



**DISEÑO DEL SUBSISTEMA RF PARA EL RECEPTOR SAR BIESTÁTICO
EN BANDA-C SABRINA**

Memòria del Treball Final de Carrera
d'Enginyeria Tècnica de Telecomunicació,
especialitat Sistemes Electrònics
realitzat per
Nicolás Di Masso Cervera
i dirigit per
Pedro de Paco Sánchez
Bellaterra, 2 de Febrer de 2007



El sotasignat, Pedro de Paco Sánchez

Professor/a de l'Escola Tècnica Superior d'Enginyeria de la UAB,

CERTIFICA:

Que el treball a què correspon aquesta memòria ha estat realitzat sota la seva direcció per en

Nicolás Di Masso Cervera

I per tal que consti firma la present.

Signat:

Bellaterra, 2 de Febrer de 2007

Se lo agradezco a mi madre, ella me dijo qué pasos debía seguir.
Se lo agradezco a mi padre, porque siempre ha pensado en mi futuro sin hacerme
renunciar a las cosas importantes que sólo se pueden vivir una vez.
Se lo agradezco a mi abuelo, de él heredé los únicos genes en la familia que me han
permitido estudiar una ingeniería.
Se lo agradezco a mi abuela, siempre presente en la distancia.
Se lo agradezco a mi hermana, la más valiente.
Se lo agradezco a Paco, mi tutor, referencia en el último paso y un amigo.
Se lo agradezco al cine y a la ciencia ficción aunque las cosas que he visto sí las
creeríais y nunca he visto atacar naves en llamas más allá de Orión.

ÍNDICE

Agradecimientos.....	<i>iii</i>
Índice de figuras.....	<i>vii</i>
Índice de tablas.....	<i>ix</i>
I. Introducción.....	1
II. Teledetección.....	3
<i>II.1. Introducción a la Teledetección.....</i>	<i>3</i>
<i>II.2. RADAR.....</i>	<i>5</i>
II.2.1. Ecuación RADAR.....	5
II.2.1.1. Directividad.....	5
II.2.1.2. RADAR Cross Section.....	6
II.2.2. Repetición Frecuencial de Pulsos y Compresión de pulsos.....	6
<i>II.2.3. Efecto Doppler.....</i>	<i>9</i>
<i>II.2.4. Aplicaciones.....</i>	<i>9</i>
II.3. SAR.....	10
II.3.1 Geometría SAR.....	10
II.3.1.1. Escenario y definiciones.....	10
II.3.1.2. Resolución Range.....	11
II.3.1.3. Resolución en Azimut.....	12
II.3.2. Monoestático y Biestático.....	13
II.3.3. Ecuación SAR.....	14
II.3.4. Interferometría.....	14
II.3.5. Aplicaciones.....	15

III. SABRINA.....	16
<i>III.1. Introducción.....</i>	<i>16</i>
<i>III.2. Balance de potencias.....</i>	<i>19</i>
<i>III.2.1. Canal Directo.....</i>	<i>20</i>
<i>III.2.2. Canal reflejado.....</i>	<i>24</i>
IV. Diseño e implementación.....	25
<i>IV.1. Introducción.....</i>	<i>25</i>
<i>IV.2. Caracterización del sistema actual.....</i>	<i>26</i>
<i>IV.3. Requisitos.....</i>	<i>29</i>
<i>IV.4. Filtro.....</i>	<i>32</i>
<i>IV.5. Cadena RF.....</i>	<i>38</i>
<i>IV.6. Sintetizador.....</i>	<i>43</i>
<i>IV.6.1. Breve síntesis de funcionamiento de un sintetizador indirecto.....</i>	<i>43</i>
<i>IV.6.2. Diseño del sintetizador.....</i>	<i>44</i>
<i>IV.7. Alimentación</i>	<i>50</i>
V. Resultado de los experimentos.....	51
<i>V.1. Introducción.....</i>	<i>51</i>
<i>V.2. Sant Pere Màrtir.....</i>	<i>53</i>
<i>V.2.1. Backward Scattering.....</i>	<i>54</i>
<i>V.2.2. Forward Scattering.....</i>	<i>57</i>
<i>V.3. Sallent.....</i>	<i>59</i>
<i>V.4. Observatorio Fabra.....</i>	<i>60</i>
VI. Conclusiones y líneas futuras.....	61
<i>VI.1. Conclusiones.....</i>	<i>61</i>

VI.2. Líneas futuras.....	62
VII. Bibliografía.....	63
ANEXOS.....	65
<i>Anexo I. cálculo de la cadena RF</i>	
<i>Anexo II. Esquemáticos, máscaras y lista de materiales</i>	
<i>Anexo III. Protocolo para la realización de experimentos</i>	
<i>Anexo IV. Artículo: SABRINA: a SAR Bistatic Receiver for Interferometric Applications</i>	
<i>Anexo V. Espectro radioeléctrico</i>	
<i>Anexo VI. Especificaciones</i>	

Índice de figuras

Capítulo II

Fig. II.1. Esquema de funcionamiento de un RADAR [5].....	3
Fig. II.2. Tren de pulsos chirp en μ s.....	6
Fig. II.3. Pulso <i>chirp</i>	7
Fig. II.4. Espectro de un pulso <i>chirp</i>	8
Fig. II.5. Geometría de un SAR aerotransportado	10
Fig. II.6. Geometría del ángulo de incidencia	11
Fig. II.7. <i>Slant</i> y <i>Ground Range</i>	12
Fig. II.8. Geometría biestática [2].....	13
Fig. II.9. Geometría de la interferometría SAR.....	15

Capítulo III

Fig. III.1. Dibujo del satélite Envisat.....	16
Fig. III.2. Caso monoestático (izquierda) y biestático (derecha).....	17
Fig. III.3. Margen dinámico.....	19
Fig. III.4. Antena de recepción [3].....	21

Capítulo IV

Fig. IV.1. Diagrama de bloques del receptor SAR actual.....	26
Fig. IV.2. Diagrama de bloques del montaje de comprobación para el canal directo.....	27
Fig. IV.3. Señal a la salida del canal directo.....	27
Fig. IV.4. Filtro.....	32
Fig. IV.5. Filtro para $N=0$	33
Fig. IV.6. Filtro para $N=1$	34
Fig. IV.7. Simulación del filtro ($N=1$).....	34
Fig. IV.8. Pérdidas de inserción del filtro en el satélite ENVISAT.....	35
Fig. IV.9. Pérdidas de inserción del filtro en el satélite ERS2.....	35
Fig. IV.10. Filtro para $N=2$	36
Fig. IV.11. Simulación del filtro ($N=2$).....	36
Fig. IV.12. Pérdidas de inserción del filtro en el satélite ENVISAT.....	37
Fig. IV.13. Pérdidas de inserción del filtro en el satélite ERS2.....	37
Fig. IV.14. Fase del filtro en el satélite ENVISAT.....	37
Fig. IV.15. Fase del filtro en el satélite ERS2.....	37
Fig. IV.16. Esquema punto de intercepción con filtro.....	41
Fig. IV.17. Diagrama de bloques del receptor SAR actual.....	42
Fig. IV.18. Diagrama de bloques de un PLL.....	43
Fig. IV.19. Esquemático del sintetizador.....	45
Fig. IV.20. Aspecto final del diseño.....	46
Fig. IV.21. Definición de ruido de fase.....	47
Fig. IV.22. Espectro de la frecuencia sintetizada (referencia externa).....	48
Fig. IV.23. Espectro de la frecuencia sintetizada (referencia interna).....	49
Fig. IV.24. Esquema del regulador.....	50

Capítulo V

Fig. V.1. Equipo SABRINA con Sant Pere Màrtir al fondo visto desde el módulo D3 del Campus Nord.....	52
Fig. V.2. Paso del río Llobregat por Sallent.....	52
Fig. V.3. Imagen nocturna de Barcelona tomada desde el observatorio Fabra.....	52
Fig. V.4. <i>Backward Scattering</i>	53
Fig. V.5. Forward Scattering.....	53
Fig. V.6. Zona de Sant Pere Màrtir iluminada por la antena receptora (<i>Backward Scattering</i>).....	54
Fig. V.7. Foto aérea (izquierda) e imagen SAR biestática (derecha) de Sant Pere Màrtir.....	54
Fig. V.8. Envolvente de la señal en el canal directo (arriba), sección del tren de pulsos recibido (medio) y detalle del puso <i>chirp</i> (abajo).....	55
Fig. V.9. Envolvente de la señal en el canal reflejado (arriba), sección del tren de pulsos recibido (medio) y detalle del puso <i>chirp</i> (abajo).....	56
Fig. V.10. Zona de Sant Pere Màrtir iluminada por la antena receptora (<i>Forward Scattering</i>).....	57
Fig. V.11. Envolvente de la señal en el canal reflejado (arriba), sección del tren de pulsos recibido (medio) y detalle del puso <i>chirp</i> (abajo).....	58
Fig. V.12. Zona de Sallent iluminada por la antena receptora.....	59
Fig. V.13. Zona de Barcelona iluminada por la antena receptora.....	60

Índice de tablas

Capítulo III

Tabla III.1. Especificaciones ENVISAT.....	20
---	----

Tabla III.2. Dimensiones de la antena de recepción.....	21
--	----

Capítulo IV

Tabla IV.1. V_{pp} - N_q	30
---	----

Tabla IV.2. Propiedades del sustrato RO4003.....	35
---	----

Tabla IV.3. Parámetros de los componentes de la cadena RF.....	38
---	----

I. Introducción

En los últimos años la teledetección mediante Radares de Apertura Sintética (SAR) está llegando a su punto de madurez. Los sistemas biestáticos o multiestáticos abren nueva una línea de investigación, que permiten explorar geometrías alternativas. El proyecto SABRINA (SAR Bistatic fixed Receiver for INterferometric Applications) del departamento de Teoría de la Señal y Comunicaciones (TSC) de la Universidad Politécnica de Catalunya (UPC) ha desarrollado un receptor SAR biestático fijo, situado en la superficie terrestre, que utiliza los satélites ENVISAT y ERS2 de la Agencia Espacial Europea (ESA) como transmisores.

Un SAR es un RADAR embarcado en un satélite o avión que utiliza el movimiento de la plataforma donde se ubica el dispositivo para, mediante técnicas de procesamiento de señal, sintetizar una apertura de dimensiones muy superiores a las que se pueden realizar físicamente. Esto permite mejorar la resolución de una apertura real.

Los sistemas SAR se han consolidado en materia de observación y medición y constituyen una herramienta muy importante para la observación de parámetros topográficos, ya sean subsidencias del terreno, evolución de glaciares, manchas de petróleo en el océano, etc..

De hecho, cada vez se programan más misiones de este tipo. A las ya conocidas de ERS y ENVISAT, entre otras, están previstos, por ejemplo, futuros lanzamientos como TerraSAR-X, preparado por el DLR (Deutsches Zentrum für Luft und Raumfahrt, la agencia espacial alemana) que coleccionará datos de la superficie de la tierra operando a una frecuencia situada en banda-X.

Los SAR biestáticos se caracterizan por tener las antenas transmisora y receptora en plataformas distintas. En el caso de SABRINA, el receptor está fijo en tierra enfocando el área de estudio y el emisor está a bordo de los satélites ENVISAT y ERS2. En esta geometría, con el receptor en la superficie terrestre, el canal reflejado recorre una trayectoria mucho más corta y proporciona una

mejor resolución que en las misiones SAR en las que la señal tiene que volver hasta un satélite situado en una órbita a 800 kilómetros de distancia.

Los objetivos principales de este proyecto son caracterizar el sistema actual, diseñar un nuevo receptor para el sistema de acuerdo con las características y requisitos del escenario, miniaturizar al máximo el dispositivo para conseguir un receptor autocontenido que facilite su traslado hasta los emplazamientos donde se van a realizar los experimentos y adquirir datos en todas las oportunidades de paso de ENVISAT.

El trabajo está organizado en seis capítulos. El próximo capítulo introduce las técnicas de teledetección y, más concretamente, los sistemas RADAR y SAR. Acto seguido, y dentro del mismo bloque, aborda en detalle los conceptos y teoría de cada uno de los sistemas: ecuación radar y SAR, efecto Doppler, geometrías, monoestático y biestático, interferometría y aplicaciones.

En el tercer capítulo, se analiza la geometría del sistema SABRINA y el balance de potencias para los canales directo y reflejado.

En el cuarto capítulo, y a partir del balance de potencias, se desarrolla una caracterización de la cadena existente, se definen los requisitos de la nueva cadena de recepción y se deciden los nuevos componentes que la van a formar. Asimismo, en este apartado se especifica el filtro que es necesario introducir para eliminar señales no deseadas y se diseña el sintetizador que hará de oscilador local en ambos canales.

Finalmente, el quinto capítulo comenta los resultados de los experimentos que se han llevado a cabo durante la realización de este proyecto en las diferentes localizaciones, comentando los datos adquiridos y, tras su procesado, se exhiben las imágenes obtenidas.

Por último, para cerrar la memoria, se especifican las conclusiones y se plantean posibles líneas futuras y mejoras en el receptor.

II. Teledetección

II.1. Introducción a la Teledetección

La teledetección es un conjunto de técnicas que nos permite obtener información sobre un objeto que se sitúa a una cierta distancia mediante la detección y medida de cambios en algún tipo de radiación del entorno. Observando una escena se puede obtener información a partir de la distancia y el ángulo entre el objetivo y el observador, la frecuencia Doppler, la atenuación, información polarimétrica (rugosidad/humedad del terreno), etc.

Un RADAR (Radio Detection And Ranging) es un dispositivo capaz de localizar y determinar la distancia que lo separan de unos blancos concretos. Su funcionamiento se basa en transmitir un impulso de radiofrecuencia y calcular el tiempo que tarda en volver una vez reflejado en dichos blancos. Con ese tiempo y conociendo la velocidad de propagación de las ondas radioeléctricas calcula el espacio que existe entre el dispositivo y los blancos.

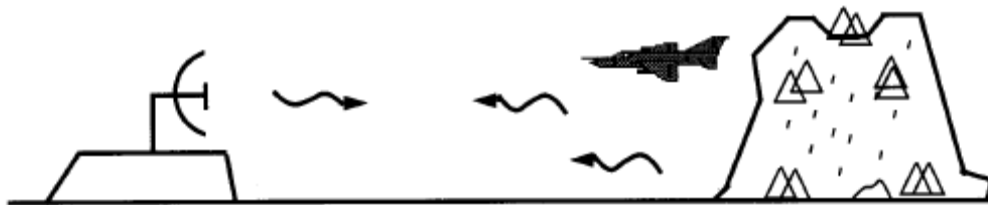


Fig. II.1. Esquema de funcionamiento de un RADAR [5]

El sistema SAR (Synthetic Aperture RADAR) forma parte de la familia RADAR de imagen. Permite la observación de los parámetros físicos de la superficie terrestre o marítima independientemente de las condiciones meteorológicas y de visibilidad de la escena observada.. El uso de esta porción del espectro electromagnético se debe a varias razones:

- Las nubes e hidrometeoros son a menudo transparentes.
- No dependen de la iluminación solar.
- Son capaces de penetrar vegetación, nieve, suelo.

- Tienen alta sensibilidad a diversos parámetros tales como, rugosidad, humedad, viento.

La diferencia básica entre un sistema SAR respecto a un sistema RADAR de apertura real es la manera con la que se consigue resolución espacial. Ésta se define como la capacidad de discriminar dos blancos muy próximos situados a una distancia determinada del sistema. El uso de las microondas hace que para conseguir una resolución espacial aceptable, del orden de metros, un RADAR debería tener una antena de varios kilómetros. Los sistemas SAR consiguen altas resoluciones espaciales sin la necesidad de montar semejantes antenas. Esto se consigue desplazando a una velocidad conocida la apertura real de la antena y a partir del procesado de los datos que nos entrega la información Doppler de la escena en observación.

II.2. RADAR

II.2.1. Ecuación RADAR

La ecuación RADAR se utiliza para estimar la sensibilidad del dispositivo, el alcance máximo de un sistema en particular en función de los parámetros de diseño y de la zona iluminada por el radar. La fórmula calcula la relación señal a ruido (SNR) una vez la señal ha sido procesada. La forma general de esta ecuaciones es [1]

$$SNR_o = \frac{P_t G_t \sigma A_e}{(4\pi R^2)^2 \cdot F k T B}, \quad (II.1)$$

donde:

- **P_t**: Potencia transmitida
- **G_t**: Ganancia de la antena de transmisión
- **σ**: Sección transversal del **RADAR**, o coeficiente de decaimiento del objetivo.
- **A_e**: Apertura efectiva de la antena de recepción.
- **R**: distancia entre el dispositivo y el blanco.
- **F**: Factor de ruido.
- **k**: constante de Boltzmann.
- **B**: Ancho de banda.

La ecuación puede ser resuelta para cualquiera de sus parámetros, la mayoría de las veces **R_{max}**, en función del resto.

II.2.1.1. Directividad

La directividad es la relación entre la densidad de potencia radiada en la dirección de máxima radiación, a una cierta distancia *r* y la potencia total radiada dividida por el área de la esfera de radio *r*. La directividad se puede calcular a partir del diagrama de radiación.

Aunque en la forma general de la ecuación RADAR se use la ganancia de la antena de transmisión, esta ganancia no es más que la directividad de la antena dividido entre las pérdidas que la misma tiene.

La directividad de una antena es

$$D = \frac{4\pi \cdot A_e}{\lambda^2}. \quad (II.2)$$

II.2.1.2. RADAR Cross Section

La sección recta RADAR de un blanco modela la potencia de eco retornada por el blanco. Se define como el área de un blanco isotrópico ideal

$$\sigma = \lim_{R \rightarrow \infty} 4\pi \cdot R^2 \left| \frac{E_s}{E_i} \right|^2. \quad (II.3)$$

II.2.2. Repetición Frecuencial de Pulsos y Compresión de pulsos

La repetición frecuencial de pulsos (Pulse Repetition Frequency, PRF) es el número de pulsos transmitidos por segundo por un RADAR. Esta repetición es importante porque determina la distancia y velocidad máxima de un blanco que un RADAR puede detectar.

$$R = \frac{c\tau}{2} \quad (II.4)$$

La distancia depende de la velocidad de la luz (**c**) y del retraso temporal del pulso entre la transmisión y la recepción (**τ**). Así,

$$R_{\max} = \frac{c\tau_{PRT}}{2} = \frac{c}{2 \cdot PRF}, \quad (II.5)$$

donde τ_{PRT} es el tiempo de repetición de pulso $\tau_{PRT} = \frac{1}{PRF}$.

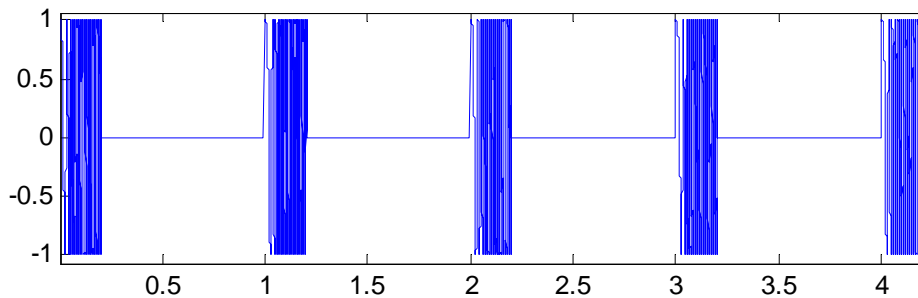


Fig. II.2. Tren de pulsos **chirp** en μs

En la figura II.2 vemos un tren de pulsos chirp, a través del tiempo que tarda en

repetirse el pulso se calcula la PRF: $\tau_{PRT} = 1\mu s = \frac{1}{PRF} \Rightarrow PRF = 1MHz$.

Señales Chirp

Usando pulsos rectangulares, para conseguir una buena resolución se puede aumentar el ancho de banda de la señal reduciendo su duración. Al disminuirla, se debe aumentar la potencia en la misma medida para mantener la relación señal a ruido necesaria para la detección de los ecos. Usando pulsos *chirp* se combina un ancho de banda elevado con una duración de pulso elevada.

La expresión analítica de una señal *chirp* es

$$s(t) = \exp(-j(2\pi f_0 t + \pi K t^2)) \text{rect}\left(\frac{t}{\tau}\right), \quad (\text{II.6})$$

donde:

- **K**: tasa de la *chirp*.
- **f₀**: frecuencia central de operación del **RADAR**.
- **τ**: duración del pulso.

El pulso *chirp* tiene un comportamiento lineal en frecuencia, su frecuencia instantánea es:

$$f_i(t) = f_0 + Kt \quad |t| \leq \tau/2 \quad (\text{II.7})$$

En la figura II.3 se aprecia la variación de la frecuencia del pulso y aumenta linealmente con el tiempo.

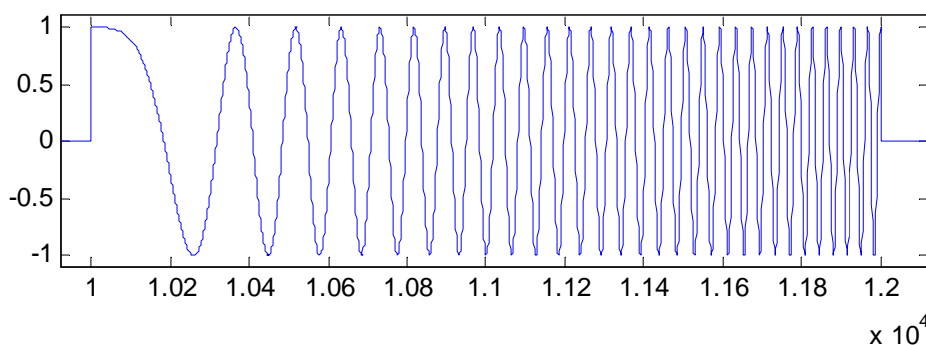


Fig. II.3. Pulso *chirp*

En la figura II.4. se observa la espectro de la frecuencia instantánea del pulso chirp obtenido haciendo la transformada rápida de Fourier (FFT) del pulso de la figura II.3.

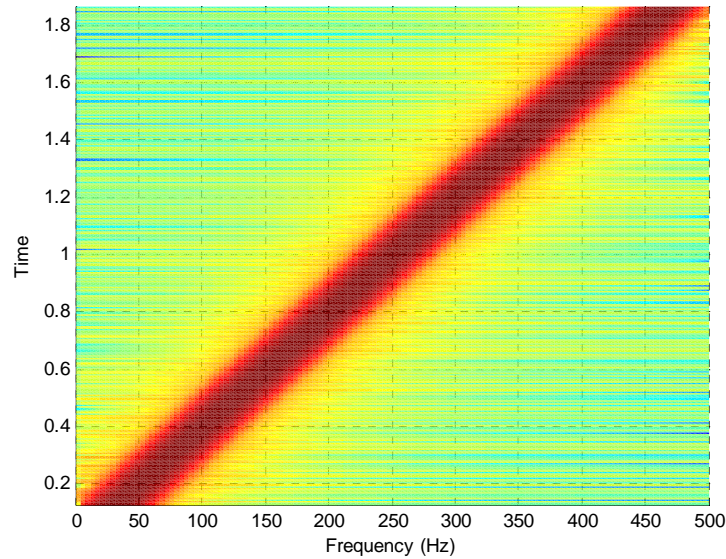


Fig. II.4. Espectro de un pulso *chirp*

Para obtener la expresión del pulso *chirp* en el dominio frecuencial se aplica la transformada de Fourier a la expresión II.6 y queda:

$$s(f) = \sqrt{\frac{1}{K}} \exp(j\pi \frac{f^2}{K} - j\frac{\pi}{4}) \text{rect}\left(\frac{f}{K\tau}\right). \quad (\text{II.8})$$

El ancho de banda del pulso es:

$$B = |K|\tau \quad (\text{II.9})$$

II.2.3. Efecto Doppler

El efecto Doppler consiste en la variación de la longitud de onda de cualquier tipo de señal emitida o recibida por un objeto en movimiento. Si una onda senoidal se transmite y se refleja en un objeto en movimiento ésta volverá desplazada en frecuencia una frecuencia:

$$f_d = \frac{2v_r}{\lambda} . \quad (II.10)$$

Utilizando este efecto, se puede estudiar el movimiento de un blanco a través de los cambios de longitudes de onda de la señal de retorno respecto a la señal emitida así como definir la velocidad del objeto observado y si dicho objeto se aleja o se acerca del observador.

II.2.4. Aplicaciones

Los radares se diseñan para múltiples aplicaciones, entre ellas podemos destacar las más conocidas de tráfico aéreo o marino, radares policiales de tráfico rodado, de vigilancia e incluso de guiado de misiles. Podríamos dividir estas aplicaciones en dos grandes bloques según su finalidad:

- **Detección:** diseñados con antenas de poca directividad y anchos de banda pequeños para poder abarcar un volumen espacial mayor.
- **Seguimiento:** muy directivos y con anchos de banda más grandes para poder proveer medidas de distancia y ángulo al blanco más precisas.

II.3. SAR

II.3.1 Geometría SAR

II.3.1.1. Escenario y definiciones

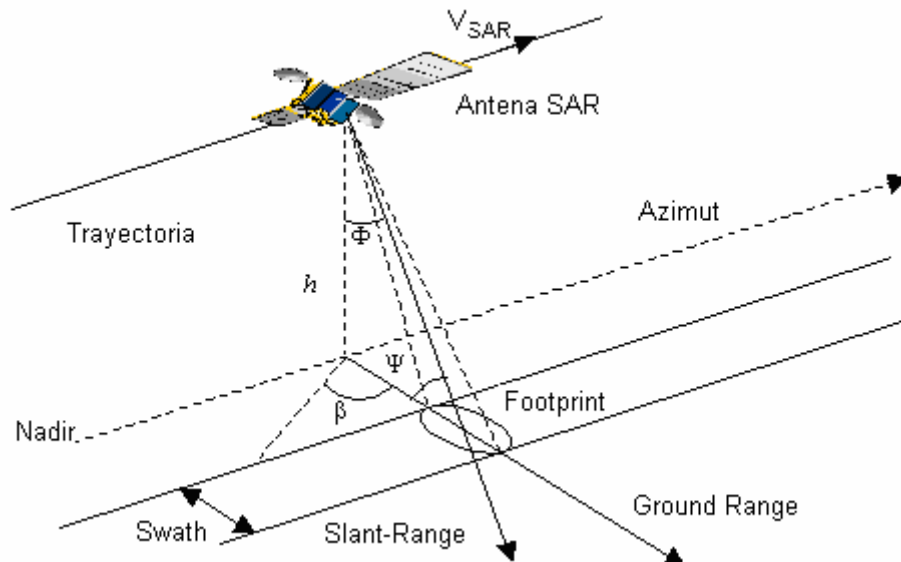


Fig. II.5. Geometría de un SAR aerotransportado

Un sistema SAR es un sistema móvil situado a una altura constante h y con una velocidad constante v_{SAR} siguiendo la dirección de vuelo de la plataforma (**azimut** o along-track). En este escenario podemos observar varios conceptos:

- **Nadir** es la proyección del satélite sobre la Tierra.
- Se conoce como **Swath** al ancho de la escena iluminada por el haz de la antena del RADAR.
- **Near / Far angle** son los ángulos de inclinación correspondientes a los puntos más próximos y más lejanos cubiertos por el *swath* del RADAR.
- **Ángulo de observación (Φ)** es el ángulo en que la antena del satélite ilumina la superficie terrestre. En el caso de *Envisat* es regulable y varía entre 19 y 44° con 7 modos diferentes.
- **Range** dirección satélite \rightarrow blanco.
- **Slant Range** es la distancia desde el satélite hasta el blanco.
- **Ground Range** es la proyección del *Slant Range* sobre la superficie terrestre.

- **Squint** (β) es el ángulo con el que se modifica la inclinación de la antena para minimizar el efecto de la rotación de la Tierra sobre las medidas.
- **Ángulo de incidencia** (θ) es el ángulo que forma el vector normal a la superficie terrestre con el vector *Slant Range*. Este parámetro se relaciona con el *Look Angle* mediante la fórmula

$$\sin \theta = \frac{R_T + h}{R_T} \sin \Phi, \quad (\text{II.11})$$

donde R_T es el radio de la Tierra y h la altura de la órbita del satélite.

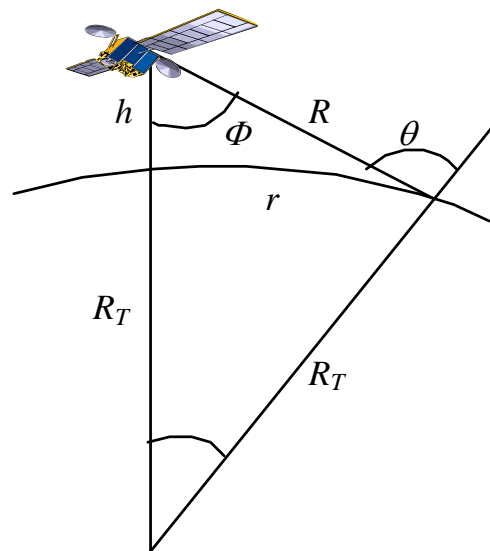


Fig. II.6. Geometría del ángulo de incidencia

II.3.1.2. Resolución *Range*.

La distancia mínima, en dirección *range*, en la que dos blancos pueden ser identificados por separado se conoce como resolución *range*. Esta nitidez entre los objetos, igual que pasaba con un RADAR convencional, viene determinada por la duración del pulso. Podemos expresar la resolución en términos de *slant* o *ground range*. Vemos la geografía de la escena en la figura II.7.

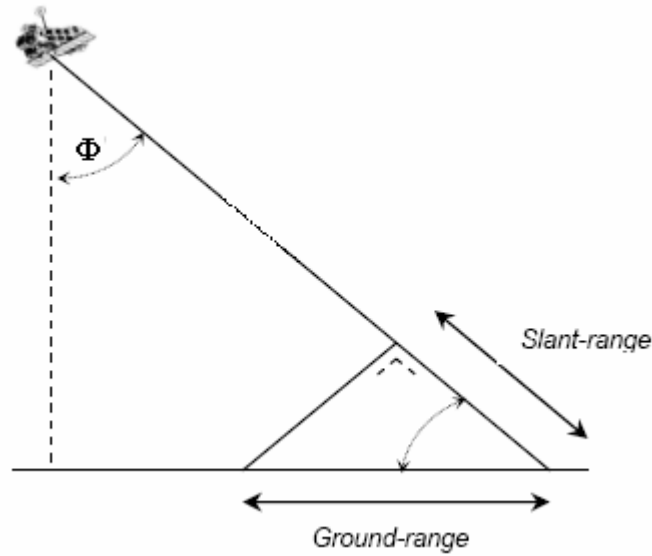


Fig. II.7. Slant y Ground Range

En términos de *slant range* la resolución viene dada por

$$\Delta r_s = \frac{c \tau_p}{2} = \frac{c}{2 \Delta f_c}, \quad (\text{II.12})$$

donde Δf_c es el ancho de banda de la *chirp*.

En la dirección *ground range*, como hemos comentado anteriormente, tenemos la proyección de ΔR_s sobre el terreno.

$$\Delta r_g = \frac{\Delta r_s}{\sin \theta} = \frac{c}{2 \Delta f_c \sin \theta} \quad (\text{II.13})$$

En la ecuación II.13 el $\sin \theta$ denota que hay una pérdida de resolución entre *slant range* y *ground range*.

II.3.1.3. Resolución en Azimut

La mínima distancia, en coordenada azimut, en la que dos blancos pueden ser identificados por separado se conoce como resolución azimut. Está relacionada al ancho de banda Doppler Δf_d , que invertiremos para obtener una resolución temporal, y a la velocidad de la plataforma v_{SAR} . Por tanto:

$$\Delta r_a = \frac{v_{SAR}}{\Delta f_d}. \quad (\text{II.14})$$

El ancho de banda Doppler está relacionado con el ancho de haz de la antena transmisora/receptora $B_{2\text{-way}}$ (caso monoestático), de la siguiente manera:

$$\Delta f_d = 2 \frac{v_{SAR} \cdot B_{2\text{-way}}}{\lambda} \quad (II.15)$$

El factor 2 viene dado por el camino de ida y vuelta desde el satélite hasta el objetivo. Para una longitud L_a grande y asumiendo que $B_{2\text{-way}} = \lambda/L_a$, la expresión queda:

$$\Delta r_a = \frac{L_a}{2} \quad (II.16)$$

II.3.2. Monoestático y Biestático

Hasta ahora se había planteado el dispositivo RADAR o SAR monoestático, con una sola antena que transmitía y recibía. El caso biestático separa las antenas de transmisión y recepción y las coloca en diferentes localizaciones.

La figura II.8. muestra la plataforma móvil en la que se sitúa la antena transmisora. El Receptor, que en este caso está dotado de dos antenas, en cambio, está fijo. Una de las antenas apunta a una porción de la escena iluminada por el transmisor y la otra apunta directamente al transmisor. Esta configuración se utiliza para sincronizar el sistema en tiempo y frecuencia.

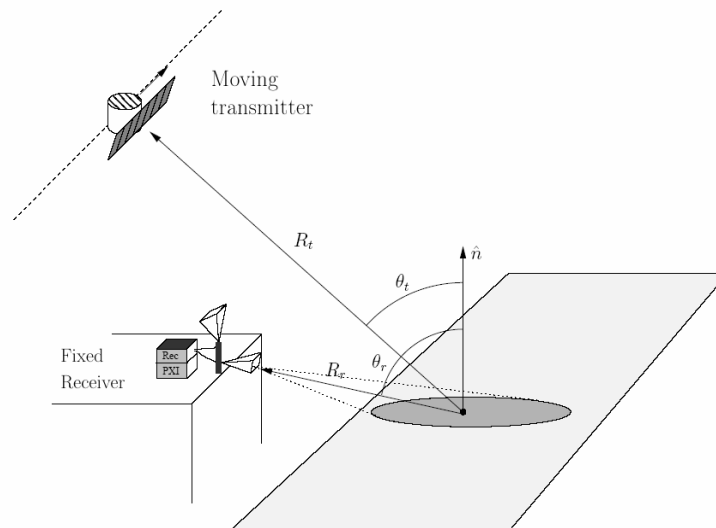


Fig. II.8. Geometría biestática [2]

II.3.3. Ecuación SAR

Para una celda de resolución con una sección recta radar σ^0 , la relación señal a ruido después del procesado SAR se puede obtener siguiendo los pasos de derivación del caso monoestático [1]:

$$SNR = \frac{B_{2-way}}{B_{1-way}} \frac{P_{av} \cdot \lambda^3 \cdot G_t \cdot G_r \cdot \sigma^0 \cdot \Delta r_g}{(4\pi)^3 R_t \cdot R_r^2 \cdot k \cdot T_0 \cdot F \cdot v_{SAR}}, \quad (II.17)$$

donde:

- G_t y G_r son, respectivamente, las ganancias de transmisión y recepción.
- R_t y R_r son las distancias desde el blanco al transmisor y al receptor.
- T_0 es la temperatura del sistema.
- F_0 la figura de ruido del receptor.
- P_{av} la potencia media radiada.
- La resolución en *range* para el caso biestático es:

$$\Delta r_g = \frac{c}{\Delta f_c (\sin \theta_t + \sin \theta_r)} \quad (II.18)$$

- B_{2-way} : ancho de haz de la antena transmisora/receptora.
- B_{1-way} : ancho de haz de la antena transmisora.

II.3.4. Interferometría

El procesado interferométrico utiliza la información contenida en la fase la imagen SAR, que está directamente relacionada con la distancia que separa al sensor del blanco. Si se toman dos imágenes SAR desde dos puntos distintos, es posible encontrar una relación con la altura sobre un nivel de referencia conocido y común para todos los puntos de la imagen.

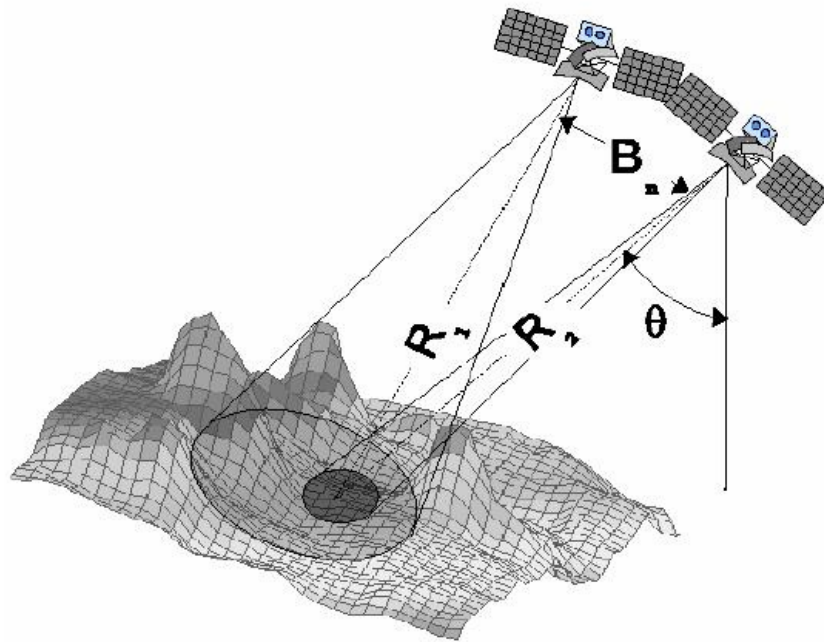


Fig. II.9. Geometría de la interferometría SAR

En la figura II.9. aparecen las posiciones de dos satélites separados una distancia **B**, denominada línea de base (*baseline*).

Al hacer coincidir los píxeles (corregistrar) correspondientes a la misma zona en las dos imágenes y restar sus fases se obtiene lo que se llama un interferograma, sobre el que se tendrá que trabajar para obtener un modelo digital de elevación del terreno (DEM).

II.3.5. Aplicaciones

En el apartado anterior se adelantaba una de las aplicaciones más interesantes de los sistemas SAR a partir de un procesado interferométrico: obtener un DEM del terreno. Otras aplicaciones también interesantes permiten, por ejemplo, encontrar una concentración de fitoplacton o una mancha de petróleo en el océano, encontrar un tipo de vegetación determinada en una selva o tomar imágenes cenitales de ciudades o complejos de cualquier tipo.

III. SABRINA

III.1. Introducción

El proyecto SABRINA (*SAR Bistatic Receiver for INterferometric Applications*) es un sistema de teledetección basado en un RADAR de Apertura Sintética biestático pensado para obtener imágenes de alta resolución de una zona observada desde un satélite. A partir de estas imágenes el sistema sería capaz de detectar y monitorizar cambios del terreno, ya sean hundimientos debidos al cauce de un río, movimientos de los edificios de una ciudad, etc.

Durante el año 2006, el departamento de teoría de la señal y comunicaciones de la Universidad Politécnica de Cataluña ha desarrollado un receptor, que trabaja en banda C (5.3GHz), para un sistema SAR biestático que utiliza como transmisor los instrumentos ASAR y SAR de los satélites de la Agencia Espacial Europea (European Space Agency, ESA) ENVISAT y ERS-2 respectivamente.

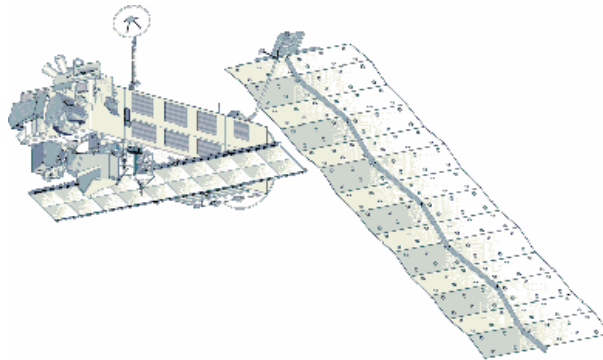


Fig. III.1. Dibujo del satélite Envisat

El receptor tiene dos canales conectados a sendas antenas; una de ellas apunta hacia el satélite y recibe señal directa y la otra, lo hace hacia la zona de interés para recibir señal reflejada. La geometría de SABRINA coincide con la que se discute en el capítulo II.3.2. y se representa en la figura II.8. La naturaleza biestática del sistema, en este caso, hace que transmisor y receptor no sean cooperativos. La falta de una sincronización explícita entre ambos hace que en recepción no haya una señal de PRF de nuevo explícita, tampoco tienen sus fases

enganchadas lo cual introduce un desplazamiento *Doppler* aparente y un ruido de fase que no está presente en los sistemas monoestáticos. La antena que apunta al satélite, en cambio, recibe la señal de una forma limpia y se utiliza para recuperar la señal PRF y organizarla en pulsos. Así, conociendo el comportamiento de la fase en la señal directa se puede corregir la señal reflejada. En la figura III.2. aparecen dos esquemas, en el caso monoestático, el uso de un oscilador local común cancela gran parte del ruido de fase. En el caso biestático, al haber dos osciladores locales diferentes se crea un ruido de fase $\Delta\varphi = \varphi_1 - \varphi_2$.

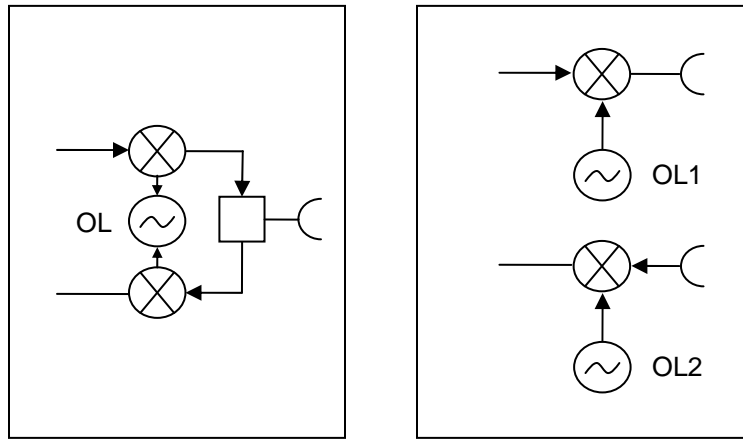


Fig. III.2. Caso monoestático (izquierda) y biestático (derecha)

Uno de los beneficios de que el receptor se sitúe en tierra es que la señal reflejada recorre una distancia mucho menor hasta llegar al receptor que si la antena receptora se situara en órbita. Por tanto se obtiene una mayor sensibilidad en la relación señal a ruido que viene definida en la ecuación II.17.

$$SNR = \frac{B_{2-way}}{B_{1-way}} \frac{P_{av} \cdot \lambda^3 \cdot G_t \cdot G_r \cdot \sigma^0 \cdot \Delta r_g}{(4\pi)^3 R_t \cdot R_r^2 \cdot k \cdot T_0 \cdot F \cdot v_{SAR}},$$

donde R_r es significativamente más pequeña, por tanto, al ser cuadrática e inversamente proporcional produce una SNR más grande.

En la geometría que utiliza, el ángulo biestático proporciona una resolución *Ground Range* mejor, definida para el caso biestático en la ecuación II.18.

$$\Delta r_g = \frac{c}{\Delta f_c (\sin \theta_t + \sin \theta_r)}$$

El ángulo de incidencia que forma la señal reflejada, θ_r , respecto a la normal del terreno es cercano a 90° y el que forma la señal transmitida, θ_t , por ENVISAT, por ejemplo, es de 23° . Estos dos ángulos producen una resolución *range* de apenas 13m, sensiblemente inferior que si transmisor y receptor estuvieran en el satélite, en cuyo caso la resolución sería aproximadamente de 24m.

A cambio, tener separado el receptor del transmisor supone prever el paso del satélite y preparar el sistema para una adquisición en el momento preciso. Para este fin se calcula el instante de paso a partir unos archivos de parámetros que se generan utilizando la información contenida en los ficheros TLE¹. Una vez calculado el momento *Doppler cero*, es decir, cuando la distancia entre el satélite y el centro de la escena es mínima, el sistema predice cuál va a ser la ventana temporal que va a utilizar para adquirir los datos.

¹ TLE (Two Line Elements) es un formato utilizado para predecir la situación de un satélite dentro de su órbita a partir de los elementos Keplerianos (inclinación, longitud del nodo ascendente, excentricidad, argumento de perigeo, movimiento medio y anomalía media).

III.2. Balance de potencias

Un balance de potencias, o *link budget*, sirve para calcular la potencia recibida por un dispositivo. Es el resultado de sumar las ganancias o las pérdidas que se introducen en los diferentes componentes que forman un enlace desde el transmisor, pasando por el medio de propagación, hasta el receptor.

Una simplificación del *link budget* sería la siguiente:

$$\text{Potencia Recibida (dB)} = \text{Potencia Transmitida (dBm)} + \text{Ganancias (dB)} - \text{Pérdidas (dB)}$$

Los factores a tener en cuenta son diversos: Factores de ruido y ganancia en los amplificadores, pérdidas atmosféricas, atenuaciones por alteraciones climáticas, pérdidas de propagación en el medio (p.ej.: cable, aire, fibra), interferencia de canales adyacentes, etc...

Estas medidas permiten determinar qué antena utilizar, con qué diámetro, con qué potencia se debe emitir y demás parámetros de la cadena RF. En el caso de SABRINA varios parámetros, como por ejemplo la antena y potencia de transmisión, ya están determinados ya que utiliza el instrumento de un satélite en órbita del que se conocen sus especificaciones.

Una vez calculada la potencia recibida P_{Rx} máxima, para obtener la máxima relación señal a ruido es necesario calcular la potencia de ruido del receptor. Esta SNR indica cuál es el margen dinámico en el que va a trabajar nuestro sistema (figura III.3.).

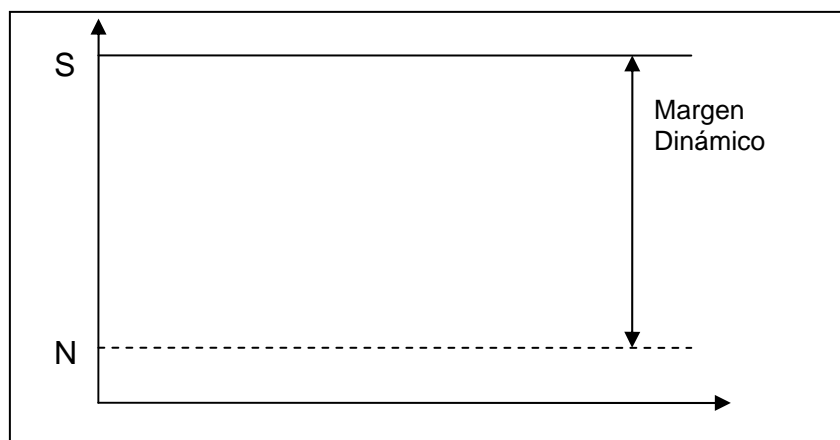


Fig. III.3. Margen dinámico

III.2.1. Canal Directo

El balance de potencias del canal directo se calcula de la misma manera que se diseña un radioenlace ya que, de hecho, como se indicaba en la introducción de este tema, las antenas del receptor y del satélite tienen visibilidad directa.

El sistema SABRINA utiliza como transmisor el instrumento ASAR del satélite ENVISAT. ASAR es un RADAR de Apertura Sintética que trabaja en banda C y en sus especificaciones se pueden encontrar varios de los parámetros que se van a utilizar para el cálculo del balance de potencias.

Frecuencia de operación (f_0)	5.331e9 Hz
Longitud de onda λ	$\lambda = \frac{c}{f_0} = 56.23mm$
Lado a de la antena en Envisat	10m
Lado b de la antena en Envisat	1.3m
Eficiencia de apertura de la antena η_{an}	0.5

Tabla III.1. Especificaciones ENVISAT

La directividad de una antena de este tipo es directamente proporcional a su área y inversamente proporcional al cuadrado de lambda. Lo vemos en la ecuación III.1.

$$D_{tx} = 10 \log \left(\frac{4\pi \cdot a \cdot b \cdot \eta_{an}}{\lambda^2} \right) [\text{dB}] \quad (\text{III.1})$$

Sustituyendo en la fórmula por los datos conocidos se obtiene la directividad de la antena de transmisión:

$$D_{Tx} = 44.12dB$$

Las antenas en recepción son bocinas piramidales diseñadas y construidas específicamente para el sistema SABRINA. En la figura III.4. y en la tabla siguiente se observan sus dimensiones.

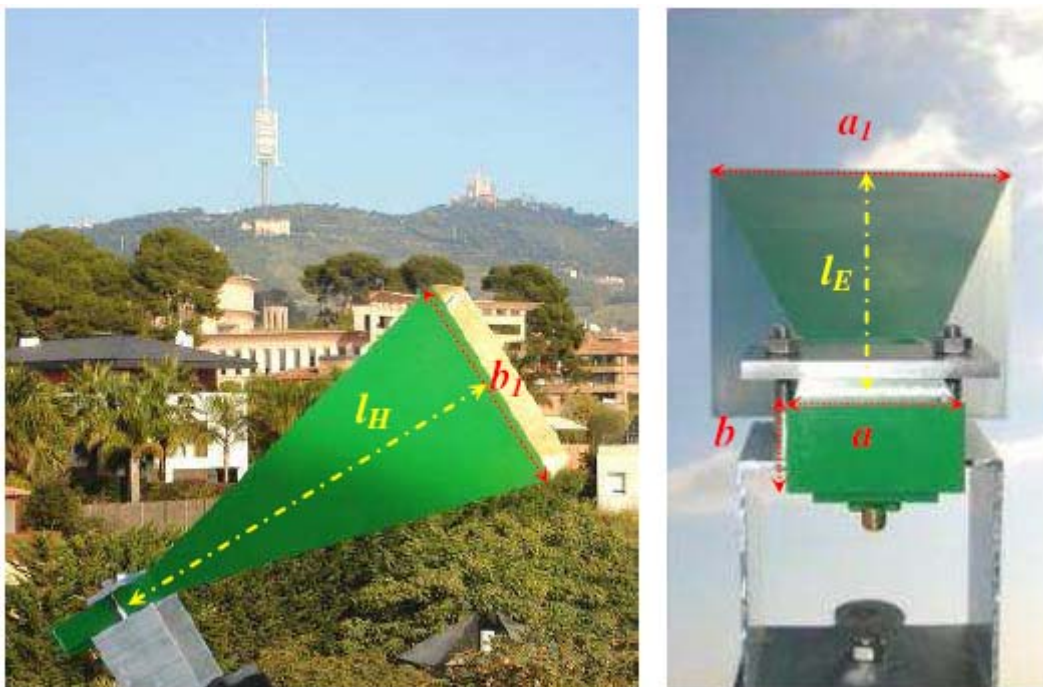


Fig. III.4. Antena de recepción [3]

$a_1 = 18 \text{ cm}$	$b_1 = 15 \text{ cm}$
$a = 4 \text{ cm}$	$b = 2 \text{ cm}$
$l_H = 34 \text{ cm}$	$l_E = 39 \text{ cm}$

Tabla III.2. Dimensiones de la antena de recepción

La ecuación III.2 muestra la aproximación para el cálculo de la directividad de una antena de bocina piramidal:

$$D_{Rx} = 8.1 + 10 \log \left(\frac{\sqrt{3\lambda \cdot l_H} \sqrt{2\lambda \cdot l_E}}{\lambda^2} \right). \quad (\text{III.2})$$

En el caso estudiado, el valor de la directividad de la antena de recepción es

$$D_{Rx} = 20.1 \text{ dB}.$$

Otros parámetros conocidos son:

- La potencia transmitida: $P_{tx} = 1.5kW$
- Ángulo de observación: $\theta = 23^\circ$
- Altura media de la órbita: $h = 780 \text{ Km}$
- Ancho de banda de la señal *chirp*: $B = 16MHz$

Para el cálculo de la distancia al blanco utilizando la altura media de la órbita y el ángulo de observación de ENVISAT resulta que

$$r_0 = \frac{h}{\cos(\theta\pi/180^\circ)} = 847.36km .$$

Una vez calculadas las directividades de las antenas emisora y receptora y la distancia al blanco se puede calcular la potencia recibida por el canal directo:

$$P_{Rx} = \frac{P_{Tx} D_{Tx} \lambda^2 D_{Rx}}{(4\pi)^2 \cdot r_0^2} . \quad (III.3)$$

La potencia recibida se calcula en unidades dBm para facilitar el posterior cómputo de la relación señal a ruido:

$$P_{Rx} = 10 \log \left(\frac{P_{Tx} D_{Tx} \lambda^2 D_{Rx}}{(4\pi)^2 \cdot r_0^2} \right) + 30 = -39.56dBm .$$

El valor de la potencia de ruido del sistema depende del factor de ruido introducido en el receptor y el ancho de banda de la señal chirp. La ecuación III.4. corresponde con la fórmula del cálculo de la potencia de ruido:

$$N = k(T_A + (F - 1)T_0)B \quad (III.4)$$

Donde:

- $T_A = 200^\circ\text{K}$
- $F = 3\text{dB}$
- $T_0 = 290^\circ\text{K}$
- k : Constante de Boltzman

La temperatura de antena es un valor aproximado que se asume para hacer el diseño del receptor. En realidad es un valor variable ya que la temperatura de una antena varía dependiendo del lugar al que apunte (el sol, las nubes, el espacio, etc...).

El factor de ruido del receptor es otro parámetro de diseño, en el cálculo de la cadena RF (capítulo IV de esta memoria) se elegirán los elementos para que se adecuen al factor de ruido elegido. El instrumento ASAR se diseñó para que la potencia transmitida viajara desde un punto de la órbita del ENVISAT hasta la tierra, rebotara en ésta y volviera hasta el satélite ya que el instrumento hace sus funciones como SAR monoestático. Por este motivo, como la señal rebotada ya no tiene que viajar hasta la órbita sino que la recibe el receptor en tierra, la relación señal a ruido que llega al sistema SABRINA es muy favorable. En este caso, $F = 3\text{dB}$, es un factor de ruido razonable para encontrar con facilidad los elementos que componen la futura cadena RF.

El valor en dBm de la potencia de ruido es:

$$N = -99.67\text{dBm}$$

Para el cómputo de la relación señal a ruido en dB no hay más que restar la potencia ruido a la potencia de señal recibida (ecuación III.5):

$$SNR = S - N = P_{Rx} - N, \quad (\text{III.5})$$

así, el margen dinámico del sistema para el canal directo es

$$SNR_{\max} = 60.11\text{dB}.$$

Para el cálculo del balance de potencias no se han tenido en cuenta posibles pérdidas debidas a la eficiencia de radiación de las antenas o cables antes del receptor.

III.2.2. Canal reflejado

En el canal reflejado la distancia desde el receptor al blanco puede variar desde unas decenas de metros hasta varios kilómetros.

La potencia radiada por el satélite incide sobre la superficie, una parte se absorbe y otra se refleja. Este factor, o capacidad que tiene un blanco o una superficie para absorber o reflejar la señal incidente, viene dado por la sección recta radar (RCS). En el caso biestático, la RCS, depende del ángulo de incidencia, de la frecuencia de la señal y de las propiedades del terreno. Esto hace que se complique el cálculo de la potencia recibida teniendo que calcular un área de reflexión de la señal enviada por el satélite que depende del blanco o del terreno sujeto a estudio. Sin embargo se pueden afirmar dos cosas:

- La potencia de señal recibida recorre un camino más largo y rebota en el objetivo con las consiguientes pérdidas y empeoramiento de la señal. Podemos asumir que el canal reflejado recibirá menos potencia y por lo tanto el límite superior del margen dinámico bajará.
- La antena receptora no está enfocada al cielo, como ocurría en el caso del canal directo. Al apuntar al objetivo la temperatura de antena es mayor y esto supone un aumento en la potencia de ruido, por lo tanto el límite inferior del margen dinámico subirá.

Las dos afirmaciones anteriores asumen que el margen dinámico del canal reflejado sea menor y esté contenido por el margen dinámico del canal directo, por tanto, las especificaciones para el canal directo también son válidas para el canal reflejado.

IV. Diseño e implementación

IV.1. Introducción

El subsistema RF que se va a diseñar en este capítulo parte de la base del sistema SABRINA que existía antes de la realización de este proyecto. En el nuevo diseño se intentarán ajustar los niveles de ganancia y ruido para que se adapten a los requisitos que la tarjeta de adquisición y la naturaleza del sistema imponen.

Una vez caracterizado el sistema actual se propondrán mejoras en la cadena para incrementar su rendimiento, por ejemplo, la introducción de un filtro antes del mezclador. Pero también se propondrán mejoras para que el receptor sea lo más autocontenido posible, es decir, se dotará al sistema SABRINA una referencia de frecuencia interna programable que evitará tener que transportar un sintetizador de frecuencias para hacer medidas. De la misma manera se añadirá una fuente de alimentación interna al equipo.

IV.2. Caracterización del sistema actual

En el diseño del subsistema RF anterior a este proyecto, la principal preocupación fue la de conseguir una ganancia suficiente para la correcta adquisición de la señal, tanto para el canal directo, cuya ganancia teórica es de 35dB, como para el canal reflejado, 51dB.

Previo al divisor de potencia (*power splitter* en la figura) se introduce un amplificador de 13dB de amplificación para inyectar a los mezcladores el nivel de potencia requerido para su funcionamiento, que es de 13dBm.

La figura IV.1. contiene un diagrama de bloques representando los componentes utilizados en el sistema actual.

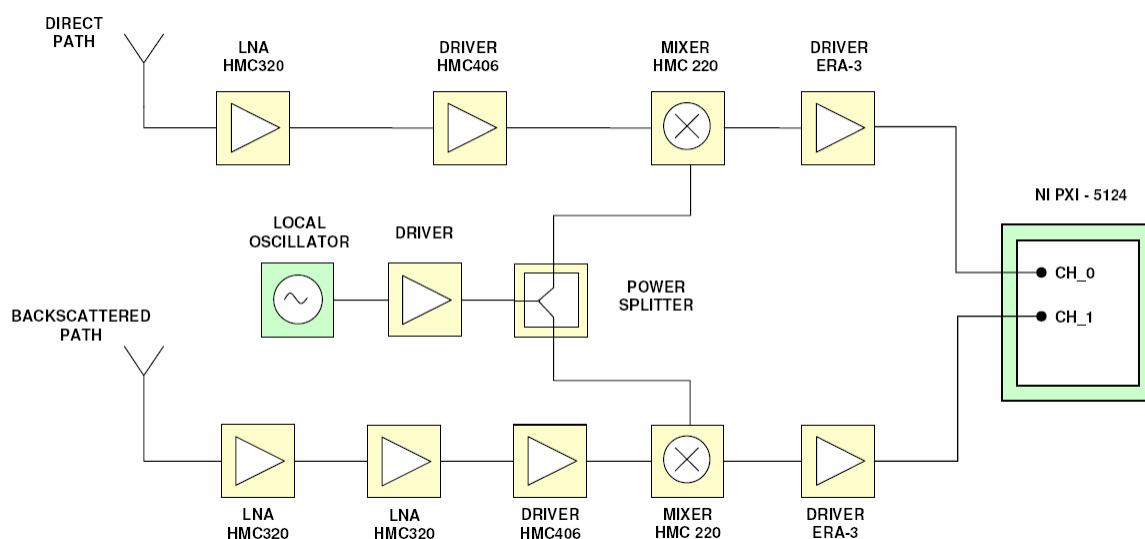


Fig. IV.1. Diagrama de bloques del receptor SAR actual

Estos valores de ganancia teóricos se han corroborado en el laboratorio mediante medidas con un analizador de espectros. El montaje para la comprobación del canal directo se ve representado en la figura IV.2.

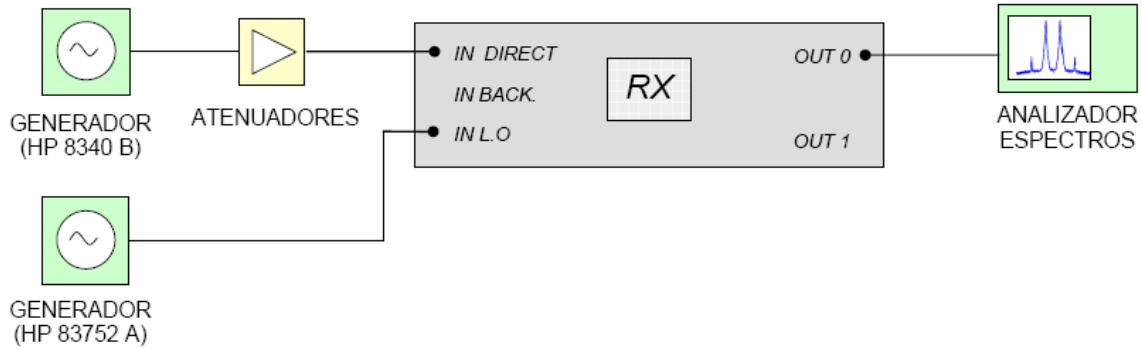


Fig. IV.2. Diagrama de bloques del montaje de comprobación para el canal directo

Para el cálculo de la ganancia del canal directo se deben introducir, a través de los generadores, valores de potencia que no dañen nuestro sistema. El generador HP 8340B introduce en la entrada de señal directa una potencia de -15dBm a través de un atenuador de 30dB, es decir, se aplican -45dBm en la entrada a una frecuencia de 5.30775 GHz simulando la señal de un satélite. El otro generador, HP 83752A, se utiliza como oscilador local como señal de referencia a 9dBm y a 5.291666667 GHz.

Para medir la señal en la salida de la cadena configuramos el analizador de espectros a una frecuencia central de $f_{\text{SAT}} - f_{\text{OL}}$, aproximadamente 16MHz (figura IV.3.).

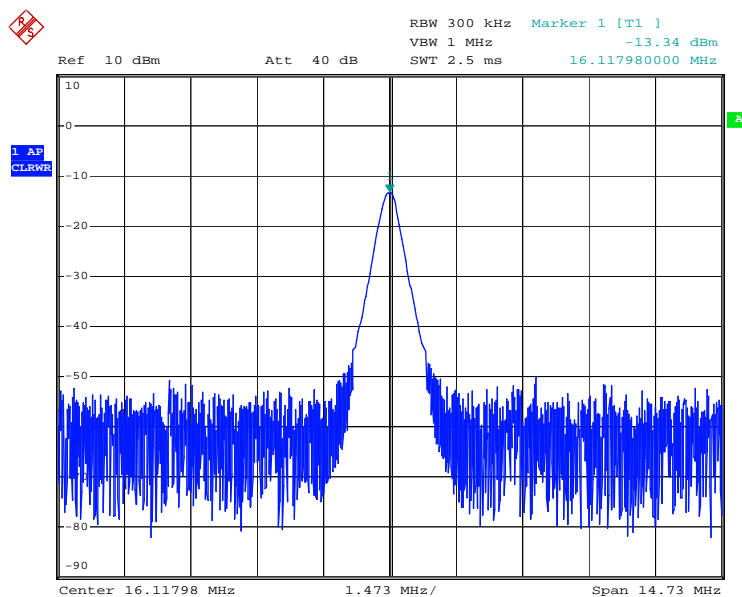


Fig. IV.3. Señal a la salida del canal directo

Se obtiene la ganancia restando la potencia a la salida a la de la señal que simula el satélite:

$$P_{SAT} - P_o = (-46.8) - (-13.34) = 33.46dB$$

Resultado que se aproxima al valor teórico de ganancia estimado en 35dB.

La comprobación del canal reflejado se efectúa de la misma manera que la del canal directo (figura IV.2.). La salida de los atenuadores esta vez irá conectada a la entrada *IN BACK*. del receptor y se medirá la salida en *OUT 1*. El resultado está por debajo de los 51dB aunque también satisface las expectativas:

$$P_{SAT} - P_o = (-46.8) - 0.78 = 47.58dB$$

IV.3. Requisitos

Para el diseño de las cabeceras es deseable que el ruido que introducen todos los elementos de la cadena RF esté por encima del ruido de cuantificación del conversor analógico – digital de la tarjeta de adquisición ya que de lo contrario la cuantificación determinaría el ruido del sistema. La tarjeta utilizada en SABRINA está basada en un sistema PXI¹ de *National Instruments*, el PCI-5124, dotado de 12 bits de resolución.

Para el cálculo del ruido de cuantificación del conversor se deberá calcular primero su resolución r en tensión, que dependerá del valor de la tensión pico a pico y del número de bits del conversor (ecuación IV.1) [4]. Así,

$$r = \frac{V_{pp}}{2^n}. \quad (IV.1)$$

Una vez calculada la resolución ya es posible calcular el ruido de cuantificación equivalente N_q en *watts* para el caso más restrictivo cuando la señal es muy pequeña (ecuación IV.2):

$$N_q = \frac{r^2}{4 \cdot R}, \quad (IV.2)$$

donde R es la resistencia vista desde la tarjeta de adquisición, 50Ω .

El caso menos restrictivo, cuando la distribución es uniforme sería (ecuación IV.3)

$$N_q = \frac{r^2}{12 \cdot R}, \quad (IV.3)$$

¹ **PXI**: **P**CI **eX**tensions for **I**nstrumentation; evolución del *slot PCI* para adaptarlo a las herramientas de medida.

El valor de tensión pico a pico de la tarjeta de adquisición para hacer la cuantificación es configurable, en la tabla IV.1. aparecen los valores de N_q en relación a la tensión.

Vpp	0,2	0,5	1	2	10
Ruido de cuantificación (dBm) Caso más restrictivo	-79,24	-71,28	-65,26	-59,24	-45,26
Ruido de cuantificación (dBm) Caso menos restrictivo	-84,01	-76,05	-70,03	-64,01	-50,03

Tabla IV.1. Vpp - N_q

En el apartado III.2.1. se adelantaba que el factor de ruido del receptor era un parámetro de diseño y que, para este caso, $F=3\text{dB}$ es un valor razonable. Por tanto, como segundo requisito, el factor de ruido de la cadena RF deberá estar por debajo de 3dB.

También se adelantaba que la relación señal a ruido del sistema es lo suficientemente grande como para que el ruido térmico que introduce el sistema no sea crítico ya que la señal se transmite con suficiente potencia como para recibirla en órbita y el receptor SABRINA está en tierra a pocos kilómetros (o menos) de distancia del blanco.

El valor de potencia de ruido debería ser aquel que, sumado a la relación señal a ruido obtenida en el balance de potencias, diera una tensión de pico a pico superior al ruido equivalente de cuantificación, así, el ruido del sistema vendrá determinado por el que produce la cadena RF y no por el ruido de cuantificación.

Por otro lado, para evitar una saturación del digitalizador, es necesario que el valor de tensión de pico de la señal esté por debajo del valor de tensión de pico del cuantificador. De la fórmula de relación señal a ruido

$$SNR = \frac{P_s}{P_N},$$

se despeja la potencia de señal y se desarrolla mediante la ley de Ohm:

$$P_S = P_N \cdot SNR = \frac{V_{ef}^2}{R},$$

donde:

- V_{ef} es la tensión eficaz de la señal.
- R es la resistencia equivalente del sistema (50Ω)

Despejando el valor de tensión eficaz

$$V_{ef} = \sqrt{P_S \cdot R}$$

se encuentra el valor de tensión de pico V_P que, como hemos dicho, debe ser menor que el valor de tensión de cuantificación de la tarjeta de adquisición:

$$V_P = \sqrt{2}V_{ef} < \frac{V_{pp-q}}{2},$$

donde V_{pp-q} es la tensión de pico a pico de la tarjeta de adquisición.

IV.4. Filtro

En el diseño de la nueva cadena RF se ha optado por introducir un filtro que se encargue de eliminar las frecuencias imagen que se producen al mezclar las señales captadas con la frecuencia generada por un oscilador local. Además, el filtro será útil para suprimir señales no deseadas próximas a las frecuencias de trabajo de SABRINA.

Con este fin, se debe especificar y diseñar un filtro paso-banda que sea lo suficientemente amplio para que, además de la señal que envía el ENVISAT, deje pasar la señal que envía el instrumento SAR del satélite ERS2 y lo suficientemente selectivo para que las frecuencias imágenes queden fuera de la banda de paso (figura IV.4).

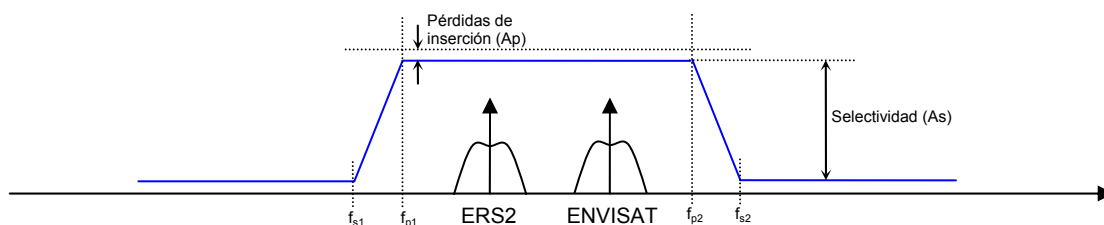


Fig. IV.4. Filtro

La situación de las frecuencias imagen en el espectro depende de la frecuencia de oscilador local con la que se va a batir la señal RF y con la frecuencia intermedia que se decida que va a trabajar. Al batirse los tonos se obtienen un tono en la frecuencia resta de ambos y otro en la frecuencia suma pero también se bate aquello que se encuentre a la misma distancia del oscilador local por el lado contrario.

Para solucionar este problema se debe encontrar una frecuencia intermedia que satisfaga un los parámetros de diseño. Para facilitar la digitalización sin pasar a banda base se escoge

$$f_{IF} = \frac{F_s}{4} + N \cdot F_s, \quad (IV.4)$$

donde:

- f_s es la frecuencia de muestreo: $f_s \geq 2 \cdot B \geq 32MHz$ para satisfacer el criterio de Nyquist.
- N es un entero que indica en qué ventana, es decir, qué alias de la señal, que se repite cada f_s , se va a utilizar.

Para seleccionar una frecuencia intermedia adecuada para facilitar la digitalización y la introducción de un filtro, se va a calcular con varios valores de N .

N=0

$$f_{IF} = \frac{f_s}{4} = \frac{B}{2} = 8MHz$$

El sistema actual trabaja a esta frecuencia intermedia. Como $f_{IF} = f_{RF} - f_{OL}$, para trasladar la frecuencia de ENVISAT (5.331GHz) a esa frecuencia intermedia, la frecuencia de oscilador local se sitúa en 5.323GHz. Esta situación hace que la señal trasladada y la señal imagen no deseada estén muy cerca, cosa que complica el diseño del filtro. De hecho, como se debe tener en cuenta las frecuencias RF de ENVISAT y ERS2, utilizando un OL para cada una, para su cálculo, dicho diseño es, efectivamente, muy complicado. En la figura IV.5., en azul, aparece el filtro que se debería diseñar en este caso.

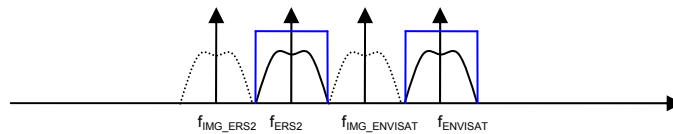


Fig. IV.5. Filtro para N=0

N=1

$$f_{IF} = \frac{f_s}{4} + f_s = \frac{B}{2} + 2B = \frac{5}{2}B = 40MHz$$

Para un diseño cómodo del filtro, en el caso de ENVISAT, que tiene la frecuencia más alta, se utilizará $f_{OL} = f_{RF} + f_{IF}$ y en el caso de ERS2 se utilizará $f_{OL} = f_{RF} - f_{IF}$. Así el filtro no tiene que ser tan selectivo (Figura IV.6.).

$$f_{OL_ENVISAT} = f_{ENVISAT} + f_{IF} = 5.371GHz$$

$$f_{OL_ERS2} = f_{ERS2} - f_{IF} = 5.26GHz$$

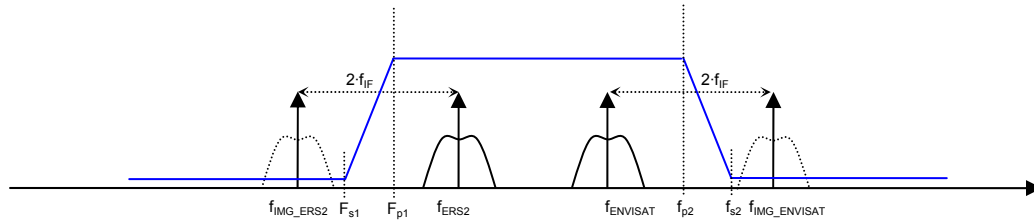


Fig. IV.6. Filtro para N=1

La herramienta utilizada para el diseño del filtro de líneas acopladas es el programa *Advanced Design System* de la compañía *Agilent Technologies* y las características del filtro son (figura IV.7):

- $f_{s1} = 5.2646$ GHz
- $f_{p1} = 5.292$ GHz
- $f_{p2} = 5.339$ GHz
- $f_{s2} = 5.371$ GHz
- $A_p = 1$
- $A_s = 20$

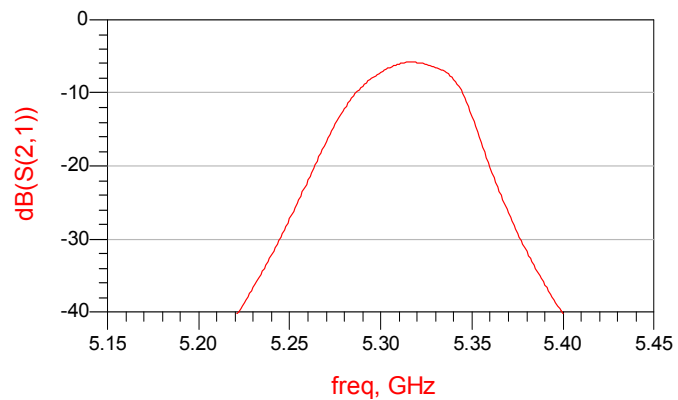


Fig. IV.7. Simulación del filtro (N=1)

El material sobre el que se diseña el filtro utiliza el sustrato RO4003 y sus principales propiedades están indicadas en la tabla IV.2.

RO4003	
Grosor	1.524mm
Constante dieléctrica	3.38 ± 0.05
Factor de disipación	0.0027

Tabla IV.2. Propiedades del sustrato RO4003

En la figura IV.11. se puede ver el resultado que se obtiene después de simular y optimizar el circuito, pero éste no es precisamente el deseado. Una vez se han decidido las características del filtro existe un compromiso entre las pérdidas de inserción que produce y el tamaño físico de las líneas *microstrip* que conforman el filtro. En este caso, un tamaño razonable del filtro produce unas pérdidas demasiado elevadas, hasta 8dB en ENVISAT y 9dB en ERS2. En las figuras IV.8. y IV.9. se pueden apreciar las pérdidas para el ancho de banda específico de cada satélite haciendo una ampliación en la simulación.

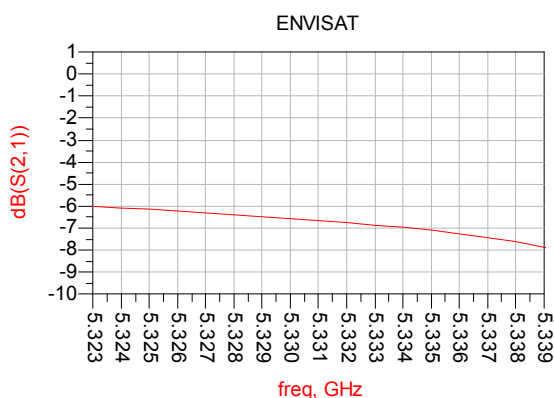


Fig. IV.8. Pérdidas de inserción del filtro en el satélite ENVISAT

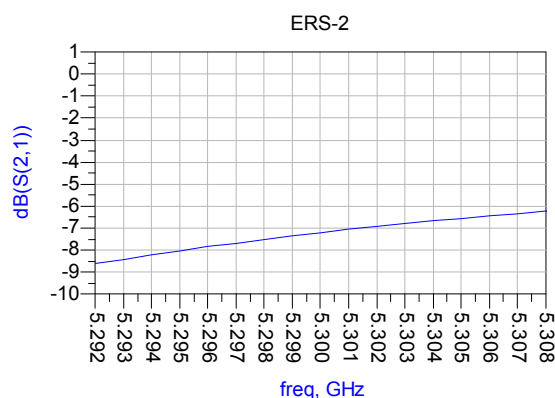


Fig. IV.9. Pérdidas de inserción del filtro en el satélite ERS2

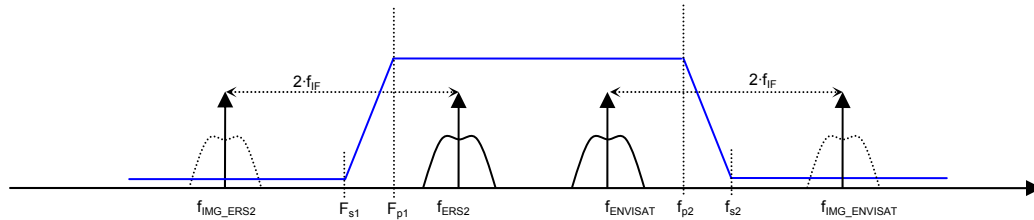
N=2

$$f_{IF} = \frac{f_s}{4} + 2f_s = \frac{B}{2} + 4B = \frac{9}{2}B = 72MHz$$

En la siguiente ventana la frecuencia intermedia todavía es más grande y esto hace que las imágenes se separen todavía más de las señales deseadas. Con este incremento, ya que los parámetros de diseño están más separados, es posible hacer un filtro más sencillo, de menor tamaño y con menos pérdidas (figura IV.10).

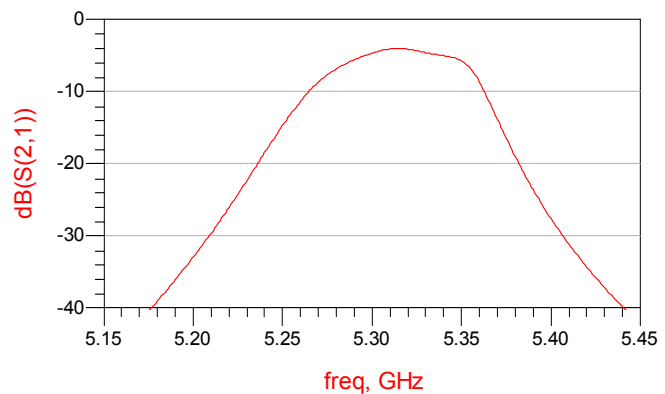
$$f_{OL_ENVISAT2} = f_{ENVISAT} + f_{IF} = 5.403GHz$$

$$f_{OL_ERS2} = f_{ERS2} - f_{IF} = 5.228GHz$$

**Fig.IV.10.** Filtro para N=2

Parámetros del filtro:

- fs1 = 5.24 GHz
- fp1 = 5.28 GHz
- fp2 = 5.351 GHz
- fs2 = 5.391 GHz
- Ap = 1
- As = 20
- Substrato RO4003

**Fig. IV.11.** Simulación del filtro (N=2)

En este caso las pérdidas de inserción son más aceptables, 5dB en ENVISAT y 5.5dB en ERS2 (figuras IV.12. y IV.13).

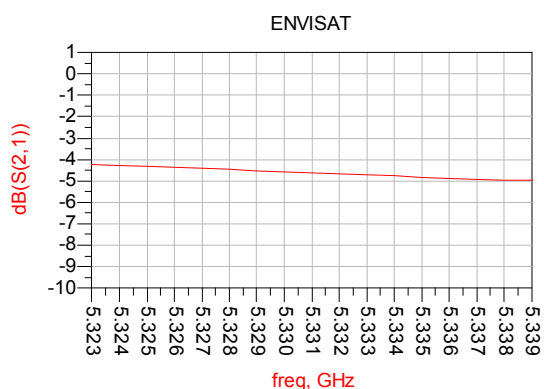


Fig. IV.12. Pérdidas de inserción del filtro en el satélite ENVISAT

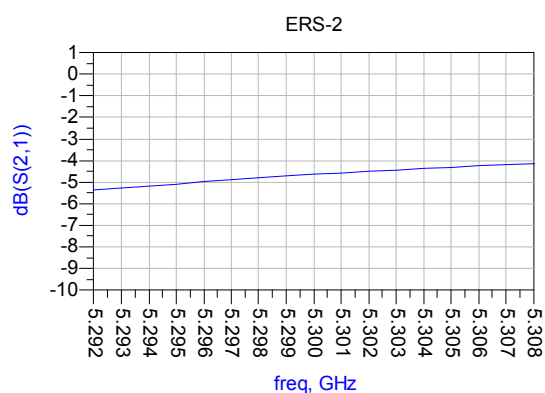


Fig. IV.13. Pérdidas de inserción del filtro en el satélite ERS2

El comportamiento en fase del filtro es lineal (figuras IV.14. y IV.15.), un dato importante ya que una no linealidad en el comportamiento supondría distorsiones en la señal.

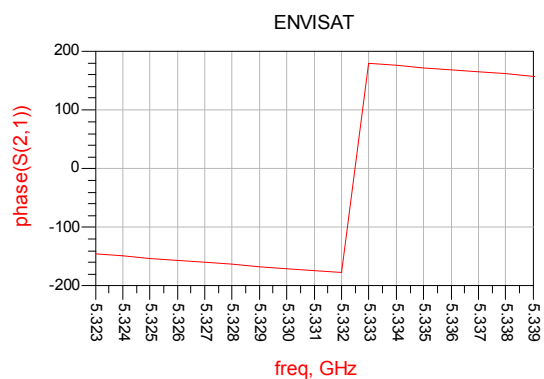


Fig. IV.14. Fase del filtro en el satélite ENVISAT

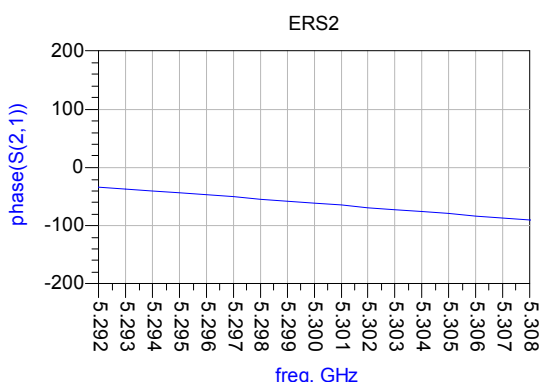


Fig. IV.15. Fase del filtro en el satélite ERS2

IV.5. Cadena RF

Uno de los propósitos de este trabajo, como se introducía al principio de este capítulo, es ajustar la cadena RF para estar por encima del ruido de cuantificación de la tarjeta de adquisición. Por este motivo se ha vuelto a calcular la cadena teniendo en cuenta el ruido que introduce cada uno de los elementos mediante la fórmula de *Friis* (ecuación IV.5) utilizando el filtro diseñado en el apartado anterior, reutilizando los amplificadores de bajo ruido (LNA) del sistema anterior y eligiendo nuevos amplificadores, mezcladores y *drivers* [14].

$$F_T = F_1 + \frac{F_2 - 1}{G_1} + \frac{F_3 - 1}{G_1 G_2} + \dots + \frac{F_n - 1}{G_1 G_2 \dots G_{n-1}} \quad (\text{IV.5})$$

Donde:

- F es factor de ruido
- G es ganancia

La elección de los nuevos componentes se efectúa utilizando un catálogo de componentes. Una vez localizados los componentes que trabajan en la frecuencia deseada, banda C en este caso, se prosigue a descartar los elementos que tienen menor ganancia, una mayor figura de ruido, un punto de intercepción peor, aquellos cuya alimentación requiera el uso de un regulador o un precio más elevado. En la tabla incluida en el **anexo X** se valoran diferentes alternativas.

La tabla IV.3. encuadra los componentes elegidos y sus parámetros:

	LNA (HMC320MS8G)	AMP (ZX60-6013E-S)	FILTRO	MIXER (ZX05-C60)	DRIVER ZFL-500
Noise Figure (dB)	2,5	3,3	5	6,22	5,3
IP3,i (dBm)	8	16		8	18
Ganancia (dB)	12	12,5	-5	-5,72	21
Selectividad (dB)			20		
Precio USD		50		38	70

Tabla IV.3. Parámetros de los componentes de la cadena RF

Figura de ruido

El ruido total del sistema se obtiene aplicando la fórmula de Friis a los valores de figura de ruido de la tabla:

$$F_T = 3.57dB$$

El valor obtenido está por encima del parámetro de diseño que se había propuesto como requisito, $F < 3dB$.

Como posible solución se va a cambiar la posición del filtro dentro de la cadena RF y se colocará justo antes del mezclador, así la figura de ruido que introduce estará más retrasada en la cadena y se minimizará el factor de ruido total.

$$F_T = 2.99dB$$

El cambio ha dado resultado y esta vez el valor está por debajo del valor requisito $F < 3dB$.

Cálculo de la potencia de ruido

Con el valor de la figura de ruido que generan los nuevos componentes de la cadena y con el ancho de banda del filtro se vuelve a calcular la potencia de ruido en la entrada del sistema como se había hecho en el capítulo de balance de potencias.

$$N_i = -92.85dBm$$

Si a este valor se le añade la ganancia de la cadena se obtiene la potencia de ruido a la salida del sistema.

$$N_o = N_i + G_T = N + G_{LNA} + G_{FILTRO} + G_{AMP} + G_{MIXER} + G_{DRIVER} = -58.07dBm$$

El valor obtenido está por encima del ruido de cuantificación que genera la tarjeta de adquisición cuando el valor de tensión pico a pico está configurado a 2Vpp y por lo tanto se cumple también este requisito.

Vpp	2
Ruido de cuantificación (dBm)	-59,23

Otro de los requisitos obligaba al valor de tensión de pico de la señal a estar por debajo del valor de tensión de pico del cuantificador $V_{pp} - \frac{q}{2} = 1V$. Utilizando los valores obtenidos en los últimos apartados, obtenemos un valor de tensión de pico de la señal de

$$V_p = \sqrt{2 \cdot P_N \cdot SNR \cdot R} = 0,4V ,$$

que garantiza que el cuantificador no se va a saturar.

Punto de intercepción

Un punto de intercepción alto ofrece una robustez al sistema incrementando el margen en el que se puede trabajar sin señales interferentes, es el punto donde convergen las relaciones de potencia entrada-salida de la señal y del tercer producto de intermodulación. Cuanto más alto sea este nivel más grande será el margen dinámico libre de espurios en el sistema. La fórmula para el cálculo del punto de intercepción total es

$$\left(\frac{1}{IP_{i,tot}} \right)^q = \left(\frac{1}{IP_{i,1}} \right)^q + \left(\frac{G_1}{IP_{i,2}} \right)^q + \dots + \left(\frac{G_1 \cdot G_2 \cdot \dots \cdot G_{n-1}}{IP_{i,n}} \right)^q , \quad (IV.6)$$

donde:

- $q = \frac{m-1}{m}$
- $m = 3$, producto de intermodulación de orden 3.
- $IP_{i,x}$: producto de intermodulación en la entrada del dispositivo x.

Para calcular el punto de intercepción del filtro hay que calcular el punto de intercepción parcial de los elementos colocados después del filtro y aplicar la fórmula IV.6. En la figura IV.16. se puede ver el esquema con los puntos de intercepción.

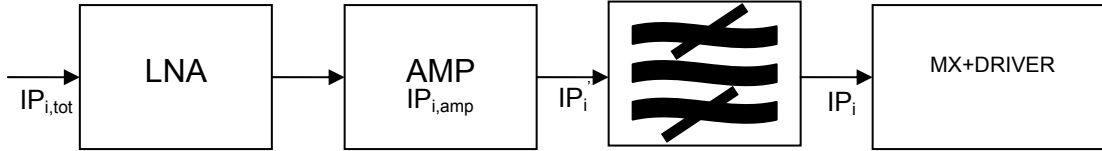


Fig. IV.16. Esquema punto de intercepción con filtro

$$IP_i' = IP_i + \frac{m}{m-1} \Delta + L \quad (IV.7)$$

Donde:

- Δ es la selectividad del filtro.
- L son las pérdidas de inserción del filtro.
- IP_i es el punto de intercepción del resto de la cadena:

$$\left(\frac{1}{IP_{i,tot}} \right)^q = \left(\frac{1}{IP_{i,MX}} \right)^q + \left(\frac{G_{MX}}{IP_{i,DRIVER}} \right)^q$$

Con el punto de intercepción del filtro se puede calcular el IP total de la cadena.

$$\left(\frac{1}{IP_{i,tot}} \right)^q = \left(\frac{1}{IP_{i,LNA}} \right)^q + \left(\frac{G_{LNA}}{IP_{i,AMP}} \right)^q + \left(\frac{G_{LNA} \cdot G_{AMP}}{IP_i'} \right)^q$$

Introduciendo los valores de la tabla IV.2 se obtiene un punto de intercepción total de 2.53dBm.

El esquema de la nueva cadena está representado en la figura IV.17.

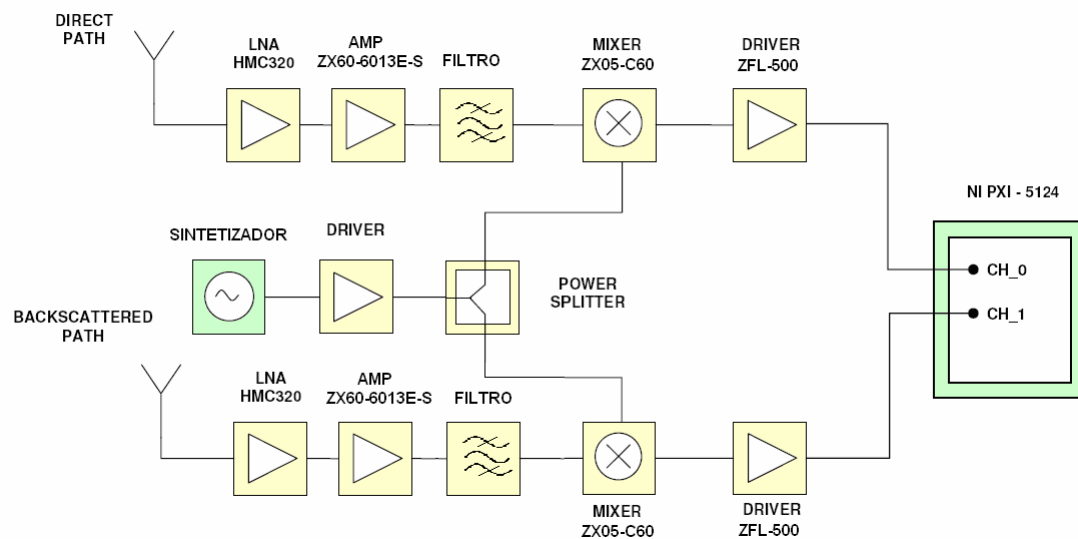


Fig. IV.17. Diagrama de bloques del receptor SAR actual

IV.6. Sintetizador

IV.6.1. Breve síntesis de funcionamiento de un sintetizador indirecto

Un sintetizador indirecto es un sistema basado en un PLL (Phase Locked Loop) que genera una señal senoidal a una frecuencia a partir de una señal de referencia. La señal generada generalmente es un múltiplo de esta última. Esto se consigue mediante un bucle de realimentación que minimiza la diferencia de fase entre la señal generada y la señal de referencia.

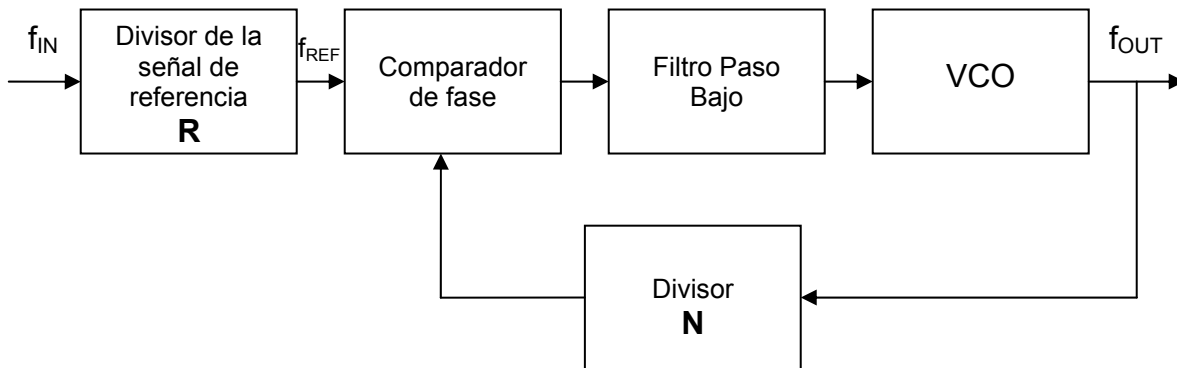


Fig. IV.18. Diagrama de bloques de un PLL

En la figura IV.18. se puede observar un diagrama de bloques de un PLL. El contador R divide la señal de entrada para producir la señal de reloj que tomará el detector de fase y así tener una mejor resolución frecuencial. Éste comparará su fase con la de la frecuencia que genera el oscilador controlado por tensión (**VCO**) a través del divisor **N**. La diferencia entre estas dos señales genera un voltaje error que nuevamente se aplica, a través de un filtro paso bajo, a la entrada del VCO que hará los cambios necesarios para corregir el error y ‘engancharse’ de nuevo a la señal de referencia. Se puede concluir que la frecuencia a la salida del VCO es

$$f_{OUT} = \frac{f_{REF}}{R} N .$$

IV.6.2. Diseño del sintetizador

Hasta ahora la frecuencia del oscilador local se generaba con el sintetizador de frecuencias HP 83752A y eso obligaba a trasladarlo junto que en el resto del equipo hasta el lugar del experimento.

Con el objetivo de evitar transportar un equipo voluminoso y caro a los experimentos en este capítulo se va a diseñar un dispositivo, barato y contenido en la caja del receptor, capaz de generar la señal necesitada. Para este fin se utilizará el módulo integrado de *Z-Communications PSA5300A* basado en el PLL de *Analog Devices ADF4106*.

El dispositivo elegido trabaja en un rango de frecuencias que va desde 5.22GHz a 5.42GHz, rango que contiene las frecuencias de oscilación local para ambos satélites. Está alimentado por una tensión de 5v a través de un regulador *LM1117* de *National Semiconductor*. La señal de referencia la provee indistintamente un oscilador *RAKON* de 10MHz o una señal externa, a elección del usuario a través de un conmutador. La designación de esa frecuencia de referencia tiene una razón de ser; la mayoría de equipos tienen una salida de referencia de este valor para ‘engancharse’ en fase con otros equipos y así sincronizar sus fases. Futuras versiones del dispositivo tendrán una salida de referencia para sincronizarlos en fase con los aparatos de medida.

El PLL se puede programar con un ordenador, usando las entradas *clock*, *LoadEnable* y *data*, utilizando el software creado por *Analog Devices* y disponible en su página web y comunicándolos a través un cable serie; aunque se prevee incorporar algún tipo de microcontrolador (*Pheripheral Interface Controller*, por ejemplo) en el futuro para programarlo. Entre el PC y el chip se ubica un *buffer* que se encarga de proteger el PLL de posibles impulsos eléctricos no deseados.

Dispone de dos salidas, *FoLD* y *O/P*, la primera está configurada para comunicar la fase de enganche del PLL mediante un LED y la segunda ofrece la salida en RF que se utilizará como oscilador local en SABRINA.

El diseño se ha confeccionado utilizando el programa *DXP PROTEL 2004* de la compañía *Altium*. El software permite crear un nuevo esquemático (figura IV.19.) en el que se deben elegir los componentes (lista de materiales incluida en el anexo 2) que se van a utilizar en el dispositivo (tamaño, encapsulado, alimentación, tipo de conector, etc.).

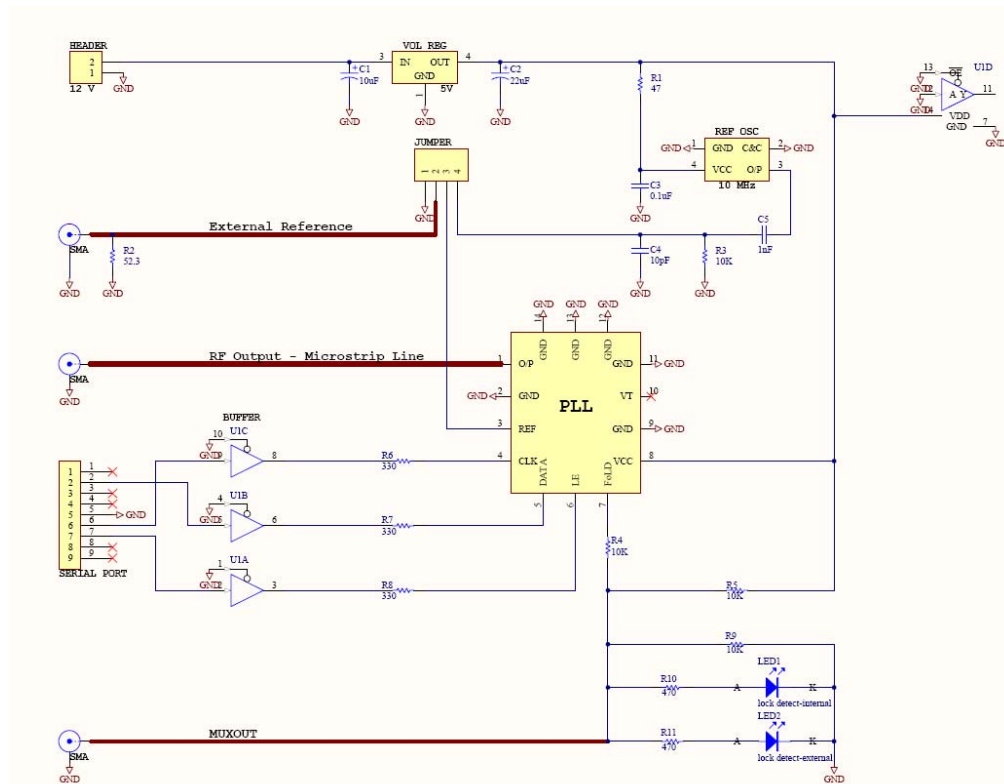


Fig. IV.19. Esquemático del sintetizador

Una vez decidido el material que se va a utilizar se deben disponer todos los elementos en la parte de diseño PCB de *DXP Protel*. La distribución de los componentes debe permitir el enrutamiento entre todas las conexiones de los componentes (*pins*).

La placa, de dos caras, contiene todos los elementos en su parte superior, dejando la inferior como plano de masa. Únicamente las pistas que no se puedan enrutar en la cara superior lo harán en la inferior (una sola pista en este caso). En el anexo II se pueden consultar la configuración del PCB.

Como la salida RF del PLL está en banda-C el ancho de la pista que la lleva al conector se debe calcular para que al medirlo tenga una impedancia de 50Ω . [9]. Para una impedancia Z_0 y una constante dieléctrica ϵ_r conocidas, la relación entre el ancho de la línea y el grosor del sustrato viene definida por

$$W/d = \begin{cases} \frac{8e^A}{e^{2A} - 2} & \text{para } W/d < 2 \\ \frac{2}{\pi} \left[B - 1 - \ln(2B - 1) + \frac{\epsilon_r - 1}{\epsilon_r + 1} \left(0,23 + \frac{0,11}{\epsilon_r} \right) \right] & \text{para } W/d > 2 \end{cases}, \quad (IV.8)$$

donde B es una variable que depende de la impedancia característica y la constante dieléctrica y se define como

$$B = \frac{377\pi}{2Z_0\sqrt{\epsilon_r}}. \quad (IV.9)$$

El circuito a implementar utiliza el sustrato *RO4003* de grosor 1,52mm y constante dieléctrica 3,38 del fabricante *ROGERS* (tabla IV.2.). De (IV.8) y (IV.9) se calcula el ancho de la línea RF de salida del PLL y resulta que debe tener un ancho de 3.5mm.



Fig. IV.20. Aspecto final del diseño

Una vez el dispositivo está montado y ensamblado (figura IV.20.) hay que comunicarlo con el software que lo programa a través del puerto serie de un PC, se selecciona el chip que se está usando (*ADF4106*) y se introducen la frecuencia de salida del VCO, la frecuencia de referencia y la frecuencia después del divisor **R**. El programa se encarga de actualizar los registros **R** y **N** y de enviar los datos necesarios para programar la PLL.

El modo más común para medir el ruido de fase es utilizando un analizador de espectros. La figura IV.21 es un típico ejemplo de lo que se debería ver.

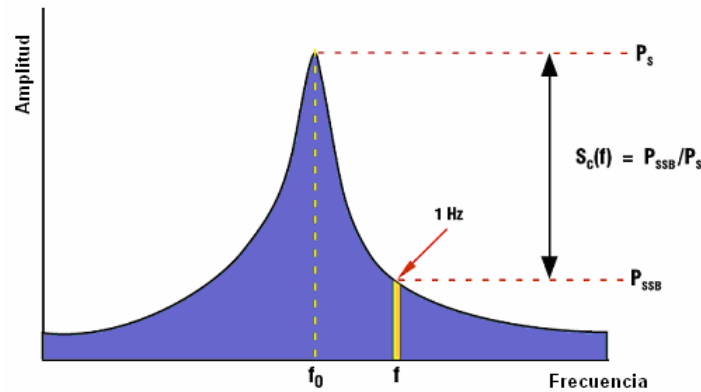


Fig. IV.21. Definición de ruido de fase

Con el analizador de espectros se puede medir la densidad espectral de fluctuaciones de fase por unidad de ancho de banda. El ruido de fase del VCO se describe mejor en el dominio de la frecuencia donde la densidad espectral se caracteriza midiendo el ruido a ambos lados la señal de salida. La potencia del ruido de fase se especifica en decibelios relativos a la portadora (dBc/Hz) a una frecuencia *offset* desde la portadora. La ecuación IV.10. proporciona el ruido de fase.

$$Sc(f) = 10 \log \left(\frac{P_s}{P_{ssB}} \right) \quad (IV.10)$$

En la práctica, el analizador de espectros representa la potencia para un cierto ancho de banda de resolución (RBW). Una vez obtenida la potencia relativa en dBc entre la portadora y el ruido a un cierto *offset*, al que se le deberá añadir un factor de corrección de 2,5dB (que considera la implementación del ancho de banda de resolución, al modo de visualización logarítmico y las características del detector), se le deberá sustraer $10\log(\text{RBW})$ para obtener, finalmente, el ruido de fase del VCO [16].

Utilizando como referencia externa la señal de referencia de 10MHz producida por el sintetizador HP 83752A se obtiene un buen resultado (figura IV.22.)

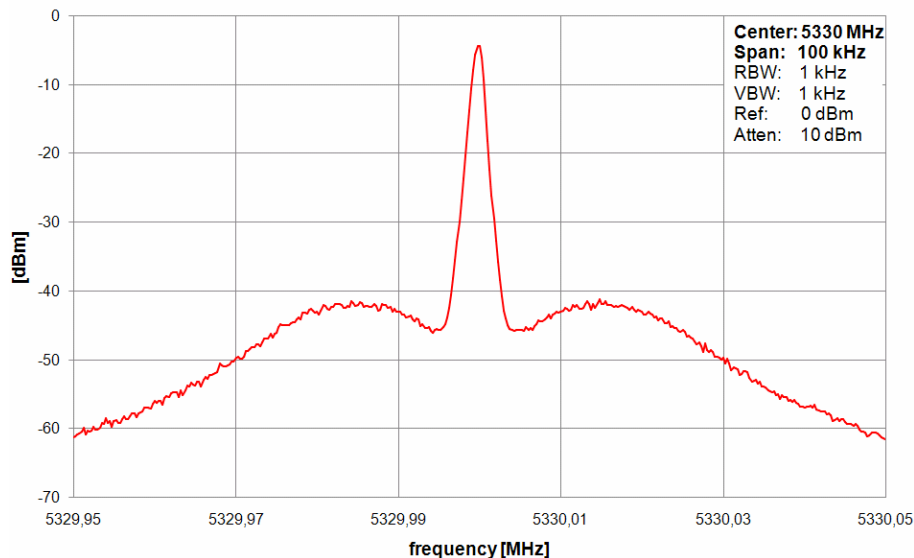


Fig. IV.22. Espectro de la frecuencia sintetizada (referencia externa)

El tono generado está centrado en 5.33GHz y el ruido de fase, una vez corregido el valor, supera los 62dBc. Si se programa el PLL para frecuencias de salida diferentes dentro del rango de trabajo los resultados también son satisfactorios, el dispositivo se “engancha” perfectamente a las frecuencias introducidas.

Utilizando el cristal de 10MHz que incorpora internamente el dispositivo el resultado es todavía mejor (figura IV.23).

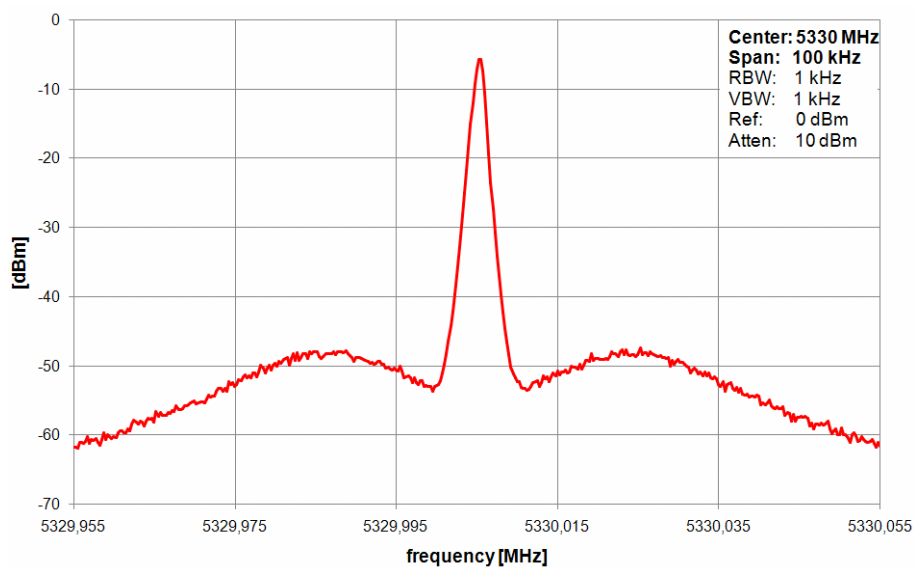


Fig. IV.23. Espectro de la frecuencia sintetizada (referencia interna)

El pico sigue centrado en 5.33GHz con una potencia similar a la producida por la salida de referencia del generador, pero la pureza espectral es mayor, superando los 67,5dB.

IV.7. Alimentación

De nuevo, como ocurría con el sintetizador, para no tener que llevar un instrumento extra a los experimentos, se quiere incorporar al receptor SABRINA una fuente de alimentación que abastezca a todos los dispositivos activos que se encuentran en su interior. Para este fin se ha decidido adquirir una fuente conmutada de la marca *ReignPower*, modelo *RP1050-12SV* que provee una tensión de 12v a 4.2A.

Entre los dispositivos activos alimentados a 12v se encuentran los LNA, amplificadores y *drivers* de las cadenas RF y el sintetizador de frecuencias (que incluye un regulador propio para alimentar los elementos que lo componen).

El amplificador situado después del sintetizador de frecuencias, en cambio, está alimentado a 5v. Esto implica tener que colocar un regulador que lo proporcione la tensión que necesita.

El regulador utilizado para este fin es el *LM7805C* de *National Semiconductor*, en la figura IV.24 y anexo 2.

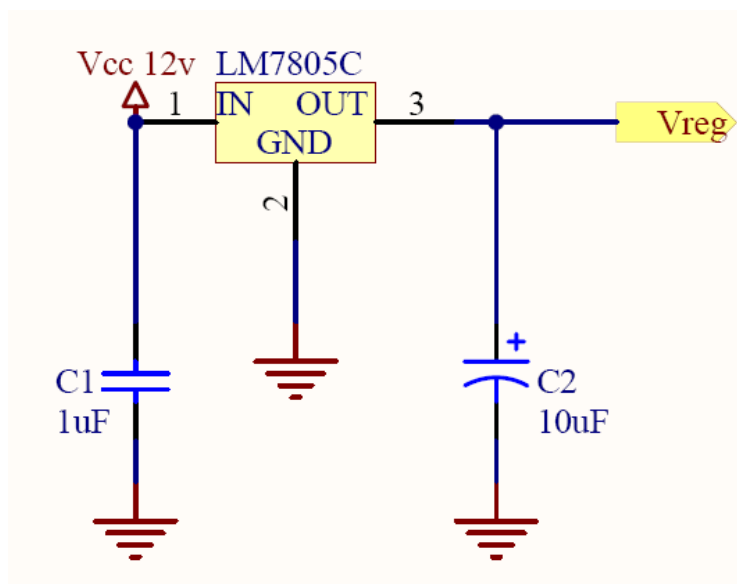


Fig. IV.24. Esquema del regulador

V. Resultado de los experimentos

V.1. Introducción

Durante los meses de realización de este proyecto se han realizado varios experimentos con SABRINA en diferentes localizaciones, la mayoría de ellos en la azotea del módulo D3 del Campus Nord de la *Universitat Politècnica de Catalunya* tomando imágenes de la montaña Sant Pere Màrtir (figura V.1).

Para realizar cada uno de los experimentos hay que seguir una serie de pasos, hay que tener en cuenta que la oportunidad de paso de ENVISAT se repite cada 35 días.

Por un lado se debe asegurar el paso del satélite accediendo al catálogo de la Agencia Espacial Europea (ESA) a través del programa *EOLI-SA* que permite saber si el satélite deseado va a pasar por encima de una zona en un lapso de tiempo determinado. Una vez se ha confirmado la fecha y la hora de paso se deben actualizar los TLE para generar los archivos de parámetros que activarán, en el momento adecuado, el equipo de adquisición cuyo reloj debe estar sincronizado con un reloj atómico.

Por otro lado hay que revisar todo el equipo que se va a utilizar en el experimento, confirmar que todo el material (cables RF, cables de alimentación, atenuadores, antenas, equipo de adquisición, etc...) se encuentra disponible y listo para su uso y comprobar el correcto funcionamiento de cada una de las cadenas RF (utilizando dos sintetizadores de frecuencia como se hizo para el apartado de caracterización del sistema actual IV.3.).

En último lugar, una vez trasladado todos los componentes de SABRINA al lugar de recepción, se deben comprobar de nuevo las conexiones, la orientación de las antenas; la directa a 67° (el complementario al ángulo de observación Φ) y la reflejada apuntando a la zona de observación), hacer una prueba de adquisición y confirmar que se generan los archivos de datos del tamaño indicado.

Una vez todo está en orden se selecciona la frecuencia del oscilador local para el satélite ENVISAT y se prepara el equipo para la adquisición definitiva.

Aproximadamente treinta minutos después pasa el satélite ERS2, en ese tiempo hay que cambiar la frecuencia del sintetizador.

Existe un “Protocolo para la realización de experimentos” en el anexo 3 en el que se especifica de forma esquematizada cada uno de los pasos a seguir.

Se han realizado experimentos también en otras localizaciones; en Sallent (figura V.2) y en el observatorio Fabra de Barcelona (figura V.3). La primera es interesante ya que uno de sus barrios, situado junto al cauce del río Llobregat, está afectado por fuertes subsidencias del terreno. El estudio continuado de la zona podría determinar la velocidad de hundimiento. Desde el Fabra el experimento también es interesante ya que está situado en una posición privilegiada en la montaña de Collserola y se puede iluminar una parte de la ciudad de Barcelona.



Fig. V.1. Equipo SABRINA con Sant Pere Màrtir al fondo visto desde el módulo D3 del Campus Nord



Fig. V.2. Paso del río Llobregat por Sallent

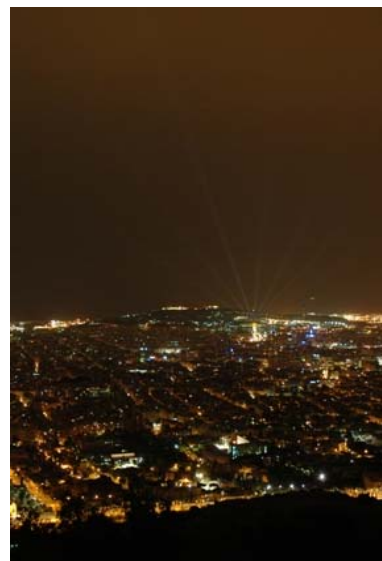


Fig. V.3. Imagen nocturna de Barcelona tomada desde el observatorio Fabra

V.2. Sant Pere Màrtir

Los experimentos realizados desde el módulo D3 del Campus Nord de la *Universitat Politècnica de Catalunya* tienen como objetivo tomar datos de la montaña Sant Pere Màrtir situada en el extremo más occidental del parque de Collserola. Desde esta localización se han realizado dos tipos de experimentos: *Backward Scattering* (figura V.4.) y *Forward Scattering* (figura V.5.).

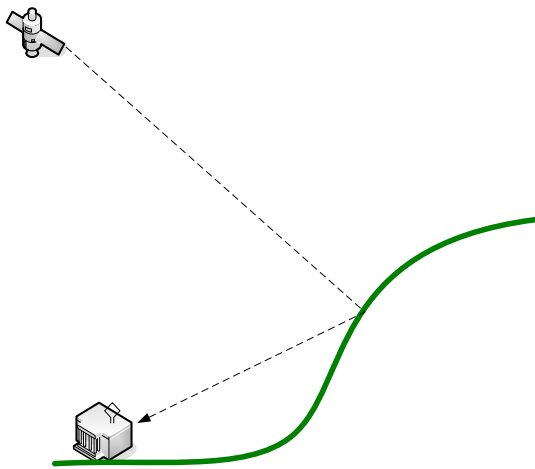


Fig. V.4. *Backward Scattering*

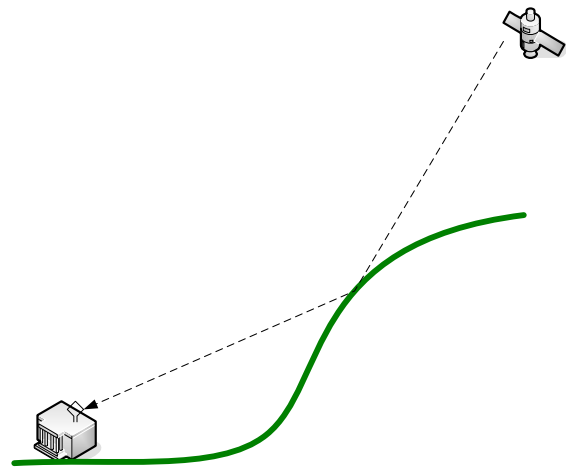


Fig. V.5. *Forward Scattering*

En la primera, la órbita del satélite pasa por detrás del lugar donde se sitúa el receptor. La señal que emite viaja hasta rebotar en la escena a estudio (situada delante del receptor) y vuelve para ser capturada por la antena receptora.

En la segunda, el blanco se sitúa entre el satélite y el receptor. La señal rebota hacia delante en el objetivo hasta ser recibido por la antena.

V.2.1. Backward Scattering

En la figura V.6. se puede observar el ángulo de visión que tiene la antena de señal reflejada. En detalle, se aprecian las celdas de resolución creadas por la intersección de las líneas de resolución en *range* y las de resolución en acimut. Detrás de la montaña se produce una zona de sombra.

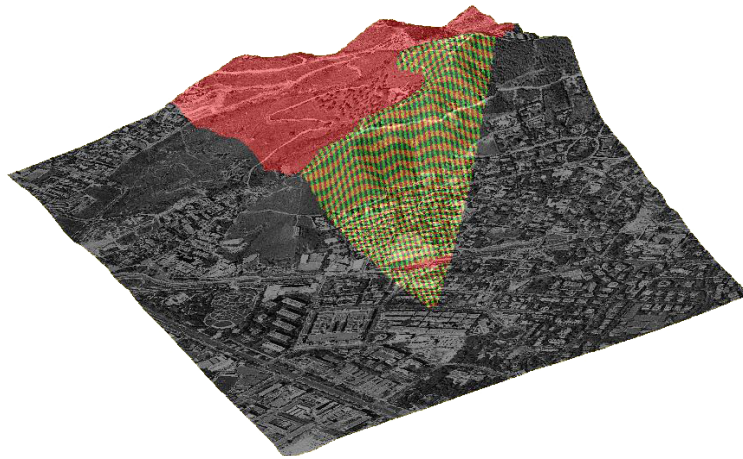


Fig. V.6. Zona de Sant Pere Màrtir iluminada por la antena receptora (*Backward Scattering*)

En la figura V.7. se pueden ver las imágenes del Sant Pere Màrtir tomadas desde el aire y por el SAR biestático. Ambas están georeferenciadas y proyectadas en un modelo de elevación digital (DEM) con las líneas topográficas de altura sobreimpresionadas. La imagen SAR biestática presenta la potencia recibida respecto a la máxima que se recibe en dB. La parte brillante corresponde al terreno que capta el receptor. Como se esperaba, la región que queda por detrás de la montaña aparece totalmente oscura.

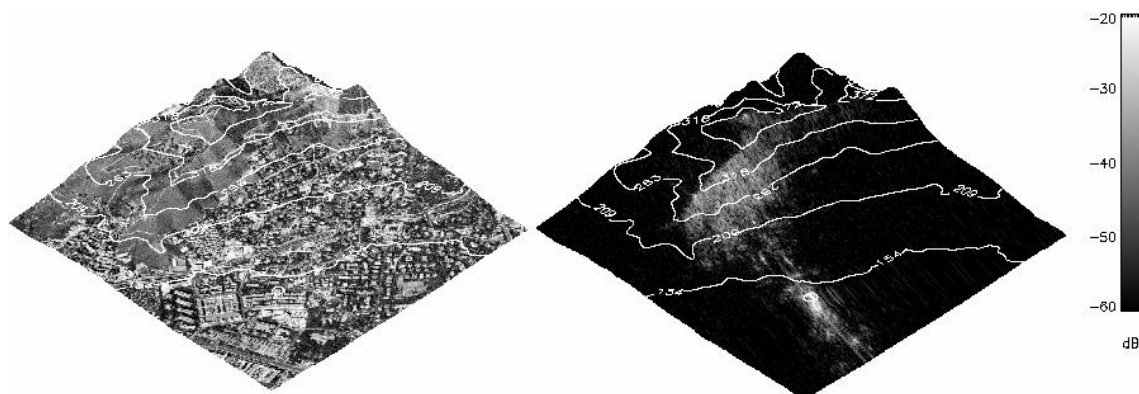


Fig. V.7. Foto aérea (izquierda) e imagen SAR biestática (derecha) de Sant Pere Màrtir.

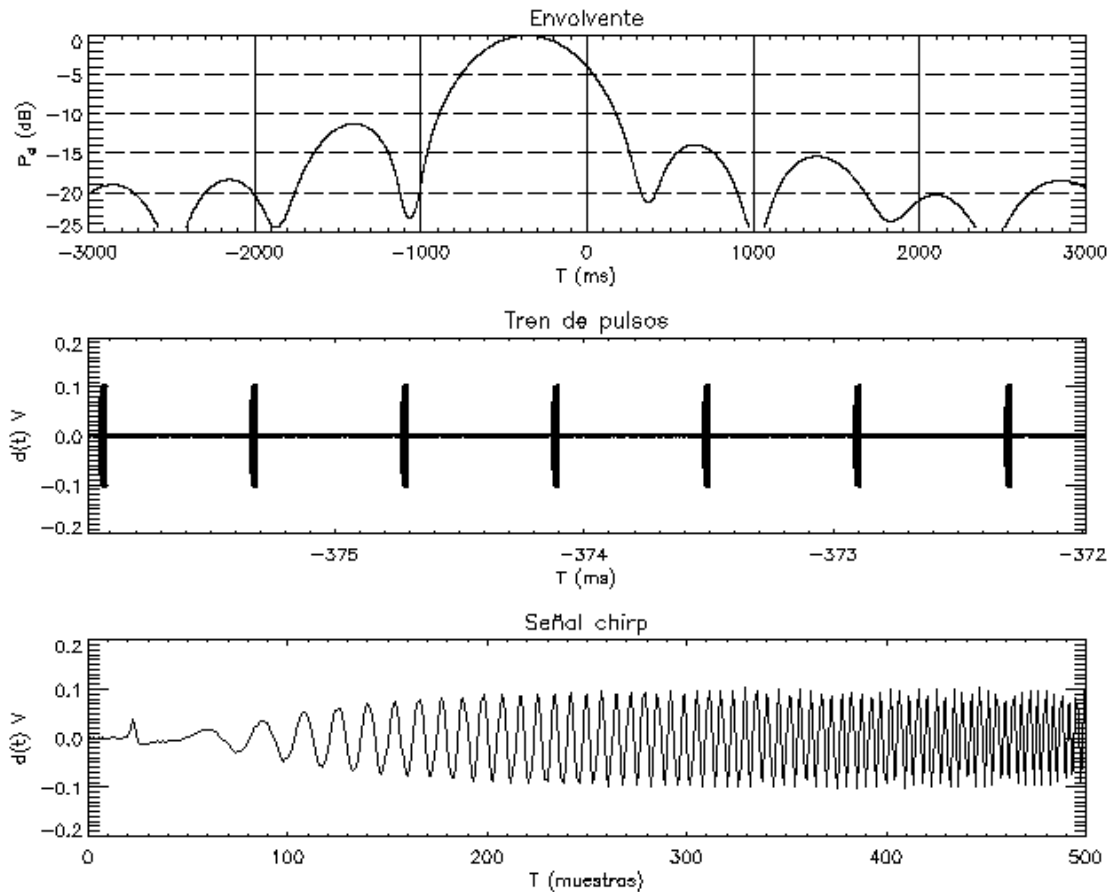


Fig. V.8. Envolvente de la señal en el canal directo (arriba), sección del tren de pulsos recibido (medio) y detalle del pulso *chirp* (abajo).

En la figura V.8., en la envolvente de la señal recibida, se observa la potencia máxima que recibe el canal directo para cada pulso. Se puede comprobar que se recupera perfectamente el diagrama de radiación de la antena del satélite ENVISAT. El lóbulo principal llega aproximadamente 350ms antes de lo esperado pero está dentro de lo que se esperaba por el modelo de predicción orbital utilizado. La señal *chirp* que se observa en la figura (abajo) es perfectamente reconocible.

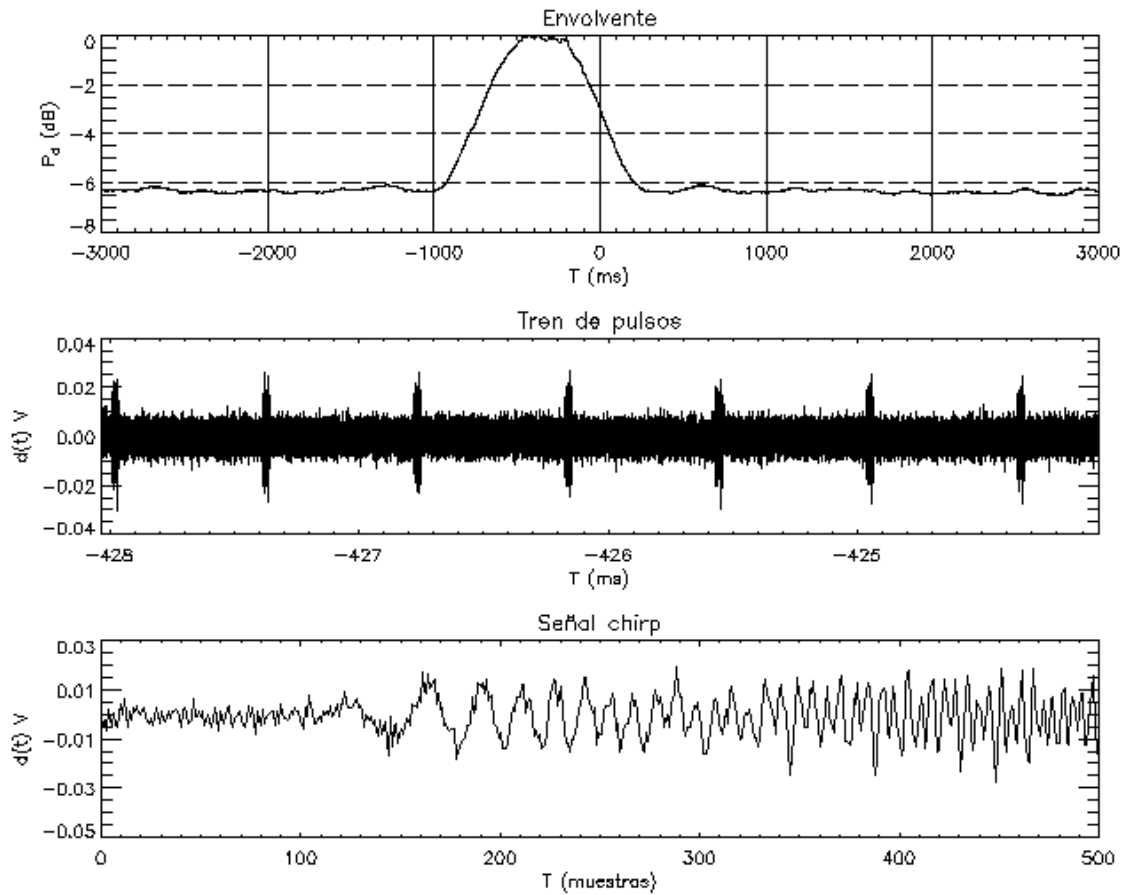


Fig. V.9. Envolvente de la señal en el canal reflejado (arriba), sección del tren de pulsos recibido (medio) y detalle del pulso *chirp* (abajo).

En las figuras correspondientes al canal reflejado (figura V.9) se puede observar como la señal envolvente no tiene lóbulos secundarios, esto se debe a que quedan enmascarados por la potencia de ruido que está por encima de ellos. El tren de pulsos se sigue reconociendo fácilmente pero con un nivel de ruido mucho mayor. En el detalle del pulso *chirp* ya no se puede decir que sea perfectamente reconocible pero sí que se intuye un incremento de la frecuencia.

V.2.2. Forward Scattering

En el experimento realizado para la captura de la señal en modo *Forward Scattering*, debido a que la órbita utilizada no era la misma que para *Backward Scattering*, para iluminar la misma zona de la montaña se introdujo un *squint* en la antena receptora de 20° . Es decir, la antena apuntaba 20° más al sur que en el experimento anterior. En el modelo de la figura V.10. se puede comprobar como las celdas de resolución ya no son tan uniformes ya que la resolución acimut ya no es perpendicular a la resolución *range*.

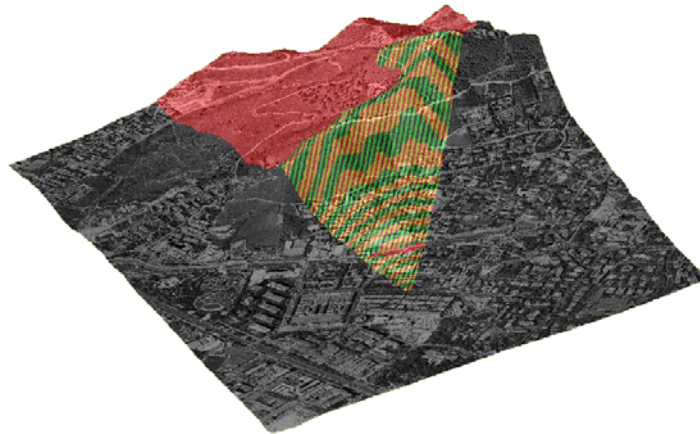


Fig. V.10. Zona de Sant Pere Màrtir iluminada por la antena receptora (*Forward Scattering*)

En la figura V.11. de la página siguiente se observan de nuevo la señal envolvente, el tren de pulsos y la señal *chirp* recogidos por la señal reflejada. En este caso la señal recibida por la antena es la señal directa. Como se puede comprobar en la geometría *Forward Scattering* que enseña la figura V.5. el emisor y el receptor están encarados. Esta situación hace que sea muy difícil aislar los canales directo y reflejado. Como el primero tiene un nivel de potencia muy superior a la señal que rebota en el terreno la enmascara casi totalmente.

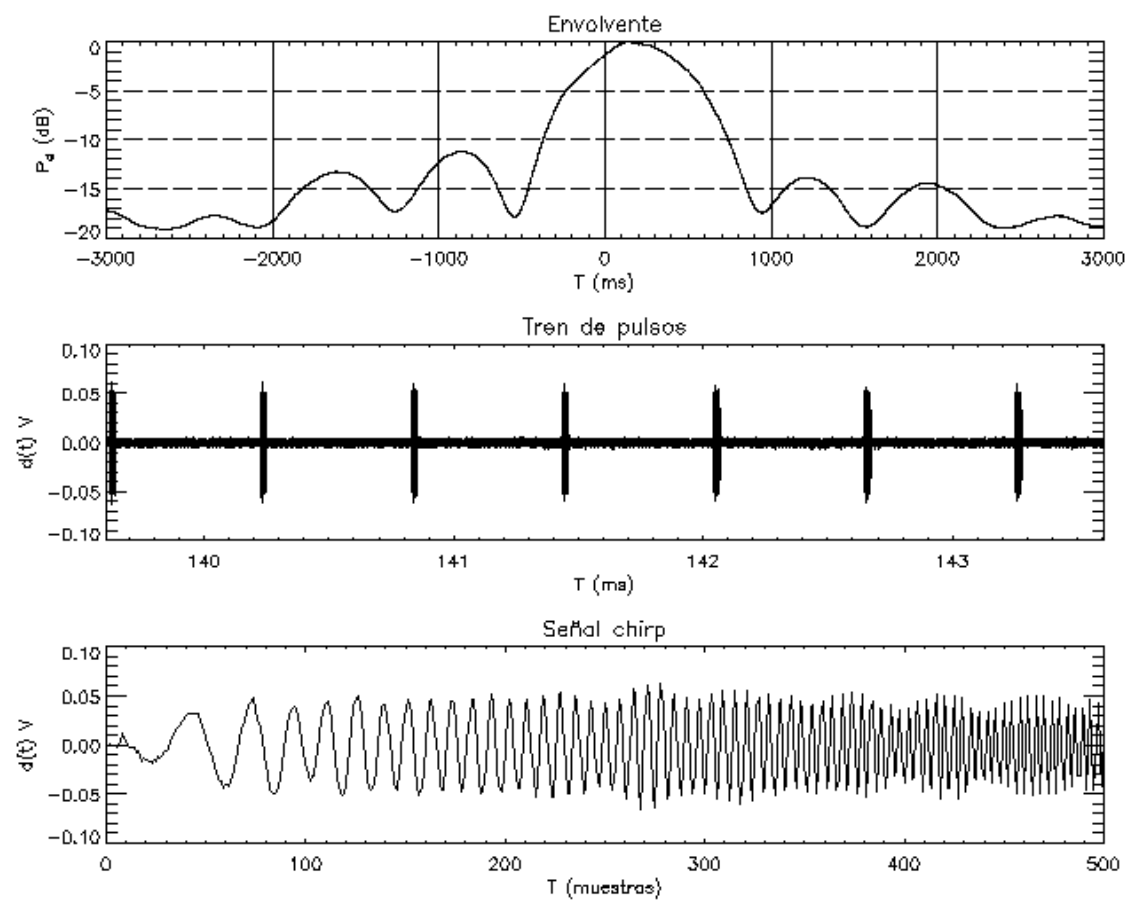


Fig. V.11. Envolvente de la señal en el canal reflejado (arriba), sección del tren de pulsos recibido (medio) y detalle del puso *chirp* (abajo).

V.3. Sallent

Los experimentos realizados en la población de Sallent tienen como objetivo tomar datos de la zona que está en hundimiento debido al paso del río Llobregat. El receptor está situado sobre una montaña en una ermita con preferenciales vistas al valle donde se sitúa la zona a estudio. En la figura V.12. se puede observar la zona iluminada por la antena receptora. Las celdas de resolución en este caso también están deformadas debido al *squint* de 41º introducido.

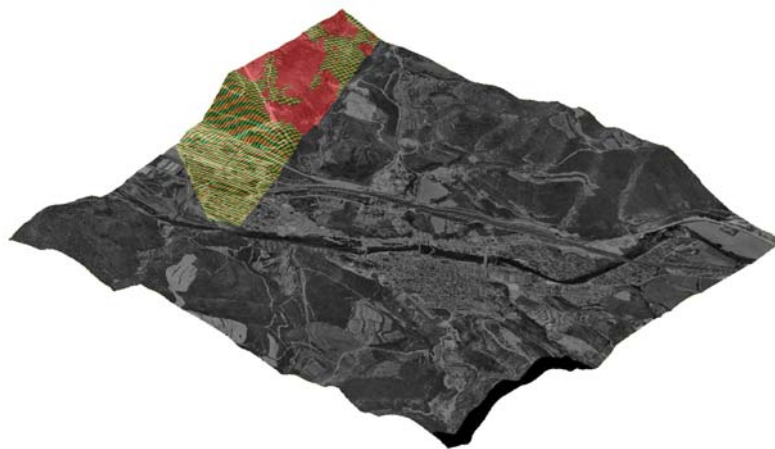


Fig. V.12. Zona de Sallent iluminada por la antena receptora

En ninguno de los dos experimentos realizados en esta localización se consiguió tomar datos debido a problemas diversos. En el primer experimento el calor y el diseño inestable hizo que uno de los condensadores de la cadena RF para el canal directo fallara haciendo abortar así el experimento. En el segundo un fallo técnico al conectar uno de los cables a la antena del canal reflejado debilitó la señal recibida imposibilitando así el posterior procesamiento de los datos.

V.4. Observatorio Fabra

La posición privilegiada del observatorio Fabra permite tomar imágenes biestáticas SAR de un área muy grande de Barcelona (figura V.10). El día que se realizó el experimento en esta localización el satélite ENVISAT no tenía el instrumento ASAR en funcionamiento y trabajaba en modo SCANSAR. Este hecho no permitió tomar los datos necesarios para el estudio. Los datos tomados utilizando el satélite ERS2 tampoco se pudieron aprovechar. La proximidad de la torre de Collserola y la multitud de dispositivos que trabajan a frecuencias próximas o en la propia Banda-C (en el ANEXO 5 se incluye la tabla con el espectro radioeléctrico) dificultaron la correcta adquisición de los datos. Este experimento afirmó la correcta decisión de añadir un filtro en la cadena RF que aisle al máximo las frecuencias de trabajo.

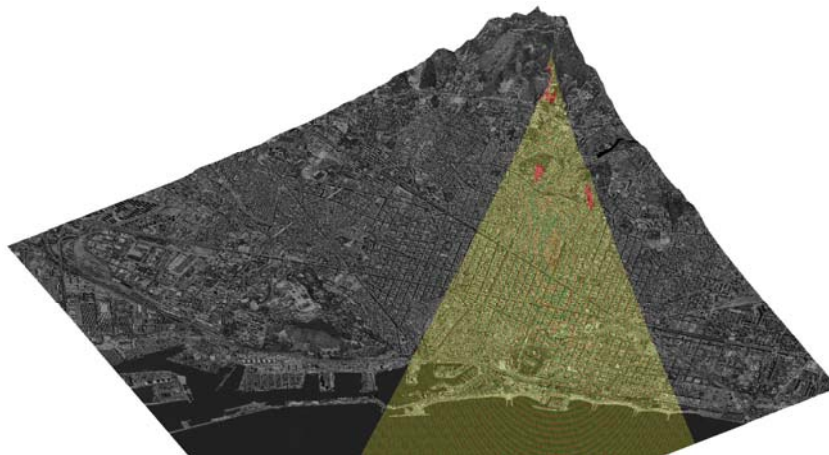


Fig. V.13. Zona de Barcelona iluminada por la antena receptora

VI. Conclusiones y líneas futuras

VI.1. Conclusiones

El sistema SABRINA es capaz de obtener imágenes biestáticas a partir de la señal recibida mediante su procesado. Este proyecto ha evolucionado el receptor existente especificando una nueva cadena RF de recepción ajustada a los requisitos de la tarjeta de adquisición y teniendo en cuenta el balance de potencias calculado.

Durante la realización del proyecto se aplicaron diversas herramientas para el diseño de los componentes. El sintetizador, por ejemplo, fue diseñado usando el programa *Protel DXP2004*. El uso de este *software* ha permitido elaborar un esquemático del cual se ha creado la máscara para construir una placa de circuito impreso sobre la que soldar los componentes. Asimismo, se ha confeccionado un diseño mecánico para ensamblar la placa en una caja con los conectores adecuados y se mecanizó una nueva caja que contiene todo el receptor SABRINA con las dos cadenas de recepción, la alimentación y el sintetizador. El trabajo de laboratorio ha facilitado la habituación al uso de aparatos como los analizadores de redes y de espectros, sintetizadores y demás equipos de medida.

Otra de las herramientas utilizadas, aunque en menor medida, ha sido el *software Advanced Design System* para la realización del filtro.

En los múltiples experimentos realizados, en los satisfactorios, sin duda, pero sobretudo en los fallidos, se han puesto en evidencia las múltiples carencias del sistema, a partir de las cuales fue posible extraer varias de las ideas que han hecho posible este proyecto.

Una de ellas, independientemente del éxito o fracaso del experimento, es el traslado del equipo hasta el lugar escogido para el mismo. El peso y volumen de los diferentes componentes del sistema (antenas, trípodes, sistema de adquisición, receptor, sintetizador, fuente de alimentación, etc..) dificultaban la capacidad de maniobra. El diseño y fabricación del sintetizador de frecuencia, así como la nueva alimentación de los componentes, que a partir de este

trabajo irán incorporados en la caja del receptor, proporcionan una mejor movilidad y, por tanto, una mayor comodidad a la hora de su traslado.

Por otro lado, el experimento realizado en el observatorio Fabra y su proximidad con la torre de Collserola, confirmó la necesidad prevista, dentro de la cadena RF, de un filtro que sea capaz de aislar la señal recibida de las frecuencias imagen que se producen al batirse con el oscilador local.

VI.2. Líneas futuras

En el futuro, la propuesta consiste en incorporar al receptor un control térmico que mantenga la temperatura del interior de la caja dentro de un rango de temperaturas para que las medidas se realicen siempre en condiciones climáticas parecidas.

Asimismo, se plantea evolucionar el sintetizador diseñado añadiendo una salida de referencia que le permita engancharse en fase con otro dispositivo. Esta salida permitiría colocar varios sintetizadores en serie con la fase enganchada. Esto, en un momento dado, permitiría contar con dos osciladores locales para hacer una doble conversión.

Se recomienda, además, optimizar el filtro sugerido en esta memoria para obtener la máxima selectividad con las menores pérdidas de inserción posibles y añadirlo a la cadena.

Otra idea operativa es la autocalibración y autotesteo del equipo; de esta manera, se podría colocar el receptor en un sitio poco accesible, como por ejemplo la torre de Colleserola, y comprobar a distancia su funcionamiento adecuado.

El futuro desarrollo del sistema SABRINA estará orientado a las aplicaciones interferométricas. Será necesario un segundo canal de señal reflejada recibida por una segunda antena situada a una distancia de línea de base determinada. Asimismo, es necesario volver a diseñar el sistema para una migración a banda-X, con el fin de conseguir mejores resoluciones utilizando el satélite TerraSAR-X.

VII. Bibliografía

- [1] J. Curlander y R. N. McDonough, *Synthetic Aperture Radar. Systems and Signal Processing*. John Wiley & Sons, Inc, 1991.
- [2] Jesus Sanz-Marcos, Paco Lopez-Dekker, Jordi J. Mallorqui, Albert Aguasca y Pau Prats. *SABRINA: a SAR Bistatic Receiver for Interferometric Applications*.
- [3] Guillermo Romero Guerrero, *PFC SAR Biestático Experimental, diseño y medidas*. 2006.
- [4] John G. Proakis y Dimitris K. Manolakis. *Digital Signal Processing*.
- [5] Richard C. Dorf. *The Electrical Engineering Handbook*. CRC Press, 2000.
- [6] Merrill I. Skolnik. *Radar Handbook*.
- [7] Antoni Broquetas, Adriano Camps. *Transparencias de Teledetección*. UPC, 2000.
- [8] Pau Prats. *Transparencias de Teledetección*. UAB 2006.
- [9] David M. Pozar. *Microwave Engineering*. John Wiley & Sons, Inc, 1998.
- [10] <http://www.esa.int>
- [11] <http://envisat.esa.int>
- [12] <http://www.zcomm.com>
- [13] <http://www.rakon.com>
- [14] <http://www.minicircuits.com>
- [15] <http://www.analog.com>

ANEXOS

Anexo I. cálculo de la cadena RF

Anexo II. Esquemáticos, máscaras y lista de materiales

Anexo III. Protocolo para la realización de experimentos

Anexo IV. Artículo: SABRINA: a SAR Bistatic Receiver for Interferometric Applications

Anexo V. Espectro radioeléctrico

Anexo VI. Especificaciones

Resumen

Este proyecto tiene como objetivo diseñar un nuevo receptor SAR biestático para el sistema SABRINA (SAR Bistatic fixed Receiver for INterferometric Applications) caracterizando el sistema que ya existía. El nuevo dispositivo deberá cumplir con las características y requisitos del escenario teniendo en cuenta la potencia recibida y el ruido de cuantificación de la tarjeta digitalizadora. Con este fin se introducen previamente conocimientos de teoría RADAR y SAR. Además, se deberá compactar al máximo el sistema para conseguir un receptor autocontenido que facilite su traslado. Para tal fin se ha incorporado a la caja del receptor un sintetizador programable que actúa de oscilador local de las cadenas de recepción y una fuente de alimentación que provee la tensión a todos los componentes activos del dispositivo.

Por otra parte el proyecto ilustra las diferentes campañas de experimentos que se han realizado durante el periodo de trabajo.

Resum

Aquest projecte té com a objectiu dissenyar un receptor SAR biestàtic pel sistema SABRINA (SAR Bistatic fixed Receiver for INterferometric Applications) caracteritzant el que ja existia. El nou dispositiu deurà complir amb les característiques i requisits de l'escenari tenint en compte la potència rebuda i el soroll de quantificació de la targeta digitalitzadora. Amb aquest fi s'introdueixen prèviament coneixements de teoria RADAR i SAR. Amés, es deurà minimitzar al màxim el sistema per aconseguir un receptor autocontingut que faciliti el seu trasllat. Per aquest fi s'ha incorporat a la caixa del receptor un sintetitzador programable que fa les funcions d'oscil·lador local de les cadenes de recepció i una font d'alimentació que proveeix de tensió a tots els components del dispositiu.

Per altra banda, el projecte il·lustra les diferents campanyes d'experiments que s'han realitzat durant el període de treball .

Abstract

The aim of this project is to make the new design of a SAR bistatic receiver for SABRINA (SAR Bistatic fixed Receiver for INterferometric Applications) system making the characterization of the current system. The new device must fulfil scenario's characteristics and requirements considering received power and quantification noise of acquisition system. RADAR and SAR's theory and knowledge have been introduced. Furthermore, the system should be compacted to achieve a self-contained receiver much easier to carry. For this purpose, a programmable synthesizer and a power supply has been added to receiver's box. Besides, the project shows results of different experimental campaigns done during the work period.