



Revista INGENIERÍA UC

ISSN: 1316-6832

revistaing@uc.edu.ve

Universidad de Carabobo

Venezuela

Zozaya, A. J.

Radars de apertura sintética: procedimiento de diseño

Revista INGENIERÍA UC, vol. 23, núm. 2, agosto, 2016, pp. 97-115

Universidad de Carabobo

Carabobo, Venezuela

Disponible en: <http://www.redalyc.org/articulo.oa?id=70746634002>

- Cómo citar el artículo
- Número completo
- Más información del artículo
- Página de la revista en redalyc.org

redalyc.org

Sistema de Información Científica

Red de Revistas Científicas de América Latina, el Caribe, España y Portugal

Proyecto académico sin fines de lucro, desarrollado bajo la iniciativa de acceso abierto

Synthetic aperture radars: conceptual design procedure

A. J. Zozaya*

Investigador Prometeo, Instituto Espacial Ecuatoriano, Quito, Ecuador

Abstract.-

The design of a synthetic aperture radar (SAR) is an engineering problem with many degrees of freedom, and there is not an unique way to undertake it. This document deals with a description of a series of design decisions of a basic SAR. All these reasoning steps together constitute a conceptual and general guide for designing a synthetic aperture radar. In order to illustrate the proposed procedure a validation numerical example is provided.

Keywords: synthetic aperture radar; design procedure; equivalent noise backscattering coefficient

Radares de apertura sintética: procedimiento de diseño

Resumen.-

El diseño de un radar de apertura sintética es un ejercicio de ingeniería abierto, esto es: con muchos grados de libertad, y no existe una única manera de emprenderlo. En este documento se propone una serie de pasos en los que se sugieren decisiones de diseño de manera razonada, los cuales, en su conjunto, constituyen una guía conceptual de carácter general para el diseño de una radar de apertura sintética. Para ilustrar el procedimiento propuesto se ha incluido un pequeño ejercicio numérico de validación.

Palabras clave: radar de apertura sintética; procedimiento de diseño; coeficiente de retrodispersión equivalente de ruido

Recibido: mayo 2016

Aceptado: julio 2016

1. Introducción

Si bien existen varios artículos, tesis y libros que documentan el diseño de radares de apertura sintética, o partes de éste, a nivel de hardware, y en mayor medida existen muchos libros que describen los principios básicos de su funcionamiento, muy pocos describen un procedimiento sistemático de diseño. Siendo los sistemas SARs desarrollados principalmente por universidades, agencias de defensa y agencias espaciales, muy escasos ejercicios de diseño, fabricación y prueba

de radares de apertura sintética han sido documentados con un elevado nivel de detalle. De la literatura disponible vale la pena mencionar algunos. La empresa iRadar, la cual se fundó en el 2011 a partir de la experiencia acumulada por sus miembros en el Centro de Microondas para la Observación Remota de la Tierra y Tecnologías de Vigilancia CRSST de la Universidad Multimedia de Malaysia MMU, ha documentado ampliamente su trabajo desde 1997, cuando empezaron a hacer investigación en el área, hasta el año 2010 cuando probaron su primer UAVSAR [1, 2, 3, 4, 5, 6, 7].

El consorcio de compañías *SunSpace*, *Kentron* y el grupo de observación remota de la tierra –*Radar Remote Sensing group (RRSG)*– de la *University of Cape Town* diseñaron, fabricaron y probaron el *South African Synthetic Aperture Radar II*. El proyecto fue realizado con una arquitectura modular, varios de cuyos subsistemas fueron realizados a partir de tesis de maestrías

*Dirección permanente: Escuela de Telecomunicaciones, Facultad de Ingeniería, Universidad de Carabobo

Correos-e:

alfonso.zozaya@institutoespacial.gob.ec (A. J. Zozaya), azozaya@uc.edu.ve (A. J. Zozaya)

[8, 9, 10, 11, 12, 13], a las cuales se puede acceder a través del enlace *theses* de la página *web* del grupo.

El MIT ofrece el curso extracurricular: *Build a Small Radar System Capable of Sensing Range, Doppler, and Synthetic Aperture Radar Imaging* en el que los estudiantes fabrican y prueban un radar sencillo de onda continua con modulación lineal de frecuencia FMCW (por sus siglas en Inglés). En su portal, MIT-OCW, el MIT permite el acceso libre al material didáctico del curso [14, 15, 16, 17, 18, 19, 20, 21]. Uno de los instructores del curso, CHARVART, ha publicado recientemente un excelente libro sobre el diseño de sistemas de radar pequeños y de corto alcance [22].

Excelentes disertaciones sobre el principio de funcionamiento de un radar FMCW y de como enfrentar su diseño pueden leerse en las tesis de maestría de M. C. EDWARDS [23] y de DUERSCH [24]. Ambas tesis pertenecen al grupo de *Micro-wave Earth Remote Sensing* de la *Brigham Young University*.

El diseño de un radar de apertura sintética es un ejercicio de ingeniería abierto, ésto es: con muchos grados de libertad, y no existe una única manera de emprenderlo. En este documento se propone una serie de pasos en los que se sugieren decisiones de diseño de manera razonada, los cuales, en su conjunto, constituyen una guía conceptual de carácter más bien general para el diseño de una radar de apertura sintética.

Este reporte consta, a más de esta introducción, de tres ulteriores secciones. En la Sección 2 se describe el principio de funcionamiento de un radar de apertura sintética SAR (por sus siglas en Inglés) y se definen los principales parámetros técnicos y geométricos asociados. En esta sección también se describe la estructura de los datos crudos de SAR. En la Sección 3 se propone un procedimiento de diseño de un SAR mediante la definición ordenada de los parámetros de interés y la descripción breve de los criterios a tener en cuenta para decidir sobre los valores que tales parámetros deberían tomar. El procedimiento de diseño que se propone parte de unos parámetros iniciales de diseño, a saber: la resolución espacial, o tamaño del píxel, la cual se

especifica a partir de la aplicación que se le dará al radar de apertura sintética. También constituyen parámetros iniciales de diseño la frecuencia f_0 central de operación del radar y la polarización, así como el rango dinámico $\sigma_m^\circ - \sigma_M^\circ$ de las reflectancias que se desean detectar con el radar. Fijados los parámetros iniciales, éstos determinan, a su vez, otros parámetros correlacionados como por ejemplo el tamaño horizontal de la apertura ℓ_H y el ancho de banda B . En segundo lugar se define la plataforma que transportará el radar. La plataforma determina entonces la altura h y la velocidad v del radar, así como el ángulo promedio de observación θ_ℓ de la escena. A partir de éstos se calculan, a su vez, un conjunto de parámetros relacionados, como son la cobertura horizontal Δx de la antena en el terreno, la duración del pulso τ_P , la duración τ_A de la señal *chirp* azimutal, entre otros. El valor de τ_A fija el valor mínimo de la frecuencia *PRF* de repetición de los pulsos en el caso de un radar pulsado. En un radar de onda continua con modulación lineal de frecuencia la *PRF* coincide con el inverso de la duración del pulso τ_P : $PRF = 1/\tau_P$. Luego se define la antena, la cual puede ser de apertura propiamente, o de microcinta. De seguido se calculan las ganancias de compresión G_{RC} y G_{AC} a partir del producto $B\tau_P$ y de τ_A , respectivamente. A continuación se define el *hardware* del radar, esto es: el amplificador de potencia de la cadena de RF de transmisión y el amplificador de bajo ruido de la cadena de RF de recepción. En este punto se comprueba que con los parámetros iniciales asumidos, en conjunto con los calculados a partir de estos, el coeficiente de retrodispersión σ_m° mínimo esperado sea mayor que el coeficiente σ_{NE}° equivalente de ruido. Finalmente, en la Sección 4 se incluye un ejemplo numérico de diseño.

2. Radar de apertura sintética

Un radar de apertura sintética, es un radar instalado a bordo de un vehículo aéreo, o espacial, que recorre una trayectoria rectilínea a una altura h predeterminada sobre el suelo, a una velocidad v , cuyo haz de antena se orienta perpendicularmente a esta trayectoria e ilumina con cierto ángulo de

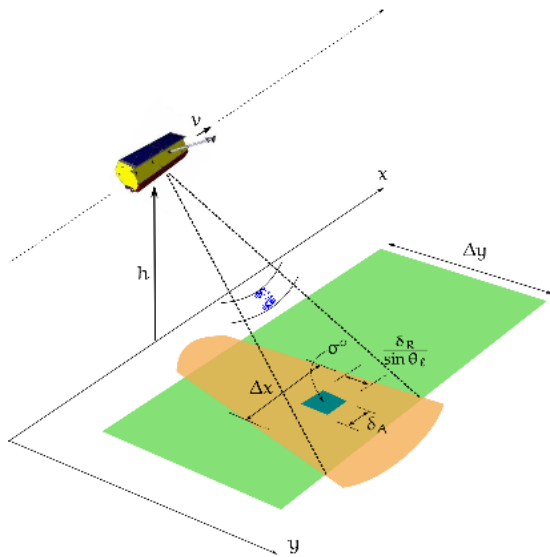


Figura 1: Ilustración básica de una radar de apertura sintética satelital.

inclinación el suelo (ver Figura 1).

En su recorrido va almacenando muestras de los ecos recibidos desde una posición distinta cada vez. La suma coherente de estos ecos permite la «síntesis» de una apertura virtual de longitud mucho mayor a la real. De allí el nombre de «apertura sintética». Los ecos recibidos son digitalizados, almacenados y posteriormente procesados para construir una imagen del suelo, una suerte de mapa de reflectancias, la cual consiste en una gráfica 2D de reflectancias de la forma $\sigma = \sigma(x, y)$ [25, 26]. La reflectancia de un píxel es igual al coeficiente de retrodispersión promedio del píxel por el área del píxel: $\sigma \approx \sigma^\circ \times \delta_R \delta_A / \sin \theta_\ell$ (ver Figura 1), donde θ_ℓ es el ángulo de observación del píxel.

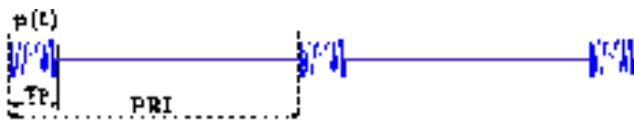


Figura 2: Sucesión de pulsos *chirp* de radar.

En su trayectoria, el radar transmite una sucesión de pulsos $p(t)$, en general del tipo *chirp* – Ecuación (1)–, de duración τ_p , cada *PRI* (*Pulse Repetition Interval*) segundos (ver Figura 2). Una señal *chirp* consiste en una señal cosenoidal cuya frecuencia varía linealmente entre una frecuencia $f_i = f_0$ de inicio y una frecuencia $f_f = f_0 + K\tau_p$ de

fin

$$p(t) = A_{T_x} w\left(\frac{t}{\tau_p}\right) \cos(2\pi f_0 t + \pi K t^2); \quad t \in [0, \tau_p] \quad (1)$$

donde $A_{T_x}^2$ es proporcional a la potencia pico transmitida, $w(t/\tau_p)$ es cierta función de enventanado, y K es la rata de variación temporal de la frecuencia (*chirp rate*).

De manera simplificada podemos suponer que en el intervalo *PRI* – τ_p , mientras el radar ocupa una determinada posición en su trayectoria (coincidente con el eje x en la Figura 1), la electrónica del radar toma muestras de los ecos recibidos, las cuales forman un vector fila o línea de distancia. La información de la posición (*range*) de las distintas partes reflectantes de la franja de suelo iluminada viene contenida en el tiempo de retardo de los ecos cuyas muestras han sido registradas. Las muestras del eco almacenadas en cada fila, también contienen, como veremos más adelante, información del ángulo acimutal del blanco (frecuencia DOPPLER f_D).

El proceso de muestreo se repite para cada pulso y en cada iteración se forma un nuevo vector fila. Al terminar su recorrido el radar, se dispone de una matriz con tantas filas como pulsos hayan sido irradiados, y con tantas columnas como muestras se hayan tomado por cada pulso. Los valores almacenados en esta matriz se conocen como datos crudos (*raw data*), y en si mismos no constituyen una imagen. Es necesario procesar estos datos digitalmente para efectivamente construir una imagen del terreno. Los algoritmos desarrollados para procesar los datos crudos y convertirlos en una imagen son varios [27, 28]. Una descripción detallada de ellos está fuera del alcance de este artículo. En general, sin embargo, la imagen SAR se construye usufructuando del hecho de que al trazar sobre el plano inclinado (ver Figura 3) las curvas *iso-range* e *iso-DOPPLER*, las mismas forman una cuadrícula.

La proyección de esta cuadrícula sobre el plano del terreno, debidamente geo-referenciada, se puede colorear usando una escala de grises, por ejemplo, calibrando la tonalidad de gris proporcionalmente al valor de reflectancia promedio de cada

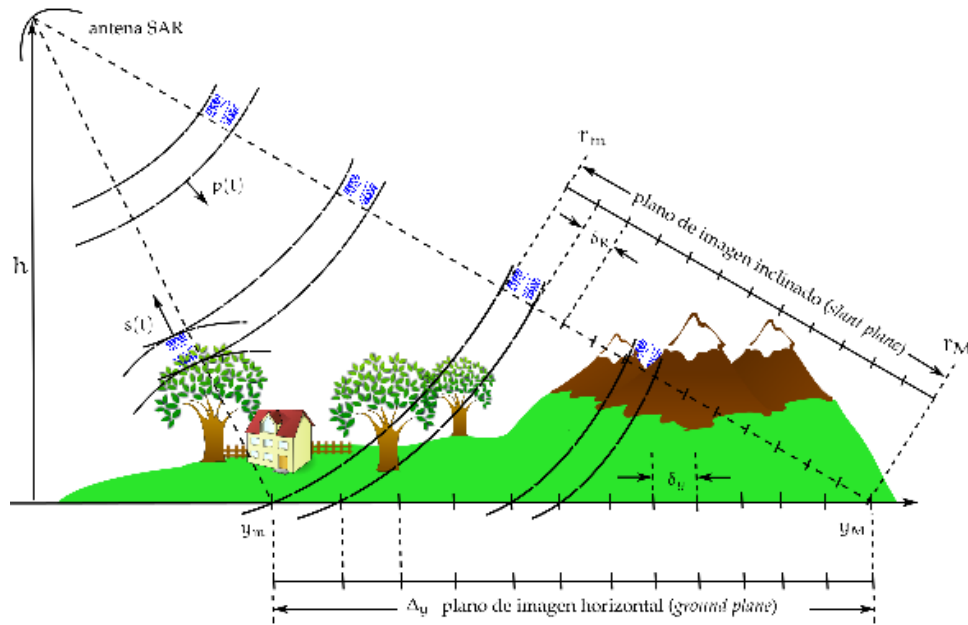


Figura 3: Corte transversal de la zona sondeada por el radar que muestra la traza del plano inclinado sobre el plano y, z . En la figura r_m y r_M son las distancias mínima y máxima, respectivamente, que se esperan sondear con el radar, medidas sobre el plano inclinado de la imagen. A su vez, y_m y y_M son las distancias mínima y máxima, respectivamente, que se esperan sondear con el radar, medidas sobre el terreno.

píxel, obteniendo la imagen $\sigma = \sigma(x, y)$ [29], [30].

2.1. Teoría de funcionamiento, caso radar pulsado

Los datos SAR (muestras de los ecos) se toman a dos tasas de muestreo diferentes: una tasa rápida T_{Sft} , denominada *fast-time*, y otra lenta T_{Sst} , denominada *slow-time*. Desde una posición determinada del avión (o satélite) sobre la trayectoria, el radar emite un pulso y después de un tiempo t_i comienza a tomar muestras de los ecos cada T_{Sft} segundos, en la tasa *fast-time*. El tiempo t_i es el necesario para que la onda realice un viaje de ida y vuelta a la distancia r_m más cercana a la cual se desea detectar algún blanco (ver Figura 3):

$$t_i = \frac{2r_m}{c}. \quad (2)$$

El valor de T_{Sft} se determina de modo de disponer de al menos una muestra por cada *bin* de distancia. El ancho de un *bin* es igual a la resolución δ_R en distancia:

$$T_{Sft} = \frac{\delta_R}{c}. \quad (3)$$

Por otro lado, si se usan pulsos con modulación lineal de la frecuencia: señal *chirp*, para lograr una resolución δ_R determinada desacoplando el ancho de banda B de la duración τ_p del pulso, se cumple que:

$$B = \frac{c}{2\delta_R} \quad (4)$$

de modo que

$$T_{Sft} = \frac{1}{2B} \quad (5)$$

por lo que $1/T_{Sft}$ es precisamente la frecuencia de NYQUIST a la que habría que muestrear la señal *chirp*.

Las muestras tomadas cada T_{Sft} , desde t_i hasta $t_f + 2\tau$, se almacenan en una fila, la fila correspondiente a la posición actual del radar. El tiempo t_f viene dado por:

$$t_f = \frac{2r_M}{c} \quad (6)$$

donde r_M es la distancia más lejana que se pretende cubrir con el radar (ver Figura 3).

El conjunto de muestras correspondientes al siguiente pulso (siguiente fila) se deben comenzar

a tomar después de $T_{S_{st}}$ segundos, *slow-time interval*, desde el inicio de tomas de muestras del pulso anterior. El valor de este tiempo se calcula con base en la resolución δ_A acimutal establecida, de modo de disponer de al menos una muestra por cada *bin* de *cross-range*:

$$T_{S_{st}} = \frac{\delta_A}{v} \quad (7)$$

El intervalo de muestreo lento $T_{S_{st}}$ coincide, evidentemente, con el intervalo de repetición de los pulsos *PRI*. Todos los ecos que ingresen a la antena del radar en el intervalo de tiempo $PRI - t_f$ han de ser descartados. El valor de r_M ha de satisfacer la condición

$$r_M \leq \frac{(PRI)c}{2} \quad (8)$$

2.2. Estructura de los datos crudos de SAR

Los datos crudos de SAR consisten en el conjunto de muestras de los ecos recibidos por el radar organizados en una matriz. Cada fila contiene las muestras del eco recibido en correspondencia de una posición x_R acimutal determinada del radar. Por lo tanto, en las filas está contenida la información de distancia de los blancos y en las columnas la información acimutal.

El llenado de un registro (fila de distancia) dentro de la matriz se realiza con las muestras del eco recibido. El eco recibido se puede pensar como la convolución del pulso transmitido $p(t)$ con cierta función que modela la distribución de reflectancias del terreno denominada función ideal del blanco $f_0(x, y)$ [27]:

$$s(t) = p(t) * f_0(x, y). \quad (9)$$

La función ideal del blanco modela la distribución de reflectancias en la región S a ser mapeada de la forma

$$f_0(x, y) = \int_S \sigma^\circ(x', y') \delta(x - x') \delta(y - y') dx' dy', \quad (10)$$

donde $\sigma^\circ(x', y')$ es el coeficiente de retrodispersión del punto (x', y') . En nuestro caso, para simplificar el análisis, pero sin perder la validez general del

resultado, apelaremos a una distribución discreta de reflectancias

$$f_0(x, y) = \sum_n^N \sigma_n \delta(x - x_n) \delta(y - y_n), \quad (11)$$

donde σ_n es la reflectancia, o sección transversal de radar, de un blanco puntual ubicado en (x_n, y_n) . En particular, para la descripción matemática del proceso de creación de los registros de distancia, por simplicidad, reduciremos la distribución de N blancos discretos, a uno solo ubicado en (x_0, y_0) :

$$f_0(x, y) = \sigma_0 \delta(x - x_0) \delta(y - y_0). \quad (12)$$

Como el pulso de RF transmitido tiene la forma:

$$p(t) = A_{T_x} w\left(\frac{t}{\tau_p}\right) \cos(2\pi f_0 t + \pi K t^2) \quad (13)$$

su convolución con la función (12) da lugar al eco de RF recibido de la forma:

$$s(t) = A_{R_x} w\left(\frac{t - \Delta_t}{\tau_p}\right) \cos\left[2\pi f_0(t - \Delta_t) + \pi K(t - \Delta_t)^2\right] \quad (14)$$

donde $\Delta_t = 2r/c$,
 $r = \sqrt{(x_R - x_0)^2 + (y_R - y_0)^2 + h^2}$,
 siendo (x_R, y_R, h) las coordenadas del radar, y

$$A_{R_x} \propto \sqrt{\frac{P_{T_x} G^2 \lambda^2}{(4\pi)^3 r^4}} \sigma_0 \quad (15)$$

donde, a su vez, P_{T_x} es la potencia transmitida, $G = G(\theta, \varphi)$ es la ganancia directiva de la antena, λ es la longitud de onda de espacio libre asociada a la frecuencia central de operación del radar, r es la distancia del blanco y σ_0 es la sección transversal de radar del blanco.

Después de la demodulación se obtiene el pulso en banda base de la forma:

$$s(t) = \underbrace{A_0}_1 \underbrace{w\left(\frac{t - \Delta t}{\tau_p}\right) \exp[j\pi K(t - \Delta t)^2]}_2 \underbrace{\dots \exp(-j2\pi f_0 \Delta t)}_3 \quad (16)$$

donde $A_0 \propto A_{R_x}$.

En la Ecuación (16), en el término (1) se encuentra la información de reflectancia σ_0 del blanco; en el término (2) se encuentra la información de distancia r del blanco: $\Delta_r = 2r/c$, y en el término (3), en cambio, se encuentra la información de azimuth del blanco. Revisemos brevemente este último asunto desde dos puntos de vista ligeramente distintos.

2.2.1. Primer punto de vista

Apenas el blanco ingresa en la huella de la antena, tal como se ilustra en la Figura 4, el radar registra una distancia $r(t)$, en correspondencia de un ángulo $\theta(t)$ azimuthal medido desde la dirección de vuelo hasta la línea de vista del blanco, dando lugar a una fase $2\pi f_0 2r(t)/c = 4\pi r(t)/\lambda$, ya que $f_0/c = \lambda$.

Después de δt segundos, el radar registra una distancia $r(t + \delta t)$, en correspondencia del ángulo $\theta(t + \delta t)$, medido de la misma forma que $\theta(t)$. Sucede que la distancia $r(t + \delta t)$ es menor que $r(t)$ justo en $v_{LOS} \delta t$ metros, siendo v_{LOS} la velocidad relativa del blanco en la dirección de la línea de vista del radar. De esta forma, el radar registra una variación de fase $\delta\phi$ por a:

$$\delta\phi = \frac{4\pi}{\lambda} v_{LOS} \delta t \quad (17)$$

y una variación de frecuencia respecto de la portadora f_0 por a:

$$\delta f = \frac{1}{2\pi} \frac{\delta\phi}{\delta t} = \frac{2v_{LOS}}{\lambda} = \frac{2v \cos \theta}{\lambda} = f_D \quad (18)$$

donde f_D es la frecuencia DOPPLER. La frecuencia DOPPLER se produce por el acercamiento del blanco al centro de la huella de la antena una vez que ingresa en esta, por su desplazamiento a lo ancho de esta y finalmente por su alejamiento hasta salir de ella. Como vemos, una discriminación de f_D nos puede permitir extraer la información de θ , el azimuth, del blanco.

2.2.2. Segundo punto de vista

Apenas el blanco ingresa dentro de la huella de la antena, el radar comienza a registrar una distancia r que varía con el tiempo $r = r(t')$, donde

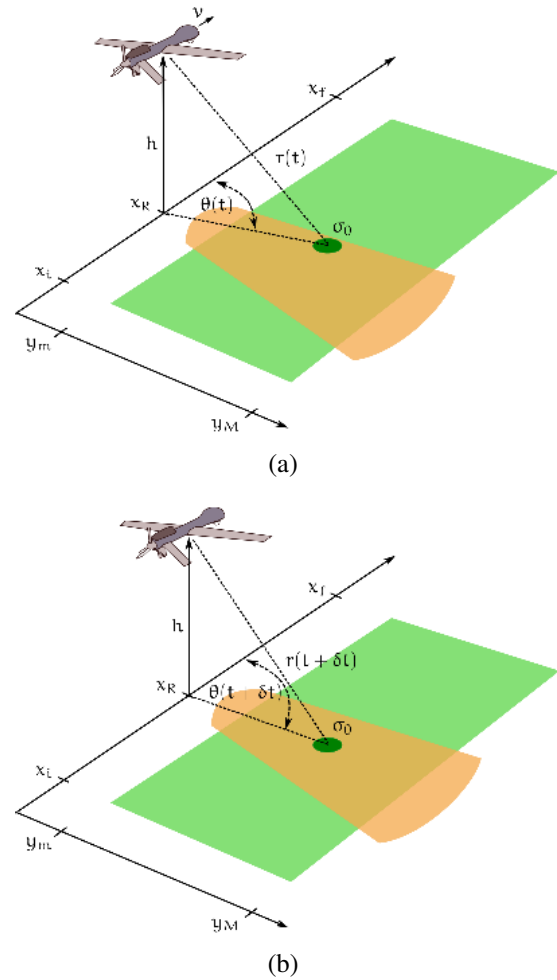


Figura 4: Variación de la distancia del blanco puntual y de su azimuth mientras permanece iluminado por el radar y la plataforma que lo transporta se desplaza.

se ha optado por primar el tiempo para indicar que esto ocurre en una escala determinada por la velocidad del vehículo que transporta el radar:

$$r = \sqrt{r_0^2 + (x_R - x_0)^2} \quad (19)$$

donde se ha puesto $y_R = 0$ y $r_0 = \sqrt{y_0^2 + h^2}$ (ver Figura 5).

Tomando como referencia la posición del radar y definiendo un origen local para la distancia $x_R - x_0 = x$ se podrá escribir

$$r(t') = \sqrt{r_0^2 + x^2} = \sqrt{r_0^2 + (vt')^2} \quad (20)$$

donde v es la velocidad relativa del blanco. Si el recorrido $x = |x_R - x_0|$ del blanco dentro de la huella de la antena es muy pequeño en comparación con

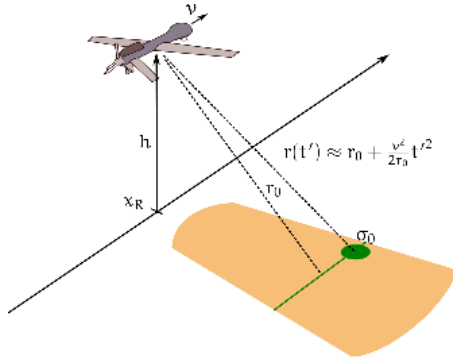


Figura 5: Trayectoria hipérbola que traza el blanco puntual dentro de la huella de la antena que se aproxima a una parábola cuando $|x_0 - x_R| \ll r_0$.

la distancia $r_0 : |x_R - x_0| \ll r_0$, entonces $r(t')$ se podrá aproximar de la forma

$$r(t') \approx r_0 + \frac{v^2}{2r_0} t'^2 \quad (21)$$

que al sustituir en la expresión $\exp(-j4\pi f_0 r/c)$ da lugar a

$$\exp\left[-j2\pi f_0 \frac{2r(t')}{c}\right] \approx \exp\left[-j\frac{4\pi}{\lambda} \left(r_0 + \frac{v^2}{2r_0} t'^2\right)\right] \quad (22)$$

$$\exp\left[-j2\pi f_0 \frac{2r(t')}{c}\right] \approx \exp(-j\phi_0) \exp(-j\pi K_A t'^2) \quad (23)$$

donde $\phi_0 = 4\pi r_0/\lambda$ y $K_A = 2v^2/\lambda r_0$. Fácilmente se comprueba que $f_D = K_A t'$, y así, a cada posición $vt' = x = x_R - x_0$ del blanco dentro de la huella de la antena, corresponde un valor determinado de frecuencia DOPPLER. Como resultado de la velocidad relativa del blanco dentro de la huella de la antena, el eco sufre una modulación lineal en frecuencia, efecto DOPPLER, cuya compresión puede permitir la discriminación del azimut del blanco.

Los datos crudos consisten en las muestras del eco recibido cuya apariencia puede escribirse finalmente de la forma

$$s(t, t') = A_0 w\left(\frac{t}{\tau_p}\right) \exp\left[j\pi K(t - \Delta_t)^2\right] \dots \times \exp(-j\pi K_A t'^2) \exp(-j\phi_0) \quad (24)$$

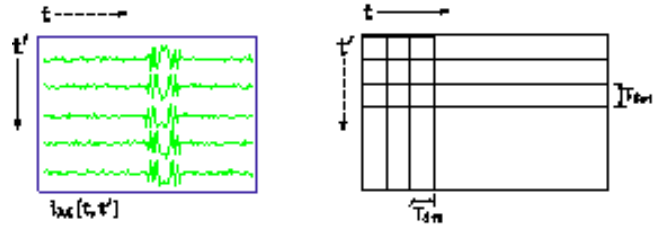


Figura 6: Representación gráfica de la matriz de datos crudos. El tiempo t , en la escala del *fast time*, sirve para indizar las columnas, o muestras de distancia, y el tiempo t' , en la escala del *slow time*, para indizar las filas, o muestras acimutales.

La Figura 6 ilustra gráficamente la matriz de datos crudos. En dicha figura el tiempo t , en la escala del *fast time*, sirve para indizar las columnas, o muestras de distancia, y el tiempo t' , en la escala del *slow time*, para indizar las filas, o muestras acimutales.

3. Diseño de un radar de apertura sintética

Los parámetros a ser tomados en cuenta en el diseño de un radar de apertura sintética son numerosos. Estos parámetros se conectan entre sí a través de la Ecuación de Radar [29]:

$$P_{R_x} = \frac{P_{T_x} G}{4\pi r^2} \sigma \frac{1}{4\pi r^2} \frac{\lambda^2 G}{4\pi} \frac{1}{L} \quad (25)$$

donde P_{R_x} y P_{T_x} son las potencias recibida y transmitida, respectivamente, $G = G(\theta, \varphi)$ es la ganancia directiva de la antena, λ es la longitud de onda de espacio libre asociada a la frecuencia central de operación del radar, L modela las pérdidas en general en la antena, cables y la atmósfera, σ es la sección transversal de radar del blanco y r la distancia. La Ecuación (25) está definida a nivel de los terminales de alimentación de la antena receptora. En este estudio, por razones de simplicidad, supondremos que $L = 1$. Una excelente descripción de las pérdidas contenidas en el parámetro L puede, sin embargo, leerse en la Referencia [31]. Para un radar de apertura sintética, la Ecuación (25) se puede especializar de la siguiente forma a nivel de la imagen [31]:

$$P_{R_x} = \frac{P_{T_x} G^2 \lambda^2}{(4\pi)^3 r^4} \left(\sigma^\circ \frac{\delta_R \delta_A}{\sin \theta_\ell} \right) G_{RC} G_{AC} \quad (26)$$

donde σ° es el coeficiente de retrodispersión promedio del píxel, $\delta_R / \sin \theta_\ell$ y δ_A son las resoluciones en distancia y en acimut, respectivamente, θ_ℓ es el ángulo de observación del píxel, y G_{RC} y G_{AC} son las ganancias de los procesos de filtrado adaptado (compresión) en distancia y en acimut, respectivamente.

La Ecuación (26) forma parte, a su vez, de la relación señal a ruido:

$$SNR = \frac{P_{R_x}}{kT_0FB_N} \quad (27)$$

donde $k = 1,38 \times 10^{-23}$ [J/K] es la Constante de BOLTZMANN, $T_0 = 290$ [K] es un valor de temperatura de referencia, F es el factor de ruido del receptor del radar y $B_N = B$ es el ancho de banda de ruido. Igualando la relación señal a ruido a uno es posible despejar de la Ecuación (27) el valor del coeficiente de retrodispersión equivalente del ruido:

$$\sigma_{NE}^\circ = \frac{(4\pi)^3 r^4}{P_{T_x} G^2 \lambda^2} \left(\frac{\sin \theta_\ell}{\delta_R \delta_A} \right) \frac{kT_0 FB}{G_{RC} G_{AC}} \quad (28)$$

cuyo valor representa el mínimo coeficiente de retrodispersión «detectable» por el radar.

No es fácil definir un inicio y un fin en el proceso de diseño de un radar de apertura sintética: tomando como referencia las ecuaciones (26), (27) y (28), al definir unos parámetros como variables de entrada, y otros como variables de salida, durante el proceso, será necesario ir y venir entre unos y otros y un conjunto de decisiones de compromiso han de ser tomadas [23]. La pregunta clave es ¿cuál o cuáles parámetros de la Ecuación (28) utilizar como punto de partida para el diseño de un radar de apertura sintética? En principio, cualquiera de los parámetros de la Ecuación (28) podría servir, y aunque la decisión está en general supeditada al propósito del radar, la respuesta a la pregunta formulada no es única.

De seguido, procederemos a describir un procedimiento de diseño de un radar de apertura sintética bastante general, en el cual iremos proponiendo, en secuencia, de manera abierta, ciertos parámetros de diseño, discutiendo los criterios que podrían servir de base para su determinación y estableciendo su impacto en el resto del diseño.

3.1. Parámetros iniciales de diseño

En nuestro caso postularemos como parámetro de diseño de inicio más importante la resolución del radar, éste es: el tamaño del píxel, el cual viene dado por las resoluciones en distancia y en acimut. Junto con el tamaño del píxel incluiremos como parámetros iniciales el ancho de la zona a ser sondeada, un rango dinámico de coeficientes de retrodispersión, la frecuencia de operación y la polarización del campo eléctrico (ver La Tabla 1).

En la Tabla 1 se muestran los parámetros de diseño que postularemos como iniciales en el presente ejercicio. En la Figura 7 se muestran sobre el terreno parte de dichos parámetros.

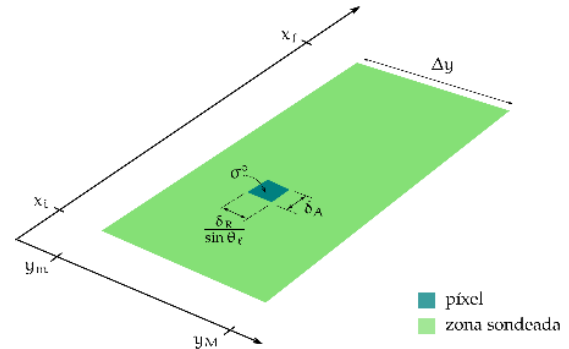


Figura 7: Parte de los parámetros de partida de diseño indicados en la Tabla 1. El tamaño del píxel sobre el terreno viene determinado por las resoluciones δ_R en distancia y δ_A en acimut y el ángulo θ_ℓ de observación del píxel.

Las resoluciones en distancia δ_R y en acimut δ_A se consideran como parámetros de partida porque los mismos se correlacionan con la aplicación del radar de apertura sintética que se desea diseñar. En la Tabla 2 se indican algunos valores típicos de resolución requeridos por algunas de las aplicaciones científicas más comunes asociadas a la observación remota de la tierra [5].

Tabla 2: Valores de resolución requeridos dependiendo del tipo de aplicación científica del radar de apertura sintética [5]

Área de aplicación	Resolución
Clasificación de vegetación	5–20 m
Salinidad y humedad del suelo	5–50 m
Hidrología	5–20 m
Oceanografía	50–200 m
Arqueología	2–20 m

Tabla 1: Parámetros iniciales de diseño

nombre del parámetro	parámetro
ancho de la zona a ser sondeada (<i>swath</i>)	Δy [m]
resolución en distancia sobre el plano inclinado	δ_R [m]
resolución en acimut	δ_A [m]
valor mínimo de coeficiente de retrodispersión detectable	σ_m° [dB]
valor máximo de coeficiente de retrodispersión detectable	σ_M° [dB]
frecuencia de operación	f [Hz]
polarización	pol.

El ancho Δy , o *swath*, de la zona a ser escaneada se podrá expresar en función de los alcances mínimo y_m y máximo y_M del radar sobre el terreno (ver Figura 3), sin embargo estos no podrán determinarse aun hasta tanto no se defina el tipo de plataforma y por tanto la altura h del radar.

Fijados los valores de los parámetros iniciales, un conjunto de parámetros dependientes quedan, a su vez, determinados. La resolución δ_R en distancia sobre el plano inclinado determina el ancho de banda B del pulso:

$$\delta_R = \frac{c}{2B} \quad (29)$$

donde $c = 3 \times 10^8$ [m/s] es la velocidad de la luz. La frecuencia de muestreo $f_{Sft} = 1/T_{Sft}$ de tiempo rápido, la cual se recomienda entre 1.1 y 1.4 veces B [32], queda así determinada por la resolución δ_R en distancia. La resolución δ_A en acimut determina, a su vez, la apertura ℓ_H horizontal de la antena:

$$\delta_A \geq \frac{\ell_H}{2} \quad (30)$$

El rango dinámico de reflectancias σ , en términos de coeficiente de retrodispersión σ° : $\sigma_m^\circ \div \sigma_M^\circ$, deberá abarcar las reflectancias de los objetos sobre la zona de sondeo que se desean «detectar». La reflectancia σ , y por ende el coeficiente de retrodispersión σ° , son una función compleja de la geometría y rugosidad de la superficie, de las propiedades electromagnéticas (ϵ , μ y σ) del suelo y de las demás partes constituyentes del terreno: vegetación, hielo, agua, rocas, etc., el ángulo θ_ℓ de iluminación del radar, la frecuencia f de operación del radar, y la polarización del campo eléctrico [33, 34]. Los valores típicos del coeficiente de retrodispersión $\sigma_m^\circ = -30$ dB y $\sigma_M^\circ = 0$ dB

permiten cubrir la reflectancia de varios tipos de terrenos [7].

La frecuencia f de operación ha de escogerse de acuerdo al nivel de penetración deseado del campo electromagnético en el suelo de la zona de sondeo o a la resolución deseada. En la Tabla 3 se indican las principales bandas de radar usadas.

Tabla 3: Bandas de radar más usadas. La banda P , donde la P está por «previous», se refiere a las primeras frecuencias utilizadas: esencialmente HF y VHF .

Banda	Frecuencia [GHz]	λ_0 [cm]
P	< 0.3	> 100
UHF	0.3-1	100-30
L	1-2	30-15
S	2-4	15-7.5
C	4-8	7.5-3.75
X	8-12.5	3.75-2.4
K_u	12.5-18	2.4-1.7
K	18-26.5	1.7-1.1
K_a	26.5-40	1.1-0.75

En este sentido, a menor frecuencia, mayor penetración. Por tanto, un radar en banda P penetrará más en el suelo que uno en banda K_a . La selección de la frecuencia f en conjunto con la longitud ℓ_H horizontal de la antena determinan el ancho horizontal $\Delta\theta_H$ del haz de ésta [35]:

$$\Delta\theta_H = \frac{\lambda_0}{\ell_H} \quad (31)$$

donde λ_0 es la longitud de onda de espacio libre del campo electromagnético a la frecuencia f : $\lambda_0 = c/f$.

Por otro lado, si se persigue una resolución en distancia alta se requerirá de un gran ancho de banda, y una frecuencia apropiadamente elevada haría que la señal de RF del radar sea de banda estrecha facilitando el diseño del *hardware*.

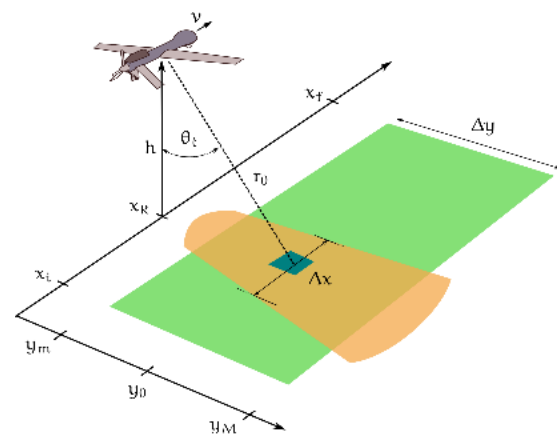
La polarización, por su parte, ha de escogerse en función de la respuesta polarimétrica de los objetos [36] que se desean detectar con mayor prioridad en la zona de sondeo. Así, por ejemplo, un bosque de árboles con gran desarrollo vertical responderá más intensamente a una polarización vertical que a una horizontal. De esta forma, si queremos llegar al suelo, convendrá una polarización horizontal, y si queremos detectar el bosque, una vertical [37, 38].

3.2. Plataforma

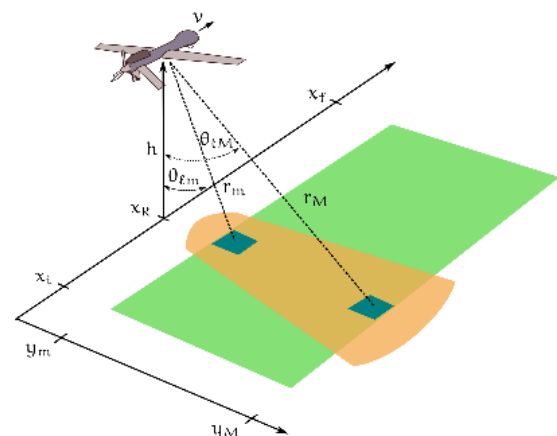
La siguiente decisión que tomaremos en este ejercicio consiste en la selección de la plataforma que transportará el radar, esto es: un satélite, un vehículo aéreo tripulado, o un vehículo aéreo no tripulado UAV (por sus siglas en Inglés). Dependiendo de la plataforma seleccionada aplicarán un conjunto de restricciones de dimensiones y de peso, de cobertura, de desempeño técnico y de tipo de algoritmo para la formación de la imagen, entre otros aspectos. Un satélite puede «observar» la tierra desde una altura h que puede variar entre unos 300 a unos 36000 Kms [39]; un vehículo aéreo convencional desde 1 a unos 30 Kms; y un UAV desde varios metros hasta unas pocas decenas de Kms [39]. La diferencia entre las velocidades de desplazamiento de estas plataformas también es notable. En la Tabla 4 se muestran los órdenes de magnitud de estas velocidades, en conjunto con sus alturas típicas de vuelo.

La selección de la plataforma conlleva a la fijación de la altura h del radar sobre el terreno y su velocidad v de desplazamiento. En este punto es conveniente decidir el ángulo de elevación θ_ℓ del eje central del haz de la antena. La selección del ángulo θ_ℓ de elevación se supedita a la aplicación del radar de apertura sintética [40]. Para superficies lisas, a mayor ángulo de observación mayor ángulo de incidencia y por ende menor retrodispersión monoestática. A mayor ángulo de elevación mayor cobertura, pero aumentan las sombras provocadas por estructuras altas escondiendo los detalles del terreno detrás. Un mayor θ_ℓ aumenta, a su vez, la sensibilidad del radar a la rugosidad del terreno. Por otro lado, a menor θ_ℓ , la detección de los detalles topográficos mejora

en detrimento de la rugosidad, pero empeora el acortamiento ficticio (*foreshortening*) de la distancia entre las estructuras altas y las bajas, y en extremo, esta situación puede producir el solapamiento (*overlay*) de ambas, lo cual provocaría, por ejemplo, que la cima de una montaña se viera más cerca que su base [41]. Los valores típicos del ángulo θ_ℓ de elevación para satélites y aviones tripulados son de 20° y 70° , respectivamente [32]. Para la observación remota de las olas oceánicas, desde un SAR satelital, un valor óptimo del ángulo de observación se ubica en el rango de 20° y 25° con polarización horizontal [42].



(a) Parámetros r_0 , y_m , y_M y Δy



(b) Parámetros $\theta_{\ell m}$, $\theta_{\ell M}$, r_m y r_M .

Figura 8: Parámetros que se derivan de la selección del tipo de plataforma, su altura h , su velocidad v , y el ángulo de iluminación θ_ℓ .

El valor de h y θ_ℓ determinan la distancia r_0 del radar al punto central de la zona iluminada, así como los alcances mínimo y_m y máximo

Tabla 4: Órdenes de magnitud de la velocidad de las distintas plataformas usadas para transportar un radar de apertura sintética y sus alturas típicas de vuelo.

Plataforma	Satelite	Avión tripulado	UAV
Velocidad v	$\sim 10^3$ [m/s]	$\sim 10^2$ [m/s]	$\sim 10^1$ [m/s]
Altura h	300 – 36000 [Km]	1 – 30 [Km]	1 [m] ~ decenas de Km

y_M sobre el terreno, el ancho vertical de haz $\Delta\theta_V$ de la antena y el ancho Δx acimutal de la zona iluminada. En la Figura 8 se muestran estos parámetros para el caso de una plataforma del tipo UAV, que por su relativa baja altura, permite considerar la superficie terrestre como plana. Todas las consideraciones geométricas que haremos en este ejercicio, de ahora en adelante, se basarán en la suposición de una tierra plana. Una generalización del análisis del caso de tierra plana al caso de tierra esférica puede leerse, por ejemplo, en [32].

De la Figura 8 se desprende que la distancia r_0 viene dada por

$$r_0 = \frac{h}{\cos \theta_\ell} \quad (32)$$

Por su parte, los puntos (x, y_m) y (x, y_M) se ubican a una distancia equidistante de y_0 , siendo y_0 la proyección de r_0 sobre el suelo:

$$y_0 = r_0 \sin \theta_\ell \quad (33)$$

de donde

$$y_m = y_0 - \frac{\Delta y}{2} \quad (34)$$

$$y_M = y_0 + \frac{\Delta y}{2} \quad (35)$$

$$(36)$$

El ancho Δx en la dirección acimutal de la zona iluminada viene dada por

$$\Delta X = r_0 \Delta \theta_H \quad (37)$$

cuyo valor sirve para calcular, a su vez, el tiempo τ_A de iluminación de un blanco mientras permanece en la huella de la antena

$$\tau_A = \frac{\Delta x}{v} \quad (38)$$

Los ángulos de elevación $\theta_{\ell m}$ mínimo y $\theta_{\ell M}$ máximo, así como las distancias r_m mínima y r_M máxima, asociados a los puntos (x, y_m) y (x, y_M) , respectivamente, valen:

$$\theta_{\ell m} = \sin^{-1} \left(\frac{y_m}{h} \right) \quad (39)$$

$$\theta_{\ell M} = \sin^{-1} \left(\frac{y_M}{h} \right) \quad (40)$$

$$r_m = \frac{h}{\cos \theta_{\ell m}} \quad (41)$$

$$r_M = \frac{h}{\cos \theta_{\ell M}} \quad (42)$$

$$(43)$$

de donde

$$\Delta \theta_V = \theta_{\ell M} - \theta_{\ell m} \quad (44)$$

y el valor de la apertura vertical de la antena puede ser calculado

$$\ell_V = \frac{\lambda_0}{\Delta \theta_V} \quad (45)$$

Por otro lado, con los valores de r_0 y la velocidad v se puede calcular la tasa K_A de crecimiento frecuencial de la señal *chirp* acimutal

$$K_A = \frac{2v^2}{\lambda_0 r_0} \quad (46)$$

Los valores de K_A y τ_A definen el ancho de banda B_A de la señal *chirp* acimutal

$$B_A = K_A \tau_A \quad (47)$$

El ancho de banda B_A determina la tasa de muestreo de tiempo lento T_{Sst} , la cual a su vez, determina el valor PRF_m mínimo de la frecuencia de repetición de los pulsos. El valor PRF_M máximo de esta frecuencia, en cambio,

viene determinado por el valor r_M de alcance máximo tal que:

$$\underbrace{(1,1 \div 1,4) \times B_A}_{PRF_m} \leq PRF \leq \underbrace{\frac{c}{2r_M}}_{PRF_M} \quad (48)$$

Con la definición de la plataforma va asociada la definición del tipo de radar: pulsado o de onda continua. En general, podemos admitir que el radar de onda continua es de una electrónica más sencilla, menor tamaño, menor peso, menor consumo de potencia y de menor alcance [39, 24]. Una descripción más detallada acerca del funcionamiento y arquitectura de un radar está fuera del alcance de este reporte, sin embargo, el lector interesado puede revisar este tópico en numerosas fuentes bibliográficas [35, 22, 43, 44, 45].

Con la determinación del tipo de radar y de su plataforma, sigue la definición de τ_P . La duración τ_P del pulso transmitido está íntimamente relacionado con el ancho de banda B , en efecto $B = K\tau_P$, siendo K la tasa de crecimiento frecuencial. Mientras valores muy pequeños de τ_P imponen mayores exigencias en el diseño del *hardware* en cuanto al manejo de niveles más altos de potencia en el transmisor para el caso de un radar pulsado, valores altos aumentan la distancia mínima detectable por el radar. La distancia mínima r_m detectable por un radar pulsado está definida por

$$r_m = \frac{c\tau_P}{2} \quad (49)$$

de tal suerte que fijado r_m , sigue que

$$\tau_P \leq \frac{2r_m}{c} \quad (50)$$

Valores típicos de τ_P son: 10 μ s para radares de apertura sintética aerotransportados y 40 μ s para radares satelitales [32], ambos pulsados. En el Cuadro 5 se muestran valores de τ_P de algunos sistemas de radares pulsados de apertura sintética específicos [4].

Para radares de onda continua, el tiempo τ_P de duración del pulso coincide con la tasa PRI de repetición de los pulsos: $\tau_P = PRI$. Valores de

referencia de τ_P para radares de onda continua con modulación lineal de frecuencia se pueden obtener de los trabajos realizados en el grupo de *Microwave Earth Remote Sensing* de la *Brigham Young University* (BYU). El valor de τ_P asume valores en el rango de 0.7 ms a 3 ms en los radares de onda continua reportados en [23, 24].

3.3. Definición de la antena

En los sistemas SAR suelen usarse antenas de apertura, por ejemplo de bocina, de disco con alimentación de bocina y de guía de onda ranurada, y de microcinta.

Los valores de ganancia típicos de estas antenas oscilan entre 12 dBi y 28.5 dBi [5].

Siendo la antena de apertura, y cumpliéndose que $\ell_H, \ell_V \gg \lambda_0$, el área efectiva A_e de la antena coincide con el área física A_p de la misma: $A_e = A_p = \ell_H \times \ell_V$. En este caso los anchos de haz de la antena se aproximan por $\Delta\theta_H = \lambda_0/\ell_H$ y $\Delta\theta_V = \lambda_0/\ell_V$ [46, 47]. La antena habría quedado así definida en parte por sus dimensiones horizontal ℓ_H y vertical ℓ_V , y por sus anchos de haz horizontal $\Delta\theta_H$ y vertical $\Delta\theta_V$ respectivos, calculados en las secciones previas. Cumpliéndose la condición de que la antena sea de gran tamaño, en términos de longitud de onda ($\ell_H, \ell_V \gg \lambda_0$), y sea muy directiva, con la prevalencia de un gran lóbulo principal muy estrecho, la directividad D_0 máxima de la antena queda también predeterminada y estaría definida aproximadamente por la expresión [46]:

$$D_0 \approx \frac{4\pi}{\Delta\theta_H \Delta\theta_V} \quad (51)$$

La ganancia directiva $G = G(\theta_H, \theta_V)$ de la antena se correlaciona con la directividad $D = D(\theta_H, \theta_V)$ a través de la eficiencia e de la antena: $G = eD$.

Siendo de microcinta la antena, su diseño se realizaría a partir de los anchos de haz calculados como si se tratara de una antena de apertura. En este caso, el área efectiva de la antena sería inferior a su área geométrica, y deberá recurrirse al diseño de una agrupación, o *array*, de estas antenas, cortadas a $\lambda_0/2 \times \lambda_0/2$, para conseguir los objetivos de ganancia y ancho de haz requeridos.

Tabla 5: Valores del tiempo τ_P de duración del pulso de varios sistemas SAR pulsados[4].

Plataforma	Banda	B [MHz]	τ_P [μ s]
AIRSAR	P,L, y C	20/40	10/5
ERS	C	15.55	37.1
SASARII	X	50	3-5
CCRS (i-channel)	C	26.3	7
CCRS (q-channel)	C	8.3	8
CCRS (i-channel)	X	31.2	15
CCRS (q-channel)	X	7.5	30
JERS-1	L	15	35
SIR	L y C	40	33.8, 16.9, 8.5
SIR	X	10 y 20	33.8, 16.9, 8.5

3.4. Ganancias de compresión

Las ganancias de compresión G_{RC} y G_{AC} , se deben, la primera, al proceso de compresión del pulso *chirp* mediante filtrado adaptado, y la segunda, al proceso de suma coherente de las muestras correspondientes al eco de un píxel mientras este permanece en el interior de la huella de la antena. Las expresiones de estas ganancias son las siguientes [31]:

$$G_{RC} = \frac{2E}{N_0} \frac{1}{L_{RC}} = \frac{B\tau_P}{L_{RC}} \quad (52)$$

$$G_{AC} = \frac{N}{L_{AC}} = \frac{\tau_A}{T_{Sst}} \frac{1}{L_{AC}} = \frac{f_{Sst} r \lambda_0}{2\delta_A v} \frac{1}{L_{AC}} \quad (53)$$

donde $E = \int_0^{\tau_P} s(t)^2 dt$ es la energía de la señal de salida del filtro adaptado, $N_0/2$ es la densidad espectral de potencia del ruido de entrada al filtro, asumiendo que este es del tipo aditivo Gaussiano blanco [48, 49], N es el número de muestras tomadas en la escala del *slow time*, y L_{RC} y L_{AC} son las pérdidas de procesamiento asociadas a la compresión en distancia y en acimut, respectivamente. Las pérdidas L_{RC} en el proceso de comprensión del pulso *chirp* se deben al uso de ventanas, distintas de la rectangular, para mejorar la relación entre los lóbulos principal y laterales del pulso. En la Tabla 6 se muestran los valores de L_{RC} para las ventanas más usadas en la conformación del pulso *chirp* [31]. Las pérdidas L_{AC} , por su parte, se asocian a la forma no rectangular del haz horizontal de la antena.

3.5. Especificaciones del hardware

Al inspeccionar la Ecuación (26), la cual reproducimos de seguido por comodidad:

$$P_{R_x} = P_{T_x} \left[\frac{G^2 \lambda^2}{(4\pi)^3 r^4} \left(\sigma^\circ \frac{\delta_R \delta_A}{\sin \theta_\ell} \right) G_{RC} G_{AC} \right] \quad (54)$$

encontramos que una parte de sus parámetros (encerrados entre corchetes) han quedado definidos en las secciones anteriores. El valor de potencia de transmisión que se decida utilizar determinará la tecnología del amplificador de potencia del transmisor. Históricamente, en los radares, se han utilizado amplificadores de potencia de tubo, como magnetrones, *klystrons*, *traveling-wave tubes* (TWTs), y más recientemente, amplificadores de potencia de estado sólido. Los primeros pueden manejar niveles de potencia pico mayores, entre 320 W y 10 KW, pero operan con ciclos útiles bajos. Los amplificadores de potencia de estado sólido, en cambio, manejan ciclos útiles altos pero niveles de potencia más bajos, hasta unos 100 W, siendo 10 y 20 W los valores picos de potencia más comunes entre éstos [31, 50].

El amplificador de bajo ruido, o LNA (por sus siglas en inglés), de la etapa de recepción, se define mediante su factor F de ruido y su nivel de potencia de salida de 1 dB de compresión. Estos dos parámetros determinan el rango dinámico del LNA, el cual debe comprender el rango de potencias $P_{R_xm} - P_{R_xM}$, donde P_{R_xm} es la potencia mínima recibida y P_{R_xM} la máxima (ver Figura 9).

La potencia P_{R_xm} mínima esperada en el receptor corresponderá al eco de un píxel ubicado en el borde mas alejado de la zona sondeada,

Tabla 6: Pérdidas por procesamiento debido al enventanado de la señal *chirp* antes de ser comprimida.

Nombre de la ventana	ancho [$1/\tau_P$]	L_{RC}	nivel de lóbulo lateral [dBc]
Rectangular (<i>Boxcar</i>)	0.88	1.0 (0.0 dB)	-13.3
HAMMING	1.30	1.37 (1.36 dB)	-42.7
HANNING	1.43	1.49 (1.74 dB)	-31.5
<i>Blackman</i>	1.65	1.73 (2.39 dB)	-58.1
Triangular	1.27	1.33 (1.25 dB)	-26.5

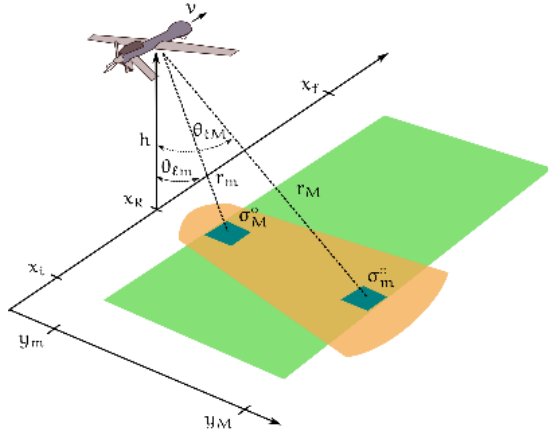


Figura 9: La potencia P_{R_xm} mínima recibida corresponderá al eco de un píxel ubicado en el borde mas alejado de la zona sondeada, a r_M metros del radar, con el menor coeficiente σ_m^o de retrodispersión, mientras que la potencia P_{R_xM} máxima recibida corresponderá al eco de un píxel ubicado en el borde mas cercano de la zona sondeada, a r_m metros del radar, con el mayor coeficiente σ_M^o de retrodispersión.

a r_M metros del radar, con el menor coeficiente σ_m^o de retrodispersión, mientras que la potencia P_{R_xM} máxima esperada corresponderá al eco de un píxel ubicado en el borde mas cercano de la zona sondeada, a r_m metros del radar, con el mayor coeficiente σ_M^o de retrodispersión (ver Figura 9).

El valor de potencia P_{R_xm} mínima esperado en el receptor debe ser mayor que el umbral de ruido P_{rin} del sistema $P_{R_xm} > P_{rin}$, el cual está dado por:

$$P_{rin}[\text{dBm}] = 10 \log \left(\frac{kT_0FB}{1\text{mW}} \right) \quad (55)$$

donde F es el factor de ruido del sistema y viene dado por

$$F = \left(F_1 + \frac{F_2 - 1}{G_1} + \frac{F_3 - 1}{G_1 G_2} \dots \frac{F_n - 1}{G_1 G_2 \dots G_n} \right) \quad (56)$$

siendo F_n y G_n el factor de ruido y la ganancia, respectivamente, del dispositivo n -ésimo en cascada de la cadena de recepción del radar.

Por otro lado, el valor de potencia P_{R_xM} máximo esperado debe ser inferior al valor de potencia P_{1dBin} de 1 dB de compresión de entrada: $P_{R_xM} < P_{1dBin}$. Por lo general, P_{1dBin} se calcula a partir del valor de potencia P_{1dBout} de 1 dB de compresión de salida suministrado por el fabricante [51]:

$$P_{1dBin} = P_{1dBout} - G_\ell + 1 \quad (57)$$

donde G_ℓ es la ganancia lineal del sistema.

Fijados P_{T_x} y F , y calculados P_{R_xm} y P_{R_xM} , la condición $P_{T_x} > P_{rin}$ queda cumplida, al comprobarse que el coeficiente de retrodispersión σ_{NE}^o equivalente de ruido sea menor que el coeficiente de retrodispersión σ_m^o más pequeño que se desea detectar: $\sigma_{NE}^o < \sigma_m^o$, donde σ_{NE}^o ha de calcularse para el peor de los casos, esto es, para el píxel más lejano:

$$\sigma_{NE}^o = \frac{(4\pi)^3 r_M^4}{P_{T_x} G^2 \lambda^2} \left(\frac{\sin \theta_{LM}}{\delta_R \delta_A} \right) \frac{LkT_0FB_N}{G_{RC}G_{AC}} \quad (58)$$

El incumplimiento de la condición $\sigma_{NE}^o < \sigma_m^o$ conlleva a revisar todas las premisas y variables de diseño. Dada la enorme cantidad de grados de libertad implícita en el procedimiento de diseño de un radar de apertura sintética, no existe una forma única de forzar una disminución en el valor de σ_{NE}^o . Ciertamente, la primera estrategia podría consistir en aumentar la potencia de transmisión, mejorar la figura de ruido del receptor, o una apropiada combinación de ambas. Sin embargo, para hacer cumplir la condición $\sigma_{NE}^o < \sigma_m^o$, sin recurrir a una modificación del *hardware*, se podrían intentar una o varias de las siguientes acciones: (a) aumentar el valor mínimo σ_m^o postulado inicialmente, (b) aumentar

el tamaño del píxel, (c) mejorar la ganancia de compresión G_{RC} aumentando la duración τ_P del pulso *chirp*, (d) mejorar la ganancia de compresión G_{AC} aumentando el ancho horizontal de haz $\Delta\theta_H$, (e) aumentar la ganancia G de la antena, (f) disminuir la altura h de vuelo, y (g) disminuir la frecuencia de operación del radar.

La Figura 10 muestra un diagrama esquemático con todos los parámetros involucrados en el diseño de un radar de apertura sintética y sus correspondientes inter-relaciones.

Con la ayuda del diagrama de la Figura 10 es fácil escribir un pequeño programa, quizá en MATLAB, o en uno de sus clones gratuitos, para realizar de manera expedita los diferentes cálculos detallados en las secciones anteriores. Con este programa sería posible realizar con poco esfuerzo ajustes de cualquiera de los parámetros involucrados hasta converger a un conjunto de valores correctos y realizables.

3.6. Consideraciones finales

Llegados a este punto, y comprobándose la condición $\sigma_{NE}^{\circ} < \sigma_m^{\circ}$, ha de procederse con el diseño y fabricación propiamente del *hardware*. Fabricado el *hardware*, las distintas partes deberán someterse a pruebas de funcionamiento individual antes de su ensamblaje, y a pruebas de funcionamiento general una vez ensamblado. Quedaría pendiente la definición de los conversores digital-analógico y analógico-digital para interconectar la estructura analógica con la digital. La velocidad de los conversores analógico-digital queda determinada por la frecuencia de muestreo f_{sft} de tiempo rápido, y el tamaño de la palabra por el rango dinámico de la señal recibida. Valores típicos de 4 y 8 *bits* por palabra suelen ser usados en los sistemas SAR más conocidos [4]. La unidad de control del radar puede estar a cargo de un sistema del tipo *Field Programmable Gate Array* (FPGA), el cual se ocuparía, por un lado, de generar la señal banda base modulada en frecuencia, o pulso *chirp*, y a través del conversor digital-analógico alimentar un mezclador para la respectiva modulación de la portadora; y por el otro, de controlar el almacenamiento de las muestras codificadas,

provenientes de los conversores analógico-digital, en un disco duro de estado sólido.

Para el diseño, fabricación y prueba del radar se ha de disponer de un equipamiento básico. En el Reporte Técnico [52] se propone un equipamiento básico para el diseño, fabricación y prueba de prototipos de radares de apertura sintética.

4. Ejemplo numérico

A modo de ejemplo, nos hemos propuesto realizar un ejercicio numérico de diseño de un radar de apertura sintética con los parámetros iniciales que se indican a continuación.

Tabla 7: Parámetros iniciales de nuestro ejercicio de diseño

Parámetro	Valor
δ_R	2 [m]
δ_A	2 [m]
Δy	300 [m]
σ_m	-25 [dB]
σ_M	0 [dB]
f	5 [GHz]

Se desea diseñar un radar de apertura sintética que opere en banda C, específicamente a 5 GHz, que ilumine una área de 300 m de ancho, y que resuelva la reflectancia del terreno en el rango de -25 dB a 0 dB, con una resolución de 2×2 m² (ver Cuadro 7).

Con la ayuda de las ecuaciones de la Sección 3.1 y los parámetros iniciales indicados se ha procedido a calcular los parámetros que se indican en la Tabla 8.

Tabla 8: Parámetros que se derivan directamente de los valores iniciales indicados en la Tabla 7

Parámetro	Valor
B	75 [MHz]
T_{sft}	12.121 [ns]
ℓ_H	4 [m]
$\Delta\theta_H$	0.86 [°]

Seleccionando como plataforma de transporte del radar un UAV, que vuele a una altura $h = 1000$ m, a una velocidad $v = 35$ m/s y que ilumine el terreno con un ángulo de elevación de $\theta_\ell = 25^\circ$, y con los valores de las Tablas 7 y 8, y

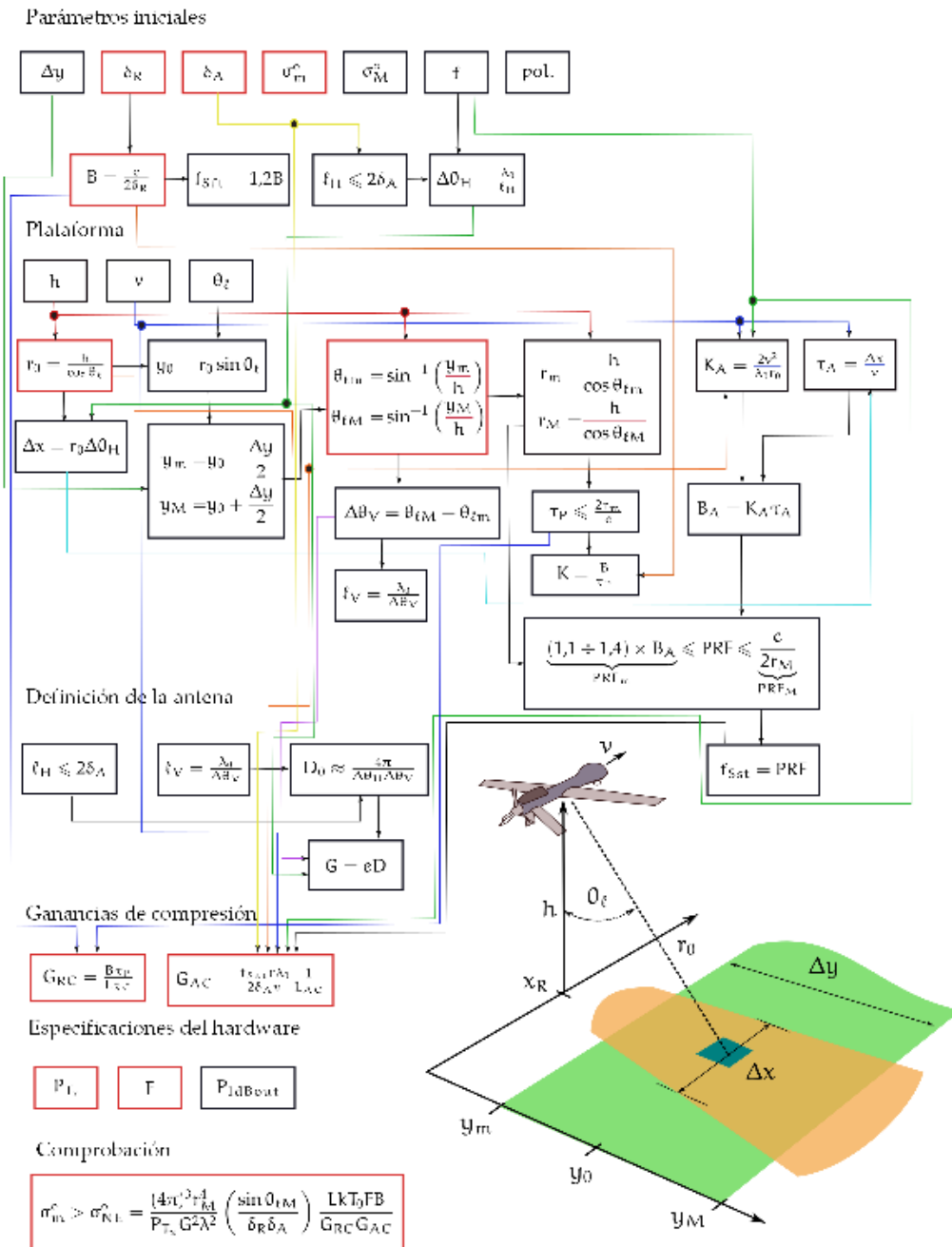


Figura 10: Resumen de parámetros de diseño y sus relaciones.

las ecuaciones de la Sección 3.2, obtenemos el conjunto de valores que se indican en la Tabla 9.

Si seleccionamos un pulso de duración $\tau_P = 6,3 \mu s$, obtenemos una tasa de crecimiento de la frecuencia para el pulso *chirp* de $K = 11858208294998,8$ Hz/s y las ganancias de compresión siguientes: $G_{RC} = 26,761$ dB y $G_{AC} = 9,9697$ dB. Finalmente, postulando una potencia pico de transmisión de 50 W y una figura

de ruido de recepción de $NF = 10 \log(F) = 1,2$ dB, se obtiene un coeficiente de retrodispersión equivalente de ruido de -27.8283 dB, el cual está 2.8 dB por debajo de σ_m° . De esta forma se han obtenido resultados congruentes indicando que ha habido «convergencia» en la primera iteración. Si éste no hubiese sido el caso, habría sido necesario recurrir a alguna de las estrategias mencionadas en el Apartado 3.5 y repetir el procedimiento desde

Tabla 9: Parte de los parámetros que se derivan de los valores indicados en las Tablas 7 y 8 a partir de la definición de la plataforma del radar.

Parámetro	Valor
r_0	1103.3 [m]
Δx	16.55 [m]
$\Delta \theta_V$	~ 20 [°]
ℓ_V	0.18 [m]
K_A	37 [Hz/s]
τ_A	0.47 [s]
B_A	17.5 [Hz]
PRF o f_{Sst}	21 [Hz]

un punto determinado por la estrategia escogida.

5. Conclusiones

En este corto documento se ha descrito un procedimiento de diseño sistemático de una radar de apertura sintética. Dicho procedimiento ha partido de unos parámetros iniciales, a saber: el tamaño del píxel, el ancho de la zona a ser sondeada, un rango dinámico de coeficientes de retrodispersion, la frecuencia de operación y la polarización del campo eléctrico; y ha terminado en la definición del *hardware* del radar. También se ha sugerido un criterio de comprobación de convergencia del procedimiento y se ha incluido al final un muy escueto ejercicio numérico.

Agradecimientos

El presente trabajo fue patrocinado por el Proyecto Prometeo de la Secretaría de Educación Superior, Ciencia, Tecnología e Innovación de la República del Ecuador.

Referencias

[1] Y. K. Chan; M. K. Azlindawaty; V. Gobi; B. K. Chung and H. T. Chuah. The design and development of airborne synthetic aperture radar. In *IEEE International Geoscience and Remote Sensing Symposium*, Vol. 2, 518-520, 2000.

[2] Y. K. Chan; B.-K. Chung and H.-T. Chuah. Transmitter and receiver design of an experimental airborne synthetic aperture radar sensor. *Progress In Electromagnetics Research*, Vol. 49, 203-218, 2004.

[3] V. C. Koo et al. The masar project: Design and development. *Progress In Electromagnetics Research*, Vol. 50, 279-298, 2005.

[4] Y. K. Chan and S. Y. Lim. Synthetic aperture radar (sar) signal generation. *Progress In Electromagnetics Research B*, 1:269–290, 2008.

[5] Y. K. Chan and V. C. Koo. An introduction to synthetic aperture radar (sar). *Progress In Electromagnetics Research B*, 2:27–60, 2008.

[6] Y. K. Chan; and et al. Design and development of a c-band rf transceiver for uavsar. *Progress In Electromagnetics Research C*, 24:1–12, 2011.

[7] V. C. Koo et al. A new unmanned aerial vehicle synthetic aperture radar for environmental monitoring. *Progress In Electromagnetics Research*, Vol. 122, 245-268, 2012.

[8] Thomas Gerald Hart Bennett. Development of a parallel sar processor on a beowulf cluster. Master's thesis, Department of Electrical Engineering, University of Cape Town, 2003.

[9] Justin M. Webster. The development of a radar digital unit for the sasar ii project. Master's thesis, Department of Electrical Engineering, University of Cape Town, 2004.

[10] Darren Grant Coetzer. Design and implementation of a x-band transmitter and frequency distribution unit for a synthetic aperture radar. Master's thesis, Department of Electrical Engineering, University of Cape Town, 2004.

[11] Ajmal Ismail Mohungoo. An airborne x-band synthetic aperture radar receiver design and implementation. Master's thesis, Department of Electrical Engineering, University of Cape Town, 2004.

[12] Sifiso Busisa Gambahaya. Design and implementation of the pillbox antenna for sasarii. Master's thesis, Department of Electrical Engineering, University of Cape Town, 2005.

[13] Jonathan Michael Ward. Design and implementation of a c-band transceiver for the south african synthetic aperture radar (sasar ii) project. Technical report, Department of Electrical Engineering, University of Cape Town, 2005.

[14] Alan J. Fenn. Antenna design for the laptop radar project. Build a small radar system capable of sensing range, doppler, and synthetic aperture radar imaging. Lecture notes. 2011 MIT Independent Activities Period (IAP).

[15] Jonathan H. Williams. Modular system rf design. Build a small radar system capable of sensing range, doppler, and synthetic aperture radar imaging. Lecture notes. 2011 MIT Independent Activities Period (IAP).

[16] Gregory L. Charvat. Synthetic aperture radar (sar) imaging using the mit iap 2011 laptop based radar. Build a small radar system capable of sensing range, doppler, and synthetic aperture radar imaging. Lecture notes. 2011 MIT Independent Activities Period (IAP).

[17] Gregory L. Charvat. Mit iap 2011 laptop based radar: Block diagram, schematics, bill of material, and fabrication instructions. Build a small radar system

- capable of sensing range, doppler, and synthetic aperture radar imaging. Lecture notes. 2011 MIT Independent Activities Period (IAP).
- [18] Gregory L. Charvat. Doppler experiment using the mit iap 2011 laptop based radar. Build a small radar system capable of sensing range, doppler, and synthetic aperture radar imaging. Lecture notes. 2011 MIT Independent Activities Period (IAP).
- [19] Gregory L. Charvat. Ranging experiment using the mit iap 2011 laptop based radar. Build a small radar system capable of sensing range, doppler, and synthetic aperture radar imaging. Lecture notes. 2011 MIT Independent Activities Period (IAP).
- [20] Gregory L. Charvat. Synthetic aperture radar (sar) experiment using the mit iap 2011 laptop based radar. Build a small radar system capable of sensing range, doppler, and synthetic aperture radar imaging. Lecture notes. 2011 MIT Independent Activities Period (IAP).
- [21] Gregory L. Charvat. Student field experiment results using the mit iap 2011 laptop based radar. Build a small radar system capable of sensing range, doppler, and synthetic aperture radar imaging. Lecture notes. 2011 MIT Independent Activities Period (IAP).
- [22] Gregory L. Charvat. *Small and Short-Range Radar Systems*. CRC Press, 2014.
- [23] Matthew C. Edwards. Design of a continuous-wave synthetic aperture radar system with analog dechirp. Master's thesis, Department of Electrical and Computer Engineering, Brigham Young University, 2009.
- [24] Michael I. Dueresch. Byu micro-sar: a very small, low-power lfm-cw synthetic aperture radar. Master's thesis, Department of Electrical and Computer Engineering, Brigham Young University (BYU), 2004.
- [25] Alberto Moreira et al. A tutorial on synthetic aperture radar. *IEEE Geoscience and remote sensing magazine*, 2013.
- [26] Kiyo Tomiyasu. Tutorial review of synthetic-aperture radar (sar) with applications to imaging of the ocean surface. *Proceedings of the IEEE*. Vol. 66. No. 5., 1978.
- [27] Mehrdad Soumekh. *Synthetic Aperture Radar. Signal Processing with MATLAB Algorithms*. John Wiley & Sons, Inc., 1999.
- [28] Samiur Rahman. Focusing moving targets using range migration algorithm in ultra wideband low frequency synthetic aperture radar. Master's thesis, School of Engineering. Blekinge Institute of Technology., 2010.
- [29] Roger J. Sullivan. *Radar Foundations for Imaging and Advanced Concepts*. SciTech Publishing Inc., 2004.
- [30] Carl A. Wiley. Pulsed doppler radar methods and apparatus, July 1965.
- [31] Armin W. Doerry. Performance limits for shynthetic aperture radar, second edition. Technical report, Sandia National Laboratories, 2006.
- [32] Ian G. Cumming and Frank H. Wong. *Digital processing of synthetic aperture radar data, algorithm and implementation*. Artech House, 2005.
- [33] Ulaby F.T.; Moore R.K.; and Fung A.K. *Microwave Remote Sensing: Active and Passive*. Artech House, Dedham, MA., 1982.
- [34] K.; Yisok Oh; Sarabandi and F.T. Ulaby. An empirical model and an inversion technique for radar scattering from bare soil surfaces. *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing, Volume: 30, Issue: 2. Pages: 370 - 381*, 1992.
- [35] Merrill I. Skolnik. *Introduction to Radar Systems*. Mc Graw Hill, 1990.
- [36] A. J. Zozaya. Modelos de interacción electromagnética para la caracterización de blancos en escenas sar. Technical report, Instituto Espacial Ecuatoriano, 2014.
- [37] Yun Shao Xinqiao Lu Huadong Guo, Liangpu Zhu. Detection of structural and lithological features underneath a vegetation canopy using sir-c/x-sar data in zhao qing test site of southern china. *Journal of Geophysical Research: Planets*, 2012.
- [38] A. J. Zozaya. Electromagnetic interaction models for the characterization of targets in sar scenes: preliminary literature review. *Revista Ingeniería UC*, 22:26–63, 2015.
- [39] René Acevo Herrera. *Sistemas de teledetección activos y pasivos embarcados en sistemas aéreos no tripulados para la monitorización de la tierra*. PhD thesis, Departamento de Teoría de la señal y comunicaciones. Universitat Politècnica de Catalunya (UPC), 2011.
- [40] Damien O'Grady ; Marc Leblanc and David Gillieson. Relationship of local incidence angle with satellite radar backscatter for different surface conditions. *International Journal of Applied Earth Observation and Geoinformation*, 2013.
- [41] Timothy J. Parker; Ellen R. Stofan; Gregory Michaels; Tom G. Farr; David A. Senske; Jeffrey J. Plaut; Catherine M. Weitz and John P. Ford. *Guide to Magellan Image Interpretation (NASA History Series)*. National Aeronautics and Space Administration, 2012.
- [42] Frank Monaldo. The influence of altitude and look angle on sar ocean wave imaging: A practical compromise. In *International Geoscience and Remote Sensing Symposium. IGARSS '94. Surface and Atmospheric Remote Sensing: Technologies, Data Analysis and Interpretation, Volume: 3. Pages: 1519 - 1521*, 1994.
- [43] Merrill I. Skolnik. *Radar handbook*. McGraw-Hill, 2008.
- [44] George W. Stimson. *Introduction to Airborne RADAR*. Scitech Publishing, Inc., 1998.
- [45] Peyton Z. Peebles. *Radar principles*. John Wiley & Sons, Inc., 1998.
- [46] Constantine Balanis. *Advanced Engineering Electromagnetics*. John Wiley & Sons, Ltd., 1989.
- [47] Ángel Cardama Aznar; Lluís Jofre Roca; Juan Manuel Rius Casals; Jordi Romeu Robert; Sebastián Blanch Boris; and Miguel Ferrando Bataller. *Antenas*. Edicions UPC, 2002.

- [48] A. Bruce Carlson; Paul B. Crilly; and Janet C. Rutledge. *Communication Systems. An Introduction to Signals and Noise in Electrical Communication*. McGraw-Hill, 2002.
- [49] Tri T. Ha. *Theory and Design of Digital Communication Systems*. Cambridge University Press, 2011.
- [50] Lav Varshney. Radar system components and system design. Technical report, Syracuse Research Corporation, 2002.
- [51] Tim Das. Practical considerations for low noise amplifier design. *Freescale Semiconductor. White Paper*, 2013.
- [52] A. J. Zozaya. Equipamiento inicial del laboratorio de diseño y construcción de prototipos de radares: primer borrador. Technical report, Instituto Espacial Ecuatoriano, 2015.