

ERROR DE No. ___ DE PAGINA

110

Universidad Nacional Autónoma de México

Facultad de Ingeniería

**Modelo de un radar de apertura sintética para
satélites de órbita baja**

junio de 1994

Francisco Martínez Torres

Gustavo Martínez Cordero

Directora de tesis: M. en. C Amanda Gómez

**TESIS CON
FALLA DE ORIGEN**



UNAM – Dirección General de Bibliotecas Tesis Digitales Restricciones de uso

DERECHOS RESERVADOS © PROHIBIDA SU REPRODUCCIÓN TOTAL O PARCIAL

Todo el material contenido en esta tesis está protegido por la Ley Federal del Derecho de Autor (LFDA) de los Estados Unidos Mexicanos (México).

El uso de imágenes, fragmentos de videos, y demás material que sea objeto de protección de los derechos de autor, será exclusivamente para fines educativos e informativos y deberá citar la fuente donde la obtuvo mencionando el autor o autores. Cualquier uso distinto como el lucro, reproducción, edición o modificación, será perseguido y sancionado por el respectivo titular de los Derechos de Autor.

A la memoria de mi abuelo,
Manuel Martínez Baez

Francisco Martínez Torres

Agradezco el apoyo siempre fiel
y continuo de mis Padres.

Gustavo Martínez Cordero

Agradecemos la importante colaboración en la realización de este trabajo al Dr. Román Álvarez, del Instituto de Geografía de la UNAM y a Valérie Hut, de la Agencia Espacial Europea.

Indice

	página
1. Introducción.....	1
2. Antecedentes.....	5
2.1. Conceptos de percepción remota.....	7
2.1.1. Introducción.....	7
2.1.2. Percepción remota activa con microondas.....	12
2.2. El radar convencional.....	17
2.2.1. Conceptos generales.....	17
2.2.2. Información obtenida del eco de la señal transmitida.....	19
2.2.3. Reflexión y transmisión de ondas electromagnéticas.....	24
2.3. Teoría de arreglos de antenas lineales.....	29
2.3.1. Introducción.....	29
2.3.2. Arreglos de fuentes isotrópicas.....	30
2.3.3. Características de antenas lineales.....	33
2.3.4. Arreglos de antenas lineales.....	37
2.4. Modelo orbital de satélites.....	47
2.4.1. Introducción.....	47
2.4.2. Modelo de órbitas.....	50
3. Modelo del radar de apertura sintética para satélites de órbita baja.....	59
3.1. Teoría del radar de apertura sintética.....	61
3.1.1. Introducción.....	61
3.1.2. Modelos equivalentes del SAR.....	61
3.1.3. Resolución.....	69
3.1.4. Ambigüedades.....	77
3.1.5. Consideraciones de potencia.....	81
3.1.6. Errores en la operación.....	83
3.1.7. Configuraciones de sistemas de mapeo SAR.....	91
3.2. Características del modelo de un radar de apertura sintética.....	97
3.2.1. Características del satélite de órbita baja.....	97

	página
3.2.2. Características del terreno en estudio.....	99
3.2.3. Características del radar de apertura sintética propuesto.....	100
4. Resultados del modelo de radar de apertura sintética propuesto.....	105
4.1. Resultados del modelo con datos del Seasat-A.....	107
4.1. Resultados del modelo para el SAR propuesto.....	111
5. Conclusiones.....	117
6. Referencias.....	123
7. Apéndices.....	129
7.1. Tablas.....	131
7.1.1. Espectro electromagnético.....	131
7.1.2. Resistencias mutuas entre dos antenas lineales.....	132
7.1.3. Valores de constantes de materiales.....	133
7.2. Características del SAR del Seasat-A.....	135
7.3. Características del SAR del ERS-1.....	139
7.4. Nomenclatura.....	141
7.5. Bibliografía relacionada.....	147

1. Introducción

El objetivo principal de este trabajo es describir la teoría del radar de apertura sintética (SAR, por sus siglas en inglés) para así poder desarrollar un modelo matemático que lo represente. Se desarrolla el modelo de un SAR montado en un satélite de órbita baja para aplicaciones de percepción remota, ya que ésta es la aplicación más utilizada. La importancia del SAR es su capacidad para generar imágenes de alta resolución, lo cual no se puede lograr con otros radares. Por esta razón es muy útil para diversos estudios de la Tierra.

Este trabajo está dirigido a personas no especializadas en la materia y que desean conocerla. Consideramos que esto es necesario debido a que las publicaciones que consultamos son especializadas y para un público ya enterado de temas asociados, como la percepción remota, radares, antenas y/o satélites. Se pretende crear interés en estudiar la teoría del SAR para generar más trabajos relacionados con este tipo de radar.

Con todo esto en mente, la organización de la tesis se hizo de la siguiente forma. En la primera parte, se presentan los antecedentes necesarios para el desarrollo del modelo del SAR, considerando que el lector es un alumno de los últimos semestres de ingeniería y que tiene conocimientos previos de electromagnetismo, antenas y propagación de señales. Primero se dan conceptos generales de percepción remota, con el objetivo de conocer la aplicación más importante del SAR y de ubicar mejor el problema. Después, se describen los principios de operación y los parámetros fundamentales de radares. También se describe la teoría de reflexión y transmisión de ondas electromagnéticas, para poder integrar al modelo las características del terreno en estudio. Luego se presenta la teoría de arreglos de antenas, que define los principios sobre los que se basa un SAR para lograr obtener imágenes de alta resolución. Finalmente, se desarrolla el modelo orbital de un satélite, para poder simular un SAR montado en uno. En la segunda parte del trabajo se presenta la teoría del SAR y se desarrolla el modelo del mismo, para después integrar todo esto con la información presentada en la primera parte y así tener el modelo completo, que es en buena medida un resumen de las ecuaciones más importantes del trabajo.

Para comprobar el modelo, tomamos los datos de entrada de las características del satélite Seasat-A (el cual fue uno de los primeros satélites con un radar de

apertura sintética para aplicaciones de percepción remota) y comparamos los resultados obtenidos con los reales. De la misma forma, se presentan los resultados de un SAR propuesto por nosotros, el cual servirá para ilustrar varios conceptos de la teoría. Es importante recalcar que el sistema propuesto es ilustrativo y de ninguna manera puede considerarse como uno real.

Este trabajo presenta la teoría del SAR y un modelo ideal del mismo. No se abordan los problemas de diseño de implementaciones físicas ni de procesamiento de señales. El objetivo es dar a conocer esta tecnología y que sirva de base para futuros trabajos que ataquen estos problemas. La tecnología no es nueva y ya existen varios sistemas SAR, pero es necesario estudiarla para avanzar en el campo de la percepción remota en nuestro país y poder implementar estos sistemas.

2. Antecedentes

2.1. Conceptos de percepción remota

2.1.1. Introducción

La *percepción remota* es la disciplina que engloba las técnicas para la descripción de objetos que se encuentran a grandes distancias del observador, distancias que pueden variar desde algunos kilómetros hasta interplanetarias. El objetivo principal de esta disciplina es obtener representaciones gráficas de superficies de suficiente calidad y resolución, de tal forma que se puedan determinar las naturalezas de los terrenos en estudio, poder observar sus desarrollos y posiciones relativas y detallar cuantitativamente sus características [1].

La percepción remota se divide en dos grandes áreas: la *pasiva* y la *activa*. La primera únicamente capta la energía electromagnética emitida por los objetos en estudio, originada por el reflejo de señales aleatorias existentes en el ambiente en la superficie de dichos objetos. La segunda utiliza un emisor y un sensor, y su funcionamiento se basa en emitir una señal electromagnética al objeto en estudio para después analizar el eco de la misma.

En los Estados Unidos se llevaron a cabo dos programas de investigación muy importantes para demostrar la utilidad de la percepción remota. El primero fue el llamado LACIE¹, con una duración de cuatro años (1974-1978). Este programa pretendía demostrar que era posible hacer, con la percepción remota, un pronóstico global de los cultivos con mayor rapidez y precisión. Dicho inventario cubría virtualmente todo el planeta, uniéndose en las investigaciones otros países como la Unión Soviética, China, India, Brasil y Argentina. El programa que le continuó fue el AGRISTARS², aunque éste se enfrentó a problemas económicos que le impidieron seguir adelante [2].

Después de años de experimentación, la percepción remota es vista como una forma de tecnología lo suficientemente desarrollada y rentable para la administración de los recursos del planeta. Actualmente, después de las

¹ Large Area Crop Inventory Experiment.

² Agriculture and Resources Inventory Surveys Through Aerospace Remote Sensing.

telecomunicaciones, es la actividad más importante llevada a cabo en el espacio, y aún con muchas perspectivas de desarrollo.

Aplicaciones de percepción remota

Dentro de las aplicaciones más relevantes en las que puede ser utilizada la percepción remota, se encuentran las siguientes [3]:

Geología

- Estructura
- Litología

Hidrología

- Distribución de la humedad del suelo para el pronóstico de niveles de ríos e inundaciones
- Sondeo de inundaciones
- Sondeo de identificación de áreas con superficie acuosa (lagos, ríos, estanques)
- Rastreo de drenaje superficial de cuencas
- Rastreo de cuencas
- Rastreo de zonas nevadas

Agricultura

- Sondeo de plantíos
- Distribución de la humedad del suelo para la planeación de irrigación y estimación de la evolución de plantíos
- Monitoreo de prácticas agrícolas
- Identificación de límites de campos
- Monitoreo de pastizales
- Problemas con el agua (por ejemplo, inundaciones)
- Delineación de fronteras de deshielo

Bosques

- Monitoreo de prácticas de tala
- Rastreo de daños por incendios
- Identificación de zonas de conflicto
- Estimación del volumen de madera

Cartografía

- Sondeo topográfico en zonas remotas y nebulosas
- Sondeo del uso del suelo
- Monitoreo de cambios en el uso del suelo
- Desarrollo urbano y campestre

Regiones Polares

- Monitoreo y sondeo del hielo marítimo
- Sondeo de capas de hielo continentales
- Monitoreo de la formación de icebergs y su movimiento
- Monitoreo de cambios glaciales

Océanos

- Monitoreo de velocidades de vientos al nivel de la superficie
- Monitoreo de temperatura en la superficie
- Monitoreo de salinidad en la superficie
- Monitoreo de patrones de ondas
- Monitoreo de derrames de petróleo
- Monitoreo de tráfico de barcos
- Monitoreo de cardúmenes de peces

Tormentas severas

- Monitoreo de ciclones tropicales (mapas de lluvia, perfiles de temperatura y humedad, temperatura del mar y vientos)
- Tormentas locales severas (perfiles de temperatura y humedad, humedad del suelo y lluvia)

Meteorología y climatología (principalmente sobre océanos)

- Perfiles de temperatura
- Vapor de agua integrado
- Perfil del vapor de agua, del agua líquida, de las lluvias, de la temperatura del océano y de la velocidad superficial de viento

Estratosfera, mesosfera, y termosfera baja

- Perfil de temperatura atmosférica
- Perfil del campo magnético
- Abundancia de gases atmosféricos

Sistema de percepción remota satelital

La percepción remota encontró en el uso de los satélites una gran plataforma para su evolución, pues éstos brindan una vista más global por encontrarse a una altura mucho mayor que la de cualquier aeronave. Los satélites meteorológicos desarrollados en E.U.A. y la U.R.S.S. durante el principio de los 70's sirvieron como base para el impulso de esta disciplina, que en aquellos días tenía como objetivo principal el estudiar las características geológicas y de vegetación de la Tierra [2]. Así pues, en la actualidad, la percepción remota utiliza preferentemente los satélites para el desarrollo de sus aplicaciones.

Un sistema de percepción satelital se compone de diferentes elementos, los cuales se representan en la figura (1) y se explican a continuación.

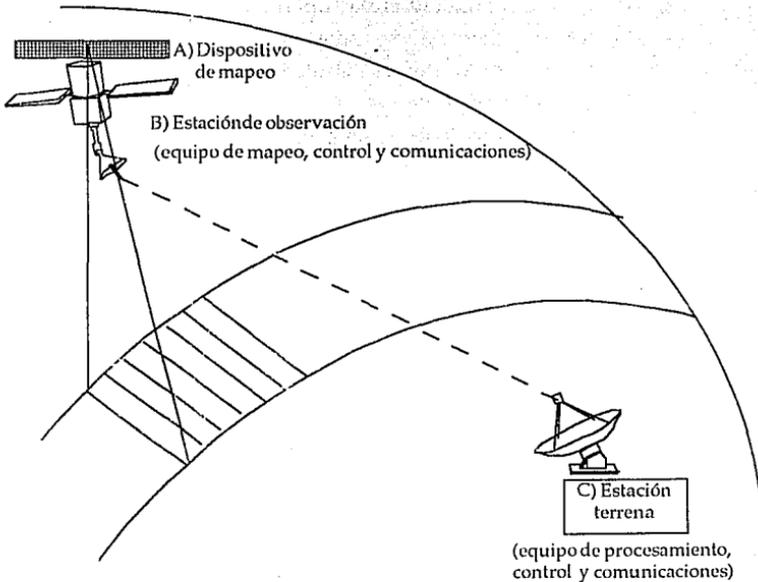


Figura (1). Elementos de un sistema de percepción remota satelital.

Cada uno de los elementos mostrados en la figura {1} representa una parte indispensable en el sistema, por lo que el desarrollo y avance tecnológico que se logre en cada uno de ellos permitirá que mejore el desempeño del sistema.

Los avances alcanzados en la electrónica digital han permitido fabricar procesadores más rápidos y memorias de mayor capacidad y rapidez de acceso, beneficiando a todos los sistemas digitales que se integran en el sistema de percepción remota. En las estaciones de observación y terrenas, ésto ha favorecido directamente en aumentar la cantidad de información que se puede procesar y almacenar, permitiendo la construcción de una imagen más detallada. Por otro lado, el software necesario para realizar el procesamiento digital de las señales recibidas es más sofisticado y poderoso. Las telecomunicaciones también han evolucionado, permitiendo a la estación de observación transmitir un mayor volumen de información a la estación terrena. Por ejemplo, el satélite LANDSAT-1 (1972) transmitía datos a 15 Mbps [2], mientras que el ERS-1 (1991) a 105 Mbps (ver sección 7.1.4), implicando desde luego, que se pueden procesar imágenes de mayor tamaño y resolución.

El dispositivo de mapeo es un elemento muy importante de dicho sistema, y por lo que a este trabajo concierne, es el tema central. Como cada terreno proporciona un eco diferente, es necesario que el dispositivo que se utiliza para captar dichos ecos, tenga el ancho de banda requerido para identificar las diferentes señales esperadas. Los dispositivos de mapeo se diseñan para responder a diferentes frecuencias y distintas condiciones ambientales, y se dedican a tareas específicas. La tabla {1} muestra los diferentes dispositivos de mapeo que se utilizan en sistemas satelitales.

Nombre del dispositivo de mapeo	Tipo	Activo / Pasivo
MSS - Multispectral Scanner Subsystem	Optico	Pasivo
RBV - Return Beam Vidicon	Optico	Pasivo
Thematic Mapper	Optico	Pasivo
HRV - High Resolution Visible	Optico	Pasivo
SAR - Synthetic Aperture Radar	Microondas	Activo
RA - Radar Altimeter	Microondas	Activo
MSR - Microwave Scanning Radiometer	Microondas	Pasivo

Tabla [1]. Dispositivos de mapeo utilizados en la actualidad en satélites [2].

Dado que nuestro trabajo está enfocado al elemento sensor o dispositivo de mapeo del sistema de percepción remota (específicamente un radar de apertura sintética), a continuación se hablará de las características de la percepción remota realizada con un dispositivo de mapeo activo de microondas.

2.1.2. Percepción remota activa con microondas

Breve Historia

Los trabajos realizados principalmente en el MIT Radiation Laboratory, de 1948 a 1952, en los Estados Unidos, condujeron al desarrollo de radares aéreos que trabajaban en frecuencias de microondas, capaces de reproducir imágenes del suelo terrestre [3].

El antecedente al radar de percepción remota de microondas, es uno desarrollado en la Segunda Guerra Mundial, que utilizaba una técnica llamada B-scan. Este radar producía una imagen de forma rectangular, con la distancia del blanco al avión en un eje y el ángulo relativo a la dirección del

avión en el otro eje. Esta representación tenía muchas distorsiones debidas a la no-linealidad existente entre el ángulo y la distancia lateral del avión.

En los años 50's se desarrolló un nuevo tipo de radar: el SLAR³, que contaba con una antena más larga, montada paralela al fuselaje del avión, lo cual permitía tener una mayor resolución de los objetos sensados. Las primeras aplicaciones del SLAR fueron diseñadas para propósitos geológicos, pero se aceptó desde el principio que esta técnica de percepción remota beneficiaría a diversas disciplinas, como las que se mencionaron anteriormente.

Los primeros radares trabajaban en frecuencias menores que los actuales, debido a que las características de los vehículos que los transportaban y medios ambientes que enfrentaban no demandaban trabajar a mayores frecuencias. Como se verá, la propagación de señales a grandes alturas, demuestra tener ciertas ventajas en rangos de mayor frecuencia, por lo que los radares ahora trabajan en el rango de microondas del espectro electromagnético (ver sección 7.1.1).

Ventajas al usar microondas

El uso de microondas en la percepción remota es reciente. Las causas más importantes por las que se trabaja en este rango de frecuencias son [3]:

1. Su capacidad de penetrar nubes, y en buena medida lluvia, es excelente. Nubes que pueden ser lo suficientemente densas para impedir el paso de frecuencias visuales de fotografías aéreas o espaciales, prácticamente no tienen ningún efecto al usar microondas. Las nubes de agua tienen mayor efecto sólo cuando la longitud de onda es menor a 2 cm., y el efecto es muy grande cuando ésta es menor a 1 cm. La lluvia afecta sólo cuando es muy intensa y cuando la longitud de onda es menor a 2 cm. Las figuras {2} (a) y (b) ilustran este fenómeno.

³ Side Looking Airborne Radar

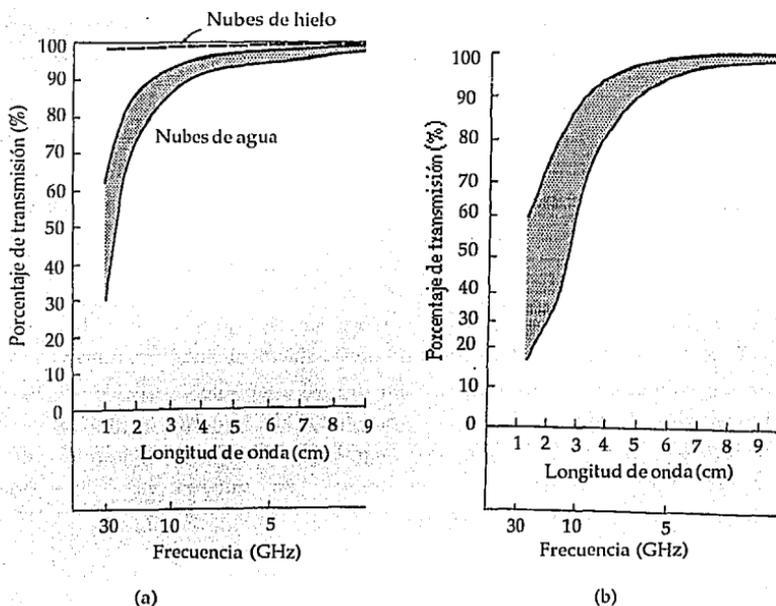


Figura (2). Efecto de las nubes (a) y de la lluvia (b) en la transmisión de señales del espacio a Tierra [3].

- Las microondas son capaces de penetrar más profundamente entre la vegetación de lo que pueden las ondas en la banda visible. La profundidad de penetración en la vegetación depende de la humedad, así como de la longitud de onda. En la figura (3) se muestra la relación entre la profundidad de penetración, la longitud de onda y el ángulo de incidencia.

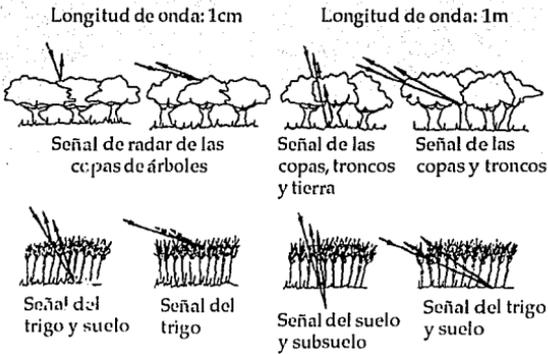


Figura (3). Penetración de las señales de radar a través de vegetación [3].

En la figura (4) podemos ver la profundidad en la que la señal de microondas decrece hasta un 63% para tres diferentes frecuencias y tres diferentes tipos de terreno.

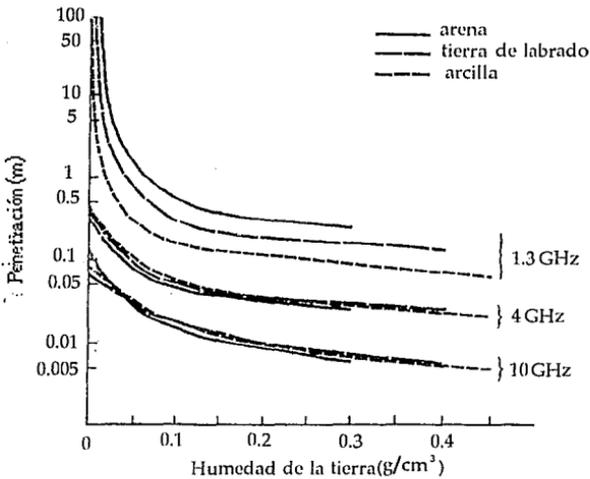


Figura (4). Distancia de penetración en función del contenido volumétrico de agua del terreno, la frecuencia y el tipo de terreno [3].

3. La tercera razón es que este tipo de ondas entregan diferentes datos del objeto en estudio, de los que entregan otro tipo de señales electromagnéticas, como las visuales y las de regiones infrarrojas. Por ello, en condiciones aceptables para el manejo de los tres tipos de señales, el uso de las tres permite una complementación en la información entregada por cada una.

En la figura (5) podemos observar el porcentaje de transmisión para un cielo despejado, en un rango de frecuencias más amplio que en las gráficas anteriores.

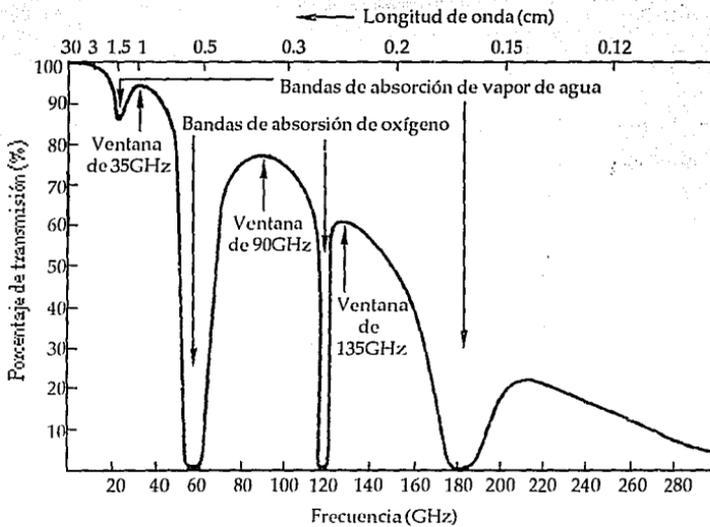


Figura (5). Transmisión de señales de un satélite a la Tierra con un cielo despejado[3].

Es importante destacar las ventanas de 1-10 GHz, 35 GHz, 90 GHz y 135 GHz que se presentan, pues éstas indican las frecuencias intermedias en las que existe una mejor transmisión de las señales por la atmósfera de la Tierra. Este aspecto es de vital importancia, pues es importante evitar las bandas de absorción de vapor de agua y oxígeno que se encuentran entre ellas, para lograr una mejor transmisión y recepción de señales, durante días nublados y/o lluviosos.

2.2. El radar convencional

2.2.1. Conceptos generales

El radar⁴ es un sistema electrónico que utiliza ondas de radio para detectar objetos invisibles al ojo humano por factores como distancia, oscuridad o cielo nublado. El radar puede determinar la posición de un objeto, la distancia a la que se encuentra de la estación de observación y, si dicho objeto se encuentra en movimiento, su velocidad y dirección.

El radar es un dispositivo activo, ya que contiene su propio transmisor y no depende de radiaciones en el medio ambiente, como casi todos los sensores ópticos e infrarrojos.

Operación básica

El funcionamiento de un radar se basa en un principio relativamente sencillo, aunque su implementación no lo es [4]. La operación de un radar consiste en radiar una señal electromagnética conocida (en forma de pulso) y luego en detectar el eco de la misma al ser reflejada por un objeto (*blanco*) que se encuentre en la trayectoria de propagación de la señal. Las características de la señal de eco nos proporcionan información del blanco.

Generalmente, el transmisor y el receptor se encuentran en el mismo lugar (a este tipo de radares se les conoce como *monoestáticos*) y comparten la misma antena utilizando un duplexor, como se muestra en la figura {1}. La señal transmitida es radiada por la antena, reflejada por el blanco y captada por el receptor. La distancia del radar al objeto (*range*) se calcula fácilmente si conocemos el tiempo transcurrido entre el instante en que se genera la señal transmitida y el instante en que el radar recibe el eco de la misma:

$$R = \frac{ct_r}{2} \quad (1)$$

⁴ La palabra radar se deriva de la expresión "radio detection and ranging".

Donde: R es el rango, c la velocidad de propagación de la señal transmitida, que en este caso suponemos que se propaga en el espacio libre, por lo que es igual a la velocidad de la luz y t_r el tiempo transcurrido entre la transmisión de la señal y la recepción de su eco.

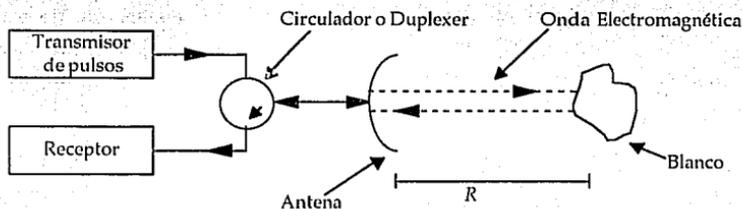


Figura [1]. Diagrama básico del radar [5].

Para poder determinar la posición angular del objeto con respecto al radar, se utiliza una antena direccional (con un haz angosto), para calcular este ángulo con suficiente precisión.

Si el objeto se encuentra en movimiento con respecto al radar, éste puede determinar su trayectoria y predecir su posición futura. El corrimiento de frecuencia en la señal de eco, debido al efecto Doppler⁵, ocasionado por el movimiento del blanco, permite al radar separar el blanco de los objetos estacionarios que lo rodean que no interesa conocer [4] y calcular la velocidad angular a la que viaja.

⁵ La definición del efecto Doppler se presenta en la sección 3.1.2.

2.2.2. Información obtenida del eco de la señal transmitida

Rango

La forma de onda de la señal transmitida por un radar es un pulso. Como se verá más adelante, mientras el pulso sea de menor duración, la medición del rango será más precisa (es decir, se logra una mayor *resolución en rango*). Un pulso muy corto tiene un ancho de banda muy grande. El efecto de un pulso muy corto lo podemos obtener con un pulso largo modulado en fase o frecuencia, para aumentar su ancho de banda. Al pasar éste por un *filtro acoplado*, la salida será un pulso comprimido, cuya duración será aproximadamente el recíproco del ancho de banda del pulso largo modulado. A este proceso se le llama *compresión de pulsos* y permite tener la resolución de un pulso corto y la energía de un pulso largo [4]. A un radar que utiliza esta técnica se le conoce como *radar de pulsos*.

Como especifica la ecuación (1), el rango puede calcularse en función del tiempo y la velocidad de propagación de la señal transmitida. Sin embargo, necesitamos una expresión que describa el rango en función de las características del radar. A esta ecuación se le conoce como la *ecuación del radar*, la cual, en su forma más general es [4]:

$$P_r = \frac{P_t G_t}{4\pi R^2} \times \frac{\sigma}{4\pi R^2} \times A_r \quad (2)$$

Donde: P_r es la potencia de la señal recibida por el radar, P_t la potencia transmitida por el radar, G_t la ganancia de la antena transmisora, σ la sección efectiva del blanco y A_r la apertura efectiva de la antena receptora.

El lado derecho de la ecuación (2) se escribió como el producto de tres factores para poder representar el proceso físico que está teniendo lugar. El primer factor es la densidad de potencia de la señal transmitida. La sección efectiva del blanco, σ , nos indica el tamaño del blanco visto por el radar (en unidades de área). Por lo tanto, el producto de los dos primeros factores representa la potencia por unidad de área que llega al radar. La antena, con un área de

apertura efectiva A_e , capta una porción de esta potencia en una cantidad dada por el producto de los tres factores.

De la ecuación (2), obtenemos la expresión para conocer el rango:

$$R^4 = \frac{P_t G_t A_e \sigma}{(4\pi)^2 P_r} \quad (3)$$

Cuando se utiliza la misma antena para transmitir y recibir señales, tenemos que:

$$G_t = \frac{4\pi A_e}{\lambda^2} \quad (4)$$

Por lo tanto, si sustituimos este valor en la ecuación (3):

$$R^4 = \frac{P_t G_t^2 \lambda^2 \sigma}{(4\pi)^3 P_r} \quad (5)$$

La señal reflejada debe ser lo suficientemente grande para que el receptor la pueda detectar, por lo que está relacionada directamente con la relación señal a ruido (SNR) del receptor requerida para tener una detección confiable. El SNR se define como [6]:

$$SNR = \frac{P_r}{P_n} \quad (6)$$

Donde P_n es la potencia del ruido del sistema receptor, que puede ser representada en función de la temperatura del sistema T_s como:

$$P_n = kT_s B_n \quad (7)$$

Donde k es la constante de Boltzmann y B_n el ancho de banda de la señal de ruido. Combinando las ecuaciones (6) y (7), tenemos que:

$$P_r = (SNR)kT_s B_n \quad (8)$$

Ahora, sustituimos (8) en (5) y tenemos:

$$R^4 = \frac{P_t G_t^2 \sigma \lambda^2}{(4\pi)^3 (SNR)kT_s B_n} \quad (9)$$

Si agregamos factores de pérdidas a la ecuación del radar, tenemos:

$$R^4 = \frac{P_t G_t^2 \sigma \lambda^2 F_t^2 F_r^2}{(4\pi)^3 (SNR) k T_s B_n F_p} \quad (10)$$

Donde F_t es el factor de propagación para la trayectoria de la antena transmisora al blanco, F_r el factor de propagación para la trayectoria del blanco a la antena receptora y F_p es el producto de diversos factores de pérdida, como lo son pérdidas atmosféricas, de transmisión, etc. Como estamos considerando que el radar utiliza la misma antena para transmisión y recepción, tenemos que $F_t = F_r$, por lo que la ecuación (10) se reduce a:

$$R^4 = \frac{P_t G_t^2 \sigma \lambda^2 F_t^4}{(4\pi)^3 (SNR) k T_s B_n F_p} \quad (11)$$

Tendremos el rango máximo cuando la potencia detectada sea igual a la señal mínima que el receptor pueda detectar, a pesar del ruido interno y/o externo. Por lo tanto:

$$R_{\max}^4 = \frac{P_t G_t^2 \sigma \lambda^2 F_t^4}{(4\pi)^3 (SNR)_{\min} k T_s B_n F_p} \quad (12)$$

La ecuación (12) no especifica las características de la señal transmitida. Para un radar de pulsos, se tendrá el SNR_{\min} cuando el receptor tenga un B_n óptimo, que es el inverso de la duración del pulso τ [6]:

$$B_n = \frac{1}{\tau} \quad (13)$$

Por lo tanto, la ecuación (12) se puede escribir en términos de τ como:

$$R_{\max}^4 = \frac{\tau P_t G_t^2 \sigma \lambda^2 F_t^4}{(4\pi)^3 (SNR)_{\min} k T_s F_p} \quad (14)$$

Además, hay que notar que potencia de los pulsos transmitidos, P_t , depende de la amplitud y de la duración de los mismos.

Por lo tanto, podemos determinar de la ecuación del radar que para aumentar el rango máximo, podemos [7]:

- 1.- Aumentar la potencia de transmisión. El inconveniente de hacerlo es que aumentamos los requerimientos de potencia del sistema, además que la relación entre la potencia de transmisión y el rango máximo es a la cuarta potencia.
- 2.- Aumentar la ganancia de la antena. Con esto, aumentamos la complejidad y el tamaño de la antena. Con el SAR, podemos aumentar este parámetro, al sintetizar una antena más grande con una pequeña en movimiento, como se verá más adelante.
- 3.- Aumentar la longitud de onda. Las frecuencias bajas sufren más atenuaciones al propagarse por la atmósfera (como se vio en la sección 2.1.2) y, por lo tanto, ofrecen menores rangos. Este es un factor que para aplicaciones de percepción remota, especialmente en estudios geofísicos, queremos mantener constante.
- 4.- Usar receptores de bajo ruido.

Por todas estas razones, el diseño de radares se enfoca principalmente a implementar antenas de altas ganancias y receptores de bajo ruido.

Tamaño y forma

Es importante conocer tanto el tamaño como la forma del blanco en estudio para discriminar o reconocer un objeto de otro (especialmente en aplicaciones de percepción remota). Con un radar de alta resolución tanto en rango como en ángulo o *azimut*, podemos conocer el tamaño y la forma del blanco con mucha precisión. En la figura [2] se ilustra la definición del área de resolución.

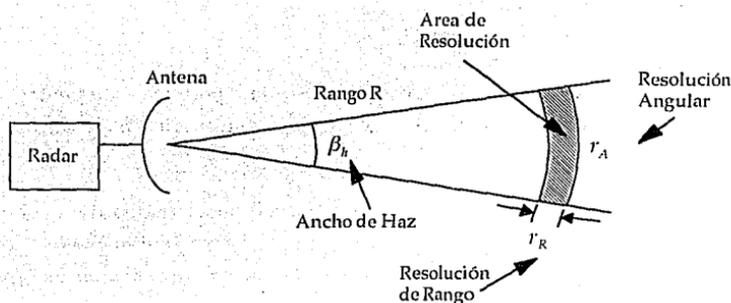


Figura [2]: Definición del área de resolución [1].

De la ecuación (1), podemos conocer el tiempo de propagación del pulso transmitido por un radar de vista lateral en función del rango y la velocidad de propagación:

$$t_r = \frac{2R}{c} \quad (15)$$

Las reflexiones de blancos que se encuentren a diferentes rangos llegarán al receptor a diferentes tiempos. Si el pulso transmitido es muy corto, las señales reflejadas por los diferentes blancos no se traslapan en el tiempo. La separación requerida entre los blancos para que no ocurra esto es [8]:

$$\Delta R \geq \frac{c\tau}{2} \quad (16)$$

Donde τ es la duración del pulso transmitido. Si aceptamos la ecuación (16) como una medida de la resolución en rango, tenemos que:

$$r_R \approx \frac{c\tau}{2} \quad (17)$$

Para poder generar un pulso de duración τ en un radar de pulsos, es necesario que el ancho de banda del transmisor (B_t) sea del orden de $1/\tau$. Por lo tanto, la resolución en rango depende del ancho de banda de la siguiente forma:

$$r_R \approx \frac{c}{2B_t} \quad (18)$$

De esta manera, se ve de la ecuación (18) que podemos aumentar la resolución en rango con la generación de pulsos muy cortos o de ancho de banda muy grande.

Sin embargo, la resolución en azimut es mucho más pobre que la de rango, ya que depende únicamente de las características de la antena (del ancho de haz a potencia media de la misma, específicamente). Como se muestra en la figura [2], la resolución en azimut es:

$$r_A = R\beta_h \quad (19)$$

Pero r_A se puede mejorar a un valor comparable a r_R si se utiliza la resolución en el dominio de la frecuencia Doppler [4]. Esto implica que debe existir movimiento relativo entre el radar y el blanco. Este es el principio en el que se basa el radar de apertura sintética para aumentar la resolución en azimut, como se verá más adelante.

2.2.3. Reflexión y transmisión de ondas electromagnéticas

Ondas planas y la ecuación de onda

Una onda electromagnética se compone de los campos asociados eléctrico y magnético. Con las ecuaciones de Maxwell conocemos su interdependencia. Los vectores de campo eléctrico y magnético (E y H) de una onda plana uniforme siempre yacen perpendiculares a la dirección de propagación.

El campo eléctrico de una onda electromagnética que se propaga por un medio se expresa [9]:

$$E = E_0 \sin(\omega t - \beta x) = E_0 e^{j(\omega t - \beta x)} \quad (20)$$

Donde: β es la velocidad de fase y ω la velocidad angular de la onda, las cuales se definen como:

$$\beta = \frac{2\pi}{\lambda} \qquad \omega = 2\pi f \qquad \lambda = \frac{c}{f}$$

Donde λ es la longitud de onda y f la frecuencia.

De la ecuación (20), podemos conocer la fase de la señal electromagnética. Por lo tanto, en un radar convencional, el defasamiento que sufre la señal transmitida en sus viajes de ida y de regreso es:

$$\phi = 2\beta R \qquad (21)$$

El campo magnético asociado depende del campo eléctrico con la impedancia intrínseca del medio de propagación:

$$H = \frac{E}{Z} \qquad (22)$$

Donde Z , en su forma más general, es [10]:

$$Z = \sqrt{\frac{j\omega\mu}{\sigma_c + j\omega\epsilon}} \qquad (23)$$

Donde σ_c es la conductividad del medio, μ la permeabilidad magnética y ϵ la permitividad eléctrica.

Reflexión y transmisión en un plano de interface

En esta sección se presentarán las leyes de reflexión y refracción de ondas electromagnéticas viajeras, que en nuestro caso se refiere a los pulsos emitidos por el radar e incidentes en fronteras de dos medios diferentes.

La figura {3} presenta gráficamente el problema de reflexión y refracción al que nos enfrentamos cuando ocurre lo anterior.

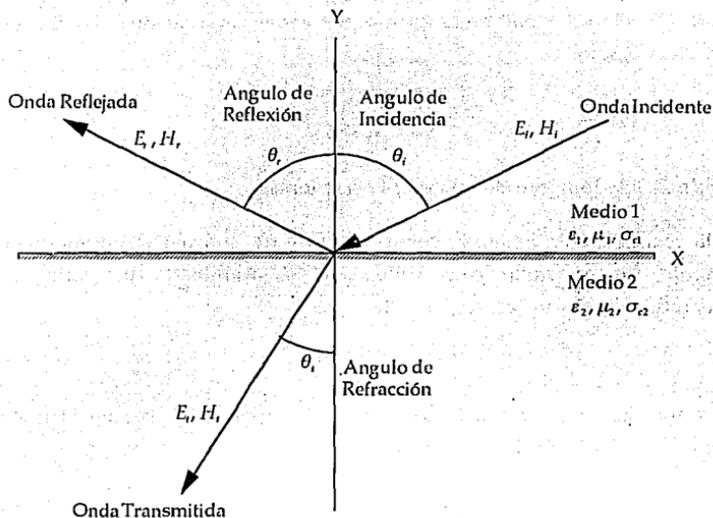


Figure [3]. Representación de la reflexión y transmisión de una onda electromagnética [9]

El plano de incidencia se define como el plano que contiene al vector normal a la interfaz y al vector de propagación de la onda plana [9]. Cuando el vector de incidencia E es perpendicular al plano de incidencia, se dice que existe una polarización perpendicular, horizontal, u onda TE⁶. De otra forma, cuando el vector de incidencia E es paralelo al plano de incidencia, se dice que se tiene una polarización paralela, vertical, u onda TM⁷. En cualquier caso, en este trabajo ambas polarizaciones (perpendicular y paralela), serán consideradas como polarizaciones lineales solamente.

Existen dos condiciones en la frontera, con las cuales podremos relacionar las tres ondas:

1. Las componentes tangenciales del campo eléctrico son iguales en $y=0$

⁶ Onda transversa eléctrica.

⁷ Onda transversa magnética.

2. Las componentes tangenciales del campo magnético son iguales en $y=0$

De lo anterior se derivan las dos leyes de Snell [11]:

$$\text{Ley de Reflexión:} \quad \theta_r = \theta_i \quad (24)$$

$$\text{Ley de Refracción:} \quad Z_2 \text{sen} \theta_t = Z_1 \text{sen} \theta_i \quad (25)$$

Con estas leyes, podemos determinar los coeficientes de reflexión y transmisión, los cuales se definen [11]:

$$\text{Coeficiente de reflexión:} \quad \mathcal{R} = \frac{E_r}{E_i} \quad (26)$$

$$\text{Coeficiente de transmisión:} \quad \mathcal{T} = \frac{E_t}{E_i} \quad (27)$$

A continuación presentamos estos coeficientes para los casos de polarizaciones perpendicular y paralela [11].

Cuando hay una polarización perpendicular, el coeficiente de reflexión es:

$$\mathcal{R}_\perp = \frac{Z_2 \cos \theta_i - Z_1 \cos \theta_t}{Z_2 \cos \theta_i + Z_1 \cos \theta_t} \quad (28)$$

El ángulo en que el una onda es reflejada totalmente se conoce como *ángulo crítico*, es decir, cuando $\mathcal{R}_\perp = 1 \angle 0^\circ$. Por lo tanto, este ángulo será:

$$\theta_{ic} = \arcsen \sqrt{\frac{\epsilon_2}{\epsilon_1}} \quad (29)$$

El coeficiente de transmisión es:

$$\mathcal{T}_\perp = \frac{2Z_2 \cos \theta_i}{Z_2 \cos \theta_i + Z_1 \cos \theta_t} \quad (30)$$

Cuando hay una polarización paralela, el coeficiente de reflexión es:

$$\mathcal{R}_\parallel = \frac{-Z_1 \cos \theta_i + Z_2 \cos \theta_t}{Z_1 \cos \theta_i + Z_2 \cos \theta_t} \quad (31)$$

El ángulo en que el una onda es transmitida totalmente se conoce como *ángulo de Brewster*, es decir, cuando $\mathcal{R}_{\parallel} = 0$. Por lo tanto, este ángulo será:

$$\theta_{iB} = \arcsen \sqrt{\frac{\epsilon_2 / \epsilon_1}{1 + (\epsilon_2 / \epsilon_1)}} = \arctan \sqrt{\frac{\epsilon_2}{\epsilon_1}} \quad (32)$$

El coeficiente de transmisión es:

$$\mathcal{T}_{\parallel} = \frac{2Z_2 \cos \theta_i}{Z_1 \cos \theta_i + Z_2 \cos \theta_t} \quad (33)$$

2.3. Teoría de arreglos de antenas lineales

2.3.1. Introducción

En esta sección presentamos los fundamentos de la teoría de arreglos de antenas, así como algunos parámetros básicos de las mismas⁸, de tal forma que podamos conocer las bases de la teoría del radar de apertura sintética, así como tener el modelo de la antena que usará el radar propuesto.

La teoría que aquí se presenta, se basa en el sistema coordenado esférico, el cual se representa en la figura (1).

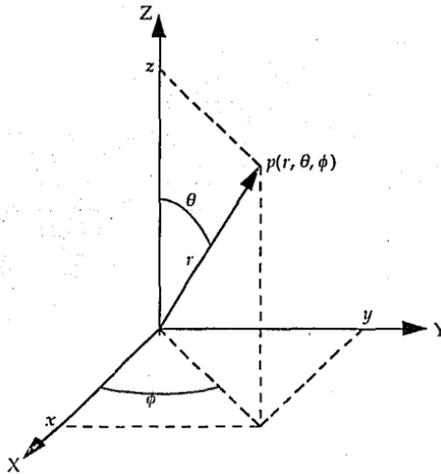


Figura [1]. Sistema coordenado esférico.

Para una antena que se encuentra en el origen, definimos al *plano horizontal* como el plano XY y el *plano vertical* como el plano XZ.

⁸ La teoría presentada aquí se basa en el libro "Antenas" de Kraus [14].

2.3.2. Arreglos de fuentes isotrópicas

Arreglo de dos fuentes puntuales isotrópicas

Para poder modelar una antena o arreglo de antenas, necesitamos tener una antena de referencia: la fuente puntual isotrópica, la cual se define como un punto infinitamente pequeño, que radia un campo eléctrico constante.

En la figura {2} se muestra un arreglo de dos fuentes puntuales isotrópicas. La distancia del origen (en este caso el centro de fase) a un punto de observación lejano es r . Por lo tanto, en este punto, el campo eléctrico recibido por la antena 1 se encontrará atrasada con respecto al origen, y la antena 2 adelantada. De la figura {2}, puede observarse que esa diferencia es $\frac{1}{2}d_r \cos(\phi)$, donde d_r es d expresada en radianes:

$$d_r = \frac{2\pi d}{\lambda} = \beta d \quad (1)$$

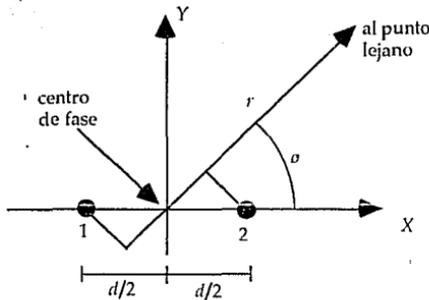


Figura {2}. Arreglo de dos fuentes isotrópicas.

En el punto de observación, el campo eléctrico debido a las dos fuentes isotrópicas (que consideramos iguales) en el plano horizontal es de la forma:

$$E_{2iso}(\phi) = E_0 e^{-j\frac{\psi}{2}} + E_0 e^{j\frac{\psi}{2}} \quad (2)$$

Para obtener una expresión trigonométrica del campo eléctrico, hacemos las siguientes operaciones:

$$\begin{aligned}
 E_{iso}(\phi)e^{i\psi} &= E_0(e^{i\psi} + e^{i2\psi} + e^{i3\psi} + \dots + e^{in\psi}) \\
 E_{iso}(\phi) - E_{iso}(\phi)e^{i\psi} &= E_0(1 - e^{in\psi}) \\
 E_{iso}(\phi) &= E_0 \frac{1 - e^{in\psi}}{1 - e^{i\psi}} = E_0 \frac{e^{in\psi/2} (e^{in\psi/2} - e^{-in\psi/2})}{e^{i\psi/2} (e^{i\psi/2} - e^{-i\psi/2})} \\
 E_{iso}(\phi) &= E_0 e^{i\xi} \frac{\text{sen}(n\psi/2)}{\text{sen}(\psi/2)} \quad (7)
 \end{aligned}$$

Donde ξ es, para un arreglo con el centro de fase en la primera fuente:

$$\xi = \frac{n-1}{2} \psi \quad (8)$$

Si el centro de fase se encuentra al centro del arreglo, $\xi = 0$.

De la misma forma que en el caso anterior, la componente del campo eléctrico en el plano vertical es constante, por lo que:

$$E_{iso}(\theta) = E_{iso}(\phi)_{\max} = nE_0 \quad (9)$$

Arreglo lateral

Para un arreglo de n fuentes puntuales isotrópicas, si hacemos $\delta = 0$, el patrón de radiación resultante tendrá sus valores máximos cuando $\phi = \pi/2$ y $\phi = 3\pi/2$, es decir, en dirección normal al arreglo. A este tipo de arreglos se les conoce como de tipo *lateral*.

2.3.3. Características de antenas lineales

Dipolo corto

La figura (4) muestra la geometría de un dipolo corto. Este se define cuando $h \ll \lambda$ y $D \ll h$, con lo cual podemos considerar que la corriente que circula por el dipolo es constante en un instante de tiempo a lo largo del mismo, de la forma:

$$I = I_0 e^{j\omega t} \quad (10)$$

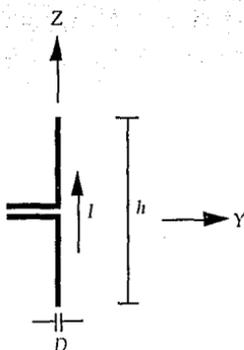


Figura (4). Diagrama básico de un dipolo corto

En un punto de observación lejano, la corriente I es vista con un retraso, debido a la distancia r del dipolo a dicho punto. Esta corriente retrasada se representa (asumiendo que la onda electromagnética emitida por el dipolo viaja en el espacio libre) como:

$$[I] = I_0 e^{j\omega(t-r/c)} \quad (11)$$

En el campo lejano, el campo eléctrico sólo tiene componente en la dirección θ , mientras que el campo magnético en la dirección ϕ :

$$E(\theta) = j \frac{I_0 \beta l}{4\pi \epsilon_0 c r} \sin(\theta) e^{j\omega(t-r/c)} \quad (12)$$

$$H(\phi) = j \frac{I_0 \beta l}{4\pi r} \sin(\theta) e^{j\omega(t-r/c)} \quad (13)$$

Simplificando estas expresiones:

$$E(\theta) = j \frac{60 I l \pi [I] \text{sen}(\theta)}{r \lambda} \quad (14)$$

$$H(\phi) = j \frac{[I] l \text{sen}(\theta)}{2 r \lambda} \quad (15)$$

Antenas lineales delgadas

Ahora describiremos las propiedades de una antena lineal, basándonos en el dipolo corto. La geometría de una antena lineal se muestra en la figura (5). Si $D \ll \lambda$, la antena se considera *delgada*, y podemos afirmar sin cometer mucho error que la corriente I que circula por la antena tiene forma senoidal. Por lo tanto, la corriente retrasada es:

$$[I] = I_0 \text{sen} \left[\frac{2\pi}{\lambda} \left(\frac{h}{2} - z \right) \right] e^{j\omega(t-r/c)} \quad (16)$$

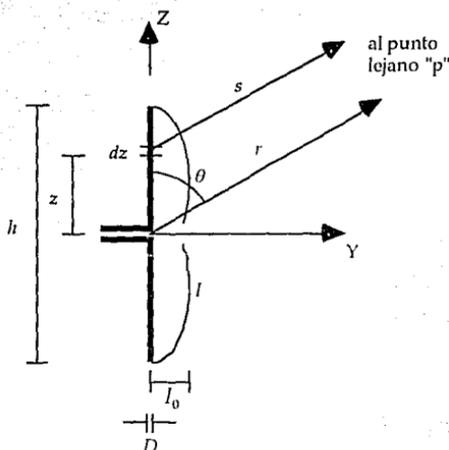


Figura (5). Diagrama de una antena lineal.

Para poder obtener las características de una antena lineal delgada, podemos considerar a ésta conformada por dipolos cortos conectados en serie, de longitud infinitesimal. Por lo tanto, de la ecuación (15), podemos representar

el campo magnético generado por un elemento diferencial de una antena lineal delgada como:

$$dH(\phi) = j \frac{I \sin \theta}{2s\lambda} dz \quad (17)$$

Para obtener el campo magnético total, integramos a todo lo largo de la antena:

$$H(\phi) = \int_{-h/2}^{h/2} dH(\phi) = j \frac{I_0 e^{j\omega(t-r/c)}}{2\pi r} \left[\frac{\cos\left(\frac{\beta h}{2} \cos \theta\right) - \cos\left(\frac{\beta h}{2}\right)}{\sin \theta} \right] \quad (18)$$

Por lo tanto, el campo eléctrico total es:

$$E(\theta) = ZH(\phi) = j \frac{60I_0 e^{j\omega(t-r/c)}}{r} \left[\frac{\cos\left(\frac{\beta h}{2} \cos \theta\right) - \cos\left(\frac{\beta h}{2}\right)}{\sin \theta} \right] \quad (19)$$

Donde, para el espacio libre: $Z=120\pi$.

Para simplificar el manejo de las ecuaciones hacemos:

$$\frac{60I_0}{r} = kI_1$$

Donde I_1 es la corriente que circula por la antena lineal y k un factor que depende de r .

Cuando $h = \lambda/2$, el campo eléctrico se simplifica a:

$$E_{\lambda/2}(\theta) = kI_1 \frac{\cos\left(\frac{\pi}{2} \cos \theta\right)}{\sin \theta} \quad (20)$$

Por otro lado, el campo eléctrico en la dirección ϕ es constante e igual al valor máximo del campo en la dirección θ :

$$E_{\lambda/2}(\phi) = kI_1 \quad (21)$$

Resistencia de radiación

La resistencia de radiación es una resistencia de acoplamiento de una antena con el medio que la rodea. Para calcularla, es necesario conocer la potencia que radia la antena.

El vector de Poynting promedio se define como:

$$\bar{S} = \frac{1}{2} \operatorname{Re} \{ \bar{E} \times \bar{H} \}$$

Como $\bar{E} = E(\theta)\hat{a}_\theta$ y $\bar{H} = H(\phi)\hat{a}_\phi$, los campos son perpendiculares, por lo tanto: $\bar{S} = S(r)\hat{a}_r$.

$$S(r) = \frac{1}{2} \operatorname{Re} \{ E(\theta)H(\phi) \} = \frac{1}{2} \operatorname{Re} \{ ZH(\phi)H(\phi)^* \}$$

$$S(r) = \frac{1}{2} |H(\phi)|^2 \operatorname{Re} \{ Z \} = \frac{1}{2} |H(\phi)|^2 \sqrt{\frac{\mu}{\epsilon}} \quad (22)$$

Si consideramos que la onda viaja por el espacio libre, $\sqrt{\frac{\mu}{\epsilon}} = 120\pi$, por lo que la ecuación (22) se reduce a:

$$S(r) = 60\pi |H(\phi)|^2 \quad (23)$$

Donde $|H(\phi)|$ está definido por la ecuación (18):

$$|H(\phi)| = \frac{I_0}{2\pi r} \left[\frac{\cos\left(\frac{\beta l}{2} \cos\theta\right) - \cos\left(\frac{\beta l}{2}\right)}{\sin\theta} \right] \quad (24)$$

Para obtener la potencia total radiada por el dipolo corto, tenemos que obtener:

$$P = \iint S(r) ds \quad (25)$$

Si no existen pérdidas, esta potencia es igual a la entregada al dipolo. Sustituyendo la ecuación (24) en (23) y ésta en la ecuación (25), tenemos:

$$P = \int_0^{2\pi} \int_0^\pi \frac{1}{2} \sqrt{\frac{\mu}{\epsilon}} |H(\phi)|^2 r^2 \sin(\theta) d\theta d\phi = \frac{15I_0^2}{\pi} \int_0^{2\pi} \int_0^\pi \frac{\left[\cos\left(\frac{\beta l}{2} \cos \theta\right) - \cos\left(\frac{\beta l}{2}\right) \right]^2}{\sin \theta} d\theta d\phi$$

$$P = 30I_0^2 \int_0^\pi \frac{\left[\cos\left(\frac{\beta l}{2} \cos \theta\right) - \cos\left(\frac{\beta l}{2}\right) \right]^2}{\sin \theta} d\theta \quad (26)$$

Por otro lado,

$$P = \left(\frac{I_0}{\sqrt{2}} \right)^2 R_r \quad (27)$$

Donde R_r es la resistencia de radiación.

Por lo tanto:

$$R_r = \frac{2P}{I_0^2} = 60 \int_0^\pi \frac{\left[\cos\left(\frac{\beta L}{2} \cos \theta\right) - \cos\left(\frac{\beta L}{2}\right) \right]^2}{\sin \theta} d\theta \quad (28)$$

Para el caso en que $l = \lambda/2$, la ecuación (28) da como resultado: $R_r = 73.13\Omega$

2.3.4. Arreglos de antenas lineales

Principio de multiplicación de patrones

El patrón de radiación de un arreglo de fuentes no-isotrópicas y similares es el producto del patrón de radiación de la fuente individual y el patrón de radiación de un arreglo de fuentes puntuales isotrópicas, las cuales tienen las mismas posiciones, amplitudes relativas y fases que las fuentes no-isotrópicas. Podemos representar este principio como:

$$E(\theta, \phi) = f(\theta, \phi) F(\theta, \phi) \angle f_p(\theta, \phi) + F_p(\theta, \phi)$$

Donde f representa el campo de la fuente individual y F del arreglo de fuentes puntuales isotrópicas. El subíndice p indica la fase de cada campo.

Arreglo lateral de dos antenas lineales delgadas

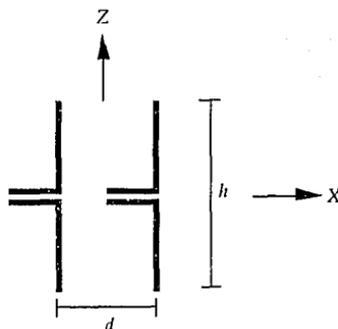


Figura {6}. Arreglo de dos antenas lineales

Para obtener el campo eléctrico en un punto lejano debido a un arreglo de dos antenas lineales, como el que muestra en la figura {6}, usamos el principio de multiplicación de patrones.

La ecuación que nos describe el campo eléctrico debido a una antena lineal de $h = \lambda/2$ en el plano horizontal es:

$$E_{\lambda/2}(\phi) = kI_1 \quad (21)$$

y la ecuación que nos describe el campo eléctrico debido a dos fuentes isotrópicas, en el mismo plano, es:

$$E_{2iso}(\phi) = 2E_0 \cos \frac{\psi}{2} \quad (4)$$

Por el principio de multiplicación de patrones, tenemos que: $E_0 = E_{\lambda/2}(\phi)$. Entonces, la expresión del campo debido a dos antenas lineales es:

$$E_{2\lambda/2}(\phi) = 2E_{\lambda/2}(\phi) \cos\left(\frac{\psi}{2}\right) = 2kI_1 \cos\left(\frac{\psi}{2}\right)$$

Cuando $d = \lambda/2$ y $\delta = 0$:

$$E_{2\lambda/2}(\phi) = 2kl_1 \cos\left(\frac{\pi}{2} \cos \phi\right) \quad (29)$$

Por otro lado, la ecuación que nos describe el campo debido a una antena lineal de $h = \lambda/2$, en el plano vertical, es:

$$E_{\lambda/2}(\theta) = kl_1 \frac{\cos\left(\frac{\pi}{2} \cos \theta\right)}{\sin \theta} \quad (20)$$

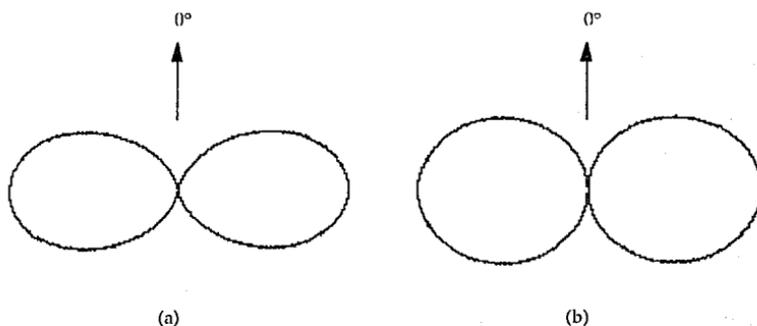
y la ecuación que nos describe el campo debido a un arreglo de dos fuentes isotrópicas es:

$$E_{2iso}(\theta) = 2E_0 \quad (5)$$

De la misma forma que en el caso anterior, tenemos que: $E_0 = E_{\lambda/2}(\theta)$. Por lo tanto, la expresión del campo debido a dos dipolos de $h = \lambda/2$ es:

$$E_{2\lambda/2}(\theta) = 2kl_1 \frac{\cos\left(\frac{\pi}{2} \cos \theta\right)}{\sin \theta} \quad (30)$$

Si normalizamos las ecuaciones (29) y (30), podemos graficar las componentes del campo eléctrico en forma polar y así conocer la forma del patrón de radiación del arreglo. En la figura (7) se presentan estos patrones.



(a) (b)
Figura [7]. Patrones de radiación en los planos horizontal (a) y vertical (b) de dos dipolos ($h = \lambda/2$, $d = \lambda/2$ y $\delta = 0$)

Ganancia en intensidad de campo

Si consideramos que P_1 es la potencia aplicada a la antena 1 del arreglo y P_2 la potencia aplicada a la antena 2, tenemos que:

$$P_1 = R_{11}I_1^2 + R_{12}I_2^2$$

$$P_2 = R_{21}I_1^2 + R_{22}I_2^2$$

Donde: I_1 es la corriente que circula por la antena 1, R_{11} es la resistencia de radiación de la antena 1 y R_{12} es la resistencia mutua entre las dos antenas. Como las antenas son iguales, tenemos que: $R_{11} = R_{22}$, $R_{12} = R_{21}$ y como son alimentadas del mismo punto, $I_1 = I_2$. Por lo tanto, la potencia total aplicada al arreglo (que, si suponemos que no existen pérdidas, es la misma que la radiada por el arreglo) es:

$$P = P_1 + P_2 = 2I_1^2(R_{11} + R_{12})$$

Por lo tanto,

$$I_1 = \sqrt{\frac{P}{2(R_{11} + R_{12})}} \quad (31)$$

La *ganancia en intensidad de campo* en el plano horizontal se define como:

$$G_f(\phi) = \frac{E_{arr}(\phi)}{E_{ref}(\phi)} \quad (32)$$

Donde E_{arr} es el campo eléctrico del arreglo y E_{ref} el campo eléctrico de una antena de referencia, la cual se considera que es alimentada con la misma potencia que el arreglo. Si consideramos que la antena de referencia es un dipolo de $h = \lambda/2$, la corriente que circula por ella es:

$$I_0 = \sqrt{\frac{P}{R_{00}}} \quad (33)$$

Donde R_{00} es la resistencia de radiación del dipolo de referencia. Por lo tanto, $R_{00} = R_{11}$.

Para un arreglo de dos dipolos de $h = \lambda/2$, el campo eléctrico en el plano horizontal lo describe la ecuación (29) y el de un dipolo de la misma longitud lo describe la ecuación (21). Con estos datos obtenemos la ganancia en intensidad de campo, utilizando la ecuación (32):

$$G_f(\phi) = \frac{kI_1 \cos\left(\frac{\pi}{2} \cos \phi\right)}{kI_0^2} = \frac{\sqrt{2R_{00}}}{\sqrt{R_{11} + R_{12}}} \cos\left(\frac{\pi}{2} \cos \phi\right) \quad (34)$$

De la sección 7.1.2, donde se presentan diferentes valores de resistencias mutuas entre dos dipolos de $h = \lambda/2$, tenemos que $R_{00} = 73.13\Omega$ y $R_{12} = -13.2\Omega$. Entonces:

$$G_f(\phi) = 1.56 \cos\left(\frac{\pi}{2} \cos \phi\right) \quad (35)$$

En el plano vertical, la ganancia en intensidad de campo es constante e igual al valor máximo de la ganancia en el plano horizontal:

$$G_f(\theta) = 1.56 \quad (36)$$

Arreglo lateral de n antenas lineales delgadas

De la misma forma que para el caso de dos antenas lineales, podemos obtener las expresiones del campo eléctrico para un arreglo de n antenas lineales. Por lo tanto, ahora multiplicamos la ecuación (21) con la (7) para obtener el campo eléctrico en el plano horizontal:

$$E_n(\phi) = E_0 \frac{\text{sen}(n\psi/2)}{\text{sen}(\psi/2)} = kI_1 \frac{\text{sen}(n\psi/2)}{\text{sen}(\psi/2)}$$

Cuando $d = \lambda/2$ y $\delta = 0$:

$$E_n(\phi) = kI_1 \frac{\text{sen}\left(\frac{n\pi}{2} \cos \phi\right)}{\text{sen}\left(\frac{\pi}{2} \cos \phi\right)} \quad (37)$$

Ahora multiplicamos la ecuación (20) con la (9) para obtener el campo eléctrico en el plano vertical:

$$E_n(\theta) = nE_0 = nkI_1 \frac{\cos\left(\frac{\pi}{2} \cos \theta\right)}{\text{sen} \theta} \quad (38)$$

Para ilustrar la variación en la forma del patrón de radiación a medida que aumentamos el número de elementos de un arreglo, en la figura [8] se presentan los patrones en el plano horizontal para dos valores de n .

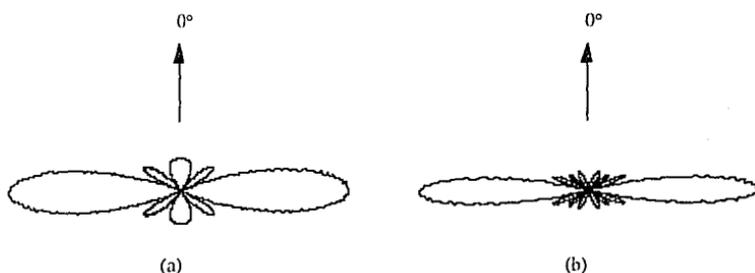


Figura [8]. Patrones de radiación en el plano horizontal de arreglos de antenas lineales ($h = \lambda/2$, $d = \lambda/2$ y $\delta = 0$) de $n=5$ (a) y $n=8$ (b)

Como puede verse de las figuras (7) y (8), a medida que aumentamos el número de elementos de un arreglo, disminuimos el ancho de haz del patrón resultante y además, reducimos el tamaño de los lóbulos secundarios, con lo cual aumentamos la magnitud del campo eléctrico en la dirección de máxima radiación. Por lo tanto, aumentamos la directividad del arreglo.

Ganancia en intensidad de campo

Para obtener la ganancia de un arreglo de n antenas lineales, usamos el procedimiento usado para el caso de dos antenas. Ahora, expresamos la potencia alimentada a cada antena en forma matricial:

$$\begin{bmatrix} P_1 \\ P_2 \\ \vdots \\ P_n \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_{11} & R_{12} & \dots & R_{1n} \\ R_{21} & R_{22} & \dots & R_{2n} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ R_{n1} & R_{n2} & \dots & R_{nn} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \\ \vdots \\ I_n \end{bmatrix}^2 \quad (39)$$

Pero como las antenas son iguales, $I_1 = I_2 = \dots = I_n$. La potencia total es:

$$P = \sum_{i=1}^n P_i = \Sigma R I_1^2 \quad (40)$$

Donde ΣR es la suma de las resistencias de la matriz de resistencias de la ecuación (39).

Por lo tanto,

$$I_1 = \sqrt{\frac{P}{\Sigma R}} \quad (41)$$

De la ecuación (32), tenemos que la ganancia en intensidad de campo es:

$$G_f(\phi) = \frac{E_n(\phi)}{E_{\psi/2}(\phi)} = \frac{k I_1 \sin(n\psi/2)}{k I_0 \sin(\psi/2)} = \sqrt{\frac{R_{\infty}}{\Sigma R}} \frac{\sin(n\psi/2)}{\sin(\psi/2)} \quad (42)$$

En el plano vertical, la ganancia es constante:

$$G_f(\theta) = n \sqrt{\frac{R_{\infty}}{\Sigma R}} \quad (43)$$

Para diferentes valores de n , tenemos las ganancias máximas expresadas en la tabla (1) y graficadas en la figura (9), tanto en el plano horizontal como en el vertical.

n	ΣR	G_f
1	73.13	1
2	120.86	1.56
3	176.19	1.93
4	226.72	2.27
5	279.45	2.56
6	330.58	2.82
7	382.51	3.06
8	433.84	3.28
9	485.57	3.49
10	536.90	3.69
11	588.63	3.88
12	640.16	4.06
13	691.89	4.23
14	743.42	4.39
15	795.15	4.55
16	846.88	4.70
17	898.61	4.85
18	950.34	4.99
19	1002.07	5.13
20	1053.80	5.27
21	1105.80	5.40
22	1157.26	5.53

Tabla [1]. Ganancia máxima de arreglos lineales de
 $h = \lambda/2$, $d = \lambda/2$ y $\delta = 0$.

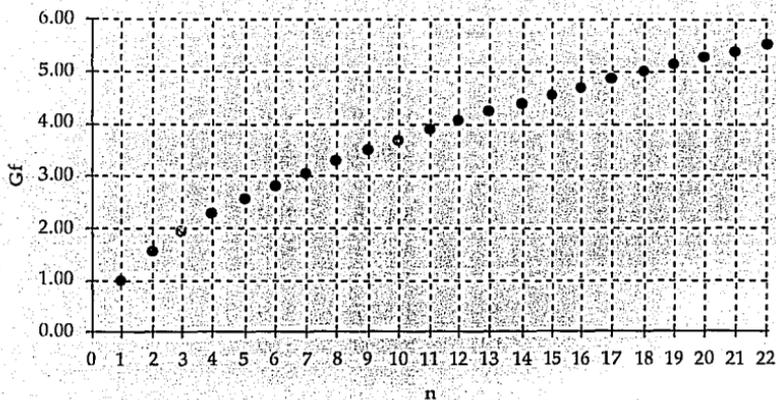


Figura [9]. Gráfica de n vs. G_f de un arreglo de antenas lineales de $h = \lambda/2$, $d = \lambda/2$ y $\delta = 0$.

Como puede verse en la gráfica, para valores de $n > 15$, la relación entre n y G_f es lineal. Por lo tanto, podemos obtener una expresión para obtener los valores de ΣR para $n \geq 15$:

$$\Sigma R \approx 795.15 + 51.73(n - 15) \quad (44)$$

De esta forma, podemos calcular la ganancia de un arreglo de antenas lineales de $h = \lambda/2$, $d = \lambda/2$ y $\delta = 0$ para cualquier número de elementos sin tener que hacer el cálculo matricial.

2.4. Modelo orbital de satélites

2.4.1. Introducción

En esta sección se presentarán los principales conceptos y parámetros de un satélite y se desarrollará el modelo de su órbita, con el objeto de poder modelar más adelante un SAR montado en un satélite de órbita baja.

Los satélites trabajan normalmente en frecuencias del orden de GHz y su desempeño es efectivo y predecible, pero existen pérdidas importantes en la transmisión de señales por la atmósfera, como se señaló en la sección 2.1. Es por esta razón que el diseño de un satélite se enfoca principalmente al desarrollo de antenas de alta ganancia, etapas receptoras muy sensibles y de bajo ruido y un uso eficiente de la potencia [7].

Huella

La huella de un satélite se define como el área de la Tierra en la que éste puede recibir o transmitir señales al planeta. Este parámetro está dado en función de la órbita del satélite y el tipo de antena que utiliza. Mientras el satélite se encuentre a una mayor altura, éste se encontrará en la línea de visión de una mayor superficie terrestre (véase como ejemplo la figura (1), en donde se ven las enormes áreas que puede cubrir un satélite de comunicaciones). Sin embargo, el hecho que la huella del satélite aumente de tamaño implica que las antenas de transmisión y recepción sean más complejas. Una huella más grande puede significar que se reciban más señales de interferencia en el satélite, mientras que la señal deseada se debilite. Además, al cubrir una mayor superficie en la Tierra, la antena de transmisión consumirá mayor potencia [7].

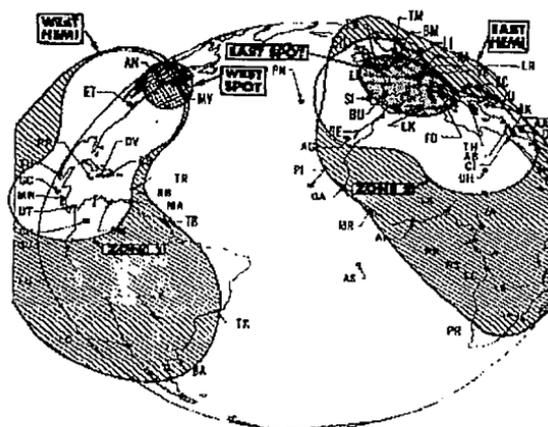


Figura [1]. Huellas del sistema IntelsatV [7].

Altura

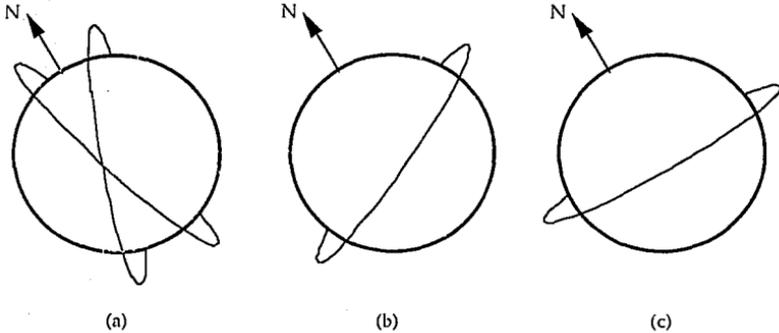
La órbita de un satélite alrededor de la Tierra puede ser relativamente baja (cientos de km.) o muy alta (37,000 km.). El tiempo que transcurre para completar una órbita (*periodo*) depende principalmente de su altitud con respecto al nivel medio del mar.

La órbita con un periodo de 24 horas se define como *geoestacionaria*, donde el satélite no se mueve respecto a un punto de la Tierra, ya que gira a la misma velocidad que ésta. Los satélites que se encuentran en órbitas más bajas requieren de menor potencia en el transmisor, ya que las distancias involucradas son menores. Además, la potencia de la señal que llega a nuestro planeta es mayor, con lo que la antena en la Tierra puede ser más pequeña y se disminuye el efecto de ruido.

Posición angular

Existen tres tipos de órbitas, dependiendo de la posición del plano que contiene a la órbita (*plano orbital*) con respecto al plano que contiene al

ecuador (*plano ecuatorial*): *polar*, *inclinada* y *ecuatorial*, las cuales se muestran en la figura {2}.



Figura{2}. Órbitas (a) polar, (b) inclinada y (c) ecuatorial [7].

En la órbita polar, el ángulo del plano orbital con respecto al ecuatorial es de 90° . Después de un tiempo determinado, cuando se hayan completado varias órbitas, el satélite será visible en cada punto de la Tierra. Este tipo de órbita es la que tienen los satélites de órbita baja. La mayoría de los esquemas de órbita polar utilizan muchos satélites, para lograr una cobertura completa de la Tierra en un mismo instante [7].

En una órbita inclinada, el plano orbital se encuentra inclinado unos 28° con respecto al ecuador, en contraste con la órbita polar. En este tipo de órbita, la huella del satélite se concentra en las latitudes cercanas al ecuador, con menor cobertura de las latitudes cercanas a los polos.

Cuando la inclinación de la órbita es 0° , el plano del satélite y el plano ecuatorial de la Tierra son iguales. Esto origina (a una altura 36000 km.) una órbita geoestacionaria única, la cual es muy útil para comunicaciones y observación de fenómenos hemisféricos. Con un satélite geoestacionario se cubre aproximadamente 40% de la superficie terrestre, y tres satélites de este tipo pueden cubrir hasta el 95% de ella. Solamente las regiones polares extremas no se pueden alcanzar.

2.4.2. Modelo de órbitas

El tratamiento que aquí se presenta permite conocer, a partir de una serie de datos, en cualquier instante de tiempo, la posición de un satélite⁹. También constituye una herramienta poderosa para el estudio del comportamiento de un cuerpo en órbita alrededor de otro, ya que permite la experimentación con todos los parámetros que definen una órbita.

Principios fundamentales

El *punto subsatelital* es la proyección de la posición satélite sobre la superficie terrestre siguiendo un radio al centro de la Tierra; al desplazarse el satélite por su órbita, el punto subsatelital se desplaza por la superficie terrestre. Conociendo la trayectoria de este punto se pueden hacer una serie de predicciones para aprovechar el paso del satélite.

Estudiar un satélite en órbita es esencialmente lo mismo que estudiar el movimiento de un planeta alrededor del Sol, o la Luna alrededor de la Tierra: el problema se reduce al estudio de las fuerzas que afectan a un cuerpo en órbita que no tiene sistema de propulsión propio. Estos movimientos se rigen por las leyes de Kepler, las cuales son:

- 1.- La órbita de cada planeta es una elipse, con el Sol en uno de los focos.
- 2.- La recta que va del centro del Sol al centro del planeta recorre áreas iguales en tiempos iguales.
- 3.- La relación entre el cuadrado del periodo de un planeta y el cubo del semieje mayor de la elipse es la misma para todos los planetas del sistema solar.

Estas leyes resumen las observaciones hechas por Kepler, pero no explican físicamente el movimiento planetario. Newton demostró que la segunda ley de Kepler se cumple si los planetas actúan bajo una fuerza de atracción dirigida siempre a un punto focal: el Sol.

⁹ El modelo que empleamos que aquí se desarrolla se basa en el presentado por M. Garza y R. Alvarez [13].

Para que se cumpla la primera ley de Kepler, esta fuerza debe variar como el inverso del cuadrado de la distancia entre el planeta y el Sol. Y finalmente, si se cumple la tercera ley de Kepler, la fuerza debe ser proporcional a la masa del planeta.

La Ley de la Gravitación Universal rige estos movimientos y se expresa:

$$F = G \frac{m_1 m_2}{r^2} \quad (1)$$

Donde F es la fuerza gravitacional, G es la constante de gravitación universal, m_1 y m_2 son las masas de los cuerpos y r es la distancia entre ambos.

Para simular el comportamiento de un satélite bajo la fuerza de atracción de la Tierra, inicialmente se hacen las siguientes simplificaciones:

- 1.- La Tierra se considera estacionaria, y se elige un sistema de coordenadas con el origen en el centro de masa de la Tierra.
- 2.- Tanto la Tierra como el satélite se consideraran esféricamente simétricos.
- 3.- El satélite se sujeta a una sola fuerza de atracción, en la dirección del centro de masa de la Tierra.
- 4.- La masa del satélite es despreciable comparada con la masa de la Tierra.

El problema así planteado se conoce como el problema de dos cuerpos; aquí nos limitaremos a enunciar aquellos resultados que servirán para simular sus movimientos.

Simulación del problema de dos cuerpos simplificado.

Para describir el tamaño, la forma, y la orientación en el espacio de la órbita del satélite, se hace uso de unos parámetros llamados *elementos orbitales*. Estos elementos permiten calcular la posición del objeto en su órbita en un tiempo dado.

El tamaño y forma de la órbita se definen por el semieje mayor a y la excentricidad e . El punto donde la órbita se encuentra más cerca del centro de la Tierra es el *perigeo*. Del otro lado del semieje mayor, se encuentra el

apogeo, que es el punto más lejano de la órbita al centro de la Tierra. La figura [3] representa estos parámetros.

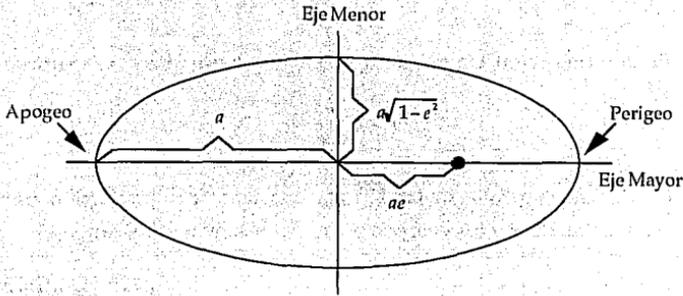


Figura [3]. Representación de los elementos orbitales a y e .

Para órbitas bajas, que son las que nos interesan en el desarrollo de este trabajo, se considerarán órbitas más parecidas a un círculo que la mostrada en la figura [3] y los valores de los elementos orbitales a y e serán del orden de: $a < 2R_{eq}$ y $e < 0.3$ [14].

La orientación del plano orbital se determina con dos ángulos: la inclinación (i), de dicho plano con respecto al plano ecuatorial y Ω , que es el ángulo medido hacia el Este sobre el plano ecuatorial, desde la dirección del equinoccio de invierno (que es un punto de referencia muy utilizado para la localización de estrellas) hasta el punto donde la órbita corta el plano ecuatorial, cuando el satélite cruza del Hemisferio Sur al Hemisferio Norte. A este punto se le llama nodo ascendente.

Se define i tal que $i < 90^\circ$ para un satélite que se desplaza de Oeste a Este, esto es, en el mismo sentido que la rotación de la Tierra [14].

El último elemento orbital especifica la dirección del perigeo con respecto al centro de la Tierra, dentro del plano orbital. Este elemento es el argumento del perigeo (ω), que es el ángulo entre el nodo ascendente y el perigeo, medido en sentido del movimiento del satélite y dentro del plano orbital. Por lo tanto, si $\omega = 0$, el perigeo se encuentra en el ecuador y si $\omega = 90^\circ$, el perigeo se

encuentra en la latitud máxima al Norte [14]. En la figura (4) se representan estos parámetros.

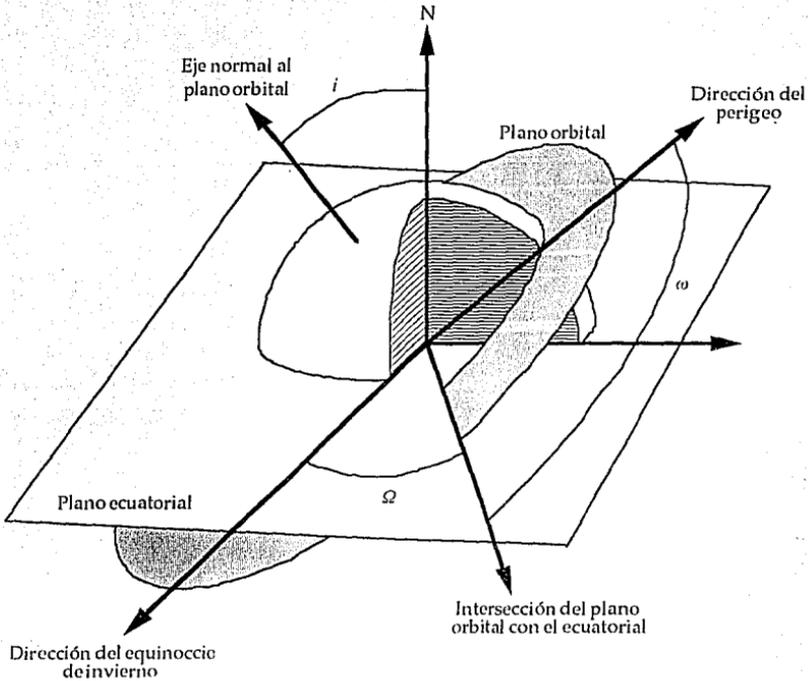


Figura [4]. Representación de los elementos orbitales i , ω y Ω [15].

Para poder localizar al satélite en la órbita en un momento dado, es necesario contar con dos elementos más. Uno es el periodo (P_s) y el segundo es el momento exacto cuando el satélite pasa por algún punto de referencia (t_0). En general se usa t_0 como el tiempo de paso por el perigeo.

Por lo tanto, para realizar el modelo, se requiere como entrada cuatro elementos orbitales, que son : i, Ω, ω, t_0 . Estos elementos, en caso de satélites reales, se deben calcular y actualizar sistemáticamente debido a las fuerzas externas que modifican la trayectoria del satélite.

También se requiere conocer la altitud del satélite sobre el nivel medio del mar, tanto en apogeo (h_a) como en perigeo (h_p). Con h_a y h_p se calculan el semieje mayor de la elipse y su excentricidad:

$$\text{Radio en apogeo:} \quad r_a = h_a + R_{eq} \quad (2)$$

$$\text{Radio en perigeo:} \quad r_p = h_p + R_{eq} \quad (3)$$

$$a = r_a + r_p \quad (4)$$

$$e = \frac{r_a - r_p}{r_a + r_p} \quad (5)$$

donde R_{eq} = radio medio ecuatorial de la Tierra (6378 km.).

El periodo está dado por la tercera ley de Kepler.:

$$P_s^2 = \frac{4\pi^2}{GM} a^3 \quad (6)$$

donde M es la masa de la Tierra.

Posición del satélite sobre la órbita en coordenadas polares.

La figura (5) muestra la posición del satélite especificada por sus coordenadas polares r_s y θ_s , tomando como referencia el perigeo. El problema principal es conocer r_s y θ_s como función del tiempo transcurrido t , a partir del momento t_0 en que el satélite estuvo en perigeo.

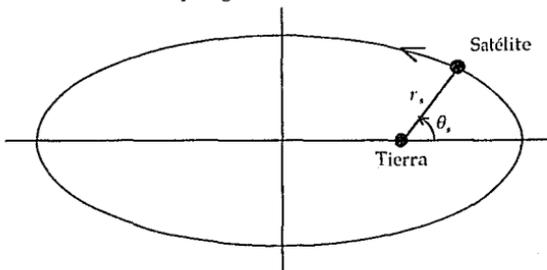


Figura (5). Posición de un satélite en coordenadas polares.

La relación entre t y θ_s se puede derivar de la segunda ley de Kepler. En una órbita elíptica, el tiempo t desde el perigeo está dado por:

$$t = \frac{P_s}{2\pi} (E_s - e \operatorname{sen} E_s) \quad (7)$$

donde: el ángulo E_s , llamado anomalía excéntrica, está definido por la ecuación:

$$E_s = 2 \arctan \left(\sqrt{\frac{1-e}{1+e}} \frac{\tan \theta_s}{2} \right) \quad (8)$$

Las dos ecuaciones anteriores se conocen en forma conjunta como *la ecuación de Kepler*. Encontrar t cuando se conoce θ_s es fácil, ya que simplemente se sustituye θ_s en la ecuación (8) para obtener E_s y después se sustituye E_s en la ecuación (7) para obtener t . Sin embargo, el proceso inverso, el calcular θ_s en función de t es más complicado. No existe una manera directa de expresar E_s en términos de t . Decenas de métodos se han diseñado para encontrar la solución de la ecuación de Kepler. Un método muy utilizado es el Newton-Raphson para aproximar el valor de E_s y encontrar θ_s .

Finalmente, sólo es necesario calcular r_s en función de θ_s , que está dado por la ecuación polar de una elipse:

$$r_s = a \frac{1 - e^2}{1 - e \cos \theta_s} \quad (9)$$

Conociendo r se determina la velocidad que lleva el satélite en cada tiempo t , que está dado por la ecuación Vis-Viva:

$$v_s^2 = GM \left(\frac{2}{r_s} - \frac{1}{a} \right) \quad (10)$$

Teniendo todos estos datos, es posible simular para cada tiempo t , a partir del paso por el perigeo, la posición del satélite sobre el plano de la órbita.

Si queremos conocer la velocidad del satélite con respecto al punto subsatital, tenemos que calcular la velocidad relativa entre el satélite y la

Tierra. La velocidad a la que se mueve la Tierra con respecto a su centro (velocidad de rotación) se calcula de la siguiente forma:

$$v_{geo} = \frac{2\pi R_{eq}}{TU} \quad (11)$$

Donde v_{geo} es la velocidad de rotación de la Tierra y TU es la unidad de tiempo del sistema de referencia geocéntrico, es decir, es el periodo de rotación de la Tierra (24 horas).

En la figura {6} representamos los vectores de velocidad de la Tierra y del satélite en un sistema coordenado de dos dimensiones con el plano ecuatorial como referencia para calcular la velocidad relativa.

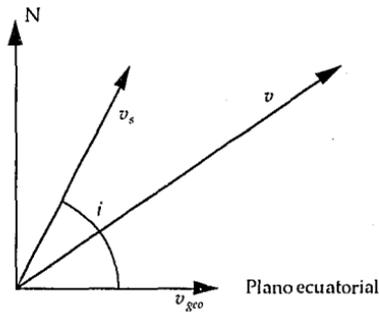


Figura {6}. Geometría de la velocidad relativa de un satélite.

Como podemos observar de la figura {6}, la velocidad relativa (v) del satélite con respecto al punto subsatelital es la suma vectorial de la velocidad de rotación de la Tierra (que es en realidad la velocidad a la que se mueve el punto subsatelital) y la propia del satélite. Por lo tanto:

$$v = \sqrt{(v_s \operatorname{sen} i)^2 + (v_{geo} + v_s \operatorname{cos} i)^2} \quad (12)$$

Los dos cuerpos con perturbaciones

Las simplificaciones hechas en la sección anterior permiten simular con exactitud la posición del satélite por intervalos cortos de tiempo. Para períodos largos, la órbita sufre cambios debido a factores externos como son:

1. El hecho de que la Tierra no es una esfera.
2. Tanto el Sol como la Luna y los demás planetas ejercen atracción gravitacional sobre el satélite.
3. Existe fricción por la atmósfera, radiación solar, etc.

De estas perturbaciones, la que tiene mayores efectos sobre la órbita es la producida por la forma de la Tierra.

La Tierra es abultada en el ecuador y achatada en los polos, ocasionando que el eje mayor de la elipse rote lentamente sobre el plano de órbita y que el plano orbital rote sobre el eje Norte-Sur de la Tierra.

Los cambios en los elementos orbitales ω y Ω en grados por día están dados por [15]:

$$\frac{d\omega}{dt} = \frac{4.97(R_{ej} / a)^{7/2} 5 \cos^2(i-1)}{(1-e^2)^2} \quad (13)$$

$$\frac{d\Omega}{dt} = \frac{9.95(R_{ej} / a)^{7/2} \cos(i)}{(1-e^2)^2} \quad (14)$$

Como las fuerzas varían inversamente con el cuadrado de la distancia, las perturbaciones por la fuerza de atracción del Sol, la Luna y demás planetas son despreciables para órbitas con distancia de apogeo baja (por ejemplo, del orden de 20,000 km), por lo que no es necesario tomarlas en cuenta en este tratamiento.

Las perturbaciones por la atmósfera son fundamentalmente debidas a fuerzas viscosas que varían con el cuadrado de la velocidad. Como la región de mayor influencia será siempre la del perigeo y como es ahí donde el satélite lleva

mayor velocidad (como consecuencia de la segunda ley de Kepler), es necesario simular estas fuerzas en esas regiones.

El problema real dista mucho de ser simple, pues se requieren modelos de atmósfera en función de la altura que simulen las variaciones atmosféricas.

3. Modelo del radar de apertura sintética para satélites de órbita baja

3.1. Teoría del radar de apertura sintética

3.1.1. Introducción

El radar de apertura sintética es un sistema de percepción remota activa para formar imágenes de alta resolución de un terreno. Como se mencionó en la sección 2.2, en un radar convencional podemos aumentar la resolución en rango con la emisión de pulsos cortos o de ancho de banda grande y la resolución en azimut está limitada al ancho de haz de la antena del radar. Por otro lado, como se sabe de la sección 2.3, al aumentar la longitud de un arreglo, aumentamos la directividad del patrón de radiación resultante, con lo cual aumentamos la resolución en azimut. El SAR permite tener alta resolución en azimut al generar un arreglo de antenas efectivo muy largo, con una antena en movimiento, por medio de diversas técnicas de procesamiento de señales.

Un radar de apertura sintética se compone de un transmisor de pulsos, una antena y un receptor, que a diferencia de los que encontramos en los radares convencionales, es un *receptor de fase coherente*. Esto quiere decir que almacena la amplitud, la frecuencia y la fase de la señal recibida con una secuencia coherente para poder reconstruir la señal sintetizada [16].

El primer trabajo que demostró que era posible aumentar la resolución en azimut utilizando un radar en movimiento, fue realizado por Carl Wiley, de la Goodyear Aircraft Corporation, en 1951 [17]. La primera demostración experimental para aplicaciones de percepción remota de un SAR fue realizada por un grupo de la Universidad de Illinois, en 1953 [18]. En 1957, un grupo de la Universidad de Michigan elaboró la primera aplicación del SAR, con un sistema de reconocimiento aéreo para aplicaciones militares, el cual fue presentado en 1960 [19].

3.1.2. Modelos equivalentes del SAR

El modelo de un SAR debe contemplar varios aspectos que limitan, o mejor dicho, establecen los parámetros de diseño del procesamiento necesario para formar una imagen. Para ello, se debe comprender el proceso real que

experimenta el radar al sintetizar la apertura deseada. Existen diferentes formas de obtener el modelo del SAR; algunas de las cuales son las siguientes:

- 1.- Apertura sintética
- 2.- Adelgazador de haz por efecto Doppler
- 3.- Equivalente óptico

A continuación se explicarán cada una de ellas de manera cualitativa, para después poder desarrollar el modelo¹⁰.

Apertura sintética

Para obtener el modelo de apertura sintética, consideremos la figura [1], que ilustra la manera de construir un radar de apertura real de cinco elementos. Cada elemento del arreglo está conectado a un punto suma por medio de una línea de transmisión y los voltajes de los diferentes elementos se suman en dicho punto. Las longitudes L_i representan las distancias de espacio libre de las líneas de transmisión y las distancias R_i representan los diferentes rangos al blanco en estudio.

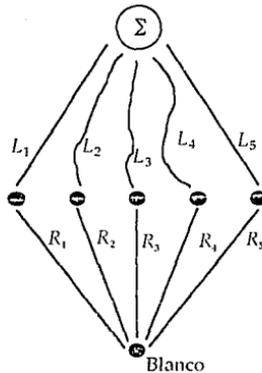


Figura [1]. Arreglo de apertura real de 5 elementos.

El defasamiento total de una señal que viaja del blanco al punto suma, tiene que ser igual para cada elemento si es que se desean sumar en fase las

¹⁰ El desarrollo del modelo se basa en el libro "Microwave Remote Sensing", de Ulaby et. al. [3].

contribuciones de los diferentes elementos. Cuando se suman en fase, se dice que el arreglo queda *enfocado* al blanco. Esto significa que la distancia total del blanco al punto suma tiene que ser la misma para cada elemento, de tal forma que:

$$L_1 + R_1 = L_2 + R_2 = L_3 + R_3 = L_4 + R_4 = L_5 + R_5 \quad (1)$$

Ahora, en la figura {2} representamos un arreglo sintético equivalente al arreglo real mostrado en la figura {1}. Cada posición de los elementos del arreglo sintético se ocupa en diferentes tiempos. Al ocuparse cada posición, se almacena la amplitud y la fase de la señal recibida. Las fases almacenadas se indican en las casillas inferiores de dicha figura, donde el defasamiento total de la señal es para cada elemento $2\beta R_i$. Cuando todas las fases del blanco se han registrado (esto es, cuando cada posición del arreglo sintético ha sido ocupada por el radar), los contenidos de las cinco celdas de memoria se encuentran defasadas por la cantidad necesaria para compensar las diferencias entre las distancias R_1 a R_5 .

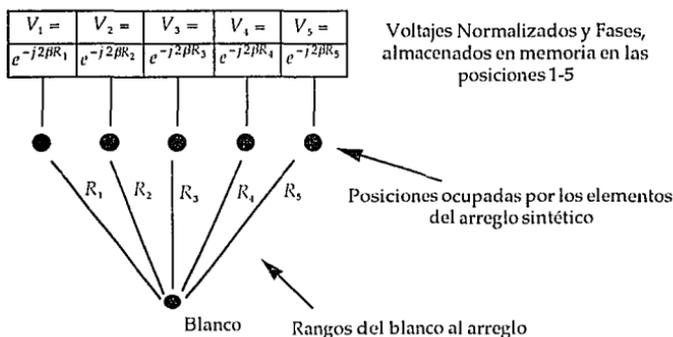


Figura {2}. Almacenamiento de las señales de eco.

En esta implementación del SAR, no es una restricción que el movimiento entre los elementos del arreglo sea continuo; es decir, los elementos no necesitan estar uniformemente espaciados ni ordenados. El único requisito es que se conozca su posición relativa con respecto al blanco para poder aplicar la

corrección en fase necesaria. Estas correcciones se representan en la figura (3) como ϕ_{ei} .

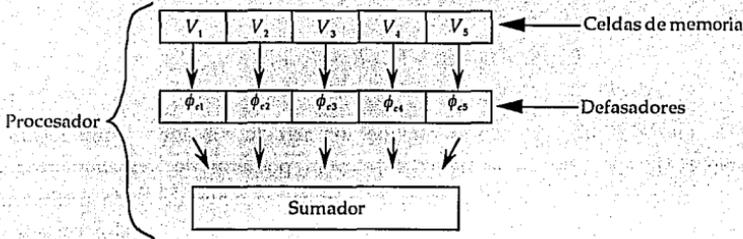


Figura (3). Esquema del procesador de un SAR.

El defasamiento total para cada posición ϕ_{Ti} del arreglo sintético, es la suma del defasamiento de la línea de transmisión ϕ_{Li} y de la trayectoria de propagación ϕ_{Si} de la señal. Tomando en cuenta la condición expresada en la ecuación (1), tenemos que:

$$\phi_{Ti} = \phi_{Li} + \phi_{Si} = \phi_{Ti} = \phi_{Li} + \phi_{Si} = \phi_T \quad (2)$$

De la sección 2.2 conocemos el defasamiento en la trayectoria de propagación de la señal:

$$\phi_{Si} = 2\beta R_i \quad (2.2-21)$$

El defasamiento en la línea de transmisión es:

$$\phi_{Li} = 2k_L L_i \quad (3)$$

Donde k_L es el número de onda (wavenumber) de la línea de transmisión.

Por lo tanto, el defasamiento requerido en la línea de transmisión resulta:

$$\phi_{Li} = \phi_T - \phi_{Si} \quad (4)$$

Combinando las tres ecuaciones anteriores tenemos:

$$L_i = \frac{\phi_T - 2\beta R_i}{2k_L} \quad (5)$$

El voltaje recibido en el elemento i es:

$$V_i = e^{-j2R_i} = e^{-j\phi_{si}} \quad (6)$$

Por lo tanto se necesita una corrección:

$$\phi_{ci} = \phi_{Li} = \phi_T - \phi_{si} \quad (7)$$

Aplicando esta corrección, el voltaje total en el punto suma se puede calcular de la siguiente forma:

$$V = \sum_i e^{-j\phi_{ci}} \quad (8)$$

Donde la magnitud normalizada del voltaje es:

$$|V| = n_s \quad (9)$$

y n_s representa el número de elementos del arreglo sintético.

Adelgazador de haz Doppler

El radar de apertura sintética original, elaborado por Wiley, fue denominado un *adelgazador de haz Doppler* (Doppler beam sharpener). Posteriormente se adoptó el nombre de apertura sintética, ya que describe de manera más clara la técnica. A diferencia con el análisis de apertura sintética, el adelgazador de haz Doppler no tiene un equivalente físico.

El efecto Doppler se explica de la siguiente forma. Si existe movimiento relativo entre una fuente de ondas electromagnéticas y un punto de observación, el observador detectará un cambio en la frecuencia original de las ondas transmitidas por la fuente. Este cambio de frecuencia está dado por la siguiente expresión [20]:

$$f = f_0 + f_D = \frac{f_0}{1 - v/c} \quad (10)$$

Donde f es la frecuencia con que el observador recibe la onda, f_0 la frecuencia original de la onda, f_D la frecuencia Doppler y v la velocidad relativa entre la fuente y la estación de observación.

Para el caso de un radar, la velocidad a la que se desplaza es mucho menor que la velocidad de la luz ($v \ll c$), por lo que la frecuencia Doppler descrita por la ecuación (10) se simplifica a [21]:

$$f_D = \frac{2v}{c} f_0 = \frac{2v}{\lambda} \quad (11)$$

El término 2 que aparece en la ecuación (11) es debido a que el cambio en la frecuencia de la señal transmitida se mide en el receptor del radar, por lo que se tienen que considerar los corrimientos de frecuencia debidos a los viajes de transmisión y recepción de la señal.

En la figura {4} se ilustran los parámetros con los que podremos obtener las expresiones que describen el SAR con el efecto Doppler, originado con el movimiento relativo entre el SAR y el blanco.

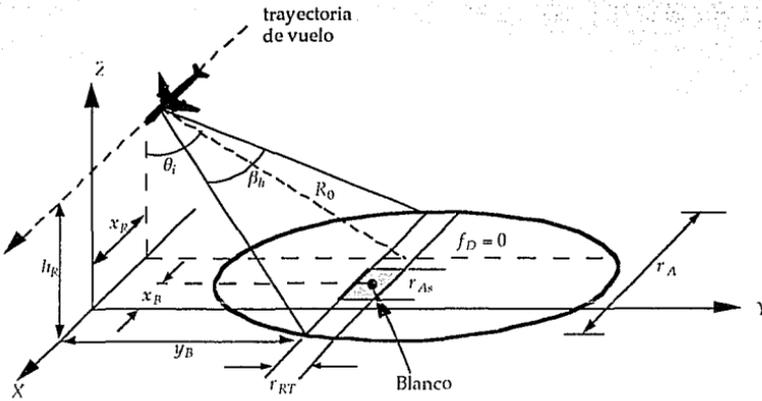


Figura {4}. Geometría para los cálculos de un SAR como adelgazador de haz Doppler [3]

El SAR se encuentra en el avión mostrado y la antena del radar ilumina la zona marcada con la elipse (en este caso exagerada para poder trazar mejor los elementos). La proyección de la resolución en rango en el terreno depende del ángulo de vista del SAR (θ_i) y la resolución en azimut es el ancho de la huella. Por lo tanto, la resolución en rango en el terreno es:

$$r_{RT} = \frac{r_R}{\sin \theta_i} \quad (12)$$

En la figura [5] se ilustra la geometría de la posición del SAR con respecto al blanco. Para representar la frecuencia Doppler medida en el SAR modificamos la ecuación (11) y consideramos que el blanco es el punto de referencia, donde la frecuencia Doppler es cero. Por lo tanto, la frecuencia Doppler está dada por [8]:

$$f_D = \frac{2v}{\lambda} \cos \gamma = \frac{2v}{\lambda} \frac{x_B - x_R}{R} \quad (13)$$

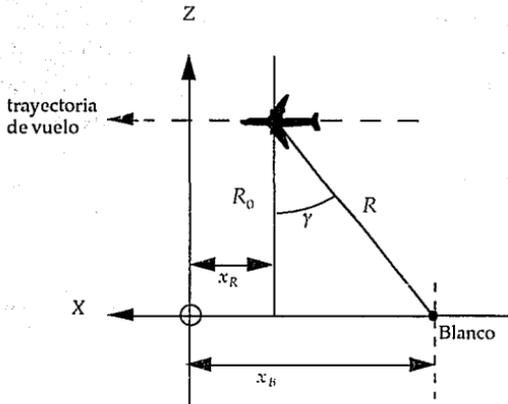


Figura [5]. Posición del SAR con respecto al blanco [8].

Si γ es pequeño (posteriormente se presentarán las restricciones del modelo), podemos aproximar la frecuencia Doppler a:

$$f_D \approx \frac{2v}{\lambda} \frac{x_B - x_R}{R_0} \quad (14)$$

Por lo tanto, de la ecuación (14), puede observarse que cuando $x_B = x_R$, la frecuencia Doppler es cero. En este punto es donde el SAR se encuentra más cerca del blanco, y el haz de la antena se encuentra centrado en él. Además, podemos ver de la ecuación (14) que la frecuencia Doppler es positiva cuando el radar se acerca al blanco y negativa cuando se aleja de él.

Por otro lado, de la sección 2.2, conocemos la resolución en azimut, dada por el ancho de haz de la antena del radar:

$$r_A = R\beta_h \quad (2.2-19)$$

El ancho de banda de la señal recibida por el SAR, con el corrimiento de frecuencia por el efecto Doppler, lo podemos expresar en función de la resolución en azimut y el rango:

$$B_D = \frac{2v}{\lambda} \beta_h = \frac{2v r_A}{\lambda R} \quad (15)$$

El adelgazamiento del haz por efecto Doppler se logra al pasar la señal recibida por un filtro paso-banda, con un ancho de banda muy pequeño, que identifica la frecuencia Doppler de la señal. Las señales de eco debidas a los objetos que se encuentran en otras partes del haz son eliminadas porque el filtro paso-banda sólo deja pasar las frecuencias asociadas con el blanco.

Por lo tanto, el ancho de banda de este filtro es:

$$B_{Df} = \frac{2v r_{As}}{\lambda R} \quad (16)$$

Donde r_{As} es la resolución en azimut lograda por el SAR, la cual define el área de resolución ilustrada en la figura (4).

Equivalente óptico

El procesamiento óptico de un SAR es equivalente al de apertura sintética, con la diferencia que ahora se procesa la señal recibida de forma analógica, en vez de hacerlo de forma digital. Esta técnica se utilizó principalmente en los inicios de los radares de apertura sintética, cuando los sistemas digitales no estaban tan desarrollados como en la actualidad. Este procesamiento consiste en almacenar la fase y amplitud de la señal recibida en una cinta magnética y hacer los ajustes de fase mediante un lente, que de acuerdo a la graduación del mismo, proyecta la señal con el defasamiento necesario en la cinta, para sintetizar una antena de mayor apertura. En esencia, la grabación secuencial es una representación en escala de tonos de grises de la señal recibida.

El esquema físico del procesador óptico se muestra en la figura (6), donde la luz del láser es colimada, y pasada después por un lente hasta ser enfocada en la película.

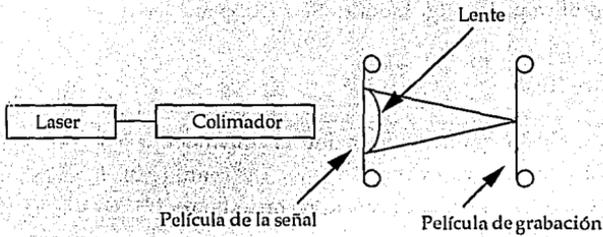


Figura (6). Esquema básico del equivalente óptico del SAR

Las líneas de transmisión son sustituidas por una vía óptica como muestra la figura (7).

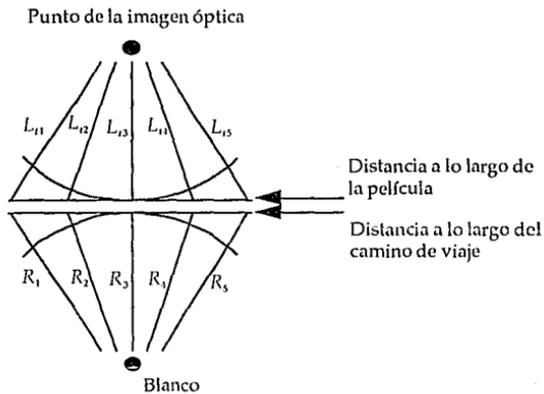


Figura (7). Arreglo sintetizado con el equivalente óptico del SAR

3.1.3. Resolución

La resolución del SAR es el parámetro más importante a considerar. Anteriormente se describieron diferentes formas de analizar o conceptualizar

el funcionamiento de un SAR. Todas son equivalentes, como ya se mencionó, y representan simplemente diferentes formas de resolver el mismo problema. A continuación desarrollaremos el cálculo de la resolución de azimut obtenida por un SAR por los dos métodos más importantes: el de apertura sintética y el adelgazador de haz Doppler.

Apertura sintética

La figura [8] ilustra esquemáticamente el movimiento del SAR y muestra al mismo en sus posiciones extremas (A y C) y central (B). L_s es la longitud del arreglo sintético (es decir, la distancia recorrida por el SAR) y L_r la longitud de la antena real del radar.

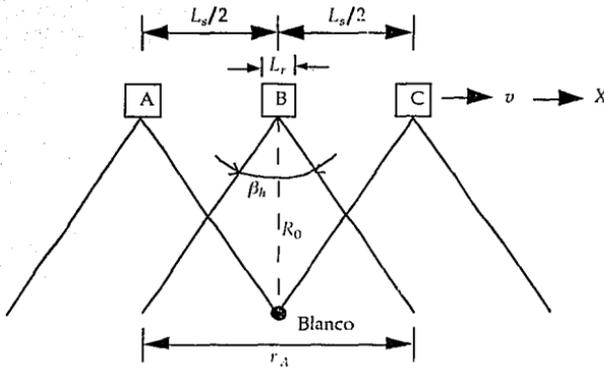


Figura [8]. Representación del movimiento del SAR [3].

Para poder modelar el arreglo sintético como un arreglo de antenas real, tiene que cumplirse que [22]:

$$L_s \leq r_A$$

Para el caso de un SAR enfocado, tenemos la máxima resolución en azimut cuando $L_s = r_A$. Si sustituimos el valor de r_A dado por la ecuación (2.2-18), tenemos que:

$$L_s = r_A = R \beta_h \tag{17}$$

Para poder determinar la resolución lograda con un SAR enfocado, tenemos que modelar el arreglo sintético. Para lograr esto, seguimos el procedimiento presentado en la sección 2.3, para lo cual inicialmente necesitamos conocer el defasamiento entre dos elementos del arreglo en estudio, los cuales se presentan en la figura {9}.

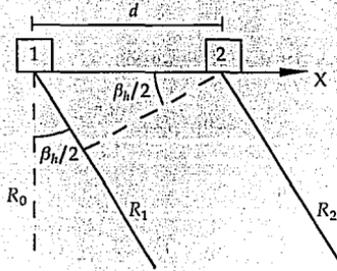


Figura {9}. Dos elementos del arreglo sintetizado por un SAR

La diferencia entre los rangos R_1 y R_2 es:

$$R_1 - R_2 = d \operatorname{sen}(\beta_h / 2) \quad (18)$$

que representa la distancia de defasamiento de la señal visto por el blanco.

De la sección 2.3, sabemos que la distancia entre dos elementos de un arreglo, expresada en radianes, es:

$$d_r = \frac{2\pi d}{\lambda} = \beta d \quad (2.3-1)$$

Por lo tanto, el corrimiento en fase asociado para un arreglo de antenas real, en función de los parámetros definidos en la figura {9}, es:

$$\Delta\phi_r = d_r \operatorname{sen}(\beta_h / 2) = \frac{2\pi}{\lambda} d \operatorname{sen}(\beta_h / 2) \quad (19)$$

Para el caso de un arreglo sintético, dicho corrimiento ocurre dos veces, ya que se consideran los recorridos de la señal transmitida y recibida, por lo que en este caso el corrimiento de fase es:

$$\Delta\phi_s = 2d_r \sin(\beta_h / 2) = \frac{4\pi}{\lambda} d_r \sin(\beta_h / 2) \quad (20)$$

Para poder conocer el valor de β_h , igualamos la ecuación (20) al valor de la diferencia de fase en los primeros nulos del patrón de radiación resultante. Además, consideramos que el valor de β_h es muy pequeño, por lo que $\sin \beta_h \approx \beta_h$.

Para el caso de una apertura real, tenemos:

$$\frac{2\pi}{\lambda_r} L_r \sin(\beta_h / 2) \approx \frac{2\pi}{\lambda_r} L_r \frac{\beta_h}{2} = \pi \quad (21)$$

y en una apertura sintética:

$$\frac{4\pi}{\lambda_s} L_s \sin(\beta_h / 2) \approx \frac{4\pi}{\lambda_s} L_s \frac{\beta_h}{2} = \pi \quad (22)$$

Ahora, despejamos β_h de las ecuaciones (21) y (22):

$$\beta_h = \frac{\lambda}{2L_s} a_{hs} = \frac{\lambda}{L_r} a_{hr} \quad (23)$$

Donde a_{hs} es el factor de iluminación de apertura asociado a la apertura sintética y a_{hr} es el de la antena real. Si la apertura sintética tiene un peso uniforme a lo largo de toda la longitud, entonces $a_{hs} = 0.88$. Sin embargo, la mayoría de las antenas, tanto reales como sintetizadas, tienen una iluminación de apertura no uniforme, por lo que el factor de iluminación generalmente es mayor a 0.88. Comúnmente, con el afán de simplificar el álgebra, suponemos que el factor de iluminación es igual a 1, aunque se debe estar consciente de que las antenas, tanto reales como sintetizadas, normalmente tienen un factor de iluminación mayor a 1.

Utilizando la ecuación (23), la resolución en azimut de una apertura real es:

$$r_A = \beta_h R = \frac{\lambda R}{L_r} a_{hr} \quad (24)$$

y la resolución lograda con un SAR enfocado es:

$$r_{As} = \beta_h R = \frac{\lambda R}{2L_s} \alpha_{hs} \quad (25)$$

Como estamos considerando que $L_s = r_{As}$, la ecuación (25) se simplifica a:

$$r_{As} = \frac{\lambda}{2\beta_h} \alpha_{hs} \quad (26)$$

Si ahora sustituimos el valor de β_h dado en función de la longitud de la antena real, expresado por la ecuación (23), tenemos:

$$r_{As} = \left(\frac{\alpha_{hs}}{\alpha_{hr}} \right) \frac{L_r}{2} \quad (27)$$

Como el factor de iluminación de apertura generalmente es igual para una antena real como para una sintetizada, el resultado final de resolución de azimut para un SAR enfocado es:

$$r_{As} = \frac{L_r}{2} \quad (28)$$

Es importante observar que la resolución obtenida es solamente la mitad de la longitud de apertura real, y que además es independiente del rango y la longitud de onda. La resolución en azimut lograda por un SAR enfocado se puede comparar con la resolución de un arreglo de antenas de apertura real equivalente, dada por la ecuación (24), donde se puede observar que la resolución es directamente proporcional a λ y R .

La resolución expresada por la ecuación (28) es la mejor que se puede obtener con un radar de apertura sintética con una antena sujeta fijamente a un avión o satélite volando en una trayectoria recta (o comparable). Una mayor resolución se puede obtener si se utiliza una antena rastreadora, que pueda identificar el blanco antes de alcanzarlo y seguirlo una vez que lo haya pasado, a lo largo de su trayectoria de viaje. Desde luego, esta opción ofrece una mayor resolución de un blanco en particular, a costa de dejar de rastrear áreas aledañas, obteniendo huecos en la cobertura. Si la nave que porta la antena pudiera volar en forma concéntrica al blanco en estudio, también se podría tener una mayor resolución, claro que también sacrificando superficie de rastreo.

A pesar de que la mayor resolución se obtiene al utilizar toda la longitud de la apertura sintética disponible L_s , no siempre se utiliza ésta. La resolución obtenida con dicha longitud no siempre será la más deseada para todas las aplicaciones, ya sea por la complejidad en la implementación del radar o por la necesidad de obtener múltiples muestras independientes (como se menciona más adelante, en la sección 3.1.4). En el caso de utilizarse una apertura menor, la resolución obtenida se calcula con la ecuación (25) y no con la (28).

SAR desenfocado

Es posible disminuir la longitud de la apertura sintética a tal grado que no se requiera hacer corrección en fase. En este caso, se dice que el SAR está *desenfocado*. En esta situación, todas las señales recibidas en diferentes puntos de la apertura sintética se suman, lo cual simplifica en buena medida la complejidad del sistema.

En un SAR desenfocado suponemos que cualquier corrección menor a $\pi/4$ radianes es despreciable. Por lo tanto, si aseguramos que las señales recibidas necesitan una corrección de fase menor a $\pi/4$ radianes, podemos sumar las señales recibidas. Por lo tanto, se debe cumplir que:

$$\phi_{ci} \leq \pi / 4 \quad (29)$$

Para poder llegar a las condiciones bajo las que opera un SAR desenfocado consideremos la figura [10].

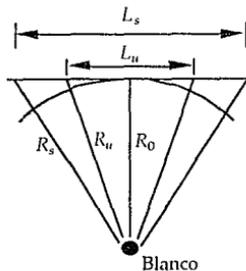


Figura [10]. Geometría de un SAR desenfocado.

De la ecuación (20), podemos conocer el defasamiento entre dos elementos del arreglo sintético desenfocado:

$$\Delta\phi_u = 2\beta(R_u - R_0) = \frac{4\pi}{\lambda}(R_u - R_0) \quad (30)$$

Si introducimos la condición de desenfoco dada por la ecuación (29), tenemos:

$$R_u - R_0 \leq \frac{\pi/4}{2(2\pi/\lambda)} = \frac{\lambda}{16} \quad (31)$$

De la figura {10} se puede deducir la siguiente ecuación:

$$R_u^2 = R_0^2 + \left(\frac{L_u}{2}\right)^2 \quad (32)$$

Como R_u y R_0 son muy similares, la ecuación (32) se puede aproximar a lo siguiente:

$$R_u - R_0 = \frac{L_u^2/4}{2R_0} = \frac{L_u^2}{8R_0} \quad (33)$$

Sustituyendo la ecuación (31) en la (33), tenemos:

$$\frac{L_u^2}{8R_0} = \frac{\lambda}{16} \quad (34)$$

Por lo tanto, la máxima longitud recorrida por un SAR desenfocado está dada por:

$$L_u = \sqrt{\frac{R_0\lambda}{2}} \quad (35)$$

Por lo tanto, de la ecuación (25), podemos conocer la mejor resolución de apertura sintética sin enfoque:

$$r_{Au} = \frac{\lambda R_0}{2L_u} = L_u = \sqrt{\frac{R_0\lambda}{2}} \quad (36)$$

En un SAR desenfocado la resolución es igual a la longitud de la apertura involucrada, tal y como lo expresa la ecuación (36). Esto quiere decir que sólo

una apertura debe procesarse simultáneamente. Es decir, el radar se encuentra activo a lo largo de una celda de resolución todo el tiempo necesario para generar dicha celda de resolución, pero no más tiempo. En este caso el procesador sólo puede cambiarse a la siguiente celda de resolución hasta que haya terminado con la anterior. Esto no ocurre en un SAR enfocado, en el que L_s es mucho mayor a r_{As} , de tal forma que deben procesarse simultáneamente múltiples aperturas sintéticas. Por otro lado, la resolución del caso desenfocado no es independiente de la longitud de onda y el rango, como lo es el caso enfocado.

Adelgazador de haz Doppler

De la ecuación (16), podemos conocer la resolución lograda con un SAR enfocado, visto como un adelgazador de haz Doppler:

$$r_{As} = \frac{\lambda R}{2v} B_{Df} \quad (37)$$

Si t_s es el tiempo en que el SAR recorre la longitud L_s , B_{Df} tiene que tener un valor:

$$B_{Df} \geq \frac{1}{t_s} \quad (38)$$

La velocidad relativa entre el SAR y el blanco depende de L_s y t_s :

$$v = \frac{L_s}{t_s} \quad (39)^{11}$$

Por lo tanto, sustituyendo las ecuaciones (38) y (39) en la (37), obtenemos la resolución lograda con el SAR:

$$r_{As} = \frac{\lambda R}{2L_s}$$

¹¹ Esta velocidad es una aproximación a la relativa entre el SAR y Tierra, ya que falta sumarle (vectorialmente) la velocidad de rotación de la Tierra.

Este es el mismo resultado obtenido con el análisis de la apertura sintética, expresada por la ecuación (25). De la misma forma, se puede demostrar que la resolución en azimut para el caso de un SAR Doppler desenfocado es la misma que la expresada por la ecuación (36). Con esto, se demuestra que los dos puntos de vista son equivalentes.

3.1.4. Ambigüedades

El arreglo sintetizado se conforma de varios elementos (de longitud L_r). Como el radar se encuentra en movimiento y recorre una distancia L_s , el número de posiciones ocupadas por cada elemento del arreglo sintético (n_s) está dado en función de estos parámetros:

$$n_s = \frac{L_s}{L_r} \quad (42)$$

Además, la velocidad a la que se mueve el radar se puede definir en función de la longitud de la antena real y del tiempo que tarda en recorrer dicha longitud:

$$v = \frac{L_r}{t_r} \quad (43)$$

Como en cada posición ocupada por la antena real del radar (considerada como un elemento del arreglo sintético) transmitimos un pulso, el número de elementos del arreglo sintético también depende de la frecuencia de repetición de pulsos (f_p). Este es el parámetro que vamos a limitar, ya que hay restricciones dadas por la geometría. De esta forma, si la frecuencia de repetición de pulsos es muy alta, podemos llegar al punto en donde dos pulsos transmitidos lleguen simultáneamente al receptor. Así, tenemos una ambigüedad en la respuesta del sistema en la detección del rango. De la misma forma, si la frecuencia de repetición de pulsos es muy baja, generamos una ambigüedad en azimut. A continuación se desarrollan estas restricciones [5].

Ambigüedad en rango

La frecuencia de repetición de pulsos máxima se determina por la geometría del haz de la antena real en el plano vertical (mostrada en la figura [11]) y por el tiempo de propagación del pulso transmitido por el radar (ecuación 2.2-1).

$$t_{tr} = \frac{2R}{c} \quad (2.2-1)$$

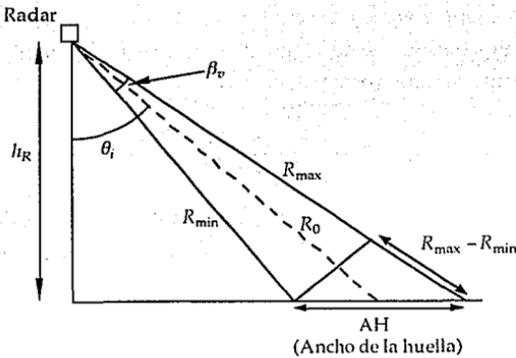


Figura [11]. Geometría del haz de la antena real de un SAR.

De la figura [11], vemos que el ancho de la huella es:

$$AH = \frac{R_{max} - R_{min}}{\text{sen } \theta_i} \quad (44)$$

Donde los rangos mínimo y máximo en el plano vertical, se definen también utilizando la geometría de la figura [11]:

$$R_{min} = \frac{h_R}{\cos(\theta_i - \beta_v/2)} \quad (45)$$

$$R_{max} = \frac{h_R}{\cos(\theta_i + \beta_v/2)} \quad (46)$$

Si consideramos que el ancho de haz en el plano vertical (β_v) se puede calcular de la misma forma que calculamos el ancho de haz en el plano horizontal, expresado por la ecuación (23), podemos aproximar su valor a:

$$\beta_v = \frac{\lambda}{h} \quad (47)$$

Hay que notar que el ancho de haz vertical depende únicamente de la altura de la antena real (h) y de la longitud de onda y no depende, como en el caso del ancho de haz horizontal, de las características del arreglo sintético, ya que en este plano no se genera una "altura sintética", debido a que el movimiento de radar es en la dirección de la longitud de la antena real.

La figura [12] es un diagrama de tiempo, donde vemos el pulso transmitido y el pulso recibido. De esta figura, podemos determinar el tiempo mínimo en que podemos transmitir otro pulso, una vez recibida la señal de eco en su totalidad:

$$t_{p\min} = \tau + \left(\left(\frac{2R_{\max}}{c} + \tau \right) - \frac{2R_{\min}}{c} \right) = 2 \left(\frac{R_{\max} - R_{\min}}{c} + \tau \right) \quad (48)$$

Por lo tanto, la frecuencia máxima de repetición de pulsos está dada en función de este tiempo mínimo:

$$f_{p\max} = \frac{1}{t_{p\min}} \quad (49)$$

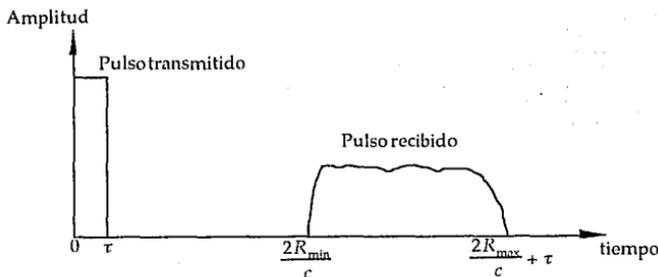


Figura [12]. Diagrama temporal del pulso transmitido y del recibido.

ESTA TESIS NO DEBE
SALIR DE LA BIBLIOTECA

A esta frecuencia de repetición de pulsos máxima se le conoce como el límite de la ambigüedad de rango. En la práctica, este límite se considera menor que el expresado por la ecuación (49).

Ambigüedad en azimut

Como se mencionó antes, si la frecuencia de repetición de pulsos es muy baja, existe ambigüedad en azimut. Esto se explica a continuación.

Para ilustrar mejor la idea y después generalizar el resultado, consideremos un arreglo sintético de tres elementos ($n_s=3$), como el ilustrado en la figura [13]. Este arreglo sintético, en la vista 1 (sombreado), ve el área de resolución 1 (sombreada). Cuando ya ha recorrido una distancia L_s , el siguiente arreglo sintético verá la siguiente celda 1. Es evidente que de usar solamente una vista, tenemos zonas del terreno sin ver, separadas una distancia L_s . Por lo tanto, es necesario tener varias vistas para poder mapear el terreno en estudio en su totalidad. Como cada celda de resolución tiene una longitud $L_r/2$, la geometría del arreglo define que el número de vistas (n_v) es:

$$n_v = 2n_s \quad (50)$$

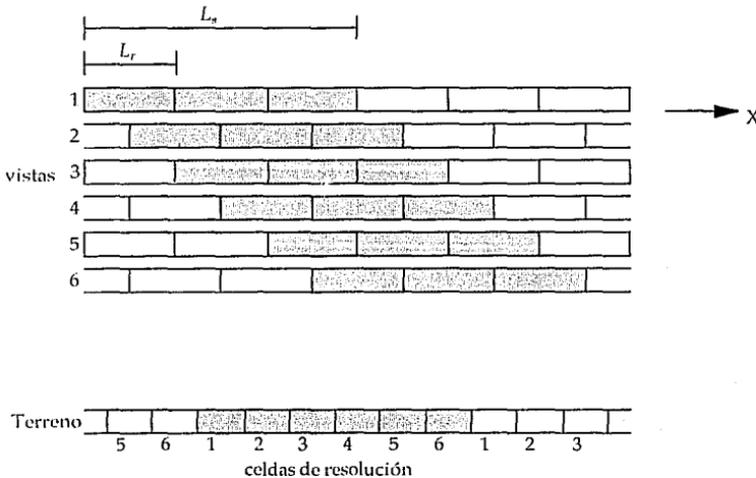


Figura [13]. Diagrama de las vistas de un SAR enfocado de $n_s=3$.

Por lo tanto, los pulsos transmitidos deben generarse en cada posición del arreglo sintético para cada vista. Como cada vista se encuentra separada una distancia $L_r/2$, el tiempo entre pulsos máximo es:

$$t_{p\max} = \frac{L_r}{2} \quad (51)$$

Si ahora sustituimos este valor en la ecuación (43), tenemos:

$$v = \frac{L_r}{t_r} = \frac{L_r}{2t_{p\max}} \quad (52)$$

Por lo tanto, la frecuencia de repetición de pulsos mínima es:

$$f_{p\min} = \frac{1}{t_{p\max}} = \frac{2v}{L_r} \quad (53)$$

Además, se ve de la figura {13} que es necesario tomar 3 muestras independientes en cada posición del arreglo, ya que las vistas 1, 3 y 5 se generan al mismo tiempo y ven diferentes áreas del terreno. Lo mismo ocurre con las vistas 2, 4 y 6. Por lo tanto, el número de muestras independientes en cada vista del arreglo sintético es igual al número de elementos del arreglo:

$$N_{mi} = N_s \quad (54)$$

3.1.5. Consideraciones de potencia

De la sección 2.2 conocemos la ecuación del radar:

$$R^4 = \frac{P_t G_t^2 \sigma \lambda^2 F_t^4}{(4\pi)^3 (SNR) k T_s B_n F_p} \quad (2.2-11)$$

Para radares de percepción remota, la ecuación (2.2-11) se modifica un poco, ya que tenemos que considerar que la potencia recibida depende del área iluminada por el radar. Por lo tanto, escribimos ahora la ecuación del radar despejando la relación señal a ruido y en función del área de resolución:

$$SNR_1 = \frac{P_i G_i^2 \sigma \lambda^2 r_{\lambda}^4 r_{RT} F_i^4}{(4\pi)^3 R^4 k T_s B_n F_p} \quad (55)$$

La ecuación (55) describe el SNR de un pulso, por lo que el SNR de todo el arreglo sintético es:

$$SNR_s = n_s SNR_1 \quad (56)$$

Recordamos que n_s está dado por:

$$n_s = \frac{L_s}{L_r} \quad (42)$$

Podemos expresar L_s en función de la resolución en azimut de la apertura real, dada por la ecuación (25):

$$L_s = \frac{\lambda R}{2r_{As}} \quad (57)$$

y L_r en función de la frecuencia de repetición de pulsos y la velocidad, dada por la ecuación (52):

$$L_r = \frac{v}{f_p} \quad (58)$$

Ahora sustituimos las ecuaciones (57) y (58) en la (42):

$$n_s = \frac{\lambda R f_p}{2r_{As} v} \quad (59)$$

Por lo tanto, la ecuación (56) se convierte en:

$$SNR_s = \frac{\lambda R f_p}{2r_{As} v} SNR_1 = \frac{f_p P_i G_i^2 \sigma \lambda^3 r_{RT} F_i^4}{2v (4\pi)^3 R^3 k T_s B_n F_p} \quad (60)$$

Como normalmente un SAR emite pulsos comprimidos, es más importante conocer la potencia promedio del pulso que la potencia pico. Por lo tanto, expresamos la potencia pico de la siguiente forma:

$$P_i = \frac{P_{prom}}{\tau f_p} \quad (61)$$

De la sección 2.2 sabemos que:

$$B_n = \frac{1}{\tau} \quad (2.2-13)$$

Ahora, sustituyendo las ecuaciones (61) y (2.2-13) en la ecuación (60), tenemos:

$$SNR_s = \frac{P_{prom} G_t^2 \sigma \lambda^3 r_{RT} F_t^4}{2v(4\pi)^3 R^3 k T_s F_p} \quad (62)$$

Por lo tanto, podemos conocer la potencia promedio transmitida por un SAR:

$$P_{prom} = \frac{SNR_s 2v(4\pi)^3 R^3 k T_s F_p}{G_t^2 \sigma \lambda^3 r_{RT} F_t^4} \quad (63)$$

Por otro lado, podemos expresar la sección efectiva del blanco en función del coeficiente de reflectividad de la siguiente forma [16]:

$$\sigma = \mathcal{R}_{As} r_{RT} \sin \theta_i \quad (64)$$

Esta ecuación es una aproximación, ya que tan sólo considera las propiedades físicas del blanco y no contempla otras características importantes, como la geometría del blanco, la rugosidad, efectos de dispersión (scattering,) etc.

Por lo tanto, la ecuación (63) queda de la siguiente forma:

$$P_{prom} = \frac{SNR_s 2v(4\pi)^3 R^3 k T_s F_p}{G_t^2 \lambda^3 \mathcal{R}_{As} r_{RT}^2 \sin^2(\theta_i) F_t^4} \quad (65)$$

3.1.6. Errores en la operación

Con el objeto de evitar desviaciones y discrepancias en la información obtenida y procesada por un SAR, es importante determinar la magnitud de los errores y corregirlos. Los principales errores que se presentan son los siguientes:

1. Errores por inestabilidad del sistema electrónico
2. Errores por movimiento (velocidad variante)

3. Errores por actitud (*pitch*, *yaw* y *roll*)
4. Errores por trayectoria y curvatura de rango

Estas fallas se originan debido a que el cálculo de los componentes de la antena suponen un movimiento uniforme lineal y no curvilíneo, como ocurre en la realidad.

Errores por inestabilidad del sistema electrónico

La estabilidad de la frecuencia de repetición de pulsos de un SAR debe ser muy buena, aunque no es necesario que sea perfecta. El problema se presenta cuando el ancho de banda Doppler asociado a cada pixel es tan angosto, que si cualquier frecuencia del sistema, incluyendo la portadora de microondas, se defasa en una cantidad similar a la del ancho de banda Doppler del filtro de resolución, durante el tiempo transcurrido entre la transmisión del pulso y la recepción del eco, el defasamiento consecuente resulta en un grave error para el SAR. Recordando la ecuación del ancho de banda Doppler:

$$B_{Df} = \frac{2vr_{As}}{\lambda R} \quad (16)$$

La expresión de precisión utilizada para el cálculo de errores por inestabilidad en el sistema electrónico de oscilación, es la siguiente:

$$\text{precisión} = \frac{2vr_{As}}{\lambda R} \frac{1}{f} \frac{c}{2R} \phi_r = \frac{vr_{As}}{R^2} \phi_r \quad (66)$$

Donde ϕ_r , normalmente se puede elegir como un décimo (10%) del ancho de banda Doppler, como máximo de defasamiento permisible, pudiéndose limitar aún más.

Errores por Movimiento (velocidad variante)

El procesamiento de apertura sintética depende de la consideración de que el radar viaja en una línea recta y de forma uniforme. La figura {14} ilustra la geometría antes descrita:

Al definir un límite permisible f_c como el definido en el cálculo del error por inestabilidad del sistema electrónico ϕ_c , podemos reescribir la ecuación (70):

$$f_D = (1 + 2f_c)f_{D0} \quad (71)$$

Si definimos:

$$\frac{f_{DE}}{f_{D0}} \leq 2f_c \quad (72)$$

Esto limita las magnitudes de las velocidades de error permisibles v_y, v_z dadas como:

$$v_y \sin \theta - v_z \cos \theta \leq \lambda f_{D0} f_c = \frac{\lambda B_{Df} f_c}{2} \quad (73)$$

También, cuando se presenta aceleración, los errores en ésta deben compensarse. Mientras los errores en la velocidad constante afectan la dirección supuesta del haz, los errores en aceleración afectan el enfoque, pues el cambio de fase Doppler causa que la señal se salga del filtro de banda Doppler.

Considerando que la aceleración con respecto al tiempo es una componente de la velocidad, la relación para errores en dicha componente es:

$$a_y \sin \theta - a_z \cos \theta \leq \frac{\lambda B_{Df}^2 a_r}{2} \quad (74)$$

La siguiente figura ilustra el efecto principal de errores en la velocidad:

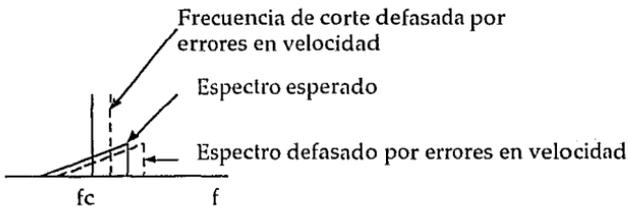


Figura [15]. Efecto en frecuencia por error en velocidad.

La corrección se logra primero midiendo los cambios de velocidad, montando acelerómetros integradores directamente en la antena. Con ello se tiene las magnitudes que es necesario modificar las frecuencias del oscilador local (OL), de tal forma que dicha frecuencia quede centrada en el filtro paso-banda representado por las líneas sólidas en la figura [15]. Esto puede llevarse a cabo en la frecuencia portadora, en la frecuencia intermedia, o en la banda base del procesador.

El problema de compensación de errores por movimiento es el problema que más afecta al alcance de mejoras en la precisión de un SAR. Debido a estos errores, que pueden ser de magnitudes muy pequeñas, es difícil lograr resoluciones del orden de unidades de metros y casi imposible llegar a centímetros.

Errores por actitud

Al desplazarse, una antena puede rotar con respecto a alguno de los ejes, X , Y o Z . Llamaremos *desviación (pitch)* si rota alrededor del eje Z , *inclinación (yaw)* si rota con respecto al eje Y y *rodamiento (roll)* si rota con respecto al eje X , ya sea simultánea- o asíncronamente.

Si la antena rueda, simplemente cambia la ganancia obtenida del punto particular en estudio en la Tierra. Si rueda demasiado puede representar un grave problema, aunque no afecta el procesamiento de la apertura sintética y no es tan severo como los errores por desviación e inclinación, que sí lo afectan.

La figura [16] ilustra el efecto de una desviación a la derecha:

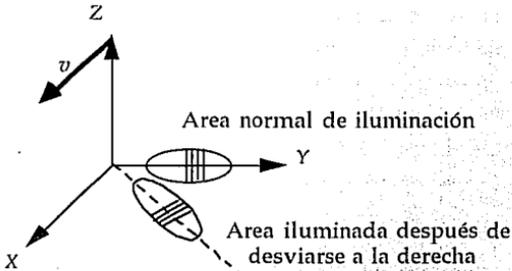


Figura [16]. Efecto por error de actitud (pitch).

Se observa que el error generado es que el área de iluminación observada por la apertura real queda rotada ligeramente adelante de la dirección de vista lateral de la aeronave. Si la desviación fuera a la izquierda, el área de iluminación hubiera quedado un tanto retrasada. Esto causa distorsiones en la imagen, pero lo más importante es que también causa un defasamiento de las frecuencias Doppler en el SAR, alejándose del haz. Si no se corrige el problema en los filtros Doppler, se tiene una selección errónea de la superficie en estudio, que impide que la señal recibida pueda correlacionarse. Esto significa que el espectro de la señal queda ubicado en una posición incorrecta, tal como se mostró con el error por velocidad.

Existen dos soluciones a este problema, que en la práctica se combinan para corregirlo. La primera consiste en estabilizar la antena, para que a pesar de que la aeronave se desvíe, la antena mantenga su posición de vista-lateral inalterable. La segunda consta de defasar la frecuencia del oscilador local (LO) al centro del filtro paso-banda para las frecuencias Doppler, con la misma técnica que la corrección de errores por movimiento variable.

El efecto del problema de inclinación es diferente, pero la solución es la misma que para los casos anteriores. Gráficamente el problema se ilustra en la figura [17]:

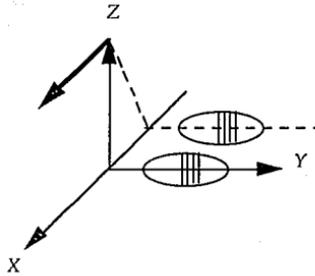


Figura [17]. Efecto por error de actitud (yaw).

Errores por trayectoria y curvatura de rango

Estos errores causan una serie de complejidades en el procesamiento de apertura sintética. El error por trayectoria de rango tiene un efecto lineal, y el de curvatura de rango uno cuadrático. No nos detendremos mucho en la cuantificación de estos errores, pues su efecto no llega a ser tan grave como en los casos anteriores. Sin embargo, a continuación daremos una breve descripción de ellos.

Trayectoria de rango

El problema es simple de describir, y se presenta a lo largo de la trayectoria del área en estudio, cuando el rango asociado al pulso utilizado en la construcción de la apertura sintética cambia de magnitud durante dicha acción.

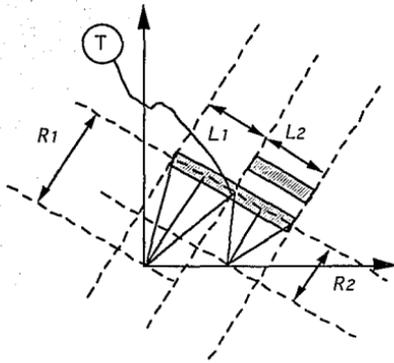


Figura [18]. Error por Trayectoria de Rango

La figura anterior ilustra gráficamente como a lo largo de la construcción de la apertura sintética asociada al blanco T, el rango de la antena al blanco se altera de una magnitud de R_1 a una R_2 .

Curvatura de Rango

El problema de curvatura de rango se presenta cuando la apertura sintética es muy grande en comparación con la distancia al objeto en estudio. Se debe a que el rango en los extremos se aproxima al rango en el centro del área de la huella, siendo que en dichas posiciones el rango es mayor.

La figura[19] que representa un enfoque de la figura [18], presenta la diferencia en magnitudes del rango en el centro del área de resolución R_2 y en los extremos R_3 :

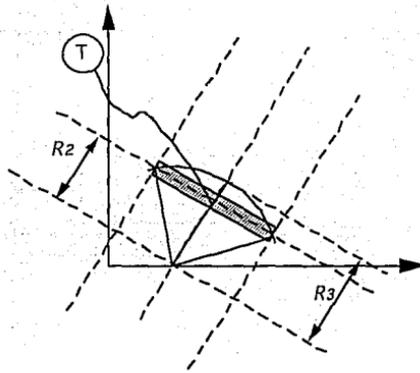


Figura [19]. Error por Curvatura de Rango

En ambos casos, los errores se deben a que el rango se aproxima a un valor constante, mientras que en la realidad, existen variaciones en su magnitud, a lo largo de la apertura de la antena.

3.1.7. Configuraciones de sistemas de mapeo SAR

Los radares de apertura sintética a diferencia de otros radares de pulso, requieren correcciones considerables cuando se presentan cambios en la velocidad o actitud de la antena, como ya se mostró en la sección anterior. La gran diferencia entre un SAR y otro radar en cuanto a su configuración básica, yace en el procesador y no en el sistema mismo.

La compresión de pulsos es comúnmente utilizada en aplicaciones SAR, de tal forma que la potencia pico consumida pueda mantenerse baja y al mismo tiempo puedan obtenerse resoluciones mayores con pulsos más cortos.

Transmisión

Para la transmisión, a la salida del oscilador de FI se modula un pulso corto. El pulso corto modulado a frecuencia intermedia pasa por la red de expansión de pulsos, donde se convierte de un pulso corto de alta potencia pico a un pulso largo de menor potencia pico y mayor potencia promedio, pero con el mismo ancho de banda. El pulso expandido es alimentado al mezclador de banda lateral sencilla (SSB), donde se le resta la señal del oscilador local (OL) para producir un pulso a la frecuencia portadora. La señal del oscilador local normalmente se genera sujetando la fase de un oscilador, trabajando a una frecuencia cercana a la portadora, al oscilador estable FI.

La salida del mezclador SSB, se amplifica al nivel requerido para transmisión con el amplificador de transmisión y es enviada posteriormente al duplexor. Entonces, pasa del duplexor a la antena y la señal es transmitida.

Recepción

El eco de la señal transmitida es recibido en la antena, pasa por el duplexor hacia el amplificador de bajo ruido a la frecuencia portadora, y entra al primer mezclador donde al restársele la frecuencia portadora, se recorre a la frecuencia intermedia. Esta señal se amplifica y es pasada por una red compresora de pulsos, de tal forma que la característica original de pulso corto pueda ser recuperada. Hay que aclarar, que hasta este punto la señal de información recibida f_{DR} , contiene errores que deben corregirse.

El sistema corrector de errores opera en el segundo oscilador local del receptor a una frecuencia FI, aunque también podría operar en el primero o en el procesador mismo. El oscilador de frecuencia de error (típicamente a una frecuencia mucho menor) tiene su salida mezclada con la señal FI del oscilador estable FI. El resultado es una señal FI modificada de tal forma que la frecuencia portadora FI que ha sido defasada debido a errores en velocidad y actitud, será convertida a cero; se hubiera convertido a otra frecuencia si la corrección de errores no hubiera sido llevada a cabo.

El oscilador de error de offset recibe señales asociadas con errores en velocidad y actitud. Los errores de velocidad se obtienen al integrar acelerómetros

montados a la antena, y los errores de actitud se obtienen del sistema de navegación. Los sensores de errores de actitud producen señales que pueden hacer correcciones rápidas a través del oscilador de errores de offset y más lentas al reposicionar la antena utilizando el servo posicionador de la misma. El servo posicionador pues, hace que los errores de actitud se mantengan pequeños, y el oscilador de errores de offset completa la corrección. Nótese que el mezclador SSB y el oscilador de errores de offset se presentan como el segundo oscilador local del receptor. Cuando se utiliza un sistema "clutter-lock" esta segunda unidad del OL no es necesaria.

Para desempeños más modestos de SARs se puede utilizar un sistema receptor coherente como el presentado en la figura [21].

La ventaja principal de este sistema, es que permite el uso de un oscilador-transmisor pulsado, en vez de una cadena de amplificadores de microondas de alta potencia, que consumen mucha energía y resultan muy costosos. Con radares como el mostrado en la figura [20] el amplificador final es uno de tubo de onda viajera o uno de campo cruzado, a menos de que la frecuencia sea tan pequeña que puedan utilizarse componentes de estado-sólido. En el radar de la figura [21] se puede utilizar un magnetrón. Desde luego, en ese caso la compresión de pulsos no se puede llevar a cabo, pero para sistemas de menor resolución esta puede no ser una limitante muy importante, ya que en la actualidad se cuenta con magnetrones capaces de emitir pulsos de hasta 50 ns.

En esta segunda configuración, la referencia es un oscilador local estable. Como éste no controla la frecuencia exacta del transmisor, para asegurar que el 2do oscilador local esté en fase y a la misma frecuencia que el transmisor, se mezcla una muestra del pulso transmitido con la salida del oscilador local estable para producir una señal de frecuencia intermedia (FI). Esta FI se utiliza como pulso para sujetar la fase del oscilador de fase-sujeta, frecuentemente denominado oscilador coherente (COHO). La salida del magnetrón y por consiguiente la señal sujeta, es un pulso corto. Ya que el COHO opera continuamente, dicha señal se puede mezclar con una señal de error como en la primera configuración, y el resto funciona esencialmente igual que aquella.

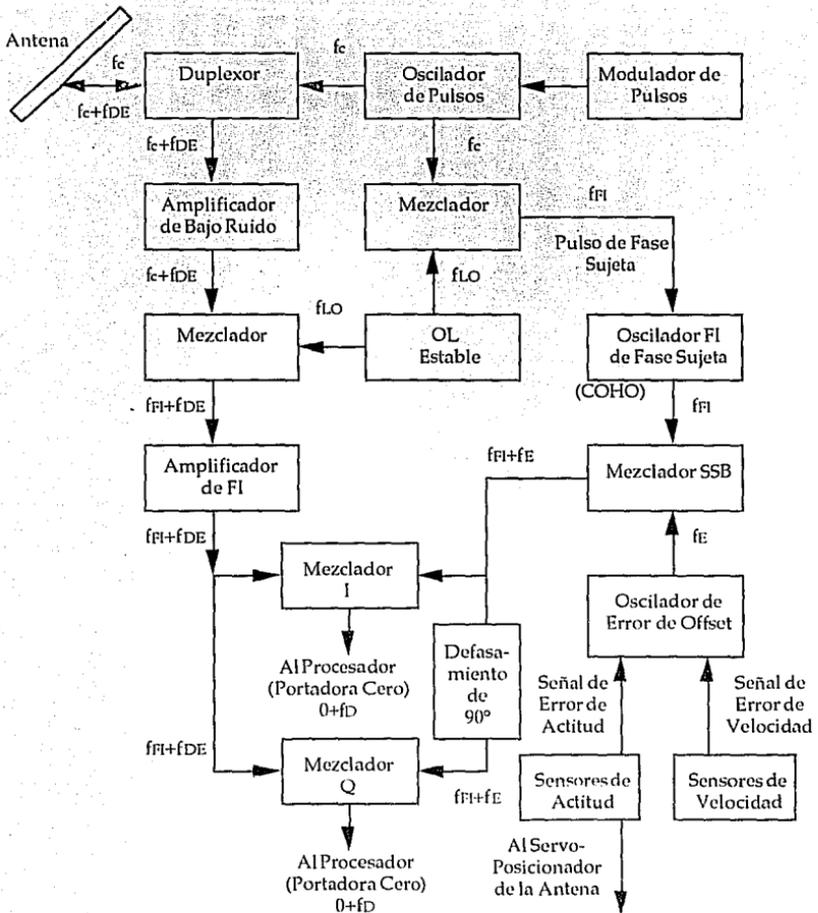


Figura {21}. Diagrama de bloques simplificado de un SAR a partir de un radar convencional.

Este sistema más sencillo y económico, se puede utilizar como una alternativa en la modificación de un radar de pulsos que no ha sido diseñado para la operación coherente. Esto permite obtener un SAR a partir de un RAR con una menor inversión de lo que significaría construir un transmisor totalmente nuevo.

3.2. Características del modelo de un radar de apertura sintética

En esta sección, se presentan los datos de entrada y las ecuaciones necesarias para poder modelar un SAR montado en un satélite de órbita baja. Para ello, hemos dividido los elementos que conforman el modelo en tres conceptos: el satélite de órbita baja, el terreno en estudio y el radar.

3.2.1. Características del satélite de órbita baja

Los parámetros del satélite que nos interesan conocer son la velocidad relativa entre el satélite y la Tierra y la altitud sobre el nivel medio del mar. La velocidad de interés es sumamente importante para determinar las posiciones de los elementos del arreglo por sintetizar y la altitud nos ayuda a calcular el rango de trabajo.

La órbita de estos satélites es de tipo polar, para poder cubrir la faz de la Tierra casi en su totalidad. Además, las órbitas son casi circulares, es decir, de pequeña excentricidad.

Datos de entrada:

h_a	altitud del satélite en apogeo
h_p	altitud del satélite en perigeo
i	inclinación de la órbita
GM	parámetro gravitacional
R_{ot}	radio medio de la Tierra
TU	unidad de tiempo en un sistema geocéntrico (periodo de rotación de la Tierra)

Altura promedio del radar:

$$h_R = \frac{h_a + h_p}{2}$$

Radio en apogeo:

$$r_a = h_a + R_{ot} \quad (2.4-2)$$

Radio en perigeo:

$$r_p = h_p + R_{cl} \quad (2.4-3)$$

Semieje mayor de la órbita:

$$a = \frac{r_a + r_p}{2} \quad (2.4-4)$$

Excentricidad de la órbita:

$$e = \frac{r_a - r_p}{r_a + r_p} \quad (2.4-5)$$

Periodo de rotación del satélite:

$$P_s = \sqrt{\frac{4\pi^2 a^3}{GM}} \quad (2.4-6)$$

Radio de posición del satélite:

$$r_s = \frac{a(1 - e^2)}{1 - e \cos \theta_s} \quad (2.4-9)$$

Velocidad del satélite:

$$v_s = \sqrt{GM \left(\frac{2}{r_s} - \frac{1}{a} \right)} \quad (2.4-10)$$

Velocidad circular del satélite:

$$v_c = \sqrt{\frac{GM}{a}}$$

Esta ecuación es un caso particular de la ecuación (2.4-10), cuando $e=0$.

Velocidad de rotación de la Tierra:

$$v_{\text{rot}} = \frac{2\pi R_{cl}}{TU} \quad (2.4-11)$$

Velocidad relativa entre el radar y el blanco:

$$v = \sqrt{(v_s \sin i)^2 + (v_{geo} + v_s \cos i)^2} \quad (2.4-12)$$

3.2.2. Características del terreno en estudio

Para poder determinar la potencia de la señal transmitida por el SAR, es necesario conocer las características del terreno en estudio, para poder calcular su coeficiente de reflexión, cuando la polarización de la antena sea perpendicular o paralela.

Datos de entrada:

μ_0	permeabilidad magnética del espacio libre
ϵ_0	permitividad eléctrica del espacio libre
μ_r	permeabilidad relativa del terreno en estudio
ϵ_r	permitividad eléctrica relativa del terreno en estudio
σ_c	conductividad del terreno en estudio
θ_i	ángulo de incidencia

Permeabilidad magnética del terreno:

$$\mu = \mu_r \mu_0$$

Permitividad eléctrica del terreno:

$$\epsilon = \epsilon_r \epsilon_0$$

Impedancia del terreno:

$$Z = \frac{j\omega\mu}{\sigma_c + j\omega\epsilon} \quad (2.2-23)$$

Impedancia del medio de propagación (espacio libre):

$$Z_0 = \sqrt{\frac{\mu_0}{\epsilon_0}}$$

Angulo de transmisión:

$$\theta_i = \text{angsen}\left(\frac{Z_0 \text{sen}\theta_i}{Z}\right) \quad (2.2-25)$$

Coefficiente de reflexión para una polarización perpendicular:

$$\mathcal{R}_\perp = \frac{Z \cos \theta_i - Z_0 \cos \theta_r}{Z \cos \theta_i + Z_0 \cos \theta_r} \quad (2.2-28)$$

Coefficiente de reflexión para una polarización paralela:

$$\mathcal{R}_\parallel = \frac{-Z_0 \cos \theta_i + Z \cos \theta_r}{Z_0 \cos \theta_i + Z \cos \theta_r} \quad (2.2-31)$$

3.2.3. Características del radar de apertura sintética propuesto

En esta sección se presenta el modelo del SAR, tomando como datos de entrada algunos parámetros calculados anteriormente. Los parámetros más importantes del modelo son: el área de resolución lograda con el SAR, tanto para el caso enfocado como el desenfocado; los valores máximo y mínimo de la frecuencia de repetición de pulsos para evitar ambigüedades; la potencia promedio de transmisión de los pulsos y el número de vistas, para el diseño del procesamiento digital de las señales recibidas.

Una consideración importante es que el modelo presentado simula un SAR con una antena que es un arreglo de dipolos de $h = \lambda/2$, $d = \lambda/2$ y $\delta = 0$.

Datos de entrada:

f	frecuencia
c	velocidad de la luz
h_R	altura promedio del radar
R	Reflectividad del terreno en estudio
θ_i	ángulo de incidencia (de vista)
τ	duración del pulso transmitido
n_r	No. elementos del arreglo de antena real

- d/λ distancia entre los elementos del arreglo de antenas real en unidades de longitud de onda
- R_{00} Resistencia de radiación de un elemento del arreglo real
- SNR_r Relación señal a ruido de la antena real
- a_{hr} factor de iluminación de apertura de la antena real
- h altura de la antena real

Cálculos generales

Longitud de onda:

$$\lambda = \frac{c}{f}$$

Velocidad angular:

$$\omega = 2\pi f$$

Rango de frecuencia Doppler cero:

$$R_0 = \frac{hR_r}{\cos\theta_i}$$

Apertura real

Longitud de apertura real de un radar:

$$L_r = \lambda n_r (d/\lambda)$$

Ancho de haz a potencia media de una antena real en el plano horizontal:

$$\beta_{hr} = \frac{\lambda}{L_r} a_{hr} \quad (3.1-23)$$

Resolución en azimut de un radar convencional:

$$r_A = \beta_{hr} R_0 = \frac{\lambda R_0}{L_r} a_{hr} \quad (3.1-24)$$

Apertura sintética enfocada

Longitud del arreglo sintetizado:

$$L_s = r_A \quad (3.1-17)$$

Ancho de haz a potencia media del arreglo sintetizado en el plano horizontal:

$$\beta_{hs} = \frac{\lambda}{2L_s} \alpha_{hr} \quad (3.1-26)$$

Resolución en azimut:

$$r_{As} = \beta_{hs} R_0 = \frac{L_r}{2} \quad (3.1-25)$$

Apertura sintética desenfocada:

Resolución en azimut:

$$r_{At} = L_{ut} = \sqrt{\frac{\lambda R_0}{2}} \quad (3.1-36)$$

Resolución en rango

Resolución en rango:

$$r_R = \frac{c\tau}{2} \quad (2.2-17)$$

Proyección de la resolución en rango en la Tierra:

$$r_{RT} = \frac{r_R}{\sin \theta_i} \quad (3.1-12)$$

Ancho de la huella

Ancho de haz a potencia media de una antena real en el plano vertical:

$$\beta_v = \frac{\lambda}{l_i} \quad (3.1-47)$$

Rango mínimo:

$$R_{\min} = \frac{l_R}{\sin(\theta_i - \beta_{vr}/2)} \quad (3.1-45)$$

Rango máximo:

$$R_{\max} = \frac{l_R}{\sin(\theta_i + \beta_{vr}/2)} \quad (3.1-46)$$

Ancho de huella de un radar:

$$AH = \frac{R_{\max} - R_{\min}}{\sin \theta_i} \quad (3.1-44)$$

Frecuencia de repetición de pulsos

Tiempo mínimo entre pulsos transmitidos por un radar:

$$t_{p\min} = 2 \left(\tau + \frac{R_{\max} - R_{\min}}{c} \right) \quad (3.1-48)$$

Frecuencia de repetición de pulsos máxima:

$$f_{p\max} = \frac{1}{t_{p\min}} \quad (3.1-49)$$

Frecuencia de repetición de pulsos mínima:

$$f_{p\min} = \frac{2v}{L_r} \quad (3.1-53)$$

Número de vistas

Número de elementos de un arreglo sintético:

$$n_s = \frac{L_s}{L_r} \quad (3.1-42)$$

Número de vistas de un SAR enfocado:

$$n_v = 2n_s \quad (3.1-50)$$

Potencia promedio

Ganancia de un arreglo de antenas lineales:

$$G_f(\theta) = n \sqrt{\frac{R_{00}}{\Sigma R}} \quad (2.3-43)$$

$$\Sigma R \approx 795.15 + 51.73(n - 15) \quad (2.3-44)$$

Donde: $n \geq 15$, $h = \lambda/2$, $d = \lambda/2$ y $\delta = 0$.

Relación señal a ruido del arreglo sintetizado:

$$SNR_s = n_s SNR_1 \quad (56)$$

Potencia promedio:

$$P_{prom} = \frac{SNR_s 2v (4\pi)^3 R^3 k T_s F_p}{G_t^2 \lambda^3 \mathcal{A}_{As} r_{RT}^2 \text{sen}(\theta_i) F_t^4} \quad (3.1-65)$$

Hay que notar que hay cuatro diferentes resultados para la ecuación (3.1-65), ya que el coeficiente de reflectividad puede ser para polarización paralela o perpendicular y la resolución en azimut puede ser para el caso de un SAR enfocado o desenfocado.

4. Resultados del modelo de radar de apertura sintética propuesto

4.1. Resultados del modelo con datos del Seasat-A

Los resultados que se muestran a continuación son los valores que toman los parámetros del modelo con datos del satélite Seasat-A, con el fin de demostrar la validez del modelo. Para poder calcular posteriormente el coeficiente de reflectividad, usamos los valores de μ_r , ϵ_r y α_c del suelo seco, para poder simular lo mejor posible el terreno en estudio¹². El medio de propagación de la señal transmitida se considera que es el espacio libre. Además, se considera que no existen pérdidas de ningún tipo.

Entradas

Transmisor: f (Hz) = 1.2750E+09
 τ (s) = 5.2632E-08
eficiencia = 3.8000E-01

Receptor: SNR = 7.9433E+00
 T_s (K) = 5.5000E+02

Antena: h_t (m) = 2.1600E+00
 L_r (m) = 1.0740E+01
 a_{hr} = 8.8000E-01
 θ_i (°) = 2.0000E+01
 G_t = 2.9512E+03

Orbita: h_a (m) = 7.8300E+05
 h_p (m) = 7.7800E+05
 i (°) = 1.0800E+02

Constantes: c (m/s) = 3.0000E+08
 GM (km³/s²) = 3.9860E+05
 R_{eq} (m) = 6.3781E+06

¹² El modelo se presenta en la sección 3.2, los datos del Seasat-A en la sección 7.2 y las características del terreno en la sección 7.1.3.

$$\begin{aligned}
 TU \text{ (s)} &= 8.6400\text{E}+04 \\
 k \text{ (Ws/K)} &= 1.3800\text{E}-23 \\
 \mu_0 &= 1.2566\text{E}-06 \\
 \epsilon_0 &= 8.8542\text{E}-12 \\
 \mu_r &= 9.9000\text{E}-01 \\
 \epsilon_r &= 3.0000\text{E}+00 \\
 \sigma_c &= 1.0000\text{E}-03
 \end{aligned}$$

Resultados

$$\lambda \text{ (m)} = 2.3529\text{E}-01$$

Posición: $h_R \text{ (m)} = 7.8050\text{E}+05$
 $R_0 \text{ (m)} = 8.3059\text{E}+05$

Antena: $\beta_{hr} \text{ (}^\circ\text{)} = 1.1046\text{E}+00$
 $\beta_{vr} \text{ (}^\circ\text{)} = 6.2414\text{E}+00$
 $R_{\max} \text{ (m)} = 8.4866\text{E}+05$
 $R_{\min} \text{ (m)} = 8.1564\text{E}+05$
 $AH \text{ (km)} = 9.6561\text{E}+01$
 $r_A \text{ (km)} = 1.6013\text{E}+01$

Orbita: $v_{geo} \text{ (m/s)} = 4.6383\text{E}+02$
 $a \text{ (km)} = 7.1586\text{E}+03$
 $e = 3.4923\text{E}-04$
 $P_s \text{ (min)} = 1.0046\text{E}+02$
 $r_s \text{ (km)}^{13} = 7.1589\text{E}+03$
 $v_s \text{ (m/s)} = 7.4617\text{E}+03$
 $v_c \text{ (m/s)} = 7.4620\text{E}+03$
 $v \text{ (m/s)} = 7.3316\text{E}+03$

Terreno: $\mu = 1.2441\text{E}-06$
 $\epsilon = 2.6563\text{E}-11$

¹³ Valor promedio, obtenido de la tabla de resultados auxiliares.

$$Z_0 (\Omega) = 3.7699\text{E}+02$$

$$Z (\Omega) = 2.1641\text{E}+02$$

$$\theta_i (^\circ) = 3.6569\text{E}+01$$

$$\mathcal{R}_2 = 1.9641\text{E}-01$$

$$\mathcal{R}_1 = 3.4171\text{E}-01$$

SAR: L_s (km) = 1.6013E+01

$$\beta_{\text{los}} (^\circ) = 3.7043\text{E}-04$$

$$r_{A_s} \text{ (m)} = 5.3700\text{E}+00$$

$$r_{A_n} \text{ (m)} = 3.1260\text{E}+02$$

$$r_R \text{ (m)} = 7.8947\text{E}+00$$

$$r_{RT} \text{ (m)} = 2.3083\text{E}+01$$

$$f_{p\text{max}} \text{ (Hz)} = 4.5397\text{E}+03$$

$$f_{p\text{min}} \text{ (Hz)} = 1.3653\text{E}+03$$

$$u_s = 1.4900\text{E}+03$$

$$u_v = 2.9800\text{E}+03$$

Potencia: $P_{s\perp}$ (W) = 6.8683E+01

$$P_{s\parallel} \text{ (W)} = 1.1799\text{E}+00$$

$$P_{v\perp} \text{ (W)} = 3.9478\text{E}+01$$

$$P_{v\parallel} \text{ (W)} = 6.7819\text{E}-01$$

Resultados auxiliares

$\theta_s (^\circ)$	r_s (km)
0	7.1611E+03
45	7.1604E+03
90	7.1586E+03
135	7.1569E+03
180	7.1561E+03
225	7.1569E+03
270	7.1586E+03
315	7.1604E+03
360	7.1611E+03

4.1. Resultados del modelo para el SAR propuesto

El sistema SAR que proponemos en este trabajo se presenta para fines ilustrativos, y consiste en simular que tenemos un SAR en un satélite de órbita baja, con una antena que es un arreglo lineal de dipolos de altura de media longitud de onda. Por lo tanto, en este conjunto de resultados se ha presentado una serie de valores más detallada que en la sección pasada. Ahora vemos los diferentes resultados que tenemos con antenas de diferente número de dipolos.

De la misma forma que en el caso anterior, usamos los valores de μ_r , ϵ_r y α_r del suelo seco y consideramos que el medio de propagación de la señal transmitida es el espacio libre. También se considera un sistema sin pérdidas. Algunos valores de entrada se consideraron iguales a los presentados anteriormente, ya que no contamos con los elementos necesarios para calcularlos.

El hecho de considerar a la antena del SAR como un arreglo lineal de dipolos es una simplificación importante que nos genera unos resultados inaceptables en la potencia promedio de transmisión. Una característica de suma importancia de los radares es que las antenas tienen que ser de alta ganancia, por lo que la ganancia de un arreglo lineal de dipolos es muy inferior a la necesaria para poder tener una potencia promedio aceptable. Además, se tiene que aumentar la ganancia de la antena al trabajar en frecuencias altas (que son necesarias para una aplicación en el espacio).

Por otro lado, hay casos en que el número de dipolos de la antena del sistema es inválido, para no caer en ambigüedades, con lo cual podemos ver los parámetros esenciales de diseño.

Entradas

Transmisor: $f(\text{Hz}) = 1.2000\text{E}+09$

$\tau(\text{s}) = 5.0000\text{E}-08$

Receptor: $\text{SNR} = 7.9433\text{E}+00$

$T_s(\text{K}) = 5.5000\text{E}+02$

Antena: $a_{hr} = 8.8000\text{E}-01$

$d/\lambda = 5.0000\text{E}-01$

$\theta_s(^{\circ}) = 2.0000\text{E}+01$

Orbita: $h_a(\text{m}) = 7.8300\text{E}+05$

$h_p(\text{m}) = 7.7800\text{E}+05$

$i(^{\circ}) = 1.0800\text{E}+02$

Constantes: $c(\text{m/s}) = 3.0000\text{E}+08$

$GM(\text{km}^3/\text{s}^2) = 3.9860\text{E}+05$

$R_{eq}(\text{m}) = 6.3781\text{E}+06$

$TU(\text{s}) = 8.6400\text{E}+04$

$k(\text{Ws/K}) = 1.3800\text{E}-23$

$\mu_0 = 1.2566\text{E}-06$

$\epsilon_0 = 8.8542\text{E}-12$

$\mu_r = 9.9000\text{E}-01$

$\epsilon_r = 3.0000\text{E}+00$

$\sigma_c = 1.0000\text{E}-03$

Resultados

$\lambda(\text{m}) = 2.5000\text{E}-01$

Radar: $h_R(\text{m}) = 7.8050\text{E}+05$

$R_0(\text{m}) = 8.3059\text{E}+05$

Antena: h (m) = 1.2500E-01
 β_{or} (°) = 1.1459E+02
 R_{max} (m) = 3.5490E+06
 R_{min} (m) = 9.8112E+05
 AH (km) = 7.5081E+03

Orbita: v_{geo} (m/s) = 4.6383E+02
 a (km) = 7.1586E+03
 e = 3.4923E-04
 P_s (min) = 1.0046E+02
 r_s (km)¹⁴ = 7.1589E+03
 v_s (m/s) = 7.4617E+03
 v_c (m/s) = 7.4620E+03
 v (m/s) = 7.3316E+03

Terreno: μ = 1.2441E-06
 ϵ = 2.6563E-11
 Z_0 (Ω) = 3.7699E+02
 Z (Ω) = 2.1641E+02
 θ_i (°) = 3.6569E+01
 \mathcal{R}_s = 1.9641E-01
 $|\mathcal{P}|$ = 3.4171E-01

SAR: r_{Au} (m) = 3.2222E+02
 r_R (m) = 7.5000E+00
 r_{RT} (m) = 2.1929E+01
 f_{pmax} (Hz) = 5.8413E+01

¹⁴ Valor promedio, obtenido de la tabla de resultados auxiliares.

n_r	L_r (m)	β_{nr} (°)	r_A (m)	β_{ns} (°)	r_{As} (m)	n_s	n_v	f_{pmin} (Hz)	
2	0.250	50.420	7.31E+05	8.62E-06	0.125	2.9237E+06	5.8474E+06	5.8653E+04	15
3	0.375	33.614	4.87E+05	1.29E-05	0.188	1.2994E+06	2.5988E+06	3.9102E+04	15
4	0.500	25.210	3.65E+05	1.72E-05	0.250	7.3092E+05	1.4618E+06	2.9327E+04	15
5	0.625	20.168	2.92E+05	2.16E-05	0.313	4.6779E+05	9.3558E+05	2.3461E+04	15
6	0.750	16.807	2.44E+05	2.59E-05	0.375	3.2485E+05	6.4971E+05	1.9551E+04	15
7	0.875	14.406	2.09E+05	3.02E-05	0.438	2.3867E+05	4.7733E+05	1.6758E+04	15
8	1.000	12.605	1.83E+05	3.45E-05	0.500	1.8273E+05	3.6546E+05	1.4663E+04	15
9	1.125	11.205	1.62E+05	3.88E-05	0.563	1.4438E+05	2.8876E+05	1.3034E+04	15
10	1.250	10.084	1.46E+05	4.31E-05	0.625	1.1695E+05	2.3389E+05	1.1731E+04	15
20	2.500	5.042	7.31E+04	8.62E-05	1.250	2.9236E+04	5.8472E+04	5.8653E+03	15
30	3.750	3.361	4.87E+04	1.29E-04	1.875	1.2994E+04	2.5988E+04	3.9102E+03	15
40	5.000	2.521	3.65E+04	1.72E-04	2.500	7.3090E+03	1.4618E+04	2.9327E+03	
50	6.250	2.017	2.92E+04	2.16E-04	3.125	4.6770E+03	9.3540E+03	2.3461E+03	
60	7.500	1.681	2.44E+04	2.59E-04	3.750	3.2480E+03	6.4960E+03	1.9551E+03	
70	8.750	1.441	2.09E+04	3.02E-04	4.375	2.3860E+03	4.7720E+03	1.6758E+03	
80	10.000	1.261	1.83E+04	3.45E-04	5.000	1.8270E+03	3.6540E+03	1.4663E+03	
90	11.250	1.120	1.62E+04	3.88E-04	5.625	1.4430E+03	2.8860E+03	1.3034E+03	
100	12.500	1.008	1.46E+04	4.31E-04	6.250	1.1690E+03	2.3380E+03	1.1731E+03	
200	25.000	0.504	7.31E+03	8.62E-04	12.500	2.9200E+02	5.8400E+02	5.8653E+02	
300	37.500	0.336	4.87E+03	1.29E-03	18.750	1.5000E+03	3.0000E+03	3.9102E+02	
400	50.000	0.252	3.65E+03	1.72E-03	25.000	7.3000E+01	1.4600E+02	2.9327E+02	
500	62.500	0.202	2.92E+03	2.16E-03	31.250	4.6000E+01	9.2000E+01	2.3461E+02	
600	75.000	0.168	2.44E+03	2.59E-03	37.500	3.2000E+01	6.4000E+01	1.9551E+02	
700	87.500	0.144	2.09E+03	3.02E-03	43.750	2.3000E+01	4.6000E+01	1.6758E+02	
800	100.000	0.126	1.83E+03	3.45E-03	50.000	1.8000E+01	3.6000E+01	1.4663E+02	
900	112.500	0.112	1.62E+03	3.88E-03	56.250	1.4000E+01	2.8000E+01	1.3034E+02	
1000	125.000	0.101	1.46E+03	4.31E-03	62.500	1.1000E+01	2.2000E+01	1.1731E+02	
10000	1250.00	0.010	1.46E+02	4.31E-02	625.000	0.0000E+00	0.0000E+00	1.1731E+01	16
100000	12500.00	0.001	1.46E+01	4.31E-01	6250.000	0.0000E+00	0.0000E+00	1.1731E+00	16

¹⁵ Número de elementos del arreglo de antenas real inválido, porque $f_{pmin} > f_{pmax}$.

¹⁶ Número de elementos del arreglo de antenas real inválido, porque $n_s = 0$.

n_r	G_r	$P_{\pm 1}$	$P_{\pm 1}$	$P_{\pm 1}$	$P_{\pm 1}$
2	1.56	1.9141E+13	1.1002E+13	7.4256E+09	4.2682E+09
3	1.93	3.7054E+12	2.1298E+12	2.1562E+09	1.2394E+09
4	2.27	1.1300E+12	6.4952E+11	8.7674E+08	5.0394E+08
5	2.56	4.5490E+11	2.6148E+11	4.4118E+08	2.5359E+08
6	2.82	2.1695E+11	1.2470E+11	2.5249E+08	1.4513E+08
7	3.06	1.1603E+11	6.6694E+10	1.5754E+08	9.0555E+07
8	3.28	6.7653E+10	3.8887E+10	1.0498E+08	6.0343E+07
9	3.49	4.1969E+10	2.4124E+10	7.3266E+07	4.2113E+07
10	3.69	2.7369E+10	1.5731E+10	5.3087E+07	3.0514E+07
20	5.27	1.6781E+09	9.6455E+08	6.5099E+06	3.7418E+06
30	6.47	3.2946E+08	1.8937E+08	1.9172E+06	1.1020E+06
40	7.49	1.0392E+08	5.9735E+07	8.0632E+05	4.6347E+05
50	8.38	4.2482E+07	2.4418E+07	4.1201E+05	2.3682E+05
60	9.18	2.0463E+07	1.1762E+07	2.3814E+05	1.3688E+05
70	9.92	1.1034E+07	6.3424E+06	1.4982E+05	8.6115E+04
80	10.61	6.4645E+06	3.7158E+06	1.0031E+05	5.7659E+04
90	11.26	4.0321E+06	2.3177E+06	7.0390E+04	4.0460E+04
100	11.87	2.6448E+06	1.5202E+06	5.1301E+04	2.9487E+04
200	16.80	1.6485E+05	9.4756E+04	6.3952E+03	3.6759E+03
300	20.58	3.7614E+05	2.1620E+05	2.1888E+04	1.2581E+04
400	23.77	1.0294E+04	5.9168E+03	7.9866E+02	4.5907E+02
500	26.58	4.1506E+03	2.3857E+03	4.0254E+02	2.3138E+02
600	29.12	2.0049E+03	1.1524E+03	2.3333E+02	1.3412E+02
700	31.45	1.0586E+03	6.0847E+02	1.4373E+02	8.2617E+01
800	33.62	6.3425E+02	3.6456E+02	9.8420E+01	5.6571E+01
900	35.66	3.8975E+02	2.2403E+02	6.8040E+01	3.9109E+01
1000	37.59	2.4804E+02	1.4257E+02	4.8112E+01	2.7654E+01
10000	118.90	0.0000E+00	0.0000E+00	0.0000E+00	0.0000E+00
100000	375.99	0.0000E+00	0.0000E+00	0.0000E+00	0.0000E+00

Resultados auxiliares

θ_s (°)	r_s (km)
0	7,1611E+03
45	7,1604E+03
90	7,1586E+03
135	7,1569E+03
180	7,1561E+03
225	7,1569E+03
270	7,1586E+03
315	7,1604E+03
360	7,1611E+03

5. Conclusiones

Del trabajo realizado, podemos agrupar las conclusiones principales en cuatro aspectos:

- 1.- El objetivo principal de la tesis, que fue desarrollar el modelo de un SAR y explicar la teoría con un enfoque de difusión, se cumple, ya que en este trabajo se presentan todos los elementos necesarios para entender la teoría del SAR y el modelo matemático. Por otro lado, se incluye información adicional y bibliografía relacionada para profundizar más en el tema.
- 2.- Una de las principales limitaciones a la que nos enfrentamos fue el grado de especialización que existe en la literatura actual del tema, lo que provoca que la curva de aprendizaje de iniciados en esta materia sea muy lenta. Esto implicó la necesidad de incluir los antecedentes que consideramos necesarios para lograr nuestro objetivo. Además, pudimos con ello identificar la utilidad de un trabajo como éste, elaborado con un enfoque de difusión.

Por otra parte, nuestra base experimental limita nuestro modelo a uno ideal. Esto quiere decir, que como muchos de los parámetros que definen al modelo se determinan experimentalmente, es necesario contar con una infraestructura apropiada antes de modelar un sistema real. A manera de introducción a una etapa de diseño de un sistema SAR real, el trabajo enuncia los errores típicos que se presentan en la operación y configuraciones básicas de un radar de este tipo.

- 3.- En relación a los resultados del modelo obtenido, podemos llegar a varias conclusiones. En forma general, una simplificación importante que afecta en buena medida los resultados, es considerar que no existen ningún tipo de pérdidas, tanto en el transmisor, el receptor y la antena del SAR, como en la propagación a través de la atmósfera de la señal transmitida y el eco recibido.

Otra simplificación que afecta los resultados obtenidos es el haber expresado la sección efectiva del terreno en estudio en términos de la reflectividad del material principal que lo compone. En la práctica sabemos que hay otras características del terreno que considerar para calcular la

sección efectiva. La característica más importante que fue excluida, es la de disipación (scatter) de la señal transmitida al ser reflejada por el terreno. Es tan complejo su desarrollo e implica tener tanta información experimental, que da a lugar a un estudio exclusivo de este tema.

Adicionalmente, por quedar fuera del alcance de este trabajo, los resultados obtenidos no toman en cuenta ningún tipo de error, importantes de considerarse en la implementación de un sistema SAR real, como se mencionó con anterioridad.

Habiendo presentado los aspectos que no se tomaron en cuenta en los cálculos, quedan justificadas las pequeñas diferencias presentadas entre los resultados numéricos del modelo y las especificaciones nominales del SAR del Seasat-A. Con resultados tan similares, queda comprobado que el modelo desarrollado en este trabajo es válido.

Algunos resultados que arroja nuestro modelo ilustrativo de un sistema SAR no son válidos para un sistema real. Los resultados que más se alejan de la realidad son los que involucran el tener una antena ideal en el modelo. Sin embargo, es interesante ver las relaciones entre los diferentes resultados y como este modelo proporciona ya algunos parámetros de diseño, como el que establece el rango de valores permisibles de la frecuencia de repetición de pulsos.

De los resultados obtenidos, se puede observar que se cumple la característica más importante de un SAR de lograr una mayor resolución que con un radar convencional, ya que los valores de la resolución en azimut del sistema SAR enfocado oscilan entre 2.5 y 62 metros, mientras que la resolución en el caso desenfocado es de 320 metros. Si comparamos estos valores con la resolución de un radar convencional equivalente, cuyos valores oscilan entre 1500 y 36000 metros, podemos ver la enorme ventaja de utilizar estos sistemas en aplicaciones de percepción remota. Es interesante notar cómo un arreglo de antenas, por ejemplo de 4600 elementos, puede ser sintetizado por un arreglo de antenas real de 50 elementos, ilustrando la disminución en complejidad física de tales sistemas. Por otro lado, se identifica que un sistema SAR demanda sistemas digitales y de procesamiento de señales más complejos, al

observar que en cada posición del arreglo sintético, el sistema puede llegar a procesar simultáneamente miles de señales.

6. Referencias

-
- [1] Bernard D. Steinberg, Harish M. Subbaram
"Microwave Imaging Techniques"
Ed. John Wiley-Interscience
1991
- [2] Giovanni Caprara
"Space Satellites"
Ed. Portland House, New York
1986
- [3] F.T. Ulaby, R.K. Moore, A.K. Fung
"Microwave Remote Sensing", en 3 volúmenes
Ed. Addison-Wesley
1981
- [4] Merrill I. Skolnik
"An Introduction to Radar",
capítulo 1 de "Radar Handbook" (M.I. Skolnik, Ed.)
Ed. McGraw-Hill
1990
- [5] Kiyo Tomiyasu
"Tutorial Review of Synthetic Aperture Radar with Applications to
Imaging the Ocean Surface"
IEEE Proceedings
vol. 66 No. 5 1978 pp. 0563-584
- [6] Lamo...t V. Blake
"Prediction of Radar Range",
capítulo 2 de "Radar Handbook" (M.I. Skolnik, Ed.)
Ed. McGraw-Hill
1990
- [7] William Schweber
"Electronic Communication Systems"
Ed. Prentice-Hall
1991

- [15] R.R. Bate, D. D. Mueller, J.E. White
"Fundamentals of Astrodynamics"
Ed. Dover
1971
- [16] L.J. Cutrona
"Synthetic Aperture Radar",
capítulo 21 de "Radar Handbook" (M.I. Skolnik, Ed.)
Ed. McGraw-Hill
1990
- [17] John J. Kovaly, Ed.
"Synthetic Aperture Radar"
Ed. Artech House
1976
- [18] C.W. Sherwin, J.P. Ruina, D. Rawcliffe
"Some Early Developments in Synthetic Aperture Radar Systems"
IRE Trans. on Military Electronics
vol. 6 No. 2 1962 pp. 111-115
- [19] L. J. Cutrona, W.E. Vivian, E.N. Leith, G.O. Hall
"A High Resolution Radar Combat-Surveillance System"
IRE Trans. on Military Electronics
vol. 5 No. 2 1961 pp. 127-131
- [20] Richard P. Feynman, Robert B. Leighton, Matthew Sands
"The Feynman Lectures on Physics"
Ed. Addison-Wesley
1964
- [21] William K. Saunders
"CW and FM Radar",
capítulo 14 de "Radar Handbook" (M.I. Skolnik, Ed.)
Ed. McGraw-Hill
1990

- [22] R.C. Heimiller
"Theory and Evaluation of Gain Patterns of Synthetic Arrays"
IRE Trans. on Military Electronics
vol. 6 No. 2 1962 pp. 122-129
- [23] Leopold J. Cantafio
"Space-Based Radar Systems and Technology"
capítulo 22 de "Radar Handbook" (M.I. Skolnik, Ed.)
Ed. McGraw-Hill
1990
- [24] ESA ERS-1 Product Specification
European Space Agency / Earthnet
1992

7. Apéndices

7.1. Tablas

7.1.1 Espectro electromagnético

Nomenclatura estándar para frecuencias de operación de radares¹⁷.

Banda	Rango nominal de frecuencias
HF	3 MHz - 30MHz
VHF	30MHz - 300 MHz
UHF	300 MHz - 1 GHz
L	1 GHz - 2 GHz
S	2 GHz - 4 GHz
C	4 GHz - 8 GHz
X	8 GHz - 12 GHz
Ku	12 GHz - 18 GHz
K	18 GHz - 27 GHz
Ka	27 GHz - 40 GHz
V	40 GHz - 75 GHz
W	75 GHz - 110 GHz
mm	110 GHz - 300 GHz

¹⁷ Según el estándar IEEE 521-1984 [RHB-1].

7.1.2 Resistencias m tuas entre dos antenas lineales

Para dos antenas de $L = \lambda/2$, tenemos que la resistencia mútua entre ellas varía con la separación d , como lo muestra la siguiente tabla [9]:

d	R_{12} (Ω)
0	73.13
0.5λ	-12.7
1.0λ	+3.8
1.5λ	-2.4
2.0λ	+1.1
2.5λ	-0.8
3.0λ	+0.4
3.5λ	-0.3
4.0λ	+0.2
4.5λ	-0.2
5.0λ	+0.2
5.5λ	-0.1
6.0λ	+0.1
6.5λ	-0.1
7.0λ	+0.1
7.5λ	0.0

7.1.3. Valores de constantes de materiales

Listas de permitividad eléctrica relativa y permeabilidad magnética relativa de diferentes materiales [11]:

Material	ϵ_r
aire	1.0006
triplay	2.1
ámbar	3
suelo seco	3
goma	3
nylon sólido	3.8
cuarzo	3.8
mármol	8
silicón	12
agua	81

Material	μ_r
plata	0.99998
plomo	0.999983
agua	0.999991
aire	1.0000004
aluminio	1.00002
cobalto	250
hierro	5000

Lista de conductividad eléctrica de diferentes materiales [11]:

Material	α_e
cuarzo	10-17
goma	10-15
vidrio	10-12
suelo seco	10-3
agua	10-2
agua de mar	4
carbón	3 x 10-4
plomo	5 x 106
aluminio	3.96 x 107
plata	6.1 x 107

7.2. Características del SAR del Seasat-A.

El Seasat-A, uno de los primeros satélites de percepción remota activa de la Tierra, fue lanzado en junio de 1978 y tenía un sistema SAR enfocado.

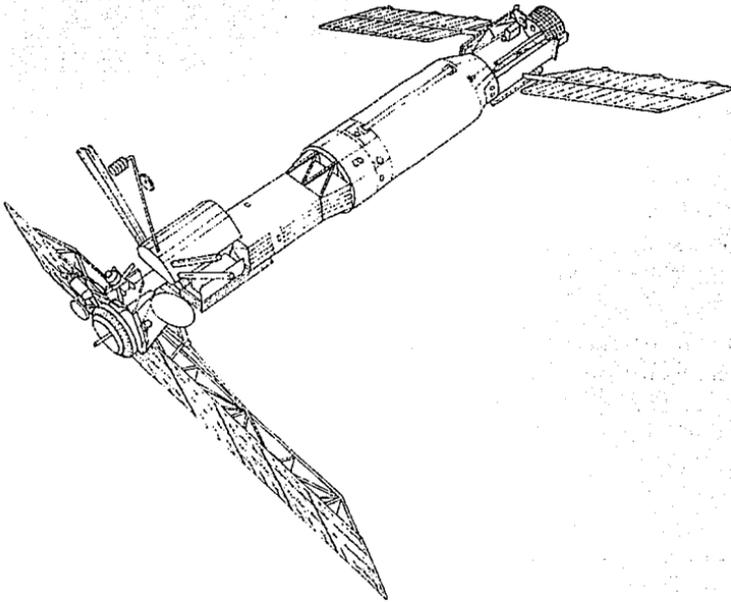


Figura [1] Satélite Seasat-A

A continuación se presentan las características del sistema SAR [23].

Orbita:

Altitud de apogeo:	783 km
Altitud de perigeo:	778 km
Inclinación:	108°
Período:	100.5 min

Antena

Tipo	Arreglo planar en fase (10.74 m x 2.16 m)
Ancho de haz	1.1° en azimut, 6° en elevación
Angulo de vista	20° en depresión, 90° resp. al vector velocidad
Ganancia	34.7 dB
Polarización	Horizontal
Peso	113 kg

Transmisor

Tipo	Estado sólido
Eficiencia	38%
Portadora	1.275 GHz
Potencia Pico	800 W (nominal), 1125 W (máximo)
Duración del pulso	33.8 μ s
PRF	1463, 1540, 1645 pps
Ciclo de trabajo	0.05 (máximo)
Potencia promedio	44.5 W (nominal), 62.6 W (máximo)
Forma de onda	Pulso, FM lineal, ancho de banda de 19

MHz

Receptor

Temperatura de ruido	550 K
Ancho de banda	22 MHz
Ruido de entrada del sistema	-127.42 dBW
Constante de tiempo AGC	5 s
Variación de ganancia STC	9 dB
Estabilidad del oscilador local	3×10^{-10} en 5 ms

Grabadora 25 kb/s digital

Peso del sistema 110 kg (excluyendo antena)

Potencia total 624 W (máximo)

Resolución 25 m

Ancho de la huella	100 km
Longitud de la huella	2000 km (cada paso)
Orientación de la huella	Del lado derecho de la trayectoria de la órbita
Relación señal a ruido	9 dB (nominal)

7.3. Características del SAR del ERS-1.

En julio de 1991 se lanzó a órbita el satélite ERS-1 (por sus siglas en inglés European Remote Sensing Satellite) de la Agencia Espacial Europea (ESA). Su objetivo es mapear a largo alcance zonas terrestres, marítimas y de regiones costeras, con instrumentos que pueden trabajar bajo cualquier condición ambiental [2].

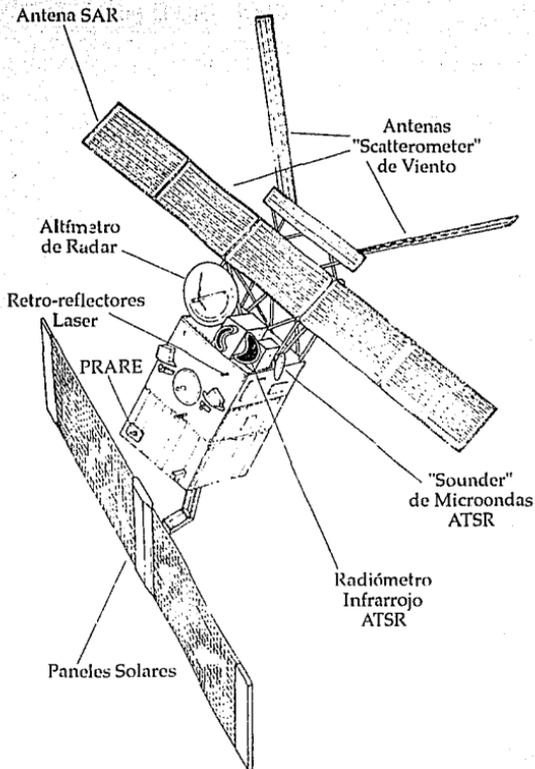


Figura (1) Satélite ERS-1

El Radar de Apertura Sintética montado, además de trabajar como tal para la obtención de imágenes, funciona también como "scatterometer" para medir la dirección y dimensión de las olas del mar. A continuación se presentan las características del sistema SAR exclusivamente [24].

Tamaño de la antena	10 m de largo, 1 m de ancho
Frecuencia	5.3 GHz \pm 0.2 MHz
Ancho de banda	15.55 \pm 0.01 MHz
Valores del PRF	1640 a 1720 Hz (en intervalos de 2 Hz)
Duración del pulso largo	37.1 \pm 0.05 μ s
Duración del pulso comprimido	64 ns
Potencia Pico	4.8 kW
Polarización	vertical lineal
Ventana de muestreo de señales	299 ms (huella de 99 km)
Muestreo A/D	18.96 Mmuestras/seg.
Localización del haz	244.5 km a la derecha de la trayectoria de la órbita
Ancho de la huella	80.4 km (nominal)
Angulo de incidencia	23°
Velocidad de transmisión de datos	105 Mbps
Altitud promedio	785 km (órbita casi circular)

7.4. Nomenclatura

- a : semieje mayor de una órbita
 a_{hr} : factor de iluminación de apertura real
 a_{hs} : factor de iluminación de apertura sintética
 a_r : porcentaje de la aceleración permisible de un SAR
 \hat{a}_r : vector unitario en la dirección r
 \hat{a}_x : vector unitario en la dirección x
 \hat{a}_y : vector unitario en la dirección y
 \hat{a}_z : vector unitario en la dirección z
 \hat{a}_θ : vector unitario en la dirección θ
 \hat{a}_ϕ : vector unitario en la dirección ϕ
 A_e : apertura efectiva de una antena
 AH : ancho de huella de un radar
 B_D : ancho de banda de la señal recibida por un SAR Doppler
 B_{Df} : ancho de banda del filtro de un SAR Doppler
 B_n : ancho de banda de la señal de ruido
 B_t : ancho de banda del transmisor
 c : velocidad de la luz (3×10^8 m/s)
 d : separación entre dos antenas de un arreglo
 d_r : separación entre dos antenas de un arreglo en radianes
 D : directividad
 e : excentricidad de una órbita
 E : campo eléctrico
 E_0 : valor máximo del campo eléctrico
 E_2 : campo eléctrico de dos antenas lineales
 E_i : campo eléctrico incidente
 E_{iso} : campo eléctrico de n fuentes isotrópicas
 E_{2isr} : campo eléctrico de dos fuentes isotrópicas
 E_n : campo eléctrico de n antenas lineales
 E_r : campo eléctrico reflejado
 E_α : ángulo de anomalía excéntrica
 E_t : campo eléctrico transmitido
 $E_{\lambda/2}$: campo eléctrico de una antena lineal de $L = \lambda/2$
 f : frecuencia

- f_0 : frecuencia original
 f_D : frecuencia Doppler
 f_{DO} : frecuencia Doppler central
 f_{DE} : frecuencia Doppler de error
 f_p : frecuencia de repetición de pulsos
 f_{pmin} : frecuencia de repetición de pulsos mínima
 f_{pmax} : frecuencia de repetición de pulsos máxima
 f_c : porcentaje del cambio de frecuencia permisible de un SAR
 F : fuerza gravitacional
 F_p : factor de pérdidas de un radar
 F_r : factor de propagación para la trayectoria de antena transmisora a blanco
 F_i : factor de propagación para la trayectoria de blanco a antena receptora
 G : constante gravitacional de la Tierra ($6.670 \times 10^{-11} \text{ Nm}^2/\text{kg}^2$)
 G_f : ganancia en intensidad de campo de un arreglo
 G_t : ganancia de una antena transmisora
 h : altura de una antena lineal
 h_a : altitud de un satélite en apogeo
 h_p : altitud de un satélite en perigeo
 h_R : altura de un radar
 H : campo magnético
 H_i : campo magnético incidente
 H_r : campo magnético reflejado
 H_t : campo magnético transmitido
 i : inclinación del plano orbital
 I : corriente
 $[I]$: corriente atrasada
 I_0 : valor pico de la corriente
 k : constante de Boltzmann ($1.38 \times 10^{-23} \text{ Ws/K}$)
 L : longitud de espacio libre de las líneas de transmisión al punto suma del procesador
 L_{arr} : longitud de un arreglo
 L_r : longitud de la apertura real de un radar
 L_s : longitud del arreglo sintetizado por un SAR enfocado
 L_u : longitud del arreglo sintetizado por un SAR desenfocado

- L_λ : longitud de un arreglo en unidades de longitud de onda
 m : masa
 M : masa de la Tierra
 n : número de elementos de un arreglo
 n_{mi} : número de muestras independientes de un SAR enfocado
 n_s : número de elementos de un arreglo sintético
 n_v : número de vistas de un SAR enfocado
 P : potencia
 P_n : potencia de la señal de ruido
 P_{prom} : potencia promedio
 P_r : potencia recibida por un radar
 P_s : período de rotación de un satélite
 $P_{s\perp}$: potencia promedio de un SAR enfocado y de polarización perpendicular
 $P_{s\parallel}$: potencia promedio de un SAR enfocado y de polarización paralela
 P_t : potencia transmitida por un radar
 $P_{t\perp}$: potencia promedio de un SAR desenfocado y de polarización perpendicular
 $P_{t\parallel}$: potencia promedio de un SAR desenfocado y de polarización paralela
 r : distancia
 r_a : radio en apogeo
 r_p : radio en perigeo
 r_s : radio de posición de un satélite
 r_A : resolución en azimut de un radar convencional
 r_{As} : resolución en azimut lograda con un SAR enfocado
 r_{Au} : resolución en azimut lograda con un SAR desenfocado
 r_R : resolución en rango
 r_{KT} : proyección de la resolución en rango en la Tierra
 R : rango
 R_a : rango de la posición más cercana del radar al blanco ($f_D=0$)
 R_{ej} : radio medio de la Tierra (6370 Km.)
 R_{max} : rango máximo
 R_{min} : rango mínimo
 R_r : resistencia de radiación
 R_s : rango máximo para un SAR enfocado, en el plano horizontal
 R_u : rango máximo para un SAR desenfocado, en el plano horizontal

- R_{ij} : resistencia mútua entre la antena i y la antena j
 ΔR : separación entre diferentes blancos
 ΣR : suma de las resistencias de la matriz de resistencias de un arreglo
 R : coeficiente de reflexión
 \mathcal{R}_{\perp} : coeficiente de reflexión para una polarización perpendicular
 \mathcal{R}_{\parallel} : coeficiente de reflexión para una polarización paralela
 s : separación del blanco
 S : densidad de potencia
 SAR : radar de apertura sintética
 SNR : relación señal a ruido
 SNR_{min} : relación señal a ruido mínima
 SNR_s : relación señal a ruido de un SAR
 t : tiempo
 t_0 : tiempo de paso por el perigeo por un satélite
 t_p : periodo de la repetición de pulsos
 t_{pmax} : tiempo máximo entre pulsos transmitidos
 t_{pmin} : tiempo mínimo entre pulsos transmitidos
 t_r : tiempo de recorrido por un SAR de la longitud de la apertura real
 t_s : tiempo de recorrido por un SAR de la longitud del arreglo sintético
 t_{tr} : tiempo entre transmisión y recepción de pulsos
 Δt : tiempo de propagación de un pulso
 T_s : temperatura del sistema
 T : coeficiente de transmisión
 \mathcal{T}_{\perp} : coeficiente de transmisión para una polarización perpendicular
 \mathcal{T}_{\parallel} : coeficiente de transmisión para una polarización paralela
 v : velocidad relativa entre un SAR y el blanco
 v_{ω} : velocidad de rotación de la Tierra
 v_s : velocidad de un satélite
 V : voltaje
 x_B : posición en el eje X del blanco
 x_R : posición en el eje X de un SAR
 y_B : posición en el eje Y del blanco
 Z : impedancia intrínseca de un medio

- β : velocidad de fase de una onda electromagnética
 β_h : ancho de haz a potencia media de una antena en el plano horizontal
 β_{hr} : ancho de haz a potencia media de una antena real en el plano horizontal.
 β_{hs} : ancho de haz a potencia media de un arreglo sintético en el plano horizontal.
 β_v : ancho de haz a potencia media de una antena en el plano vertical
 γ : ángulo de vuelo de un SAR
 δ : diferencia de fase entre antenas de un arreglo
 $\Delta\phi$: defasamiento entre elementos de un arreglo de apertura real
 $\Delta\phi_s$: defasamiento entre elementos de un arreglo sintético enfocado
 $\Delta\phi_i$: defasamiento entre elementos de un arreglo sintético desenfocado
 ϵ : permitividad eléctrica
 θ : plano vertical
 θ_i : ángulo de incidencia
 θ_B : ángulo de Brewster
 θ_{ic} : ángulo crítico
 θ_r : ángulo de reflexión
 θ_s : ángulo en coord. polares de un satélite
 θ_t : ángulo de transmisión
 λ : longitud de onda
 μ : permeabilidad magnética
 σ : sección efectiva del blanco
 σ_r : conductividad
 τ : duración del pulso transmitido por un radar
 ψ : campo horizontal
 ϕ : corrección de fase de un arreglo de antenas enfocado
 ϕ_h : defasamiento en la línea de transmisión al punto suma de una posición de un arreglo sintético
 ϕ_s : defasamiento en la trayectoria de propagación de la señal de una posición de un arreglo sintético
 ϕ_T : defasamiento total de una posición de un arreglo sintético
 ϕ_E : porcentaje del defasamiento permisible de un SAR
 ψ : fase de una antena
 ω : velocidad angular, argumento del perigeo
 Ω : longitud del nodo ascendente

7.5. Bibliografía relacionada

A continuación se presenta una lista de algunas publicaciones relacionadas con el tema del presente trabajo, las cuales no se utilizaron directamente ni se encuentran referenciadas en el texto. Sin embargo, muchas de ellas nos ayudaron al desarrollo de esta tesis, principalmente a delimitar el problema de describir la técnica del SAR, así como conocer sus aplicaciones.

Este apéndice se incluye con el propósito de facilitar la búsqueda de bibliografía para cualquier interesado en el tema, de manera que tenga un acceso a la información más rápido y pueda atacar problemas más específicos que los tratados en este trabajo.

Las publicaciones se encuentran ordenadas por la editorial o la revista, según sea el caso, y por año de publicación.

John J. Kovaly

"Radar Techniques for Planetary Mapping with Orbiting Vehicle"
Annals of the New York Academy of Sciences
vol. 187 1972 pp. 154-176

Robert O. Harger

"Synthetic Aperture Radar Systems: Theory and Design"
Ed. Academic Press
1970

A. Ishimaru

"Wave Propagation and Scattering in Random Media"
Ed. Academic Press
1978

V.M. Blanco, S.W. McCuskey

"Basic Physics of the Solar System"
Ed. Addison-Wesley
1961

- S.W. McCuskey
"Introduction to Celestial Mechanics"
Ed. Addison-Wesley
1963
- L.N. Ridenour
"Radar System Engineering"
Ed. Dover
1947
- T.D. Allan, Ed.
"Satellite Microwave Remote Sensing"
Ed. Ellis Horwood
1983
- Proceedings of the First ERS-1 Symposium
"Space at the Service of our Environment"
Ed. European Space Agency
1993
- M.I. Skolnik, Ed.
"Radar Applications"
Ed. IEEE, AESS
1988
- R.C. Haymes
"Introduction to Space Science"
Ed. John Wiley
1971
- N. Levanon
"Radar Principles"
Ed. John Wiley
1988

F.E. Nathanson

"Radar Design Principles"

Ed. McGraw-Hill

1969

A.W. Rihaczek

"Principles of High-Resolution Radar"

Ed. McGraw-Hill

1969

L.A. Rondinelli, G.W. Zeoli

"Evaluation of the Effect of Random Tropospheric Propagation Phase Errors on Synthetic Array Performance"

Eighth Annual Radar Symposium, University of Michigan

1962 pp. 235-256

D.M. O'Brien, A.J. Prata

"Navigation of ERS-1 Along-Track Scanning Radiometer Images"

ESA Journal

vol. 14 No. 4 1990 pp.447-465

"Earth Observation Quarterly"

European Space Agency

Nos.37-42 1992, 1993

R.W. Bayma, P.A. McInnes

"Aperture Size and Ambiguity Constraints for a Synthetic Aperture Radar"

IEEE International Radar Conference

1975 pp. 499-504

R. Rawson, F. Smith, R. Larson

"The ERIM Simultaneous X- and L-Band Dual Polarization Radar"

IEEE International Radar Conference

1975 pp. 505-510

M.L. Bryan, R. Larson

"Classification of Freshwater Ice Using Multispectral Radar Images"

IEEE International Radar Conference

1975 pp. 511-515

R.A. Shuchman, C.F. Davis, P.L. Jackson

"Contour Strip Mine Detection and Identification with Imaging Radar"

IEEE International Radar Conference

1975 pp. 516-521

L. J. Cutrona, W.E. Vivian, E.N. Leith, L.J. Porcello

"On the Application of Coherent Optical Processing Techniques to Synthetic Aperture Radar"

IEEE Proceedings

vol. 54 No. 8 1966 pp. 1026-1032

L.C. Graham

"Synthetic Interferometer Radar for Topographic Mapping"

IEEE Proceedings

vol. 62 No. 6 1974 pp. 763-768

L.J. Porcello et al.

"The Apollo Lunar Sounder Radar System"

IEEE Proceedings

vol. 62 No. 6 1974 pp. 769-783

Jun-ichi Nakayama, Hisanao Ogura, Mikio Fujiwara

"Multifrequency Hologram Matrix and its Application to Two-Dimensional Imaging"

IEEE Proceedings

vol. 66 No. 10 1978 pp. 1289-1290

C. Elachi, T. Bicknell, R.L. Jordan, C.Wu

"Spaceborne Synthetic Aperture Imaging Radars: Applications,
Techniques and Technology"

IEEE Proceedings

vol. 70

1982

pp. 1174-1209

P.J. Napier, A.R. Thompson, R.D. Ethers

"The Very Large Array: Design and Performance of a Modern
Synthesis Radio Telescope"

IEEE Proceedings

vol. 71

1983

pp. 1295-1320

Glenn Zorpette

"Sensing Climate Change"

IEEE Spectrum

vol. 30

No. 7

1993

pp. 20-27

W.M. Brown

"Synthetic Aperture Radar"

IEEE Trans. on Aerospace and Electronic Systems

vol. 3

No. 2

1967

pp. 122-129

E.N. Leith

"Optical Processing Techniques for Simultaneous Pulse Compression
and Beam Sharpening"

IEEE Trans. on Aerospace and Electronic Systems

vol. 4

No. 6

1968

pp. 879-885

L.J. Porcello

"Turbulence-Induced Phase Errors in Synthetic Aperture Radars"

IEEE Trans. on Aerospace and Electronic Systems

vol. 6

No. 5

1970

pp. 636-644

W.M. Brown, J.F. Riordan

"Resolution Limits with Propagation Phase Errors"

IEEE Trans. on Aerospace and Electronic Systems

vol. 6

1970

pp. 657-662

R. Keith Raney

"Synthetic Aperture Imaging Radar and Moving Targets"

IEEE Trans. on Aerospace and Electronic Systems

vol. 7 No. 3 1971 pp. 499-505

R.W. Larson, J.S. Zelenka, E.L. Johansen

"A Microwave Hologram Radar System"

IEEE Trans. on Aerospace and Electronic Systems

vol. 8 No. 2 1972 pp. 208-217

J.H. Mims, J.L. Farrell

"Synthetic Aperture Imaging with Maneuvers"

IEEE Trans. on Aerospace and Electronic Systems

vol 8 No. 4 1972 pp. 410-418

W.M. Brown, G.G. Houser, R.E. Jenkins

"Synthetic Aperture Processing with Limited Storage and Presumming"

IEEE Trans. on Aerospace and Electronic Systems

vol. 9 No. 2 1973 pp. 166-176

R.O. Pilon, C.G. Purves

"Radar Imagery of Oil Slicks"

IEEE Trans. on Aerospace and Electronic Systems

vol. 9 No. 5 1973 pp. 630-636

R.O. Harger

"Synthetic Aperture Radar System Design for Random Field Classification"

IEEE Trans. on Aerospace and Electronic Systems

vol. 9 No. 5 1973 pp. 732-740

J.L. Farrell, J.H. Mims, A. Sorrell

"Effects of Navigation Errors in Maneuvering Synthetic Aperture Radar"

IEEE Trans. on Aerospace and Electronic Systems

vol. 9 No. 5 1973 pp. 758-776

B.P. Hildebrand

"Statistics of Focused and Defocused Radar Maps"
IEEE Trans. on Aerospace and Electronic Systems
vol. 10 No. 5 1974 pp. 615-621

* John C. Kirk

"A Discussion of Digital Processing in Synthetic Aperture Radar"
IEEE Trans. on Aerospace and Electronic Systems
vol. 11 No. 3 1975 pp. 326-337

John C. Kirk

"Motion Compensation for Synthetic Aperture Radar"
IEEE Trans. on Aerospace and Electronic Systems
vol. 11 No. 3 1975 pp. 338-348

B.D. Steinberg

"Hard Limiting in Synthetic Aperture Signal Processing"
IEEE Trans. on Aerospace and Electronic Systems
vol. 11 No. 4 1975 pp. 556-561

J.A. Develet

"The Influence of Random Phase Errors on the Angular Resolution
of Synthetic Aperture Radar Systems"
IEEE Trans. on Aerospace and Navigational Electronics
vol. 11 No. 1 1964 pp. 058-65

J.A. Develet

"Performance of a Synthetic-Aperture Mapping Radar System"
IEEE Trans. on Aerospace and Navigational Electronics
vol. 11 No. 3 1964 pp. 173-179

A.T. Moffett

"Minimum Redundancy of Linear Arrays"
IEEE Trans. on Antennas and Propagation
vol. 16 1968 pp. 172-175

K.A. Graf

"Velocity Effects in Synthetic Apertures"
IEEE Trans. on Antennas and Propagation
vol. 17 1969 pp. 541-546

C. Elachi, D.D. Evans

"Effects of Random Phase Changes on the Formation of Synthetic
Aperture Radar Imagery"
IEEE Trans. on Antennas and Propagation
vol. 25 1977 pp. 149-153

Atul Jain

"Multibeam Synthetic Aperture Radar for Global Oceanography"
IEEE Trans. on Antennas and Propagation
vol. 27 No. 4 1979 pp. 535-538

Werner R. Alpers, Clifford L. Rufenach

"The Effect of Orbital Motions on Synthetic Aperture Radar Imagery
of Ocean Waves"
IEEE Trans. on Antennas and Propagation
vol. 27 No. 5 1979 pp. 685-690

R.Keith Raney

"Partially Coherent Synthetic Aperture Radar Imaging Scene Subject
to Random Fade"
IEEE Trans. on Antennas and Propagation
vol. 28 1980 pp. 777-787

Jiunn S. Yu, John W. Williams

"Synthetic Imaging from Coherent Backscattering"
IEEE Trans. on Antennas and Propagation
vol. 29 No. 2 1981 pp. 380-385

Noriyoshi Osumi, Keiichi Ueno

"Microwave Holographic Imaging Method with Improved Resolution"

IEEE Trans. on Antennas and Propagation
vol. 32 No. 10 1984 pp. 1018-1026

Kazuo Ouchi

"On the Multilook Images of Moving Targets by Synthetic Aperture Radars"

IEEE Trans. on Antennas and Propagation
vol. 33 No. 8 1985 pp. 823-827

Kazuo Ouchi

"Multilook Images of Ocean Waves by Synthetic Aperture Radars"

IEEE Trans. on Antennas and Propagation
vol. 35 No. 3 1987 pp. 313-318

T.J. Cornwell

"A Novel Principle for Optimization of the Instantaneous Fourier Plane Coverage of Correlation Arrays"

IEEE Trans. on Antennas and Propagation
vol. 36 No. 8 1988 pp. 1165-1167

R. Hellsten

"Inverse Scattering of Diffraction Limited Synthetic Aperture Radar"

IEEE Trans. on Antennas and Propagation
vol. 38 1990 pp. 1517-1522

S.L. Durden

"Radar Measurement of L-Band Signal Fluctuations caused by Propagation through Trees"

IEEE Trans. on Antennas and Propagation
vol. 39 No. 10 1991 pp. 1537-1539

- Andrew S. Millman, Albert O. Scheffler, John R. Bennett
"Ocean Imaging with Two-Antenna Radars"
IEEE Trans. on Antennas and Propagation
vol. 40 No. 6 1992 pp. 0597-605
- Teh-Hong Lee, Tony L. Clark, Walter D. Burnside, Inder J. Gupta
"Critical Range Evaluation Using a Diagonal Flat Plane"
IEEE Trans. on Antennas and Propagation
vol. 40 No. 8 1992 pp. 0966-973
- Kamal Sarabandi, Yisok Oh, Fawwaz T. Ulaby
"Performance Characterization of Polimetric Active Radar Calibrators
and a New Single Antenna Design"
IEEE Trans. on Antennas and Propagation
vol. 40 No. 10 1992 pp. 1147-1154
- Christopher S. Ruf
"Numerical Annealing of Low-Redundancy Linear Arrays"
IEEE Trans. on Antennas and Propagation
vol. 41 No.1 1993 pp. 85-90
- Kiyo Tomiyasu
"Conceptual Performance of a Satellite Borne, Wide Swath Synthetic
Aperture Radar"
IEEE Trans. on Geosciences Remote Sensing
vol. 19 1981 pp. 108-116
- Cristopher S. Ruf, Calvin T. Swift, Alan B. Tanner, David M. LeVine
"Interferometric Synthetic Aperture Microwave Radiometry for the
Remote Sensing of the Earth"
IEEE Trans. on Geosciences Remote Sensing
vol. 26 No. 5 1988 pp. 597-611
- R. Keith Raney, Gerrit J. Wessels
"Spatial Considerations in SAR Speckle Simulation"
IEEE Trans. on Geosciences Remote Sensing
vol 26 No. 5 1988 pp. 666-672

- Diane L. Evans, Tom G. Farr, Jakob J. Van Zyl, Howard A. Zebker
"Radar Polarimetry: Analysis Tools and Applications"
IEEE Trans. on Geosciences Remote Sensing
vol. 26 No. 6 1988 pp. 774-789
- Fuk K. Li, R.M. Goldstein
"Studies of Multibaseline Spaceborne Interferometric Synthetic
Aperture Radars"
IEEE Trans. on Geosciences Remote Sensing
vol. 28 No. 1 1990 pp. 088-97
- Anthony Freeman, Yuhshyen Shen, Charles L. Werner
"Polarimetric Synthetic Aperture Radar Calibration Experiment using
Active Radar Calibrators"
IEEE Trans. on Geosciences Remote Sensing
vol. 28 No. 2 1990 pp. 224-240
- S. Ahmed, H.R. Warren, M.D. Symonds, R.P. Cox
"The Radarsat System"
IEEE Trans. on Geosciences Remote Sensing
vol. 28 No. 4 1990 pp. 598-602
- Bryan L. Honeycutt
"Innovative Operating Modes and Techniques For the Spaceborne
Imaging Radar-C Instrument"
IEEE Trans. on Geosciences Remote Sensing
vol. 28 No. 4 1990 pp. 603-608
- Kiyo Tomiyasu
"Performance of a Proposed Spaceborne Synthetic Aperture Radar
With Variable Antenna Height"
IEEE Trans. on Geosciences Remote Sensing
vol. 28 No. 4 1990 pp. 609-613

David M. LeVine, Michael Kao, Alan B. Tanner, Calvin T. Swift, A. Griffis
"Initial Results in the Development of a Synthetic Aperture
Radiometer"

IEEE Trans. on Geosciences Remote Sensing
vol. 28 No. 4 1990 pp. 614-619

Shaun Quegan

"Interpolation and Sampling in SAR Images"
IEEE Trans. on Geosciences Remote Sensing
vol. 28 No. 4 1990 pp. 641-646

Qian Lin, Jan P. Allebach

"Combating Speckle in SAR Images: Vector Filtering and Sequential
Classification Based on a Multiplicative Noise Model"
IEEE Trans. on Geosciences Remote Sensing
vol. 28 No. 4 1990 pp. 647-653

Calvin T. Swift, David M. LeVine, Christopher S. Ruf

"Aperture Synthesis Concepts in Microwave Remote Sensing of the
Earth"
IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques
vol. 39 No. 12 1991 pp. 1931-1935

R.O. Harger

"An Optimum Design of Ambiguity Function, Antenna Pattern, and
Signal for Side-Looking Radars"
IEEE Trans. on Military Electronics
vol. 9 No. 3, 4 1965 pp. 264-278

H.L. McCord

"The Equivalence Among Three Approches to Deriving Synthetic
Array Patterns and Analysing Processing Techniques"
IRE Trans. on Military Electronics
vol. 6 No. 1 1962 pp. 116-119

L.J. Cutrona, G.O. Hall

"A Comparison of Techniques for Achieving Fine Azimuth Resolution"

IRE Trans. on Military Electronics

vol. 6 No. 2 1962 pp. 119-121

C.A. Greene, R.T. Moller

"The Effect of Normally Distributed Random Phase Errors on Synthetic Array Gain Patterns"

IRE Trans. on Military Electronics

vol. 6 No. 2 1962 pp. 130-139

N.C. Mathur

"A Pseudodynamic Programming Technique for the Design of Correlator Super-Synthesis Arrays"

Radio Science

vol. 4 1969 pp. 235-244

M. Ishiguro

"Minimum Redundancy Linear Arrays for a Large Number of Antennas"

Radio Science

vol. 15 1980 pp. 1163-1170

A.S. Milman

"Sparse-Aperture Microwave Radiometers for Earth Remote Sensing"

Radio Science

vol. 23 No. 2 1988 pp. 193-206

David M. LeVine

"The Sensitivity of Synthetic Aperture Radiometers for Remote Sensing Applications from Space"

Radio Science

vol. 25 1990 pp. 441-453

Christopher S. Ruf

"Error Analysis of Image Reconstruction by a Synthetic Aperture
Interferometric Radiometer"

Radio Science

vol. 26 No. 6 1991