

# SIMULACIÓN DE RADARES DE TRÁFICO MARÍTIMO EN ENTORNOS PORTUARIOS

*Beatriz Cobo Martín*

Dpto. de Ingeniería de  
Comunicaciones  
Universidad de Cantabria  
[uc4832@alumnos.unican.es](mailto:uc4832@alumnos.unican.es)

*Luis Valle López*

Dpto. de Ingeniería de  
Comunicaciones  
Universidad de Cantabria  
[lvalle@dicom.unican.es](mailto:lvalle@dicom.unican.es)

*R. P. Torres Jiménez*

Dpto. de Ingeniería de  
Comunicaciones  
Universidad de Cantabria  
[rtorres@dicom.unican.es](mailto:rtorres@dicom.unican.es)

## ABSTRACT

This paper presents a method to predict site-specific radar coverage. The method is based on solving the monostatic scattering problem by using the Physical Optics (PO) or Kirchhoff method, in combination with the use of Geographical Information Systems, to model the specific terrain. The possibility to calculate the radar coverage, the time of arrival of the reflected pulses and the power delay profile allows the effect of clutter and multi-reflections to be analyzed in detail. Radar parameters, such as its location, antenna types, pulse duration and pulse repetition frequency can be optimized. Also, this information is of great interest in the design and improvement of sensitivity time control (STC) and constant false-alarm rate (CFAR) systems.

## 1. INTRODUCCIÓN

El dimensionamiento de un sistema radar para una aplicación determinada o para el diseño de nuevos sistemas es una tarea muy compleja debido, por un lado, a que las pruebas definitivas sólo pueden ser llevadas a cabo cuando el sistema ya está ubicado en su emplazamiento final y, por otro, porque se han de manejar diversas disciplinas y subsistemas.

Uno de los aspectos más importantes en el análisis previo del sistema completo, antes de la implantación definitiva, es la interacción radar-entorno-blanco. Por lo tanto, para llevar a cabo una adecuada planificación de los parámetros de diseño es de gran interés el uso de simuladores fiables. De hecho, a parte del gran desarrollo de las nuevas tecnologías en cuanto a transmisores, receptores, antenas y procesado de señal, en los últimos años se ha dedicado un esfuerzo considerable al estudio de la propagación, el efecto y la caracterización del *clutter*, y el modelado y caracterización de los blancos.

La estimación de la cobertura, entendiéndola como el área en la cual el radar es capaz de detectar los blancos de interés, es esencial en el análisis del rendimiento del radar. En radares de vigilancia marítima situados en un punto alto y visible de la costa, esta área es un sector circular y en consecuencia, la cobertura se define en términos de alcance máximo. La relación entre el tamaño típico de los blancos, las características del radar y los efectos de propagación, se expresa de forma promediada en la ecuación radar. Normalmente se considera un factor de propagación que tiene en cuenta tanto los efectos de propagación debidos a la presencia de la tierra y/o el mar, como la difracción

en la superficie y la refracción atmosférica. Además, los originados por la propagación a través de la atmósfera y los causados por la presencia del mar pueden ser estudiados empleando modelos estadísticos de carácter general. En radares de seguridad o vigilancia, como en los Servicios de Tráfico Marítimo, *Vessel Traffic Services* (VTC), el radar se ubica habitualmente dentro de la bahía, próximo a otras instalaciones portuarias y el entorno urbano. Esto implica que han de considerarse otros aspectos, nunca antes tenidos en cuenta en la simulación de radares marítimos de vigilancia: muy elevada densidad de *clutter* y múltiples señales reflejadas originando blancos “fantasma”.

Consecuentemente, y por todo lo anterior, una de las principales tareas en el estudio de radares de vigilancia marítima debe ser el desarrollo de herramientas útiles a la hora de caracterizar la interacción radar-entorno.

Esta comunicación presenta un nuevo simulador para predecir la cobertura de radares que hacen uso de *site-specific models*, es decir, a las frecuencias de interés los principales obstáculos del entorno de medida son mayores que la longitud de onda y por tanto, dichos modelos necesitan de una descripción precisa del entorno.

El problema del *scattering* monoestático será resuelto con la ayuda de la Óptica Física (PO) o el método de Kirchhoff. Dicho método, que ha sido ampliamente utilizado para calcular la Sección Recta Radar (RCS) de blancos complejos (ver por ejemplo [1]), puede extenderse para considerar el terreno natural, como en [2]. El simulador se implementa en conjunción con el uso de Sistemas de Información Geográfica (GIS) que proporcionan información topográfica y morfológica con una resolución razonable.

## 2. APROXIMACIÓN TEÓRICA

El problema electromagnético asociado con el cálculo del *clutter* producido por el terreno natural se reduce a determinar el campo eléctrico originado por dicho terreno en el emplazamiento de la antena del radar.

Se utilizan las técnicas de alta frecuencia porque cuando el tamaño o el radio de curvatura de un objeto es mayor que la longitud de onda, estas técnicas permiten dividirlo en un conjunto de centros de eco, es decir, las diferentes partes del objeto están fuertemente desacopladas y cada una está radiando energía de forma independiente a las otras. En consecuencia, el terreno del entorno del radar puede modelarse por placas planas que juegan el papel de esos centros de eco.

La aproximación de PO se basa en calcular, con la ayuda del teorema de equivalencia, los campos producidos por las corrientes de radiación inducidas en la superficie del obstáculo. Este método tiene en cuenta únicamente aquellas zonas del objeto que son visibles a la antena transmisora/receptora y como resultado, no es aplicable a regiones de sombra donde el campo de PO se asume nulo.

El *software* desarrollado es capaz de resolver el campo producido por un conjunto de placas poligonales planas con una geometría arbitraria. Al analizar la contribución de una placa la única dificultad que aparece es resolver la integral de radiación, según se da en [3], debido a la geometría arbitraria citada. Esta integral de radiación viene dada por:

$$I_r = \int_{S'} \exp(-j2\vec{K}^i \cdot \vec{r}') dS' \quad (1)$$

donde  $\vec{K}^i$  representa el vector de incidencia en dirección entrante a la placa y  $\vec{r}'$  es el vector de posición de cualquier punto de la placa.

Una expresión analítica más sencilla se puede deducir transformando la integral de superficie en una integral de línea a lo largo de las aristas del polígono, utilizando para ello el método de Gordon [4].

Bajo estas condiciones, el campo reflejado en la dirección de *backscattering* puede obtenerse sumando el campo reflejado por cada pixel de la superficie iluminada en esa dirección de forma coherente, es decir, teniendo en cuenta las correspondientes diferentes fases

$$\vec{E} = \sum_{n=1}^N \vec{E}_n \exp(-j2\vec{K}^{i,n} \cdot \vec{r}_{0,n}) \quad (2)$$

donde, con respecto a cada placa,  $\vec{E}_n$  es el campo reflejado referido a un sistema de coordenadas local,  $\vec{K}^{i,n}$  es el vector de incidencia y  $\vec{r}_{0,n}$  es el desplazamiento del centro respecto a ese sistema local. N es el número de placas iluminadas del modelo.

El cálculo del área iluminada depende de la geometría. Se asume que la anchura de la celda iluminada por el radar está determinada por el ancho de banda en azimut del diagrama de radiación de la antena transmisora, pero su extensión radial puede estar limitada bien por el ancho de banda en elevación de la antena o bien por la duración del pulso radar transmitido,  $\tau$ . El caso más habitual y restrictivo es que la celda radar quede limitada radialmente por  $\tau$ , creándose zonas iluminadas de longitud radial  $c\tau/2$  [5].

Por otra parte, (1) se ha extendido para incluir la rugosidad del terreno, dividiéndose así la potencia en componente coherente e incoherente [6-7].

Si la superficie es poco rugosa, la onda reflejada se atenúa ligeramente debido al *scattering* y la potencia correspondiente a esta disminución de la potencia reflejada se dispersa en todas las direcciones. La reflexión especular

sobre una superficie rugosa equivale a la potencia coherente en un medio aleatorio y se calcula multiplicando el campo resultante de la integral de radiación por la siguiente exponencial

$$e^{-2\sigma_0^2 k_0^2 \cos^2 \theta_i} \quad (3)$$

donde  $\sigma_0^2$  es la varianza de la rugosidad (de la distribución de alturas de la superficie),  $k_0$  es el número de onda y  $\theta_i$  es el ángulo de incidencia en elevación. La componente difusa equivale al campo incoherente en un medio aleatorio que se calcula a partir de la RCS incoherente

$$RCS_{incoh} = \frac{4\pi r_0^2 \langle |E_{s,incoh}|^2 \rangle}{AS \langle |E_i|^2 \rangle} \quad (4)$$

$$RCS_{incoh} = \left( \frac{R_{f0}^2}{4 \cos^4 \theta_i} \right) \cdot \frac{l^2}{\sigma_0^2} \cdot \exp\left( -\frac{l^2}{\sigma_0^2} \cdot \frac{\tan^2 \theta_i}{4} \right)$$

donde  $|E_{s,incoh}|$  es la amplitud del campo de *scattering* incoherente (le añadimos después una fase aleatoria entre 0 y  $2\pi$ ),  $E_i$  es el campo incidente en la placa para la que se está calculando la RCS incoherente y AS es el área de la misma. Por otro lado  $R_{f0}$  es el coeficiente de reflexión de la superficie lisa y  $l$  es la longitud de correlación de la distribución de las alturas. Si la superficie es muy rugosa la componente especular (coherente) del campo casi desaparece y la componente difusa (incoherente) del campo es la que predomina.

Por último, se ha considerado una conductividad finita de las placas que forman el modelo. Si la superficie de incidencia es perfectamente conductora e infinita, o eléctricamente grande, la onda se reflejará según la dirección de Snell manteniéndose su característica de plana o esférica. La PO se basa en aproximar las corrientes equivalentes desconocidas en cada punto de la estructura conductora por las que existirían sobre un plano infinito tangente a la superficie en ese punto. Las corrientes superficiales equivalentes [8] que esa onda incidente excita en el cuerpo son de la forma

$$\vec{J}_s(\vec{r}') = 2\hat{n}_s \times \vec{H}^i(\vec{r}') \quad (5)$$

donde  $\vec{r}'$  representa el vector de posición de cada punto dentro de la superficie y  $\hat{n}_s$  la normal a la misma. Si el cuerpo no es un conductor perfecto o la superficie es rugosa (se aplica lo explicado anteriormente) la expresión (5) ya no es cierta. Si la faceta plana posee una conductividad distinta de  $\infty$

$$\begin{aligned} \vec{J}_{s,\parallel}(\vec{r}') &= \frac{(1-\rho_{\parallel})}{Z_0} [\hat{n}_s \times (\vec{K}^i \times \vec{E}_{\parallel}^i(\vec{r}'))] \\ \vec{J}_{s,\perp}(\vec{r}') &= \frac{(1-\rho_{\perp})}{Z_0} [\hat{n}_s \times (\vec{K}^i \times \vec{E}_{\perp}^i(\vec{r}'))] \end{aligned} \quad (6)$$

donde  $\rho_{\parallel}$  y  $\rho_{\perp}$  son los coeficientes de reflexión para las componentes paralela y perpendicular respectivamente del campo. Si además estamos teniendo en cuenta la rugosidad deberíamos dividir también el cálculo de la  $RCS_{\text{incoh}}$  en una parte paralela y otra perpendicular, y sustituir  $R_{f0}$  por  $\rho_{\parallel}$  y  $\rho_{\perp}$ .

### 3. MODELADO GEOMÉTRICO TRIDIMENSIONAL

La aplicación a blancos reales de las técnicas de alta frecuencia para la predicción y análisis de la sección radar de blancos complejos está intrínsecamente relacionada con el modelado geométrico del blanco. La solución electromagnética será tanto más fiable cuanto más realista sea el modelo del blanco y por tanto, más exactas las condiciones de contorno sobre la superficie del mismo.

Los entornos específicos donde opera el radar se definen usando bases de datos digitales con información tridimensional. En nuestro caso particular, se ha empleado la Base Cartográfica Numérica (BCN) proporcionada por el Centro Nacional de Información Cartográfica (CNIG). Esto se maneja con *software* GIS, que también proporciona información de las características topográficas y morfológicas del terreno natural. Ciertas funcionalidades del *software* GIS se utilizan para determinados pre-procesos de los datos geométricos, por ejemplo, la digitalización de la superficie o la relación de visibilidad entre diferentes zonas del entorno del radar. El programa de CAD *MicroStation*, con su aplicación *Geopak GeoTerrain*, dispone de los recursos necesarios para ello por lo que ha sido escogido para la creación de los Modelos Digitales de Terreno (MDT).

Los pasos a seguir en el proceso de construcción de un MDT son los que siguen.

En primer lugar, el conjunto de puntos contenidos en los ficheros del CNIG, que representan las coordenadas UTM (*Universal Transversa Mercator*) del terreno, se importan desde *MicroStation*. Después, la superficie se digitaliza, triangularizando y obteniendo un modelo de placas planas. Se ha decidido la utilización de placas triangulares pues es evidente que tres puntos constituyen una única superficie plana mientras que cuatro vértices pueden dar lugar a infinitas superficies en general no planas. El tamaño de cada faceta (triángulo) debe ser grande en comparación con la longitud de onda pero, al mismo tiempo, cada una debe ser lo suficientemente pequeña para que el modelo

se adapte satisfactoriamente a las variaciones del terreno real.

Las últimas etapas son la exportación de las coordenadas de cada triángulo desde *MicroStation* a un fichero ASCII y para terminar, se ajusta el formato de dicho fichero para que pueda ser entendido por el simulador como una de sus entradas.

### 4. ESTRUCTURA DEL SIMULADOR

El *software* desarrollado hace uso de dos lenguajes de programación de alto nivel diferentes, *Visual Basic* para la interfaz entrada/salida y *Fortran* para el núcleo de los cálculos.

El diagrama de bloques que se muestra en la figura 1 explica las distintas etapas del proceso y la línea discontinua delimita los bloques que forman parte de la simulación como tal.

Primeramente el usuario debe elegir un modelo geométrico y una localización para la antena y en segundo lugar, parámetros de la antena tales como polarización, eficiencia, potencia transmitida, resistencia de entrada, duración del pulso, etc...

Finalmente, las salidas pueden ser, bien un diagrama 2-D que representa la contribución de cada placa al voltaje recibido por la antena, bien el perfil potencia-retardo para una dirección concreta o el nivel de señal en los terminales de la antena.

El conocimiento de estas salidas nos permite obtener una primera aproximación de la respuesta en el dominio del tiempo del canal radio, así como analizar el efecto del *clutter* y de las multireflexiones en detalle.

Además, una vez se dispone de esta información, algunos parámetros del sistema radar, tales como localización, tipos de antena, duración del pulso y frecuencia de repetición pueden ser optimizados. Más aún, es de gran interés en el diseño y perfeccionamiento de sistemas STC (*Sensitivity Time Control*) y CFAR (*Constant False-Alarm Rate*). La simulación del rendimiento del radar en entornos específicos, en combinación con el uso de GIS, hace posible el uso del simulador como herramienta de entrenamiento y formación de operadores de radar.

Por otra parte, una salida geométrica intermedia puede proporcionar información auxiliar muy útil en la interpretación de los resultados: un diagrama 2-D que muestra las placas coloreadas en función del ángulo de incidencia sobre ellas, otro de acuerdo a la distancia entre cada placa y la antena TX/RX y también, un histograma que representa el número de placas iluminadas para una determinada orientación de la antena.

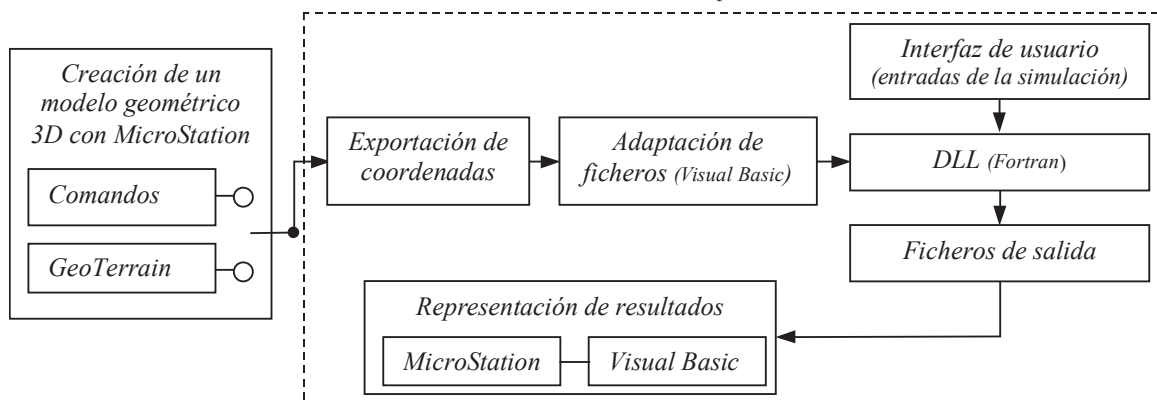


Figura 1. Diagrama de bloques mostrando el proceso seguido en la simulación.

## 5. RESULTADOS

Se van a mostrar tres grupos de resultados. En todos los casos la antena que ha sido usada en la simulación es una antena piramidal, es decir, su diagrama de radiación presenta una ganancia constante dentro del haz (tanto en azimut como en elevación) y ganancia nula fuera de él. A pesar de que claramente es una suposición irreal, su empleo implica una fácil explicación y también, hace posible una interpretación muy visual.

El primer ejemplo es una geometría muy sencilla, capaz de ayudarnos en la validación del *software* desarrollado, compuesta por una gran placa vertical y un cilindro (figura 2) que están divididos en triángulos de  $25\lambda$  de lado a 900 MHz.

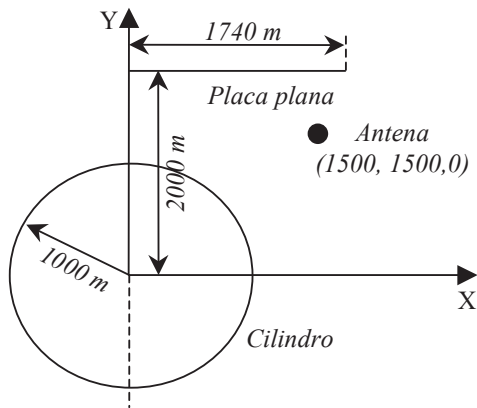


Figura 2. Estructura geométrica del caso placa + cilindro.

El plano de incidencia se fija en  $\theta = 90^\circ$  y el barrido se realiza respecto a la antena transmisora/receptora que rota desde  $\phi = 0^\circ$  hasta  $\phi = 360^\circ$ . Los anchos de haz de la antena son tanto en azimut como en elevación de  $1^\circ$  y la  $P_{TX} = 16.6655$  mW. La figura 3 representa el voltaje en los terminales de la antena en función del ángulo de rotación de la misma. Hay zonas en las que la antena no ve ni la placa ni el cilindro. En otras dos zonas la antena está iluminando bien la placa, aproximadamente  $\phi \cong 65^\circ$  y  $\phi \cong 160^\circ$ , bien el cilindro,  $\phi \cong 198^\circ$  y  $\phi \cong 250^\circ$ .

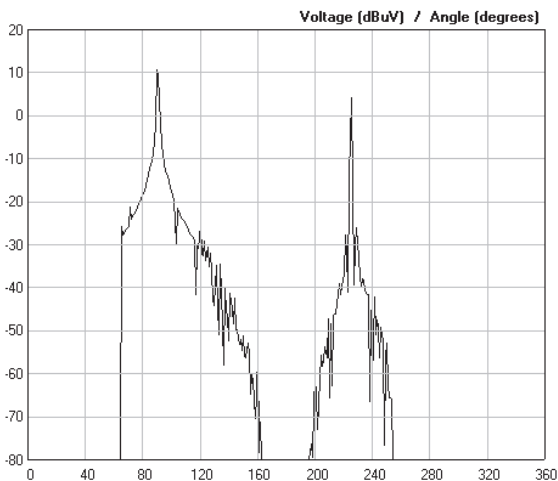


Figura 3. Voltaje en los terminales de la antena en el caso de la placa + cilindro.

La figura 4 muestra la contribución de cada placa a dicho voltaje. Cuanto más cercanas estén las placas de la antena y más perpendicular sea la incidencia sobre ellas más alta será su contribución.

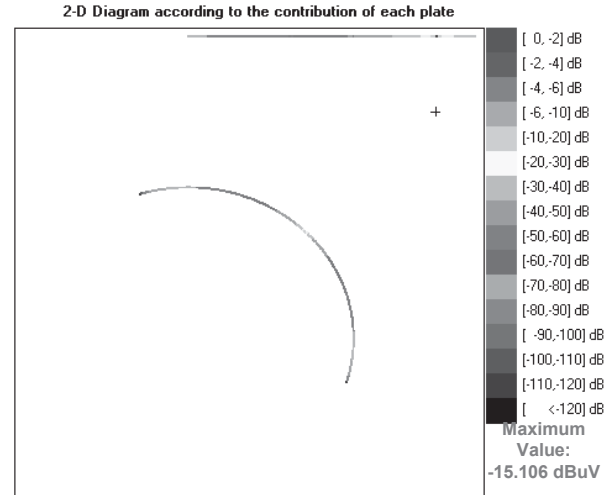


Figura 4. Contribución de cada placa al voltaje de la antena.

Los dos siguientes casos simulados son más realistas que el anterior.

El primero de ellos se trata de una región situada en la costa oriental de Cantabria, en el municipio de Arnuero. El área seleccionada, con aproximadamente  $2 \text{ Km}^2$ , no se trata aún de una bahía, que es la localización usual de un sistema VTS, pero es un buen comienzo dado que su topografía facilitará la interpretación de los resultados.

El mapa con las correspondientes curvas de nivel se muestra en la figura 5 y el MDT, que ha sido obtenido según el proceso ya explicado, en la figura 6.

La altura de la antena transmisora /receptora es de 25 m, con anchos de haz de  $\Delta\theta = 15^\circ$  y  $\Delta\phi = 5^\circ$ , y la distancia ciega de 25 m; mientras que la frecuencia y la potencia transmitida son iguales a las del caso anterior.

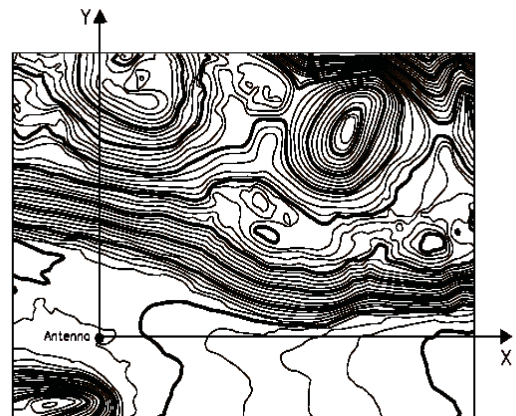


Figura 5. Cartografía del área del caso 2.

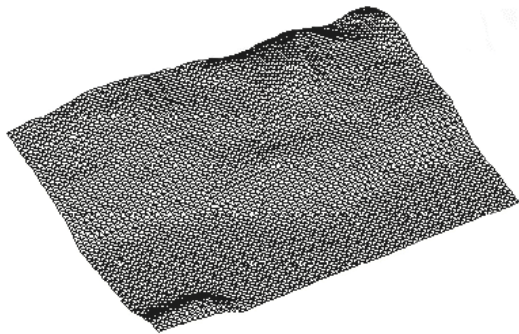


Figura 6. MDT del caso 2.

Las figuras 7 y 8 representan el voltaje recibido en los terminales de la antena. La entrada y la salida del valle pueden identificarse claramente con los mínimos relativos que aparecen en torno a  $\phi \cong 130^\circ$  y  $\phi \cong 330^\circ$ . Los valores máximos son debidos a las placas más perpendiculares y más cercanas; por ejemplo el pico en  $\phi \cong 260^\circ$  se corresponde con la colina del Sur-Oeste.

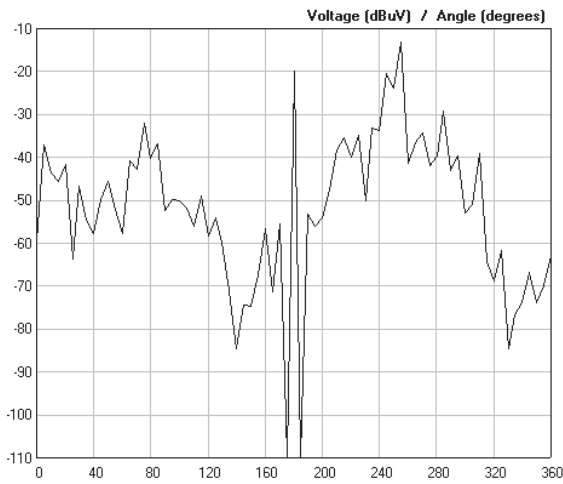


Figura 7. Voltaje en los terminales de la antena ( caso 2).

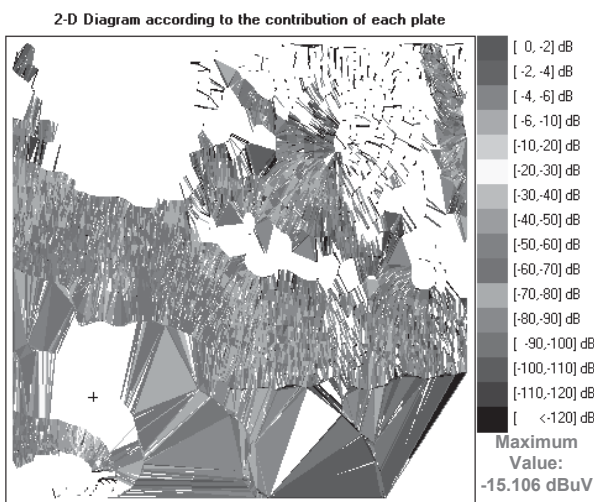


Figura 8. Contribución de cada placa al voltaje de la antena ( caso 2).

El último caso a presentar es ya un entorno marítimo (Segunda playa del Sardinero en Santander), figura 9.

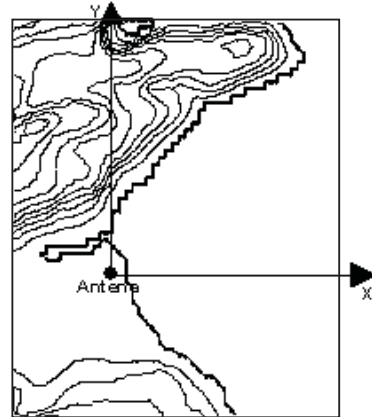


Figura 9. Cartografía de la zona del caso 3.

En los resultados que se presentan en las figuras 10 y 11 se tiene ya en cuenta la limitación impuesta por la duración del pulso transmitido,  $\tau = 0.25 \mu\text{seg}$ , creándose las mencionadas zonas iluminadas de longitud radial  $c\tau/2$ . La altura de la antena es de 10 m, y el resto de los parámetros son iguales a los del caso anterior. Se observa, que entre  $\phi \cong 320^\circ$  y  $\phi \cong 50^\circ$  la antena únicamente está iluminando el mar, y alrededor de  $\phi \cong 200^\circ$  se está iluminando la playa.

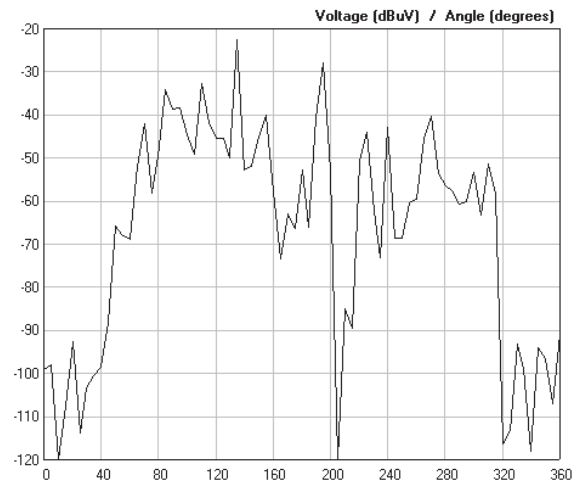


Figura 10. Voltaje en los terminales de la antena ( caso 3).

Por último y para esta misma localización, se muestra una simulación considerando ya la rugosidad y los conductores no perfectos, así como valores más realistas de los parámetros que intervienen:  $f = 9410 \text{ MHz}$ ,  $\tau = 0.08 \mu\text{seg}$ ,  $\Delta\theta = 25^\circ$  y  $\Delta\phi = 4^\circ$ ,  $h_{\text{ant}} = 2 \text{ m}$ . Interesa la máxima concordancia posible con las características del radar marino RA41C de Simrad, con el que se ha realizado una medida a modo de validación inicial y orientativa de las simulaciones (figura 12). Por otro lado, se ha ido jugando con los variables de rugosidad y conductividad de los distintos tipos de terreno, así como con las ganancias del radar. De igual forma, se ha variado la representación de nuestro

diagrama 2D con la contribución de cada placa según una escala de color, para adecuarlo a la presentación del radar empleado.

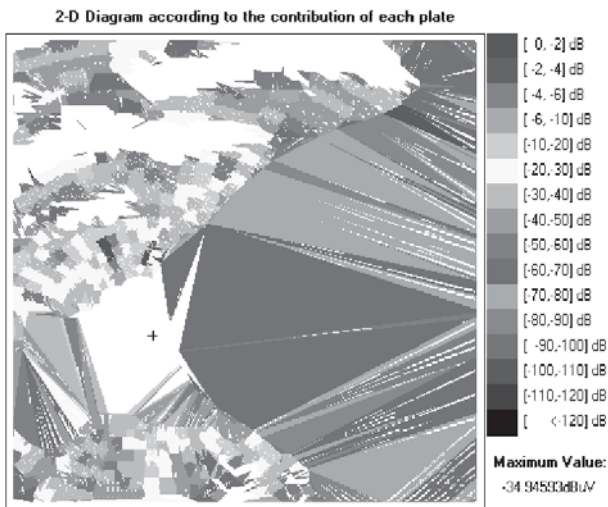


Figura 11. Contribución de cada placa al voltaje de la antena (caso 3).

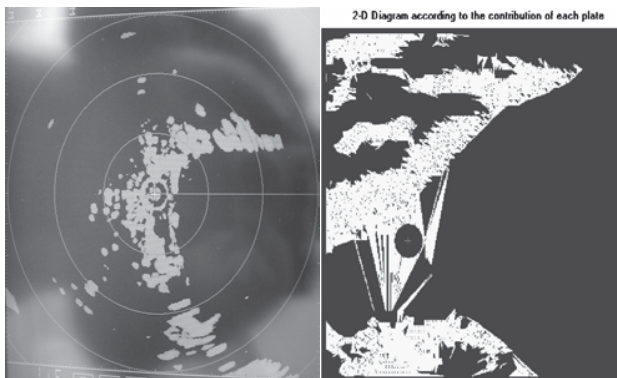


Figura 12. Comparación entre la medida con el radar RA41C de Simrad y nuestro simulador.

## 6. CONCLUSIONES

Tras la presentación de esta breve muestra de resultados es obvio decir que el simulador objeto de este trabajo está aún en proceso de desarrollo. Debe ser mejorado y optimizado de modo que sea capaz de trabajar cada vez con antenas y modelos más complejos, etc... Por ejemplo, el trabajo previsto para un futuro cercano será añadir edificios y construcciones portuarias a los modelos. Igualmente, se ha diseñado ya una campaña de medidas reales, que sirvan como validación del trabajo realizado, en diversas localizaciones y con distintos valores de las variables que intervienen en la simulación.

En resumen, el simulador del radar de tráfico marítimo se ha desarrollado como una herramienta en el diseño y planificación de los sistemas VTS para optimizar el gran número de parámetros que se han de manejar. Además, podría ser usado como una

herramienta de formación para los operadores de radar de centros de control.

## 7. REFERENCIAS

- [1] M. F. Cátedra, R. P. Torres, F. Rivas, J. Pérez, M. Domingo, "Computation of the RCS of Complex Bodies Modelled Using NURBS Surfaces", *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, vol. 37, no. 6, pp. 36-47, 1995.
- [2] M. Lebherz, W. Wiesbeck, W. Krank, "A Versatile Wave Propagation Model for the VHF/UHF Range Considering Three-Dimensional Terrain", *Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 40, no. 10, pp. 1121-1131, 1992.
- [3] M. Domingo, "Aplicación de Técnicas de Alta Frecuencia para la Predicción de la Sección Radar de Cuerpos Complejos Modelados por Parches Planos", *Thesis*, University of Cantabria, 1994.
- [4] W. B. Gordon, "Far Field Approximation to the Kirchhoff-Helmholtz Representations of Scattered Fields", *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 1996.
- [5] M. I. Skolnik, "Introduction to Radar Systems", McGraw-Hill, 1981.
- [6] P. Beckmann, A. Spizzino, "The Scattering of Electromagnetic Waves from Rough Surfaces", *Artech House, Inc.*, 1987.
- [7] A. Ishimaru, "Wave Propagation and Scattering in Random Media", *IEEE Press*, 1997.
- [8] C. A. Balanis, "Advanced Engineering Electromagnetics", John Wiley & Sons, 1989.