



Focalización de imágenes SAR utilizando el algoritmo Omega-K. Simulación y Validación.

Por Mirko Panozzo Zénere

Presentado ante la Facultad de Matemática, Astronomía y Física y el Instituto de Altos Estudios Espaciales Mario Gulich como parte de los requerimientos para la obtención del grado de

**MAGISTER EN APLICACIONES ESPACIALES DE ALERTA Y RESPUESTA TEMPRANA
A EMERGENCIAS**

UNIVERSIDAD NACIONAL DE CORDOBA

Abril, 2013

©IG - CONAE/UNC 2013

©FaMAF - UNC 2013

DIRECTOR

Ing. Ettore Lopinto

Centro di Geodesia Spaziale. Agenzia Spaziale Italiana (ASI). Matera, Italia.

CO-DIRECTOR

Dr. Sergio Masuelli

Instituto Mario Gulich. CONAE/UNC. Falda de Cañete, Córdoba, Argentina.

A mi princesita por nacer.

Agradecimientos

El autor quiere agradecer a distintas personas que han colaborado a lo largo del desarrollo de este trabajo.

A Martín Labanda y Felipe Madero por sus valiosos aportes en la resolución de problemas específicos en lo que concierne a la etapa de simulación y validación.

A mi director, Ettore Lopinto, por haberme guiado en este trabajo y por haber compartido sus conocimientos sobre la teoría SAR. También por su valiosa ayuda durante mi estadía en Italia en el año 2011.

A mi codirector Sergio Masuelli, por haber confiado siempre en mi y por haber cedido parte de su tiempo para asistirme en un momento crucial de este trabajo durante el estudio y desarrollo del algoritmo.

A los docentes y autoridades de la Maestría AEARTE y del Instituto Gulich por haberme permitido crecer profesionalmente.

Resumen

En la actualidad las imágenes de Radares de Apertura Sintética (SAR) son utilizadas en numerosas aplicaciones para el seguimiento de diversos fenómenos que tienen lugar en la superficie terrestre. El primer eslabón en la cadena de procesamiento de información SAR es la formación de la imagen a partir de los datos crudos (RAW). Este paso es conocido como *focalización*. En este trabajo se realiza el estudio y desarrollo del algoritmo más preciso de focalización, denominado Omega-K. Éste se basa en la teoría de migración sísmica para reproducir la ecuación de onda de manera exacta. El análisis teórico del algoritmo se desarrolla mediante simulaciones a partir de parámetros de configuración del Satélite Argentino de Observación con Microondas (SAOCOM). Para la evaluación de la precisión del prototipo implementado se generó un dato RAW sintético mediante simulación, utilizando parámetros de adquisición del satélite ERS-1. El procesamiento del dato generado demostró que el prototipo fue capaz de obtener una imagen focalizada. La calidad de la misma fue evaluada a partir de los valores de resolución espacial en rango y acimut, de la Proporción entre Lóbulo Principal y Lóbulos Secundarios (PSLR) y de la Proporción de Energía entre Lóbulo Principal y Lóbulos Secundarios (ISLR); obteniendo una buena precisión que se demuestra a partir de la comparación con los valores nominales de la misión ERS-1.

Palabras claves: algoritmo Omega-K, focalización SAR, simulación SAR, medición de calidad de imágenes SAR, SAOCOM.

Abstract

Synthetic Aperture Radar (SAR) images are used in applications that monitor different phenomena which take place on the Earth's surface. The first step in the SAR information processing chain is known as image focusing, it involves the creation of an image from RAW satellite data. We have studied a precise focusing algorithm known as Omega-K, and implemented a prototype. It uses seismic migration theory to perfectly match the wave equation. The theoretical analysis of the algorithm is carried out by simulations that use SAOCOM's configuration parameters. However, in order to assess the Omega-K prototype's accuracy, we used ERS-1 satellite acquisition parameters to simulate synthetic RAW data. Processing the simulated data, proved that the prototype is able to get a focused image. The image quality was evaluated measuring the range and azimuth spatial resolutions, the Peak to Side-Lobe Ratio (PSLR) and the Integrated Side-Lobe Ratio (ISLR). Comparing the results of this evaluation with ERS-1 nominal values, it is shown that the prototype obtains a quite precise, high-quality, image.

Key words: Omega-K algorithm, SAR processing, SAR simulation, SAR image quality assessment, SAOCOM.

Tabla de Contenidos

1. Introducción	1
1.1. Motivación	3
1.2. Objetivos	3
1.3. Organización de la tesis	3
2. Principios de la teoría SAR	5
2.1. Introducción al Radar de Apertura Sintética	5
2.2. Adquisición de datos SAR	6
2.2.1. Ecuación del radar	6
2.2.2. Geometría de adquisición	6
2.2.3. Adquisición en rango	8
2.2.4. Adquisición en acimut	10
2.3. Datos RAW y formación de la imagen	14
2.3.1. Organización de la matriz de datos	14
2.3.2. Focalización de la imagen	15
2.3.3. Migración de celdas en rango	17
2.3.4. Señal en banda base y su espectro	18
2.4. Algoritmos de focalización SAR	21
2.4.1. El algoritmo Range-Doppler	21
2.4.2. El algoritmo Chirp Scaling	22
2.4.3. El algoritmo Omega-K: una breve introducción	24

3. El algoritmo Omega-K	25
3.1. Introducción al algoritmo Omega-K	25
3.1.1. El modelo del reflector <i>radiante</i>	25
3.2. Visión general del algoritmo	26
3.3. Focalización general	27
3.3.1. ¿Qué tan grande es el error debido a asumir V_{st} invariable?	28
3.3.2. Problemas remanentes luego de la RFM	29
3.4. Focalización diferencial (interpolación de Stolt)	30
3.4.1. La fase luego de la interpolación de Stolt	33
3.5. Interpretación del mapeo de Stolt mediante propiedades de la DFT	34
3.5.1. El cambio de variables	35
3.5.2. Corrección de RCM	36
3.5.3. Focalización diferencial en Acimut	36
3.6. Ejemplo de procesamiento en una imagen ERS-1	37
4. Generación de blancos puntuales mediante simulación	39
4.1. Simulación de datos SAR	39
4.1.1. Otra perspectiva sobre clasificación de simuladores	40
4.2. Simulación de blancos puntuales orientada al procesamiento	41
4.2.1. El algoritmo	41
5. Análisis de calidad de focalización SAR	46
5.1. Parámetros de calidad	47
5.1.1. Resolución espacial	47
5.1.2. PSLR	48
5.1.3. ISLR	49
5.2. Extracción y análisis de blancos puntuales	49
5.2.1. Extracción de blancos	49
5.2.2. Análisis de calidad	51
6. Resultados	54

6.1. La simulación	54
6.2. El procesamiento	56
6.3. Análisis de calidad	56
6.4. Posibles mejoras a los valores de PSLR e ISLR	59
7. Conclusiones	61
Bibliografía	63

Índice de figuras

1.1. Ciclo completo del trabajo	2
2.1. Geometría de adquisición de un sistema SAR	7
2.2. Parte real de un chirp simulado para valores de configuración de SAOCOM en modo de adquisición STRIPMAP	8
2.3. Ciclos de transmisión-recepción de un SAR	9
2.4. Esquema de la apertura sintética del sistema SAR	11
2.5. Tren de pulsos (chirps)	11
2.6. Ciclos de transmisión-recepción de un SAR	12
2.7. Organización de los datos en la matriz RAW	14
2.8. Salida del Matched Filter luego de aplicarlo al chirp SAOCOM	16
2.9. Salida del Matched Filter convertida a dBs	16
2.10. Imagen focalizada en rango. Curva de migración en rango	17
2.11. Geometría de adquisición SAR en presencia de squint	19
2.12. Diagrama de ejecución del algoritmo Range-Doppler	21
2.13. Diagrama de ejecución del algoritmo Chirp Scaling	23
3.1. El modelo del “reflector radiante”	26
3.2. Diagrama de bloques del Algoritmo Omega-K	27
3.3. Variación de la velocidad relativa sensor-blanco respecto del rango	29
3.4. Cambio de variables de frecuencia en rango para valores estándar de SAOCOM	31
3.5. Cambio de variables con escala expandida y sin desplazamiento	32
3.6. Mapeo de Stolt como función de f_{η}	32

3.7.	Gráfico en tres dimensiones del mapeo de Stolt. f'_τ en función de f_τ y f_η	33
3.8.	Ilustración de los efectos de escalado y shift de la interpolación de Stolt	35
3.9.	Imagen ERS-1 procesada con el prototipo Omega-K	38
4.1.	Simulador SAR genérico	39
4.2.	Simuladores orientados al procesamiento SAR	40
4.3.	Simulador orientado a aplicaciones SAR	41
4.4.	Simulador SAR en el dominio del tiempo	42
4.5.	Ángulos de actitud: cabeceo, guiñada y alabeo	43
4.6.	Tiempo en órbita para el cual se ve el blanco con el Doppler deseado	43
4.7.	Cálculo del vector de apuntamiento y pisada de la antena en acimut	44
4.8.	Sistemas de referencia del satélite y de órbita	44
5.1.	Representación gráfica de la respuesta de un blanco puntual aislado	46
5.2.	Metodología para el análisis de un blanco puntual	50
5.3.	Blancos artificiales de respuestas conocidas	50
5.4.	Perfil unidimensional de la respuesta al impulso de un blanco puntual interpolado	51
5.5.	Perfil bidimensional de la respuesta al impulso teórica de un blanco puntual interpolado	52
6.1.	Simulación de una imagen SAR para un blanco puntual	55
6.2.	Corte en rango al centro de la simulación	55
6.3.	Corte en acimut al centro de la simulación	56
6.4.	Blanco puntual enfocado con el prototipo Algoritmo Omega-K (ω KA)	56
6.5.	Blanco puntual enfocado con el prototipo ω KA	57
6.6.	Respuestas al impulso en rango y acimut	57
6.7.	Filtro de Hamming y Chirp SAOCOM filtrado	59
6.8.	Respuesta al impulso teórica para SAOCOM y su correspondiente respuesta utilizando filtro de Hamming	60

Lista de acrónimos

ωKA	Algoritmo Omega-K
ASI	Agencia Espacial Italiana
CDR	Revisión de Diseño Crítico
CETT	Centro Espacial Teófilo Tabanera
CONAE	Comisión Nacional de Actividades Espaciales
CSA	Algoritmo Chirp Scaling
dB	Decibeles
DEM	Modelo Digital de Elevación
DFT	Transformada Discreta de Fourier
DLR	Agencia Espacial Alemana
ERS-1	European Remote-Sensing Satellite
ESA	Agencia Espacial Europea
FFT	Transformada Rápida de Fourier
IDFT	Transformada Discreta de Fourier Inversa
IDL	Interactive Data Language
IFFT	Transformada Rápida de Fourier Inversa
IRF	Función de Respuesta al Impulso
ISLR	Proporción de Energía entre Lóbulo Principal y Lóbulos Secundarios
PRF	Frecuencia de Repetición de Pulso
PRT	Tiempo de Repetición de Pulso

PSLR	Proporción entre Lóbulo Principal y Lóbulos Secundarios
RAW	datos crudos
RC	Compresión en Rango
RCM	Migración de Celdas en Rango
RCMC	Corrección de Migración de Celdas en Rango
RCS	sección eficaz al radar (Radar Cross Section)
RDA	Algoritmo Range-Doppler
RFM	Multiplicación por la Función de Referencia
SAOCOM	Satélite Argentino de Observación con Microondas
SAR	Radar de Apertura Sintética
SLC	Single Look Complex
SRC	Compresión Secundaria en Rango
STF	Función de Transferencia del Sistema
SWT	Tiempo de la ventana de muestreo de ecos (Sampling Window Time)
VMP	Procesador a Modo de Verificación

Lista de símbolos

B	Ancho de banca del chirp, hertz.
B_D	Ancho de banda de la frecuencia Doppler, hertz.
c	Velocidad de la luz, metros por segundo.
η	Tiempo en acimut (tiempo lento), segundos.
η_c	Tiempo de cruce del centro del beam por el blanco. Tiempo relativo al momento de mayor aproximación sensor-blanco, segundos.
f_0	Frecuencia de la portadora del radar, hertz.
f_c	Frecuencia central del <i>chirp</i> , hertz.
f_η	Frecuencia en Azimuth (frecuencia Doppler), hertz.
f_{η_c}	Frecuencia del centroide Doppler, hertz.
f_s	Frecuencia en muestreo de la señal en rango, hertz.
f_τ	Frecuencia en Rango, hertz.
f'_τ	Fase de un blanco puntual luego de la multiplicación por la función de referencia, radianes.
G	Ganancia de la antena.
I_m	Intensidad del lóbulo principal de la IRF, watts.
I_s	Intensidad del lóbulo secundario mayor de la IRF, watts.
K_a	Tasa de incremento de frecuencia Doppler (acimut), hertz por segundo.
K'_a	Tasa de cambio de la frecuencia Doppler en el dominio bidimensional de las frecuencias, hertz por segundo.
K_r	Tasa de cambio de la FM del chirp, hertz por segundo.

L_a	Longitud de la antena en dirección de acimut, metros.
λ	Longitud de onda de la señal portadora, metros.
L_{AS}	Tamaño de la apertura sintética, metros.
P_e	Potencia enviada por el radar, watts.
P_r	Potencia recibida por el radar, watts.
R	Distancia entre el sensor y el blanco (rango oblicuo), metros.
R_0	Rango cercano, metros.
ρ_a	Resolución espacial en acimut, metros.
ρ_{ro}	Resolución espacial en rango oblicuo, metros.
ρ_{rt}	Resolución espacial en rango en tierra, metros.
R_{rd}	Migración de celdas en rango en el dominio range-Doppler.
R_{ref}	Rango de referencia, metros.
$s_0(\tau, \eta)$	Señal de un blanco puntual en banda base.
S_{rd}	Señal de un blanco puntual en el dominio range-Doppler.
t	Tiempo transcurrido entre la emisión del chirp y la recepción del eco correspondiente, segundos.
τ	Tiempo en rango (tiempo rápido), segundos.
τ_p	Duración del chirp, segundos.
θ_{2Df}	Fase de un blanco puntual luego de la transformación al dominio bidimensional de frecuencias, radianes.
θ_{rd}	Fase de un blanco puntual en el dominio range-Doppler, radianes.
$\theta_{ref}(f_\tau, f_\eta)$	Fase de la función filtro para la RFM, radianes.
$\theta_{RFM}(f_\tau, f_\eta)$	Fase de un blanco puntual luego de la multiplicación por la función de referencia, radianes.
$\theta_{Stolt}(f_\tau, f_\eta)$	Fase de un blanco puntual luego de la interpolación de Stolt, radianes.
V_{st}	Velocidad relativa entre el sensor y el blanco, metros por segundo.
V_{stref}	Velocidad relativa sensor-blanco para un blanco de referencia, escalar positivo, metros por segundo.
w_a	Patrón de antena en dirección de acimut.

W_a	Envolvente de la señal en acimut en el espectro de las frecuencias.
w_r	Envolvente del pulso transmitido (dirección de rango).

Introducción

En las últimas décadas, el uso de imágenes de Radar de Apertura Sintética (SAR) se ha expandido a numerosas aplicaciones de percepción remota. De allí que la disponibilidad de imágenes de alta calidad de la superficie terrestre producidas por sistemas de radar transportados por aviones o satélites, haya aumentado considerablemente.

Dos grandes hitos han favorecido a este crecimiento. Por un lado, el lanzamiento del satélite ERS-1 por parte de la Agencia Espacial Europea (ESA) en 1991, y por otro, la implementación de sistemas sensores montados en plataformas aéreas con capacidad multifrecuencia, de los cuales el Jet Propulsion Laboratory (JPL) de la NASA provee el ejemplo más significativo con el AIRSAR (Oliver y Quegan, 2004), cuyo primer vuelo se efectuó en el año 1988.

Estos sistemas marcaron el comienzo de una nueva era de sistemas de percepción remota civiles debido a su énfasis en dispositivos para mediciones SAR, con una gran atención en la etapa de calidad y calibración. Este énfasis, continúa siendo parte del desarrollo, despliegue y aplicación de los sistemas actuales.

ERS-1 fue el primero en la serie de sistemas orbitales SAR planeados para tener una larga vida útil y amplias capacidades operacionales. Por su parte JERS-1, ERS-2, Envisat ASAR, Radarsat 1 han provisto de una amplia serie de datos con mediciones precisas del coeficiente de retrodispersión de la superficie terrestres (Cumming y Wong, 2005). Años más tarde, los sensores SAR continuaron evolucionando en distintos aspectos tales como resolución espacial, calidad radiométrica, modos de adquisición, canales de polarimetría, etc (Moreira y Krieger, 2003). Ejemplos de esta nueva generación de satélites son Radarsat 2, ALOS PALSAR, TerraSar X y COSMO-Skymed.

Estos satélites permiten observar procesos dinámicos que tienen lugar en la superficie terrestre, y que tienen impacto en distintas áreas, como el mapeo y monitoreo de la vegetación, aplicaciones hidrológicas y geológicas, monitoreo de hielo marino, entre otros (Henderson y Lewis, 1998). Además, la capacidad única que tienen los sistemas SAR de brindar información de la señal en fase para aplicaciones en interferometría ha dado lugar a nuevas herramientas para la glaciología (Cumming et al., 1996) y el estudio de las actividades tectónicas (Rocca et al., 1997).

Las imágenes SAR provistas por las agencias espaciales a los usuarios finales y a investigadores para diferentes aplicaciones necesitan de un proceso complejo de “formación” de la imagen denominado *focalización o compresión* (Curlander y McDonough, 1991). Este procesamiento es el encargado de convertir los datos crudos (RAW) adquiridos por el sensor en una imagen, convirtiéndose así en el primer eslabón de la cadena de procesamiento para cualquier imagen de radares de apertura sintética.

El impacto que tiene la calidad de la *imagen focalizada* en el resto del procesamiento es crucial, y es por ello que uno de los puntos más importantes de toda la cadena de generación de imágenes SAR, incluyendo la adquisición misma, es el algoritmo utilizado para realizar la focalización (Cumming y Wong, 2005).

Distintos algoritmos de focalización han sido propuestos, entre los cuales se destacan tres por su precisión (Cumming et al., 2003). El más antiguo de ellos es el Algoritmo Range-Doppler (RDA) propuesto por Wu en 1976 (Wu, 1976). Luego se desarrollaron casi en simultáneo el Algoritmo Omega-K (ω KA) en el Politécnico de Milán por Cafforio, Prati y Rocca en el año 1991 (Cafforio et al., 1991) y el Algoritmo Chirp Scaling (CSA) en 1992 por Runge y Bamler de la Agencia Espacial Alemana (DLR) (Runge y Bamler, 1992). Estos tres algoritmos se han convertido en los más utilizados en el mundo del procesamiento SAR y diversos estudios han surgido comparando sus desempeños (Bamler, 1992; Hughes et al., 1996; Cumming et al., 2003). Estos estudios han determinado que el algoritmo de mayor precisión es el ω KA.

Otra de las variables importantes dentro del mundo del procesamiento es la generación de imágenes sintéticas a partir de simulación (Franceschetti et al., 1995). La generación de datos RAW mediante simulación permite configurar la “adquisición” manteniendo un control estricto sobre la generación de estos datos. Generalmente la utilización de simuladores se realiza en las etapas previas al lanzamiento de un nuevo satélite con un sensor SAR a bordo. La misión principal de los simuladores es convertirse en una herramienta útil para la generación de datos de prueba para validar los algoritmos de focalización (Inggs y Horrell, 1993; Kulpa et al., 2002). Aquí radica principalmente la importancia de la teoría de simulación. La utilización de imágenes sintéticas, en particular de blancos puntuales aislados, permite obtener en detalle la precisión de un algoritmo de focalización mediante el análisis de la Función de Respuesta al Impulso (IRF) (Shim y Ro, 2010).

Por otra parte, la medición de calidad de imágenes SAR mediante el análisis de la función de respuesta al impulso se ha convertido en un área de estudio importante dentro del mundo SAR. Esto es así debido a que, en contraste con las imágenes ópticas, los datos SAR necesitan ser pre-procesados. El objetivo principal de la medición de calidad es proveer una herramienta para el estudio de la precisión de los algoritmos de focalización y la influencia de distintos parámetros en la calidad final de la imagen (Martínez y Marchand, 1993).

La medición de la calidad de imágenes es de suma importancia también durante la calibración de los instrumentos SAR de las distintas misiones satelitales. De hecho, la amplia teoría que sustenta la evaluación de calidad fue desarrollada para las etapas de calibración y validación de los sistemas SAR. En tales casos, la evaluación de la calidad debe arrojar resultados que se correspondan con los requerimientos de pos-procesamiento que se fija cada misión (Lu y Sun, 2007).

En esta investigación se desarrollarán todas estas etapas descriptas profundizando en el estudio del Algoritmo Omega-K con la intención de poder validar un prototipo mediante el análisis de las imágenes procesadas por éste. La Figura 1.1 muestra un esquema del ciclo completo del trabajo.



Figura 1.1: Ciclo completo del trabajo.

1.1. Motivación

Motiva la presente investigación el lanzamiento del primer satélite argentino de la serie SAOCOM en el futuro próximo. La misión SAOCOM es la primera de nuestro país en utilizar radares de apertura sintética y genera en el autor el interés particular de realizar un estudio profundo sobre procesamiento de imágenes SAR. La motivación es aún mayor por el hecho de que no existe un grupo en Argentina dedicado al desarrollo del procesador necesario para generar las imágenes de la misión, sino que debió ser encargado por la Comisión Nacional de Actividades Espaciales (CONAE) a contratistas extranjeros.

Siguiendo la perspectiva que utilizó la ESA para sus misiones ERS 1 y 2, mediante el desarrollo del Procesador a Modo de Verificación (VMP) para poder validar las imágenes generadas por diversos procesadores comerciales (Sanchez y Laur, 1997), es que esta investigación tiene la intención de ser el primer paso de un largo camino hacia el desarrollo de un procesador para la misión SAOCOM que permita validar los resultados arrojados por el software adquirido para tal fin. En este sentido, este trabajo se presenta como una contribución al entendimiento de la teoría de la focalización de imágenes SAR, más aún al centrarse en el Algoritmo Omega-K que es el implementado por el software que procesará los datos SAOCOM.

Por otra parte, la beca de la maestría AEARTE, enmarcada dentro del proyecto SIASGE, ha permitido al autor contar con las herramientas necesarias para el estudio de este área tan específica de la teledetección. Cabe también mencionar aquí los proyectos desarrollados, dentro de la maestría, que están en directa relación con el tema principal de esta investigación. Estos son: “*SAR theory and SAR processing algorithms*”, trabajo resultado de la pasantía en el Centro de Geodesia Espacial de la Agencia Espacial Italiana (ASI) en Matera, Italia; y “*SAR image quality assesment*”, resultado de la materia *Seminario* de la maestría. En el primero de ellos se realizó un profundo estudio sobre la teoría de procesamiento de señales digitales y de los fundamentos teóricos SAR, abarcando desde geometría de adquisición hasta el procesamiento de los datos RAW mediante la aplicación de los algoritmos RDA y CSA. En el segundo de los trabajos mencionados se realizó un estudio teórico sobre el estado del arte de la medición de calidad de imágenes SAR.

1.2. Objetivos

El objetivo central de esta investigación es el estudio del Algoritmo Omega-K y la implementación de un prototipo del mismo. En principio, la investigación plantea una revisión teórica de los principios de adquisición SAR y de la formación de imágenes a partir de datos RAW. Seguidamente se describen brevemente los algoritmos Range-Doppler y Chirp Scaling para dar paso luego al desarrollo teórico minucioso del algoritmo central de la tesis.

Otro de los objetivos planteados para este trabajo es generar un dato RAW sintético a partir de simulación que contenga solamente un blanco puntual aislado. El propósito de esto es proveer una entrada ideal para el prototipo ω KA. A partir de la imagen obtenida luego del procesamiento se medirá la precisión con la que éste focaliza a fin de validarlo.

1.3. Organización de la tesis

En esta sección se describe la estructura de capítulos que conforman este documento.

Capítulo uno. Se presenta la introducción al trabajo, describiendo los hechos que motivaron el tema de estudio y planteando los objetivos específicos del mismo.

Capítulo dos. El objetivo de este capítulo es presentar las bases de la teoría SAR donde se sustentará lo desarrollado en los capítulos posteriores. Se describe la teoría SAR partiendo desde la geometría de adquisición y la ecuación de radar. Se presentan separadamente las dos direcciones que determinan la bidimensionalidad de las imágenes SAR: rango y acimut. Se desarrolla la teoría de la formación de imágenes SAR y se describen los algoritmos Range-Doppler y Chirp Scaling. Finalmente se presenta una breve introducción al algoritmo Omega-K.

Capítulo tres. Aquí se describe detalladamente la teoría del Algoritmo Omega-K. Durante el desarrollo teórico se utilizan parámetros de SAOCOM para realizar simulaciones que permiten observar el comportamiento del paso fundamental del algoritmo, el denominado *mapeo de Stolt*. Al final del capítulo se muestra un recorte sobre una imagen del satélite ERS-1 procesada con el prototipo ω KA implementado.

Capítulo cuatro. Aquí se desarrolla la teoría de la simulación SAR. Esto abarca la simulación de imágenes y la de datos RAW. Se hace especial hincapié sobre la generación de datos RAW simulando blancos puntuales aislados. Este hecho está fundamentado por la decisión de generar una imagen sintética que contenga un solo blanco puntual para luego proveerla como entrada al procesador.

Capítulo cinco. Se detalla la teoría de medición de calidad sobre imágenes SAR mediante el análisis de la función de respuesta al impulso. Se describen los parámetros que determinan la calidad de una imagen y el método para la medición de cada uno de ellos. Se muestra la metodología para la extracción de blancos puntuales a partir de una imagen y la interpolación del recorte, ambos pasos necesarios previos al análisis de los parámetros de calidad. Por último, se muestra un ejemplo de cálculo de resolución espacial en rango a partir de una simulación utilizando datos SAOCOM.

Capítulo seis. En este capítulo se presentan los resultados del trabajo. Se describe la salida de la simulación del dato RAW y la imagen procesada por el prototipo ω KA. Se muestran los valores obtenidos a partir del análisis de la respuesta al impulso y se comparan con los nominales de la misión ERS-1. Finalmente se propone una técnica para mejorar los resultados mediante la minimización de los lóbulos laterales.

Capítulo siete. Exposición de las conclusiones del trabajo y se proponen líneas de trabajo a futuro a partir de lo logrado en la presente investigación.

Principios de la teoría SAR

2.1. Introducción al Radar de Apertura Sintética

El Radar de Apertura Sintética (SAR) es un sistema de radar que ilumina un área de la superficie terrestre mediante la transmisión de pulsos electromagnéticos en el rango de las microondas. Estos pulsos son reflejados desde el área iluminada y recibidos por la antena del SAR. La transmisión de los pulsos se realiza apuntando el rayo de la antena aproximadamente en dirección perpendicular a la del vector de velocidad del satélite (Cumming y Wong, 2005).

Al ser un sensor activo que trabaja en el rango del espectro de las microondas, presenta algunas ventajas considerables por sobre los sensores ópticos. Estas ventajas han permitido el incremento del uso de imágenes SAR en la comunidad de la teledetección. Algunas de las ventajas principales son:

- Porta su propia iluminación y por lo tanto puede adquirir imágenes de día como de noche sin depender de las condiciones de iluminación del sol.
- Las microondas atraviesan nubes y lluvias con un muy bajo o nulo deterioro de la señal.
- Las microondas se retrodispersan en los materiales de una forma diferente a la energía óptica, proveyendo información complementaria a la provista por sensores ópticos.
- La información de fase contenida en los datos permite desarrollar una aplicación conocida como *interferometría* que es imposible de obtener con otro tipo de sensores.
- La posibilidad de la utilización de diferentes polarizaciones para envío y recepción de la señal en los SAR polarimétricos (envío horizontal o vertical y recepción horizontal o vertical). Dado que los materiales anisotrópicos, como son la gran mayoría de los presentes en una escena, frecuentemente reflejan diferentes polarizaciones con diferentes intensidades, estas combinaciones proveen una matriz de información por cada elemento en la escena y suele ser muy útil para su uso en clasificaciones.

La mayoría de los sistemas SAR trabajan en general a una sola banda de frecuencias. Las más utilizadas para aplicaciones de teledetección son las correspondientes a las bandas X (3cm), C (6cm) y L (24cm). Cada una de estas bandas permite obtener distinta información de la superficie, ya que la longitud de onda gobierna los mecanismos de interacción que tiene la señal con los blancos en tierra. Al mismo tiempo, es importante destacar el hecho de que la resolución geométrica resulta ser independiente de la longitud de onda (Curlander y McDonough, 1991).

2.2. Adquisición de datos SAR

2.2.1. Ecuación del radar

Un radar puede ser modelado por la llamada ecuación de radar que liga la potencia recibida con la potencia transmitida en presencia de un blanco caracterizado por la denominada sección eficaz al radar (Radar Cross Section) (RCS) σ^0 . Para el caso de los SAR, donde la antena de transmisión es la misma que la de recepción, la ecuación está determinada por (Maitre, 2001):

$$P_r = P_e \frac{G^2 \lambda^2 \sigma^0}{(4\pi)^3 R^4 a}, \quad (2.1)$$

donde:

P_r : potencia recibida,

P_e : potencia enviada,

G : ganancia de la antena,

λ : longitud de onda,

a : pérdida debido a la absorción del medio de propagación,

R : distancia entre la antena y el blanco.

El término R^4 corresponde a la atenuación geométrica debido a la distancia viajada por el pulso electromagnético enviado. La atenuación es de R^2 en el viaje hacia el blanco y nuevamente R^2 en el retorno a la antena. El σ^0 es una función compleja que toma en cuenta las dimensiones (área) y constantes dieléctricas del material retrodispersor, y depende de la frecuencia y polarización de la onda incidente (Maitre, 2001).

2.2.2. Geometría de adquisición

El SAR es un sensor activo montado en una plataforma que se mueve en una órbita al tiempo que emite pulsos electromagnéticos hacia la superficie terrestre, en la dirección perpendicular a la de desplazamiento, y captura los ecos de la señal reflejada por ella (Bamler y Schättler, 1993). La Figura 2.1 muestra la geometría de los sistemas SAR y detalla cada uno de los parámetros que se describen en los siguientes párrafos. En la figura se presenta un modelo simplificado en el que se asume una órbita rectilínea y a la superficie de la Tierra como plana.

Los pulsos electromagnéticos son enviados a un intervalo de tiempo fijo denominado Tiempo de Repetición de Pulso (PRT). Cada uno de estos pulsos ilumina un área de la superficie de la Tierra que es denominada *pisada* de la antena. Desde este área iluminada retornan los ecos correspondientes a cada uno de los blancos (*targets*) independientes que la componen.

La captura de ecos de la señal emitida permite calcular la posición exacta de cada blanco a partir del retardo con el que arriba su eco, ya que el tiempo transcurrido entre la emisión y su retorno permite identificar exactamente donde se encuentra en la superficie terrestre el punto retrodispersor (Soumekh, 1999). Para que esto sea posible, las ondas deben ser enviadas en forma perpendicular a la dirección de vuelo del satélite y con un *ángulo de mirada* distinto de cero a partir del *nadir*¹ para

¹intersección entre la superficie terrestre y la normal a ella que pasa por el satélite

evitar ambigüedades provocadas por el arribo simultáneo de dos ecos correspondientes a distintos blancos. Un simple ejemplo clarifica esta cuestión: si el SAR emitiera en dirección del nadir, los ecos de dos blancos que se encuentren a una distancia Δx hacia ambos lados del mismo, tendrían el mismo retardo y no se podría identificar a qué parte de la superficie pertenecen.

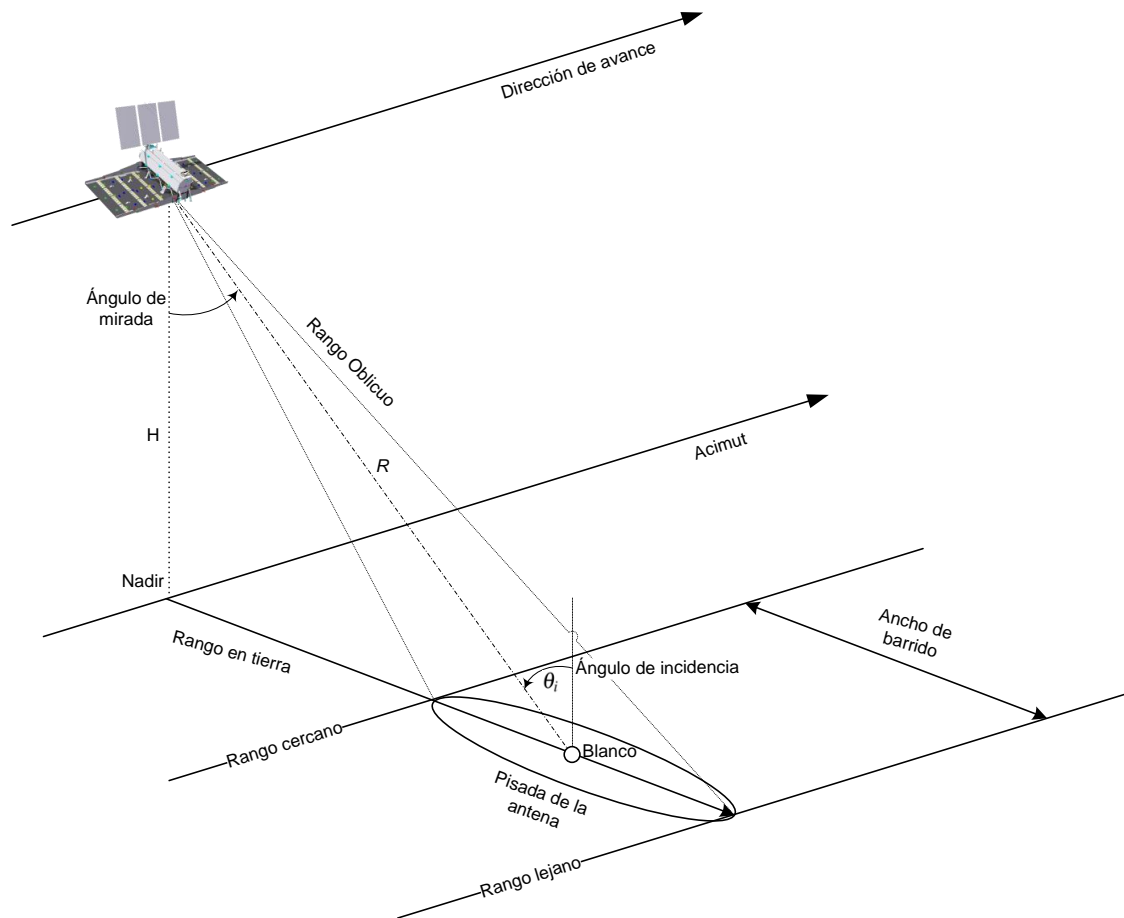


Figura 2.1: Geometría de adquisición de un sistema SAR

La dirección de avance del satélite es también llamada dirección de *acimut* y de ahora en más será referida de tal forma en todo el trabajo. La dirección de observación es denominada *rango oblicuo* y en general será denominada como *rango*. El rango determina la distancia existente entre el sensor y el blanco. La distancia más cercana, respecto del sensor, a la que se encuentran los blancos iluminados es denominada *rango cercano*, mientras que la mayor distancia es denominada *rango lejano* (Jackson y Apel).

El ancho de la superficie que es iluminada por el SAR para formar la imagen es llamado *ancho de barrido* y está determinado por la distancia entre los rangos cercano y lejano.

La proyección del rango oblicuo sobre la superficie es denominada *rango en tierra*. Esta proyección se obtiene mediante la división del rango oblicuo por el seno del ángulo de incidencia local θ_i . El ángulo de incidencia se define como el ángulo entre la normal a la superficie que pasa por el blanco y el rango oblicuo R del mismo. Notar que este ángulo se incrementa desde el rango cercano hacia el lejano (Franceschetti y Lanari, 1999). Es importante notar también que, debido a la esfericidad de la superficie terrestre y a la variabilidad de θ_i a lo largo del ancho de barrido, el ángulo de incidencia local es diferente al ángulo de mirada.

2.2.3. Adquisición en rango

2.2.3.1. El chirp.

Los SAR envían pulsos cortos modulados linealmente en frecuencia llamados “chirps”. Cada chirp es enviado en dirección aproximadamente perpendicular al vector de velocidad de la plataforma y está determinado por una duración τ_p , una frecuencia central f_c y una tasa de variación de la frecuencia K_r . La forma compleja de la señal es descrita por la siguiente ecuación²:

$$s(t) = \exp\{j2\pi(f_c t + K_r t^2/2)\} \quad |t| \leq \tau_p/2, \quad (2.2)$$

dónde t es la variable de tiempo. La Figura 2.2 muestra un ejemplo de un chirp de SAOCOM. En el eje de las abscisas se muestra el tiempo en microsegundos y en el eje de las ordenadas la amplitud del chirp. El tiempo es centrado en 0 y por lo tanto el mismo comienza en el tiempo $-\tau_p/2$ y finaliza en el tiempo $\tau_p/2$. Esto implica un incremento lineal de la frecuencia hacia los tiempos positivos y negativos. Los valores utilizados para generar el chirp son los mostrados en la siguiente tabla³:

Parámetro [unidad]	Símbolo	Valor
Duración del pulso [s]	τ_p	2.688e-5
Tasa de incremento de la frecuencia [Hz/s]	K_r	21.57e11
Frecuencia de muestreo [Hz]	f_s	25e6

Tabla 2.1: Datos de un chirp de SAOCOM para el modo de adquisición STRIPMAP.

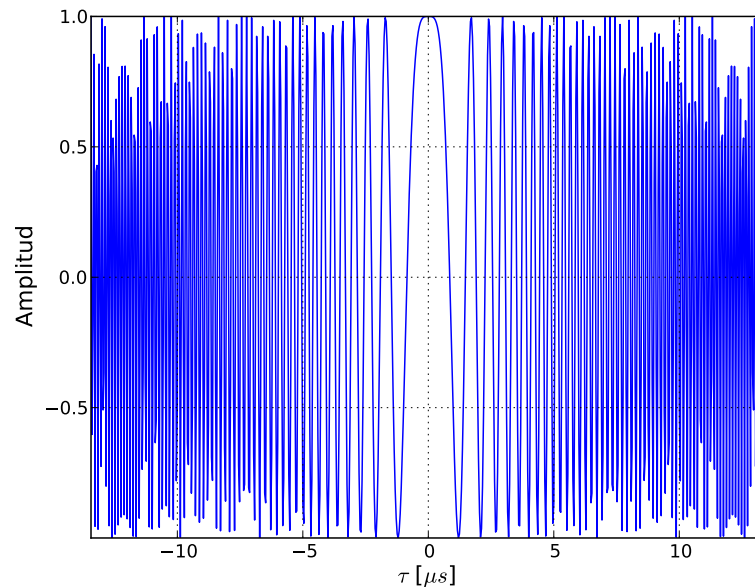


Figura 2.2: Parte real de un chirp simulado para valores de configuración de SAOCOM en modo de adquisición STRIPMAP.

El ancho de banda B de la señal está determinado por el rango de frecuencias que abarca el chirp, y al estar linealmente modulado en frecuencia, este valor es directamente proporcional al tiempo de duración τ_p .

²En realidad la señal transmitida y recibida es real, modulada en una señal portadora. Sin embargo, se suele usar su formulación como número complejo por ser más simple su tratamiento matemático, sin pérdida de información.

³Los valores teóricos del chirp SAOCOM fueron tomados de las presentaciones realizadas durante la CDR del procesador efectuada entre los días 28 y 30 de mayo de 2012 en el CETT.

Notar que aunque el chirp mostrado en la Figura 2.2 aparenta estar modulado también en amplitud, esto es solo un efecto ocasionado por el muestreo de la señal, ya que en realidad su amplitud es constante.

2.2.3.2. Resolución en rango

En esta sección se describe la ecuación para el cálculo de la resolución espacial de un sistema SAR. Resulta conveniente comenzar por describir la resolución espacial de un radar convencional para ligarla luego con la obtenida por los SAR y ver así el por qué del uso del chirp.

La resolución espacial de un radar se define como la distancia mínima de separación a la que se deben encontrar dos objetos para ser distinguidos como tales. Si el tiempo de arribo del comienzo del eco del pulso del blanco más lejano arriba luego del final del eco del más cercano, entonces estos pueden ser distinguidos por el sistema (Curlander y McDonough, 1991). La Figura 2.3 muestra la geometría lateral del sistema SAR y la forma en que el pulso se expande en forma concéntrica desde el sensor a la velocidad de la luz. En ella se muestran con líneas punteadas el comienzo y el final del pulso.

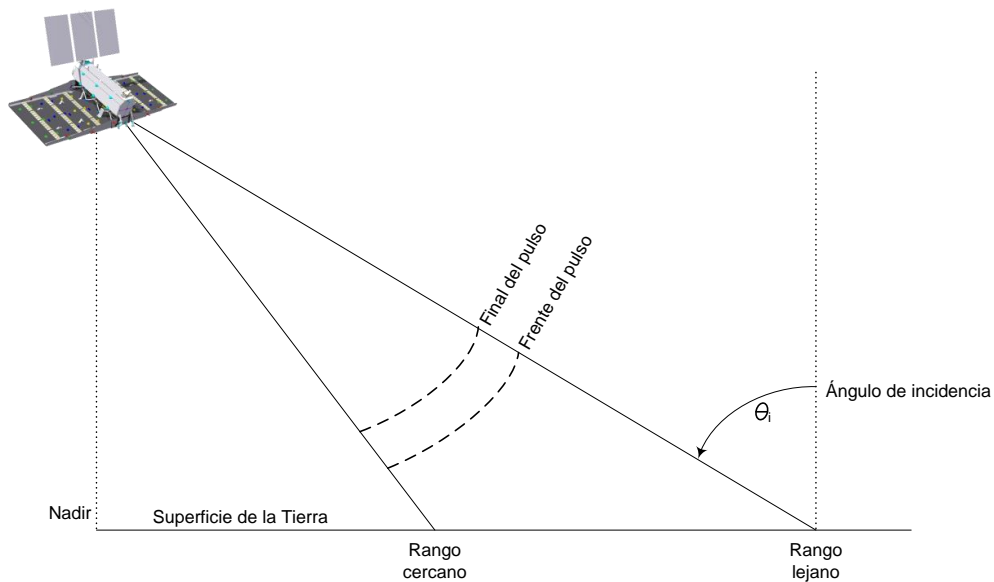


Figura 2.3: Ciclos de transmisión-recepción de un SAR

Según la definición anterior la resolución en rango oblicuo de un radar convencional puede ser calculada como:

$$\rho_{ro} = \frac{c\tau_p}{2}. \quad (2.3)$$

Como se puede observar en la ecuación, a menor duración del pulso mejor resolución. Para el caso de los radares convencionales, la duración del pulso es inversamente proporcional al ancho de banda B del mismo (Curlander y McDonough, 1991), dado que se necesita un mayor número de frecuencias para poder representar a dicho pulso en el espectro (dominio de las frecuencias), y por lo tanto la resolución en rango oblicuo puede ser descripta por la siguiente ecuación:

$$\rho_{ro} = \frac{c}{2B}. \quad (2.4)$$

Para el caso de los sistemas SAR el pulso (chirp) está modulado linealmente en frecuencia y por lo tanto logra un mayor ancho de banda B mediante el envío de pulsos más largos en tiempo, contrariamente a lo que sucede con los radares convencionales. Dado que resulta más sencillo, desde el punto de vista de la electrónica necesaria a bordo del satélite, enviar un pulso de mayor duración modulado en frecuencia que un pulso extremadamente corto a alta potencia, el hecho de lograr una mejor resolución en rango cuando mayor es la duración del chirp hace que su utilización sea ideal para los sistemas SAR (Franceschetti y Lanari, 1999).

Por otra parte, la resolución en tierra se obtiene a partir de la proyección de ρ_{ro} sobre la superficie mediante la división por el seno del ángulo de incidencia:

$$\rho_{rt} = \frac{\rho_{ro}}{\sin \theta_i}. \quad (2.5)$$

Como se mencionó en la sección 2.2.2 el ángulo de incidencia aumenta desde el rango cercano hacia el lejano y por lo tanto al dividir por el seno del mismo, la resolución en tierra resulta mejor en el rango lejano que en el cercano.

2.2.4. Adquisición en acimut

2.2.4.1. Apertura sintética

A medida que la plataforma avanza, un blanco es iluminado por una gran cantidad de pulsos. Al ser los ecos de la señal guardados en manera *coherente*⁴ es posible realizar el seguimiento de la historia de fase de un retrodispersor a lo largo de todo el tiempo durante el que fue iluminado. La explotación de la fase de la señal por el subsiguiente proceso de formación de la imagen puede ser pensado como la síntesis de una antena con una gran extensión en acimut (Bamler y Schättler, 1993).

La Figura 2.4 esquematiza lo mencionado en el párrafo anterior. Un blanco es iluminado desde el momento t_1 repetidas veces hasta el momento t_2 que es cuando queda fuera de la pisada de la antena. El estudio de los cambios de fase en la señal permite obtener una resolución tan fina como si el blanco hubiera sido adquirido con una antena cuyo tamaño de apertura real fuera el de la distancia entre los puntos correspondientes a los tiempos t_1 y t_2 . Esta distancia se denomina *apertura sintética de la antena* (Curlander y McDonough, 1991) y en la figura se indica como L_{AS} . La dimensión de la apertura sintética se calcula según la siguiente ecuación (Olmsted, 1993):

$$L_{AS} = \frac{\lambda R_0}{L_a}, \quad (2.6)$$

donde λ es la longitud de onda, R_0 el rango cercano y L_a el tamaño de la antena en dirección de acimut.

⁴En el caso del SAR el término coherencia es utilizado para describir sistemas que preservan la fase de la señal recibida respecto de la emitida (ESA, a).

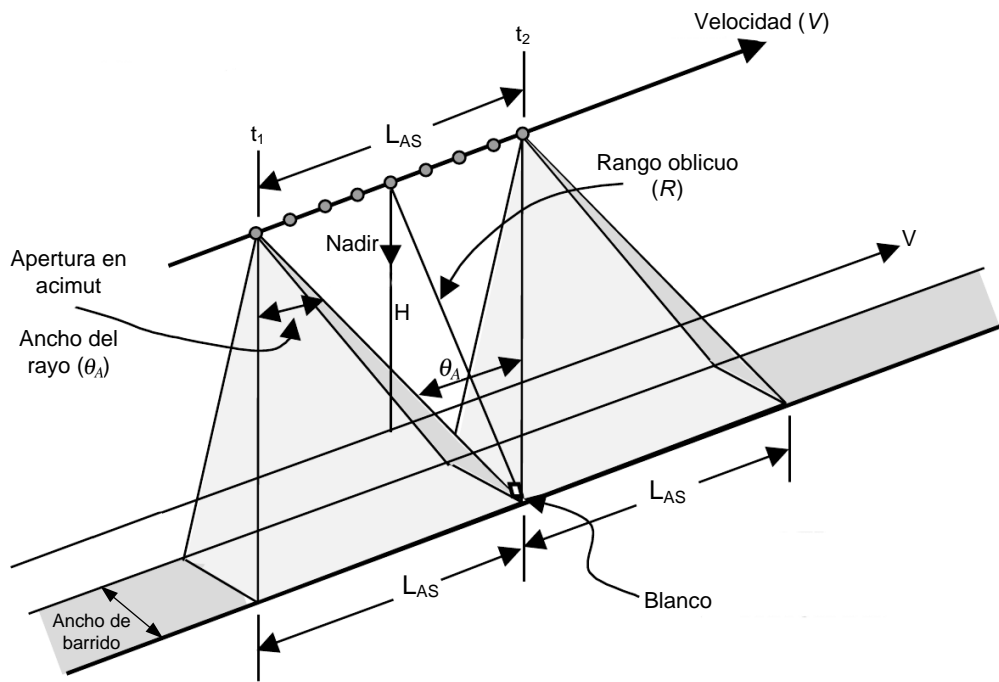


Figura 2.4: Esquema de la apertura sintética del sistema SAR

2.2.4.2. Frecuencia de repetición de pulsos

Los chirps son enviados de acuerdo al tiempo inter-pulso PRT el cual se determina mediante la inversa de la Frecuencia de Repetición de Pulso (PRF). La Figura 2.5 muestra un tren de chirps enviados regularmente de acuerdo a la PRF.

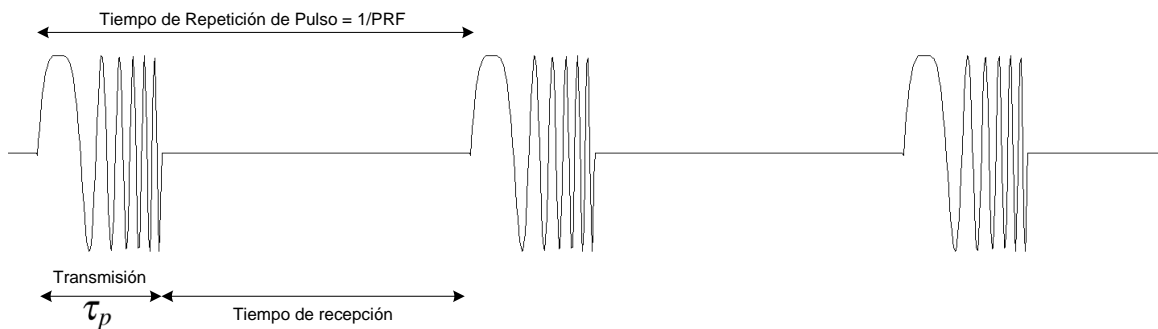


Figura 2.5: Tren de pulsos (chirps)

Cuando el radar no está transmitiendo puede recibir los ecos reflejados por los blancos de la superficie. Es importante que este tiempo inter-pulso sea suficiente para poder recibir los ecos correspondientes a todo el ancho de barrido. Para ello se abre una ventana de muestreo de los ecos, comúnmente denominada *SWT* por sus iniciales en inglés (Sampling Window Time). Esta ventana debe abrirse antes de la recepción del eco del rango cercano y cerrarse luego de la recepción del eco del rango lejano.

La PRF resulta entonces un parámetro importantísimo de diseño pues los ecos de la escena deben caer todos dentro de la *SWT* y por lo tanto no puede ser mayor a un valor que permita recibir los retornos desde el rango cercano al lejano.

La Figura 2.6 presenta el ciclo de transmisión y recepción de pulsos. Los ecos muestreados durante la apertura de la ventana *SWT* son demodulados y guardados como una fila de la matriz de datos y la

frecuencia de muestreo f_s determina cada celda de tal matriz.

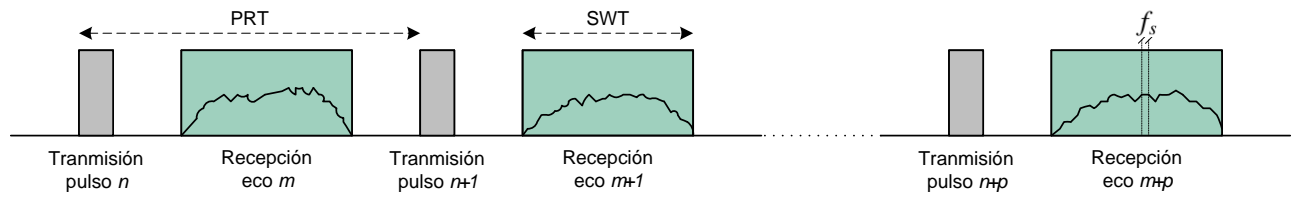


Figura 2.6: Ciclos de transmisión-recepción de un SAR

Se debe notar que los ecos muestreados luego de la transmisión de un pulso no corresponden a éste. Para clarificar esta afirmación se presenta un ejemplo simplificado a partir de datos de configuración de una escena de SAOCOM. Para el modo de adquisición STRIPMAP utilizando el haz S1 (menor ángulo de incidencia) la configuración es la siguiente:

Parámetro [unidad]	Símbolo	Valor
Altura de la órbita [km]	H	624.8
PRF [Hz]	PRF	3463.89
Ángulo de incidencia nominal [Grados]	θ_i	19.8

Tabla 2.2: Datos del haz S1 para modo de adquisición STRIPMAP de SAOCOM

Si por un momento nos olvidamos de que el satélite se mueve durante la adquisición y suponemos además una superficie terrestre plana, es posible obtener mediante un cálculo sencillo la cantidad de pulsos se envían desde el SAR antes de recibir el eco correspondiente al primero de ellos.

Con los datos de la tabla 2.2 es posible calcular el tiempo PRT y el rango R de la siguiente forma:

$$PRT = \frac{1}{PRF} = \frac{1}{3463,89\text{Hz}} \approx 0,289\text{ms.} \quad (2.7)$$

$$R = \frac{H}{\cos \theta_i} = \frac{624,8\text{km}}{0,94} \approx 664,06\text{km.} \quad (2.8)$$

Como la señal viaja a la velocidad de la luz c y debe recorrer la distancia R dos veces, el retardo de un eco está dado por:

$$t = \frac{2R}{c} \approx 4,4\text{ms.} \quad (2.9)$$

Por lo tanto, para esta configuración, antes del retorno del eco del primer pulso pasarán 4,4ms. Para saber cuántos pulsos se enviarán antes de recibir el eco correspondiente al primero es necesario calcular a cuántos PRT es equivalente el valor de t :

$$\frac{t}{PRT} = 15,225. \quad (2.10)$$

Esto significa que se enviarán 15 pulsos antes de recibir el eco del primero, el cual será muestreado recién en la ventana de recepción 15.

2.2.4.3. Frecuencia Doppler y resolución en acimut

El tiempo durante el cual un blanco es iluminado por la antena, y que de acuerdo a la Figura 2.4 transcurre entre los tiempos t_1 y t_2 , es denominado tiempo de integración y se denota con T_i . Durante este tiempo la señal reflejada retorna hacia la antena con un cambio de frecuencia debido al efecto Doppler⁵. Esta frecuencia es denominada *frecuencia Doppler*. Cuando el radar se aproxima al blanco la frecuencia Doppler es positiva, y cuando se aleja es negativa.

Una característica importante de la frecuencia Doppler es que su variación es aproximadamente lineal con respecto al tiempo y por lo tanto puede ser pensada como un *chirp en acimut* (Curlander y McDonough, 1991). Al igual que para el caso del chirp, este *chirp Doppler* está determinado por un tiempo de duración, en este caso T_i , una frecuencia central conocida como Doppler Centroid f_{Dc} y una tasa de cambio de la frecuencia llamada Tasa Doppler f_R (Curlander y McDonough, 1991). Estos dos últimos parámetros deben ser calculados a partir de datos tales como la velocidad relativa entre el sensor y el blanco, la distancia entre ambos y la longitud de onda.

El chirp Doppler tiene un ancho de banda B_D que se incrementa a medida que el tiempo de integración es mayor y, al igual que en el caso del rango, la resolución en acimut mejora cuando mayor es el ancho de banda de la señal. Así, la resolución en acimut es (Cumming y Wong, 2005):

$$\rho_a = \frac{0,886V_{st}}{B_D}, \quad (2.11)$$

donde V_{st} es la velocidad relativa sensor-blanco y el ancho de banda Doppler B_D se obtiene mediante la siguiente ecuación:

$$B_D = 0,886 \frac{2V_{st}}{L_a}, \quad (2.12)$$

donde L_a es la longitud de la antena en dirección de acimut.

A menudo el valor 0,886 es ignorado y el ancho de banda Doppler se aproxima como $B_D = \frac{2V_{st}}{L_a}$, mientras que la resolución como $\rho_a = \frac{V_{st}}{B_D}$.

Combinando las ecuaciones (2.11) y (2.12) se deduce que la resolución óptima en acimut es la mitad de la longitud de la antena en tal dirección:

$$\rho_a = \frac{L_a}{2}. \quad (2.13)$$

Por otra parte, el valor de B_D cumple otro importante rol además de determinar la resolución en acimut que es el de fijar una cota mínima para el valor de la PRF. Esto se debe a que la señal en acimut debe ser muestreada por una frecuencia mayor al ancho de banda Doppler para evitar aliasing⁶ (Freeman, 2006).⁷

De la ecuación (2.13) pueden observarse dos hechos interesantes que valen la pena ser destacados. El primero es que, según el desarrollo teórico, la resolución en acimut no depende de la distancia a la

⁵El efecto Doppler es el cambio de frecuencia de una onda producido por el movimiento relativo de la fuente respecto a su observador.

⁶El aliasing es el efecto que causa que señales continuas distintas se tornen indistinguibles cuando se muestrean digitalmente (Wikipedia, c).

⁷Criterio de Nyquist adaptado para el dominio complejo.

que se encuentre el sensor respecto de la superficie iluminada, ni tampoco de la longitud de onda λ . El segundo punto interesante es que la resolución es directamente proporcional al tamaño de la antena, y por lo tanto, a menor antena mejor resolución⁸, al contrario que ocurre con un radar convencional.

2.3. Datos RAW y formación de la imagen

2.3.1. Organización de la matriz de datos

Según lo desarrollado en la sección 2.2 los ecos son muestreados durante el tiempo que la ventana *SWT* permanece abierta. Cada vez que ésta se abre se obtienen los ecos correspondientes a un pulso enviado y, por lo tanto, a una iluminación en rango. Estos datos son acomodados en una fila de la matriz de datos crudos denominada matriz RAW. La separación entre las celdas de cada fila (i.e. separación inter-columna) está dada por la frecuencia de muestreo f_s y el tiempo correspondiente a tal distancia es $t_c = 1/f_s$.

Como cada fila de la matriz RAW corresponde al muestreo de los ecos de un pulso, la separación entre líneas está dada por el tiempo inter-pulso $PRT = 1/PRF$. Dada la diferencia de órdenes de magnitud de los tiempos entre t_c ($\sim \mu s$) y PRT ($\sim ms$) el primero es llamado *tiempo rápido* y el último *tiempo lento* (Curlander y McDonough, 1991). Estos términos suelen utilizarse como sinónimos de rango y acimut, respectivamente. La Figura 2.7 muestra la organización de los ecos muestreados en la matriz de datos RAW, en la cual se visualizan las dos dimensiones temporales correspondientes a rango y acimut.

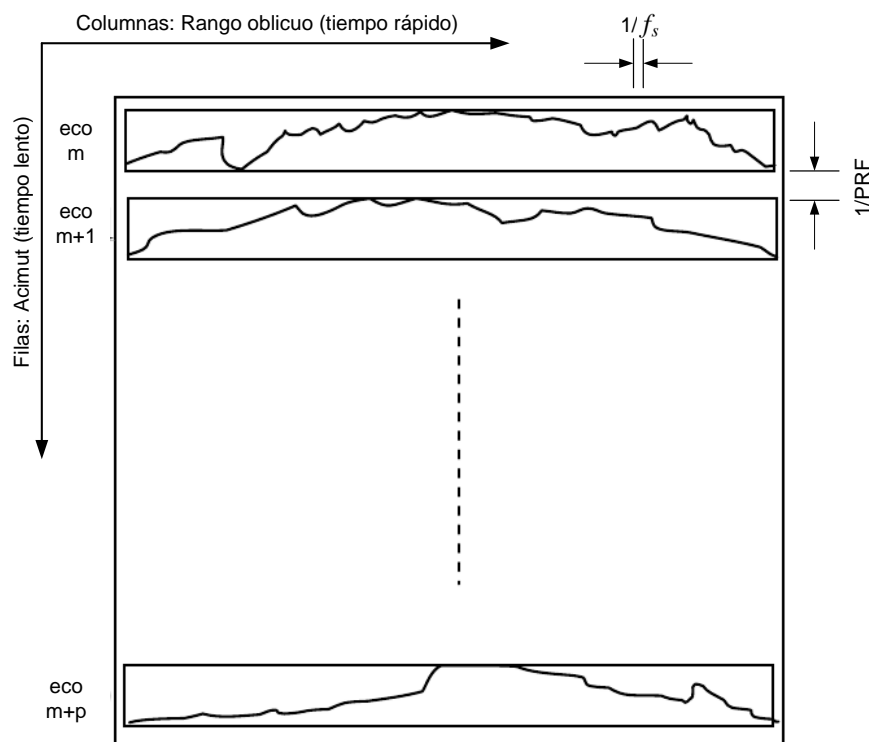


Figura 2.7: Organización de los datos en la matriz RAW.

⁸A pesar del desarrollo que demuestra que se obtiene mejor resolución con una antena de tamaño menor, ésta no puede ser arbitrariamente chica ya que sus dimensiones están restringidas por diversos factores de configuración del SAR que determinan el menor tamaño posible de la misma (Freeman, 2006).

2.3.2. Focalización de la imagen

La matriz de datos RAW está conformada por la suma coherente de una inmensa cantidad de ecos correspondientes a distintos blancos retrodispersores distribuidos en la escena. Esta suma resulta en una matriz de datos que presenta características similares a un ruido gaussiano (Agrawal y Venugopalan, 2008).

Es por ello que resulta necesario un procesamiento que permita obtener una imagen a partir de estos datos crudos. Este proceso es comúnmente denominado *focalización* o *compresión* (Bamler y Schättler, 1993), pues reconstruye la información de cada punto de la escena. La imagen obtenida luego de la focalización recibe el nombre de Single Look Complex (SLC), la cual es una imagen con valores complejos y de allí su nombre. El hecho de almacenar los datos en formato complejo permite guardar información de la amplitud de la señal recibida y así también su fase.

Para realizar la focalización en dirección de rango (filas de la matriz) generalmente se utiliza una técnica denominada *Matched Filtering*, la cual realiza la correlación de los datos RAW con el complejo conjugado del pulso emitido por el SAR para resolver el problema inverso y obtener así la reflectividad de la superficie (Soumekh, 1999).

La ecuación de correlación cruzada entre la señal retornada y el chirp transmitido que realiza el matched filtering está dada por (Cumming y Wong, 2005):

$$s_o(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} s_r(u)g^*(u-t)du, \quad (2.14)$$

donde $s_o(t)$ es la señal a la salida del filtro, $s_r(t)$ es la señal recibida y $g^*(t)$ es el complejo conjugado de la réplica del chirp enviado. Esta ecuación puede ser descripta de una forma más sencilla utilizando la propiedad de correlación cruzada de la Transformada Rápida de Fourier (FFT) de la siguiente forma:

$$s_o(t) = FFT^{-1}[FFT(s_r) * conj(FFT(g))], \quad (2.15)$$

donde $conj(FFT(g))$ es el el conjugado de $FFT(g)$.

El proceso se aplica también en dirección de acimut correlacionando las columnas de los datos previamente enfocados en rango con el complejo conjugado del chirp Doppler (Bamler y Schättler, 1993). Este proceso es conocido como compresión en acimut.

La respuesta de un blanco puntual a un chirp procesada utilizando el *matched filter* es una señal constituida por una función *sinc*⁹ centrada en el tiempo de retardo τ del eco (Curlander y McDonough, 1991). La Figura 2.8 muestra la curva de respuesta luego de la compresión, mediante el *matched filter*, del chirp SAOCOM descrito en la Tabla 2.1 y mostrado en la Figura 2.2.

La Figura 2.8 muestra el valor absoluto de la amplitud normalizada correspondiente al chirp comprimido. Otra representación útil es la conversión de estos valores a Decibeles (dB)¹⁰. A partir del análisis de la respuesta en dB se pueden obtener valores de calidad del enfoque tales como la resolución espacial midiendo la distancia entre los dos puntos que se encuentran a 3dB por debajo del pico (Martínez y Marchand, 1993). La Figura 2.9 muestra la sinc convertida a dB.

⁹Se denomina función sinc a una senoidal modulada por su argumento (i.e. $\sin(x)/x$)

¹⁰El decibel es una unidad logarítmica que indica el ratio de cantidades físicas (comunmente intensidad) relativas a un nivel específico o de referencia (Wikipedia, b). La respuesta en decibeles se calcula como $\sigma_{dB}^0 = 10 * \log_{10}([\sigma_{amp}^0]^2)$.

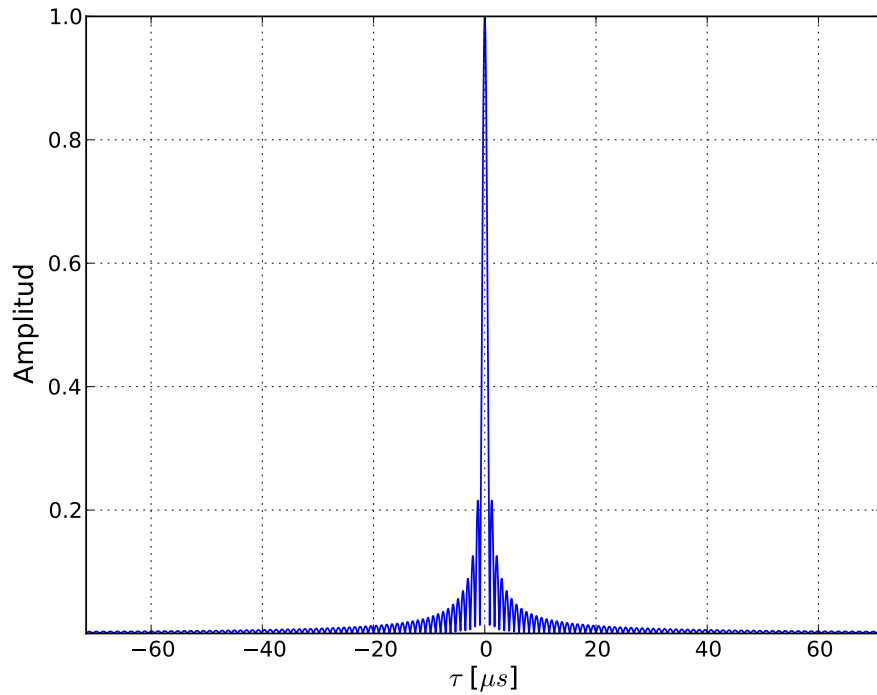


Figura 2.8: Salida del Matched Filter luego de aplicarlo al *chirp* SAOCOM de la Figura 2.2.

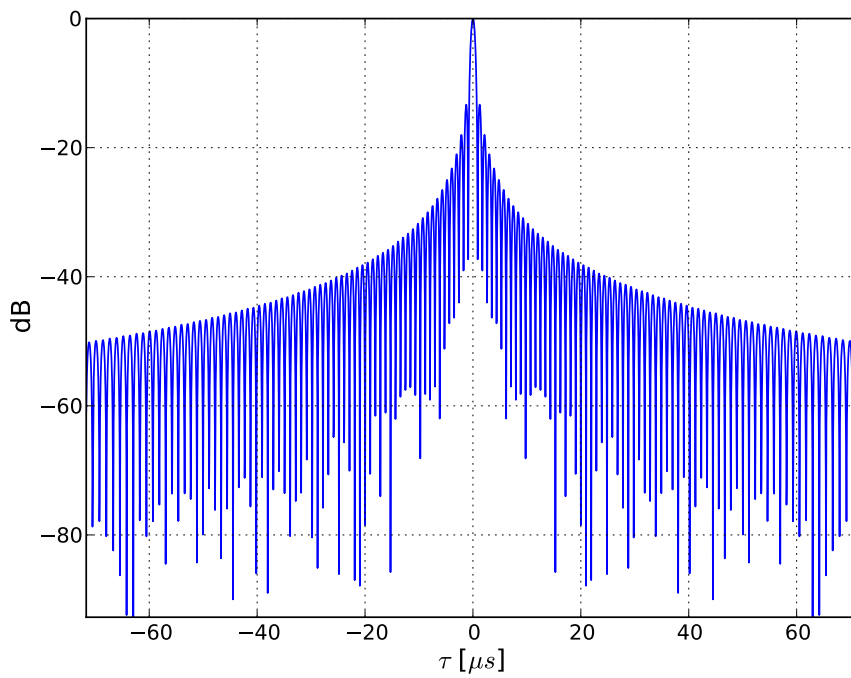


Figura 2.9: Salida del Matched Filter luego de aplicarlo al *chirp* SAOCOM de la Figura 2.2 convertida a dBs.

2.3.3. Migración de celdas en rango

La distancia entre el sensor y el blanco varía durante el tiempo en que éste es iluminado. Esto significa que el rango oblicuo R es función del tiempo y puede ser descrito mediante el Teorema de Pitágoras por la siguiente ecuación:

$$R(t) = \sqrt{R_0^2 + V_{st}^2 t^2} \quad -T_i/2 \leq t \leq T_i/2 \quad (2.16)$$

donde R_0 es el rango oblicuo correspondiente a la menor distancia sensor-blanco, V_{st} la velocidad relativa sensor-blanco y t la variable de tiempo centrada en 0 y válida entre $-T_i/2$ y $T_i/2$. Esta acotación del tiempo se realiza porque solo interesa describir el rango durante el tiempo de integración del blanco.

Como el rango varía con el tiempo los ecos tendrán retardos diferentes y por lo tanto los datos en la matriz no estarán alineados, sino que se encontrarán en una curva parabólica dependiente de la variación de R . El tiempo de retardo τ de los ecos puede ser descrito como función de la variación del rango R mediante la siguiente ecuación (Runge y Bamler, 1992):

$$\tau = \frac{2}{c} R(t) \quad (2.17)$$

Una vez que los datos son focalizados en rango, las respuestas de un blanco se encontrarán también en una curva haciendo que la respuesta migre a través de las celdas en rango. A este problema se lo conoce como Migración de Celdas en Rango (RCM) (Curlander y McDonough, 1991).

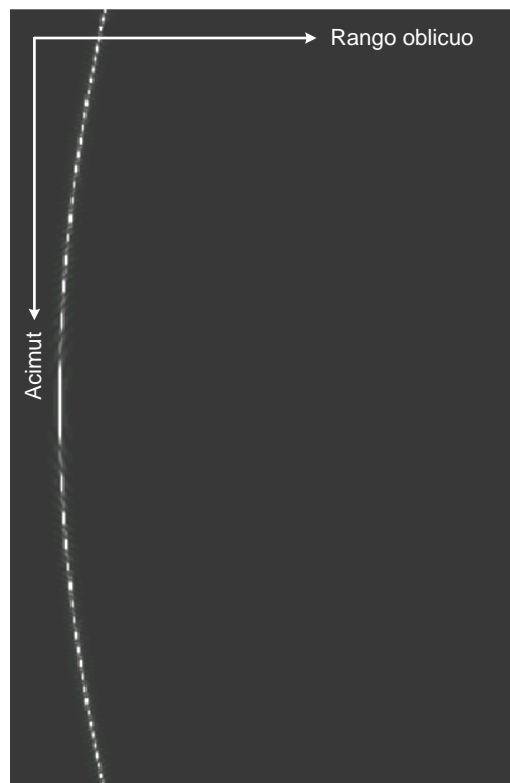


Figura 2.10: Imagen focalizada en rango a partir de datos RAW simulados para un blanco puntual. Curva de migración en rango.

Esta migración complica el procesamiento, pero es una característica fundamental e indispensable para el procesamiento SAR. Esta variación de retardos en rango es la que le impone características de

FM a la señal en dirección de acimut (Cumming y Wong, 2005) y permite obtener resoluciones finas en tal dirección. La Figura 2.10 muestra el efecto de esta curva de migración en rango en una imagen focalizada en rango a partir de una matriz RAW de datos simulados para un blanco puntual.

Esta curva debe ser corregida para que toda la trayectoria del blanco a lo largo del tiempo de integración pertenezca a una sola columna de la imagen antes de realizar la compresión en dirección de acimut. Este proceso es llamado Corrección de Migración de Celdas en Rango (RCMC).

2.3.4. Señal en banda base y su espectro

Como se mostró en la Figura 2.7, los datos SAR son adquiridos en el dominio bidimensional del tiempo. Para realizar el procesamiento de esta matriz, en general, es necesario transformar este dominio en otro por razones de eficiencia. Dos de los dominios comúnmente utilizados para este fin son el range-Doppler y el dominio bidimensional de las frecuencias (Bamler, 1992).

Para poder comprender y desarrollar algoritmos de procesamiento de datos RAW, resulta imprescindible entender las características de la señal SAR recibida. Es por ello que en esta sección se describe de forma analítica la respuesta de un blanco puntual en el dominio bidimensional del tiempo y sus derivaciones a los dos dominios mencionados.

2.3.4.1. Señal en banda base

La señal recibida, s_r , contiene la portadora del radar, $\cos(2\pi f_0\tau)$, la cual es removida a bordo del satélite por el proceso de demodulación antes de realizar el muestreo. La señal demodulada de un blanco puntual puede aproximarse de forma muy precisa para casos de bajo ángulo de squint¹¹ y aperturas sintéticas moderadas por la señal compleja (Cumming y Wong, 2005). La Figura 2.11 muestra la geometría de adquisición SAR en presencia de squint.

La ecuación que aproxima la señal demodulada de un blanco puntual es descrita por

$$s_0(\tau, \eta) \approx w_r \left(\tau - \frac{2R(\eta)}{c} \right) w_a(\eta - \eta_c) \exp \left\{ -j \frac{4\pi R_0}{\lambda} \right\} \exp \left\{ -j\pi K_a \eta^2 \right\} \exp \left\{ j\pi K_r \left[\tau - \frac{2R(\eta)}{c} \right]^2 \right\}, \quad (2.18)$$

donde τ es el tiempo en rango (tiempo rápido), η el tiempo en acimut (tiempo lento), η_c es el tiempo en el que el centro de la pisada de la antena cruza por el blanco, w_a el patrón de antena en acimut, w_r la envolvente del pulso transmitido, K_r la tasa de incremento de la frecuencia del chirp y K_a la tasa de incremento de la frecuencia Doppler dada por

$$K_a = \frac{2V_{st}^2 f_0}{cR_0}. \quad (2.19)$$

En las siguientes subsecciones se transformará $s_0(\tau, \eta)$ primero al dominio range-Doppler y luego al dominio bidimensional de las frecuencias.

¹¹ángulo que forma la transmisión de la señal respecto de la normal a la dirección de vuelo del satélite.

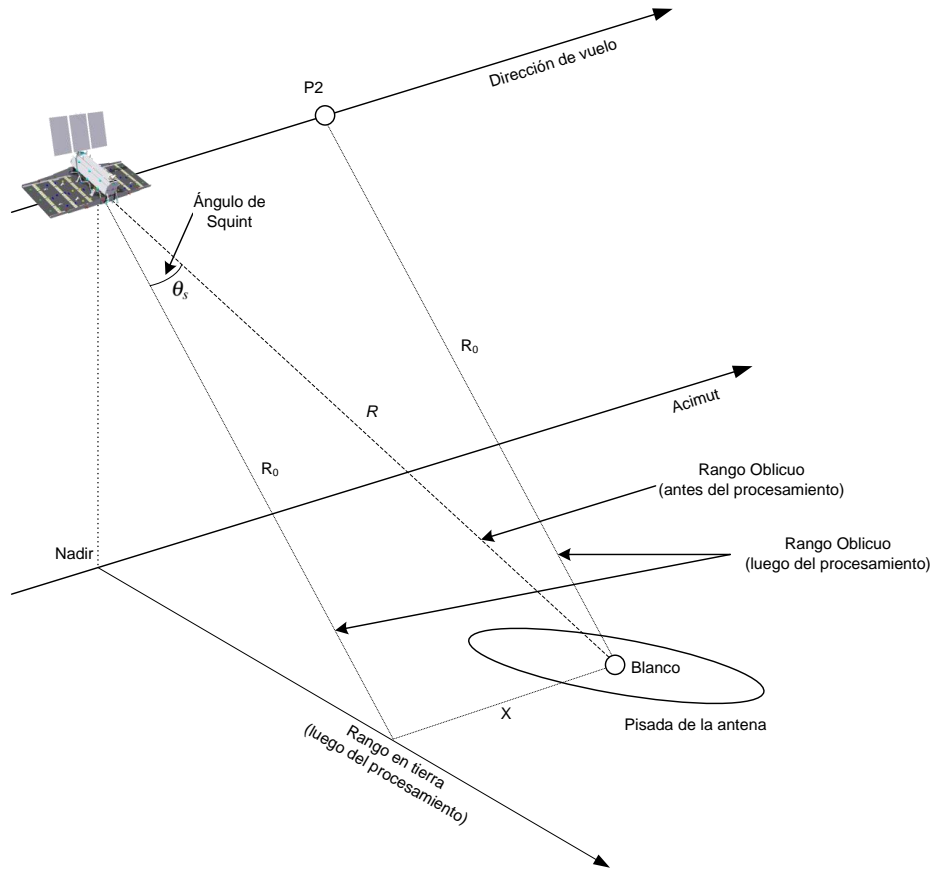


Figura 2.11: Geometría de adquisición SAR en presencia de squint.

2.3.4.2. Señal en el dominio range-Doppler

La señal en el dominio range-Doppler puede ser obtenida aplicando el principio de la fase estacionaria (Bhattacharya y Basu, 1979) a la ecuación (2.18) (Curlander y McDonough, 1991). La relación entre la frecuencia Doppler f_η y el tiempo en acimut η está dada por

$$f_\eta \approx -K_a \eta, \quad (2.20)$$

la cual se puede escribir también como

$$\eta \approx \frac{f_\eta}{-K_a}. \quad (2.21)$$

Utilizando la ecuación (2.21) se puede ver que la fase de la ecuación (2.18) es simplemente

$$\theta_{rd} \approx -\frac{4\pi R_0}{\lambda} + \frac{\pi f_\eta^2}{K_a} + \pi K_r \left(\tau - \frac{2R_{rd}(f_\eta)}{c} \right)^2, \quad (2.22)$$

donde R_{rd} es la RCM en este dominio y está descrita por (Cumming y Wong, 2005)

$$R_{rd}(f_\eta) \approx R_0 + \frac{\lambda^2 R_0}{8V_{st}^2} f_\eta. \quad (2.23)$$

Dada la fase obtenida en la ecuación (2.22) la ecuación de la señal en el dominio range-Doppler puede ser descripta por

$$S_{rd}(\tau, f_\eta) = w_r \left(\tau - \frac{2R_{rd}(f_\eta)}{c} \right) W_a(f_\eta - f_{\eta_c}) \exp\{j\theta_{rd}\}, \quad (2.24)$$

donde W_a es la envolvente del espectro en acimut y la frecuencia f_{η_c} es denominada *centroide Doppler* (Oliver y Quegan, 2004), frecuencia que cumple

$$f_{\eta_c} \approx -K_a \eta_c. \quad (2.25)$$

2.3.4.3. Señal en el dominio bidimensional de las frecuencias

Para obtener la señal en este nuevo dominio se aplica, nuevamente, el principio de la fase estacionaria. En este caso se aplica a la ecuación (2.24). La fase descripta en la ecuación (2.22) se transforma entonces en

$$\theta_{2Df} \approx -\frac{4\pi R_0}{\lambda} + \frac{\pi f_\eta^2}{K'_a} - \frac{\pi f_\tau^2}{K_r}, \quad (2.26)$$

donde K'_a es la tasa de cambio de la frecuencia en acimut en este dominio y está definida por

$$K'_a = \frac{2V_{st}^2(f_0 + f_\tau)}{cR_0}, \quad (2.27)$$

siendo f_τ la frecuencia en rango (frecuencia del chirp), cuyo valor es considerablemente menor al de la frecuencia portadora f_0 ¹². Como se vio en la sub-sección 2.2.3 f_τ no se trata de una frecuencia constante sino que ésta varía entre $-f_s/2$ y $f_s/2$.

Ahora, sabiendo que $\lambda = c/f_0$, y asumiendo que $f_0 \gg f_\tau$, se puede reescribir la ecuación (2.26) de la siguiente forma

$$\theta_{2Df} \approx \frac{\pi f_\eta^2}{K'_a} - \frac{\pi f_\tau^2}{K_r} - \frac{4\pi(f_0 + f_\tau)R_0}{c}. \quad (2.28)$$

Esta reformulación de la ecuación (2.26) permitirá desarrollar, en el próximo capítulo, la teoría del algoritmo de focalización Omega-K.

Finalmente la ecuación que describe la señal en el dominio bidimensional de las frecuencias es entonces

$$S_{2Df} = W_r(f_\tau) W_a(f_\eta - f_{\eta_c}) \exp\{j\theta_{2Df}\}. \quad (2.29)$$

¹²Para el caso de los SAR en general se tiene que f_0 es del orden de los GHz y f_τ de los MHz.

2.4. Algoritmos de focalización SAR

A lo largo de los años distintas aproximaciones a la solución de la formación de imágenes a partir de datos crudos fueron propuestas. Entre los algoritmos más utilizados debido a la precisión que poseen se encuentran el Algoritmo Range-Doppler (RDA), el Algoritmo Chirp Scaling (CSA) y el Algoritmo Omega-K (ω KA) (Cumming y Wong, 2005). A continuación se describen estos algoritmos. Dado que el ω KA es el algoritmo que motivó el presente trabajo, éste será descrito en profundidad en el próximo capítulo.

2.4.1. El algoritmo Range-Doppler

El primer algoritmo digital utilizado para la focalización SAR fue el Range-Doppler propuesto en 1976 por Wu (Wu, 1976) para el procesamiento de imágenes SEASAT. Éste utiliza la técnica de “Matched Filtering” descrita en este capítulo para realizar la focalización en rango y en acimut; y resuelve el problema de la RCM mediante una interpolación en el dominio *range-Doppler*, hecho de donde toma su nombre. El algoritmo fue diseñado con el objetivo de lograr eficiencia en el procesamiento utilizando operaciones en el dominio de las frecuencias en ambas direcciones, tanto rango como acimut, al tiempo que mantiene la simplicidad de operaciones en una sola dimensión. Toma ventajas de la separabilidad entre el procesamiento en las dos direcciones, la cual está dada por la gran diferencia entre las escalas de tiempo entre los datos de rango y acimut (Cumming y Wong, 2005).

El RDA resulta ser un algoritmo muy preciso y relativamente sencillo de implementar aunque el interpolador para lograr la RCM supone dos problemas:

- pérdida de precisión en la corrección de la curva de migración,
- demanda de recursos computacionales en tiempo y espacio para realizar la interpolación.

Además de los problemas mencionados, el algoritmo RDA pierde precisión de manera notable en presencia de grandes aperturas sintéticas o grandes ángulos de squint (Cumming et al., 2003).

2.4.1.1. Diagrama de ejecución del algoritmo

La Figura 2.12 muestra un diagrama que esquematiza el algoritmo RDA. Partiendo del dato RAW se obtiene la imagen focalizada SLC mediante una secuencia de pasos que son aquellos descritos en las secciones anteriores como los pasos necesarios para obtener una imagen SAR enfocada.

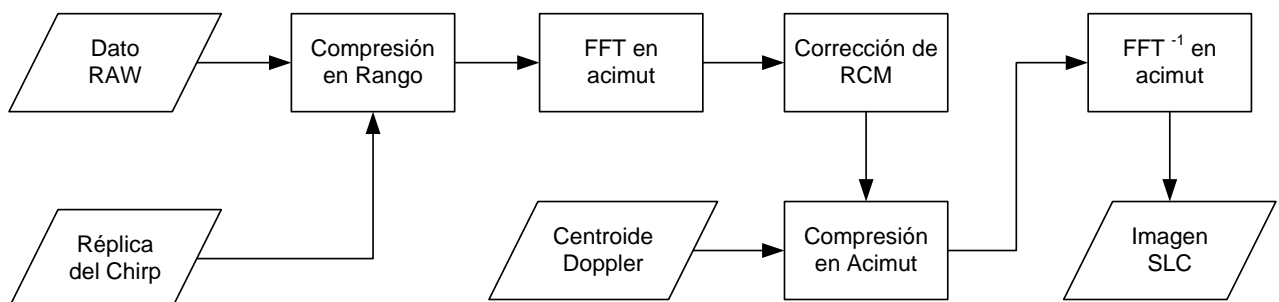


Figura 2.12: Diagrama de ejecución del algoritmo Range-Doppler.

1. La compresión en rango se realiza mediante la aplicación de la técnica de matched filtering realizando la correlación cruzada entre la señal RAW y la réplica del chirp. Esto es, aplicar la FFT a una fila, aplicar la FFT a la réplica del chirp y calcular su conjugado, para finalmente realizar el producto entre ellos y tomar la IFFT del resultado (Ver ecuación (2.15)). Este procedimiento se repite para cada una de las filas de la matriz RAW (Curlander y McDonough, 1991).
2. La FFT en acimut transforma la señal al dominio range-Doppler. En dicho dominio se realizan las operaciones sucesivas.
3. La RCMC se realiza luego de la conversión al dominio range-Doppler ya que en éste la familia de trayectorias de blancos al mismo rango se convierten en una sola trayectoria. La RCMC se encarga de acomodar cada una de las trayectorias de este nuevo dominio convirtiéndolas en rectas paralelas al eje de frecuencias en acimut (Cumming y Wong, 2005).
4. Aprovechando que la variación de la historia Doppler es aproximadamente lineal, y que por lo tanto la señal en dirección de acimut puede ser pensada como un chirp Doppler, se utiliza el centroide Doppler y la estimación de la tasa de cambio de esta frecuencia para aplicar la técnica de Matched Filtering en esta dirección. La diferencia con el paso 1 es que en este caso se aplica un Matched Filtering en el dominio de las frecuencias.
5. Finalmente se aplica la Transformada Rápida de Fourier Inversa (IFFT) en dirección de acimut para retornar al dominio de la señal, resultando en una imagen compleja comprimida en ambas direcciones. Esto es, se obtiene finalmente la imagen SLC.

2.4.2. El algoritmo Chirp Scaling

Otros algoritmos muy precisos fueron propuestos como alternativa al RDA. Tal es el caso del CSA propuesto por Runge y Bamler en 1992 (Runge y Bamler, 1992). Este algoritmo fue diseñado con la intención de realizar una *ecualización de la curva de migración en rango*. La ecualización de la curvatura es realizada de una forma simple, pero aún así precisa, mediante la aplicación de una multiplicación por una fase en el dominio range-Doppler. En el año 1994, Raney junto a un equipo de expertos en procesamiento SAR demostró que la solución de esta ecualización es única para el caso de los radares de apertura sintética (Raney et al., 1994).

La señal se transforma al dominio bidimensional de las frecuencias y las trayectorias de RCM son ajustadas para tener curvas equivalentes a la trayectoria de un blanco retrodispersor a un rango de referencia seleccionado R_{ref} . Todas las trayectorias de curvas de migración resultantes tienen un único valor en el dominio espectral, y por lo tanto la RCMC puede ser completada por una multiplicación de fase que es conocida y tiene un único valor para cada punto (Runge y Bamler, 1992).

El algoritmo aplica operaciones en ambos dominios: el range-Doppler y el bidimensional de las frecuencias (o espectral). A diferencia del algoritmo Range-Doppler, en lugar de comenzar con la compresión en rango, éste comienza y termina con transformaciones en acimut, mientras que las transformaciones en rango están embebidas en el medio del algoritmo.

La Figura 2.13 muestra los pasos de ejecución del algoritmo CSA. Estos pasos son descriptos a continuación:

1. Transformar el dato RAW desde el dominio de la señal al dominio range-Doppler mediante la aplicación de la FFT en acimut.
2. Multiplicar la señal en el nuevo dominio por la *primera función de fase*. Este paso es denominado *Chirp Scaling* y es el que da el nombre al algoritmo.

3. Transformar la matriz desde el dominio range-Doppler al dominio bidimensional de las frecuencias aplicando la FFT en rango.
4. Multiplicar la señal por la segunda función de fase. En este paso se logra la RCMC, la Compresión en Rango (RC) y la Compresión Secundaria en Rango (SRC).
5. Transformar la matriz nuevamente al dominio range-Doppler aplicando la FFT inversa en rango.
6. Multiplicar la señal en el dominio range-Doppler por la tercera función de fase. A esta altura se logra remover los residuos de fase generadas en el paso 2 y se alcanza la compresión en acimut.
7. Aplicar la FFT inversa en acimut para llevar la matriz al dominio de la imagen, obteniendo así la imagen focalizada.

Las funciones de fase no son descriptas debido a la complejidad de la matemática necesaria para llegar a desarrollarlas de manera completa. Dado que el trabajo está centrado en otro algoritmo solo se realiza una descripción general de éste. Las ecuaciones correspondientes a cada una de las funciones de fases son descriptas en el artículo original del algoritmo del año 1992 (Runge y Bamler, 1992).

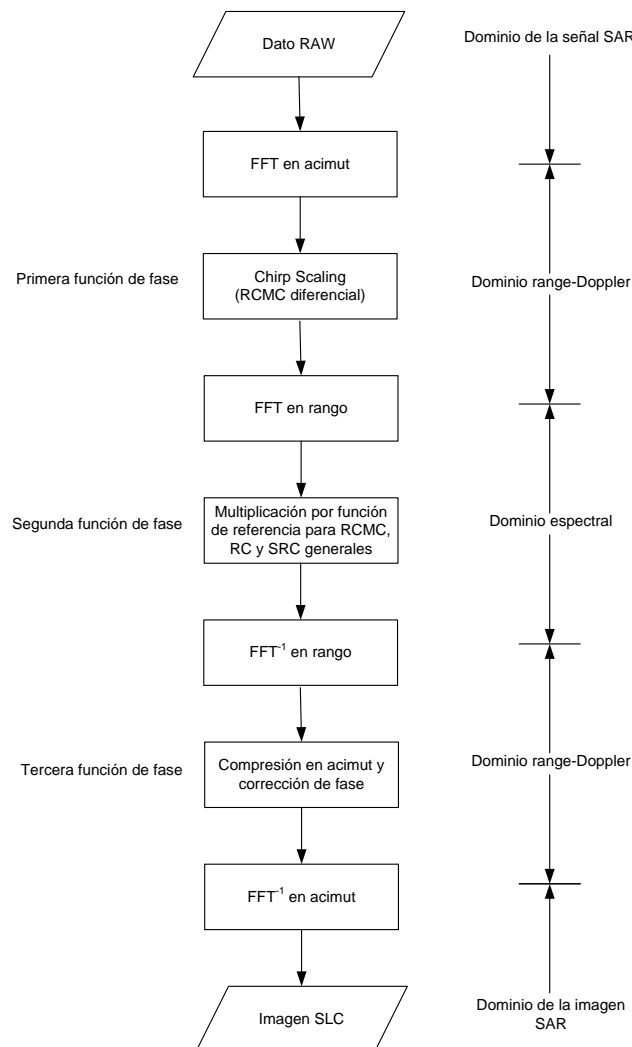


Figura 2.13: Diagrama de ejecución del algoritmo Chirp Scaling.

Como puede apreciarse, el algoritmo consta solamente de transformaciones de dominios mediante aplicaciones de la FFT en rango y acimut, y de multiplicaciones por funciones de fase, logrando

la focalización de la imagen sin la necesidad de un interpolador para resolver el problema de la RCMC. Sin embargo, al igual que el caso del algoritmo anterior, presenta problemas para la correcta focalización de imágenes en los casos de grandes aperturas sintéticas o elevados ángulos de squint (Cumming et al., 2003).

2.4.3. El algoritmo Omega-K: una breve introducción

Otro de los algoritmos mas utilizados en el presente debido a su gran precisión es el ω KA, propuesto por Cafforio, Prati y Rocca del Politécnico de Milán en el año 1991 (Cafforio et al., 1991). El ω KA fue planteado como una alternativa al RDA, resolviendo el problema de la focalización SAR mediante técnicas de migración sísmica (Clearbout, 1985; Gazdag y Sguazzero, 1984). El ω KA realiza la focalización de la imagen íntegramente con operaciones realizadas en el dominio bidimensional de las frecuencias y de allí su nombre dado que trabaja con la frecuencia angular ω en rango y con el número de onda k_x en acimut.

Una de las principales virtudes del ω KA es la posibilidad de procesar datos adquiridos con grandes aperturas sintéticas en acimut o elevados ángulos de *squint*. Por contrapartida, el hecho de trabajar en el dominio bidimensional de las frecuencias no permite contemplar la variación de la velocidad relativa sensor-blanco, por lo que se ve limitado al momento de trabajar con grandes anchos de barrido (Cumming et al., 2003).

Sus autores han demostrado que el método es exacto¹³ cuando el sensor vuela en una órbita rectilínea y que los resultados son extremadamente buenos cuando se considera la esfericidad de la Tierra y una órbita circular (Cafforio et al., 1991). Además, diversos estudios han demostrado que el ω KA es el algoritmo de focalización mas preciso de los tres mencionados (Bamler, 1992; Cumming et al., 2003).

Dado que este algoritmo es el foco de estudio de este trabajo, su descripción detallada se realiza en el próximo capítulo. En él se desarrollan y describen detalladamente cada una de las ecuaciones que sustentan la teoría del algoritmo.

¹³La historia de fase y la migración en rango son calculadas en manera exacta y esta última es corregida perfectamente sin utilizar aproximaciones.

El algoritmo Omega-K

3.1. Introducción al algoritmo Omega-K

En el capítulo anterior se presentaron las bases de la adquisición SAR y el procesamiento necesario para obtener una imagen a partir de los datos RAW. Este procesamiento no es una tarea sencilla y requiere de algoritmos precisos. Los tres algoritmos más conocidos y utilizados en la actualidad fueron descritos brevemente exponiendo sus ventajas y sus limitaciones. Los algoritmos RDA y CSA utilizan aproximaciones de la fase mediante expansiones de Taylor, eliminando los términos de grado mayor a dos. Esto trae como inconveniente que el acoplamiento rango-acimut no es compensado con precisión para grandes aperturas sintéticas o elevados ángulos de squint. La mayor ventaja del ω KA radica en el hecho de realizar todo el procesamiento en el dominio bidimensional de las frecuencias ya que en este dominio no necesita de tales aproximaciones. Esto lo convierte en el más preciso gracias a un manejo correcto de la dependencia en rango del acoplamiento rango-acimut (Bamler, 1992; Cumming y Wong, 2005).

En la próxima sección se muestra el modelo que pensaron los autores del algoritmo para desarrollar una visión completamente diferente a lo previamente existente en el mundo de la focalización SAR. Si bien estos prefirieron describir el algoritmo en términos de la frecuencia angular ω en dirección de rango y del número de onda k_x en dirección de acimut, en este trabajo se optó por seguir la aproximación propuesta por Cumming y Wong en su artículo publicado en el año 2003 (Cumming et al., 2003) y ampliado en su libro en 2005 (Cumming y Wong, 2005) donde se realiza todo el desarrollo en términos de frecuencias tanto en rango como en acimut.

3.1.1. El modelo del reflector *radiante*

La idea original detrás del ω KA está basada en un punto de vista diferente del sistema SAR. En lugar de pensarlo como un sensor activo capaz de emitir pulsos y capturar los ecos reflejados por los blancos de la superficie, se modela como un sensor pasivo capaz de sensar la energía “emitida” por la superficie terrestre a la mitad de la velocidad de la luz. La Figura 3.1 muestra la idea bajo la cual fue planteado el ω KA y la que permitió pensar el problema de manera similar al de geofísica estudiado para la migración sísmica.

Si se piensa en el modelo mencionado, los blancos en la superficie serán los emisores de los pulsos electromagnéticos que se propagarán hacia la antena. Las contribuciones de los diferentes blancos puntuales arribarían a tiempos diferentes dependiendo de la distancia a la que éstos se encuentran

del sensor. Si todos los blancos emiten simultáneamente y la velocidad de propagación de la onda en el medio es supuesta como la mitad de la verdadera, toda la cinemática del campo de ondas real es reproducido perfectamente (Cafforio et al., 1991).

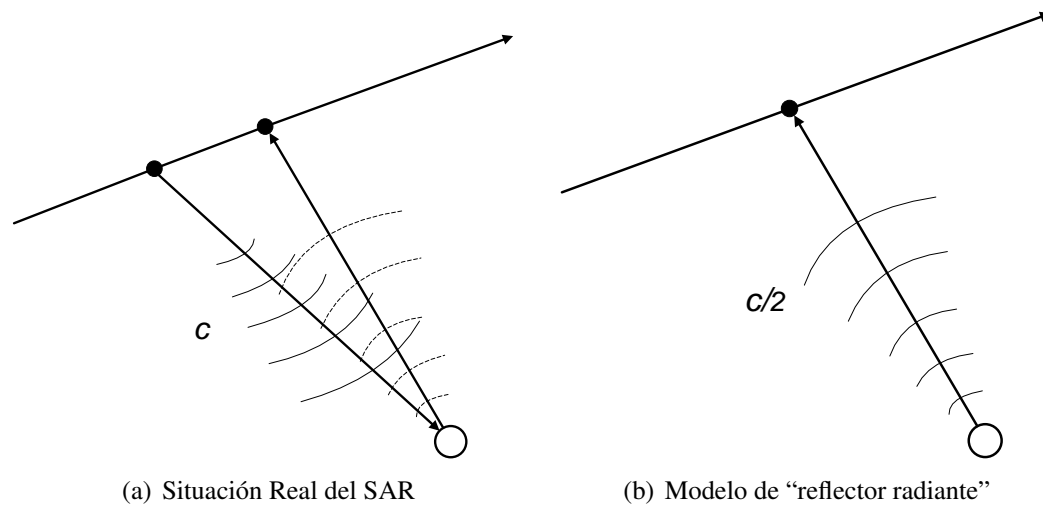


Figura 3.1: El modelo del “reflector radiante”.

3.2. Visión general del algoritmo

El algoritmo realiza todo el procesamiento en el dominio bidimensional de las frecuencias por lo que el primer paso a realizar es la transformación de los datos al dominio espectral mediante la FFT 2-dimensional.

Una vez que los datos han sido transformados mediante la FFT comienza el algoritmo propiamente dicho. Éste consta de dos grandes operaciones que se resumen a continuación.

La primera operación consiste en realizar una compresión general mediante la multiplicación de los datos en el espacio de las frecuencias por una función de referencia. La función es tal que permite compensar la fase para un rango específico para el cual fue generada (normalmente la mitad del ancho de barrido), realizando la focalización exacta de los blancos a tal rango. Esta focalización incluye compresión en rango y acimut, además de realizar la RCM.

Luego de la Multiplicación por la Función de Referencia (RFM) se realiza una focalización diferencial mediante una técnica conocida como interpolación (o mapeo) de Stolt (Stolt, 1978). La focalización diferencial es *el paso clave* del algoritmo. Esta técnica fue desarrollada inicialmente para la solución a la ecuación de ondas en el procesamiento de datos sísmicos. El mapeo de Stolt permite resolver la ecuación de onda mediante una interpolación en el dominio de las frecuencias. Cafforio y sus colegas observaron la similitud entre esta técnica de “*migración sísmica*” y el sensoramiento SAR y desarrollaron una forma de realizar la focalización SAR totalmente diferente a lo previamente conocido. Bajo ciertos supuestos, que serán detallados en la sección 3.4, la aplicación de la interpolación de Stolt permite encontrar la solución exacta al problema de la focalización SAR (Cafforio et al., 1991).

Finalmente, luego de haber realizado la focalización general mediante la RFM y la diferencial mediante la interpolación de Stolt, se aplica la IFFT bidimensional para retornar al espacio de la señal SAR.

La figura 3.2 muestra un diagrama de bloques que resume los pasos del ω KA.

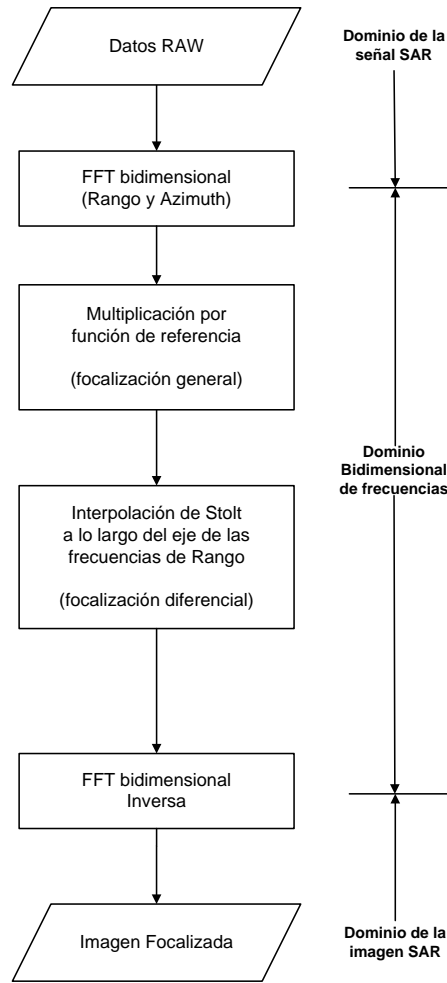


Figura 3.2: Diagrama de bloques del Algoritmo Omega-K

3.3. Focalización general

Como se mencionó en la sección anterior el primer paso clave en la focalización de los datos RAW es la aplicación de la RFM en el dominio bidimensional de las frecuencias. Como se vio en la sección 2.3.4.3 del capítulo anterior, la ecuación que describe la señal SAR en banda base sin focalizar en tal dominio es la (2.29). Ésta se reescribe a continuación por practicidad.

$$S_{2Df}(f_\tau, f_\eta) = W_r(f_\tau)W_a(f_\eta - f_{\eta_c}) \exp\{j\theta_{2Df}\}.$$

Utilizando las ecuaciones (2.27) y (2.28) el término de fase θ_{2Df} puede ser reescrito de la siguiente forma (Cumming y Wong, 2005):

$$\theta_{2Df}(f_\tau, f_\eta) = -\frac{4\pi R}{c} \sqrt{(f_0 + f_\tau)^2 - \left(\frac{cf_\eta}{2V_{st}}\right)^2} - \frac{\pi f_\tau^2}{K_r} \quad (3.1)$$

La intención de la RFM es eliminar este desfase. Esto puede realizarse mediante una multiplicación por una función de referencia que actúe como un filtro compensando la fase. Al ser una función definida en el dominio de las frecuencias, las variables de rango y velocidad relativa no pueden ser modificadas y se convierten en constantes. Por lo tanto, la compensación de la fase podrá realizarse solo para un rango de referencia R_{ref} . Para lograr la corrección se define una función que logra hacer

cero la fase en tal rango de referencia, eliminando el segundo término y haciendo cero el primero para $R = R_{ref}$. La fase de la función de referencia queda definida por

$$\theta_{ref}(f_\tau, f_\eta) = + \frac{4\pi R_{ref}}{c} \sqrt{(f_0 + f_\tau)^2 - \left(\frac{cf_\eta}{2V_{stref}}\right)^2} + \frac{\pi f_\tau^2}{K_r} \quad (3.2)$$

Al realizar la multiplicación de la señal y de la función de referencia, las fases $\theta_{2Df}(f_\tau, f_\eta)$ y $\theta_{ref}(f_\tau, f_\eta)$ se suman. Por lo tanto, se eliminará el término $\frac{\pi f_\tau^2}{K_r}$ gracias al cambio de signo. Tal compensación sirve para la mejora de la fase en todos los rangos desde el cercano al lejano.

La utilización de un rango de referencia fijo R_{ref} dentro del primer término permitirá anular la fase para dicho rango. Para todos los demás se mantendrá una fase residual que deberá ser corregida posteriormente. La fase de un blanco puntual luego de la multiplicación por la función de referencia es aproximadamente:

$$\theta_{RFM}(f_\tau, f_\eta) \approx - \frac{4\pi(R - R_{ref})}{c} \sqrt{(f_0 + f_\tau)^2 - \left(\frac{cf_\eta}{2V_{st}}\right)^2} \quad (3.3)$$

La solución no es exacta debido a que se asume que la velocidad V_{st} es invariable con el rango. En la siguiente sección se realiza un análisis sobre el impacto que tiene sobre la fase θ_{RFM} la aproximación de V_{st} .

3.3.1. ¿Qué tan grande es el error debido a asumir V_{st} invariable?

Para calcular la magnitud del error en θ_{RFM} debido a la utilización de la velocidad V_{st} correspondiente al rango de referencia, o sea la distancia a un blanco puntual ubicado exactamente al centro del ancho de barrido, se realizó una prueba con parámetros del satélite europeo ERS-1¹.

Conociendo la variación del rango desde el sensor a un blanco puntual como función del tiempo $R(t)$ es posible calcular de forma muy precisa el valor de V_{st} mediante la siguiente ecuación (Sandwell, 2002):

$$V_{st}(t) = \sqrt{R(t)\ddot{R}(t)}, \quad (3.4)$$

donde $\ddot{R}(t)$ es la derivada segunda de R en función del tiempo.

Realizando el cálculo de V_{st} para distintos puntos a lo largo del ancho de barrido se puede apreciar que existe una variación de la velocidad respecto del rango, aunque representa una caída de tan solo el 0,13% (9,68m/s) desde el rango cercano hacia el lejano. La Figura 3.3 muestra la variación de la velocidad relativa desde el rango cercano hacia el rango lejano.

La velocidad se fija para el rango de referencia, en este caso tal rango es $R_{ref} = 856,195\text{km}$, resultando $V_{st} = 7095,98\text{m/s}$.

Al realizar el cálculo de la θ_{RFM} el mayor error que se puede efectuar respecto de la velocidad será de 4,84m/s, ya que el rango de referencia se encuentra a mitad del ancho de barrido. Esto representa

¹ Se eligió esta misión debido a la facilidad para conseguir los información de órbita, ancho de barrido, rango cercano, velocidad, etc.

un error sobre el valor de V_{st} menor al 0,07%.

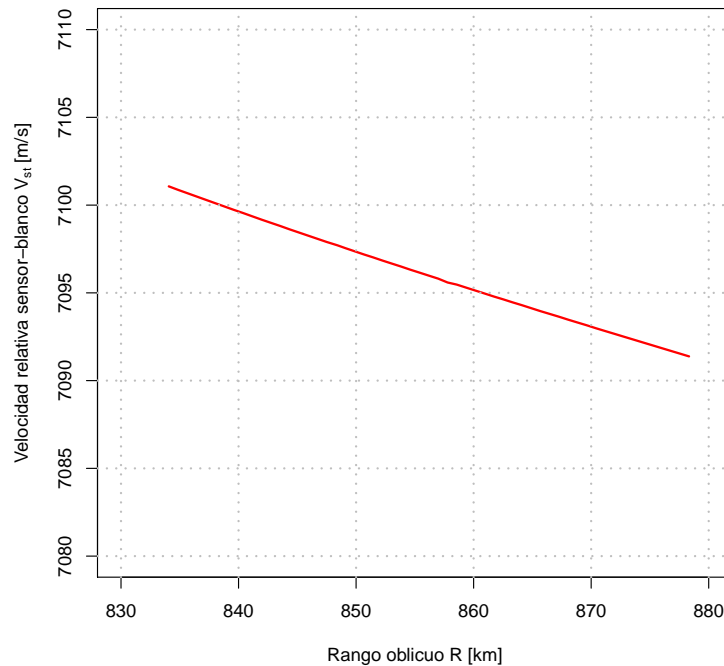


Figura 3.3: Variación de la velocidad relativa sensor-blanco V_{st} respecto del rango oblicuo R para el caso de ERS-1.

Fijando el rango R , y para dos valores dados de f_τ y f_η , se puede calcular el error en la fase θ_{RFM} , el cual resulta del orden del 0,00002% para datos de ERS con un ancho de barrido nominal de 100km. Este error se torna despreciable para el resultado de la focalización de la imagen.

3.3.2. Problemas remanentes luego de la RFM

La fase que permanece luego de la RFM aún contiene tres problemas importantes que deberán ser corregidos en el paso siguiente del algoritmo para lograr la correcta focalización, a saber:

- RCM residual,
- acomplamiento rango-acimut residual y
- modulación residual en acimut.

Además de la focalización general, la utilización de la RFM presenta la ventaja de mover la modulación de alta frecuencia en rango de (3.1) a banda base, dado que $R - R_{ref}$ tiene media cero. Esto es realmente importante, dado que el interpolador necesario en el mapeo de Stolt no necesita trabajar sobre la modulación de fase veloz que existe en la frecuencia de la portadora, f_0 , sino que alcanza con un interpolador simple en banda base (Cumming y Wong, 2005).

3.4. Focalización diferencial (interpolación de Stolt)

Como se mencionó en la sección 3.2, la interpolación de Stolt fue desarrollada para la solución a la ecuación de ondas en el procesamiento de datos sísmicos. Mediante una serie de geófonos ubicados en una línea recta se capturan los ecos provenientes de las distintas características geológicas luego de la detonación de una carga en la superficie y utilizando el mapeo propuesto por Stolt es posible reconstruir la ecuación de onda (Stolt, 1978).

En el caso del procesamiento SAR, esta interpolación permite ajustar las fases en rango y acimut para los blancos a rangos distintos del de referencia, logrando realizar en un solo paso la RCMC, la SRC y la focalización diferencial en acimut (Cumming et al., 2003).

Debido a contener un factor raíz cuadrada, la fase no es lineal en f_τ y por lo tanto si se aplica la IFFT a esta altura, todos los blancos ubicados a un rango $R \neq R_{ref}$, aparecerán desenfocados. Es por ello que es necesario un cambio de variables de rango en el dominio de las frecuencias, el cual es logrado mediante el mapeo de Stolt.

Para ello se modifica el eje de las frecuencias en rango, reemplazando la raíz cuadrada de (3.3) por una variable de frecuencia que está *desplazada* y *escalada*.

$$\sqrt{(f_0 + f_\tau)^2 - \left(\frac{cf_\eta}{2V_{st}}\right)^2} = f_0 + f'_\tau \quad (3.5)$$

La ecuación es en efecto un cambio de variables desde la variable de frecuencia de rango f_τ en una nueva f'_τ .

Utilizando valores típicos de la misión SAOCOM resumidos en la Tabla 3.1 es posible calcular el cambio de variables para tal configuración.

Parámetro [Unidad]	Símbolo	Valor
Velocidad de la plataforma [m/s]	V_r	7633
Frecuencia de la portadora [GHz]	f_0	1.275
Ancho de banda del chirp* [MHz]	B	18.457

* para el modo de adquisición Stripmap e ID de haz S9-DP.

Tabla 3.1: Valores típicos de configuración de SAOCOM

Para poder realizar gráficas que clarifiquen el cambio de variables en rango es necesario primero calcular los valores de f_η . El máximo valor posible de f_η puede ser calculado a partir del máximo ángulo de squint θ_s a ser considerado (Curlander y McDonough, 1991):

$$f_\eta = 2f_0V_r \sin \theta_s \quad (3.6)$$

Para un ángulo de squint de 9° , que es un valor totalmente exagerado para la misión, se obtiene $f_\eta = 10.15$ kHz. Este valor de squint, aunque imposible de alcanzar, se utiliza solo a fines de generar gráficos que permitan comprender el efecto de la aplicación del cambio de variables en rango.

La Figura 3.4 muestra el cambio de variables de la ecuación (3.5) utilizando los valores presentados en la Tabla 3.1 y valores de f_η desde 0 hasta el valor máximo calculado previamente en siete valores diferentes equispaciados.

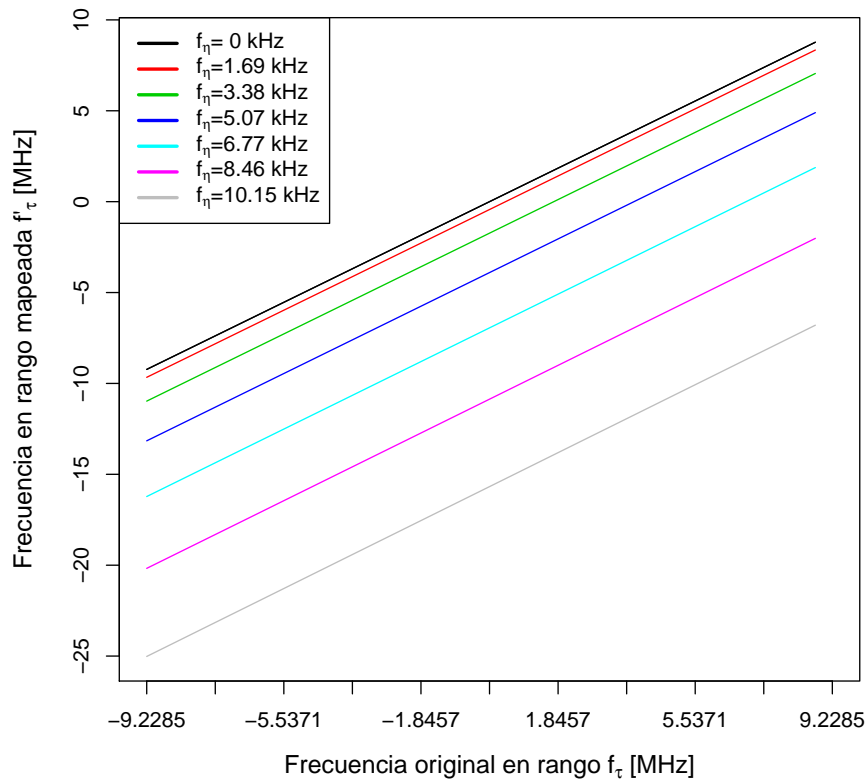


Figura 3.4: Cambio de variables de frecuencia f_τ a f'_τ para valores de configuración de SAOCOM

Como puede verse en la figura, el mapeo correspondiente para $f_\eta = 0$ es la función identidad. Pero el incremento de f_η impacta fuertemente en el cambio de valores de f_τ a f'_τ .

Si bien el efecto dominante producido por el incremento de f_η es el desplazamiento a partir de la recta $f_\tau = f'_\tau$, existe también un cambio de pendiente en las rectas que puede ser visualizado en la Figura 3.5. Para enfatizar este cambio de pendiente se realiza esta gráfica mediante la sustracción a cada recta la correspondiente a $f_\eta = 0$ y también el valor de cada una en $f_\tau = 0$. La escala expandida permite comparar las distintas pendientes, las cuales son casi imposibles de distinguir en la Figura 3.4.

El desplazamiento de las rectas en f'_τ es aproximadamente una función cuadrática de f_η . A través de este ajuste se logra la compresión residual en acimut. El cambio de pendiente en las frecuencias altera la forma de la fase de la función en el espectro. Esto introduce un cambio de escala del rango en el dominio del tiempo. El eje del rango en el dominio del tiempo es por lo tanto comprimido o expandido, como una función de la frecuencia en acimut, lo cual permite lograr la RCMC residual (Cumming y Wong, 2005).

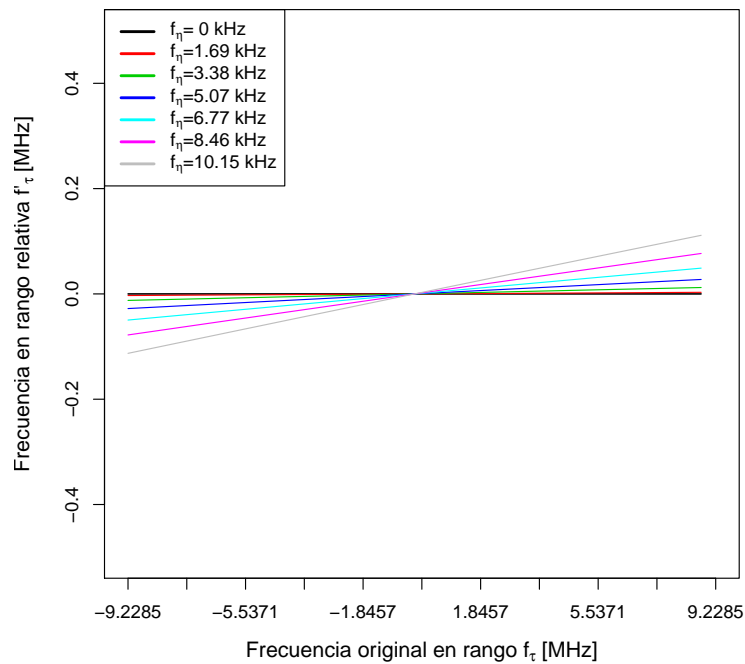


Figura 3.5: Cambio de variables de frecuencia f_τ a f'_τ con escala expandida y sin desplazamiento para visualizar el cambio de pendiente

Para mostrar la dependencia del valor de f'_τ respecto de la frecuencia en acimut f_η en la Figura 3.6 se grafica la primera en función de la segunda. Estas son curvas esencialmente parabólicas.

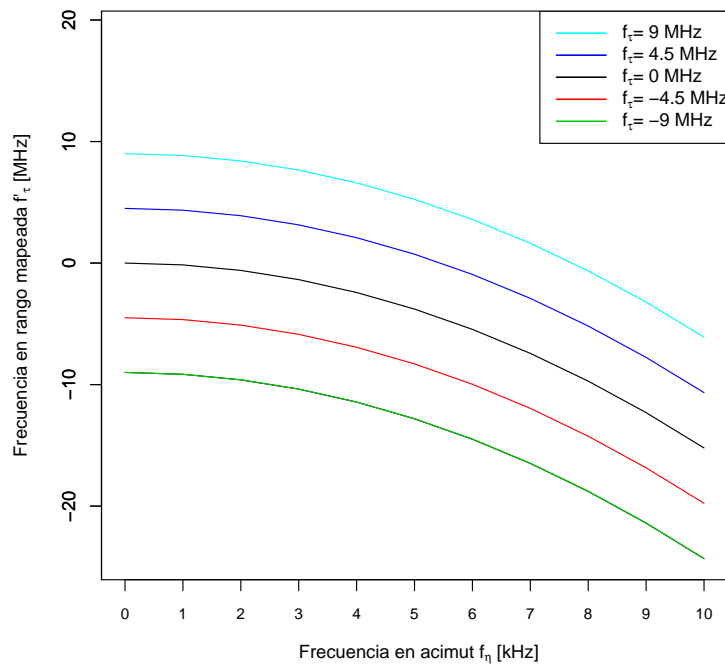


Figura 3.6: Mapeo de Stolt como función de f_η

Las figuras 3.4, 3.5 y 3.6 muestran la dependencia de f'_τ respecto de f_τ y f_η . Estas gráficas se

pueden agrupar en una gráfica de tres dimensiones, donde la nueva variable en rango sea descrita en términos de f_τ y f_η de acuerdo a sus rangos de validez. La Figura 3.7 permite observar una no linealidad (curvatura) de f'_τ respecto de la frecuencia en acimut, tal como se había descrito anteriormente. Asimismo, se visualiza la linealidad de la nueva variable respecto de f_τ para cada fijo de acimut.

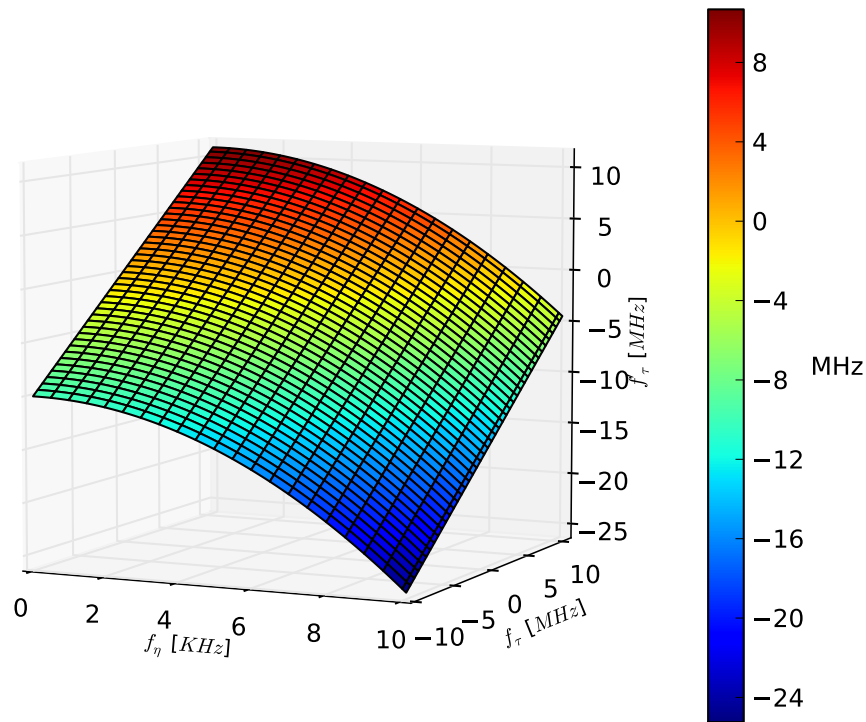


Figura 3.7: Gráfico en tres dimensiones del mapeo de Stolt. f'_τ en función de f_τ y f_η

3.4.1. La fase luego de la interpolación de Stolt

Luego de la focalización diferencial mediante la interpolación de Stolt la fase θ_{RFM} descrita en la ecuación (3.3) correspondiente a la señal parcialmente focalizada se convierte en una fase lineal en la nueva variable de frecuencias f'_τ . Esto significa que el mapeo realiza la compresión diferencial removiendo los términos de fase mayores que el término lineal. La ecuación (3.7) presenta la fase que resulta luego de la aplicación del cambio de variables.

$$\theta_{Stolt}(f'_\tau, f_\eta) = -\frac{4\pi(R_0 - R_{ref})}{c}(f_0 + f'_\tau). \quad (3.7)$$

El primer término de la ecuación define la posición R_0 del blanco, el cual luego de la IFFT bidimensional aparecerá correctamente focalizado y en el lugar correspondiente (Cafforio et al., 1991). El blanco es registrado al rango R_0 , donde el eco recibido tiene frecuencia en acimut igual a cero y es registrado en acimut también donde tal frecuencia es igual a cero (Cumming et al., 2003).

3.5. Interpretación del mapeo de Stolt mediante propiedades de la DFT

Despierta curiosidad conocer cómo es que un cambio de variables en rango permite realizar en un solo paso la RCMC, la SRC y la focalización en acimut. En esta sección se realiza la interpretación a partir de la aplicación de propiedades de la Transformada Discreta de Fourier (DFT).

El primer paso para poder aplicar las propiedades de la transformada de Fourier es expandir la función de fase θ_{RFM} descrita en la ecuación (3.3) utilizando Taylor hasta grado dos en f_τ y f_η como se ve en la siguiente ecuación:

$$\theta_{RFM}(f_\tau, f_\eta) \approx -\frac{4\pi(R_0 - R_{ref})}{c} \left[f_0 D(f_\eta, V_{st}) + \frac{f_\tau}{D(f_\eta, V_{st})} - \frac{f_\tau^2}{2f_0 D^3(f_\eta, V_{st})} - \frac{c^2 f_\eta^2}{4V_{st}^2 f_0^2} \right], \quad (3.8)$$

donde $D(f_\eta, V_{st})$ es denominado *parámetro de migración* y está definido por

$$D(f_\eta, V_{st}) = \sqrt{1 - \frac{c^2 f_\eta^2}{4V_{st}^2 f_0^2}}. \quad (3.9)$$

Lo importante de esta expansión, respecto de la ecuación (3.3), es que separa en términos cada uno de los puntos que corrige el mapeo de Stolt. Cada término que se encuentra entre los corchetes de la ecuación (3.8) tiene un significado particular:

1. El primer término representa la modulación residual en acimut,
2. el segundo la RCM residual, y
3. el tercero el acoplamiento residual rango-acimut a ser corregido por la SRC.

Si asumimos un ángulo de squint cercano a cero, se puede ignorar el tercer término (Cumming y Wong, 2005) y aproximar la fase de la ecuación (3.8) por

$$\theta_{RFM}(f_\tau, f_\eta) = -\frac{4\pi(R_0 - R_{ref})}{c} \left[f_0 D(f_\eta, V_{st}) + \frac{f_\tau}{D(f_\eta, V_{st})} \right] \quad (3.10)$$

La fase es mostrada en la figura 3.8. En la figura 3.8(a) se muestra la parte real de la señal de un blanco puntual distinto al del rango de referencia luego de la aplicación de la RFM. La fase en rango posee dos características distinguibles a primera vista en la figura 3.8(b): para cada rango la fase es lineal, pero la frecuencia de las ondas senoidales varía con la frecuencia en acimut. Este hecho está dado por el término $f_\tau/D(f_\eta, V_{st})$, el cual es lineal en f_τ con pendiente $1/D(f_\eta, V_{st})$. La frecuencia de la señal representa la posición en rango del blanco. Esto se vuelve evidente luego de aplicar la Transformada Discreta de Fourier Inversa (IDFT), según se muestra en la línea negra gruesa de la Figura 3.8(c). Aquí se ve claramente que hay un efecto de RCM residual a corregir.

La otra característica de la señal es que la fase en acimut no es lineal, como puede verse en el lado derecho de la Figura 3.8(c). Esto representa el residuo de la RCM y focalización en acimut. El resto de la Figura 3.8 será descrito en las secciones siguientes.

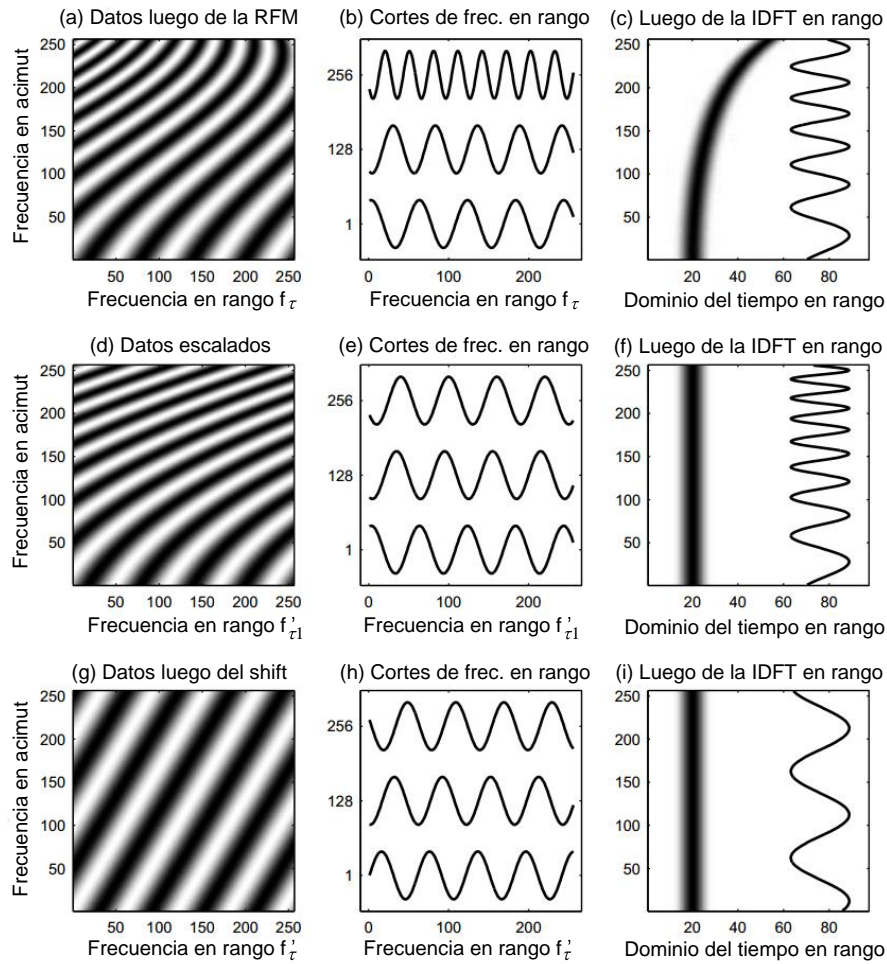


Figura 3.8: Ilustración de los efectos de escalado y shift de la interpolación de Stolt.
 Fuente (Cumming et al., 2003)

3.5.1. El cambio de variables

Al aplicar el cambio de variables en rango hacia la nueva variable f'_τ según la ecuación (3.5), combinando (3.7) y (3.10) se tiene

$$f_0 + f'_\tau = f_0 D(f_\eta, V_{st}) + \frac{f_\tau}{D(f_\eta, V_{st})}. \quad (3.11)$$

Despejando se obtiene

$$f'_\tau = f_0 (D(f_\eta, V_{st}) - 1) + \frac{f_\tau}{D(f_\eta, V_{st})}. \quad (3.12)$$

Este cambio de variables es un paso clave del algoritmo ya que es el que permite finalizar con la focalización de la imagen. De aquí la importancia de la implementación. En el mundo de los datos discretos, como son las imágenes SAR, este mapeo se realiza mediante una operación de interpolación en el dominio de las frecuencias (Cafforio et al., 1991). Distintos estudios se han enfocado en el análisis de distintos algoritmos para la implementación de la interpolación de Stolt en los cuales se presentan desde algoritmos eficientes en tiempo pero de baja precisión como el de vecinos más cercanos o interpolación lineal, hasta algoritmos más complejos que alcanzan una altísima precisión pero con una pobre performance temporal (Li, 1992; Lin et al., 1997; Popovici et al., 1997).

A continuación se divide el mapeo de Stolt en dos etapas, una para cada término de la ecuación (3.12) para una mejor comprensión.

3.5.2. Corrección de RCM

En la ecuación (3.12) se observa que solo el segundo término depende de la frecuencia en rango f_τ y por lo tanto es el único que tiene información sobre la RCM residual. Como se describió previamente, este término es lineal en f_τ , con pendiente $1/D(f_\eta, V_{st})$. Por otra parte, de la ecuación (3.9) se deduce que cuando la frecuencia Doppler f_η es cero, la pendiente es uno y que a medida que $|f_\eta|$ crece, $D(f_\eta, V_{st})$ disminuye y por lo tanto la pendiente aumenta.

El término correspondiente a la RCMC puede ser descrito por una nueva variable f'_{τ_1}

$$f'_{\tau_1} = \frac{f_\tau}{D(f_\eta, V_{st})}. \quad (3.13)$$

Sea $\Delta\tau = 2(R_0 - R_{ref})/c$ el tiempo en rango medido desde el rango de referencia. Se puede reescribir entonces la ecuación (3.10) de la siguiente forma:

$$\theta_{RFM,1}(f'_{\tau_1}, f_\eta) = -2\pi\Delta\tau[f'_{\tau_1} + f_0 D(f_\eta, V_{st})], \quad (3.14)$$

la cual muestra que la onda es una senoide en la nueva variable de frecuencia en rango. La frecuencia de dicha onda es constante para cada línea de la matriz de datos dado que la frecuencia en acimut es constante, pero ésta varía de acuerdo a las variaciones de f_η en las distintas filas.

Dado que D es constante para un f_η fijo, y es un valor entre 0 y 1, el mapeo es un estiramiento del eje de frecuencias en rango. Este escalado se muestra en la segunda fila de la figura 3.8.

El mapeo de las frecuencias para lograr que sean constantes determina que luego de la aplicación de la transformada inversa de Fourier se registre el blanco a su posición real en rango, eliminando la RCM. Esto es visible en la Figura 3.8(f). La explicación del por qué se da la registración del blanco radica en la propiedad matemática de la transformada de Fourier llamada “*traslación*” (o en inglés “*shift*”) (Oppenheim y Schaffer, 1999).

$$G(f'_{\tau_1}, f_\eta) \exp\{-j2\pi\Delta\tau f'_{\tau_1}\} \iff g(\tau - \Delta\tau, f_\eta), \quad (3.15)$$

donde G es la transformada de Fourier de g .

3.5.3. Focalización diferencial en Acimut

El primer término de la ecuación (3.12) representa un shift constante de la frecuencia en rango. Sea $f_{\tau_{\text{shift}}}$ esta cantidad, usando la ecuación (3.13), se tiene

$$f_{\tau_{\text{shift}}} = f_0(D(f_\eta, V_{st}) - 1) \approx -\frac{c^2 f_\eta^2}{8V_{st}^2 f_0}. \quad (3.16)$$

Ahora, combinando las ecuaciones (3.12), (3.13) y (3.16), la frecuencia mapeada f'_τ se puede reescribir:

$$f'_\tau = f_{\tau_{\text{shift}}} + f'_{\tau_1}, \quad (3.17)$$

lo que demuestra que el mapeo de Stolt a la nueva variable de frecuencia en rango consiste en un shift y un escalado de la frecuencia original.

Si la RCM residual y el acoplamiento rango-acimut es lo suficientemente pequeño como para ser ignorado, la focalización diferencial se logra sólo con el “shift” de la ecuación (3.16), (Cumming y Wong, 2005).

Este efecto puede ser descrito nuevamente por la propiedad de traslación de la transformada de Fourier

$$G(f_\tau - f_{\tau_{\text{shift}}}, f_\eta) \iff g(\Delta\tau, f_\eta) \exp\{j2\pi f_{\tau_{\text{shift}}} \Delta\tau\}, \quad (3.18)$$

donde la transformada inversa de Fourier transforma el shift en frecuencia $f_{\tau_{\text{shift}}}$, en una fase que varía con la frecuencia en acimut. La fase que permite realizar la corrección puede ser descrita por

$$\theta_{\text{corr}}(\Delta\tau, f_\eta) = -2\pi\Delta\tau \frac{c^2 f_\eta^2}{8V_{st}^2 f_0}, \quad (3.19)$$

y pertenece al dominio range-Doppler. Bajo las condiciones mencionadas de RCM y SRC despreciables, la focalización en acimut puede ser entonces lograda mediante una simple multiplicación por esta función de fase. Esto representa la forma correcta de aplicar el *matched filter* para la compresión diferencial en acimut en este dominio.

Este proceso puede ser aplicado como una aproximación de la versión exacta del ω KA en la cual se reemplaza el complejo paso de interpolación en el dominio de las frecuencias. Notar que es necesario realizar una anti-transformada de Fourier en rango previo a la multiplicación de la señal por la función de fase.

El resultado luego de la focalización diferencial en acimut es mostrado en la tercer fila de la Figura 3.8.

3.6. Ejemplo de procesamiento en una imagen ERS-1

El algoritmo ω KA descrito en las secciones anteriores fue implementado en el lenguaje de programación orientado a procesamiento de imágenes Interactive Data Language (IDL). La Figura 3.9 muestra un recorte sobre una imagen obtenida por el prototipo implementado al procesar un dato crudo del satélite europeo ERS-1. La Tabla 3.2 resume los principales parámetros descriptivos de la misión ERS-1.

La imagen procesada, de fecha 4 de agosto de 1995, corresponde a la región holandesa de Flevoand donde la ESA posee transponders activos utilizados para las calibraciones radiométricas y geométricas de las misiones ERS-1 y ERS-2 (Laur et al., 1993; Buck, 2002).

Luego del procesamiento de la matriz raw para la obtención de la imagen en SLC se aplicó la técnica de multilooking para reducir el speckle (De Vries, 1998) y para obtener píxeles con las mismas dimensiones en rango y acimut. La imagen mostrada posee un look en rango y dos en acimut.

Parámetro [unidad]	Símbolo	Valor
Frecuencia central [GHz]	f_0	5.3
Longitud de onda [m]	λ	0.0567
PRF [Hz]	PRF	1680
Altitud [km]	h	785
Ancho de barrido [km]		100
Ángulo de mirada [grados]		23
Rango cercano [km]	R_0	≈ 834
Largo de antena (acimut) [m]	L_a	10
Altura de la antena [m]		1
Duración del pulso [μ s]	τ_p	37.1
Tasa de incremento del chirp [Hz/s]	K_r	4.18e11
Frecuencia de muestreo [Hz]	f_s	18.96e6

Tabla 3.2: Parámetros básicos de ERS-1. Fuente: (Oliver y Quegan, 2004).

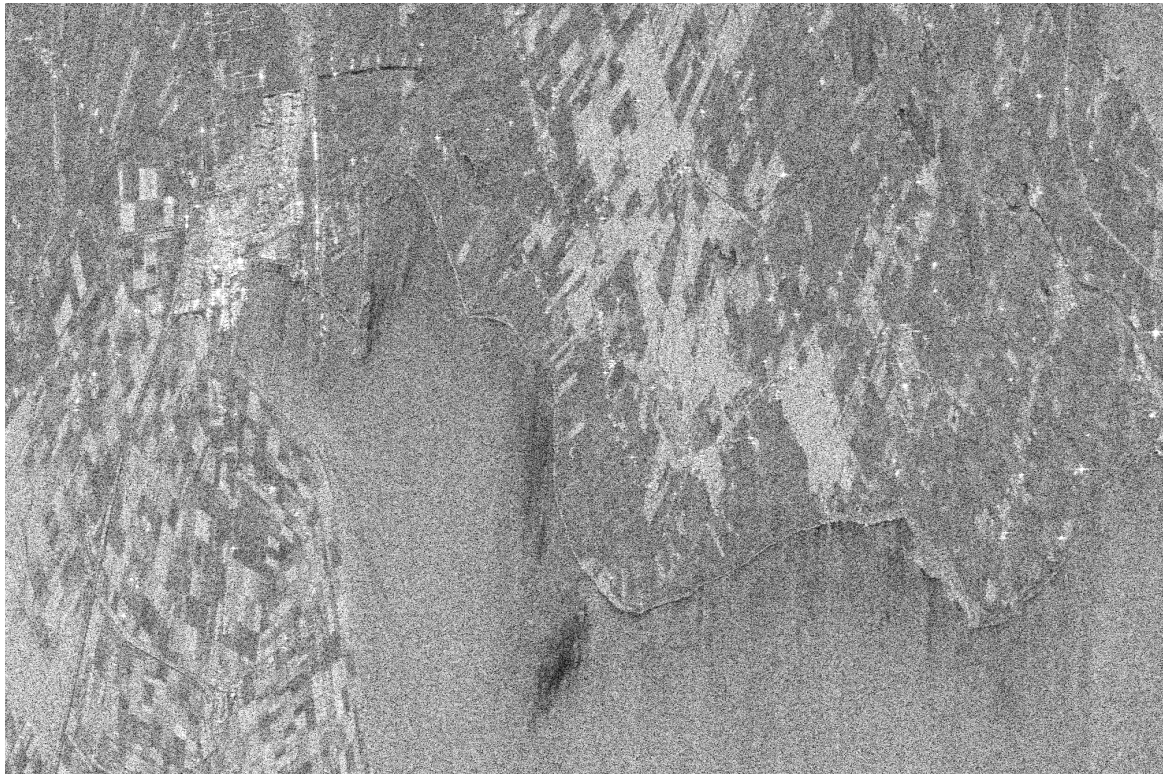


Figura 3.9: Imagen ERS-1 del área de Flevoland (Holanda) procesada con el prototipo Omega-K.

Generación de blancos puntuales mediante simulación

4.1. Simulación de datos SAR

En términos generales, un simulador de datos SAR es un sistema de software que a partir de la descripción de la escena terrestre (i.e. la retrodispersión como función de coordenadas espaciales $\gamma(x,y,z)$) y de parámetros del sistema sensor (Función de Transferencia del Sistema (STF): órbita, actitud¹, ancho de banda, etc.) es capaz de generar una imagen la cual, una vez procesada por un algoritmo de focalización (i.e. aplicar la inversa de la función de transferencia del sistema, STF^{-1}) contiene una reflectividad $\check{\gamma}(x,y,z)$ “similar” a la de entrada.

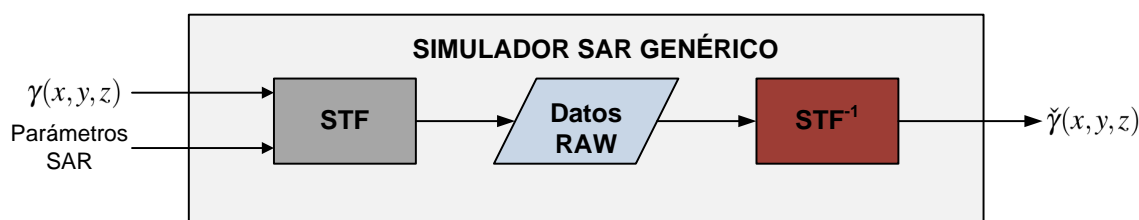


Figura 4.1: Simulador SAR genérico.

Es posible generar varios tipos de datos y clasificar los simuladores en categorías de acuerdo a sus salidas.

Las dos grandes clasificaciones de simuladores son (Franceschetti et al., 1995):

1. simuladores de imágenes SAR,
2. simuladores de señal RAW SAR.

En el primer caso el objetivo de la simulación es la propia imagen, la cual es generada con los datos de entrada apropiados sin necesidad de ningún otro proceso. Por el contrario, el objetivo de la simulación en el segundo caso es la señal RAW la cual puede ser utilizada para generar una imagen SAR a partir del proceso de focalización.

Existe además otra clasificación con respecto al retorno de la señal retrodispersada:

¹El término “actitud” suele utilizarse como traducción del término original en inglés: *attitude*. Éste hace referencia a los ángulos de navegación de un satélite.

- simulador de blancos puntuales
- simulador de blancos extendidos (escenas)

El primero hace foco en los parámetros del sistema, tales como variaciones de los ángulos actitud [ver sección 4.2.1.1]) y genera escenas artificiales; mientras que el segundo necesita además de modelos electromagnéticos de retrodispersión más sofisticados.

4.1.1. Otra perspectiva sobre clasificación de simuladores

En el año 1995 Franceschetti y su equipo de trabajo propusieron una nueva clasificación de los simuladores SAR basada en una perspectiva diferente pero que incluye las previamente mencionadas. Los dos tipos de simuladores definidos son los *orientados al procesamiento* y los *orientados a aplicaciones* (Franceschetti et al., 1995).

Orientados al procesamiento: a partir de $\sigma^0(x,y,z)$ la salida de la simulación es construida por medio de un modelado del comportamiento del radar en conjunción con la IRF. Este tipo de algoritmos permiten simular datos RAW o focalizados dependiendo del tipo de IRF utilizada: la IRF del sensor permite simular datos RAW (Figura 4.2(a)), mientras que la IRF conjunta del sensor más la del procesador permite simular imágenes focalizadas (Figura 4.2(b)). Es importante notar que para este último caso no es necesario utilizar un procesador SAR para generar la imagen focalizada.

Orientados a aplicaciones: comenzando a partir de características de la escena (Modelo Digital de Elevación (DEM), constante dieléctrica, etc.), datos RAW o focalizados pueden ser simulados mediante una secuencia del modelo para generar las ondas electromagnéticas retrodispersadas y de un procesador SAR (Figura 4.3). Este algoritmo permite simular datos de alta calidad útiles para estudios sobre aplicaciones SAR.

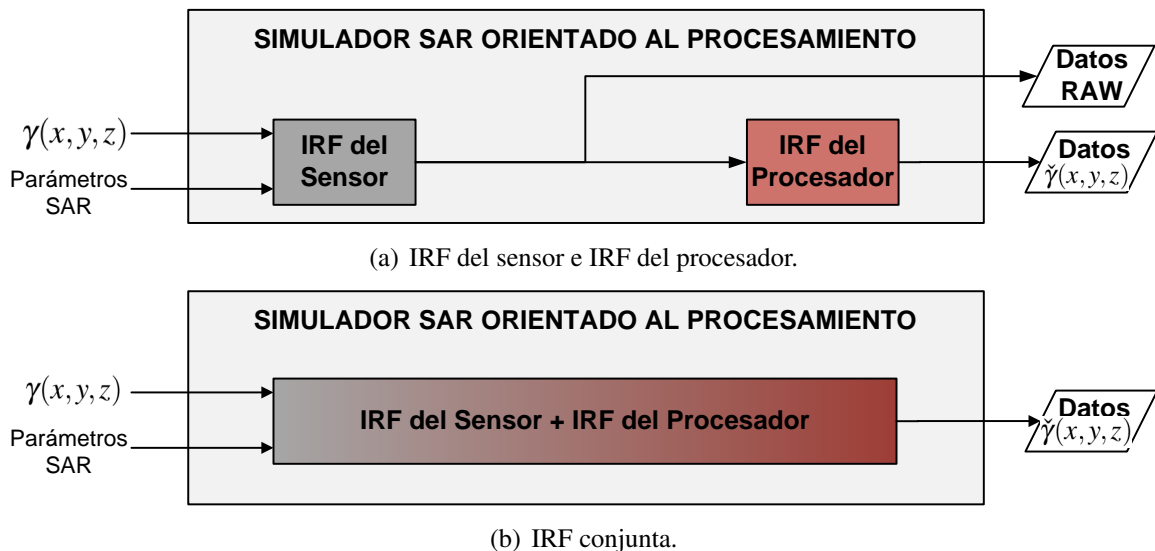


Figura 4.2: Simuladores orientados al procesamiento SAR.

La simulación SAR orientada al procesamiento es relativamente simple de implementar en términos de software pero aún así es capaz de simular de una forma muy precisa datos SAR cuando las interacciones electromagnéticas son simples y su modelado puede ser reducido a modelos sencillos (Shaharyar, 2009). Un ejemplo de modelo simple puede ser la multiplicación de la potencia de la onda incidente por el coeficiente de retrodispersión para obtener la potencia de la onda reflejada .

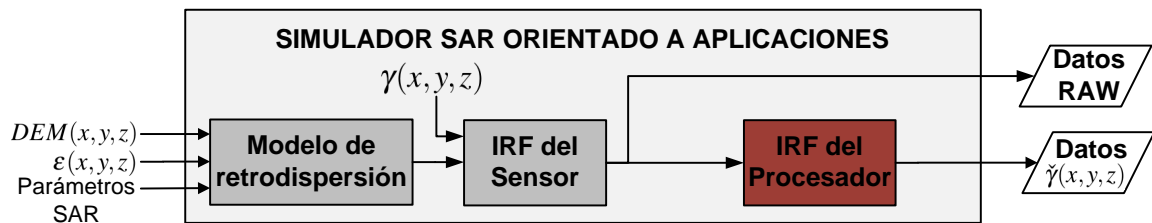


Figura 4.3: Simulador orientado a aplicaciones SAR

4.2. Simulación de blancos puntuales orientada al procesamiento

En el contexto de esta tesis el objetivo de las simulaciones es poder generar imágenes que permitan validar el prototipo ω KA. Cuando el objetivo es medir la precisión de un algoritmo de focalización, o comparar los resultados de varios de ellos, es necesario utilizar un simulador orientado al procesamiento capaz de generar una matriz raw a partir de la configuración de una escena idealizada que contenga una cantidad conocida de blancos puntuales estáticos, aislados e isotrópicos (Shaharyar, 2009).

4.2.1. El algoritmo

El algoritmo para la generación de una matriz raw es relativamente sencillo y puede ser resumido en los siguientes pasos, que se repiten durante el tiempo de simulación que se haya definido:

1. Situar el satélite en una cierta posición orbital inicial.
2. Calcular la geometría relativa entre el sensor y el blanco.
3. Calcular la onda total reflejada, para el chirp definido, por los blancos sumando sus respuestas como fasores (i.e. suma en dominio complejo).
4. Actualizar la variable de tiempo sumándole $1/PRF$ (i.e. PRT).
5. Situar al sensor en la posición orbital correspondiente al tiempo actualizado.
6. Volver al paso 2.

Este tipo de simuladores se denominan “*simuladores en el dominio del tiempo*” debido a que se simula la posición en cada instante del sensor de acuerdo al tiempo orbital generando una línea de rango completa en cada paso (De Vita et al., 2004).

Los simuladores en el dominio del tiempo son notablemente más lentos que los simuladores en el dominio de las frecuencias (Khwaja et al., 2006), pero presentan ventajas importantes respecto de estos últimos:

- están fuertemente ligados a la física del sistema, y por lo tanto son simples,
- permiten la modificación de todos los parámetros del sensor o de los blancos durante la simulación a cada paso de tiempo PRT , lo que implica poder simular de una forma muy real los efectos introducidos por movimientos de la plataforma o efectos de blancos en movimiento.

La Figura 4.4 esquematiza un simulador en el dominio del tiempo, mostrando los parámetros que necesita como entrada, los dos bloques que conforman el simulador propiamente dicho y el dato RAW generado.

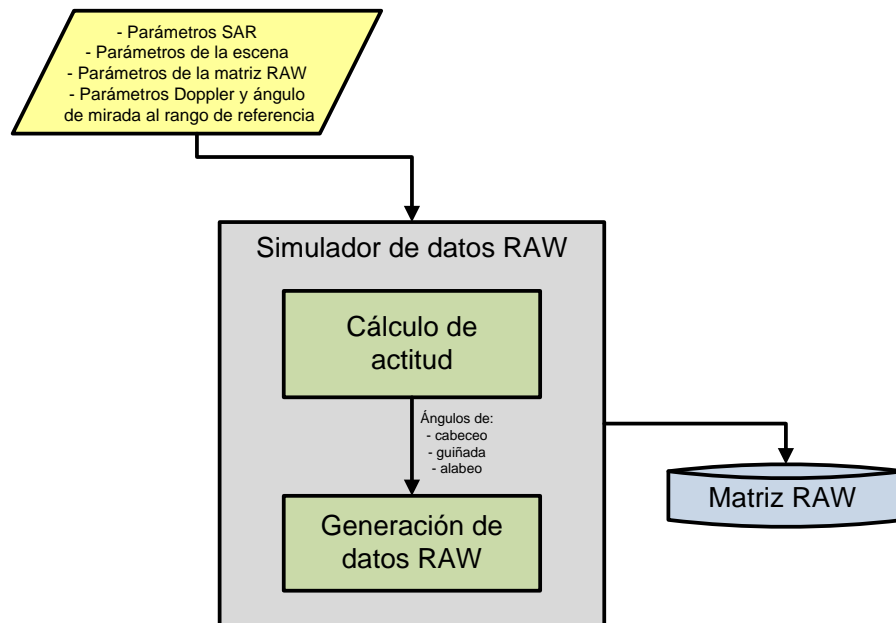


Figura 4.4: Simulador SAR en el dominio del tiempo.

En las siguientes subsecciones se describen los módulos de cálculo de actitud y de generación de los datos RAW.

4.2.1.1. Cálculo de actitud

Este bloque está encargado de transformar los datos de actitud que implícitamente se encuentran en los datos del centroide Doppler y el ángulo de mirada para un punto dado de la superficie, por ejemplo el centro de la escena, y convertirla en información útil que puede ser usada durante la simulación como ángulos de cabeceo, guiñada y alabeo. Estos conforman los denominados ángulos de navegación o actitud, llamados en matemática ángulos de Tait-Bryan, los cuales son tres coordenadas angulares que definen un triedro rotado desde otro que se considera el sistema de referencia (Wikipedia, a). La Figura 4.5 muestra los tres ejes del sistema y los sentidos en que aumenta cada uno de estos ángulos.

Este bloque toma los datos de órbita, elipsoide terrestre (ejes semimayor y semimenor) y los parámetros de la escena (centroide Doppler y ángulo de mirada para un punto de referencia en tierra), y a partir de ellos calcula los ángulos de actitud para los cuales el punto de referencia en la superficie es visto con el centroide Doppler y ángulo de mirada deseados.

Debido a la no linealidad del sistema (la órbita se representa como un polinomio de tercer grado y la Tierra como un elipsoide) el algoritmo de evaluación de los ángulos de actitud requiere una solución de un sistema no lineal, la cual se logra mediante optimización.

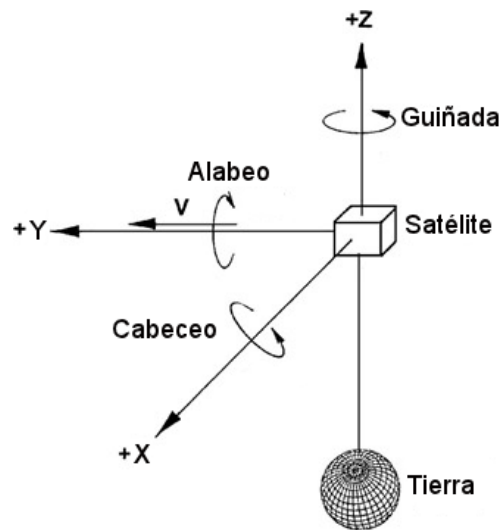


Figura 4.5: Ángulos de actitud: cabeceo, guiñada y alabeo.

A continuación se describen detalladamente los pasos para el cálculo de los ángulos de actitud:

Paso uno: buscar el tiempo de órbita para el cual el satélite ve el blanco con la frecuencia Doppler deseada; fijar tal tiempo significa fijar también el corrimiento Doppler, cualquiera sea el apuntamiento de la antena². La actitud solo influye en la intensidad de la señal recibida, pesándola con el patrón de antena.

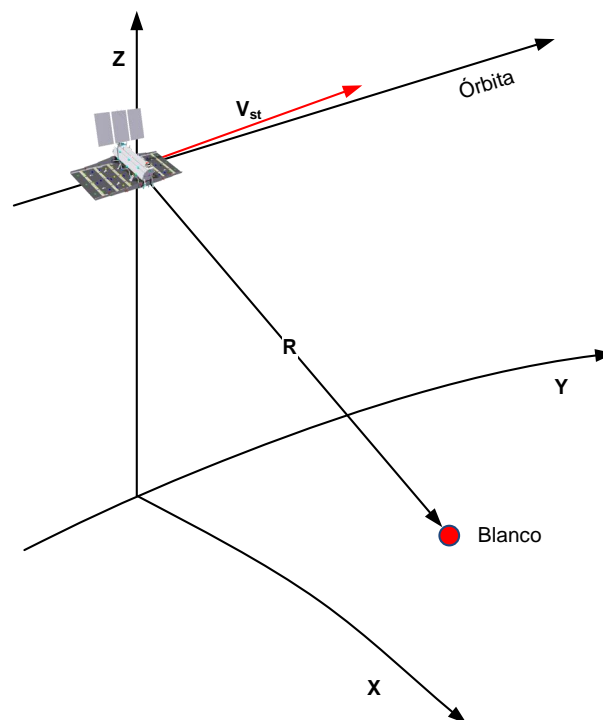


Figura 4.6: Tiempo en órbita para el cual se ve el blanco con el Doppler deseado.

Paso dos: para el tiempo calculado en el **Paso uno**, se deben calcular los ángulos de actitud para los cuales el vector de apuntamiento de la antena origina las siguientes condiciones:

²el corrimiento Doppler depende estrictamente de la velocidad relativa y del versor en rango

- el ángulo entre el vector de apuntamiento de la antena y el vector de nadir del satélite es igual al ángulo de mirada.
- el blanco de referencia es iluminado con el máximo del patrón de antena en acimut (i.e. el punto de referencia se encuentra en el centro de la pisada en acimut).

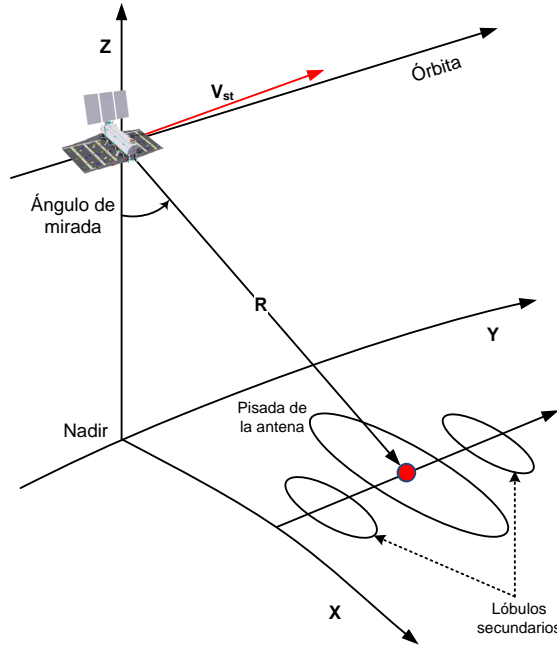


Figura 4.7: Cálculo del vector de apuntamiento y pisada de la antena en acimut.

En tales condiciones, el centro de la pisada posee la frecuencia Doppler y ángulo de mirada especificados. En esta configuración los ángulos de actitud están bien definidos y pueden ser calculados, como los ángulos de rotación que conectan el sistema de referencia del satélite ($x_{sat}, y_{sat}, z_{sat}$) con los del sistema de órbita ($x_{orb}, y_{orb}, z_{orb}$), el cual se mueve con el centro de masa del satélite y está definido por los ejes X, Y, Z mostrados en la Figura 4.7. La Figura 4.8 muestra los sistemas de referencia del satélite ($x_{sat}, y_{sat}, z_{sat}$) y de órbita ($x_{orb}, y_{orb}, z_{orb}$).

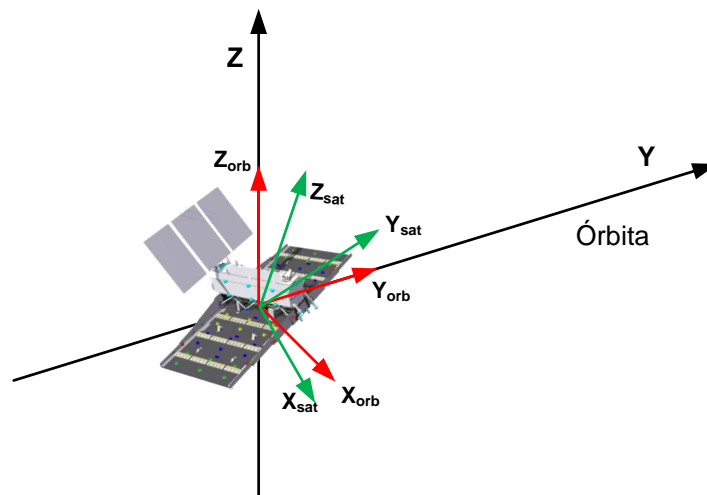


Figura 4.8: Sistemas de referencia del satélite y de órbita.

Una vez que la geometría del sistema es conocida, y mientras el SAR continúe operando en modo stripmap, es posible evaluar la señal retornada correspondiente a la interacción de la onda incidente con el blanco y la sucesiva transformación realizada por el SAR para originar el dato RAW.

4.2.1.2. Generación de datos RAW

El algoritmo sencillo descrito al inicio de esta sección puede ser ahora detallado en los siguientes pasos:

1. para una línea en rango, evaluar (y transformar a un sistema cartesiano fijo a Tierra en el cual realizar los cálculos):
 - el correspondiente tiempo lento,
 - la posición y velocidad del satélite,
 - el sistema orbital $(x_{orb}, y_{orb}, z_{orb})$,
 - el sistema del satélite $(x_{sat}, y_{sat}, z_{sat})$,
 - el apuntamiento de la antena,
 - el vector de rango R .
2. evaluar el patrón de antena,
3. evaluar el retardo de la señal en rango (para un retardo de rango cercano dado),
4. evaluar la función de eco en rango (igual al chirp transmitido),
5. evaluar la fase del chirp en acimut $e^{-i4\lambda\pi R}$,
6. escribir el eco a partir de la columna correspondiente al retardo, con la atenuación dependiente del patrón de antena, agregando a su fase la correspondiente al chirp en acimut,
7. volver al paso 1 con la siguiente línea.

Análisis de calidad de focalización SAR

El análisis de calidad de la focalización SAR es una tarea posterior a la focalización del dato RAW y consiste en un proceso de evaluación de las imágenes obtenidas a partir del procesador que desea ser analizado. En 1993 Martínez y Marchand establecieron que el objetivo principal del análisis de calidad SAR es proveer una herramienta para el estudio de la precisión de focalización de los algoritmos de procesamiento y la influencia de parámetros claves (centroide Doppler, tasa de incremento de la frecuencia Doppler, etc.) en la calidad de la imagen final (Martínez y Marchand, 1993). El conjunto de parámetros y mediciones relevantes para calcular la calidad de las imágenes deben ser estudiados en profundidad para poder comprender y analizar los resultados que, a partir de éstas, se obtengan.

Como el SAR es un sistema lineal, es natural caracterizar su calidad mediante el análisis de la respuesta SAR a un blanco puntual. La respuesta al impulso es la salida del sistema cuando se aplica un impulso en su entrada. En los sistemas SAR la respuesta al impulso es obtenida analizando la *Función de Respuesta al Impulso* (IRF) de un blanco puntual aislado en tierra (Cumming y Wong, 2005). El análisis de esta función en una imagen focalizada permite determinar distintos parámetros relacionados a la resolución espacial SAR y la presencia e importancia de lóbulos secundarios (Lu y Sun, 2007). La Figura 5.1 esquematiza la IRF de un blanco puntual aislado.

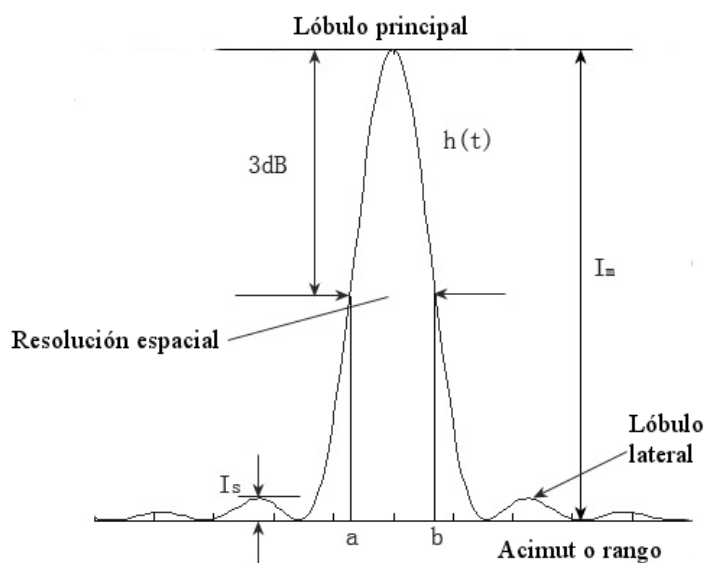


Figura 5.1: Representación gráfica de la respuesta de un blanco puntual aislado.

Como se mostró en la sección 2.3.2, la respuesta de un blanco puntual luego de la focalización (tanto en rango como en acimut) es una función *sinc*, la cual contiene un lóbulo principal y muchos

lóbulos secundarios. En la Figura 5.1 se muestra un corte en una sola dimensión y la medición de la resolución espacial y de las intensidades del lóbulo principal y del lóbulo secundario mayor. En la siguiente sección se detallarán las mediciones que se realizan sobre la IRF y el significado de cada parámetro analizado.

5.1. Parámetros de calidad

Una imagen SAR es el resultado del procesamiento de una imagen compleja. Los píxeles que integran la imagen focalizada, o Single Look Complex (SLC), también son complejos. Para las mediciones que se presentarán a continuación, la representación de la magnitud de los valores complejos es suficiente. Es posible utilizar el módulo del píxel complejo (amplitud) o el módulo al cuadrado (intensidad) (Martínez y Marchand, 1993). El pico de intensidad es el máximo valor del píxel en el lóbulo principal de la IRF.

Los parámetros más relevantes que se miden sobre la IRF y que permiten determinar la capacidad del algoritmo procesador de obtener imágenes de alta calidad son los siguientes (Das, 2011):

- Resolución espacial: resolución en rango y acimut.
- PSLR: relación entre el lóbulo secundario de mayor energía y el pico principal de la IRF. El acrónimo proviene de sus iniciales en inglés *Peak to SideLobe Ratio*.
- ISLR: relación entre la energía contenida bajo los lóbulos secundarios y la contenida bajo el lóbulo principal. El acrónimo proviene de sus iniciales en inglés *Integrated SideLobe Ratio*.

5.1.1. Resolución espacial

La resolución espacial de una imagen se define como la distancia mínima entre dos objetos en tierra para la cual éstos aparecen distintos y separados (Chuvieco, 2010). La resolución espacial de un sistema SAR puede ser calculada desde la teoría y luego comparada con la obtenida en el análisis IRF.

En el capítulo 2 se definieron las ecuaciones que determinan las resoluciones espaciales en rango (2.4) y acimut (2.13) para un sistema SAR.

Las ecuaciones se reescriben por practicidad:

Resolución en rango oblicuo

$$\rho_{ro} = \frac{c}{2B}$$

Resolución en acimut

$$\rho_a = \frac{L_a}{2}$$

Estos valores teóricos sirven de referencia para validar los resultados obtenidos analizando la función IRF. En las imágenes SAR la resolución espacial está dada por la distancia entre los puntos a 3dB por debajo de la intensidad máxima del lóbulo principal de la *sinc* (Martínez y Marchand, 1993), puntos a y b en la Figura 5.1. Esto es así tanto en dirección de rango como de acimut.

Para determinar la resolución en cada dirección es necesario calcular previamente los valores de los espaciamientos en rango (*pixel spacing*) y en acimut (*line spacing*) de las imágenes. Estos

parámetros determinan el área que cubre cada píxel de la imagen, mientras que la resolución determina el objeto más pequeño que puede ser discriminado por la imagen (ESA, b).

Los valores de pixel spacing y line spacing se calculan mediante las siguientes ecuaciones (Cumming y Wong, 2005):

$$Sp_r = \frac{c}{2f_s}, \quad (5.1)$$

donde Sp_r es el espaciamiento en rango y f_s es la frecuencia de muestreo de la señal.

$$Sp_a = \frac{V_{st}}{PRF}, \quad (5.2)$$

donde Sp_a es el espaciamiento en acimut, V_{st} es la velocidad mutua entre sensor-blanco y PRF es la frecuencia de repetición de pulso.

Estos valores son muy cercanos a aquellos de resoluciones en rango y acimut. Esto significa que el lóbulo principal de la IRF está contenido, aproximadamente, en un píxel y resulta imposible determinar la distancia entre los puntos a -3dB. Es por esto que resulta necesaria una interpolación por un factor de al menos ocho (ESA, 2002) para poder realizar las mediciones. La metodología para extracción de blancos puntuales y la aplicación de la interpolación necesaria para poder realizar las mediciones de resolución espacial son descritos en detalle en la sección 5.2.

5.1.2. PSLR

El PSLR se define como el cociente entre el nivel máximo de los lóbulos secundarios y el pico del lóbulo principal (Jung et al., 2008). Este parámetro representa la capacidad del sistema SAR de identificar blancos de baja reflectividad en cercanías de blancos de alta reflectividad.

El PSLR se obtiene mediante la siguiente ecuación (Lu y Sun, 2007)

$$PSLR = 10 \log_{10} \frac{I_s}{I_m}, \quad (5.3)$$

donde I_s es la intensidad del lóbulo secundario mayor e I_m es la intensidad del lóbulo principal. La Figura 5.1 muestra cómo se obtienen los valores I_s e I_m . El valor $PSLR$ se expresa en decibeles, por ello la conversión utilizando logaritmo en base diez. Valores deseables de $PSLR$, para las misiones SAR alrededor del mundo, están por debajo de los -20dB (Cumming y Wong, 2005).

Debido al ruido que aporta a la señal el entorno del blanco puntual que está siendo analizado, la respuesta al impulso se ve afectada directamente por el solapamiento de los lóbulos laterales de los elementos retrodispersores que se encuentran en cercanías del blanco de interés. Por lo general, este aporte del entorno es despreciado al momento de realizar las mediciones cuando hay requerimientos de calidad moderados.

Distintos autores han realizado estudios para una mejor estimación considerando el ruido, obteniendo así valores de $PSLR$ más precisos para casos de requerimientos de calidad mayores (Letsch y Berens, 2005; Jung y Kwag, 2009).

En este trabajo no se hace énfasis en la remoción o análisis del ruido del entorno debido a que el cálculo del $PSLR$ se realiza sobre una imagen focalizada utilizando el simulador de blancos puntuales aislados descrito en el capítulo 4.

5.1.3. ISLR

El ISLR se define como el cociente de la energía total contenida bajo los lóbulos secundarios y de la energía contenida bajo el lóbulo principal de la IRF (Martínez y Marchand, 1993).

Al igual que el PSLR, caracteriza la habilidad de detectar blancos de baja reflectividad en cercanías de blancos brillantes, determinando cual es la cantidad de energía que se concentra en el lóbulo principal. Ambos son una medición de la importancia relativa de los lóbulos secundarios respecto del lóbulo principal.

La definición formal del *ISLR* está dada por (Lu y Sun, 2007):

$$ISLR = 10 \log_{10} \frac{\int_{-\infty}^a |h(\tau)|^2 d\tau + \int_b^{\infty} |h(\tau)|^2 d\tau}{\int_a^b |h(\tau)|^2 d\tau}, \quad (5.4)$$

donde $h(\tau)$ es la respuesta al impulso en rango o acimut en valores de amplitud y el intervalo $[a, b]$ es el rango del lóbulo principal contenido entre los puntos a 3dB por debajo del pico. Estos valores a y b son los mostrados en la Figura 5.1.

La ecuación (5.4) describe el cálculo del *ISLR* en términos matemáticos. Dado que la medición del parámetro debe ser realizada en una imagen, lo que representa realizar un cálculo discreto, y que, obviamente, no existe una cantidad infinita de píxeles, se han realizado distintas propuestas para su cálculo efectivo. En este trabajo se toma como base la propuesta de la Agencia Espacial Europea descrita en la siguiente ecuación (ESA, 1991):

$$ISLR = 10 \log_{10} \frac{\int_{10 \times 10} I \, dx \, dy - \int_{2 \times 2} I \, dx \, dy}{\int_{2 \times 2} I \, dx \, dy}, \quad (5.5)$$

donde I es la respuesta en intensidad de cada píxel y sus valores se integran en matrices de 10×10 y 2×2 centradas en el pico. Los píxeles que caen dentro de la más pequeña contribuyen a la energía total del lóbulo principal, mientras que los que caen en la de 10×10 y fuera de la 2×2 contribuyen a la energía total de los lóbulos secundarios.

Al igual que en el caso anterior, el valor de *ISLR* es expresado en decibeles. Valores deseables de *ISLR* están alrededor de los -12dB (Cumming y Wong, 2005).

5.2. Extracción y análisis de blancos puntuales

El cálculo de los parámetros de calidad en una imagen SAR no es una tarea trivial. El procedimiento usual que se realiza, previo al análisis de calidad propiamente dicho, es la extracción de un área pequeña en derredor del blanco de interés, generalmente una ventana de 16×16 a 64×64 píxeles centrada en el pico de la IRF, a la que luego se le aplica una interpolación por un factor de 8 ó 16 (Cumming y Wong, 2005). Al finalizar este procedimiento resulta posible analizar la IRF y determinar los valores de resolución espacial, PSLR e ISLR.

5.2.1. Extracción de blancos

La Figura 5.2 muestra el procedimiento necesario previo al análisis de calidad de la imagen mediante las mediciones sobre la IRF. Todos estos pasos tienen roles específicos y son detallados a

continuación.

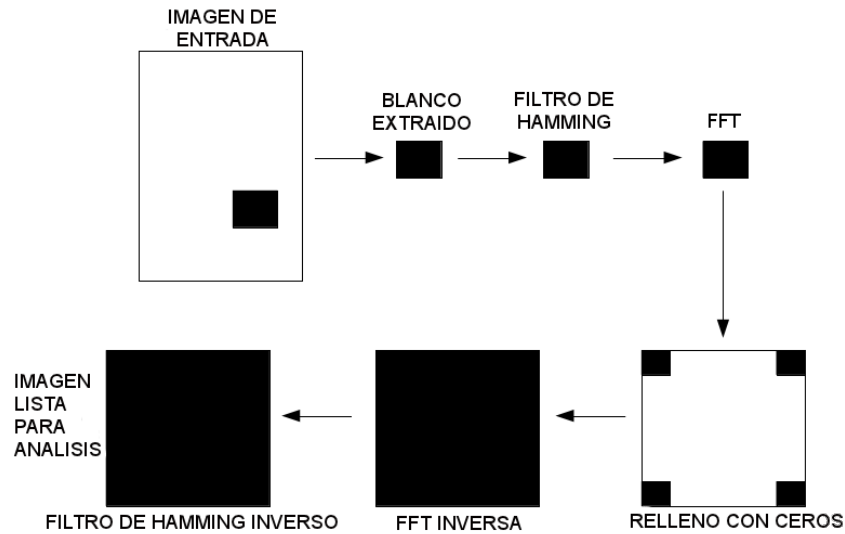
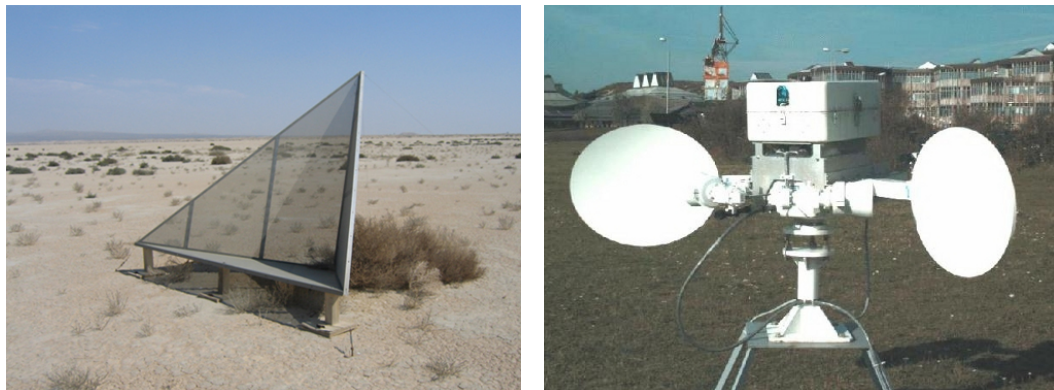


Figura 5.2: Metodología para el análisis de un blanco puntual.

El primer paso es extraer el blanco puntual del resto de la imagen para evitar influencias del entorno (Martínez y Marchand, 1993). El blanco puntual debe ser tan brillante como sea posible, es decir, tener un gran contraste respecto de los píxeles que lo rodean. Como se mencionó, se suelen adoptar tamaños de ventanas desde 16x16 a 64x64 píxeles centrados en el blanco. La mayoría de los controles de calidad de imágenes se realizan sobre imágenes de blancos artificiales con respuestas “conocidas”. Ejemplos de estos blancos son los construidos específicamente para tal fin como los *corner reflectors* y los *transponders activos*. La Figura 5.3 muestra ejemplos de ambos.



(a) Corner Reflector

(b) Transponder Activo

Figura 5.3: Blancos artificiales de respuestas conocidas.

Corner reflector: (Figura 5.3(a)). Es un artefacto pasivo que refleja la señal SAR en la misma dirección que ésta incide. La sección eficaz al radar (RCS) del tetraedro que se muestra en la figura es $\sigma^0 \approx 4\pi l^4 / \lambda^2$, donde l es la longitud de cada lado y λ la longitud de onda de la señal portadora (Sarabandi y Tsen-Chieh, 1996).

Transponder activo: (Figura 5.3(b)). Es un reflector activo que presenta la ventaja de poder incrementar la potencia de la señal mediante amplificadores electrónicos. La sección eficaz al radar es $\sigma^0 \approx (\lambda^2 / 4\pi) G_r G_e G_t$, donde los términos G son las ganancias de la recepción, electrónica y transmisión, respectivamente (Doring et al., 2007).

Estos blancos artificiales son ideales para hacer las mediciones de calidad, pero al no estar presentes en la mayoría de las imágenes, en tales situaciones, pueden ser utilizados blancos de alta reflectividad (Martínez y Marchand, 1993; Lu y Sun, 2007).

Luego de extraer el blanco se aplica un filtro de Hamming para prevenir problemas en la aplicación de la FFT. Este tipo de filtros ponderan la respuesta del lóbulo principal respecto de los lóbulos secundarios disminuyendo levemente el ruido del entorno. Una vez que la ventana fue filtrada, se aplica la FFT en ambas direcciones, tanto rango como acimut, para transformarla al dominio bidimensional de las frecuencias.

En el paso siguiente el espectro de Fourier es dividido en cuatro cuadrantes iguales. Estos cuadrantes son colocados en las cuatro esquinas de un espectro más grande, el cual debe ser definido con el tamaño deseado para la imagen interpolada. El área restante del espectro se rellena con ceros (i.e. frecuencia cero). Seguidamente se aplica la FFT inversa en ambas direcciones para retornar al dominio de la imagen. A esta altura, la imagen ha sido interpolada al nuevo tamaño y solo resta aplicar el filtro de Hamming inverso para remover los efectos del filtrado previo, aunque este último paso puede ser obviado (Martínez y Marchand, 1993).

5.2.2. Análisis de calidad

Luego de los pasos mostrados en la Figura 5.2 proviene el análisis de la respuesta al impulso en direcciones de rango y acimut. El estudio se realiza por separado en cada dirección realizando un corte en rango y otro en acimut, ambos centrados en el pico de la IRF.

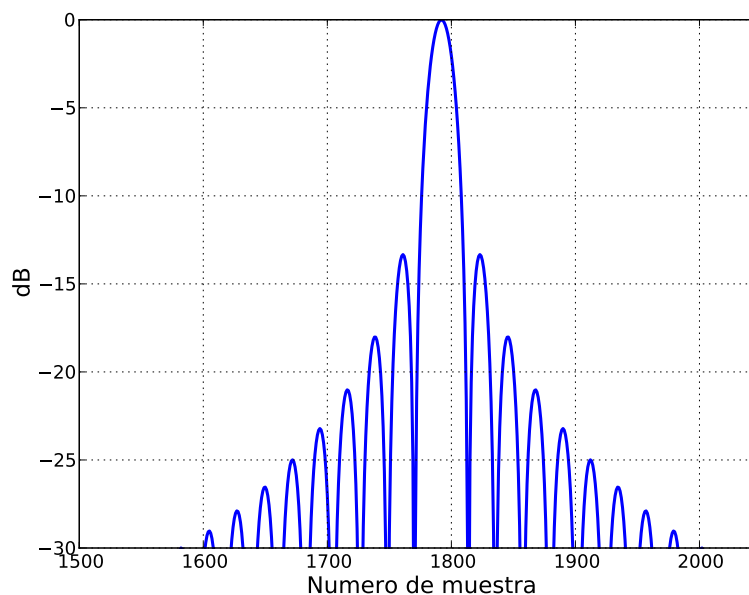


Figura 5.4: Perfil unidimensional de la respuesta al impulso de un blanco puntual interpolado.

La Figura 5.4 muestra el corte en rango de la función de respuesta al impulso ideal de un blanco puntual para SAOCOM, correspondiente al chirp descrito en la tabla 2.1. La respuesta mostrada es el resultado de interpolar la IRF original por un factor 16.

La Figura 5.5 muestra la respuesta teórica e interpolada en dos dimensiones de un blanco puntual. La escala de colores permite apreciar la diferencia en decibeles que existe entre el pico de la sinc bidimensional y el resto de los píxeles.

Sobre las respuestas interpoladas en cada dirección se pueden realizar los análisis de los parámetros descritos en la sección 5.1. La diferencia entre el pico principal y el mayor lóbulo secundario

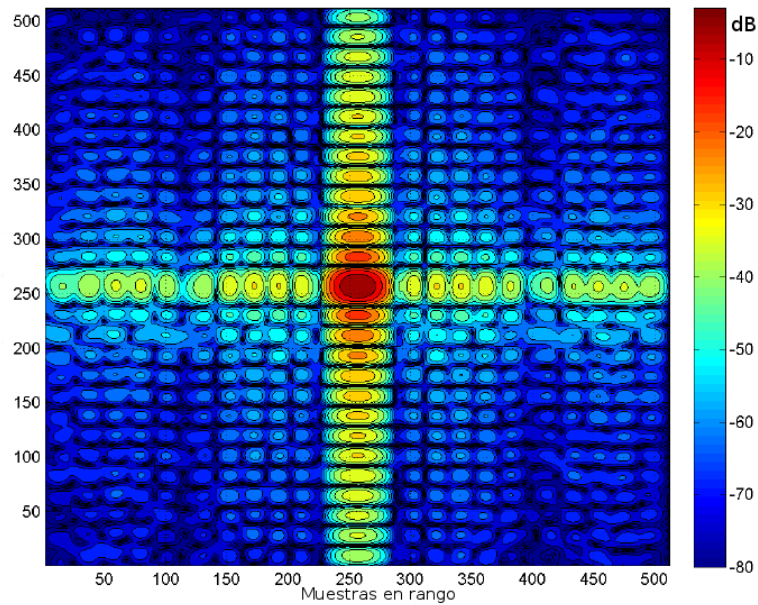


Figura 5.5: Perfil bidimensional de la respuesta al impulso teórica de un blanco puntual interpolado. Escala en decibeles.

determinará el valor del $PSLR$, mientras que la energía contenida debajo de los lóbulos secundarios respecto del lóbulo principal determinará el valor del $ISLR$. La resolución espacial se calcula utilizando el espaciamiento entre píxeles y aprovechando la interpolación para medir la distancia entre los puntos a -3dB .

A continuación se realiza el cálculo de la resolución espacial en rango de SAOCOM a partir del análisis de la respuesta al impulso mostrada en la Figura 5.4.

5.2.2.1. Un caso práctico: cálculo de resolución espacial en rango

Conociendo el valor de la frecuencia de muestreo $f_s = 25e6$ Hz dado en la tabla 2.1 es posible calcular el espaciamiento en metros entre píxeles en rango utilizando la ecuación (5.1),

$$Sp_{saocom} = \frac{c}{2f_s} = \frac{3e8 \text{ m/s}}{2 * 25e6 \text{ Hz}} = 6\text{m}. \quad (5.6)$$

Dado que la función fue interpolada por un factor 16, el espaciamiento calculado debe ser dividido por este mismo factor para obtener el espaciamiento entre las muestras del perfil mostrado en la Figura 5.4.

$$Sp_{interp} = \frac{Sp_{saocom}}{16} = 0,375\text{m} \quad (5.7)$$

De esta manera es posible medir la distancia entre los puntos a 3dB por debajo del pico de la función de respuesta al impulso. Para estas condiciones de adquisición (i.e. valores de configuración del chirp) la resolución en rango oblicuo ρ_{ro} resulta aproximadamente de $7,125$ metros, dado que la cantidad de píxeles existentes entre los puntos a -3dB a izquierda y derecha del pico resultaron ser diecinueve¹.

¹La implementación de una función para encontrar los píxeles que contienen los valores a -3dB es muy sencilla. Se itera desde el píxel que contiene el valor del pico en ambas direcciones hasta encontrar los puntos con valores -3 respecto del valor máximo

Como se mencionó en la sección 5.1.1, el valor de resolución espacial que resulta del análisis de la función de respuesta al impulso debe ser comparado con el valor de resolución teórica que se obtiene mediante la ecuación (2.4),

$$\rho_{ro} = \frac{c}{2B},$$

donde B es el ancho de banda del chirp y se calcula de la siguiente forma (Oliver y Quegan, 2004),

$$B = \frac{K_r \tau_p}{\pi}. \quad (5.8)$$

Reemplazando (5.8) en (2.4) y evaluando las variables con los valores de la Tabla 2.1 se obtiene la resolución teórica para esta configuración:

$$\rho_{ro} = \frac{c}{2B} = \frac{\pi}{2} \frac{c}{K_r \tau_p} = 7,2\text{m}. \quad (5.9)$$

Como puede verse, los valores teóricos y medidos resultan casi idénticos. La diferencia surge solamente a partir de las aproximaciones que acarrearán la interpolación y el cálculo de los píxeles que contienen los valores a -3dB.

Esta diferencia mínima observada, que llega a ser despreciable, resulta tal debido a que la respuesta al impulso fue simulada. Para el caso real, si la respuesta difiere significativamente del valor esperado implica que el proceso de focalización de los datos RAW presenta alguna falencia que debería ser corregida.

Además, como se mencionó, se debe considerar que al analizar la respuesta al impulso de blancos puntuales en imágenes capturadas por sensores SAR, y no de blancos ideales simulados, existe un ruido intrínseco que altera la respuesta ideal (Jung y Kwag, 2009).

Resultados

En el presente trabajo se implementó un prototipo de procesador SAR a partir del Algoritmo Omega-K desarrollado en el Capítulo 3. La implementación del mapeo de Stolt, fue realizada mediante un algoritmo de interpolación lineal (Lin et al., 1997).

Además, del procesador, fueron desarrollados un simulador de datos RAW para blancos puntuales con la finalidad de generar entradas al procesador y una aplicación que permite realizar, de forma automática, la medición de distintos parámetros de calidad sobre la imagen procesada a fin de determinar el nivel de precisión el prototipo ω KA.

A continuación se describen los resultados obtenidos para cada uno de los tres componentes de software que integran este trabajo. La sección 6.1 describe los resultados de la simulación realizada utilizando parámetros de configuración del satélite ERS-1, conteniendo un solo blanco puntual aislado en el centro de la escena. La sección 6.2 resume los resultados del procesamiento del dato RAW simulado. La sección 6.3 detalla los valores de calidad medidos sobre la imagen focalizada comparándolos con valores nominales de la misión ERS-1. Finalmente la sección 6.4 propone mejoras aplicables al algoritmo.

6.1. La simulación

Para realizar la simulación se tomaron como referencia valores de configuración nominal del satélite ERS-1 (ver Tabla 3.2). Además se tomaron parámetros de órbita y demás datos auxiliares (coordenadas geográficas del centro de escena, tiempo de retorno del eco correspondiente al rango cercano y ángulo de mirada) de una adquisición real realizada sobre la región holandesa de Flevoland.

El dato RAW fue simulado con un único blanco puntual aislado situado en el centro de la escena y observado con un centroide Doppler igual a cero, lo que significa ángulo de squint nulo.

En la Figura 6.1 se muestra un recorte de la matriz RAW generada mediante simulación. A izquierda, la Figura 6.1(a) muestra el recorte completo centrado en los datos válidos (i.e. ecos muestreados correspondientes al blanco puntual). En ella se observa que cada eco tiene una duración finita que depende de la duración del chirp y esto se traduce en una cantidad constante de píxeles dependiendo de la frecuencia de muestreo utilizada. Para este caso, los valores resumidos en la tabla 3.2, determinan que la longitud en píxeles de cada eco sea 703.

Se puede observar también que existe una atenuación en la intensidad de la respuesta a lo largo de las columnas. Esto está dado por el “pesaje” con que se muestrea cada eco de acuerdo al patrón

de antena en acimut. La mayor intensidad se observa cuando el blanco se encuentra en el centro de la pisada de la antena y es iluminado con el centro del lóbulo principal del patrón de antena. Por el contrario, la intensidad de la respuesta decae a medida que el blanco se acerca a los bordes de la pisada.

A derecha, la Figura 6.1(b) muestra un zoom sobre el área central del dato simulado.

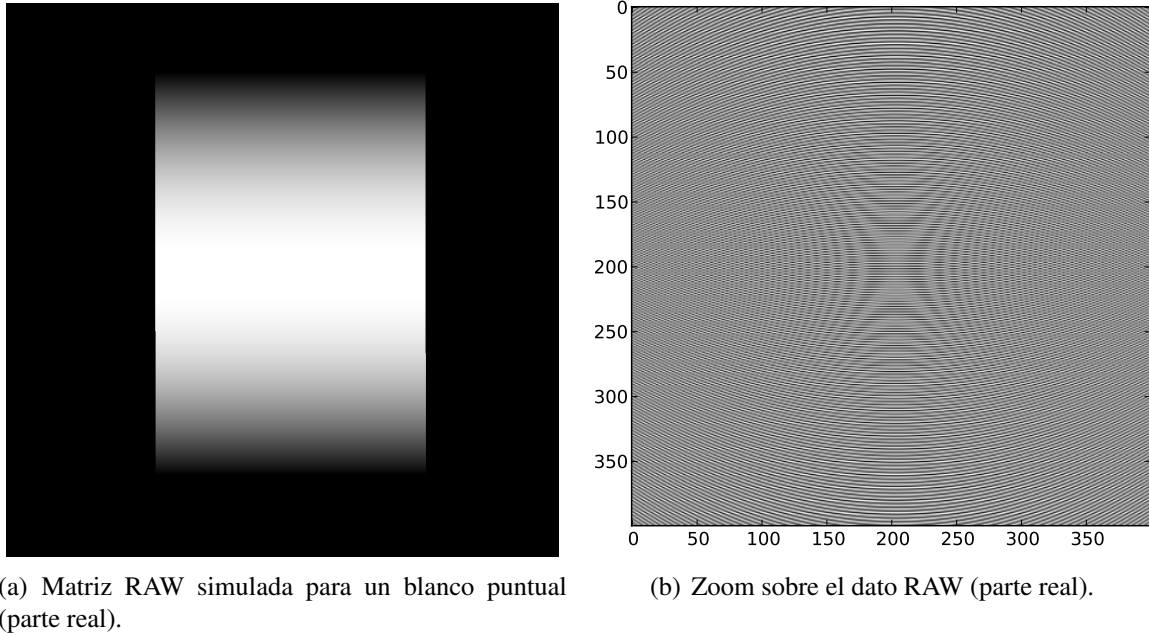


Figura 6.1: Simulación de una imagen SAR para un blanco puntual.

Como se mencionó anteriormente, la respuesta del blanco puntual simulado es exactamente el mismo chirp incidente que retorna hacia el sensor. La Figura 6.2 muestra el corte en rango de la matriz generada. Es importante aclarar que aunque las respuestas, tanto de la parte real como imaginaria, aparentan tener algún tipo de modulación en amplitud, en realidad esto solo se debe a un efecto del muestreo, dado que la amplitud es constante en ambos casos.

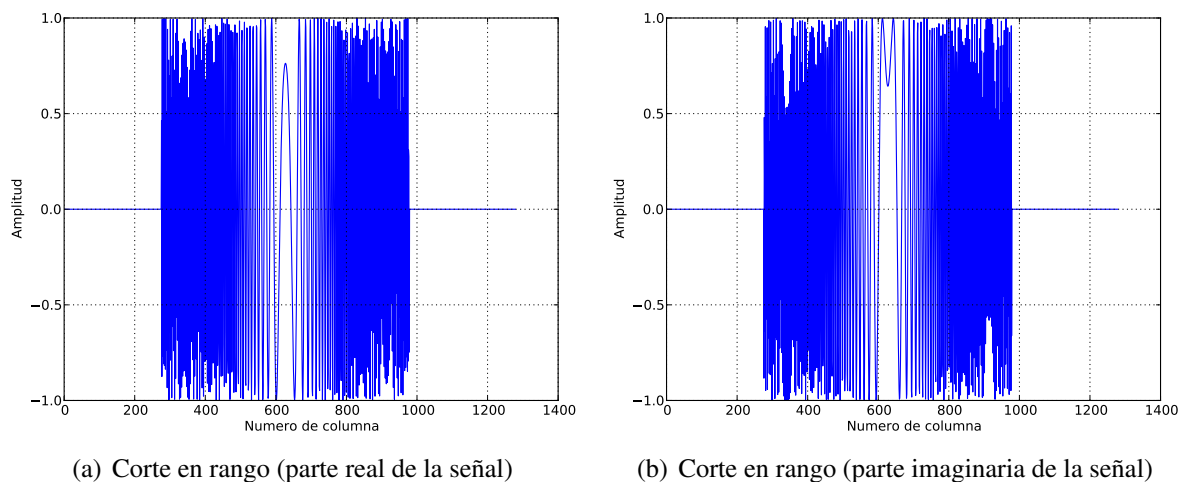


Figura 6.2: Corte en rango al centro de la simulación.

La Figura 6.1(a) permitió observar una variación en la intensidad de la señal a lo largo de la adquisición en acimut que está gobernada por el patrón de antena. La Figura 6.3 muestra los cortes

en acimut de las partes real e imaginaria de la señal, donde se puede apreciar claramente el hecho mencionado, donde la amplitud decae aproximadamente un 25 % hacia los extremos.

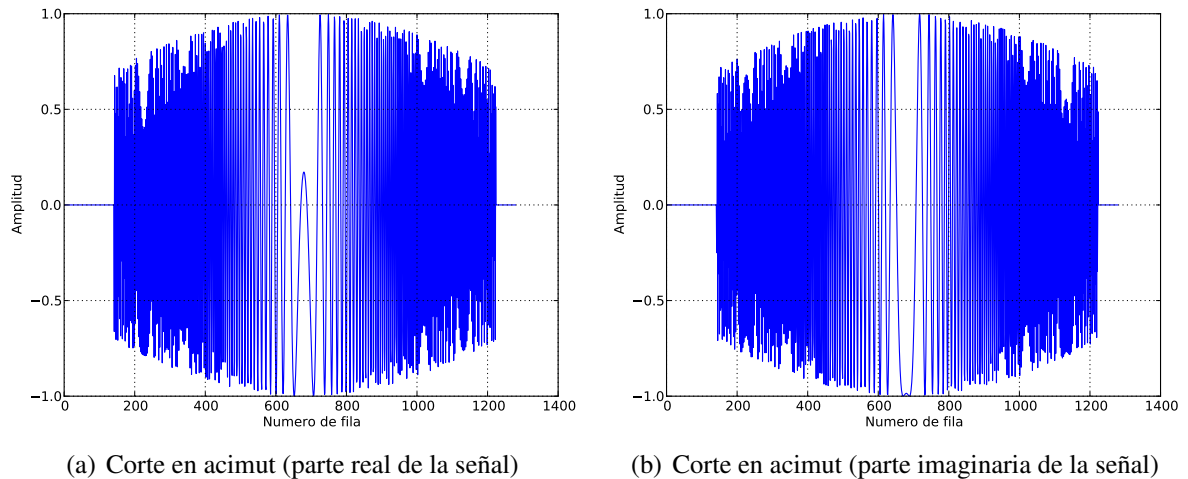


Figura 6.3: Corte en acimut al centro de la simulación.

6.2. El procesamiento

El dato RAW generado mediante simulación fue proporcionado como entrada al prototipo ω KA junto a parámetros auxiliares utilizados para poder realizar el procesamiento. Con éste se procesó el RAW sintético obteniendo un punto focalizado.

La Figura 6.4 muestra el blanco enfocado con el procesador ω KA. A partir de un análisis a simple vista, la focalización aparenta ser correcta, pero es claro que un análisis de este tipo no es suficiente para determinar la calidad de la misma. Es por ello que en la siguiente sección se realiza un análisis en profundidad sobre la imagen procesada.

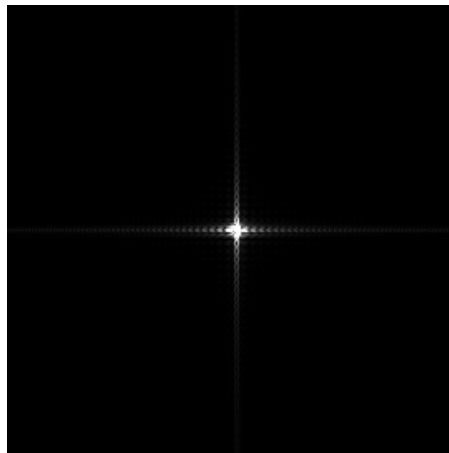


Figura 6.4: Blanco puntual enfocado con el prototipo ω KA.

6.3. Análisis de calidad

Siguiendo la teoría de medición de calidad sobre imágenes SAR se generó una aplicación que automatiza la extracción del blanco puntual desde la imagen y el posterior análisis para la obtención

de valores de resoluciones en rango y acimut, PSLR e ISLR.

Se obtuvo un recorte del blanco puntual de tamaño 64x64, el cual fue interpolado por un factor 16 para su análisis. La Figura 6.5 muestra el recorte interpolado. La escala de colores permite visualizar la respuesta al impulso en rango y acimut. Sobre esta imagen se puede concluir, a priori, que la focalización es bastante buena pero presenta unas leves deformaciones en ambas direcciones que denotan que no es exacta.

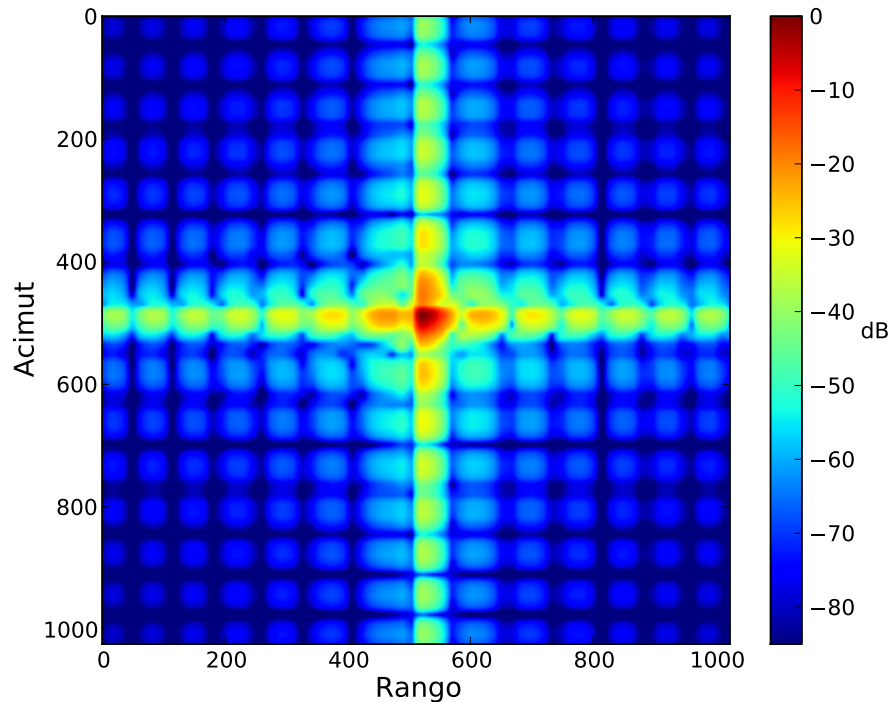


Figura 6.5: Blanco puntual enfocado con el prototipo ω KA.

La Figura 6.6 muestra cortes unidimensionales en rango y acimut realizados sobre la imagen interpolada. En un análisis cualitativo de ambas respuestas se puede observar que éstas presentan una forma muy similar a la respuesta teórica esperada (función *sinc*). A pesar de esto, se debe destacar que los primeros lóbulos secundarios muestran cierta asimetría. La mayor deformación se observa en dirección de acimut.

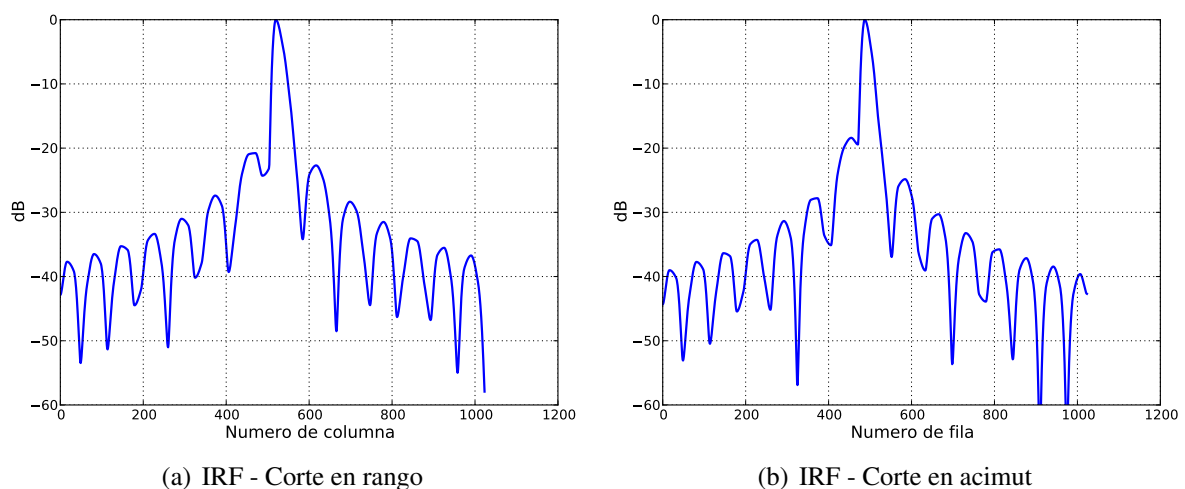


Figura 6.6: Respuestas al impulso en rango y acimut. Cortes unidimensionales sobre la Figura 6.5.

La medición de calidad se realizó de forma automática mediante el análisis de las funciones de

respuesta al impulso en cada dirección. Los valores obtenidos fueron los siguientes:

Parámetro	Valor
Resolución en rango	9.881 m
Resolución en acimut	4.996 m
PSLR	-18.39 dB
ISLR	-3.21 dB

Tabla 6.1: Valores obtenidos para los parámetros de calidad medidos sobre la imagen focalizada.

Estos valores pueden ser confrontados contra los nominales de la misión ERS-1 provistos en (Meadows et al., 2001).

Parámetro	Valor nominal de una SLC ERS-1
Resolución en rango	$9,66 \pm 0,66$ m
Resolución en acimut	$5,32 \pm 0,02$ m
PSLR	$-20,4 \pm 0,6$ dB
ISLR	$-14,8 \pm 1,2$ dB

Tabla 6.2: Valores nominales de los parámetros de calidad de una imagen SLC de ERS-1.

Fuente: (Meadows et al., 2001).

Los valores mostrados en las tablas demuestran que la resolución en rango se encuentra dentro de los límites nominales de la misión, mientras que se obtiene un resultado llamativo en dirección de acimut, logrando una resolución aún mejor a la nominal. Sobre este último punto en particular se hará énfasis en la próxima sección, explicando la posible causa de este hecho.

Así como es importante analizar la resolución espacial del sistema (SAR + procesador) también lo son los parámetros PSLR e ISLR, los cuales describen la capacidad del sistema de identificar blancos de baja reflectividad en cercanías de blancos de alta reflectividad.

El resultado obtenido para el PSLR es, en realidad, su valor bidimensional. Esto significa que se calcula su valor en dirección de rango y en dirección de acimut, siendo el peor de ellos el que determina el PSLR del sistema. En este caso se observa en la Figura 6.6(a) que en dirección de rango el primer lóbulo secundario se encuentra aproximadamente a -21 dB, valor muy similar a aquel descrito por la tabla 6.2. Por contrapartida, es el corte en acimut mostrado en la Figura 6.6(b) el que determina el PSLR del sistema, presentando el primer lóbulo secundario un valor de $-18,39$ dB. Si bien este valor no es el esperado para una imagen SLC de ERS-1, se aproxima en buena forma y sigue siendo una diferencia más que importante entre el pico de la IRF y sus primeros lóbulos secundarios.

El caso particular del ISLR demuestra que la focalización presenta problemas con los lóbulos secundarios en general. Aquí es donde se nota la mayor diferencia entre lo medido y lo establecido como nominal.

A partir de los resultados obtenidos y del análisis respectivo se puede decir que el prototipo implementado para el algoritmo ω KA presenta algunas falencias, que si bien no son de gran magnitud, deberían ser mejoradas. A continuación se propone una medida que de ser aplicada impactaría en una mejora de los resultados del PSLR e ISLR a costa de una merma en los valores de resolución espacial.

6.4. Posibles mejoras a los valores de PSLR e ISLR

Los resultados mostrados en la sección anterior para los parámetros PSLR e ISLR pueden ser mejorados mediante la utilización de la técnica de "función de ventana", más comúnmente denominada "windowing" (Wikipedia, d), aplicando un filtro de Hamming dentro del procesador. La ecuación para este filtro es:

$$w(n) = \alpha - \beta \cos\left(\frac{2\pi n}{N-1}\right), \quad (6.1)$$

donde $w(n)$ es el valor de la ventana para la muestra n , N es la cantidad total de muestras y los coeficientes $\alpha = 0,54$ y $\beta = 0,46$ son constantes propuestas por el matemático Richard Wesley Hamming.

La Figura 6.7(a) muestra la curva definida por el filtro de Hamming de acuerdo a la ecuación (6.1) y la Figura 6.7(b) permite observar el efecto de la aplicación del filtro de Hamming al chirp SAOCOM de la Figura 2.2.

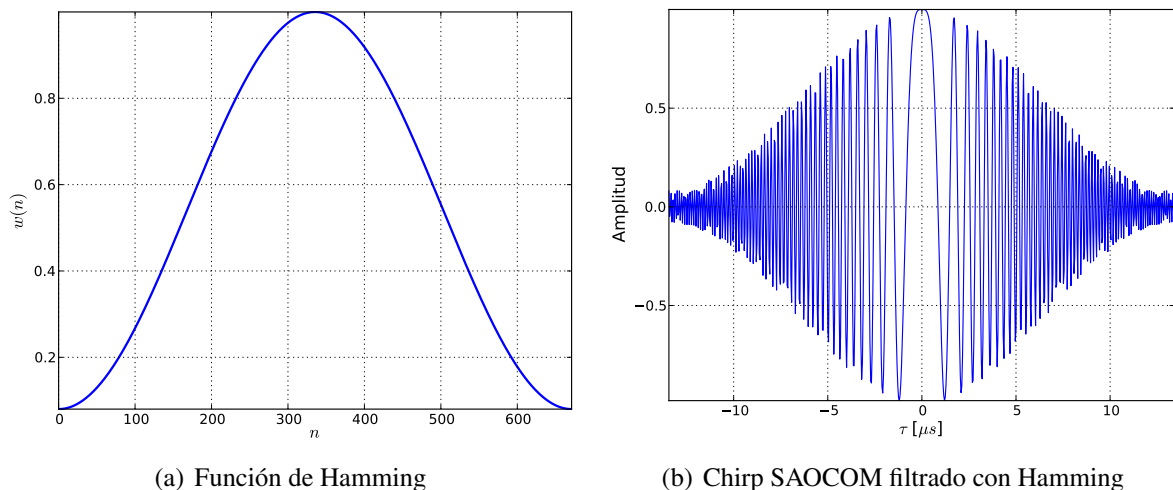


Figura 6.7: Filtro de Hamming y Chirp SAOCOM filtrado.

La inclusión de este filtro durante el procesamiento suele ser una práctica útil que brinda buenos resultados en la mejora del PSLR e ISLR. Aunque esta mejora se logra pagando el precio de una merma en la resolución espacial (Soumekh, 1999; Cafforio et al., 2002). Existen diversos procesadores comerciales utilizados por agencias espaciales como la ESA que aplican el filtrado de Hamming con la finalidad de mejorar la diferencia entre el lóbulo principal y los secundarios (Rosich, 2009; Gens y Logan, 2003)

La Figura 6.8 muestra dos respuestas al impulso teóricas. En verde se observa la respuesta teórica para un chirp de SAOCOM luego de la compresión (i.e. aplicación de la correlación cruzada consigo mismo o autocorrelación), según lo mostrado en la Figura 5.4. En rojo se muestra la respuesta generada al correlacionar al chirp original con el pesado por el filtro de Hamming. La mejora de los valores de PSLR e ISLR resulta evidente aún sin necesidad de calcularlos. Pero también es notable, como se mencionó en el párrafo anterior, el costo que presenta esta técnica en cuanto a la merma de la resolución espacial. Esto se visualiza en la figura observando como se hace más ancha la "sinc" respecto de la original y como esto incrementa la distancia entre los puntos a 3dB por debajo del pico.

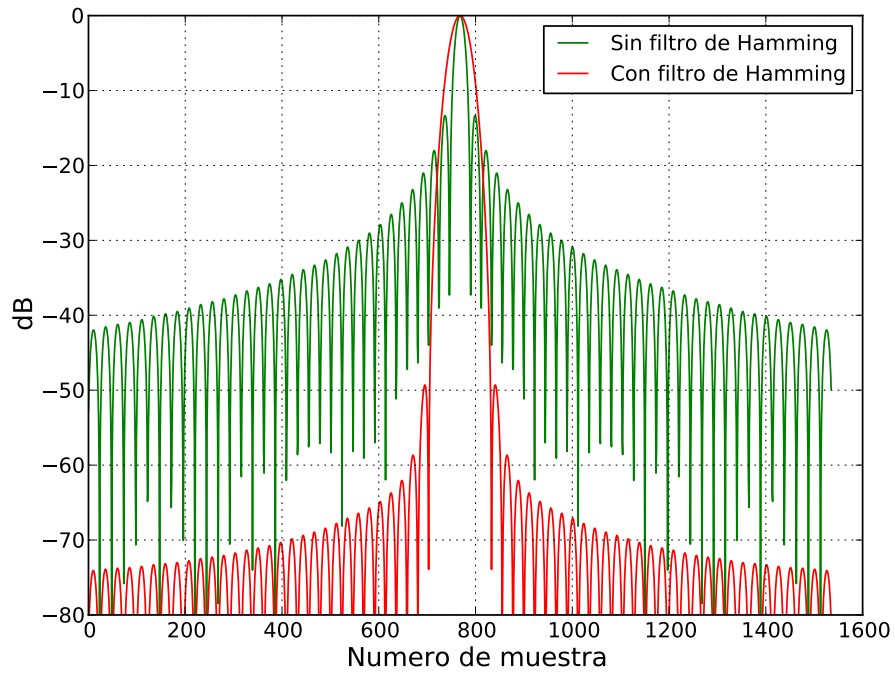


Figura 6.8: Respuesta al impulso teórica para SAOCOM y su correspondiente respuesta utilizando filtro de Hamming.

Conclusiones

En el horizonte cercano de la teledetección en nuestro país aparece la misión SAOCOM como uno de los grandes desafíos de cara a la generación de nuevos productos. El nuevo objetivo de las imágenes brindadas por CONAE hacia el país y el mundo es el de las imágenes de Radars de Apertura Sintética. En este contexto, el presente trabajo surgió como un estudio profundo sobre los fundamentos de la formación de imágenes SAR y, en particular, orientado al aprendizaje en detalle del algoritmo de procesamiento SAR Omega-K.

En este trabajo se realizó un estudio teórico del algoritmo ω KA y se desarrolló un prototipo que permite obtener imágenes SLC a partir de datos crudos SAR. El trabajo es una contribución al conocimiento, desde el punto de vista de la experiencia existente en nuestro país, sobre el procesamiento SAR. Si bien el algoritmo ω KA fue presentado a principios de los años noventa, no existen registros de estudios profundos sobre el mismo en el ámbito de la teledetección argentina. Por otra parte, este algoritmo resulta de particular interés debido a que es el algoritmo que se utilizará para el procesamiento de las imágenes SAOCOM por parte de CONAE.

Además de abordar la teoría del procesamiento con el ω KA se estudió la teoría de simulación de blancos puntuales en el dominio del tiempo. El estudio de simuladores de datos RAW se realizó con el objetivo de poder producir entradas ideales para el prototipo implementado. En este sentido, el desarrollo de un simulador de datos crudos para un blanco puntual permitió generar una matriz RAW a partir de parámetros ERS-1 y utilizarla como entrada para el prototipo ω KA.

El resultado del procesamiento arrojó una imagen SLC conteniendo solamente un blanco. La respuesta de un blanco aislado sin presencia de ruido del entorno permitió medir la calidad de la imagen mediante el análisis de la función de respuesta al impulso.

Lo expuesto anteriormente ha demostrado la potencialidad que tiene este estudio en cuanto a la realización del ciclo completo de procesamiento SAR. Tanto el simulador como la herramienta de validación fueron desarrollados con la intención de determinar la precisión del prototipo implementado. Para tal fin fueron utilizadas estas herramientas, las cuales permitieron demostrar un buen desempeño del procesador mediante la comparación de sus resultados de resolución espacial, PSLR e ISLR con los valores nominales de la misión ERS-1.

Trabajo a futuro

Si bien el procesador demostró tener una buena precisión en el procesamiento, es de notar que pueden realizarse mejoras sobre éste. El análisis de los resultados determinó que el procesador debe-

ría ser mejorado para que deje de ser un prototipo y se convierta en un procesador para la producción de imágenes. La mejora prioritaria debe ser apuntada a una mayor precisión de enfoque. En principio, esta mejora podría lograrse, en gran medida, mediante la implementación de un algoritmo de interpolación más preciso en el mapeo de Stolt.

Asimismo, existen también mejoras realizables sobre el simulador de datos RAW SAR. Por ejemplo, se podría agregar la funcionalidad de simulación de más de un blanco por imagen. Y ya en otro nivel de complejidad, se podría pensar en el desarrollo de un simulador de escenas en lugar de blancos puntuales.

Sobre la herramienta de validación se podrían realizar mejoras desde el uso. Un ejemplo de ello sería ampliarla para convertirla en una herramienta capaz de medir la calidad de productos generados por procesadores de terceros y no solamente de imágenes que contengan un blanco puntual aislado. Además, podría agregarse la posibilidad de realizar la medición de calidad de los datos RAW, mediante tests χ -cuadrado, para verificar que los datos siguen una distribución gaussiana. Por último, una importante medición a realizar sobre las imágenes procesadas es el error de geolocalización. Esto representa otro nivel de complejidad, pero bien podría ser contemplada como una mejora significativa.

Como se mencionó en la introducción del trabajo, sería de gran importancia para una entidad como CONAE formar recursos en el amplio mundo del procesamiento SAR. Sería importante desarrollar un procesador local con el propósito de contar con una herramienta propia para poder validar el procesador adquirido para SAOCOM. Un ejemplo de esto es el Procesador a Modo de Verificación (VMP) que desarrolló la ESA para las misiones ERS-1 y ERS-2, con la finalidad de validar los resultados de los procesadores comerciales que procesaban sus productos. El desarrollo de un procesador propio es el escenario ideal para cualquier misión SAR, y el camino para lograrlo es el de comenzar por pequeños prototipos como el desarrollado en este trabajo. La formación de un grupo de trabajo especializado en procesamiento SAR sería el primer eslabón hacia la independencia en el procesamiento.

Bibliografía

- N. Agrawal y K. Venugopalan. Analysis of Complex SAR Raw Data Compression. En *Progress in Electromagnetics Research Symposium, Cambridge, USA*, 2008.
- R. Bamler. A comparison of range-Doppler and wavenumber domain SAR focusing algorithms. *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*, 30(4):706–713, Julio 1992.
- R. Bamler y B. Schättler. *SAR Geocoding: Data and Systems*, capítulo Geometric Properties of SAR Images, páginas 53–102. Hebert Wichmann Verlag GmbH, Karlsruhe, 1993.
- R. N. Bhattacharya y I. Basu. Note on the principle of stationary phase. *Computer Physics Communications*, 16(2):167–173, 1979. URL www.scopus.com.
- C. Buck. ASAR external calibration. *ENVISAT Project, European Space Research and Technology Center (ESTEC), The Netherlands*, 2002.
- C. Cafforio, C. Prati, y F. Rocca. SAR Data Focusing using seismic migration techniques. *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, 27(2):194–207, Marzo 1991.
- C. Cafforio, P. Guccione, y A. Monti Guarnieri. ENVISAT-ASAR Wide Swath Mode: System and processing optimization. En *Proceedings of the CAL-VAL ESA Workshop*, Diciembre 2002. ESRIN, Frascati 9-13.
- E. Chuvieco. *Teledetección ambiental: La observación de la tierra desde el espacio*. Ariel Ciencias. Editorial Ariel, 2010.
- J. F. Clearbout. *Imaging the Earth Interior*. Oxford: Blackwell Scientific Publications, 1985.
- I. G. Cumming y F. H. Wong. *Digital processing of Synthetic Aperture Radar Data: Algorithms and Implementation*. Artech House remote sensing library. Artech House, 2005.
- I. G. Cumming, J.L. Valero, P. Vachon, K. Mattar, D. Geudtner, y L. Gray. Glacier Flow Measurements with ERS Tandem Mission Data. En *ESA Workshop on Applications of ERS SAR Interferometry, Fringe'96*, páginas 353–362. Remote Sensing Laboratories, Universidad de Zurich, Suiza, Septiembre 1996.
- I. G. Cumming, Y. L. Neo, y F. H. Wong. Interpretations of the Omega-K algorithm and comparisons with other algorithms. En *Proc. IEEE Int. Geoscience and Remote Sensing Symp. IGARSS '03*, volumen 3, páginas 1455–1458, 2003.
- J. C. Curlander y R. N. McDonough. *Synthetic Aperture Radar: Systems and Signal Processing*. Wiley, John & Sons, 1991.

- S.K. Das. *Synthetic Aperture Radar Image Quality Measurements*. LAP Lambert Academic Publishing, 2011.
- F. De Vita, A. Mori, y M. Calamia. A Time Domain Raw Signal Simulator for Hybrid Mode Interferometric SAR. *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*, 42:1811 – 1817, septiembre 2004.
- F. P. De Vries. Speckle Reduction in SAR Imagery by Various Multi-Look Techniques. Technical report, TNO Physics and Electronics Laboratory, enero 1998.
- B. J. Doring, M. Schwerdt, y R. Bauer. TerraSAR-X Calibration Ground Equipment. *Proceedings of the Wave Propagation in Communication, Microwave Systems and navigation (WFMN'07)*, páginas 91–96, Julio 2007. Chamnitz, Alemania.
- ESA. Radar and SAR Glossary. <http://envisat.esa.int/handbooks/asar/CNTR5-2.htm>, a. Último acceso 16 de marzo de 2012.
- ESA. ASAR Frequently Asked Questions. <http://envisat.esa.int/handbooks/asar/CNTR4.htm>, b. Último acceso 29 de octubre de 2012.
- ESA. *ECISAR TEST IMAGE: quality analysis and calibrations measurements*, 1991. ER-TN-EPO-GP-1902, ESTEC-ESA.
- ESA. *QUALITY MEASUREMENTS DEFINITION FOR ASAR LEVEL 1 PRODUCTS*, issue 1 revision 1 edición, March 2002. ASAR CAL/VAL Team.
- G. Franceschetti y R. Lanari. *Synthetic Aperture Radar Processing*. Electronic engineering systems series. CRC Press, 1999.
- G. Franceschetti, M. Migliaccio, y D. Riccio. The SAR Simulation: An Overview. *Proceedings of the IEEE International Geoscience and Remote Sensing Symposium IGARSS*, 3:2283–2285, Julio 1995.
- A. Freeman. On ambiguities in SAR design. Technical report, Jet Propulsion Laboratory (JPL) - California Institute of Technology, 2006.
- J. Gazdag y P. Sguazzero. Migration of seismic data. *Proceedings of the IEEE*, 72(10):1302–1315, 1984. doi: 10.1109/PROC.1984.13019.
- R. Gens y T. Logan. *Alaska Satellite Facility software tools: Manual*. Geophysical Institute, UAF, 2003.
- F. M. Henderson y A. J. Lewis. *Principles and Applications of IMAGING RADAR*, volumen 2. John Wiley and Sons, Inc., tercera edición, 1998.
- W. Hughes, K. Gault, y G. Princz. A comparison of the Range-Doppler and Chirp scaling algorithms with reference to RADARSAT. En *Internacional Geoscience and Remote Sensing Symposium on Remote Sensing for a Sustainable Future, IGARSS'96*, volumen 2, páginas 1221–1223, mayo 1996.
- M. R. Inggs y J. M. Horrell. Satellite and Airborne SAR Simulator. En *In Proceedings of the 1993 IEEE South African Symposium on Communications and Signal Processing*, páginas 193–198, agosto 1993.
- C. R. Jackson y J. R. Apel. *Synthetic Aperture Radar Marine User's Manual*. NOAA (National Oceanic and Atmospheric Administration). URL <http://www.sarusersmanual.com/>. Capítulo 1: Principles of Synthetic Aperture Radar.

- C. H. Jung y Y. K. Kwag. PSLR Estimation Considering Clutter Background from SAR Image Data. En *IGARSS (4)*, páginas 597–600, 2009.
- C. H. Jung, J. H. Jung, T. B. Oh, y Y. K. Kwag. Sar image quality assessment in real clutter environment, 2008. Synthetic Aperture Radar (EUSAR), 2008 7th European Conference on.
- A. S. Khwaja, L. Ferro-Famil, y E. Pottier. SAR Raw Data Simulation in the Frequency Domain. En *3rd European Radar Conference. EuRAD 2006.*, páginas 277 – 280, septiembre 2006.
- K. Kulpa, M. Smolarczyk, y A. Gorzelanczyk. Radar signal generator and its usage for SAR algorithm tests. En *14th International Conference on Microwaves, Radar and Wireless Communications*, 2002.
- H. Laur, P. Meadows, J. I. Sanchez, y E. Dwyer. ERS-1 SAR radiometric calibration. En *Proceedings of the CEOS SAR Calibration Workshop*, sept. 1993.
- K. Letsch y P. Berens. Pslr estimation for sar systems with consideration of clutter background. En *Proceedings of SPIE*, volumen 5980, 2005.
- A. Li. Algorithms For The Implementation Of STOLT Interpolation In SAR Processing. *International Geoscience and Remote Sensing Symposium, 1992. IGARSS '92.*, páginas 360–362, 1992.
- J. Y. Lin, L. Teng, y F. Muir. Comparison of different interpolation methods for Stolt migration. *Stanford Exploration Project*, páginas 269–276, Noviembre 1997. Report 79.
- X. Lu y H. Sun. Parameter assessment for sar image quality evaluation system. En *Proc. 1st Asian and Pacific Conf. Synthetic Aperture Radar APSAR 2007*, páginas 58–60, 2007. doi: 10.1109/AP-SAR.2007.4418554.
- H. Maitre, editor. *Processing of Synthetic Aperture Radar Images*. John Wiley and Sons, Inc., 2001.
- A. Martínez y J. L. Marchand. SAR Image Quality Assessment. *Revista AET (Asociación Española de Teledetección)*, (2), Noviembre 1993.
- P.J. Meadows, H. Laur, B. Rosich, y Schattler. The ERS-1 SAR Performance: A Final Update. En *Proceedings of the CEOS SAR Workshop*, 2001.
- A. Moreira y G. Krieger. Spaceborne Synthetic Aperture Radar (SAR) Systems: State of the Art and Future Developments. En *33rd European Microwave Conference*, 2003.
- C. Oliver y S. Quegan. *Understanding Synthetic Aperture Radar Images*. The SciTech radar and defense series. SciTech Publ., 2004.
- C. Olmsted. *Alaska SAR Facility - Scientific SAR User's Guide*, Julio 1993.
- A. V. Oppenheim y R. W. Schaffer. *Discrete-Time Signal Processing*. Prentice-Hall, Inc., segunda edición, 1999.
- A. M. Popovici, P. Blondel, y F. Muir. Interpolation in Stolt migration. *Stanford Exploration Project*, páginas 275–278, 1997. Report 79.
- R. K. Raney, H. Runge, R. Bamler, G. Cumming I, y F. H. Wong. Precision SAR Processing Using Chirp Scaling. *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*, 32(4):786–799, julio 1994.
- F. Rocca, C. Prati, y A. Ferretti. An Overview of SAR Interferometry. En *3rd ERS Symposium*, Marzo 1997.

- B. Rosich. *ASAR IMS & WVI PRODUCTS QUALITY (VV POLARISATION)*. Agencia Espacial Europea, ESRIN, 2009.
- H. Runge y R. Bamler. A Novel High Precision SAR Focusing Algorithm Based on Chirp Scaling. En *Proc. Int. Geoscience and Remote Sensing Symp., IGARSS'92*, páginas 372 – 375, Clear Lake, TX, Mayo 1992.
- J I Sanchez y H Laur. The ERS SAR products, systems and performances. 1997. URL <http://earth.esa.int/workshops/ers97/papers/sanchez/>.
- D. T. Sandwell. *SAR image formation: ERS SAR processor coded in Matlab*, 2002.
- K. Sarabandi y C. Tsen-Chieh. Optimum corner reflectors for calibration of imaging radars. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 44(10):1348–1361, 1996. doi: 10.1109/8.537329.
- K. A. Shaharyar. *Génération rapide de signaux radar d'environnements complexes pour la simulation de systèmes imageurs SAR*. Tesis de Doctorado, Université de Rennes I, 2009.
- S. H. Shim y Y. M. Ro. Precise spaceborne SAR image formation technique based on the analysis of critical errors using the spaceborne SAR simulator. En *Society of Photo-Optical Instrumentation Engineers (SPIE) Conference Series*, volumen 7862, Octubre 2010.
- M. Soumekh. *Synthetic Aperture Radar Signal Processing with MATLAB Algorithms*. Wiley-Interscience publication. J. Wiley, 1999.
- R. H. Stolt. Migration by Fourier transform. *Geophysics*, 43(1):23–48, 1978.
- Wikipedia. Ángulos de navegación. http://es.wikipedia.org/wiki/Ángulos_de_navegación, a. De Wikipedia, la enciclopedia libre. Último acceso 25 de octubre de 2012.
- Wikipedia. Decibel. <http://en.wikipedia.org/wiki/Decibel>, b. De Wikipedia, la enciclopedia libre. Último acceso 30 de octubre de 2012.
- Wikipedia. Aliasing. <http://es.wikipedia.org/wiki/Aliasing>, c. De Wikipedia, la enciclopedia libre. Último acceso 30 de marzo de 2012.
- Wikipedia. Window Function. http://en.wikipedia.org/wiki/Window_function, d. De Wikipedia, la enciclopedia libre. Último acceso 27 de octubre de 2012.
- C. Wu. A Digital System to Produce Imagery from SAR Data. En *AIAA Conference: System Design Driven by Sensors*, Octubre 1976.

