los sistemas electrónicos deberían ser diseñados y desarrollados lo más compacto posible en base a la tecnología disponible.
- El empaquetado de los sistemas electrónicos que componen los sensores, debería ser robusto y al mismo tiempo de bajo peso y bajo consumo de potencia.
- Los sistemas deben integrarse dentro de cajas de dimensiones compactas para ser fácilmente instalables en la aeronave.
- El anclaje de los sensores en la plataforma debe ser muy robusto para evitar que se desplacen o se suelten con los movimientos realizados por el avión.
- En la medida de lo posible se debe instalar en las cajas que contienen los sensores, materiales que absorban las vibraciones del avión para evitar la degradación de los componentes electrónicos.
- Los sistemas de medida deben de operar autónomamente y con muy poca interacción con los usuarios.
- Se debe reducir el número de cables de alimentaciones, y usar dobles alimentaciones entre interruptores mecánicos con corrientes altas.
- Se debe asegurar la Compatibilidad Electromagnética de los componentes electrónicos, para evitar interferencias entre los distintos sistemas. Este punto es clave para poder desarrollar medidas de teledetección en UAV de pequeñas dimensiones.
- La información se debe almacenar en sistemas electrónicos de estado sólido para evitar pérdidas de información, si no se dispone de un enlace de alta capacidad para transmitir los datos desde el aeromodelo
- Las antenas que requieran de una línea de vista directa, deberán ser diseñados de forma que no influyan en la aerodinámica del avión, y en el caso de realizar medidas radiométricas deberán estar aisladas térmicamente dentro de un

radomo que además deberá ser instalado de forma que al despegar o aterrizar no pueda sufrir algún golpe debido al impacto con el suelo.

9.3. Líneas futuras de trabajo

En base a la experiencia de este trabajo se proponen algunas líneas futuras de trabajo que se pueden realizar con los sistemas aquí desarrollados.

Cambio de motor para el UAV Una opción de futuro para eliminar las vibraciones en la plataforma puede ser el empleo de otro tipo de motor para propulsar el avión, como puede ser un motor eléctrico que no genera explosiones para realizar el movimiento del eje. Sin embargo para poder tener la misma fuerza de tracción que un motor de combustión interna, se deben incluir baterías de mayor dimensiones y peso que las de un depósito de gasolina. Por tal motivo, para poder incluir un motor eléctrico en la plataforma UAV se debe reducir aún más el peso de la carga útil.

Sistemas de estabilización de vuelo Para poder evitar movimientos no deseados en la orientación de la plataforma, se puede incluir en el UAV sistemas de estabilización de vuelo que se encuentran disponibles de forma comercial (p.e., con el uso de giróscopos).

Calibraciones carga fría para radiometría. La técnica de calibración carga fría/caliente empleada durante las campañas de medida fue el apuntar la antena al cielo con dirección al norte (carga fría) y a un absorbente de microondas (carga caliente). Esto obliga a hacer maniobras difíciles de realizar, y además si no se hace un buen apuntamiento al cielo, la medida de temperatura de carga fría puede ser incorrecta. En la literatura se ha desarrollado un método para realizar la calibración de carga fría mediante el uso de componentes activos (*active cold load*, ACL) para generar una temperatura entre 50 y 100 K. En la actualidad ya se están desarrollando estas técnicas de calibración, mediante el uso de componentes activos (p.e. cargas mediante transistores) a través de la puerta FET. Se pueden encontrar algunos ejemplos de ACLs en radiómetros en las siguientes referencias: Skou *et ál.* [117] y en Leynia de la Jarrige *et ál.* [118].

Técnicas de interpolación para radiometría. Las técnicas de interpolación desarrolladas en este trabajo hacen uso del gran número de medidas del sistema, y se basan en combinar la información de varios *footprints* ponderando por una función Gaussiana que representa el diagrama de la antena. En base a esta experiencia se pueden implementar otro tipo de funciones para comprobar el mejor funcionamiento.

Algoritmos de recuperación de humedad. En este trabajo el algoritmo de recuperación de humedad fue desarrollado en base a experiencias previas del grupo

de teledetección pasiva, y ha dado buenos resultados. Sin embargo, se puede estudiar otros tipo de algoritmos de recuperación de humedad, así como otros modelos para la constante dieléctrica.

Técnicas de focalización de imágenes SAR. El algoritmo de *Back Projection* ha dado muy buenos resultados en este trabajo, sin embargo la carga computacional es muy elevada. Por este motivo, se puede implementar algún algoritmo que permita una mejor eficiencia computacional. En este trabajo tampoco se han implementado técnicas de auto-enfocado de imágenes, que puede ser interesantes de implementar sobre todo cuando la IMU no tiene suficiente precisión.

Otras técnicas de compensación de movimiento. Hasta ahora ha sido suficiente el uso de la información de la trayectoria e incorporarla en el algoritmo de focalización. Sin embargo existen otras técnicas de compensación de movimientos que puede ser interesante aplicar en este tipo de sistemas. Por ejemplo, se pueden usar las técnicas de auto-enfoque basadas en el análisis de la historia de fase de los blancos presentes en la escena (González *et ál.* [112]). Otra técnica que se puede emplear es la de auto-enfocado en base al análisis de la distribución de energía de los blancos, con ayuda del contraste de la imagen (una descripción de este algoritmo se puede encontrar en *Cumming and Wong* [66]). Existe otra técnica que puede aplicarse a este sistema, que se realiza mediante el análisis de la tasa de cambio en la frecuencia Doppler directamente en el *raw data*, y que se describe en *Xing et ál.* [111]. Si se tiene disponible un DEM, se pueden aplicar las técnicas de compensación de movimiento denominadas *Precise Topography- and Aperture-Dependent* (PTA), que se pueden aplicar sobre la imagen ya enfocada, y que se basan en calcular la corrección de fase para cada blanco considerando la altura topográfica real y la distancia instantánea real al sensor. En *Prats et ál.* [119] se muestra una comparación de este tipo de algoritmos.

Interferometría along-track. Una técnica que es interesante de desarrollar con el sistema ARBRES es la configuración de medidas interferométricas en modo *along-track*. Mediante esta técnica se puede detectar el movimiento de objetos en un escenario. Este término es mejor conocido por sus siglas en inglés como MTI (Moving target indicator). Esta técnica puede ser interesante para clasificar, monitorizar, y seguir blancos móviles, así como determinar su velocidad, por ejemplo, se pueden monitorizar barcos en zonas costeras. Debido a que el sistema cuenta con un canal de transmisión y dos canales de recepción, únicamente se debe modificar la localización de las antenas de recepción para estar colocadas en la misma línea de base (Figura 9.1).

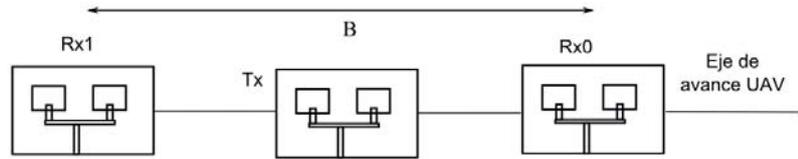


Figura 9.1: Configuración para interferometría *along-track*

Polarimetría. Otro tópico que no ha sido posible abarcar en este trabajo, es la configuración de polarimetría. Esta se basa en la transmisión de la señal en una o ambas polarizaciones (H o V), y recibir en una o ambas polarizaciones. La información de polarización contenida en la señal reflejada por un blanco, para un medio dado, está directamente relacionada, por un lado con las estructura geométrica por la reflectividad, forma y orientación, y por otro lado con las propiedades geofísicas como la humedad o la rugosidad. Si se realizan algunas modificaciones adicionales en el sistema ARBRES, se podrían realizar medidas de polarimetría. Debido a que la velocidad media de la plataforma es 35 m/s, y el sistema tiene una PRF alta (≈ 22 kHz $\Rightarrow T_{PRF} \approx 45\mu s$), eso quiere decir que se toma una muestra de la señal cada 1,6 mm (aproximadamente). Esto permite suponer que prácticamente se tiene el mismo apuntamiento de la escena entre dos muestras consecutivas. Lo anterior permite plantear que se pueda transmitir un pulso con una antena en polarización vertical y al siguiente con la otra en polarización horizontal. Lo anterior se puede ejemplificar en el diagrama propuesto en la Figura 9.2 para incluir los componentes necesarios en el sistema. Se necesita incluir un interruptor de mediana potencia (2 W) y de alta velocidad, este interruptor debe tener un circuito de control que conmute a una posición por cada vez que se transmita un pulso.

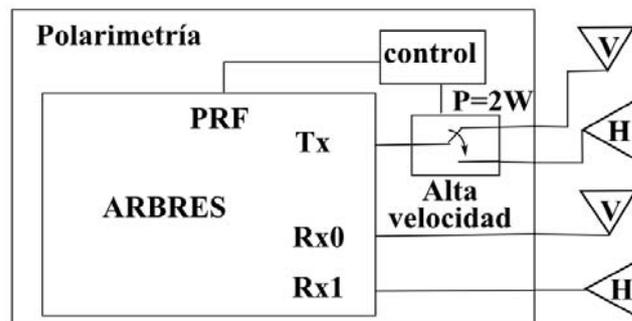


Figura 9.2: Configuración para polarimetría

Sinergia de instrumentos. La temperatura de brillo está relacionada, entre otros parámetros, con la topografía, la rugosidad y la vegetación que cubre el te-

reno. En la medida que no se puedan determinar estos parámetros se presentarán errores en la recuperación de la humedad del suelo con técnicas de radiometría. Sin embargo, con el uso de las técnicas SAR se pueden determinar estos parámetros de forma precisa. Por tal motivo se puede pensar en realizar medidas simultáneas o consecutivas con ambos sensores y combinar la información obtenida de cada sistema para ayudar a mejorar la recuperación de parámetros biofísicos o geofísicos para la observación de la tierra.

Apéndice A

Otros sensores de teledetección en UAV

A continuación se presenta un proyecto que no forma parte de la línea de estudio de este trabajo, pero en el cual se ha colaborado, y que demuestra las posibilidades de la plataforma para transportar otros sensores de teledetección.

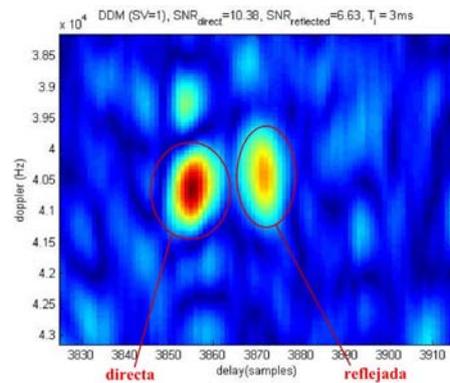
A.1. Reflexometría GNSS-R aerotransportada

En el laboratorio de teledetección de la UPC (RS Lab), y enmarcado en el área de teledetección pasiva se está trabajando en técnicas de reflectometría de las señales de navegación global por satélite conocidas como GNSS¹. Mediante el estudio de las señales reflejadas sobre la superficie terrestre de los sistemas GNSS se pueden obtener parámetros como la humedad de suelo, la topografía y la altura de la vegetación, entre otros; una muestra de este trabajo se puede encontrar en Rodríguez *et ál.*[120]. También se ha demostrado en la literatura (p.e., Martín-Neira *et ál.*[121, 122]) que se puede aplicar esta técnica para estudios de altimetría. Por iniciativa de los investigadores Nereida Rodríguez, Adriano Camps y Albert Aguasca, y con la colaboración del autor de esta tesis se han llevado a cabo medidas con un sensor GNSS-R en la banda de GPS utilizando la plataforma UAV para estudios de altimetría. La técnica se basa en la medida conjunta de las señales transmitidas por el sistema GPS mediante dos antenas (una en posición nadir y otra en cenital), las señales reflejadas sobre la superficie terrestre y las señales recibidas directamente se combinan de forma que, volando a suficiente altura ($> 300\text{m}$) y mediante técnicas de procesamiento de señales se consigue obtener información separada de ambas contribuciones (directa y

¹véase capítulo 2



(a) Avión con el sistema GNSS-R



(b) DDM generados a 325 m de altura

Figura A.1: Medida de Altimetría con técnicas GNSS-R, imágenes tomadas de Rodriguez *et ál.*[124]

reflejada). La señal recibida se correla con una replica local de un pseudocódigo GPS (único para cada satélite) para calcular el mapa de retardo y de Doppler (DDM *Delay Doppler Map*) propuesto en Zavorotny and Voronovich [123]. El DDM obtenido muestra dos picos, uno obtenido de la señal directa y otro de la reflejada, separados un retardo equivalente a la diferencia de caminos y por tanto de la distancia del avión al suelo.

El resultado completo del estudio se puede encontrar en Rodriguez *et ál.*[124]; a continuación se muestran unas imágenes de los resultados obtenidos. En la Figura A.1a se puede observar la configuración del sistema de medida en el avión, la antena que mide la señal reflejada se colocó en la parte interior del fuselaje del avión, y la que mide la señal directa se coloca en la parte superior del fuselaje del avión.

En la Figura A.1b se muestra la imagen de una medida donde se observa la aparición de los dos picos en el DDM, el generado por la señal directa que tiene mayor amplitud, y el otro generado por la señal reflejada que tiene menor amplitud.

Apéndice B

Efecto de las vibraciones en la IMU

En este proyecto se ha hecho uso de un sensor GPS+IMU para realizar medidas de posición y orientación desde un aeromodelo de control por radio. Este aeromodelo al ser propulsado por un motor combustión interna fuerza vibraciones¹ al fuselaje del avión y, por consecuencia, a los sistemas electrónicos instalados en él. Por lo tanto ha sido necesario realizar un estudio mecánico para determinar una forma de reducir al máximo los efectos de las vibraciones en los sensores inerciales.

Se puede modelar el sistema como un sistema de masa, amortiguador y resorte de la teoría de oscilaciones forzadas, que es un problema clásico en dinámica. En la Figura B.1 se muestra el modelo del sistema, donde m representa la masa del sensor, k y b representan la constante de elongación y el factor de amortiguamiento, respectivamente. $F(t)$ representa la oscilación introducida por el motor a la estructura, y $X(t)$ representa el movimiento de la masa.

La señal $F(t)$ tiene la forma: $F(t) = F_m \cos \omega_m t$. Con esto, el sistema puede modelarse de la siguiente forma:

$$m\ddot{x} + b\dot{x} + kx = F(t) \quad (\text{B.1})$$

La solución a esta ecuación es de la forma [125]:

$$x = \frac{F_m}{G} \sin(\omega_m t - \Theta) \quad (\text{B.2})$$

donde

$$G = \sqrt{m^2(\omega_m - \omega)^2 + b^2\omega_m^2} \quad (\text{B.3})$$

¹provocadas por la explosiones internas

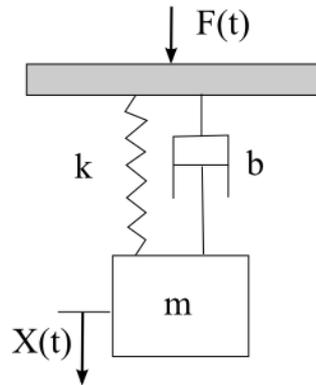


Figura B.1: Modelo mecánico de un sistema de oscilaciones forzadas

y

$$\Theta = \cos^{-1} \frac{b\omega_m}{G} \quad (\text{B.4})$$

De (B.2) se puede intuir que para reducir el movimiento del sensor ocasionado por las vibraciones producidas por el motor del avión, se debe incrementar el valor de G . A su vez en (B.3) se puede observar que la frecuencia de oscilación ω_m no puede modificarse ya que viene dada por una vibración externa, por lo cual solo hay dos parámetros que se pueden variar, la constante de amortiguamiento b y la masa m .

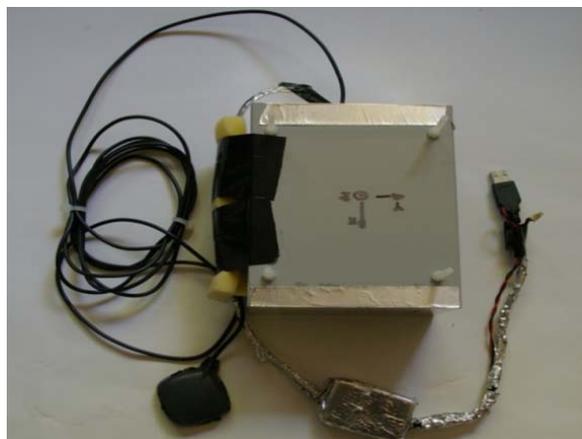
Se puede elegir un material con un factor de amortiguamiento alto, sin embargo físicamente se tiene un límite para esta constante que viene dada por el material. El otro parámetro que se puede ajustar es incrementar la masa. Así se elige un material que no afecte las propiedades magnéticas del sensor MTi-G (que contiene un magnetómetro de 3 ejes) y que a su vez tenga una densidad de masa muy elevada; el plomo tiene estas dos propiedades.

Se debe tener cuidado en la elección de ambos parámetros, ya que se corre el riesgo de filtrar las oscilaciones de baja frecuencia que corresponden a los movimientos naturales del avión.

Finalmente se ha colocado una base de plomo de las mismas dimensiones de la base del MTi-G con una masa de 200 gr y se ha instalado en una caja recubierta por esponja con un factor de amortiguamiento alto. Después de realizar varias pruebas se ha determinado que el sensor mide correctamente los movimientos del avión. En la Figura B.2a se muestra la instalación del sensor en una caja recubierta con esponja. La Figura B.2b muestra la caja que contiene el sensor junto con los cables y antena GPS, la caja de la interfaz RS-232 a USB ha sido aislada para evitar posibles interferencias de radiofrecuencia (RFI) a los sensores.



(a) Caja Rellena de esponja



(b) Caja cerrada con el sensor

Figura B.2: Instalación del sensor MTi-G en una caja para reducir las vibraciones.

Apéndice C

Lista de Publicaciones

C.1. Artículos

1. A. Aguasca, R. Acevo-Herrera, J. J. Mallorqui, X. Fabregas. “ARBRES: light-weight FM-CW SAR instrument for small UAVs”. Submitted to: IEEE Geoscience and Remote Sensing Letters.
2. Acevo-Herrera, R.; Aguasca, A.; Bosch-Lluis, X.; Camps, A.; Martínez-Fernández, J.; Sánchez-Martín, N.; Pérez-Gutiérrez, C. “Design and First Results of an UAV-Borne L-Band Radiometer for Multiple Monitoring Purposes”. *Remote Sens.* 2010, 2, 1662-1679.
3. Camps, A.; Bosch-Lluis, X.; Ramos-Perez, I.; Marchán-Hernández, J.F.; Rodríguez, N.; Valencia, E.; Tarongi, J.M.; Aguasca, A.; Acevo, R. “New Passive Instruments Developed for Ocean Monitoring at the Remote Sensing Lab-Universitat Politècnica de Catalunya”. *Sensors* 2009, 9, 10171-10189.

C.2. Conferencias

1. Rodriguez-Alvarez, N; Bosch-Lluis, X.; Acevo-Herrera, R.; Aguasca, A.; Camps, A.; Vall-llossera, M.; Ramos-Perez, I.; Valencia, E. “Study of maize plants effects in the retrieval of soil moisture using the interference pattern GNSS-R technique” *Proceedings of the IEEE International Geoscience and Remote Sensing Symposium 2010*. July 2010, (in press).
2. Rodriguez-Alvarez, N; Acevo-Herrera, R.; Aguasca, A.; Valencia, E.; ; Camps, A.; Vall-llossera, M.; Bosch-Lluis, X. ; Ramos-Perez, I.; “Altimetry study performed using an airborne GNSS-reflectometer” *Proceedings of the IEEE In-*

ternational Geoscience and Remote Sensing Symposium 2010. July 2010, (in press).

3. Acevo-Herrera, R.; Aguasca, A.; Bosch-Lluis, X.; Camps, A.; “On the use of compact L-band Dicke radiometer (ARIEL) and UAV for soil moisture and salinity map retrieval: 2008/2009 field experiments,” Geoscience and Remote Sensing Symposium, 2009 IEEE International, IGARSS 2009 , vol.4, no., pp.IV-729-IV-732, 12-17 July 2009
4. Acevo-Herrera, R.; Aguasca, A.; Mallorqui, J.J.; Fabregas, X. “High-compacted FM-CW SAR for boarding on small UAVs,” IEEE International Geoscience and Remote Sensing Symposium, 2009, IGARSS 2009 , vol.2, no., pp.II-543-II-546, 12-17 July 2009.
5. Valencia, E.; Acevo, R.; Bosch-Lluis, X.; Aguasca, A.; Rodríguez-Alvarez, N.; Ramos-Perez, I.; Marchan-Hernandez, J.F.; Glenat, M.; Bou, F.; Camps, A.; , “Initial Results of an Airborne Light-Weight L-Band Radiometer,” IEEE International Geoscience and Remote Sensing Symposium, 2008. IGARSS 2008., vol.2, no., pp.II-1176-II-1179, 7-11 July 2008

C.3. Patentes

“Sistema Aerotransportado para la medida de la humedad del terreno y el contenido de agua de la vegetación,” Patente en trámite.

Bibliografía

- [1] European Space Agency. What is Remote Sensing? http://www.esa.int/esaMI/Eduspace_EN/SEMF9R3Z20F_0.html. Available online.
- [2] Canada Centre for Remote Sensing. Fundamentals of Remote Sensing. Microwave remote sensing. http://www.ccrs.nrcan.gc.ca/resource/tutor/fundam/chapter3/01_e.php. Available online.
- [3] Department of transportation. Unmanned Aircraft Operations in the National Airspace System. Technical report, Federal Aviation Administration, 2009.
- [4] M. Kayton and W. R. Fried. *Avionics Navigation Systems*. Wiley Interscience, Great Britain, 1996.
- [5] Micropilot. Autopilot for UAV. <http://www.micropilot.com/>. Available online.
- [6] General Atomics aeronautical. Predator. <http://www.ga-asi.com/>. Available online.
- [7] Sistema de observación prospectiva y tecnológica. UAS Unmanned Aircraft System. Sobre su integración en el espacio aéreo no segregado. Technical report, Ministerio de defensa española, 2009.
- [8] Global Positioning System. <http://www.gps.gov/>. Available online.
- [9] Mohinder S. Grewal, Lawrence R. Weill, and Angus P. Andrews. *Global Positioning Systems, Inertial Navigation, and Integration*. Wiley-Interscience, New Jersey, U.S.A., second edition, 2007.
- [10] Xsens. MTi-G: GPS aided AHRS. <http://www.xsens.com/en/general/mti-g>. Available online.
- [11] R.P.G. Collinson. *Introduction to avionics*. Kluwer Academic Publishers, Great Britain, 1996.

- [12] F. T. Ulaby, R. K. Moore, and A. K. Fung. *Microwave Remote Sensing. Active and Passive Vol I. Fundamentals and Radiometry*, volume 1. Addison-Wesley, Advanced Book Program, Reading, Massachusetts, USA, 1981.
- [13] Miguel Angel Guerrero. Algoritmos de calibración para radiómetros digitales. Master's thesis, Universitat Politecnica de Catalunya, mayo 2009.
- [14] M. Martin-Neira and J. M. Goutoule. MIRAS- A two-dimensional aperture-synthesis radiometer for soil-moisture and ocean salinity observations. ESA's Bulletin No. 92, November 1997.
- [15] D.M. Le Vine. Synthetic aperture radiometer systems. In *Microwave Symposium Digest, 1999 IEEE MTT-S International*, volume 1, pages 407 –410 vol.1, 1999.
- [16] I. Ramos-Perez, A. Camps, X. Bosch-Lluis, J.F. Marchan-Hernandez, N. Rodriguez-Alvarez, E. Valencia, F. Frascella, P. Campigotto, and M. Donadio. Synthetic Aperture PAU: a new instrument to test potential improvements for future SMOSops. In *Geoscience and Remote Sensing Symposium, 2007. IGARSS 2007. IEEE International*, pages 247 –250, 23-28 2007.
- [17] X. Bosch-Lluis, A. Camps, J.F. Marchan-Hernandez, I. Ramos-Perez, R. Prehn, B. Izquierdo, X. Banque, and J. Yeste. FPGA-based Implementation of a Polarimetric Radiometer with Digital Beamforming. In *Geoscience and Remote Sensing Symposium, 2006. IGARSS 2006. IEEE International Conference on*, pages 1176 –1179, july 2006.
- [18] N. Skou and D. Le Vine. *Microwave Radiometer Systems Design and Analysis*. Artech House, Inc., Norwood, MA, USA, 2006.
- [19] F. Lemaitre, J.-C. Poussiere, Y.H. Kerr, M. Dejus, R. Durbe, P. de Rosnay, and J.-C. Calvet. Design and test of the ground-based l-band radiometer for estimating water in soils (lewis). *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*, 42(8):1666 – 1676, August 2004.
- [20] F. Thomsen. On the resolution of dicke-type radiometers. *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, 32(2):145 – 150, feb 1984.
- [21] Y. H. Kerr, P. Waldteufel, J. P Wigneron, J. Martinuzzi, J. Font, and M. Berger. Soil moisture retrieval from space: the Soil Moisture and Ocean Salinity (SMOS) mission. *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*, 39(8):1729–1735, 2001.

- [22] H. M. J. Barre, B. Duesmann, and Y. H. Kerr. SMOS: The Mission and the System. *Geoscience and Remote Sensing, IEEE Transactions on*, 46(3):587–593, 2008.
- [23] M. Martin-Neira, S. Ribo, and A. J. Martin-Polegre. Polarimetric mode of MIRAS. *Geoscience and Remote Sensing, IEEE Transactions on*, 40(8):1755–1768, 2002.
- [24] D. M. Le Vine, G. S. E. Lagerloef, F. R. Colomb, S. H. Yueh, and F. A. Pellerano. Aquarius: An instrument to monitor sea surface salinity from space. *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*, 45(7):2040–2050, 2007.
- [25] G. Lagerloef, D. LeVine, Y. Chao, and R. Colomb. Aquarius/SAC-D Mission; a key to Understanding the Links Between Salinity and Climate Variability. In *AGU-ASLO Ocean Sciences Meeting, OS43C-02*, February 2005.
- [26] D. Entekhabi, E. Njoku, and P. O’Neill. The Soil Moisture Active and Passive Mission (SMAP): Science and applications. In *Radar Conference, 2009 IEEE*, pages 1–3, 2009.
- [27] D. Entekhabi, E. G. Njoku, P. E. O’Neill, K. H. Kellogg, W. T. Crow, W. N. Edelstein, J. K. Entin, S. D. Goodman, T. J. Jackson, J. Johnson, J. Kimball, J. R. Piepmeier, R. D. Koster, N. Martin, K. C. McDonald, M. Moghaddam, S. Moran, R. Reichle, J. C. Shi, M. W. Spencer, S. W. Thurman, Leung Tsang, and J. Van Zyl. The Soil Moisture Active Passive (SMAP) Mission. *Proceedings of the IEEE*, 98(5):704–716, 2010.
- [28] Committee on Earth Science, Applications from Space: A Community Assessment, and National Research Council Strategy for the Future. Earth science and applications from space: National imperatives for the next decade and beyond. <http://www.nap.edu>. Available online.
- [29] J. L. Miller, M. A. Goodberlet, and J. B. Zaitzeff. Airborne salinity mapper makes debut in coastal zone. *Transactions American Geophysical Union EOS*, 79(14):173–177, 1998.
- [30] R. Haarbrink and A. Shutko. New airborne sensor for soil moisture mapping. In *Proceedings of the Second International Workshop on The Future of Remote Sensing, ISPRS Inter-Commission WG I/V, Autonomous Navigation*, Antwerp, Belgium, October 2006.

- [31] E. M. McIntyre and A. J. Gasiewski. An ultra-lightweight L-band digital Lobe-Differencing Correlation Radiometer (LDCR) for airborne UAV SSS mapping. In *Geoscience and Remote Sensing Symposium, 2007. IGARSS 2007. IEEE International*, pages 1095–1097, 2007 2007.
- [32] R. Panciera, J.P. Walker, J.D. Kalma, E.J. Kim, J.M. Hacker, O. Merlin, M. Berger, and N. Skou. The NAFE'05/CoSMOS Data Set: Toward SMOS Soil Moisture Retrieval, Downscaling, and Assimilation. *Geoscience and Remote Sensing, IEEE Transactions on*, 46(3):736 –745, march 2008.
- [33] R. Villarino, L. Enrique, A. Camps, I. Corbella, and S. Blanch. Design, implementation and test of the UPC L-band AUtomatic Radiometer. In *Open Symposium on Propagation and Remote Sensing URSI Commission F*, pages 1–22, Garmisch-Partenkirchen, Germany, February 2002.
- [34] Laboratorio de Teledetección. Universitat Politècnica de Catalunya. <http://www.tsc.upc.edu/rslab/index.php>.
- [35] A. Camps, J. Font, M. Vall-llossera, C. Gabarro, I. Corbella, N. Duffo, F. Torres, S. Blanch, A. Aguasca, R. Villarino, L. Enrique, J.J. Miranda, J.J. Arenas, A. Julia, J. Etcheto, V. Caselles, A. Weill, J. Boutin, S. Contardo, R. Niclos, R. Rivas, S.C. Reising, P. Wursteisen, M. Berger, and M. Martin-Neira. The WISE 2000 and 2001 field experiments in support of the SMOS mission: sea surface L-band brightness temperature observations and their application to sea surface salinity retrieval. *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*, 42(4):804 – 823, April 2004.
- [36] A. Camps, M. Vall-llossera, R. Villarino, N. Reul, B. Chapron, I. Corbella, N. Duffo, F. Torres, J.J. Miranda, R. Sabia, A. Monerris, and R. Rodriguez. The emissivity of foam-covered water surface at L-band: theoretical modeling and experimental results from the FROG 2003 field experiment. *Geoscience and Remote Sensing, IEEE Transactions on*, 43(5):925 – 937, May 2005.
- [37] J.F. Marchan-Hernandez, M. Vall-llossera, A. Camps, N. Rodriguez-Alvarez, I. Ramos-Perez, E. Valencia, X. Bosch-Lluis, M. Talone, J.M. Tarongi, and M. Piles. Ground-based gnss-r measurements with the pau instrument and their application to the sea surface salinity retrieval: First results. In *IEEE International Geoscience and Remote Sensing Symposium, 2008.*, volume 4, pages IV –530 –IV –533, jul. 2008.

- [38] E. Valencia, J.F. Marchan-Hernandez, A. Camps, N. Rodriguez-Alvarez, J.M. Tarongi, M. Piles, I. Ramos-Perez, X. Bosch-Lluis, M. Vall-llossera, and P. Ferré. Experimental relationship between the sea brightness temperature changes and the gnss-r delay-doppler maps: Preliminary results of the albatross field experiments. In *IEEE International Geoscience and Remote Sensing Symposium, 2009*, volume 3, pages III-741 –III-744, July 2009.
- [39] A. Monerris, P. Benedicto, M. Vall-llossera, A. Camps, M. Piles, E. Santanach, and R. Prehn. Topography effects on the l-band emissivity of soils: Turtle 2006 field experiment. In *IEEE International Geoscience and Remote Sensing Symposium, 2007.*, pages 2244 –2247, July 2007.
- [40] E. Valencia, R. Acevo, X. Bosch-Lluis, A. Aguasca, N. Rodriiguez-Alvarez, I. Ramos-Perez, J. F. Marchan-Hernandez, M. Glenat, F. Bou, and A. Camps. Initial results of an airborne light-weight l-band radiometer. In *IEEE International Geoscience and Remote Sensing Symposium*, volume 2, pages II-1176–II-1179, July 2008.
- [41] Keyhole markup language, kml standard. <http://www.opengeospatial.org/standards/kml/>.
- [42] B. Deuber, D. G. Feist, and N. Kämpfer. Ground-based measurements of middle atmospheric water vapour at bern , switzerland. In J.G. Levine N.R.P. Harries, G.T. Amanatidis, editor, *Stratospheric ozone 2002, European Commission, Air pollution research report 79*, pages 120–124, 2004.
- [43] A. Stein, F. Van der Meer, and B. Gorte, editors. *Spatial Statistics for Remote Sensing. Series: Remote Sensing and Digital Image Processing*, volume 1. Kluwer Academic Publishers, Dordrecht, The Netherlands, 1999.
- [44] G. Wood, M. A. Oliver, and R. Webster. Estimating soil salinity by disjunctive Kriging. *Soil Use and Management*, 6(3):97–104, 1990.
- [45] M. Talone, A. Camps, R. Sabia, and J. Font. Towards a coherent sea surface salinity product from smos radiometric measurements and argo buoys. In *IEEE International Geoscience and Remote Sensing Symposium, 2007*, pages 3959 –3962, july 2007.
- [46] A. B. McBratney and M. J. Pringle. Estimating average and proportional variograms of soil properties and their potential use in precision agriculture. *Precision Agriculture*, 1:125–152, 1999. 10.1023/A:1009995404447.

- [47] A. Monerris and T. Schmugge. *Advances in Geoscience and Remote Sensing*, chapter Soil moisture estimation using L-band radiometry, pages 441–462. INTECH, October 2009.
- [48] F. T. Ulaby, R. K. Moore, and A. K. Fung. *Microwave Remote Sensing. Active and Passive Vol II. Radar Remote Sensing and Surface Scattering and Emission Theory*, volume 2. Artech House, Inc., Norwood, MA, USA, 1986.
- [49] A. A. Van de Griend and J. P Wigneron. The b-factor as a function of frequency and canopy type at h-polarization. *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*, 42(4):786–794, 2004.
- [50] K. P. Kirdiashev, A. A. Chukhlantsev, and A. M. Shutko. Microwave radiation of the earth’s surface in the presence of vegetation cover. *Radio Eng. Electron. Phys.*, 2:37–56, 1979.
- [51] J. R. Wang and T. J. Schmugge. An empirical model for the complex dielectric permittivity of soils as a function of water content. *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*, 18(4):288–296, 1980.
- [52] M. J. Escorihuela, Y. H. Kerr, P. de Rosnay, J. P Wigneron, J. C Calvet, and F. Lemaitre. A simple model of the bare soil microwave emission at l-band. *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*, 45(7):1978–1987, 2007.
- [53] A. Monerris, N. Rodriguez-Alvarez, M. Vall-llossera, A. Camps, M. Piles, J. Martinez-Fernandez, N. Sanchez-Martin, C. Perez-Gutierrez, G. Baroncini-Turricchia, R. Acevo, and A. Aguasca. The gps and radiometric joint observations experiment at the remedhus site (zamora-salamanca region, spain). In *IEEE International Geoscience and Remote Sensing Symposium*, volume 3, pages III–286–III–289, July 2009.
- [54] ECH2O Soil Moisture Sensor from Decagon. Disponible en: http://www.decagon.com/ag_research/soil/ec5.php.
- [55] Centro hispano-luso de investigaciones agrarias, (ciale). <http://ciale.usal.es/>.
- [56] Steven’s Hydra Probe II Soil Moisture Sensor (SDI-12/RS485). Disponible en: http://www.stevenswater.com/catalog/products/soil_sensors/datasheet/hydraprobeiidatasheetnewweb.pdf.

- [57] Board on Earth Sciences, Environment Resource. Commission on Geosciences, and Resource. National Research Council. Airborne geophysics and precise positioning. scientific issues and future directions. <http://www.nap.edu>, 1995. Available online.
- [58] J.C. Curlander and R.N. McDonough. *Synthetic aperture radar: systems and signal processing*. Wiley-Interscience, New York, 1991.
- [59] Mehrdad Soumekh. *Synthetic Aperture Radar Signal Processing with MATLAB Algorithms*. Wiley Interscience, New York, NY, U.S.A., May 1999.
- [60] Merrill I. Skolnik, editor. *Radar Handbook*. Mc Graw Hill, Boston, MA, U.S.A., second edition, 1990.
- [61] A. Ishimaru. *Wave Propagation and Scattering in Random Media, Volume I: Single scattering and transport theory*. Academic Press, New York, USA, 1978.
- [62] Luca Pipia. *Polarimetric Differential SAR Interferometry with Ground-Based Sensors*. PhD thesis, Universitat Politècnica de Catalunya, Barcelona, Spain, July 2009.
- [63] Simon S. Haykin and Barry Van Veen. *Signals and Systems*. John Wiley and sons, New York, U.S.A., 1999. Simon Haykin, Barry Van Veen; :il.;26 cm.
- [64] Walter G. Carrara, Ron S. Goodman, and Ronald M. Majewski. *Spotlight Synthetic Aperture Radar: Signal Processing Algorithms*. Artech House, Norwood, MA, U.S.A., 1995.
- [65] C.Y. Chang, M.Y. Jin, and J.C. Curlander. SAR processing based on the exact two-dimensional transfer function. In *International Geoscience and Remote Sensing Symposium*, pages 355 –359, may 1992.
- [66] I. G. Cumming and F. H. Wong. *Digital Processing of Synthetic Aperture Radar Data: Algorithms and Implementation*. Artech House, London, England, 2005.
- [67] Pau Prats. *Airborne Differential SAR Interferometry*. PhD thesis, Universitat Politècnica de Catalunya, Barcelona, Spain, November 2005.
- [68] R.K. Raney, H. Runge, R. Bamler, I.G. Cumming, and F.H. Wong. Precision sar processing using chirp scaling. *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*, 32(4):786 –799, july 1994.

- [69] R. Bamler. A comparison of range-doppler and wavenumber domain sar focusing algorithms. *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*, 30(4):706–713, july 1992.
- [70] C. Cafforio, C. Prati, and F. Rocca. Sar data focusing using seismic migration techniques. *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, 27(2):194–207, march 1991.
- [71] R. H. Stolt. Migration by fourier transform. *Geophysics*, 43(1):49–76, 1978.
- [72] A. Reigber, E. Alivizatos, A. Potsis, and A. Moreira. Extended wavenumber-domain synthetic aperture radar focusing with integrated motion compensation. *Radar, Sonar and Navigation, IEE Proceedings -*, 153(3):301–310, jun. 2006.
- [73] M. Y. Jin and C. Wu. A SAR correlation algorithm which accommodates large-range migration. *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*, GE-22(6):592–597, Nov. 1984.
- [74] Chialin Wu, K.Y. Liu, and M. Jin. Modeling and a correlation algorithm for spaceborne sar signals. *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, AES-18(5):563–575, sep. 1982.
- [75] H. Runge and R. Bamler. A novel high precision sar focussing algorithm based on chirp scaling. In *IEEE International Geoscience and Remote Sensing Symposium*, pages 372–375, may 1992.
- [76] A. Moreira, J. Mittermayer, and R. Scheiber. Extended chirp scaling algorithm for air- and spaceborne sar data processing in stripmap and scansar imaging modes. *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*, 34(5):1123–1136, september 1996.
- [77] John W. McCorkle and Martin Rofheart. An order $N^2 \log(N)$ backprojector algorithm for focusing wide-angle wide-bandwidth arbitrary-motion synthetic aperture radar. In *Radar Sensor Technology*, volume 2747, pages 25–36. SPIE, 1996.
- [78] Shu Xiao, David C. Munson, Jr., Samit Basu, Jr. Samit, and Yoram Bresler. An order $n^2 \log(n)$ back-projection algorithm for sar image formation. In *Thirty-Forth Asilomar Conference on Signals, Systems, and Computers*, pages 3–7, October 2000.

- [79] A.F. Yegulalp. Fast backprojection algorithm for synthetic aperture radar. In *The Record of the 1999 IEEE Radar Conference.*, pages 60 –65, 1999.
- [80] L.M.H. Ulander, H. Hellsten, and G. Stenstrom. Synthetic-aperture radar processing using fast factorized back-projection. *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, 39(3):760 – 776, jul. 2003.
- [81] P.A. Rosen, S. Hensley, I.R. Joughin, F.K. Li, S.N. Madsen, E. Rodriguez, and R.M. Goldstein. Synthetic aperture radar interferometry. *Proceedings of the IEEE*, 88(3):333 –382, mar. 2000.
- [82] A. R. Thompson, J. M. Moran, and G. W. Swenson. *Interferometry and Synthesis in Radio Astronomy*. Wiley-Interscience, New York, NY, U.S.A., 1986.
- [83] Richard Bamler and Philipp Hartl. Synthetic aperture radar interferometry. *Inverse Problems*, 14(4):R1, 1998.
- [84] E. Rodriguez and J.M. Martin. Theory and design of interferometric synthetic aperture radars. *Radar and Signal Processing, IEE Proceedings F*, 139(2):147 –159, april 1992.
- [85] National Aeronautics and Space Administration. Jet Propulsion Laboratory. <http://www.jpl.nasa.gov/>. Available online.
- [86] European Space Agency. <http://www.esa.int/esaCP/index.html>. Available online.
- [87] Canadian Space Agency. <http://www.asc-csa.gc.ca/eng/default.asp>. Available online.
- [88] RADARSAT-2. <http://www.radarsat2.info/>. Available online.
- [89] Phased Array type L-band Synthetic Aperture Radar. <http://www.palsar.ersdac.or.jp/e/>. Available online.
- [90] TerraSAR-X. <http://www.terrasar.de/>. Available online.
- [91] TanDEM-X. <http://www.terrasar.de/tandem-x-satellite>. Available online.
- [92] R. Horn. The dlr airborne sar project e-sar. In *IEEE International Geoscience and Remote Sensing Symposium*, volume 3, pages 1624 –1628, may 1996.

- [93] Experimental Airborne SAR. http://www.dlr.de/hr/en/desktopdefault.aspx/tabid-2326/3776_read-5679/. Available online.
- [94] K. Wheeler, S. Hensley, Y. Lou, T. Miller, and J. Hoffman. An L-band SAR for repeat pass deformation measurements on a UAV platform. In *Proceedings of the IEEE Radar Conference*, pages 317 – 322, april 2004.
- [95] UAVSAR. <http://uavsar.jpl.nasa.gov/>. Available online.
- [96] J. Klare, M. Weiss, O. Peters, A. Brenner, and J. Ender. ARTINO: A New High Resolution 3D Imaging Radar System on an Autonomous Airborne Platform. In *IEEE International Geoscience and Remote Sensing Symposium*, pages 3842 –3845, jul. 2006.
- [97] J.F. Nouvel. Onera drive project. In *International Radar Conference - Surveillance for a Safer World*, pages 1 –4, october 2009.
- [98] N. Heinze, M. Edrich, G. Saur, and W. Krüger. Image exploitation for Mi-SAR. In Edmund G. Zelnio and Frederick D. Garber, editors, *Algorithms for Synthetic Aperture Radar Imagery XIV*, volume 6568, page 65680J. SPIE, 2007.
- [99] A. Aguasca, A. Broquetas, J.J. Mallorqui, and X. Fabregas. A solid state l to x-band flexible ground-based sar system for continuous monitoring applications. In *IEEE International Geoscience and Remote Sensing Symposium.*, volume 2, pages 757 –760, 20-24 Sept 2004.
- [100] L. Pipia, X. Fabregas, A. Aguasca, C. Lopez-Martinez, S. Duque, J.J. Mallorqui, and J. Marturia. Polarimetric differential sar interferometry: First results with ground-based measurements. *Geoscience and Remote Sensing Letters, IEEE*, 6(1):167 –171, jan. 2009.
- [101] Behzad Razavi. *RF Microelectronics*. Prentice Hall, Upper Saddle River,, NJ, U.S.A., 1998.
- [102] A. Freeman, W.T.K. Johnson, B. Huneycutt, R. Jordan, S. Hensley, P. Siqueira, and J. Curlander. The “Myth” of the minimum SAR antenna area constraint. *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*, 38(1):320 –324, January 2000.
- [103] Anthony Freeman. On ambiguities in sar design. In *6th European Conference on Synthetic Aperture Radar*, Dresden, Germany, May 2006.

- [104] C. A. Balanis. *Antenna Theory: Analysis and Design*. Wiley-Interscience, Hoboken, NJ, third edition, April 2005.
- [105] Angel Cardama, Lluís Jofre, Juan Manuel Rius, Jordi Romeu, and Sebastian Blanch. *Antenas*. Edicions UPC, Barcelona, España, 1993.
- [106] Beatriz Montsalve. Alba antennas: two elements. Internal report. Unpublished, June 2009.
- [107] DAQ card PCI-9820. <http://www.adlinktech.com/>. Available online.
- [108] F.J. Harris. On the use of windows for harmonic analysis with the discrete fourier transform. *Proceedings of the IEEE*, 66(1):51 – 83, january 1978.
- [109] IEEE standard test procedures for antennas. *ANSI/IEEE Std 149-1979*, 1979.
- [110] A. Freeman, Y. Shen, and C.L. Werner. Polarimetric SAR calibration experiment using active radar calibrators. *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*, 28(2):224 –240, march 1990.
- [111] Mengdao Xing, Xiuwei Jiang, Renbiao Wu, Feng Zhou, and Zheng Bao. Motion Compensation for UAV SAR Based on Raw Radar Data. *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*, 47(8):2870 –2883, August 2009.
- [112] J.T. Gonzalez-Partida, P. Almorox-Gonzalez, M. Burgos-Garcia, and B.P. Dorta-Naranjo. SAR System for UAV Operation with Motion Error Compensation beyond the Resolution Cell. *Sensors*, 8(5):3384–3405, 2008.
- [113] Mapa topográfico de Can Rocamora. <http://www.icc.es/>. Available online.
- [114] R.J. Bullock, R. Voles, A. Currie, H.D. Griffiths, and P.V. Brennan. Two-look method for correction of roll errors in aircraft-borne interferometric SAR. *Electronics Letters*, 33(18):1581 –1583, August 1997.
- [115] F. Vinelli, F. Dente, R. Bertoni, R. Pangrazi, and A. Farina. Estimation of scene altitude profile and motion errors in synthetic aperture radar interferometry. In *International Geoscience and Remote Sensing Symposium. Remote Sensing: Global Monitoring for Earth Management.*, volume I, pages 253 –256, jun. 1991.
- [116] C. Elachi. *Spaceborne radar remote sensing: applications and techniques*. IEEE press, New York, U.S.A., 1988.

- [117] N. Skou, S.S. Sobjaerg, and J. Balling. Measurements on active cold loads for radiometer calibration. In *Microwave Radiometry and Remote Sensing of the Environment, MICRORAD*, pages 1–4, March 2008.
- [118] E. Leynia de la Jarrige, L. Escotte, J.M. Goutoule, E. Gonneau, and J. Raysac. SiGe HBT-Based Active Cold Load for Radiometer Calibration. *Microwave and Wireless Components Letters, IEEE*, 20(4):238–240, april 2010.
- [119] P. Prats, K.A. Camara de Macedo, A. Reigber, R. Scheiber, and J.J. Mallorqui. Comparison of topography- and aperture-dependent motion compensation algorithms for airborne sar. *IEEE Geoscience and Remote Sensing Letters*, 4(3):349–353, july 2007.
- [120] N. Rodriguez-Alvarez, A. Camps, M. Vall-llossera, X. Bosch-Lluis, A. Monerris, I. Ramos-Perez, E. Valencia, J. F. Marchan-Hernandez, J. Martinez-Fernandez, G. Baroncini-Turricchia, C. Perez-Gutierrez, and N. Sanchez. Land geophysical parameters retrieval using the interference pattern gnss-r technique. *Geoscience and Remote Sensing, IEEE Transactions on*, 2010.
- [121] M. Martin-Neira. A Passive Reflectometry and Interferometry System (PARIS): Application to Ocean Altimetry. *ESA Journal*, vol. 17., 1993.
- [122] M. Martin-Neira, P. Colmenarejo, G. Ruffini, and C. Serra. Ocean Altimetry using the Carrier Phase of GNSS Reflected Signals. *Proceedings of Ocean Winds 2000*, Plouzane, France, CERSAT News, November 2000.
- [123] 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*, 38(2):951–964, march 2000.
- [124] N. Rodriguez-Alvarez, R. Acevo, A. Aguasca, E. Valencia, A. Camps, M. Vall-llossera, X. Bosch-Lluis, and I. Ramos-Perez. Altimetry study performed using an airborne gnss-reflectometer. In *IEEE International Geoscience and Remote Sensing Symposium.*, 2010.
- [125] R. Resnick, D. Halliday, and K. Krane. *Physics*, volume 1. John Wiley and Sons, New York, U.S.A., 4th edition, 1991.