

UNIVERSIDAD DE OVIEDO

Programa de Doctorado Interuniversitario  
Ingeniería Electromagnética: Fundamentos y Aplicaciones

EVALUACIÓN DE NIVELES DE CAMPO  
ELECTROMAGNÉTICO EN ENTORNOS  
RURALES/URBANOS MEDIANTE TÉCNICAS DE  
PROCESADO GEOMÉTRICO Y MÉTODO MECA  
(*MODIFIED EQUIVALENT CURRENT  
APPROXIMATION*)

TESIS DOCTORAL

Autor:

**Javier Gutiérrez Meana**

Directores:

**Fernando Las Heras Andrés**

**José Ángel Martínez Lorenzo**

2010



Reservados todos los derechos  
© El autor

Edita: Universidad de Oviedo,  
Biblioteca Universitaria, 2010  
Colección Tesis Doctoral-TDR nº 70  
ISBN 978-84-693-4916-8  
D.L.: AS.00966-2010

# Aplicaciones y herramienta de cálculo de cobertura radioeléctrica

---

En este capítulo se introducen los métodos de aceleración de cálculo basados en la división en dominios, por un lado, y en la limitación del alcance por otro. Varias modalidades de cada uno de ellos serán descritas e ilustradas antes de mostrar una visión general de la herramienta de cálculo de cobertura radioeléctrica.

En una primera fase, se realiza una evaluación del comportamiento en campo cercano de una geometría consistente en un vagón de tren, lo que supone un salto cualitativo del análisis en entornos urbanos o rurales a interiores.

A continuación, dos ejemplos de aplicación de cálculo de cobertura radioeléctrica, donde será empleada la formulación MECA junto con el algoritmo de la Pirámide para la determinación de zonas vistas y ocultas, son expuestos. El primero de ellos consiste en la optimización de una red GPRS en entorno rural, mientras que el segundo lleva a cabo un estudio en un entorno urbano en el que se localizan dos estaciones. Aparte de la descripción de los escenarios de trabajo, tanto estaciones como terreno, serán detallados los pasos a seguir hasta la adquisición de los resultados finales así como las restricciones aplicadas a cada caso particular.

## 5.1. Métodos de aceleración de cálculo

Los métodos de aceleración aplicados al cálculo de cobertura radioeléctrica expuestos a continuación están fundamentados en la reducción del área de influencia de cada una de las facetas iluminadas, bien sea mediante una división estructurada de la geometría o de una limitación en el alcance. El planteamiento que se ofrece es totalmente compatible con una optimización mediante paralelización de los códigos o de utilización de GPU. Sin embargo, como ya se había señalado, estas últimas posibilidades pueden crear algún tipo de dependencia del servidor en que se ejecuta o de las características de la máquina.

### 5.1.1. División estructurada de la geometría

Una de las opciones para la aceleración del cálculo de niveles de campo electromagnético consiste en la introducción de un esquema de división del escenario en pequeños dominios. La ventaja de la misma radica en que las contribuciones debidas a facetas que se encuentran a una distancia considerable de los puntos de observación puedan ser despreciadas frente a las debidas a los parches más próximos.

En la misma línea, es posible que existan regiones donde la incidencia directa de los elementos radiantes sea muy superior a la debida a reflexiones o a la difracción en aristas. Mediante la mencionada división se reduce el número de facetas en el contexto del cálculo de visibilidades para cada una de las iluminadas y, en consecuencia, de evaluación de las corrientes MECA y consiguiente cómputo de las expresiones del capítulo 3.

Desde el punto de vista de interés para la determinación de cobertura radioeléctrica, las próximas dos secciones versan sobre la metodología bidimensional adoptada. Se omite la tercera dimensión, la referida a las cotas, al trabajar con escenarios donde esta tiene menor rango de variación que la longitudinal y la transversal. No obstante, una extensión 3D sería posible e inmediata.

Se definen dos conceptos empleados por cualquiera de las siguientes implementaciones:

**Dominio radiante:** región del espacio que contiene los parches triangulares sobre los cuales se inducen una corrientes tales que radian sobre el resto del espacio de acuerdo con los preceptos del cálculo de visibilidades. No es necesario que sobre todas las facetas de la región exista una incidencia de una fuente primaria o secundaria, sino que es posible que se las considere en sombra.

**Dominio de observación:** región del espacio que contiene los puntos de observación sobre los cuales se evalúa el nivel de campo. Los puntos de observación pueden referirse tanto a coordenadas espaciales aisladas como a los baricentros de las facetas triangulares en las que se generará una reflexión o a los puntos medios de los segmentos en que se produce difracción.

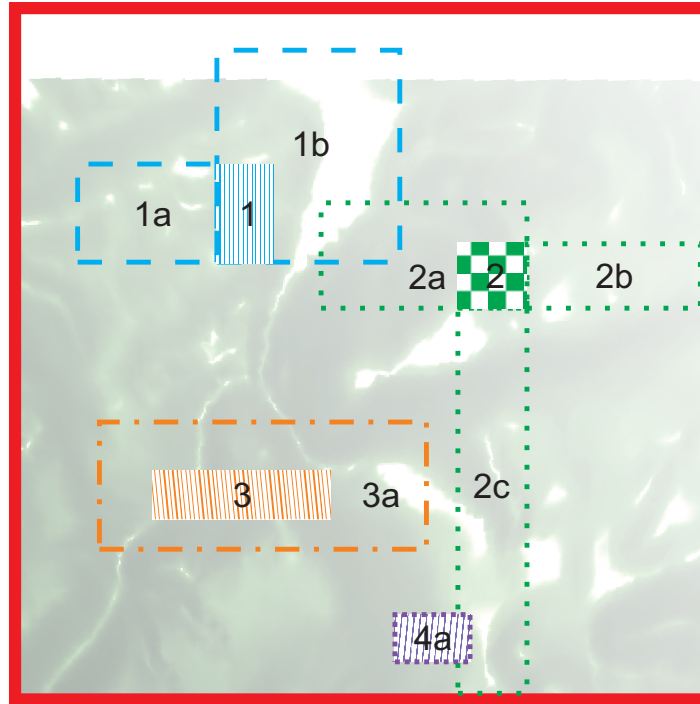
#### 5.1.1.1. Implementación manual

El esquema de implementación manual consiste en la libre selección de dominios radiantes y de observación. Por un lado, los dominios radiantes pueden ser cuantos se deseen y se escogerán en función del interés de cada análisis. Lo que ciertamente es una restricción que no puede ser desdeñada es que ninguno de ellos debe aparecer solapado por otro, puesto que este hecho implicaría que habría facetas cuya radiación estaría siendo contabilizada más de una vez sobre determinados puntos de observación.

El contorno geométrico del dominio radiante que se asume es rectangular (recuérdese que se ha restringido a una visión bidimensional la partición del geometría). La razón de esta característica reside en que se trata de una forma poligonal sencilla de constituir a partir de dos vértices no adyacentes y que, además, encaja a la perfección con una posterior definición de los dominios de observación. Así ha quedado fijado en la interfaz gráfica y se reflejará en los distintos ejemplos de aplicación. No obstante, la idea es trasladable a cualquier contorno que pueda adaptarse mejor a las necesidades de un escenario concreto, en especial debido al trazado de las calles en entornos urbanos.

Por cada dominio de radiación se configuran tantos dominios de observación como se crean necesarios. Estos últimos sí que pueden solaparse entre sí solo si están asociados a diferentes dominios de radiación, pues no supone ninguna contribución extra que no deba sumarse. Aun así, hay una condición que debe verificarse en todos ellos para un correcto cálculo de visibilidades: el segmento que conecta un punto cualquiera en el dominio de radiación con otro escogido aleatoriamente en el de observación no debe atravesar ninguna región que no sea la determinada por la unión de ambos dominios. En consecuencia solo algunos casos son permitidos y se cumplen cuando el dominio de observación:

- Es idéntico al de radiación.
- Contiene al dominio de radiación.
- Está contenido en el dominio de radiación.



**Figura 5.1:** División estructurada de la geometría (I). Personalizada.

- Tiene un lado que coincide exactamente con uno de los del dominio de radiación<sup>1</sup>.

En la figura 5.1 se representan los dominios de radiación numerados de 1 a 4. Cada uno de ellos tiene sus correspondientes dominios de observación, marcados en el mismo color, con trazo discontinuo y nombrados con el índice asociado y una letra. Todos ellos cumplen las prescripciones anteriores. Se observa cómo, por ejemplo, 2a interseca a 1b o 2c a 4/4a.

#### 5.1.1.2. Implementación *quadtree*

El esquema de división jerárquica *octtree* y su homólogo bidimensional, el *quadtree*, fueron propuestos en [Gumerov et ál., 2003] para su inclusión como técnica de aceleración del *Fast Multipole Method* (FMM)<sup>2</sup>. En la referencia se realiza una codificación binaria de cada uno de los dominios tal que la complejidad de la manipulación de la estructura global y la ejecución de operaciones importantes y recurrentes se lleva a cabo con alta eficiencia. De este modo se conseguiría, frente a la implementación manual, un ahorro temporal considerable en esas rutinas tan frecuentes, junto con una fácil y ágil definición de dominios de radiación y de

<sup>1</sup>Esta condición es válida solo y en principio para contornos rectangulares y no para cualquier forma genérica.

<sup>2</sup>Ciertamente en [Gumerov et ál., 2003] se presenta una formulación general para  $d$  dimensiones, adquiriendo especial relevancia por sus aplicaciones en FMM cuando  $d = 2$  y  $d = 3$ .

observación. Como contrapartida se puede citar que no se actúa con total libertad respecto a la localización y las dimensiones de los mismos. En consecuencia, habrá que valorar, con el escenario ya determinado, si las circunstancias son más propicias para la aplicación de una técnica o de la otra.

Centrándose en el modelo *quadtree* y suponiendo una geometría de longitud  $D_1$  y anchura  $D_2$ , se cuenta con dos alternativas para la construcción del árbol:

- Elección del número de niveles: se prioriza la importancia de los dominios de observación frente a los de radiación. En esta situación se encierra el escenario en un cuadrado de lado  $D = \max(D_1, D_2)$ . El número de niveles  $L$  se relaciona con el tamaño de la celda menor  $d$  a través de

$$d = \frac{D}{2^L}. \quad (5.1)$$

- Elección del tamaño de celda: esta definición manifiesta una especial relevancia de los dominios de radiación frente a los de observación. Si se parte de un cuadrado de lado  $D$  como en el punto anterior, no se garantiza un tamaño de celda mínimo igual al especificado, puesto que  $L$  debe ser natural. Por tanto, se opta por, establecida  $d$ , obtener  $L$  como:

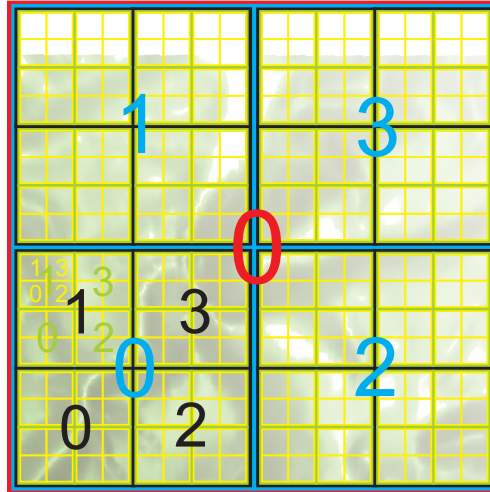
$$L \geq \log_2 \left( \frac{\max(D_1, D_2)}{d} \right) \quad (5.2)$$

y se llega a  $D$  a partir de la expresión (5.1).

El nivel  $l = 0$  se corresponde con la caja mayor como se representa en la figura 5.2 en color rojo. En consonancia con la formulación, para el nivel  $l = 1$ , se crean cuatro nuevos subbloques de idéntico tamaño y señalados en cian. De forma recursiva se procede para  $l = 2$  y  $l = 3$ . El conjunto de celdas del último de los niveles,  $l = 4$ , suma 256 elementos, lo que responde a la expresión general de  $2^{2l}$  celdas para la totalidad de los niveles  $l$ .

La numeración de las cajas se realiza en el orden y con la metodología que se establecen en la imagen. Así un dominio perteneciente al nivel  $l$  se identifica unívocamente por un número de  $l$  dígitos en base 4, el primero de los cuales será siempre 0; el segundo será el correspondiente al dominio de nivel 1 en que se halle y así sucesivamente.

Una vez establecidos los parámetros de configuración del *quadtree*, la primera fase consiste en trasladar cualquier punto  $\vec{\mathbf{P}}(x, y)$  a un cuadrado de lado unidad  $[0, 1] \times [0, 1]$ . Las nuevas



— Nivel 0    — Nivel 1    — Nivel 2    — Nivel 3    — Nivel 4

**Figura 5.2:** División estructurada de la geometría (II). *Quadtree*.

coordenadas  $\vec{\mathbf{P}}_q(x_q, y_q)$  estarán dadas por

$$x_q = \frac{x - x_{\min}}{D_1}, \quad (5.3)$$

$$y_q = \frac{y - y_{\min}}{D_2}, \quad (5.4)$$

donde  $y_{\min}$  es el valor mínimo de la coordenada  $y$  y  $x_{\min}$ , de la coordenada  $x$ . Con objeto de facilitar determinadas operaciones, se trabaja, como se indicaba, en base binaria tal que cada una de las coordenadas de los puntos pertenecientes al dominio bidimensional normalizado se expresa como:

$$x_q = (0.b_{x1}b_{x2}b_{x3} \dots)_2 \quad \text{con} \quad b_{xj} = 0, 1; \quad j = 1, 2, 3, \dots, \quad (5.5)$$

$$y_q = (0.b_{y1}b_{y2}b_{y3} \dots)_2 \quad \text{con} \quad b_{yj} = 0, 1; \quad j = 1, 2, 3, \dots \quad (5.6)$$

Para hacer más manejable la notación, se propone un entrelazado de dígitos, de manera que ambas coordenadas queden recogidas en una única y en una base diferente, que es la resultante de elevar 2 a la potencia de las dimensiones consideradas:

$$P_q = (0.b_{x1}b_{y1}b_{x2}b_{y2}b_{x3}b_{y3} \dots)_2 = (0.A_1A_2A_3 \dots)_{2^2}, \quad (5.7)$$

donde  $A_j = (b_{xj}b_{yj})_2$  con  $j = 1, 2, 3, \dots$  y  $A_j = 0, 1, 2, 3$ .

La determinación de qué celda de nivel  $l$  contiene un punto  $\vec{\mathbf{P}}(x, y)$  tras aplicar la transformación en las ecuaciones (5.3) y (5.4) es inmediata. Para ello basta con desplazar el punto



decimal  $l$  posiciones a su derecha en la expresión en base 4 de (5.7) y quedarse con la parte entera. El resultado es el identificador de un dominio en la figura 5.2. Este proceso será extremadamente útil de cara a la definición de dominios de radiación y de observación.

En la misma línea, encontrar todos los vecinos de orden 1 hasta  $k$  de una celda dada será aplicado en esta misma sección. Se define el vecino de orden  $k$  de una celda con centro en  $\vec{C}$  como aquella que, siendo del mismo nivel  $l$ , verifica que la distancia entre su centro y  $\vec{C}$  en una de las dos direcciones del espacio bidimensional es igual y en la otra menor o igual a  $k$  (todo vecino de orden  $k$  de una celda lo es de orden 1 de alguno o varios de los vecinos de orden  $k - 1$  del referido dominio).

El punto de partida es el identificador de la celda en binario. En el paso siguiente, se deshace su entrelazado realizando la operación inversa a la mostrada en la ecuación (5.7) y se trabaja con  $x_q$  y  $y_q$ . Se define el conjunto  $\chi_{x,m}$  como aquel que consta de los  $2k + 1$  índices

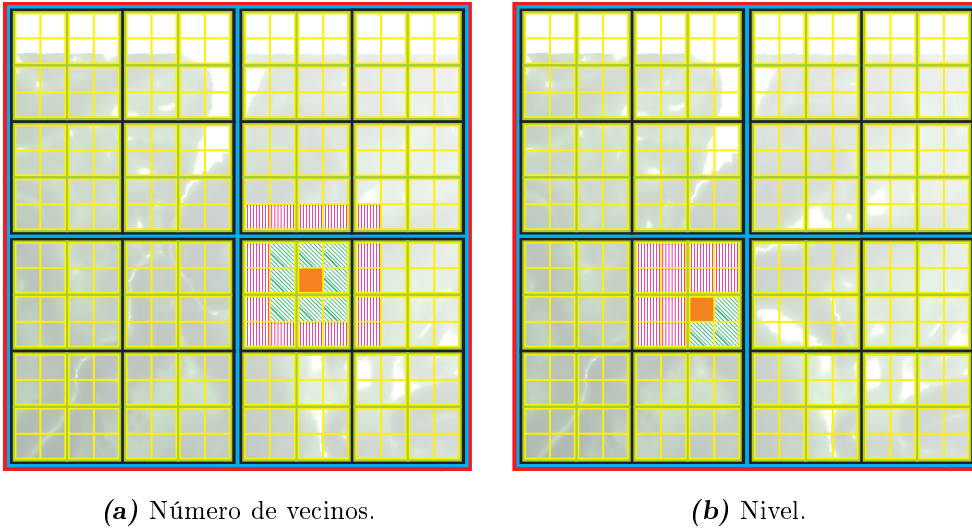
$$\chi_{x,m} = x_q + m \quad \text{con} \quad m = -k, -k + 1, \dots, 0, \dots, k - 1, k. \quad (5.8)$$

Análogamente se procede para  $\chi_{y,m}$  con  $y_q$ . No obstante, de ambos conjuntos deben eliminarse aquellos  $\chi_{x,m}$ ,  $\chi_{y,m}$  iguales a 0 o a  $2^l - 1$  antes de avanzar hacia la siguiente fase, consistente en el entrelazado de cada elemento de  $\chi_{x,m}$  con cada uno de los contenidos en  $\chi_{y,m}$ . De esta manera se obtienen los  $4k(k + 1)$  vecinos de orden 1 hasta  $k$  en el caso general<sup>3</sup> (por comodidad, usualmente se vuelve a realizar la transformación de base 2 a 4 una vez finalizado el procedimiento).

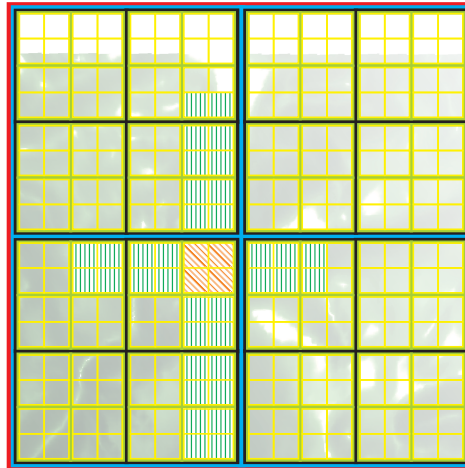
En la figura 5.3 se visualizan dos modos diferentes de elección de dominios de observación en un *quadtree*. Ambas metodologías, que son accesibles en la herramienta de cálculo de cobertura, están ligadas a las operaciones descritas y no requieren de una definición dominio a dominio como sucede con la implementación manual. El dominio de radiación se ha coloreado en una tonalidad naranja (sólido).

La primera posibilidad que se ofrece es la de establecer el orden de los vecinos que conforman el dominio de observación. En la figura 5.3a los bloques vecinos de orden 1 se remarcan en verde con trazo inclinado, mientras que aquellos que deben ser añadidos para alcanzar el orden 2 son señalados en magenta y línea vertical. En este instante adquiere mayor sentido la operación de calcular todos los vecinos de orden 1 hasta  $k$ , puesto que si únicamente se determinaran aquellos de orden estrictamente 2, se estarían incumpliendo las restricciones listadas en la sección 5.1.1.1 para la definición de dominios de observación.

<sup>3</sup>Se habla de  $4k(k + 1)$  y no  $4k(k + 1) + 1$  en el caso general puesto que no se está contabilizando la posibilidad de que una celda sea vecina de sí misma, aunque estrictamente lo sería según la formulación (para  $k = 0$ ).



**Figura 5.3:** División estructurada de la geometría (III). Elección del dominio de observación *quad-tree*.



**Figura 5.4:** División estructurada de la geometría (IV). Elección del dominio de observación *quad-tree* personalizado.

Como puede observarse, cualquier alcance en distancia que quiera atribuirse a un dominio de radiación es posible, siendo la unidad mínima de variación el tamaño de celda.

Otra opción consiste en delimitar el dominio de observación en términos de los niveles de la estructura jerarquizada, como se ejemplifica en la figura 5.3b. En esta situación puede componerse por todos los puntos de observación emplazados dentro del dominio padre (en verde y trazo inclinado), abuelo (en magenta y trazo vertical) con la posibilidad de llegar hasta el nivel 0, que contempla el escenario completo. Dado que el decantarse por una técnica de división de dominios está especialmente condicionado por el escenario, es difícil aseverar que alguna de las dos configuraciones mejora sustancialmente a la otra. Más aún, se presenta una tercera con libertad de elección.

El esquema *quadtree* se mantiene como rejilla para demarcar tanto dominios de radiación como de observación. Sin embargo, los últimos no tienen por qué relacionarse de manera necesaria con los vecinos de un orden estipulado o un nivel del árbol, sino que se incluyen sin una regla matemática más que, de nuevo, las condiciones del apartado 5.1.1.1. En la figura 5.4 se presentan cuatro dominios de observación independientes en torno al de radiación que adoptan la forma de cruz. Esta disposición es adecuada para un entorno urbano donde el dominio de radiación coincide con una intersección de calles.

Acerca de los ejemplos expuestos en las distintas imágenes de *quadtree*, debe precisarse que los dominios de radiación no deben estar restringidos al nivel superior del esquema; es decir, al que se asocia con un menor tamaño de celda, sino que puede extrapolarse la metodología de división para cualquiera de los niveles intermedios.

Frente a la implementación manual, el *quadtree* supone una configuración más rápida de crear y una mayor velocidad en distintas operaciones que deben realizarse debido a la codificación que se hace del identificador de las cajas que lo componen. Si bien es menos versátil en cuanto a definición de los dominios, en mapas sin grandes desniveles u orografías abruptas, puede proveer unos resultados prácticamente dentro del mismo rango de error que una implementación manual bien estudiada y refinada.

### 5.1.1.3. Reflexiones entre dominios de radiación y observación

Cuando se produce una división en dominios, se hace necesario readaptar el esquema de cálculo de reflexiones pues existirá, en general, interacción entre los distintos bloques<sup>4</sup>. En consecuencia no basta con atender a cada uno de ellos por separado, sino que la evaluación debe ser conjunta.

Supóngase que se tienen dos dominios de radiación denotados como  $A$  y  $B$  con sus correspondientes dominios de observación  $A_1, A_2, \dots, A_s$  y  $B_1, B_2, \dots, B_t$  respectivamente. El solapamiento entre los últimos no influye en el razonamiento; sin embargo se cumple una (o las dos) de las condiciones siguientes:

$$\left(A_1 \cup A_2 \cup \dots \cup A_s\right) \cap B = B_A \neq \emptyset, \quad (5.9)$$

$$\left(B_1 \cup B_2 \cup \dots \cup B_t\right) \cap A = A_B \neq \emptyset; \quad (5.10)$$

es decir, alguno de los dominios de observación de  $A$  interseca con  $B$  y/o viceversa resultando en  $B_A/A_B$ .

<sup>4</sup>La readaptación es necesaria cuando el número de reflexiones es igual o mayor que dos.

La primera fase, como es habitual, consiste en determinar qué facetas de  $A$  y qué facetas de  $B$  son vistas desde la fuente. A continuación se procede con el cómputo de la primera reflexión del modo usual (véase la sección 3.3.3). Una vez que se conocen cuáles de los baricentros de las facetas en  $A_1 \dots A_s$  ( $B_1 \dots B_t$ ) tienen un nivel de campo incidente no nulo, se incorporan aquellas pertenecientes al conjunto  $B_A(A_B)$  al consiguiente dominio de radiación  $B$  ( $A$ ) para la realización de la segunda reflexión. Cualquier orden mayor de reflexiones implica repetir el proceso descrito. Igualmente debe ser aplicado para la contribución de la difracción en aristas).

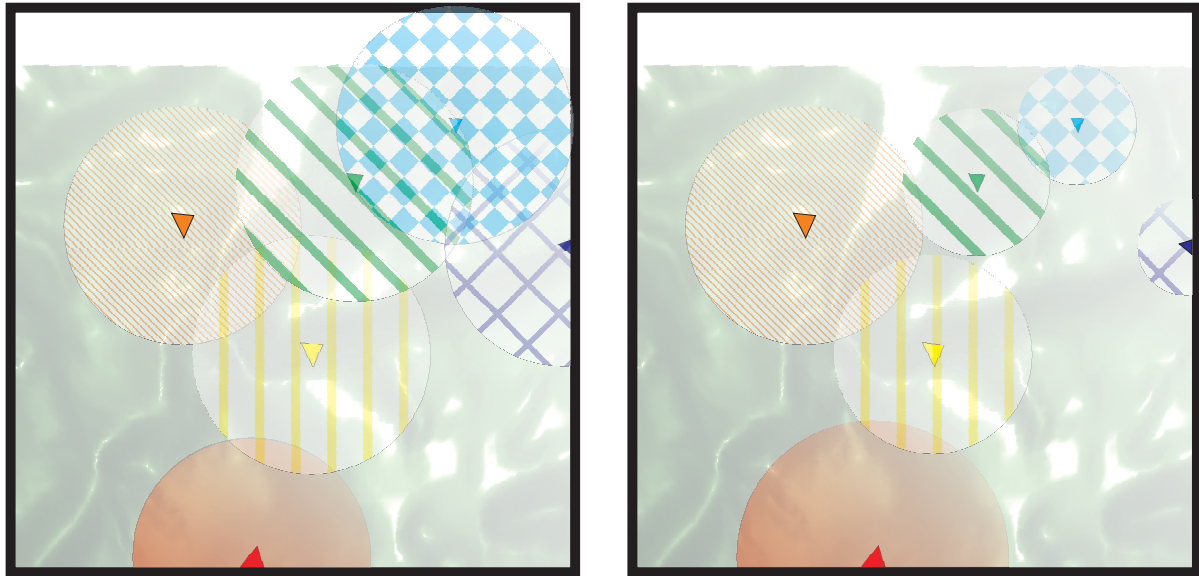
### 5.1.2. Limitación en el alcance

Conjuntamente con una división estructurada de la geometría o de manera independiente, es posible establecer distintas modalidades de limitación en alcance dentro de un escenario de trabajo. Las que aquí se exponen se centran en dos aspectos: umbral y distancia, y siempre guardan relación con los parches iluminados y no con puntos de observación. Estos modelos serán ilustrados con los ejemplos de aplicación del apartado 5.5.

#### 5.1.2.1. Limitación en el alcance por distancia

Esta limitación en el alcance es la primera aproximación efectuada y la que ataja de manera más directa la necesidad de reducir el área de influencia de cada uno de los parches. Lo que el usuario debe definir es la distancia máxima de alcance  $d_{m\acute{a}x}$ . De manera inmediata se restringe el dominio de observación a la región interior a la circunferencia de radio  $d_{m\acute{a}x}$  y con centro en el baricentro de la faceta o, en su defecto, a la intersección de ese círculo con los dominios de observación previamente definidos si una división estructurada de la geometría hubiera sido llevada a cabo.

En la figura 5.5a cada una de las facetas resaltadas tiene representado su ámbito de actuación. El área es idéntica para todas, exceptuando aquellas que se localizan próximas al borde de la geometría. En consecuencia, no se contempla una distinción en el comportamiento dependiendo de las condiciones del terreno o del emplazamiento de las estaciones base. Esta forma de aceleración puede ser trasladada a un espacio tridimensional con gran facilidad.



(a) Por distancia.

(b) Por umbral.

**Figura 5.5:** Esquema de limitación en el alcance.

### 5.1.2.2. Limitación en el alcance por umbral

En la limitación en el alcance por umbral, cualquier magnitud que sea de interés para la simulación puede ser insertada como umbral con efecto de condicionar los alcances de las facetas iluminadas. Es usual la aplicación en términos de nivel de campo eléctrico, magnético o densidad de potencia. Se trata de un tipo de limitación más elaborada que la de distancia, pues cada faceta es objeto de un trato específico.

Dos son las consideraciones que deben hacerse:

- No serán tenidas en cuenta reflexiones sobre ninguna faceta cuyo nivel de campo o potencia no supere el umbral establecido.
- Se definirá una distancia máxima de alcance  $r_{máx,i}$  para cada una de las facetas  $i$  que superen el umbral, que estará relacionada con el nivel de campo  $E_i$  o de densidad de potencia  $S_i$  sobre la misma. Se hace necesario establecer una referencia, de modo que aquellos parches sobre los cuales se produzca una incidencia de valor  $E_{máx}/S_{máx}$ , siendo  $E_{máx}/S_{máx}$  los niveles máximos de campo/densidad de potencia sobre el conjunto de facetas iluminadas por la fuente dentro del escenario completo, tienen asociado un radio de alcance  $r_{máximo}$ . Este radio será igual a la mitad de la mayor de las dimensiones (longitud o anchura) de la geometría. Para el resto de triángulos de los que se compone

la geometría, se determina el alcance como:

$$r_{máx,i} = \frac{r_{máximo} E_{máx}}{E_i} \quad (5.11)$$

o bien

$$r_{máx,i} = r_{máximo} \sqrt{\frac{S_{máx}}{S_i}}. \quad (5.12)$$

La figura 5.5b representa los dominios de observación para cada una de las facetas señaladas<sup>5</sup>. El coloreado de los parches da un visión cuantitativa de cuáles son los niveles relativos detectados sobre ellas (escala de colores entre rojo intenso sólido -máximo- y azul oscuro -mínimo-, situado a la derecha del mapa). Es claro cómo el área de influencia del parche localizado en el extremo inferior es notablemente mayor (en radio) que cualquiera de los otros elementos.

La meta final de la limitación en el alcance por umbral consiste en intentar, puesto que no se conseguirá con total exactitud, fijar un límite inferior en los niveles de campo o densidad de potencia por debajo del cual no se cree relevante consumir tiempo de cómputo ni otro tipo de recursos.

## 5.2. Herramienta de cálculo de cobertura radioeléctrica

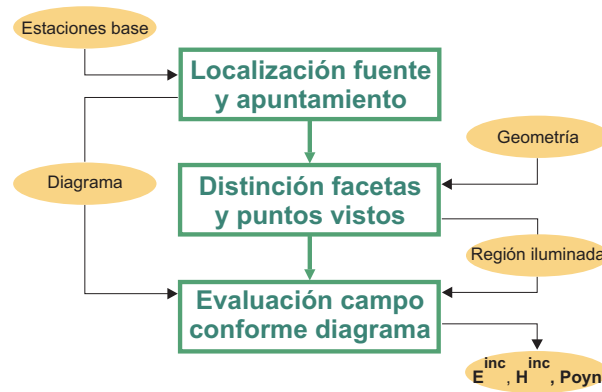
La herramienta de cálculo de cobertura radioeléctrica, entendiéndola como tal el software cuya interfaz gráfica se presenta en el anexo B, fue creada para aunar la implementación de las metodologías expuestas en los capítulos 2 y 3, de modo que permita completar un análisis desde la selección del escenario de trabajo y su caracterización hasta la representación y manipulación de los resultados finales. De igual forma integra los métodos de aceleración comentados en la sección 5.1.

Paralelamente y dentro del mismo paquete de trabajo con acceso desde la ventana principal, existe la posibilidad de efectuar cálculos de RCS. Esta parte, empleada en las diferentes imágenes mostradas en el capítulo 4, tiene una estructura análoga a la de cobertura, por lo que, en esencia, la navegación es idéntica y simplemente se han modificado los parámetros pertinentes de configuración de la simulación.

El software ha sido desarrollado en el entorno de programación de Matlab [Matlab, 2009]. Las posibilidades del mismo en lo referente no solo a capacidad de cálculo y librerías especí-

---

<sup>5</sup>Como se había descrito en la sección 5.1.2.1, si se hubiera definido previamente un dominio de observación, el resultante sería la intersección de ambos.



**Figura 5.6:** Diagrama de bloques de la contribución de iluminación directa.

ficas, sino también en lo concerniente a representación de resultados, han sido determinantes para su elección. Además permite el diseño de interfaces gráficas atractivas y sencillas desde el punto de vista del programador, así como la inclusión de códigos en lenguaje Fortran, C o C++.

### 5.2.1. Núcleo de cálculo

El núcleo de cálculo de la herramienta contempla aquellas rutinas cuyo coste computacional, bien sea por la operación en sí misma o por el número de iteraciones que se requiere, es elevado. Uno de los bloques que alberga es el de resolución del problema de cálculo de visibilidades y, por otro lado, engloba las rutinas de cálculo de niveles de campo, tanto MECA como MEC. Las secciones más críticas han sido implementadas en C para incrementar la rapidez de la ejecución.

De manera resumida se esquematiza en la figura 5.6 el proceso de iluminación, así como las variables de mayor relevancia implicadas. En la figura 5.7 se muestran los diferentes diagramas de bloques para la evaluación de las restantes contribuciones que se consideran en el software: en la figura 5.7a, el de cómputo de reflexiones y en la figura 5.7b, la contribución de la difracción.

### 5.2.2. Interfaz gráfica

La interfaz gráfica ha sido pensada para cumplir con los preceptos de sencillez, claridad, fácil navegación y visualización óptima de resultados. Está compuesta por ocho ventanas específicas ligadas al cálculo de cobertura junto con las generalistas de almacenamiento/carga de datos y que son incluidas en el anexo B.

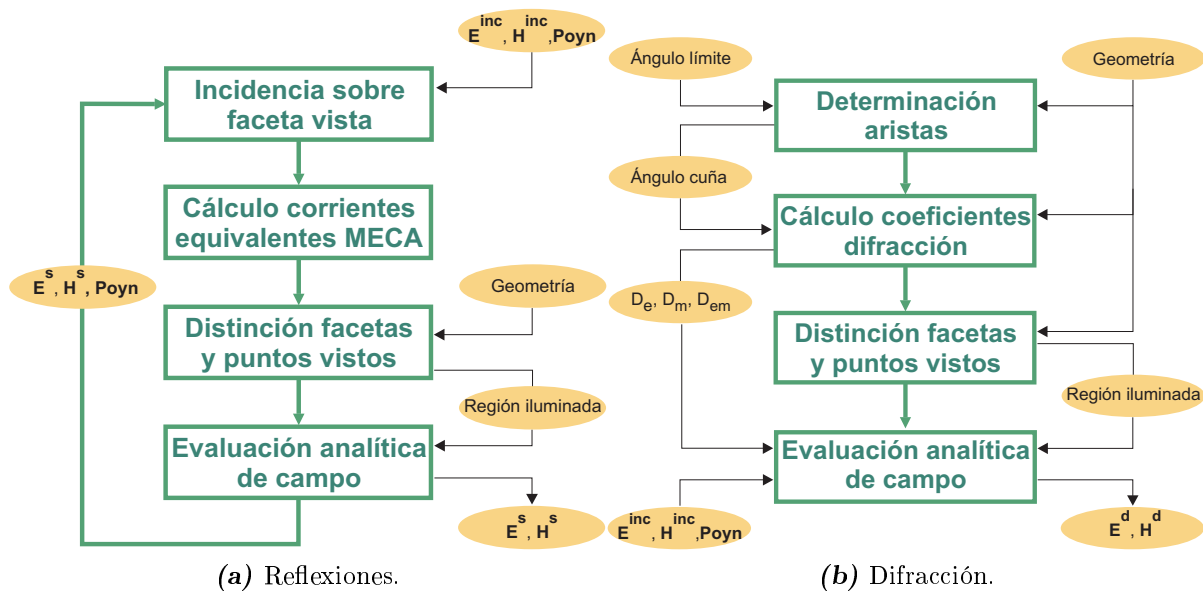


Figura 5.7: Diagrama de bloques de las diferentes contribuciones.

En la figura 5.8 se muestra un diagrama de bloques del software, donde cada uno de los elementos recuadrados en un color diferente hace alusión a una ventana distinta. Del mismo modo, se resaltan por medio de elipses las interacciones de entrada/salida (en función del sentido de la flecha) basadas en intercambio de datos por fichero. Aquellos trazos discontinuos implican una interacción opcional, mientras que los continuos denotan obligatoriedad. Por otro lado, las cajas marcadas con un pequeño cuadrado rojo en su interior son aquellas que concentran las operaciones intensivas esquematizadas en las figuras 5.6 y 5.7.

El proceso que se inicia en la ventana principal de la herramienta sigue una estructura prácticamente lineal hasta la obtención de resultados. Esto hace que desde el comienzo sea sencillo asimilar el esquema lógico de determinación de cobertura, al mismo tiempo que cualquier retorno al paso anterior es inmediato.

### 5.3. Evaluación de comportamiento en campo cercano

Antes de adentrarse en los ejemplos de aplicación en entornos urbano y rural, se muestra a continuación un estudio del comportamiento en campo cercano de las rutinas de cálculo a partir de las corrientes equivalentes MECA. El objeto de esta sección es poner a prueba las rutinas implementadas en situaciones para las cuales no habían sido diseñadas. Se trata pues de una experimentación de la que se han obtenido resultados parcialmente satisfactorios, como quedará de manifiesto conforme se avance en la comparativa.

Uno de los casos de interés consiste en analizar la distribución de nivel de campo eléctrico



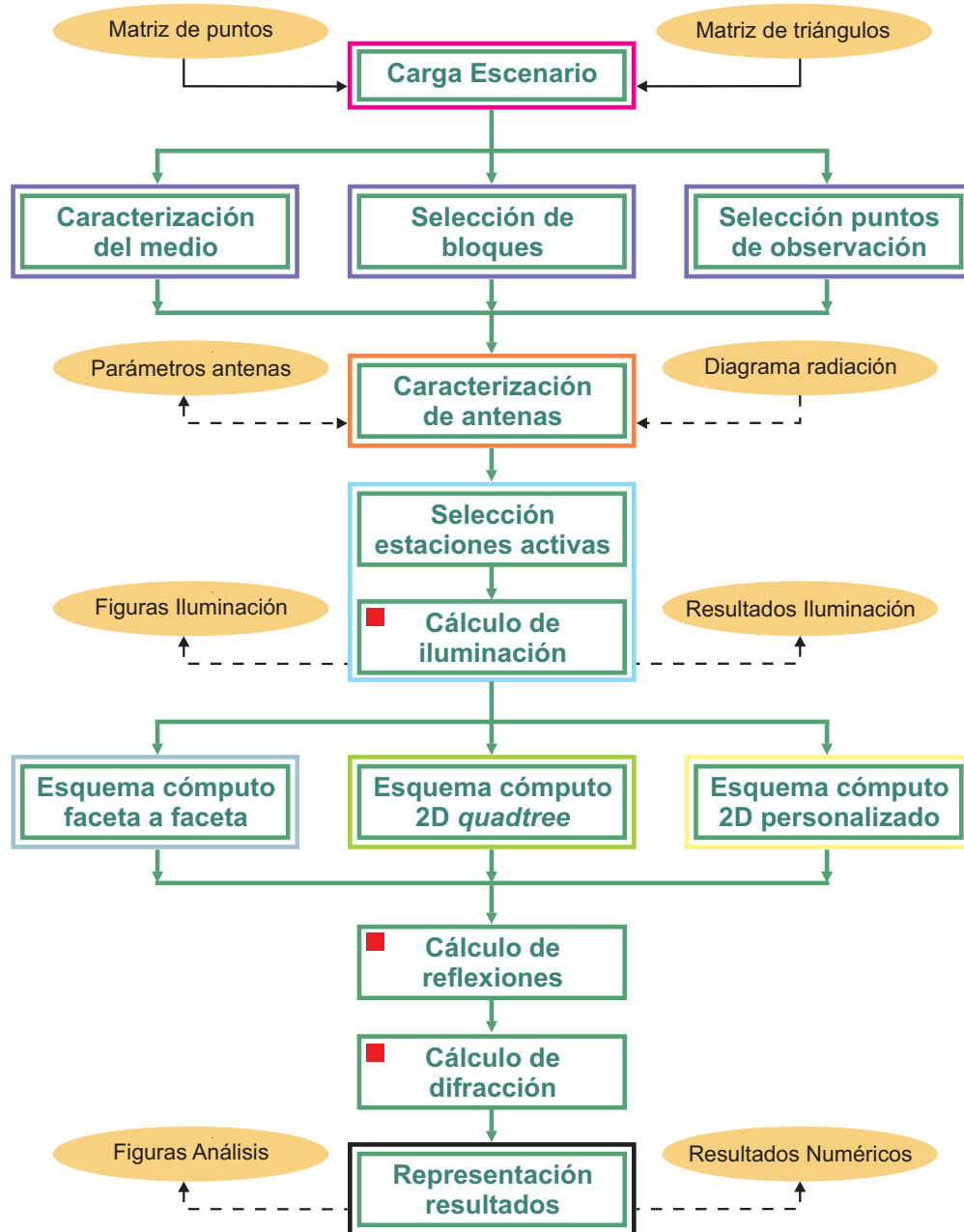


Figura 5.8: Diagrama de bloques de la herramienta de cálculo de cobertura.

en el interior de un vagón de tren o metro para telefonía móvil. Por un lado, la distancia a la que se encuentran de las facetas sobre las que se inducen las corrientes equivalentes algunos de los puntos de observación, consistentes en un plano transversal a una altura predefinida, puede no verificar la restricción de radiación en campo lejano. Por otro lado, se trata de una cavidad, y dado que ninguna geometría que verificara esta condición había sido estudiada con anterioridad, en primer lugar se requería contrastar los resultados con un método de onda completa. Los inconvenientes asociados son dos: no se podría realizar una comparativa para paredes que no fueran conductores eléctricos perfectos, dadas las características del software comercial con que se cuenta, y sería necesario rebajar la frecuencia de trabajo pensada inicialmente para disminuir el tamaño eléctrico del escenario.

En una primera instancia, el modelado del vagón incluía no solo las paredes, sino también todo tipo de accesorios como asientos, bancos y barras de sujeción. Se quedó desprovisto de los cristales de puertas y ventanas para posibilitar el flujo de energía hacia el exterior que requiere el Método de los Momentos.

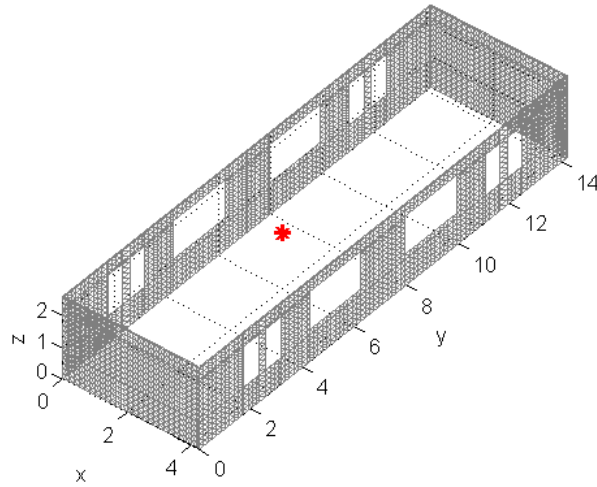
En lo que se refiere al modelado de las antenas de los dispositivos, se asumen dipolos cortos verticales localizados en distintos emplazamientos y con una altura que sería la equivalente a la de una persona sentada o en pie.

El problema de evaluación del vagón completo junto con los detalles de mobiliario y cinco antenas debió suavizarse, pues no se obtenía la convergencia adecuada para dar por válidos los resultados de FEKO [Feko, 2008]. Por tanto, se hizo necesario simplificar el modelo geométrico y realizar un análisis independiente de las placas que constituyen el vehículo, como se mostrará más adelante.

La geometría de trabajo para cada uno de los supuestos que serán presentados en adelante se basa en la selección de una o más de las paredes que se muestran en la figura 5.9. Para facilitar la visión de la imagen se ha prescindido del techo y también del suelo, si bien estos pueden ser asimismo incluidos.

Las dimensiones del modelo son fieles a la realidad, teniendo 425 cm de ancho, 1416 cm de largo y 261 cm de alto. No obstante, cualquier relieve o perfil ha sido eliminado de cada una de las paredes para simplificar el escenario, respetando el hueco correspondiente a ventanas y puertas acristaladas. Ninguna división libre o estructurada de la geometría ha sido empleada para la adquisición de resultados, lo mismo que carecía de sentido establecer alguna limitación de alcance dado el tamaño.

La esquina inferior izquierda del vagón se posiciona en el origen de coordenadas. El dipolo se fija en  $\vec{s}(x, y, z) = (200, 600, 175)$  -unidades en centímetros- y funciona a una frecuencia



**Figura 5.9:** Geometría de las simulaciones.

$f = 1800$  MHz. En consecuencia, en términos de longitudes de onda, las dimensiones son de  $25,5\lambda \times 84,96\lambda \times 15,66\lambda$ . Las paredes han sido discretizadas con parches planos triangulares como es habitual, con tres tamaños máximos de faceta  $\lambda$ ,  $\frac{\lambda}{2}$  y  $\frac{\lambda}{6}$  para comprobar su efecto en los resultados. En cualquier caso se puede adelantar que no se aprecian variaciones destacables en los niveles de campo obtenidos, con lo que para las próximas gráficas insertadas no se hará diferenciación alguna en estos términos.

Una malla regular de puntos contenidos en un plano paralelo al plano  $xy$  a una altura  $h = 150$  cm y separados entre sí una distancia  $\delta d = 8$  cm conforma los puntos de observación. El espaciado es suficiente (18 762 puntos) como para adquirir imágenes con buena definición para el cotejo de resultados de las dos metodologías, que se hará sobre la componente  $z$  del campo eléctrico, al ser aquella, por la disposición del dipolo y la diferencia de cota con los puntos de observación, la que prevalece sobre las restantes. No obstante, se ha comprobado que los niveles de semejanza o disimilitud entre MECA y MoM son del mismo grado tanto para  $z$  como  $y$  y  $x$ .

### 5.3.1. Evaluación de reflexiones con distribuciones de corriente de fase constante

En la sección 3.3.3 se expuso el esquema de evaluación de reflexiones basado directamente en las expresiones del capítulo 3. La consideración de distribuciones de corriente con amplitud constante y fase lineal posibilita el uso de parches de mayor tamaño al tiempo que restringe las opciones de aceleración de cara al cómputo de reflexiones, pues cada distribución de

corriente inducida tendrá una variación de fase independiente que no puede ser sumada a otras si se desea mantener la evaluación analítica de la integral.

Sin embargo, si se opera con parches pequeños, el tratamiento clásico permite considerar distribuciones de corriente con amplitud y fase constantes. Tal es el caso de las discretizaciones propuestas. En consecuencia, cuando diversas facetas radian sobre una dada, es factible hacer una suma de las corrientes equivalentes inducidas e integrar el resultado para determinar el campo eléctrico, en vez de requerir esta evaluación separadamente.

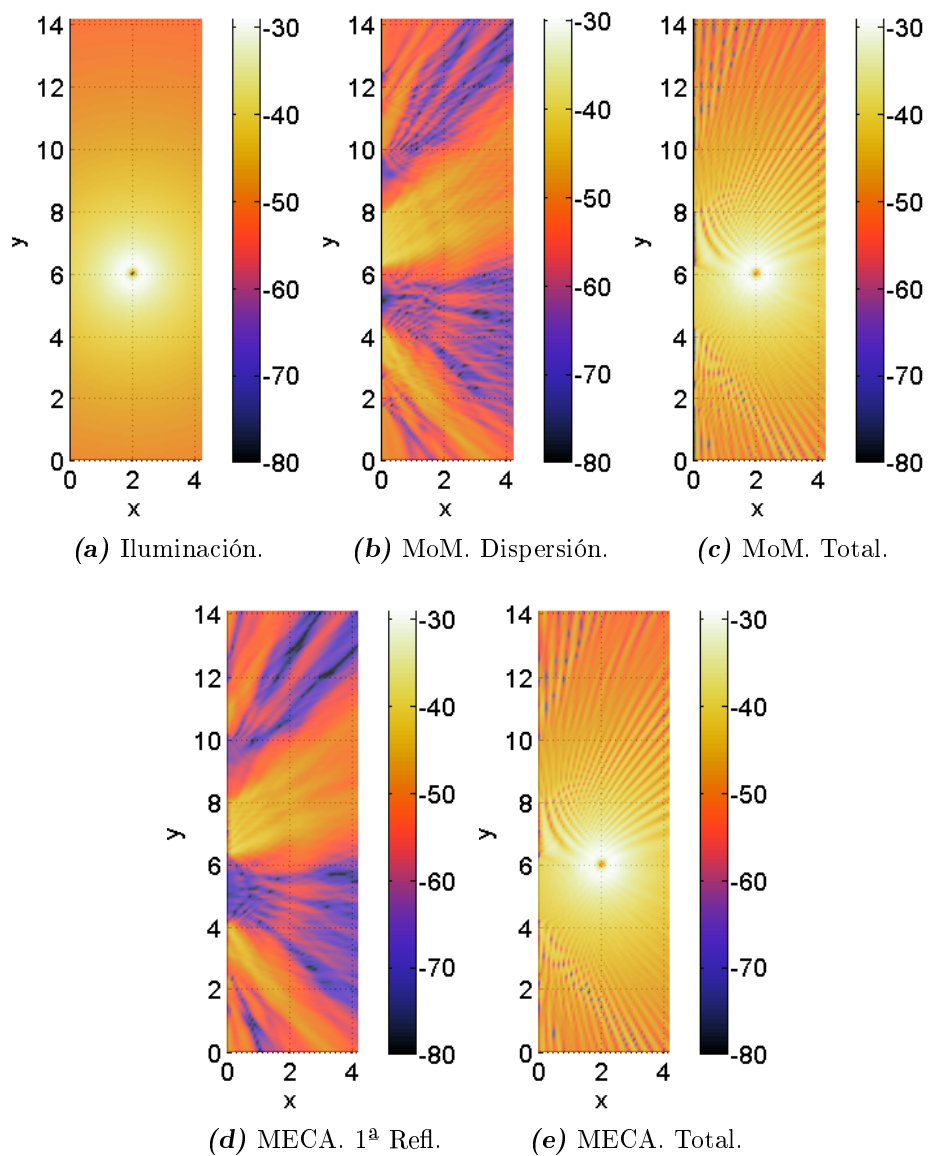
Puesto que la contribución de la primera reflexión con una única fuente tiene un coste similar de manera independiente de la elección de variación de la fase, las configuraciones propuestas siempre optarán por que esa variación sea lineal. No así para reflexiones de orden superior.

### 5.3.2. Configuraciones analizadas

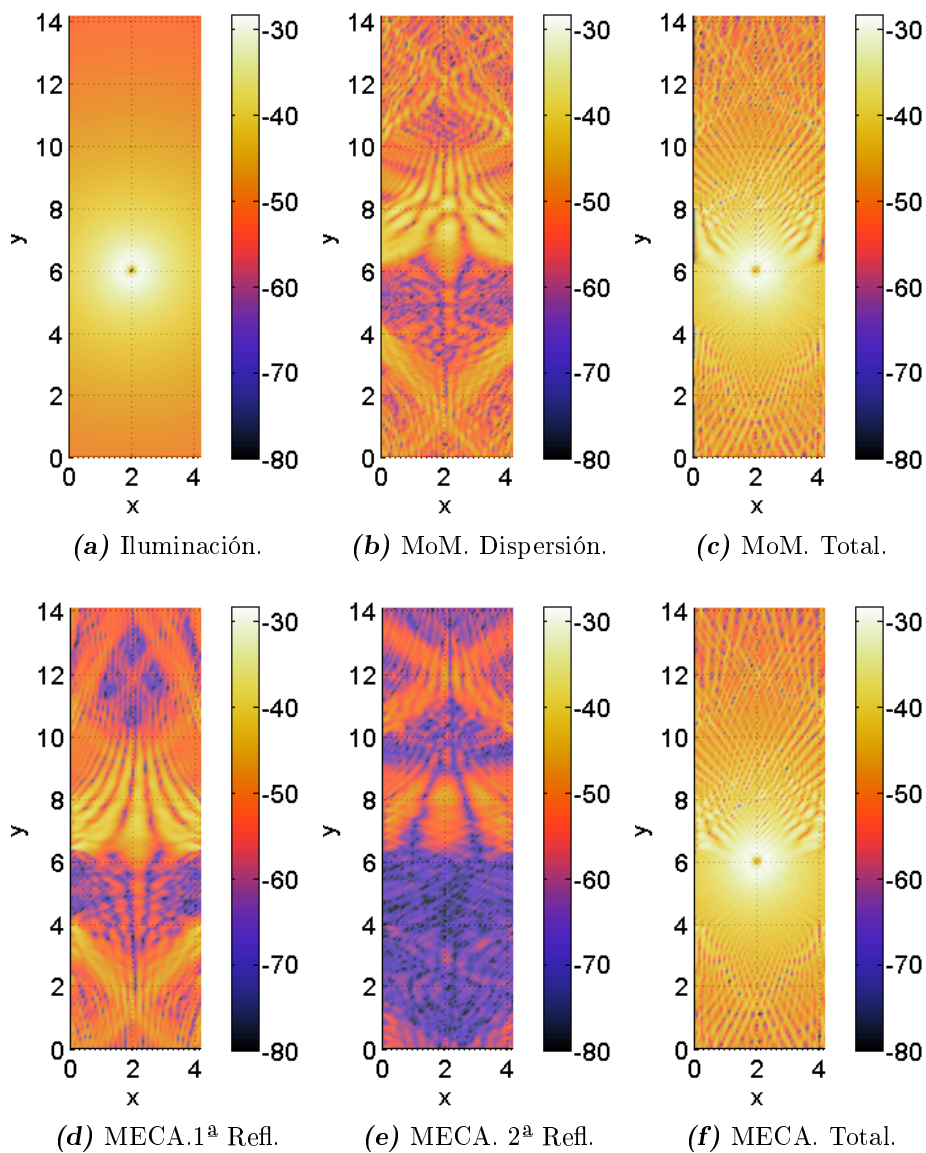
La configuración inicial consta solo de una de las paredes laterales. Se verifica de este modo la premisa básica de funcionamiento: iluminación correctamente definida y coincidente en las dos herramientas (véase la figura 5.10a). La contribución debida exclusivamente a la reflexión en la placa se muestra en las figuras 5.10b y 5.10d para MoM y MECA respectivamente. En las proximidades de la misma es donde una mayor discrepancia entre resultados se encuentra. Aun así responden a un diagrama muy parecido. Es más, la intensidad de la reflexión y la distribución de campo es tal que el campo total, representado en las figuras 5.10c y 5.10e, mantienen el mismo patrón de interferencias constructivas y destructivas. La escala de colores es idéntica en todas las imágenes para una comparación directa (las coordenadas están expresadas en metros).

Se completa la geometría previa con la misma placa situada en paralelo y enfrentada a la ya existente. En esta situación se producirán reflexiones entre ambos elementos que deben ser tenidas en cuenta, a modo de guía de onda. La incidencia permanece como había sido definida (figura 5.11a). El campo dispersado de acuerdo con el software FEKO aparece en la figura 5.11b. El número de reflexiones a considerar con el método MECA no ha sido fijado de antemano, sino que depende de los niveles obtenidos respecto al máximo de escala.

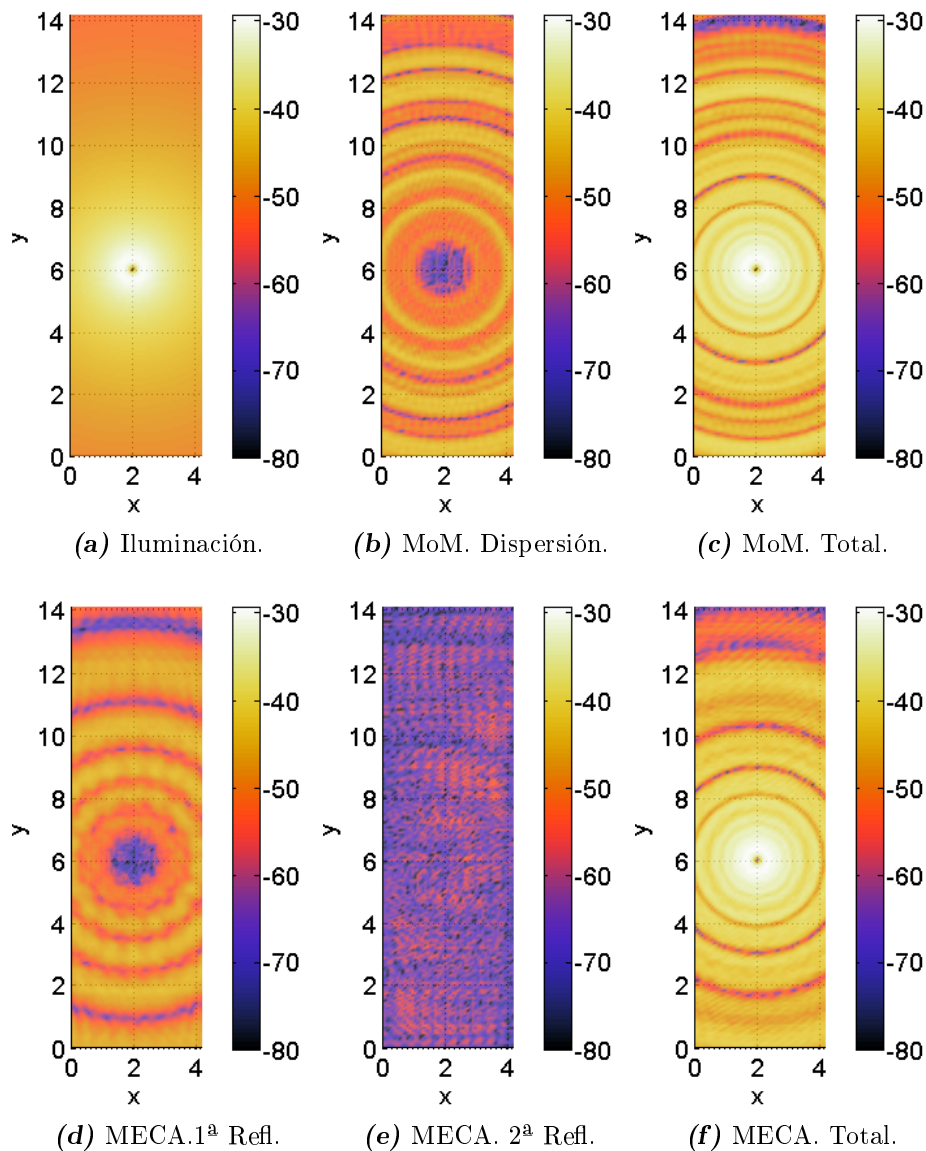
La primera reflexión (figura 5.11d) caracteriza con alta precisión la dispersión en la región comprendida entre el inicio del vagón y la localización de la fuente. Además se aprecia un elevado grado de simetría en los resultados, pese a que el dipolo no se halla estrictamente a la altura de la mitad del eje de abscisas. Se incluye una segunda reflexión (figura 5.11e) para



**Figura 5.10:** Ejemplo de campo cercano (I). 1 placa. Componente  $z$  [dBV/m].



**Figura 5.11:** Ejemplo de campo cercano (II). 2 placas laterales. Componente  $z$  [dBV/m].

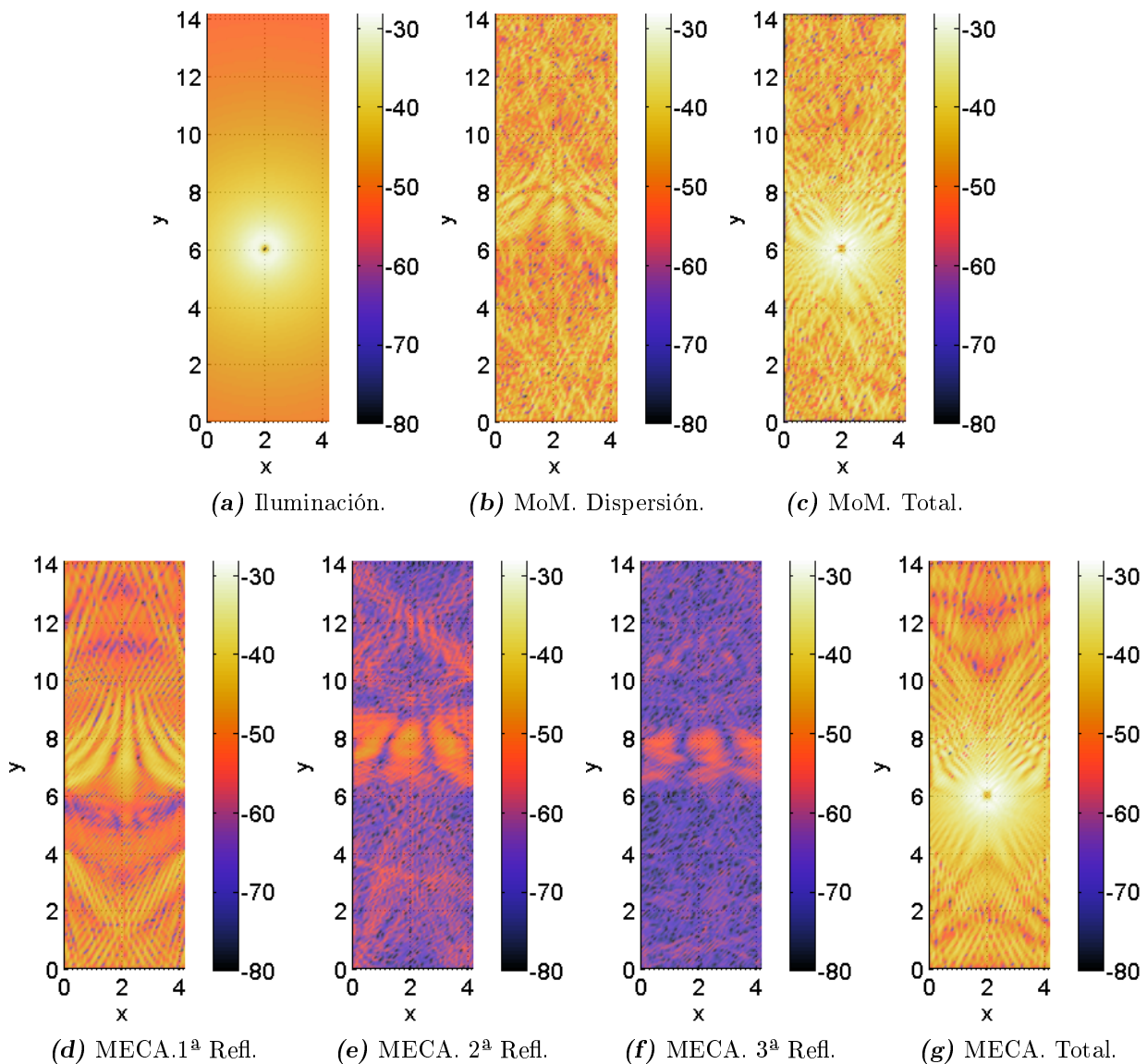


**Figura 5.12:** Ejemplo de campo cercano (III). 2 placas (techo y suelo). Componente  $z$  [dBV/m].

reforzar los niveles en la zona superior. La suma de contribuciones se muestra en la figura 5.11f.

La siguiente configuración bajo análisis está constituida nuevamente por dos placas, siendo estas el techo y el suelo del vagón. El emplazamiento del elemento radiante a menos de un metro de la tapa superior puede condicionar los resultados, en especial cuando el diagrama de radiación presenta nullos en la línea de prolongación de su eje.

En la figura 5.12b se representa el campo dispersado, donde queda patente la distribución en círculos concéntricos con un núcleo donde los niveles se encuentran entre 30 y 40 dB por debajo del máximo. La adición de la iluminación directa da lugar a la figura 5.12c.

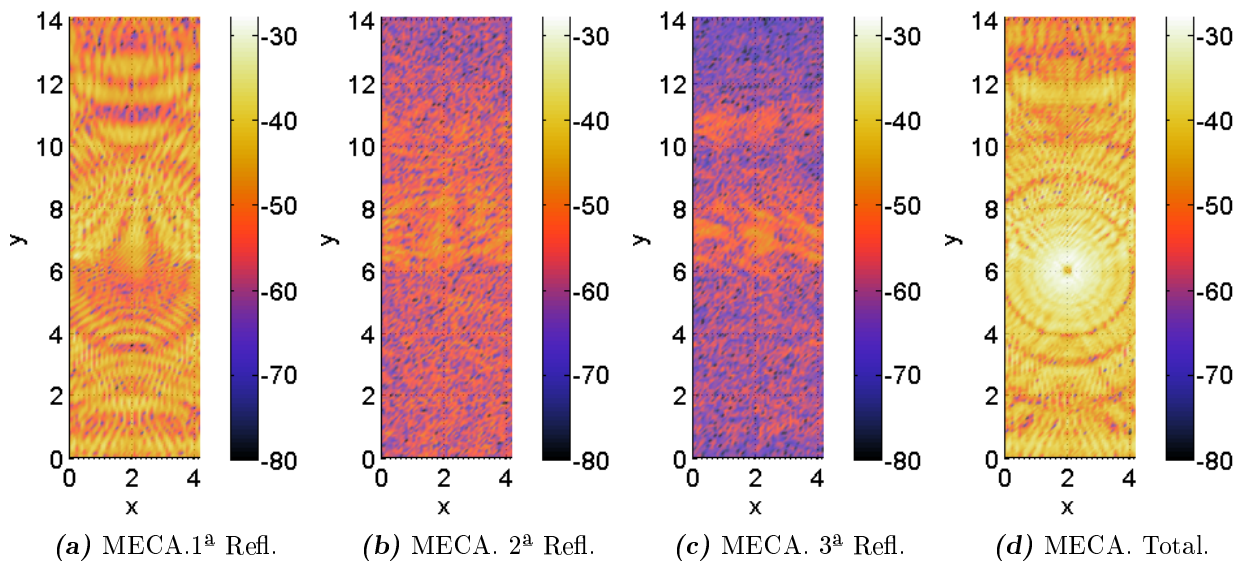


**Figura 5.13:** Ejemplo de campo cercano (IV). 4 placas. Componente  $z$  [dBV/m].

Refiriéndose a los resultados de MECA, la primera reflexión (figura 5.12d) genera ese patrón circular sin una definición tan clara como con MoM. La segunda reflexión, en la figura 5.12e, origina un nivel de fondo cuasi homogéneo entre -62 dBV/m y -70 dBV/m. En consecuencia no se prosigue evaluando reflexiones y se computa el campo total en la figura 5.12f. En términos de este, la similitud entre MECA y MoM es evidente en el área en torno a la fuente y se diluye conforme hay un alejamiento hacia los extremos de la geometría.

Las cuatro paredes laterales se combinan para crear el escenario, cuyo nivel de campo eléctrico en el plano de interés, según el método de onda completa, se representa en las figuras 5.13a-5.13c. En la imagen central, la correspondiente a la dispersión, destaca que la zona en que se emplaza el dipolo tenga unos valores inferiores a los de su entorno más próximo. En comparación con configuraciones anteriores, el peso de la iluminación directa sobre los puntos





**Figura 5.14:** Ejemplo de campo cercano (V). 6 placas. Componente  $z$  [dBV/m].

de observación es notablemente menor; es decir, el propio patrón de dispersión es idéntico al total, exceptuando, como se apuntaba, las coordenadas cercanas a la fuente. No obstante, ha sido necesario reducir el error asumido en la simulación para conseguir la convergencia deseada.

Los resultados MECA para una, dos y tres reflexiones se recogen en las figuras 5.13d, 5.13e y 5.13f respectivamente. Parece lógico y coherente que la primera y segunda reflexiones preserven aún una marcada similitud con la configuración que consta de dos placas laterales como así sucede. Sin embargo, la suma de todas las contribuciones en la figura 5.13g no refuerza los niveles en los extremos del vagón del modo en que FEKO indicaba.

La última configuración contempla las seis placas: laterales, techo y suelo. Se mantienen como vías de escape de energía los huecos asociados a ventanas y puertas. Aun así, no se ha logrado la convergencia con el método de onda completa, por lo que no se manejan resultados de referencia. Se muestran en las figuras 5.14a-5.14c las contribuciones de las tres primeras reflexiones. Queda explícita la tendencia tal que conforme se aumenta el orden de la reflexión, la amplitud de campo de la zona central disminuye y da paso a un nivel prácticamente constante con poca variación dentro de la malla de puntos de observación. La agregación de nuevas reflexiones apenas modificaría los resultados finales de la figura 5.14d.

A modo de conclusión, se puede afirmar que existe un elevado grado de similitud entre los resultados de MoM y MECA cuando la geometría no se reduce a un recinto cerrado, bien

sea en su totalidad o parcialmente (sin techo y/o suelo). En estas situaciones, los resultados obtenidos con FEKO están condicionados por la mala convergencia. Es un hecho que el diagrama del dipolo se modifica notablemente con el método de onda completa adquiriendo un patrón más homogéneo, en tanto que con la técnica de alta frecuencia se predicen interferencias destructivas más marcadas, con lo que aún es identificable el emplazamiento de la fuente.

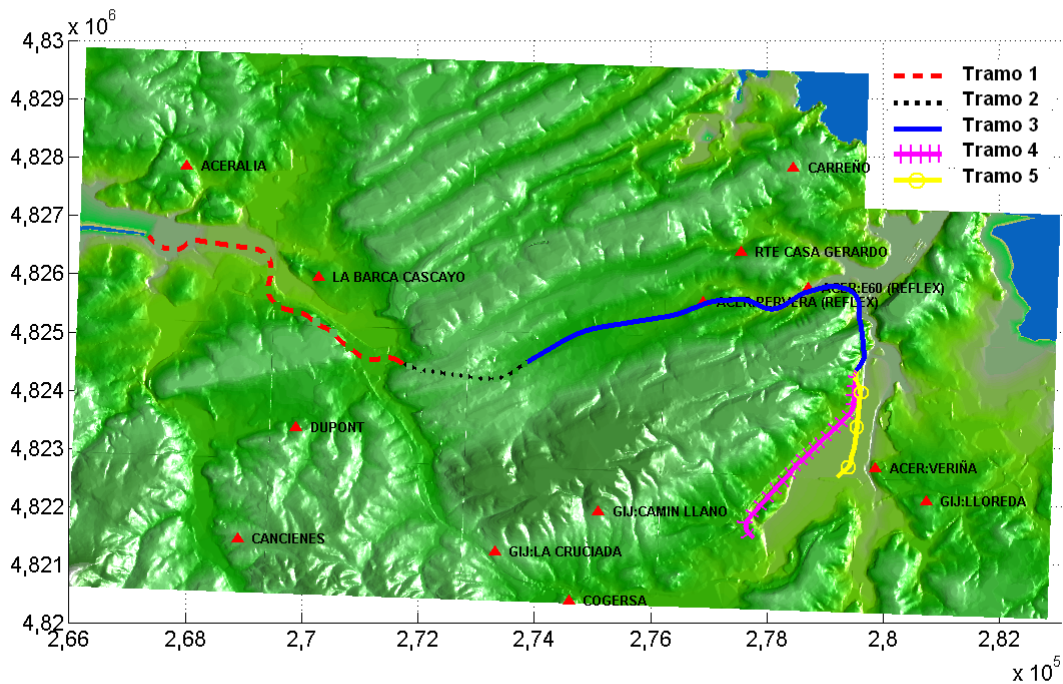
## 5.4. Optimización de una red GPRS en entorno rural

Una vez analizado el comportamiento sobre las distintas configuraciones propuestas para la evaluación de campo cercano, en los dos apartados restantes de este capítulo se da paso a sendos ejemplos de cálculo de cobertura radioeléctrica en un contexto de trabajo (escenario eléctricamente grande urbano o rural) donde ha quedado demostrada la efectividad de MECA.

El ejemplo presentado en esta sección consiste en la mejora de la cobertura provista por una red GSM (*Global System for Mobile Communications*)/GPRS (*General Packet Radio Service*) [ETSI, 2009] a lo largo de una línea de tren que conecta dos factorías en las ciudades de Gijón y Avilés. La problemática surge al no poder determinarse el emplazamiento de la locomotora debido a que el dispositivo GPRS con el que cuenta no tiene acceso a la red en determinados puntos. Para alcanzar una solución se acuerda lanzar un proyecto de colaboración entre el Área de Teoría de Señal y Comunicaciones de la Universidad de Oviedo y el departamento de I+D de Arcelor-Mittal en Avilés (Asturias).

De acuerdo con un enfoque práctico, se cuenta desde un principio con la posibilidad de instalar nuevas estaciones de tipo réflex trabajando a la misma frecuencia [Meana et ál., 2009] con objeto de cubrir las necesidades detectadas sobre el terreno. El procedimiento a seguir consiste en la definición del escenario; la caracterización de estaciones base y antena mediante un diagrama de radiación a partir de parámetros como ganancia, potencia o ancho de haz; la simulación de la situación inicial en que se consideran las estaciones existentes y finalmente la adición de nuevas antenas para dotar al sistema de unos niveles de campo superiores al umbral en las áreas de interés.

A pesar de haber sido mencionado, se quiere hacer hincapié en que la determinación de cobertura es una decisión binaria que depende fundamentalmente del entorno (orografía y estaciones) y del umbral del dispositivo receptor. En consecuencia, en sentido estricto, las imágenes deberían ser mostradas solamente en dos colores, indicando si se supera o no la



**Figura 5.15:** Ejemplo en entorno rural (I). Escenario, recorrido de interés y estaciones base.

sensibilidad. Sin embargo, puesto que no todos los equipos tienen idénticas características, en esta y sucesivas ejemplificaciones se mostrará una escala coloreada que dé cuenta del nivel de campo o densidad de potencia, con lo que es directo establecer una línea divisoria sobre la misma para diferenciar los dos estados.

### 5.4.1. Escenario de trabajo

El escenario real de trabajo en el que se localizan todas las estaciones base (BTS) próximas al trayecto ferroviario tiene unas dimensiones de aproximadamente 17 km de largo por 10 km de ancho. La ruta tiene una longitud en torno a los 19 km y ha sido dividida en cinco partes diferenciadas que se muestran en la figura 5.15: la primera (en rojo discontinuo) comienza en una de las factorías; la segunda se corresponde con un túnel y se ha trazado en negro punteado; la siguiente, en azul, es la de mayor recorrido y finalmente, dentro de la segunda de las factorías, se realiza una división en dos caminos en tonalidades magenta con líneas transversales y amarilla con círculos. La cobertura en el interior del túnel no será evaluada dado que se trataría de un problema que requiere un análisis específico en cuanto a número de reflexiones y modelado de las superficies.

Para la creación de la malla de parches triangulares planos, se han empleado 19 ficheros con datos topográficos estructurados en modelos digitales de terreno (*Digital Terrain Models* - DTM) con una resolución de hasta 5 metros. Sin embargo no todas las coordenadas fueron

utilizadas debido a la ingente cantidad de facetas que generarían. En su lugar, se aplicó un diezmado a cada uno de los mapas, de modo que se obtuvo una malla adaptada a las necesidades concretas del estudio; es decir, la densidad de parches próximos al trazado del convoy se hizo superior a la de zonas más alejadas del mismo para obtener una alta definición en las áreas de mayor relevancia. La triangulación se efectuó mediante el algoritmo de Delaunay, resultando 317 609 facetas para los 355 612 puntos.

Pese a que el mayor interés del estudio recae en la evaluación de los niveles de campo a lo largo de la ruta señalada, se ha decidido situar puntos de observación en todo el escenario a una altura de 1,5 m con la meta de observar el comportamiento interferente entre múltiples estaciones dentro de una misma zona de influencia.

El número de estaciones base que pueden directamente generar niveles de campo no nulos sobre el terreno, si existe visión directa, es 13. Las localizaciones se han representado en la figura 5.15. Otros parámetros como altura, número de antenas por estación u orientación dependen de cada uno de los emplazamientos concretos. De las 13 estaciones existentes en la actualidad, 11 de ellas pueden describirse como *estaciones activas*, en el sentido de que se encargan del proceso completo de generación y tratamiento de señal, mientras que la pareja restante, *estaciones pasivas* o *réflex*, simplemente actúa como repetidores de la señal captada tras realizar un incremento de potencia.

Toda la información necesaria ha sido provista por la operadora de telefonía de la red a optimizar de manera confidencial, motivo por el cual no se recogen en estas Tesis coordenadas de los emplazamientos, ni características específicas de las estaciones en funcionamiento, así como direcciones de apuntamiento o potencias de entrada y salida.

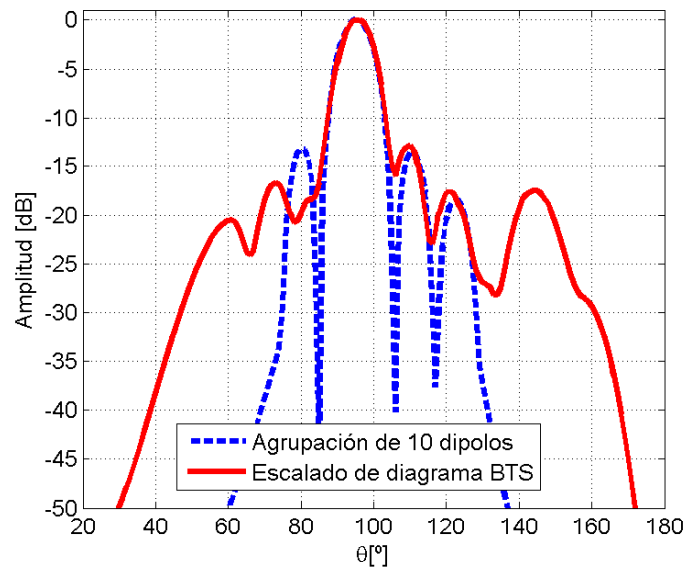
#### 5.4.2. Caracterización de las antenas

La caracterización de las antenas se elabora a partir de las especificaciones de cada una de las BTS, que engloba el ancho de haz del diagrama de radiación  $BW_{-3dB}$  en los planos E (vertical) y H (horizontal), así como la directividad  $D_0$ . La síntesis para ambos planos se hace de forma independiente<sup>6</sup>.

**Síntesis en el plano E:** se han analizado dos modelos (véase la figura 5.16) para obtener una buena aproximación del diagrama dentro del margen angular de cobertura. El

---

<sup>6</sup>La tarea de síntesis de los diagramas de radiación de cada una de las estaciones base fue llevada a cabo dentro del marco del proyecto por Yuri Álvarez López.



**Figura 5.16:** Ejemplo en entorno rural (II). Síntesis del diagrama de radiación en el plano E (vertical).

primero (azul y discontinuo) se basa en el diagrama de radiación de una agrupación de diez dipolos de longitud  $\frac{\lambda}{2}$ , cuya separación se ajusta para cumplir la especificación  $BW_{-3dB}$  en este plano. El segundo (rojo y continuo) toma un diagrama de radiación medido en cámara anecoica de una BTS real y se escala el ancho de haz  $BW_{-3dB}$ . Este último se encuentra más realista debido a que en torno al lóbulo principal el decaimiento en amplitud no es tan abrupto.

**Síntesis en el plano H:** en este caso el modelo emplea 1 ó 2 dipolos del mismo tamaño que en el plano E. Se consigue el valor de  $BW_{-3dB}$  deseado mediante un desplazamiento relativo de los elementos.

El diagrama tridimensional se obtiene a través de la interpolación de los respectivos diagramas en los planos E y H. La directividad del resultante se calcula mediante integración, lo que produce una desviación máxima de las especificaciones iniciales de 0,73 dB para  $D_0 = 19,73$  dBi.

Con los datos disponibles se asume que el nivel de potencia en la base de todas las estaciones es la misma. En consecuencia, la potencia de salida de cada antena no será idéntica a menos que la instalación haya sido construida con los mismos parámetros. Se deben tener principalmente en consideración las pérdidas debidas a los dispositivos de conectorización y distribución, así como la longitud del cable entre la base y las mismas antenas. Adicionalmente, el resultado tiene que ser dividido entre el número de antenas que conforman la estación y, análogamente, entre el número de portadoras asociado a cada antena.

### 5.4.3. División en dominios mediante un esquema *quadtree*

Un esquema *quadtree* ha sido introducido para la aceleración del cómputo de la contribución de primera reflexión. En la figura 5.17 se ha sobreimpreso el esquema *quadtree* sobre el escenario de interés. En concreto, solo se han resaltado las celdas de menor tamaño. De entre las múltiples opciones descritas en la sección 5.1.1 de configurar cómo se van a ejecutar las reflexiones sobre un esquema multinivel como el propuesto, en esta situación concreta se ha optado por definir los dominios de observación como los vecinos de órdenes 1 y 2. En la figura 5.17, coloreado en negro, se resalta uno de los dominios de radiación. Con un sombreado en azul, los de observación.

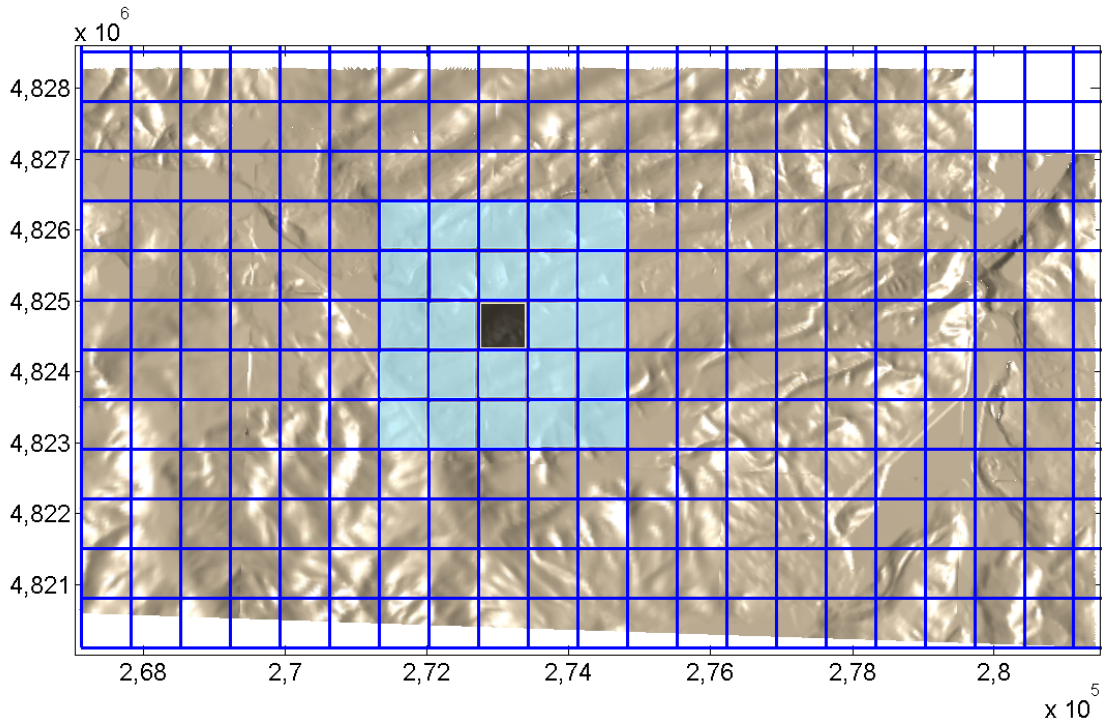
De esta manera se trabaja con una división automatizada que restringe el alcance de las reflexiones a un entorno determinado de los parches y que se cifra en más de 4 km. Dada la cantidad de estaciones base que ya se encuentran instaladas sobre el terreno y el solapamiento entre áreas de cobertura de las mismas, se ha considerado que este alcance es más que suficiente para la adquisición de unos resultados precisos que manifiesten un comportamiento realista, debido a que la contribución de reflexiones externas a esta zona será menor que la de iluminación directa por parte de alguna otra antena próxima.

En un entorno rural genérico, donde la aportación sobre el nivel total de campo de las reflexiones no es elevado debido a una orografía no demasiado abrupta, y más en concreto en este, donde la trayectoria discurre por un valle, el esquema *quadtree* supone una pérdida de precisión pequeña frente al tiempo de cómputo ahorrado.

### 5.4.4. Resultados

La frecuencia de funcionamiento de las estaciones base, tanto *activas* como *pasivas*, es de 1800 MHz. El terreno se ha caracterizado con una permitividad relativa  $\varepsilon_r = 3$  y una conductividad  $\sigma = 0,001$  S/m. Se establece en adelante y para este ejemplo de aplicación un umbral o sensibilidad,  $\langle S \rangle_{umb}$ , definido a partir del valor mínimo de potencia disponible necesario para el funcionamiento del receptor. Dado que este valor no se halla especificado en los estándares de GSM/GPRS, varias fuentes consultadas coinciden en fijarlo en torno a  $P_{d,umb} = -100$  dBm. De esta manera, y asumiendo una ganancia de la antena unitaria, se relaciona con  $\langle S \rangle_{umb}$  en unidades logarítmicas como

$$10 \log (\langle S \rangle_{umb}) = 18,77 + 10 \log (P_{d,umb}) . \quad (5.13)$$



**Figura 5.17:** Ejemplo en entorno rural (III). Esquema *quadtree*.

De este modo queda estipulada la densidad mínima de potencia requerida en  $\langle S \rangle_{umb} = -111 \text{ dBW/m}^2$ .

En la figura 5.18 se representan los resultados de las simulaciones para la configuración inicial, donde el recorrido del convoy ha sido remarcado en trazo blanco grueso, discontinuo en la parte asociada al túnel. Como puede percibirse, la superposición de los distintos diagramas de las estaciones da origen a un patrón de interferencia con mayor homogeneidad en varias de las regiones y con grandes variaciones en otras.

Parece claro que algunas de las antenas consideradas no tienen interés para el trayecto bajo análisis. Sin embargo, difícilmente esto hubiera sido detectado a priori, al haber una gran dependencia de los resultados con la orografía. Usualmente estas instalaciones tienen como finalidad dar servicio a núcleos rurales específicos de poca población o, como también es aplicable en este escenario, a una autopista. De este modo se justifica la alta direccionalidad y reducido alcance en determinados casos.

Por otra parte, y lo que es de mayor importancia para el proyecto, existen zonas de sombra a lo largo del trayecto que coinciden con la tonalidad negra, correspondiente a niveles inferiores al umbral de densidad de potencia.

En este análisis inicial se concluye, en consecuencia, que existen áreas con deficiencias de cobertura que deberán ser cubiertas mediante la instalación de varias estaciones indepen-





dientes, en consonancia con la separación geográfica de las mismas. Estas áreas pueden ser identificadas como cinco regiones independientes señaladas con círculos grises: la primera, en las proximidades de la factoría más al oeste; la segunda y tercera, situadas en la zona central, son apenas significativas tanto por su poca longitud como por ser prácticamente tangenciales al trazado; la cuarta es la de mayor relevancia en términos de extensión y de localización al no poder ser fácilmente controlada ni desde la cabecera ni desde el fin de la ruta y, por último, la quinta en el interior de la segunda de las fábricas.

Los parámetros más relevantes de las estaciones repetidoras que van a ser empleadas en la optimización han sido extraídos de las hojas de características de un modelo específico, si bien pequeñas variaciones pueden ser admitidas en función del fabricante:

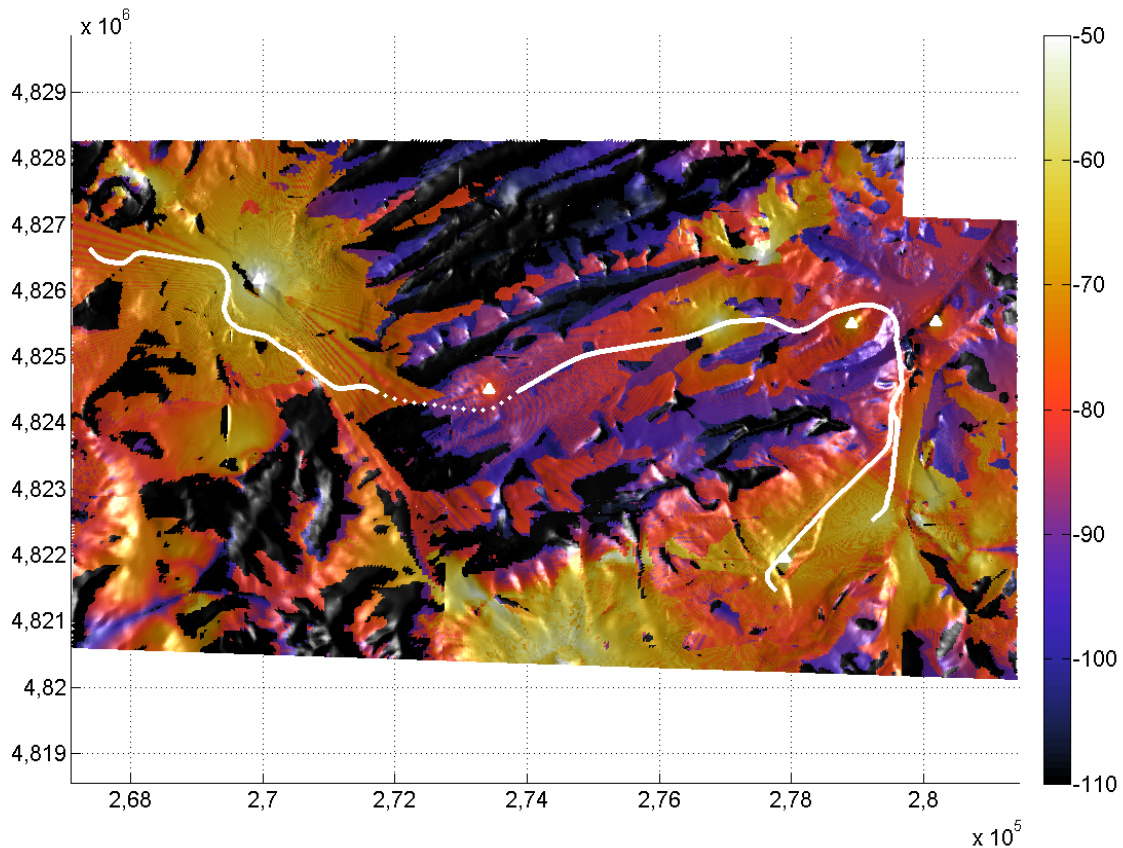
- Cada estación base consta de una única antena, que no tiene asociada ninguna tarea de gestión dentro de la red GSM/GPRS.
- El diagrama de radiación es de tipo isotrópico.
- La potencia máxima de salida que puede ofrecer es de 33 dBm.
- El sistema tiene una ganancia de 105 dB. Esta ganancia no es únicamente debida a la antena, sino que se incluye el efecto de amplificadores internos.
- La sensibilidad es -103 dBm, con lo que cualquier señal a la entrada debe superar este valor para que se produzca una redifusión.
- Fácil configuración e instalación<sup>7</sup>.

Las fases que deben afrontarse para fijar el emplazamiento de una de estas estaciones pasan por:

- Delimitación de las fronteras dentro de las cuales se espera que tenga incidencia el nuevo elemento. Estas pueden corresponderse fácilmente con las elipses grises sobrepuestas en la figura 5.18.
- Localización de posiciones idóneas y descarte de aquellas que tengan asociada alguna traba de razón orográfica u otra.
- Restricción de no superar la altura de 30 m para la torre de sujeción.

---

<sup>7</sup>La instalación no se refiere a la obra civil necesaria para la construcción de la torre de sujeción, así como para alimentación, sino que se restringe a la colocación de la antena una vez que toda la infraestructura esté disponible.

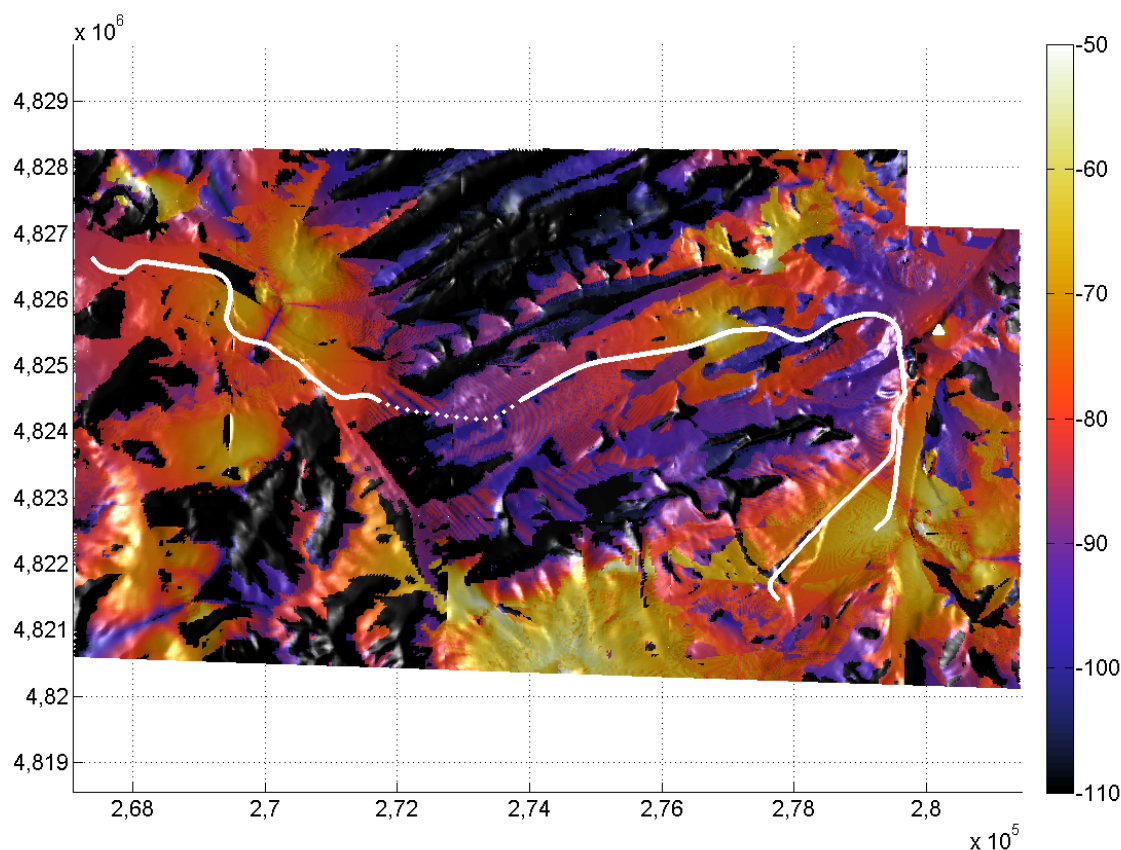


**Figura 5.19:** Ejemplo en entorno rural (V). Densidad de potencia para la red GPRS optimizada con 5 nuevas estaciones, [dBW/m<sup>2</sup>].

Tras ir avanzando de modo progresivo por todos los pasos expuestos, debe asegurarse que el nivel de recepción a la entrada de la antena supera la sensibilidad, pues en caso contrario no tendrá efecto alguno la adición de la nueva réflex. A continuación se ejecutan las simulaciones para cada localización y se combinan para encontrar la mejor solución, fijando como objetivo la máxima cobertura a lo largo de la trayectoria completa.

Finalmente se ha optado por cinco nuevos emplazamientos que se muestran en la figura 5.19, donde son identificados por medio de triángulos blancos. No hay una correspondencia uno a uno entre estación propuesta y área sin cobertura, pues la cuarta de estas necesita de dos, en tanto que la segunda y tercera pueden ser solventadas con una única. De este modo se ha conseguido un escenario en el que la ruta del convoy al completo está por encima del valor  $\langle S \rangle_{umb}$  en la figura 5.19.

Los cinco elementos que se suman a la configuración de partida pueden suponer un desembolso económico importante del cual no se obtuviera la rentabilidad necesaria en ciertas áreas. Tales son los extremos del recorrido, aquellos coincidentes con la localización de las factorías, donde no sería necesario proveer de un nivel superior al umbral para localización, puesto que esta podría realizarse por simple avistamiento. Consecuentemente, se da prioridad

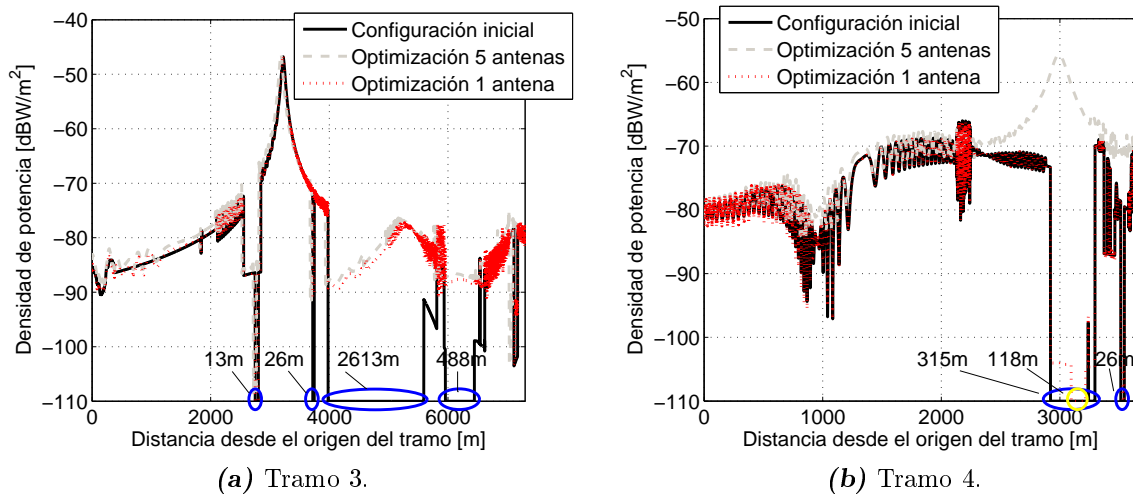


**Figura 5.20:** Ejemplo en entorno rural (VI). Densidad de potencia para la red GPRS optimizada con 1 nueva estación, [dBW/m<sup>2</sup>].

a la solución propuesta sobre el tramo intermedio, resaltado en azul continuo en la figura 5.15 y se obvian los restantes. Para ello, previamente se hace un estudio desglosado en que se evalúa la influencia de cada una de las estaciones incorporadas en el incremento del nivel de campo en la zona de interés. Del mismo se concluye que la antena réflex más oriental emplazada en la fase anterior es la de máximo interés. Por tanto, se selecciona esta y se eleva su altura de los 25 hasta los 27 metros, sin sobrepasar el límite que se había estipulado. Los resultados de simulación se encuentran en la figura 5.20.

Una comparativa detallada de las figuras 5.19 y 5.20 refleja cómo la configuración con una única antena réflex puede ser de interés para solucionar las limitaciones de cobertura en parte del recorrido como se esperaba, pero no en la totalidad del mismo. Si bien es cierto que, residualmente, se ha solventado una pequeña discontinuidad de cobertura en el trazo amarillo con círculos, también debe precisarse que el nivel obtenido en la zona central es inferior al visto con anterioridad debido al refuerzo que suponía la proximidad de otra estación.

Destaca el hecho de que la antena asignada a la segunda factoría sea de ámbito local; es decir, no supone unos cambios drásticos en el entorno de acuerdo con las simulaciones. Esto es consecuencia de que el trazado de la vía en esa zona fue creado ad hoc en medio de una



**Figura 5.21:** Ejemplo en entorno rural (VII). Densidad de potencia para la red GPRS a lo largo de un tramo del recorrido del convoy. Comparación entre la optimización con cinco estaciones y con una única.

elevación y discurre entre dos taludes. Ahí reside la dificultad de alcanzar esa área.

El efecto contrario se evidencia con la estación en la primera de las factorías, pues su posicionamiento en lo alto de una colina implica que ejerza una influencia mucho más destacada sobre los kilómetros iniciales del recorrido. De hecho, podría tratarse de un emplazamiento que provee más cobertura que alguno de los que actualmente están puestos en marcha.

En la figura 5.21 se han representado las densidades de potencia para dos de los tramos (tercero y cuarto) con objeto de ejemplificar lo descrito en el párrafo precedente. En cada imagen se trazan las densidades de potencia frente a la distancia referenciada al punto inicial del tramo para las tres configuraciones manejadas: con todas las estaciones de partida (en negro continuo); con las cinco nuevas antenas sumadas (en gris discontinuo) y con una sola estación para el modelo optimización más eficiente (en rojo punteado). Además se han señalado las longitudes de aquellas zonas en las que no se alcanza el umbral de funcionamiento.

Centrándose, por ejemplo, en la figura 5.21a, que se corresponde con el tramo 3, la configuración inicial manifestaba pérdidas de comunicación a lo largo de un total de 3140 metros repartidos en cuatro bloques, que van desde los 13 metros para el menor hasta los 2613 metros para el mayor. Con cualquiera de las dos propuestas de optimización, pues esa era la meta, estas carencias son puenteadas, exceptuando aproximadamente 8 metros que aún estarían pendientes cuando se opta por una sola antena, lo que se considera asumible dada la longitud del convoy.

Respecto a la figura 5.21b (tramo 4 en el interior de la factoría) originariamente las

carencias apenas alcanzaban los 340 metros. En esta situación se habla de dos discontinuidades casi consecutivas de 315 y 26 metros. Mediante una sola antena adicional para todo el escenario, se consigue eliminar una de ellas y reducir la otra a 118. Forzando un nuevo emplazamiento no solo se suprimen ambas, sino que se aumenta la densidad de potencia. Como se señalaba, la justificación en términos económicos de esta instalación puede ser cuestionada por lo particular de la localización.

En resumen, la optimización de la red GSM/GPRS a 1800 MHz ha constado de distintas fases, entre las que se destacan el modelado del terreno mediante una malla adaptativa extraída de mapas digitales; la creación de diagramas de radiación de las antenas en los planos E y H, ajustándose a las especificaciones de ancho de haz y directividad; la aplicación del método MECA en un escenario con pérdidas sobre un esquema *quadtree* sin limitación en el alcance añadido y la determinación óptima del emplazamiento de estaciones para garantizar la cobertura total a lo largo del trazado completo. Adicionalmente se ha obtenido en este apartado una solución de compromiso entre la cobertura total y la eficiencia económica, mediante un único elemento réflex y se ha efectuado una comparativa entre las dos propuestas sobre los tramos que han sido considerados como de mayor relevancia.

Para culminar, una representación de los niveles de densidad de potencia con todas las estaciones haciendo uso del software de Google Earth [GoogleEarth, 2009] se recoge en la figura 5.22. La aportación desde el punto de vista electromagnético puede no tener excesivo valor, pero se dota de este modo a los resultados de una presentación más atractiva e interactiva<sup>8</sup>, dando acceso a las diferentes funcionalidades de la aplicación (ajuste del grado de transparencia, rotación, zum, etc.).

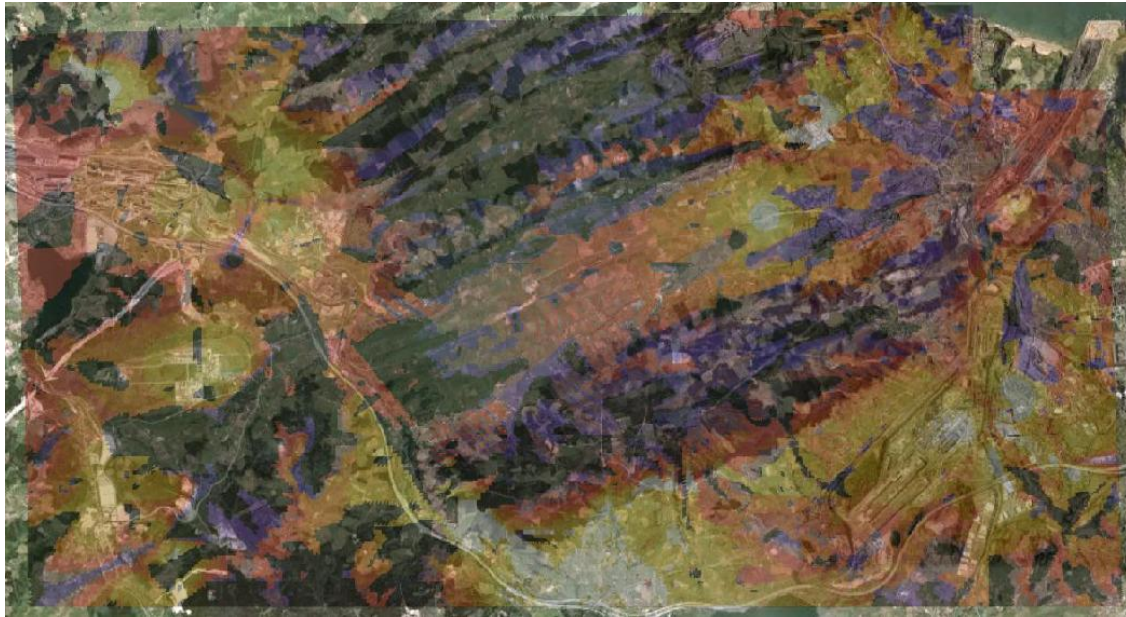
## 5.5. Estudio de cobertura radioeléctrica en un entorno urbano

La relación del Área de Teoría de la Señal y Comunicaciones de la Universidad de Oviedo con la empresa Intelia Consultores, propietaria y desarrolladora del software de cálculo de cobertura Sirenet [Sirenet, 2009], a través de la Fundación CTIC (Centro Tecnológico de la Información y la Comunicación) dio lugar a este ejemplo de aplicación.

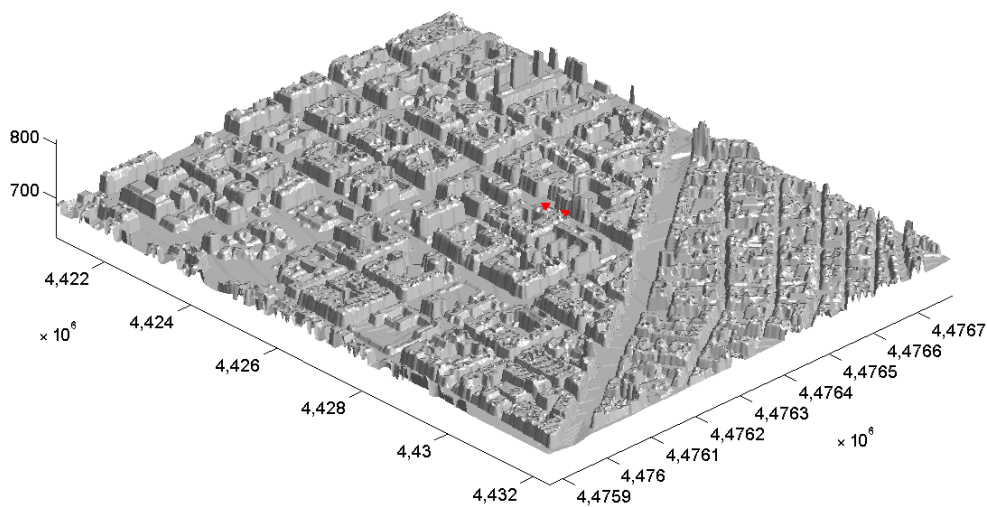
El objetivo consiste en la evaluación de niveles de campo sobre un escenario urbano real donde se localizan dos antenas isotrópicas, una en la azotea y otra adherida a una fachada.

---

<sup>8</sup>La traslación de resultados obtenidos con Matlab a Google Earth como parte del proyecto presentado fue efectuada por Cebrián García González.



**Figura 5.22:** Ejemplo en entorno rural (VIII). Superposición de resultados sobre la imagen de Google Earth.



**Figura 5.23:** Ejemplo en entorno urbano (I). Escenario de trabajo y localización de las estaciones.

Se ha creído de interés su inclusión puesto que el estudio realizado supone un contraste con el entorno rural previo, aun cuando tanto el algoritmo de visibilidad empleado, Método Pirámide, como las expresiones MECA utilizados son los mismos. En la misma línea, supone adoptar una metodología de diagnóstico y no de optimación, pues no se han definido unas metas de cobertura a lograr. De esta manera se quiere dotar al trabajo desarrollado en esta Tesis de un carácter generalista para la resolución en diferentes condiciones.

### 5.5.1. Escenario de trabajo y caracterización de las antenas

En la figura 5.23 se presentan el escenario y la localización de los emplazamientos señalados con triángulos rojos. Se trata de una geometría eléctricamente grande y compleja debido a la alta densidad de edificaciones que se encuentran en la misma, con una superficie en torno a  $1 \text{ km}^2$ . De hecho, se puede diferenciar una zona central en la que se hallan las antenas donde la altura de las construcciones rebasa notablemente la media, en tanto que la región a la derecha de la avenida transversal se caracteriza por un menor número de plantas por vivienda.

En términos globales se ha creado una malla consistente en 522 100 parches triangulares planos y con 384 238 puntos de observación. Estos se han situado a una altura de 1,5 m sobre el nivel de la calle o del tejado, puesto que esas posiciones se han considerado, dada la correspondencia de la frecuencia de trabajo con el sistema de radiodifusión FM, lugares adecuados para la recepción.

El modelo de radiación de la antena impuesto es el propio de campo lejano, por lo que cada uno de los elementos radiantes genera un nivel dependiente únicamente de la distancia entre punto de observación y fuente, tanto para la determinación de su amplitud como para la obtención de la fase. Esto implica que la fuente se convierte en una de tipo puntual sin consideración de campo cercano en sus proximidades.

Dado el número total de facetas, la difícil identificación y diferenciación de materiales, al no haber sido construida la malla importada con cierta regularidad, la caracterización del medio no se ha llevado a cabo con detalle y se ha realizado de manera homogénea como sigue:  $\varepsilon_r = 4,5$ ;  $\mu_r = 1$  y  $\sigma = 0,045 \text{ S/m}$ , que son valores acertados para hormigón, paredes [Barnum, 1971], pavimentaciones, etc.

### 5.5.2. Resultados

Ya que el objeto de este ejemplo es el cálculo de los niveles de campo en una ciudad, con la posición de las antenas fijada de antemano, y no se trata de diseñar una estrategia para la optimización de una red, se pretende hacer una comparativa en este apartado entre diversos esquemas de reflexiones.

El primero de ellos es el básico o fundamental, donde cada faceta en la que se han inducido corrientes equivalentes no nulas radia sobre todos los restantes elementos de la geometría con los que existe visión directa.

Otra opción consiste en realizar una división en dominios radiantes y de observación. Dentro de esta posibilidad, se encuentran la de hacer una identificación de estos dominios de forma manual y la de establecer un modelo jerárquico para su selección (como es la idea de *quadtree*). Asimismo, es posible restringir el área de influencia de cada parche iluminado mediante una limitación en distancia o por nivel de campo eléctrico.

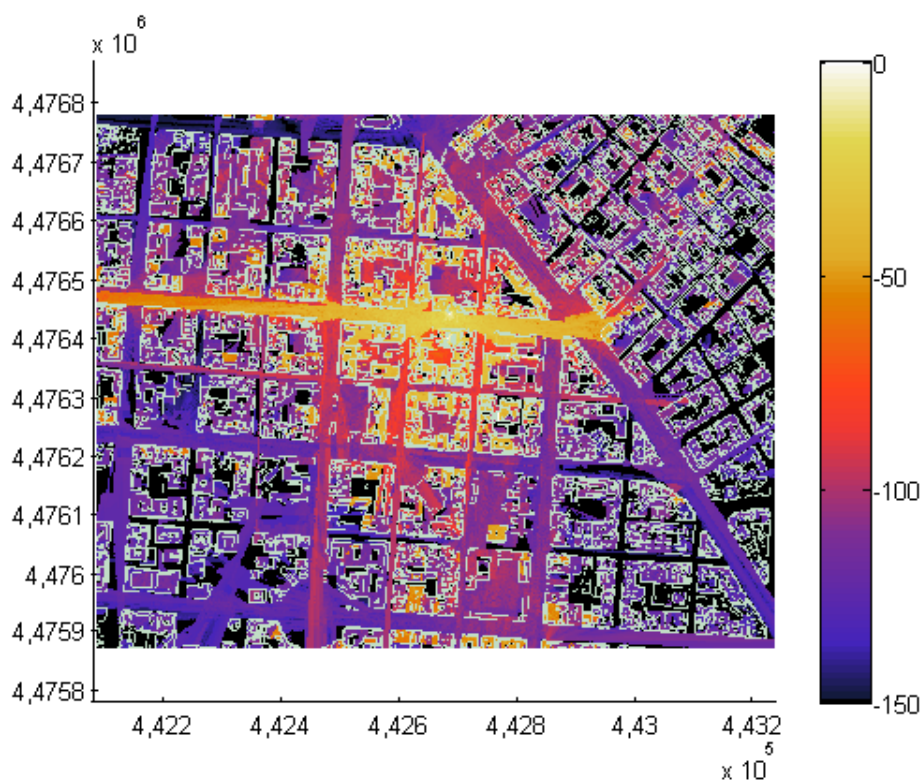
#### 5.5.2.1. Evaluación faceta a faceta

Tras la aplicación de MECA, con la radiación de corrientes equivalentes tanto eléctricas como magnéticas, los resultados de iluminación sumados a la contribución de la primera reflexión se representan en la figura 5.24. En el caso de la reflexión, y en la imagen anteriormente referida, los valores de densidad de potencia normalizada respecto a su máximo han sido calculados faceta a faceta; es decir, no se ha realizado ninguna agrupación de parches en bloques como se proponía en la sección 5.1.1. Por el contrario, se ha determinado para cada faceta vista desde una de las antenas cuáles son los restantes elementos de la geometría con los que hay visión directa. Así no hay limitación alguna en lo que se refiere al alcance. El tiempo de cómputo medido es de 106,9 segundos para cada faceta en una de las antenas, lo que constituye un total de 283 horas, y de 152,7 segundos por faceta para la otra, suponiendo un lapso de 779,7 horas. Como se indica en la tabla 5.1, el mapa ha requerido de 1062,7 horas.

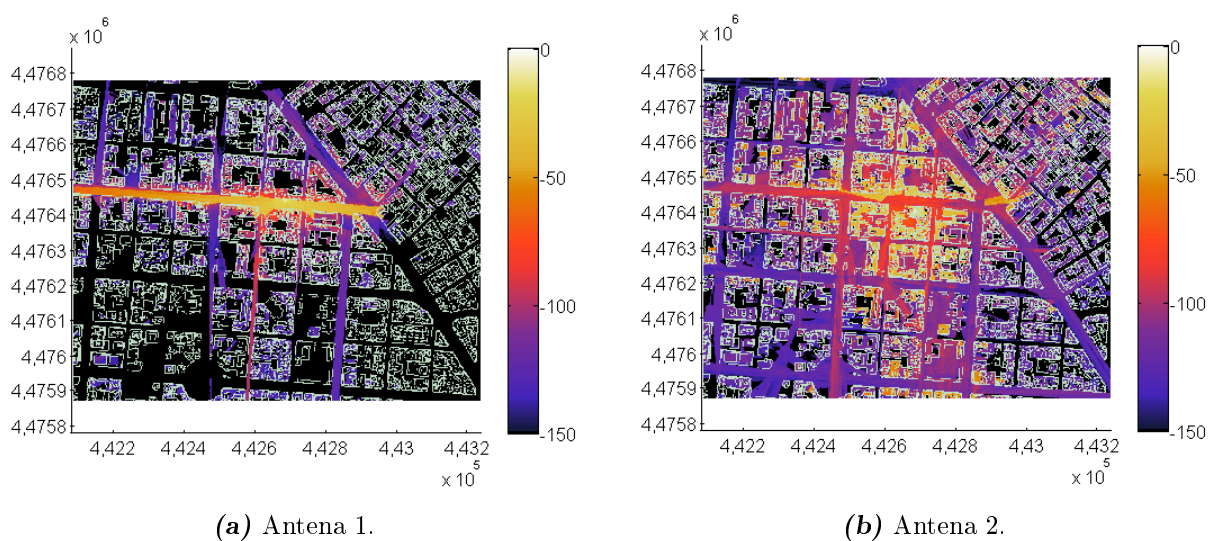
En la figura 5.25 se ha desglosado la contribución de cada una de las antenas, manteniendo el nivel de normalización como el valor máximo de densidad de potencia obtenido con la suma de ambas estaciones de la situación previa. Tal y como se ve, la primera de ellas tiene una especial influencia sobre la misma calle en que se encuentra y sus aledaños debido a la visión directa sobre una de las vías transversales, en tanto que en el resto predominan los efectos de reflexión. La segunda, por el contrario, al estar situada en una azotea genera un nivel de campo no nulo en puntos de observación que se hallan prácticamente repartidos por toda la geometría, si bien mayoritariamente en los tejados de manera directa y en el resto del trazado por reflexión.

Las imágenes mostradas a lo largo de este ejemplo de aplicación representan la densidad de potencia normalizada con un margen dinámico de 150 dB. Con ello se ha querido que permaneciese latente la posibilidad de fijar la sensibilidad de recepción en un amplio rango de valores y, por tanto, establecer la frontera entre cobertura y no cobertura de manera directa atendiendo a las especificaciones concretas que pudieran estipularse.





**Figura 5.24:** Ejemplo en entorno urbano (II). Densidad de potencia total normalizada generada por las dos antenas, [dB].



**Figura 5.25:** Ejemplo en entorno urbano (III). Densidad de potencia total normalizada generada por las dos antenas de manera independiente, [dB].

### 5.5.2.2. Descomposición del escenario de trabajo

Como se apuntaba al inicio de este ejemplo, se efectúa una división de la geometría en dominios de radiación y dominios de observación. En el caso de la descomposición manual, la distribución de dominios radiantes se ha realizado en función de cuáles eran las facetas que tenían visión directa desde las antenas y atendiendo a la orientación de las calles dentro del mapa (los dominios debían ser, por sencillez de implementación, rectangulares).

La configuración que se presenta en la figura 5.26a ha sido completada tras varias fases previas de prueba y error. En ella se marca cada uno de los 29 dominios radiantes con un trazo discontinuo azul y numerados en un color determinado. Los 37 dominios de observación asociados han sido representados con línea continua y en el mismo tono que el número del dominio radiante al que pertenecen.

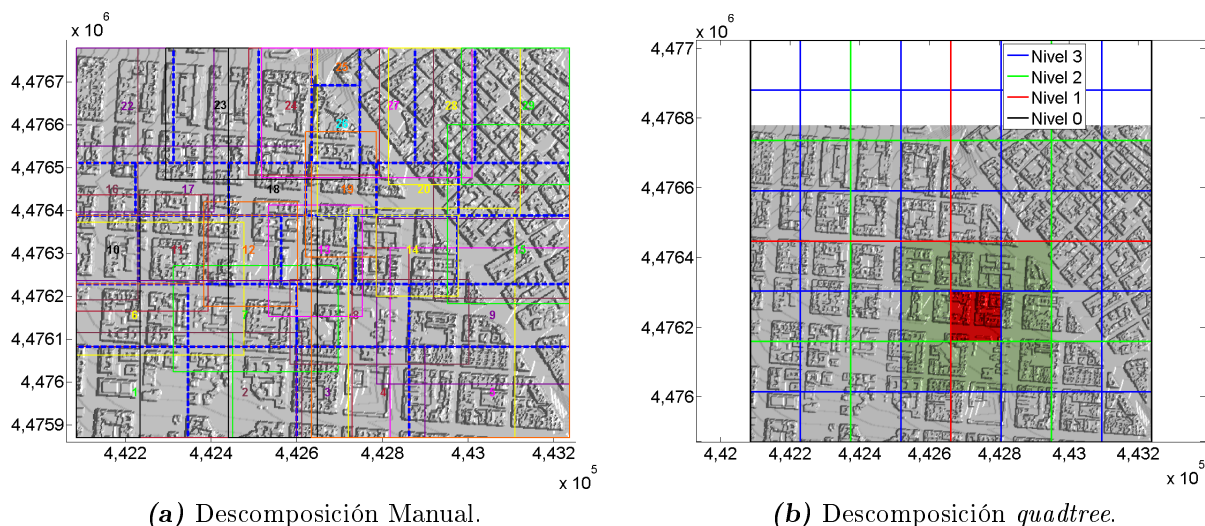
Merecen una atención particular aquellos dominios de radiación que, por su localización en una intersección de calles, requieren de más de un dominio de observación, cada uno de los mismos conteniendo uno de sus lados a modo de cruz, como es el número 19. Por otro lado, tiene un tratamiento especial el bloque de radiación 25, en el sentido de que rompe con la tendencia de todos los demás dentro de su misma fila, donde se mantiene una longitud a lo largo del eje de ordenadas constante. El fundamento estriba en que contiene un edificio que sobrepasa ampliamente en altura a todos aquellos de su entorno inmediato y, en consecuencia, la reflexión en su fachada origina niveles de potencia en el extremo inferior derecho del mapa. Cualquier otra descomposición o limitación en alcance medianamente restrictiva no tendrá en consideración lo anterior, pues equivale a definir dominios de observación de unas dimensiones próximas a las del escenario completo.

En cuanto a la descomposición *quadtree*, la idea de la sección 5.4.3 se repite en la figura 5.26b con 4 niveles. Cada celda de tamaño menor tiene un lado de longitud igual a 143,8 metros, de modo que 48 de ellas están completamente cubiertas por elementos de la ciudad mientras que otras 8 solo lo están parcialmente. El número de vecinos cercanos que se define para constituir el dominio de observación, con una extensión total de 186 110 m<sup>2</sup>, es 1 y así se manifiesta en la misma imagen donde aparecen resaltadas en verde las 8 celdas en torno al dominio de radiación en rojo.

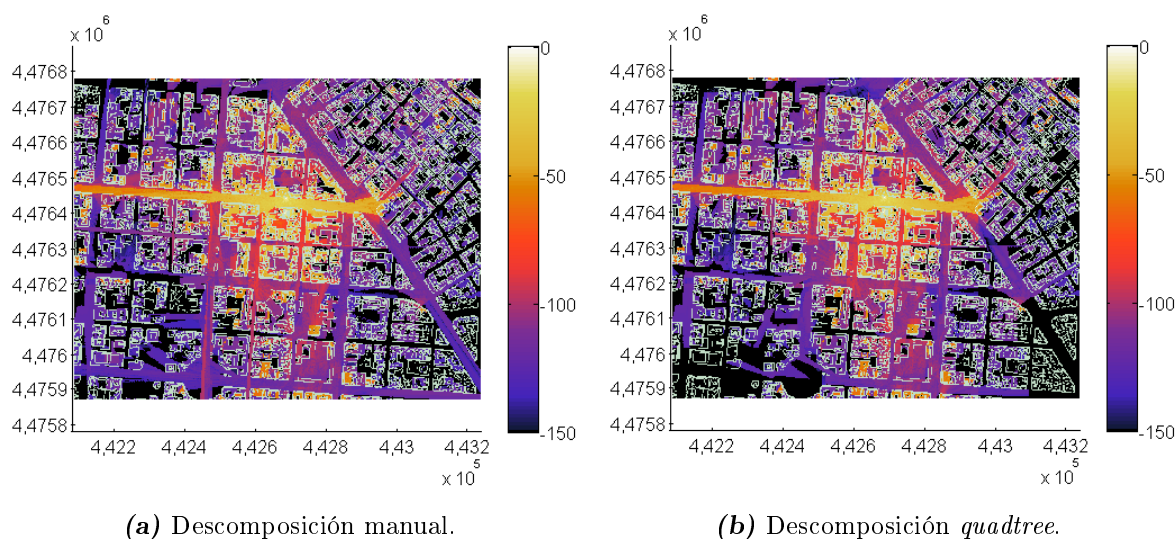
Los resultados de densidad de potencia normalizada para las dos antenas<sup>9</sup> con las mismas contribuciones de la evaluación faceta a faceta se representan en la figura 5.27. A la

---

<sup>9</sup>En adelante, con objeto de no duplicar el número de figuras de este apartado, se opta por reproducir únicamente las imágenes correspondientes a las dos antenas de manera conjunta y no independiente. Se considera que esta decisión no resta rigurosidad a la comparativa que se efectúa para los esquemas de división de la geometría o limitación en alcance.



**Figura 5.26:** Ejemplo en entorno urbano (IV). Descomposición del escenario en dominios radiantes y de observación.



**Figura 5.27:** Ejemplo en entorno urbano (V). Densidad de potencia total normalizada generada por las dos antenas, [dB]. Descomposición en dominios.

izquierda, en la figura 5.27a, se muestra la simulación para la descomposición manual en consonancia con la demarcación de dominios vista con anterioridad, en tanto que a la derecha, en la figura 5.27b, los resultados corresponden al esquema *quadtree*. Es perceptible que se encuentran algunas diferencias a lo largo de varias calles de la ciudad, motivado por la restricción de alcance de los dominios de observación en el *quadtree*. De hecho, se puede observar algún corte abrupto en la propagación debido precisamente a este motivo, el cual puede ser solventado ampliando el número de vecinos cercanos del esquema. Sin embargo, de esta manera también se incrementaría el tiempo de cómputo. En contraposición, las regiones colidantes a las antenas tienen para ambas divisiones un grado de similitud muy elevado, en concreto refiriéndose a la mitad superior del escenario.

### 5.5.2.3. Limitaciones en el alcance

El planteamiento de las limitaciones en alcance que se abordan para este ejemplo tiene como base el análisis faceta a faceta; es decir, no existe una división en bloques de la geometría adicional, como bien podría haberse incluido. No obstante, se juzgó que la combinación de ambas técnicas podría conducir a desvirtuar la apreciación de los efectos de cada una por separado.

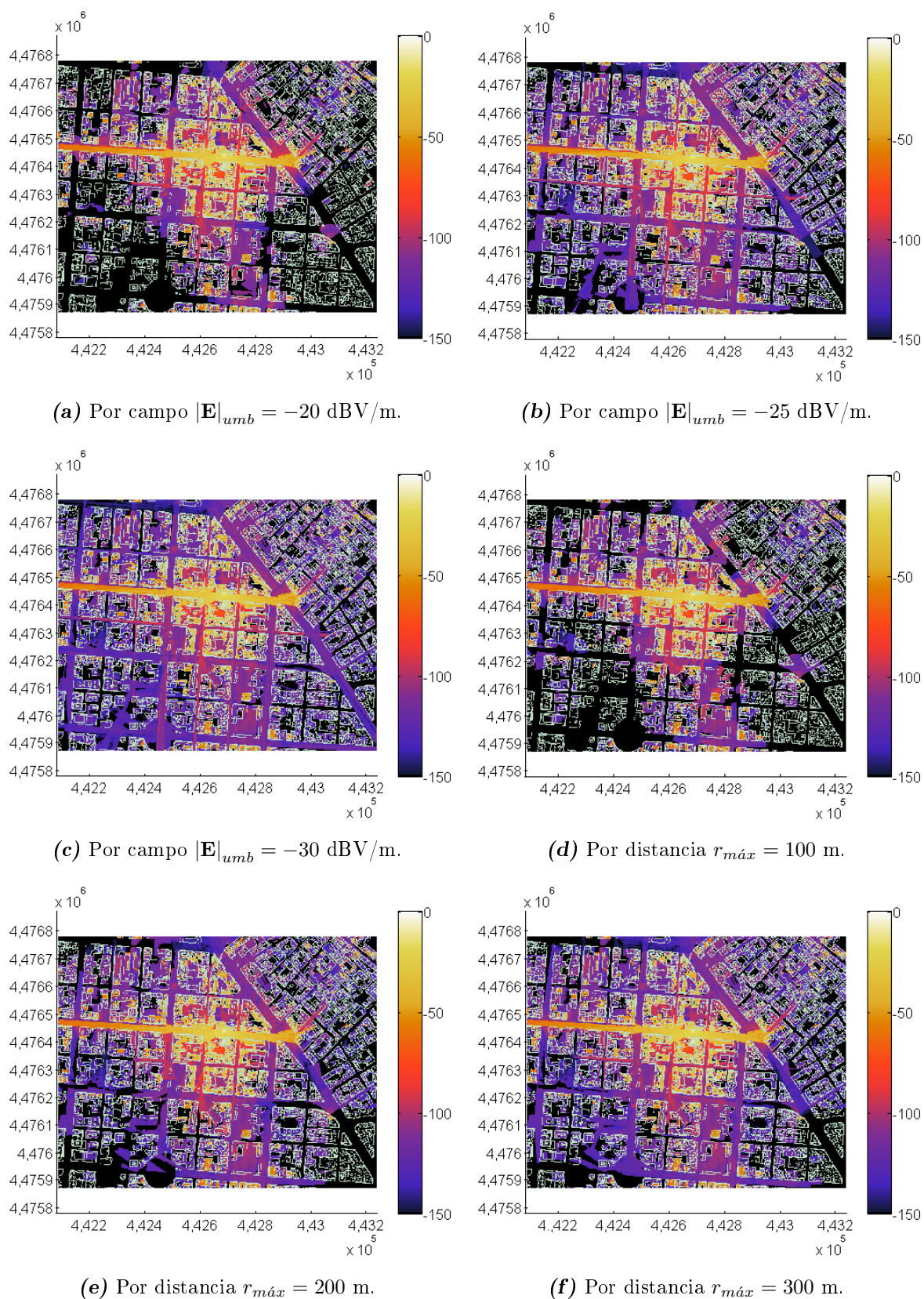
La limitación en alcance por umbral (véase la sección 5.1.2.2) se lleva a cabo utilizando como umbral la variable intensidad de campo eléctrico  $|\mathbf{E}|_{umb}$ . Se establecen tres límites por debajo de los cuales no se considerará la reflexión en aquellas facetas con tal nivel de incidencia: -20 dBV/m, -25 dBV/m y -30 dBV/m. La evaluación de densidad de potencia normalizada se presenta en las figuras 5.28a, 5.28b y 5.28c respectivamente.

Es clara la evolución de las imágenes con un recorrido por los umbrales de mayor a menor, no naturalmente en el área central, sino en las esquinas inferiores izquierda y derecha que son las principales afectadas. La última de ellas es la que ofrece unos niveles que alcanzan más superficie pero no por ello necesariamente inferiores a los mínimos detectados en las dos anteriores. Una vez más, la concordancia entre puntos de observación con niveles de hasta -60 dB, independientemente de su localización, es muy alta entre cualesquiera de las gráficas.

Como ejemplificaciones de la limitación en alcance por distancia se insertan tres nuevas configuraciones, donde el máximo radio de acción  $r$  para cada una de las facetas iluminadas es de 100, 200 y 300 metros. Los resultados se hallan en las figuras 5.28d, 5.28e y 5.28f. El supuesto  $r = 200$  m es muy similar al del *quadtree* al tener un área de influencia de dimensiones parecidas. Sin embargo, se quiere remarcar que, mientras que en el segundo el dominio de observación es siempre el mismo para cualquier parche del de radiación, en el primero, este es adaptativo. Es manifiesta la tendencia, conforme aumenta la distancia límite, a converger con el análisis faceta a faceta de la figura 5.24.

### 5.5.2.4. Análisis comparativo de metodologías

En la tabla 5.1 se muestra un resumen de los tiempos consumidos para cada una de las estaciones del escenario, así como para las diferentes configuraciones de descomposición planteadas y las limitaciones propuestas. La primera fila contiene el número de horas requeridas por el método de referencia, siendo el asociado a la segunda de las antenas siempre superior al de la primera debido al emplazamiento de la misma.



**Figura 5.28:** Ejemplo en entorno urbano (VI). Densidad de potencia total normalizada generada por las dos antenas, [dB]. Limitaciones en alcance.

		Tiempos [horas]		
		Antena 1	Antena 2	Total
<b>Faceta a faceta</b>		283,0	779,7	1062,7
<b>División en dominios</b>	Manual	15,7	30,7	46,4
	Quadtree	11,5	20,4	31,6
<b>Limitación en campo [dBV/m]</b>	$ E =-20$	70,5	42,9	113,4
	$ E =-25$	194,4	262,6	457,0
	$ E =-30$	270,3	675,6	945,9
<b>Limitación en distancia [m]</b>	$r=100$	2,5	3,7	6,2
	$r=200$	11,8	14,2	26,0
	$r=300$	30,5	51,3	81,8

**Tabla 5.1:** Ejemplo en entorno urbano (I). Tiempos de cómputo.

Se hace evidente la reducción temporal sufrida al incluir varios dominios en la propia ciudad: en torno a 20 veces menos para la Antena 1 y aproximadamente 30 veces para la Antena 2. Dentro de la misma categoría existe una diferencia de unas 15 horas sobre el tiempo total a favor de la descomposición *quadtree*. Esta diferencia se vería acrecentada si se tienen en consideración las operaciones de definición de dominios, que no se efectúa de manera automática.

En lo referente a la limitación de alcance por umbral, un decremento de 5 dB en ese valor da lugar a una importante variación en los tiempos de ejecución. Estos son más próximos, en general, a los del cómputo faceta a faceta que a los de la división en dominios. No sucede así cuando la limitación es en distancia. En estos casos la tasa de reducción de tiempos es notablemente superior, cifrando en 81,8 horas, cuando  $r = 300$  m, la simulación de ambas antenas<sup>10</sup>.

Una vez que se ha dejado constancia de la mejora computacional que es posible alcanzar, se muestran los errores atribuidos a cada una de las metodologías en términos absolutos y relativos. Para ello se ha dividido el margen dinámico  $[-150$  dB,  $0$  dB] en diez tramos, ya que no es igual de trascendente un error absoluto de, por ejemplo, 7 dB sobre el primero que sobre el último. Además, de este modo, queda caracterizada la escala completa, lo cual será de especial interés en el instante en que se establezca el nivel de sensibilidad de los receptores.

Calculado el error para cada punto de observación, se promedian los del tramo corres-

<sup>10</sup>El área de influencia de cada faceta iluminada cuando  $r_{m\acute{a}x} = 300$  m es aproximadamente de un cuarto del total de la superficie del escenario.

		Error absoluto [dB] Media/Desviación				Error relativo [%] Media	
		Manual	Quadtree			Manual	Quadtree
Densidad Pot. Normalizada [dB]	-150/-134	1,26/3,87	1,44/4,14	Densidad Pot. Normalizada [dB]	-150/-134	0,91	1,03
	-134/-118	7,07/9,08	11,40/11,01		-134/-118	5,68	9,16
	-118/-102	6,28/8,16	7,93/10,61		-118/-102	5,71	7,20
	-102/-86	6,39/7,83	8,55/12,18		-102/-86	6,65	8,81
	-86/-70	6,16/6,27	5,30/5,13		-86/-70	7,57	6,54
	-70/-54	1,98/2,86	2,68/2,81		-70/-54	3,37	4,61
	-54/-38	1,85/2,91	1,82/3,04		-54/-38	4,02	3,82
	-38/-22	0,67/1,55	0,10/0,57		-38/-22	2,03	0,29
	-22/-6	0,22/0,25	0,013/0,020		-22/-6	1,20	0,070
	-6/0	0,056/0,052	0,0074/0,0083		-6/0	0,87	0,049

(a) Error absoluto.

(b) Error relativo.

**Tabla 5.2:** Ejemplo en entorno urbano (II). Errores absoluto y relativo de las descomposiciones manual y *quadtree* respecto a la evaluación faceta a faceta.

pendiente, se obtiene la desviación típica del error absoluto, resultando en los datos que aparecen en las subsiguientes tablas. Naturalmente se ha empleado como referencia para estos cálculos el nivel determinado por la configuración de interacción faceta a faceta, sin definición de dominios.

En las tablas 5.2a y 5.2b se recogen los errores absoluto y relativo, respectivamente, atribuidos a la descomposición manual y *quadtree* caracterizados a través de su valor medio y su desviación típica. Este último modelo genera mayores errores en aquellas regiones donde los niveles de densidad de potencia normalizada no superan los -86 dB. De este hecho ha quedado constancia en la figura 5.27. En contraposición, el comportamiento de la implementación manual produce mayores errores en zonas más cercanas al máximo localizado en el área central del mapa. Sin embargo, los errores relativos son tan pequeños que pueden asumirse como equivalentes, a efectos prácticos, los de ambas descomposiciones. Debe valorarse, por tanto, la relación entre el tiempo consumido y los errores asociados para la elección de una de estas dos técnicas.

Se agrupan en las tablas 5.3 y 5.4 los errores de las configuraciones con limitación en alcance. Aquellas con un umbral de campo más elevado o una distancia menor producen mayores discrepancias con los valores de referencia. No cabe duda de que la mejor opción presentada es la de  $|\mathbf{E}|_{umb} = -30$  dBV/m en términos de error. Sin embargo, el coste temporal es bastante próximo al de partida, por lo que habría que valorar también este aspecto.

		Error absoluto [dB] Media/Desviación					
		Limitación en campo [dBV/m]			Limitación en distancia [m]		
		$ E =-20$	$ E =-25$	$ E =-30$	r=100	r=200	r=300
Densidad Pot. Normalizada [dB]	-150/-134	1,79/4,31	1,11/3,44	0,52/2,05	1,67/4,21	1,31/3,82	1,09/3,35
	-134/-118	22,5/8,29	9,39/10,14	3,09/4,73	20,43/9,82	12,23/11,05	8,57/10,04
	-118/-102	17,49/16,35	5,93/7,44	5,99/6,35	16,65/15,94	9,54/11,23	7,57/8,90
	-102/-86	11,63/15,27	6,18/6,64	4,73/4,70	16,59/17,86	11,60/12,96	10,18/10,66
	-86/-70	5,02/6,75	6,04/6,90	3,31/2,49	8,45/9,37	8,70/8,32	8,20/8,51
	-70/-54	2,65/2,66	1,09/2,27	0,50/2,85	3,36/3,18	2,83/3,37	2,49/3,27
	-54/-38	0,80/1,62	0,21/0,61	0,0097/ 0,034	3,74/3,81	2,04/3,01	1,10/2,39
	-38/-22	0,11/0,29	0,024/0,065	8,57e-4/ 0,0023	1,43/2,48	0,12/0,44	0,029/0,069
	-22/-6	0,024/0,038	0,0034/ 0,0055	4,22e-4/ 6,45e-4	0,090/0,13	0,014/0,020	3,49e-3/ 5,37e-3
	-6/0	0,021/0,040	0,0055/ 0,0060	1,80e-4/ 2,42e-4	0,036/0,044	0,014/0,018	5,36e-3/ 5,63e-3

Tabla 5.3: Ejemplo en entorno urbano (III). Error absoluto de las limitaciones en el alcance respecto a la evaluación faceta a faceta.

		Error relativo [%] Media					
		Limitación en campo [dBV/m]			Limitación en distancia [m]		
		$ E =-20$	$ E =-25$	$ E =-30$	r=100	r=200	r=300
Densidad Pot. Normalizada [dB]	-150/-134	1,29	0,80	0,37	1,20	0,94	0,78
	-134/-118	18,23	7,53	2,51	16,50	9,83	6,90
	-118/-102	15,80	5,39	5,48	15,10	8,87	6,90
	-102/-86	11,95	6,44	4,14	17,16	12,02	10,56
	-86/-70	6,14	7,38	5,82	10,33	10,68	9,8
	-70/-54	4,57	1,82	0,76	5,81	4,83	4,21
	-54/-38	1,64	0,44	0,020	8,20	4,35	2,27
	-38/-22	0,33	0,070	2,58e-3	4,12	0,34	0,084
	-22/-6	0,13	0,020	2,37e-3	0,49	0,079	0,020
	-6/0	0,085	0,017	2,14e-3	0,37	0,059	0,013

Tabla 5.4: Ejemplo en entorno urbano (IV). Error relativo de las limitaciones en el alcance respecto a la evaluación faceta a faceta.

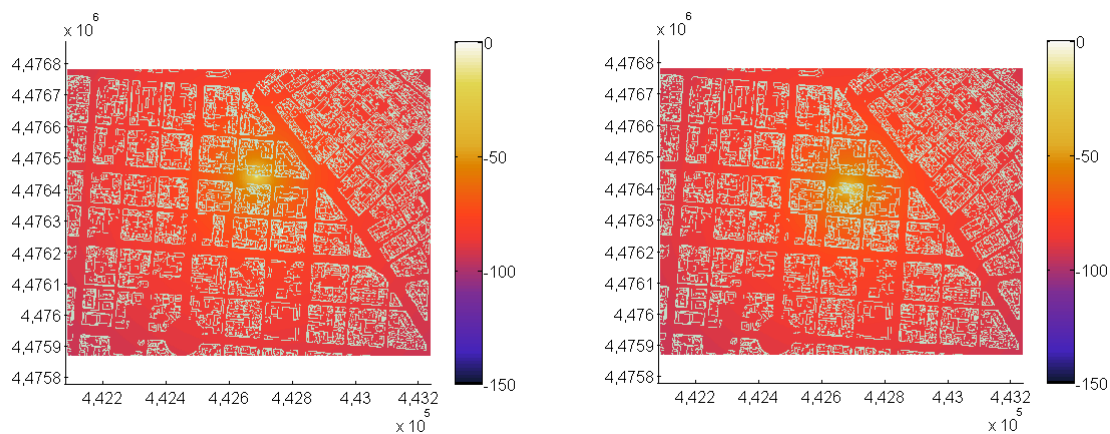


Para aquellas configuraciones con tiempos cercanos, el decantarse por una u otra está condicionado por cuáles son los tramos que se crean de máxima relevancia. Así, centrándose en aquella para la cual  $|\mathbf{E}|_{umb} = -20$  dBV/m, en el margen -102/-86 dB tiene un error absoluto medio de 11,63 dB y de 5,02 dB en el comprendido entre -86 y -70 dB. Si se focaliza en la limitación tal que  $r_{m\acute{a}x} = 300$  m las tornas se vuelven, pues los errores absolutos se cifran en 10,18 y 8,20 dB respectivamente. De entre las posibilidades analizadas sí podría afirmarse que las más semejantes entre sí en resultados son la configuración *quadtree* y la asociada  $r_{m\acute{a}x} = 200$  m. En este caso saldría vencedora por 5,6 horas la última.

Una característica que debe permanecer presente es que la eficiencia de las distintas técnicas depende del escenario de trabajo. Esto significa que para entornos urbanos similares sí sería admisible extrapolar las conclusiones que de aquí puedan ser extraídas, pero que el funcionamiento no es directamente trasladable a, por ejemplo, un entorno rural. Precisamente la selección de una ciudad para esta batería de pruebas atendía a la mayor dificultad de definir dominios de radiación y de observación y de ajustar parámetros como la distancia de alcance máximo o el nivel umbral que en contextos donde los escenarios puedan tener una variación menos abrupta. En consecuencia, se predice para entornos suburbanos o rurales unos errores inferiores, en líneas generales.

Para culminar con este ejemplo, se incluyen en la figura 5.29 las simulaciones del mismo escenario e idéntica disposición de las estaciones base con el método Okumura-Hata [Okumura et ál., 1968; Hata, 1980]. En esta ocasión se muestran por separado las dos antenas.

Se observa cómo los niveles de densidad de potencia obtenidos no guardan apenas relación con resultados como los de las figuras 5.24 y 5.25. No obstante, si bien el máximo es comparable al determinado en la figura 5.25a (el factor de normalización es el mismo al aplicado al resto de las gráficas), la distribución de campo tiende claramente a la de espacio libre, pues apenas se percibe alguna variación por la presencia de las edificaciones. En la misma línea, el mapa de cobertura es muy similar para ambas antenas, en tanto que se ha visto cómo la localización de la denotada como Antena 1, que está situada en una fachada, tendría un alcance menor que la Antena 2. Además predice unos valores más elevados para regiones no próximas a los elementos radiantes que el método determinístico MECA.



(a) Antena 1.

(b) Antena 2.

**Figura 5.29:** Ejemplo en entorno urbano (VII). Densidad de potencia total normalizada con el método empírico de Okumura-Hata, [dB].

# Conclusiones y líneas futuras

---

El trabajo contenido en esta Tesis Doctoral, “Evaluación de niveles de campo electromagnético en entornos rurales/urbanos mediante técnicas de procesamiento geométrico y método MECA (*Modified Equivalent Current Approximation*)”, se centra en el desarrollo del método determinístico de alta frecuencia MECA para la determinación de cobertura radioeléctrica en diferentes tipos de escenarios. Su origen está ligado al despliegue de la telefonía móvil de segunda y tercera generaciones, de la televisión digital terrestre y de otros sistemas de comunicaciones vía radio.

En el capítulo 2 se presentaron los algoritmos de cálculo de visibilidades que deben complementar a la obtención de corrientes equivalentes para distinguir qué puntos del escenario tienen visión directa de la fuente, bien sea esta una antena o una faceta sobre la que se genera reflexión. Se analizaron cuatro métodos, de los cuales solo uno fue tomado de la bibliografía, el *Binary Space Partitioning*. Se contrapuso la máxima precisión del Método Recorte a la rapidez del Método Pirámide o del Método Cono, a través de un ejemplo consistente en dos esferas. La aplicación de cualquiera de los algoritmos anteriores no se restringe al ámbito del electromagnetismo, sino que tiene cabida en otras áreas como las ya citadas en la introducción. La exposición detallada de la formulación deja abierta al usuario cualquier tipo de implementación, ya sea CPU o GPU.

El método MECA determina unas corrientes equivalentes eléctricas y magnéticas a partir de la incidencia oblicua de una onda sobre cualquier material. Con ánimo de simplificar el desarrollo, se descompuso en sus componentes TE y TM, para las cuales se obtuvieron los respectivos coeficientes de reflexión a partir de la relación de dispersión general. Finalmente se sumaron ambas contribuciones para calcular  $\mathbf{J}$  y  $\mathbf{M}$ .

Respecto de otras ampliaciones de Óptica Física, MECA establece el valor de las corrientes en función del ángulo que forman la normal a la superficie y el vector de propagación, no simplemente mediante una relación en la que el coeficiente de reflexión aparece como un factor multiplicativo de las corrientes clásicas de PO. Este hecho hace extensiva la formulación a cualquier incidencia. Más aun, se particularizan las expresiones de los campos dispersados para una faceta plana triangular, sobre la cual se supone una distribución de corriente con amplitud constante y fase lineal. De este modo es posible una resolución analítica.

A través del proceso de validación, se llevó a cabo una comparativa de resultados MECA frente a soluciones analíticas o técnicas de onda completa, entre las que destaca SDFMM, sobre un gran número de geometrías (canónicas, superficies rugosas, infinitas). Con y sin la inclusión de la difracción a través del método MEC, se pudo verificar un alto grado de ajuste en los valores de RCS en general, siendo este menor para incidencias más próximas a la dirección rasante, como sucede con PO. Se completó el análisis con un estudio de la influencia de la polarización de la onda y del ángulo de incidencia. En ambas situaciones se concluyó un correcto funcionamiento de las rutinas MECA.

En el capítulo 5, se describieron las técnicas de aceleración basadas en la división de la geometría mediante una descomposición manual o jerarquizada con *quadtree*. Junto con las dos metodologías de limitación del alcance, por umbral o distancia, se consiguieron reducciones temporales importantes permitiendo fijar el máximo error asumible, pudiendo evaluar entornos urbanos y rurales de un tamaño considerable en cuestión de horas.

Los distintos ejemplos de aplicación mostraban cómo el método MECA, en conjunción con el algoritmo seleccionado de cálculo de visibilidades, permite tanto la diagnosis como la optimización de redes en entornos rurales así como urbanos. Los resultados, en términos de densidad de potencia, fueron presentados de manera independiente para cada una de las estaciones base o de forma conjunta. Además se posibilitaba el análisis sobre tramos específicos de trayecto o puntos de observación concretos.

Asimismo se introdujo un entorno interior, como es el vagón de un tren, para poner a prueba el método en un contexto en el que no se verifican necesariamente las condiciones de aplicabilidad. La adición progresiva de paredes al modelo dificultaba la convergencia del Método de los Momentos, al tiempo que los niveles de campo se distanciaban de los de la técnica de alta frecuencia, en especial en regiones alejadas de la fuente.

La interfaz gráfica presentada en el anexo B constituye un apoyo de fácil manejo y guiado para la ejecución de las simulaciones en diferentes escenarios y que aglutina todas las funcionalidades que han sido incluidas en esta Tesis.

## 6.1. Líneas futuras

Las líneas futuras de trabajo dentro del ámbito de interés que se aborda en esta Tesis se centran principalmente en cuatro aspectos bien diferenciados:

**Campañas de medidas:** En el capítulo 4 se apuntaban las dificultades para llevar a cabo campañas de medidas que pudieran ser empleadas para contrastar los resultados generados por MECA. No obstante se solventó este punto mediante simulaciones de diferentes ejemplos. Aun así, no se descarta y sería beneficioso, poder contar con medidas, en primera instancia, en entornos controlados. En una fase posterior, el desarrollarlas en exteriores sería de utilidad para introducir modificaciones empíricas sobre el método determinístico. Estas podrían referirse a la selección de un tipo de suelo particular, una vegetación o densidad arbórea específica, condiciones climáticas, mobiliario urbano o influencia del tráfico.

**Transmisión:** Las contribuciones estudiadas se refieren a la iluminación directa, reflexiones y difracción. Sin embargo, existe otro fenómeno como es el de transmisión a través de un medio de grosor finito que no se ha tenido en cuenta. Podría plantearse la obtención de unas corrientes equivalentes para determinar los niveles de campo en el interior de edificios provenientes de antenas exteriores. En este punto cobrará especial relevancia la precisa caracterización de los materiales, que condicionará el índice de penetración de la señal.

**Difracción en dieléctricos:** El fenómeno de difracción ha sido expuesto para superficies PEC, las cuales permiten la evaluación de una expresión analítica dependiente de los ángulos de incidencia, difracción o el propio de la cuña. En la literatura, cuando se trabaja con caracterizaciones como dieléctricos o medios con pérdidas, solo se resuelven configuraciones concretas (ángulos de cuña y/o impedancias muy específicos). Para el resto, se proponen soluciones numéricas. En el período de gestación de esta Tesis ha habido intentos por incluir esta formulación pero los problemas de validación, contraste y complejidad computacional han hecho que finalmente no se considere. Dos caminos son factibles: mantenerse actualizado sobre nuevos avances o hacer una inmersión directa en la temática e intentar un desarrollo propio.

**Paralelización y aceleración de códigos:** En varias ocasiones se ha reiterado la idea de desarrollar un código no dependiente de las posibilidades de cálculo del ordenador o de los servidores. No obstante, no tiene por qué esta opción ser incompatible con una herramienta específica y dedicada que se pueda fundamentar en la presentada en el capítulo 5 y en el anexo B. En este contexto, la aceleración de códigos mediante

una ejecución distribuida o paralela sería de gran interés para rebajar los tiempos expuestos en los ejemplos de aplicación. Así Matlab permite estas operaciones mediante librerías que han sido incorporadas en sus últimas versiones. Del mismo modo, podrían aprovecharse aquellas rutinas catalogadas como críticas e implementadas en el lenguaje C. Como alternativa puede sugerirse la programación en GPU como se relataba en el capítulo 1. En este contexto, la tecnología NVIDIA CUDA [CUDA Zone, 2007] permite el desarrollo de aplicaciones, basadas en lenguaje C e integrables en Matlab, para la resolución de problemas en GPU multinúcleo, aprovechando de este modo el procesamiento en paralelo. Ambas opciones, que no eran objeto de esta Tesis, escalan posiciones dentro del ámbito científico y pueden por sí mismas constituir una línea de investigación con innumerables aplicaciones en cualquier campo tecnológico.

# Lista de publicaciones

---

## Publicaciones relacionadas con esta Tesis

### Internacionales

1. Meana, J. G., Martínez-Lorenzo, J. Á., y Las-Heras, F., ‘DIRECT: Deterministic radioelectric coverage tool’, en revisión en *IEEE Antennas and Propagation Magazine*.
2. Martínez, D., Valledor, P., Quiroga, J., Meana, J. G., Las-Heras, F. y Campos, A., ‘GIS-Telecom: radioelectric simulator with innovative 3D visualization engines’, en revisión en *IEEE Transactions on Visualization and Computer Graphics*.
3. Meana, J. G., Martínez-Lorenzo, J. Á., Rappaport, C. y Las-Heras, F., ‘Wave scattering by dielectric and lossy materials using the Modified Equivalent Current Approximation (MECA)’, aceptado para su publicación en *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*.
4. Meana, J. G., Martínez-Lorenzo, J. Á., Rappaport, C. y Las-Heras, F., ‘Modified Equivalent Current Approximation (MECA) applied to radioelectric coverage evaluation in rural scenarios’, aceptado para su publicación en *IV European Conference on Antennas & Propagation (EuCAP)*, Barcelona, España, 2010.
5. Meana, J. G., Las-Heras, F. y Martínez-Lorenzo, J. Á., ‘A comparison among fast visibility algorithms applied to computational electromagnetics’, *Applied Computational Electromagnetics Society Journal*, vol. 24, no. 3, págs. 268-280, 2009.
6. Meana, J. G., Martínez-Lorenzo, J. Á., Rappaport, C. y Las-Heras, F., ‘A PO-MoM comparison for electrically large dielectric geometries’, en *Proceedings IEEE International Symposium on Antennas and Propagation (AP-S’09)*, Charleston, EE.UU., 2009.

7. Meana, J. G., Las Heras, F., López, Y. Á., Martínez, J. Á. y Gutiérrez, A., ‘GPRS network optimization based on Physical Optics Approximation’, en *Proceedings III European Conference on Antennas & Propagation (EuCAP)*, Berlín, Alemania, 2009.
8. Meana, J. G., Las-Heras, F., Martínez, J. Á., Martínez, D. y Campos, A., ‘Radio coverage analysis in urban scenarios with PO’, en *Proceedings IEEE International Symposium on Antennas and Propagation (AP-S’08)*, San Diego, EE.UU., 2008.
9. Meana, J. G., Las-Heras, F. y Martínez, J. Á., ‘Visibility algorithms for electromagnetic problems’, en *Proceedings IEEE International Symposium on Antennas and Propagation (AP-S’08)*, San Diego, EE.UU., 2008.
10. Meana, J. G., Las-Heras, F. y Martínez, J. Á., ‘Multilevel scheme parameters optimization of the PO-ML-BSP method by using a Simulated Annealing algorithm’, en *Proceedings IEEE International Symposium on Antennas and Propagation (AP-S’07)*, págs. 2009-2012, Hawái, EE.UU., 2007.
11. Martínez-Lorenzo, J. Á., Gutiérrez Meana, J., Las Heras-Andrés, F. y García-Pino, A., ‘Electromagnetic scattering for large problems with the Physical Optics - Multilevel - Binary Space Partitioning (PO-ML-BSP) algorithm’, en *Proceedings I European Conference on Antennas & Propagation (EuCAP)*, Niza, Francia, 2006.
12. Martínez-Lorenzo, J. Á., Gutiérrez Meana, J., Las Heras-Andrés, F. y García-Pino, A., ‘PA-CONNECTA: A tool for the analysis of electromagnetic field levels over terrain’, en *Proceedings I European Conference on Antennas & Propagation (EuCAP)*, Niza, Francia, 2006.
13. Meana, J. G., Martínez, J. Á., Las-Heras, F. y Pino, A. G., ‘PA-CONNECTA: Software for the analysis of a multi-cell coverage level’, en *Proceedings IEEE International Symposium on Antennas and Propagation (AP-S’06)*, pág. 725, Albuquerque, EE.UU., 2006.
14. Martínez, J. Á., Meana, J. G., Las-Heras, F. y Pino, A. G., ‘A Physical Optics Multi-Level Binary Space Partitioning algorithm for large scattering problems’, en *Proceedings IEEE International Symposium on Antennas and Propagation (AP-S’06)*, págs. 1845-1848, Albuquerque, EE.UU., 2006.

## Nacionales

1. Gutiérrez-Meana, J., Martínez-Lorenzo, J. Á. y Las-Heras, F., ‘Herramienta de innovación docente para el cálculo de cobertura radioeléctrica en la titulación de Ingeniería



- de Telecomunicación', aceptado para su publicación en *IX Congreso de Tecnologías Aplicadas a la Enseñanza de la Electrónica*, Madrid, España, 2010.
2. Gutiérrez-Meana, J., Martínez-Lorenzo, J. Á., Las-Heras, F. y García-Pino, A., 'Método PO-ML-BSP para el cálculo de dispersión electromagnética', en *Actas XXI Simposium Nacional de la Unión Científica Internacional de Radio*, págs. 48-51, Oviedo, España, 2006.
  3. Gutiérrez-Meana, J., Martínez-Lorenzo, J. Á., Las-Heras, F. y García-Pino, A., 'Herramienta de cálculo de cobertura radioeléctrica: PA-CONECTA', en *Actas XXI Simposium Nacional de la Unión Científica Internacional de Radio*, págs. 132-135, Oviedo, España, 2006.

## Otras publicaciones

1. Martínez-Lorenzo, J. Á., Pino, A. G., Gutiérrez, J., Valdés, B. G., Acuña, M. A., Rubiños, Ó. and Las-Heras, F., 'Reflector antenna analysis using the Complex Equivalent Length concept: reciprocity and coupling between feeds', *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, vol. 51, no. 4, págs. 88-96, 2009.
2. Rappaport, C., Martínez-Lorenzo y Gutiérrez-Meana, J., 'Intermediate zone radiation fields for large apertures', en *Proceedings IEEE International Symposium on Antennas and Propagation (AP-S'09)*, Charleston, EE.UU., 2009.
3. Meana, J. G., Martínez-Lorenzo, J. Á., Arias, M. A., Las-Heras, F. y Pino, A. G., 'A shaped and reconfigurable reflector antenna with low sidelobe level for cellular wireless communications', *IEEE Antennas & Wireless Propagation Letters*, vol. 6, págs. 627-630, 2007.
4. Martínez-Lorenzo, J. A., Arias, M., Rubiños, Ó., Gutiérrez, J. y García-Pino, A., 'A shaped and reconfigurable reflector antenna with sectorial beams for LMDS base station', *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 54, no. 4, págs. 1346-1349, 2006.
5. Martínez, J. A., Pino, A. G., Meana, J. G. y Arias, M., 'Cosecant-squared power pattern synthesis procedure for an Hour-Glass reflector antenna with sectorial beams', en *Proceedings IEEE International Symposium on Antennas and Propagation (AP-S'05)*, págs. 482-485, Washington, EE.UU., 2005.



---

## Apéndice A

# Desarrollo de formulación básica

---

Las ecuaciones de Maxwell en una situación de régimen sinusoidal permanente se escriben como

$$\nabla \times \mathbf{E} = -j\omega\mu\mathbf{H}, \quad (\text{A.1})$$

$$\nabla \times \mathbf{H} = \mathbf{J} + j\omega\varepsilon\mathbf{E}, \quad (\text{A.2})$$

$$\nabla \cdot \mathbf{D} = \rho_e, \quad (\text{A.3})$$

$$\nabla \cdot \mathbf{B} = 0, \quad (\text{A.4})$$

donde  $\mathbf{E}$  es la intensidad de campo eléctrico;  $\mathbf{H}$ , intensidad de campo magnético;  $\mathbf{D}$ , vector inducción eléctrica;  $\mathbf{B}$ , vector inducción magnética;  $\mathbf{J}$ , densidad de corriente eléctrica;  $\omega$ , pulsación de trabajo;  $\mu$ , permeabilidad magnética;  $\varepsilon$ , permitividad eléctrica y  $\rho_e$ , densidad de carga eléctrica. En adelante se trabajará con medios lineales, homogéneos e isótropos.

En determinadas circunstancias es conveniente simetrizar las expresiones, tal que se introducen unas densidades de carga magnética,  $\rho_m$ , y de corriente magnética,  $\mathbf{M}$ , ficticias:

$$\nabla \times \mathbf{E} = -\mathbf{M} - j\omega\mu\mathbf{H}, \quad (\text{A.5})$$

$$\nabla \times \mathbf{H} = \mathbf{J} + j\omega\varepsilon\mathbf{E}, \quad (\text{A.6})$$

$$\nabla \cdot \mathbf{D} = \rho_e, \quad (\text{A.7})$$

$$\nabla \cdot \mathbf{B} = \rho_m, \quad (\text{A.8})$$

El cálculo de los campos eléctrico y magnético a partir de las corrientes se llevará a

cabo empleando los vectores potencial eléctrico y magnético. Se distinguirán dos casos y, posteriormente, se utilizará el principio de superposición para combinar ambas soluciones:

$$\mathbf{E} = \mathbf{E}_1 + \mathbf{E}_2, \quad (\text{A.9})$$

$$\mathbf{H} = \mathbf{H}_1 + \mathbf{H}_2, \quad (\text{A.10})$$

correspondiéndose los subíndices 1 y 2 con los casos que serán estudiados a continuación.

### A.1. Caso 1: $\mathbf{M} = \mathbf{0}$ y $\rho_m = 0$

Se define el vector potencial magnético  $\mathbf{A}$  como

$$\mathbf{H}_1 = \frac{1}{\mu} \nabla \times \mathbf{A}. \quad (\text{A.11})$$

Insertando (A.11) en (A.5) se llega a

$$\nabla \times (\mathbf{E}_1 + j\omega \mathbf{A}) = \mathbf{0}. \quad (\text{A.12})$$

Dado que el rotacional de un gradiente es nulo, es posible establecer la igualdad

$$\mathbf{E}_1 = -\nabla \phi_e - j\omega \mathbf{A} \quad (\text{A.13})$$

y mantener aún un grado de libertad, siendo  $\phi_e$  el potencial escalar eléctrico.

Por otro lado, tomando (A.6) y (A.11)

$$\nabla \times \nabla \times \mathbf{A} = \mu \mathbf{J} + j\omega \mu \varepsilon \mathbf{E}_1 \quad (\text{A.14})$$

y ya que

$$\nabla \times \nabla \times \mathbf{A} = \nabla (\nabla \cdot \mathbf{A}) - \nabla^2 \mathbf{A} \quad (\text{A.15})$$

se tiene

$$\nabla (\nabla \cdot \mathbf{A}) - \nabla^2 \mathbf{A} = \mu \mathbf{J} + j\omega \mu \varepsilon \mathbf{E}_1. \quad (\text{A.16})$$

A partir de (A.13) y (A.16)

$$\nabla (\nabla \cdot \mathbf{A}) - \nabla^2 \mathbf{A} = \mu \mathbf{J} + j\omega \mu \varepsilon \nabla \phi_e + k^2 \mathbf{A}, \quad (\text{A.17})$$

donde  $k = \omega\sqrt{\mu\varepsilon}$  es el número de onda. De (A.17) se obtiene la ecuación de onda

$$\nabla^2 \mathbf{A} + k^2 \mathbf{A} = -\mu \mathbf{J} \quad (\text{A.18})$$

haciendo uso del grado de libertad restante para establecer

$$\nabla \phi_e = \frac{J}{\omega\mu\varepsilon} \nabla (\nabla \cdot \mathbf{A}). \quad (\text{A.19})$$

La solución a (A.18) puede expresarse como [Harrington, 1961]

$$\mathbf{A} = \mu \int_s \mathbf{J} G ds' \quad (\text{A.20})$$

con

$$G = \frac{1}{4\pi} \frac{e^{jk|\vec{\mathbf{r}} - \vec{\mathbf{r}}'|}}{|\vec{\mathbf{r}} - \vec{\mathbf{r}}'|} \quad (\text{A.21})$$

la función de Green en espacio libre, que depende tanto de los puntos fuente (coordenadas primadas) como de observación (sin primar) y siendo  $S$  la superficie de integración.

A partir de (A.11), (A.13), (A.20), (A.21) se obtienen los campos eléctricos y magnéticos bajos los supuestos asumidos.

## A.2. Caso 2: $\mathbf{J} = \mathbf{0}$ y $\rho_e = 0$

La metodología a seguir es análoga a la de la situación previa. De este modo se define el vector potencial eléctrico  $\mathbf{F}$

$$\mathbf{E}_2 = -\frac{1}{\varepsilon} \nabla \times \mathbf{F}. \quad (\text{A.22})$$

Combinando (A.6) con (A.22), la nueva igualdad puede presentarse como

$$\nabla \times (\mathbf{H}_2 + j\omega \mathbf{F}) = 0. \quad (\text{A.23})$$

De nuevo, al ser el rotacional de un gradiente nulo

$$\mathbf{H}_2 = -\nabla \phi_m - j\omega \mathbf{F}, \quad (\text{A.24})$$

donde  $\phi_m$  se denomina potencial escalar magnético.

Paralelamente de (A.5) y (A.22)

$$\nabla \times \nabla \times \mathbf{F} = \varepsilon \mathbf{M} + j\omega\varepsilon\mu \mathbf{H}_2 \quad (\text{A.25})$$

y retomando la identidad (A.15) con  $\mathbf{F}$  se reescribe

$$\nabla (\nabla \cdot \mathbf{F}) - \nabla^2 \mathbf{F} = \varepsilon \mathbf{M} - j\omega\varepsilon\mu \mathbf{H}_2. \quad (\text{A.26})$$

Con (A.24) y (A.26) se llega a

$$\nabla (\nabla \cdot \mathbf{F}) - \nabla^2 \mathbf{F} = \varepsilon \mathbf{M} - j\omega\varepsilon\mu \nabla \phi_m + k^2 \mathbf{F} \quad (\text{A.27})$$

y la ecuación de onda

$$\nabla^2 \mathbf{F} + k^2 \mathbf{F} = -\varepsilon \mathbf{M}, \quad (\text{A.28})$$

para lo cual

$$\nabla \phi_m = \frac{j}{\omega\varepsilon\mu} \nabla (\nabla \cdot \mathbf{F}) \quad (\text{A.29})$$

haciendo uso del grado de libertad adicional.

La solución a (A.28) mantiene la misma estructura formal de (A.20) [Harrington, 1961]

$$\mathbf{F} = \varepsilon \int_s \mathbf{M} \mathbf{G} ds'. \quad (\text{A.30})$$

### A.3. Composición de la solución

Como se señalaba en las ecuaciones (A.9) y (A.10), el teorema de superposición permite la obtención de la solución completa a partir de la combinación de las expresiones en (A.11), (A.13), (A.22) y (A.24). Por tanto

$$\mathbf{H} = \frac{1}{\mu} \nabla \times \mathbf{A} - \nabla \phi_m - j\omega \mathbf{F}, \quad (\text{A.31})$$

$$\mathbf{E} = -\nabla \phi_e - j\omega \mathbf{A} - \frac{1}{\varepsilon} \nabla \times \mathbf{F}. \quad (\text{A.32})$$

Debido a la complejidad de (A.31) y (A.32), se continúa el desarrollo para aplicar la aproximación de campo lejano.

Si se inserta la ecuación (A.20) en (A.11)

$$\mathbf{H}_1 = \nabla \times \int_s \mathbf{J} G ds'. \quad (\text{A.33})$$

Introduciendo el rotacional en la integral, el integrando quedaría expandido según la identidad vectorial

$$\nabla \times (\mathbf{J} G) = G \nabla \times \mathbf{J} - \mathbf{J} \times \nabla G. \quad (\text{A.34})$$

Al no actuar el rotacional sobre coordenadas primadas (se recuerda que  $\mathbf{J}$  hace referencia a las corrientes fuente),

$$\mathbf{H}_1 = - \int_s \mathbf{J} \times \nabla G ds'. \quad (\text{A.35})$$

Asimismo, el gradiente de la función de Green,  $\nabla G$ , es igual a

$$\nabla G = -jk\hat{\mathbf{R}}G \left( 1 + \frac{1}{jkR} \right), \quad (\text{A.36})$$

con  $\vec{\mathbf{R}} = \vec{\mathbf{r}} - \vec{\mathbf{r}}'$ .

Al asumir que cada punto de observación en el cual quiere conocerse el nivel de campo se sitúa en zona de campo lejano de las fuentes [Balanis, 1989], se utiliza la aproximación en amplitud  $|\vec{\mathbf{R}}| = |\vec{\mathbf{r}} - \vec{\mathbf{r}}'| \approx |\vec{\mathbf{r}}| = r$  y en fase  $\angle \vec{\mathbf{R}} = \angle \vec{\mathbf{r}} - \vec{\mathbf{r}}' \approx \angle r - \hat{\mathbf{r}} \cdot \vec{\mathbf{r}}'$  con lo que

$$G \approx \frac{1}{4\pi} \frac{e^{-jkr}}{r} e^{jk\hat{\mathbf{r}} \cdot \vec{\mathbf{r}}'}, \quad (\text{A.37})$$

$$\nabla G \approx -jk\hat{\mathbf{r}}G. \quad (\text{A.38})$$

Consecuentemente, y por analogía de  $\mathbf{E}_2$  con  $\mathbf{H}_1$

$$\mathbf{H}_1 \approx -\frac{j}{2\lambda} \frac{e^{-jkr}}{r} \int_s \hat{\mathbf{r}} \times \mathbf{J} e^{jk\hat{\mathbf{r}} \cdot \vec{\mathbf{r}}'} ds', \quad (\text{A.39})$$

$$\mathbf{E}_1 \approx \frac{j}{2\lambda} \frac{e^{-jkr}}{r} \int_s \hat{\mathbf{r}} \times \mathbf{M} e^{jk\hat{\mathbf{r}} \cdot \vec{\mathbf{r}}'} ds', \quad (\text{A.40})$$

Basta con tener en consideración la relación  $\mathbf{E} = \eta \mathbf{H} \times \hat{\mathbf{r}}$  para concluir

$$\mathbf{H} \approx -\frac{j}{2\lambda} \frac{e^{-jkr}}{r} \int_S \left[ \hat{\mathbf{r}} \times \mathbf{J} - \left( \hat{\mathbf{r}} \times \hat{\mathbf{r}} \times \frac{1}{\eta} \mathbf{M} \right) \right] e^{jk\hat{\mathbf{r}} \cdot \vec{\mathbf{r}}'} ds', \quad (\text{A.41})$$

$$\mathbf{E} \approx \frac{j}{2\lambda} \frac{e^{-jkr}}{r} \int_S [\hat{\mathbf{r}} \times \mathbf{M} - (\hat{\mathbf{r}} \times \eta \mathbf{J} \times \hat{\mathbf{r}})] e^{jk\hat{\mathbf{r}} \cdot \vec{\mathbf{r}}'} ds', \quad (\text{A.42})$$

o bien, ya que para cualesquiera vectores  $\mathbf{a}_1, \mathbf{a}_2, \mathbf{a}_3$  se cumple

$$\mathbf{a}_1 \times (\mathbf{a}_2 \times \mathbf{a}_3) = \mathbf{a}_2 (\mathbf{a}_1 \cdot \mathbf{a}_3) - \mathbf{a}_3 (\mathbf{a}_1 \cdot \mathbf{a}_2), \quad (\text{A.43})$$

entonces

$$\mathbf{H} \approx -\frac{j}{2\lambda} \frac{e^{-jkr}}{r} \int_S \left[ \hat{\mathbf{r}} \times \mathbf{J} - \hat{\mathbf{r}} \left( \hat{\mathbf{r}} \cdot \frac{1}{\eta} \mathbf{M} \right) + \frac{1}{\eta} \mathbf{M} \right] e^{jk\hat{\mathbf{r}} \cdot \vec{\mathbf{r}}'} ds', \quad (\text{A.44})$$

$$\mathbf{E} \approx \frac{j}{2\lambda} \frac{e^{-jkr}}{r} \int_S [\hat{\mathbf{r}} \times \mathbf{M} + \hat{\mathbf{r}} (\eta \mathbf{J} \cdot \hat{\mathbf{r}}) - \eta \mathbf{J}] e^{jk\hat{\mathbf{r}} \cdot \vec{\mathbf{r}}'} ds'. \quad (\text{A.45})$$



# Interfaz gráfica de la herramienta de cobertura radioeléctrica

---

La herramienta de cobertura radioeléctrica, como se ha expuesto en la sección 5.2, es un software desarrollado en el entorno de Matlab [Matlab, 2009], donde las rutinas ligadas al cómputo de visibilidades y a la evaluación de niveles de campo han sido implementadas en el lenguaje C de programación. En las figuras 5.6 y 5.7 se mostraban los esquemas de estas operaciones, que son las de mayor coste computacional. Sin embargo no se hacía mención alguna a la parte de la herramienta dedicada al cálculo de sección recta radar (RCS).

El objetivo de este apéndice es centrarse en la propia interfaz gráfica y en las posibilidades que ofrece cada una de sus ventanas. Para ello se reproduce un diagrama de bloques completo de la herramienta en la figura B.1, donde cada recuadro de diferente color está ligado a una ventana distinta. Asimismo se han resaltado en elipses aquellos datos, tanto de entrada como de salida (en función de la dirección de apuntamiento de la flecha), con los que se interactúa por medio de ficheros. Como queda patente desde el principio de este anexo, el idioma elegido para la interfaz gráfica es inglés.

La ventana principal del programa emerge como se refleja en la figura B.2 al iniciar la ejecución. Las opciones posibles en este punto son dos: recuperar un proyecto con el que previamente se hubiera trabajado y que se halle almacenado en memoria, o bien definir un escenario. La definición del escenario se puede llevar a cabo mediante llamadas a funciones incorporadas en el software que generan un mallado adaptado o cargando las matrices de puntos y triángulos que anteriormente deben haber sido creadas por otros medios.

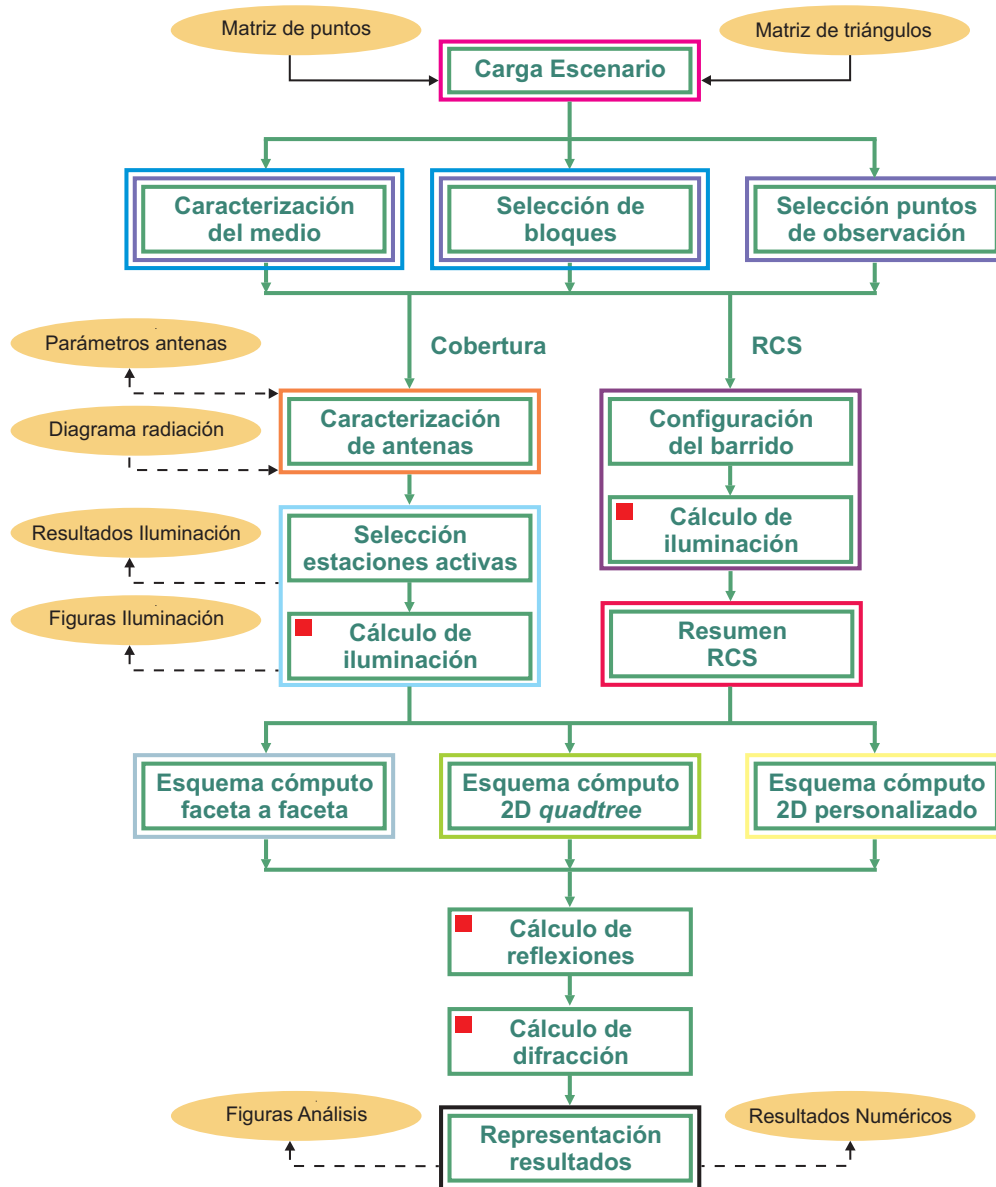
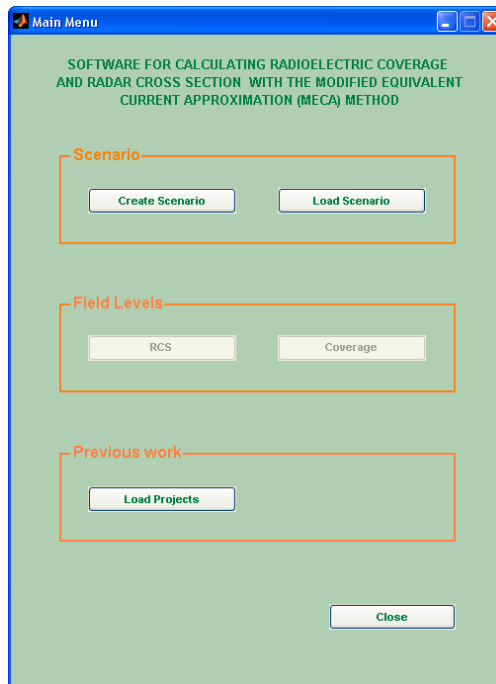
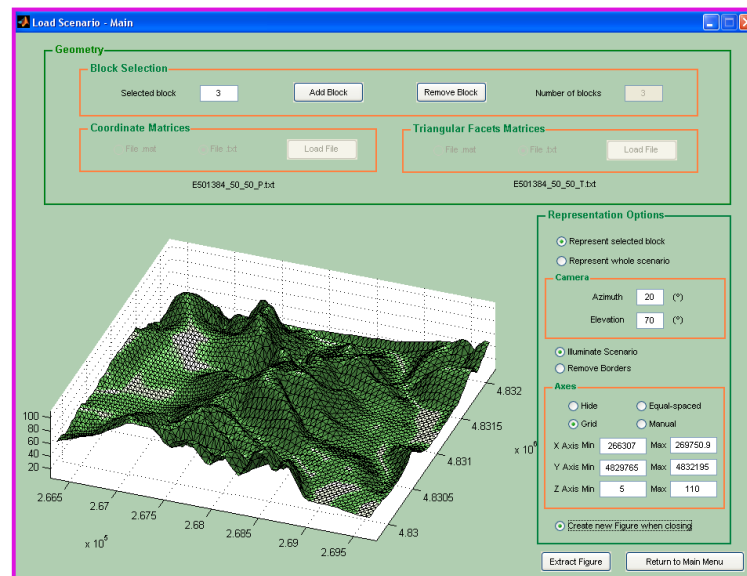


Figura B.1: Diagrama de bloques de la herramienta de cálculo de cobertura.



**Figura B.2:** Ventana principal del software.



**Figura B.3:** Ventana de carga del escenario.

En la figura B.3 se muestra la pantalla correspondiente a la fase de carga de un escenario. Como puede observarse es posible constituir una geometría por medio de distintos bloques, lo cual sería una característica de interés si se deben extraer coordenadas de diferentes mapas. Además, permite una representación tridimensional con varias opciones que se repetirán, en general, en cualquiera de las ventanas donde se presenten resultados: posición de la cámara, iluminación del escenario, delimitación del contorno de las facetas y otras referidas a los ejes (ocultación, equiespaciado, etc.). Tras establecer el escenario, se volvería a la ventana principal.

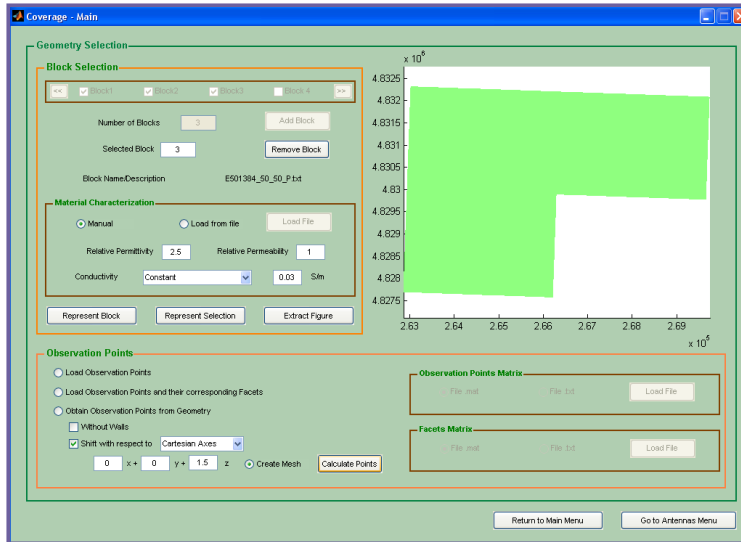


Figura B.4: Ventana de cálculo de cobertura (I). Caracterización del escenario.

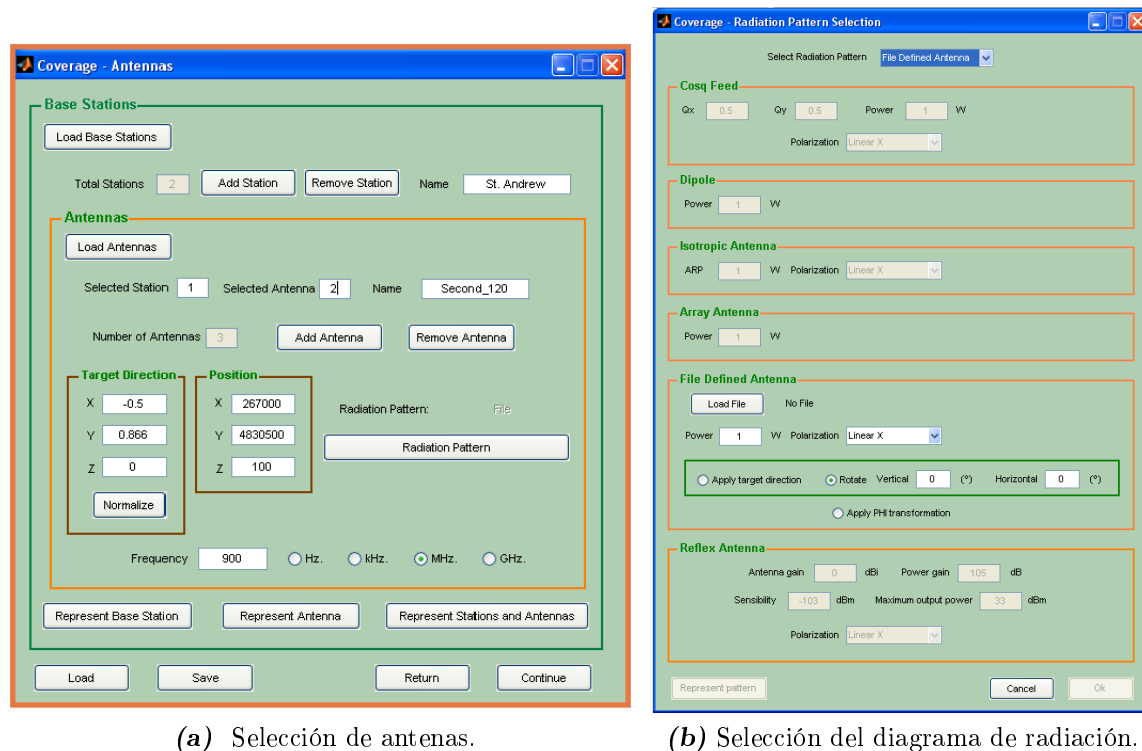
## B.1. Módulo de cálculo de cobertura radioeléctrica

Desde la ventana principal se tiene acceso tanto al módulo de cálculo de cobertura como al de evaluación de RCS. Tal es así que en el esquema de la figura B.1 queda recogida la bifurcación producida en este paso. No obstante, las ventanas asociadas al cómputo de reflexiones mediante los diferentes esquemas de aceleración, así como las de representación de resultados finales son comunes. En adelante y hasta que se especifique lo contrario, se seguirá la rama concerniente a la cobertura radioeléctrica.

Dentro de los bloques que fueron incorporados en la ventana de carga de escenario es factible ahora escoger aquellos que se quieran tener en consideración. Para cada uno de ellos se especifican los parámetros de permitividad y permeabilidad relativas, así como la conductividad (introducida en términos absolutos o variante con la frecuencia). De este modo todos los parches del bloque tendrán idénticos parámetros constitutivos. Si las necesidades requieren una caracterización particular de cada uno, se deberá recurrir a la carga de una matriz con el botón “*Load file*”.

El otro gran bloque en que se divide la captura de la figura B.4, aparte de la representación plana del escenario, es el de determinación de los puntos de observación. Estos pueden ser obtenidos de ficheros que contienen las matrices correspondientes o, por otro lado, ser calculados a partir de los baricentros de las facetas, de modo que a cada una de ellas se le asocia un punto localizado a cierta distancia de acuerdo con las coordenadas de desplazamiento insertadas.

El siguiente aspecto a estipular es el emplazamiento de las estaciones base. Toda la



(a) Selección de antenas.

(b) Selección del diagrama de radiación.

**Figura B.5:** Ventanas de cálculo de cobertura (II). Selección de antenas y diagrama.

información puede ser extraída de un fichero o rellenarse en los campos de la ventana (figura B.5a). Cada estación base, que recibirá un nombre y tendrá una localización, puede estar formada por más de un elemento radiante. La posición de estos puede modificarse respecto al de la propia de estación, al igual que se fija una frecuencia de trabajo y una dirección de apuntamiento<sup>1</sup>.

La selección del diagrama de radiación de la antena se efectúa en la ventana de la figura B.5b. Existen cinco modelos predefinidos: alimentador *cos-q*, dipolo resonante, antena isotrópica, agrupación lineal de antenas (constituida por cinco dipolos resonantes e introducida para su aplicación en redes de telefonía móvil especialmente) y antena tipo réflex (recibe señal, amplifica y vuelve a radiar). Las variables a precisar son dependientes del modelo seleccionado: potencia, polarización, sensibilidad.

Un caso particular es el de definición por fichero. Para ello se debe escoger qué datos aparecen en qué columnas, pues son varias las combinaciones posibles como queda de manifiesto en la figura B.6.

La representación tridimensional del diagrama de radiación; su variante  $u - v$  o bien

<sup>1</sup> Cuando se seleccione un diagrama de radiación directivo, el máximo de radiación se encontrará en la dirección de apuntamiento. La dirección de apuntamiento no tiene efecto si se ha cargado el diagrama de un fichero, pues existe una ventana ad hoc.

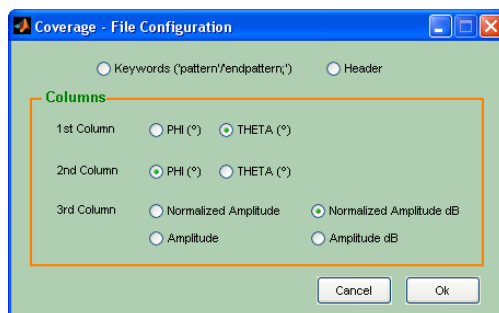


Figura B.6: Ventana de cálculo de cobertura (III). Selección de los parámetros de carga del fichero que contiene el diagrama de radiación.

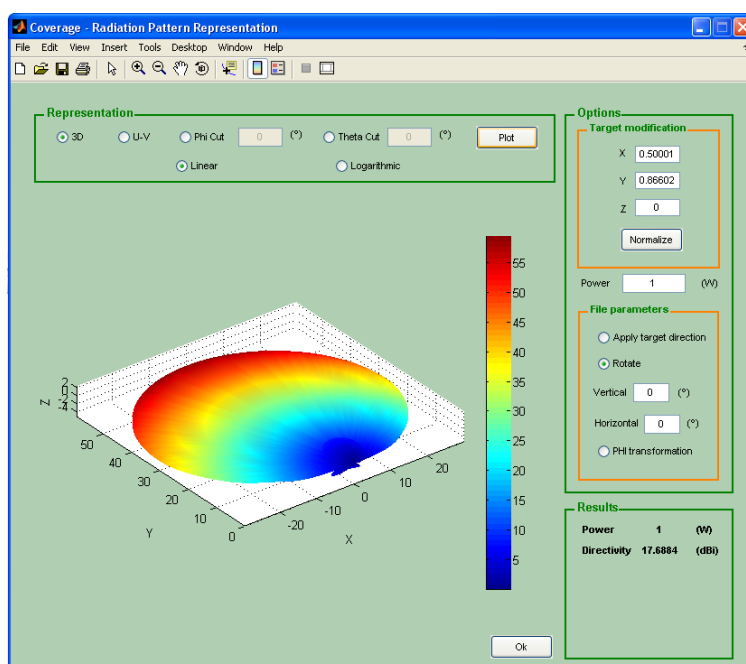


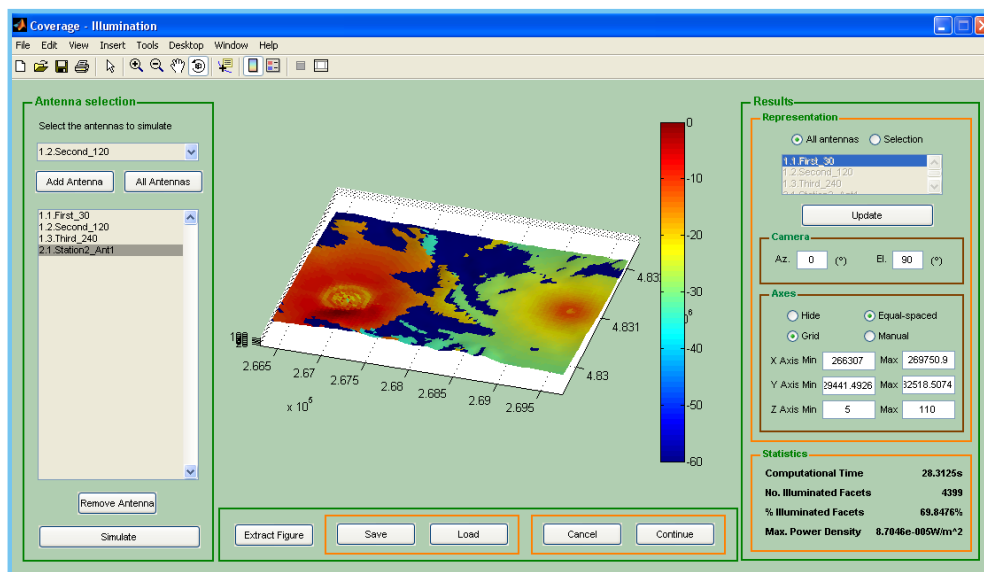
Figura B.7: Ventana de cálculo de cobertura (IV). Representación del diagrama de radiación.

cortes para un valor de  $\theta$  o  $\phi$  concretos, tanto en escala lineal como logarítmica, se hace opcionalmente en la ventana “Coverage - Radiation Pattern Representation” (véase la figura B.7). Además, valores de directividad o potencia son calculados y se permite modificar la dirección de apuntamiento o hacer una rotación en los planos horizontal y vertical<sup>2</sup>.

Retornando a la ventana inicial de configuración de estaciones base, con la meta de facilitar la incorporación de las antenas, se ofertan tres tipos de representación: todas las antenas de la actual estación base; solo la antena en pantalla o todas las estaciones base y todas las antenas. Para finalizar, y antes de continuar avanzando, se quiere remarcar que este es uno de los puntos en que se puede almacenar todo el proyecto.

La evaluación de la incidencia directa de las estaciones sobre las facetas vistas del escena-

<sup>2</sup>La “transformación PHT” que aparece en la ventana no es más que un cambio de sistema de coordenadas específico para el ejemplo de aplicación de la sección 5.4.



**Figura B.8:** Ventana de cálculo de cobertura (V). Selección de las estaciones a evaluar e iluminación del escenario.

rio se realiza en la ventana presentada en la figura B.8. De todas las antenas se seleccionan aquellas que se deseen analizar. Tras presionar el botón “*Simulate*” se obtienen los resultados en la imagen central y algunas estadísticas que pueden ser relevantes como el tiempo de cómputo, el número de facetas iluminadas, su porcentaje respecto al total y el valor máximo de densidad de potencia. Aparte de las opciones de representación, es posible restringir la visualización solo a una o un grupo de antenas elegidas.

El proceso específico de cálculo de cobertura radioeléctrica prosigue en la sección B.3, en tanto que es en ese apartado donde se describen los módulos comunes de aceleración y representación.

## B.2. Módulo de evaluación de sección recta radar

A la evaluación de RCS se accede también a través de la ventana principal de la herramienta. Al igual que ocurría con el módulo de cobertura radioeléctrica, la primera pantalla, en la figura B.9, es de elección de los bloques de trabajo a partir de todos los cargados en el paso previo. Se deben establecer los parámetros constitutivos para una correcta caracterización de los materiales y es posible desplazar la geometría de trabajo hasta una posición determinada.

En lo referente al tipo de iluminación, se puede optar por una onda plana, para lo cual

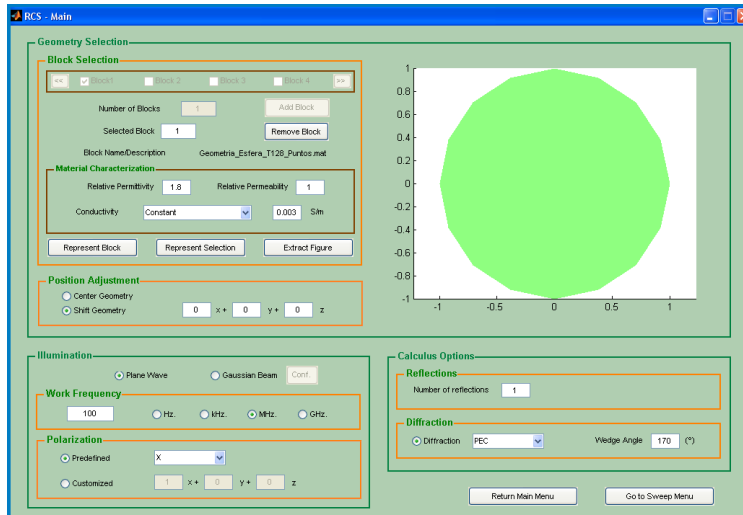


Figura B.9: Ventana de cálculo de RCS (I). Caracterización del escenario.

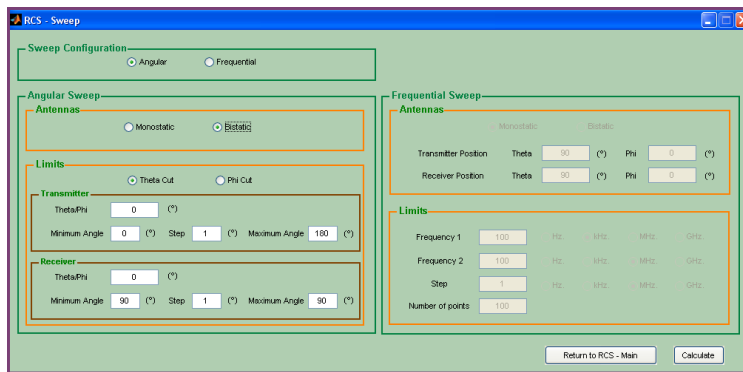


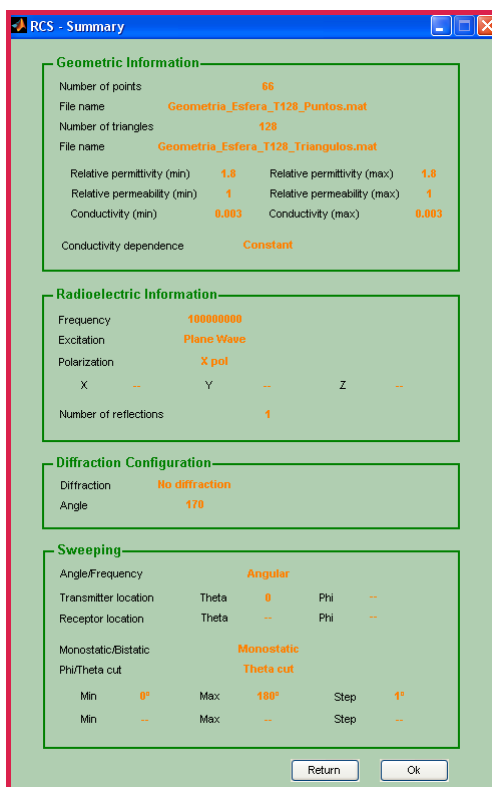
Figura B.10: Ventana de cálculo de RCS (II). Configuración del barrido.

debe señalarse la polarización así como la frecuencia de trabajo, o por un haz gaussiano<sup>3</sup>, el cual requerirá de una configuración específica en una nueva ventana. Las opciones de cálculo contempladas delimitan el número de reflexiones y si la contribución de la difracción va a sumarse. En caso afirmativo, tiene que fijarse el ángulo umbral para la clasificación de la arista de una cuña como generadora de ese fenómeno.

La configuración del barrido abarca tanto el tipo frecuencial como el angular (véase la figura B.10). La decisión de partida es la ejecución de una RCS monoestática o biestática. En el primero de los casos solo es necesario definir la posición del transmisor (que será también ocupada por el receptor). En el segundo, ambas localizaciones tienen que introducirse. El barrido angular puede efectuarse sobre un corte  $\theta$  o  $\phi$  especificado. Dentro de este, el límite superior, el inferior y el salto deben ser establecidos. Análogo es el funcionamiento para el barrido frecuencial, con la salvedad de que permite definir el número total de puntos en el rango.

<sup>3</sup>El haz gaussiano es el tipo de iluminación empleado en el capítulo 4 para la determinación de la RCS de una placa rugosa eléctricamente grande.





**Figura B.11:** Ventana de cálculo de RCS (III). Resumen de los parámetros.

Al no contemplarse un paso de representación intermedio como sucedía al dibujar las facetas iluminadas en el escenario para la evaluación de cobertura radioeléctrica, un listado de los parámetros insertados en las distintas ventanas resume el proceso a ejecutar. La plantilla puede verse en la figura B.11.

## B.3. Módulos de aceleración y representación

Al módulo de aceleración se accede tanto desde el cálculo de cobertura radioeléctrica como desde la evaluación de RCS. El usuario puede optar por uno de los tres esquemas (figura B.12a): cómputo faceta a faceta, cómputo 2D *quadtrees* y cómputo 2D personalizado. Las bases de los dos últimos han sido previamente establecidas en la sección 5.1.

La ventana “*Coverage - 3D Scheme*” (figura B.12b) no entra propiamente dentro del concepto de aceleración, sino que se trata del método directo de resolución. Incorpora la opción de hacer un cálculo por bloques de facetas, de modo que en la imagen superior se resaltan en rojo los parches triangulares iluminados, que se van agregando a la inferior conforme el usuario decide añadirlos. También se encuentra disponible la opción de almacenar las visibilidades resueltas para su reutilización en el directorio escogido y con el nombre

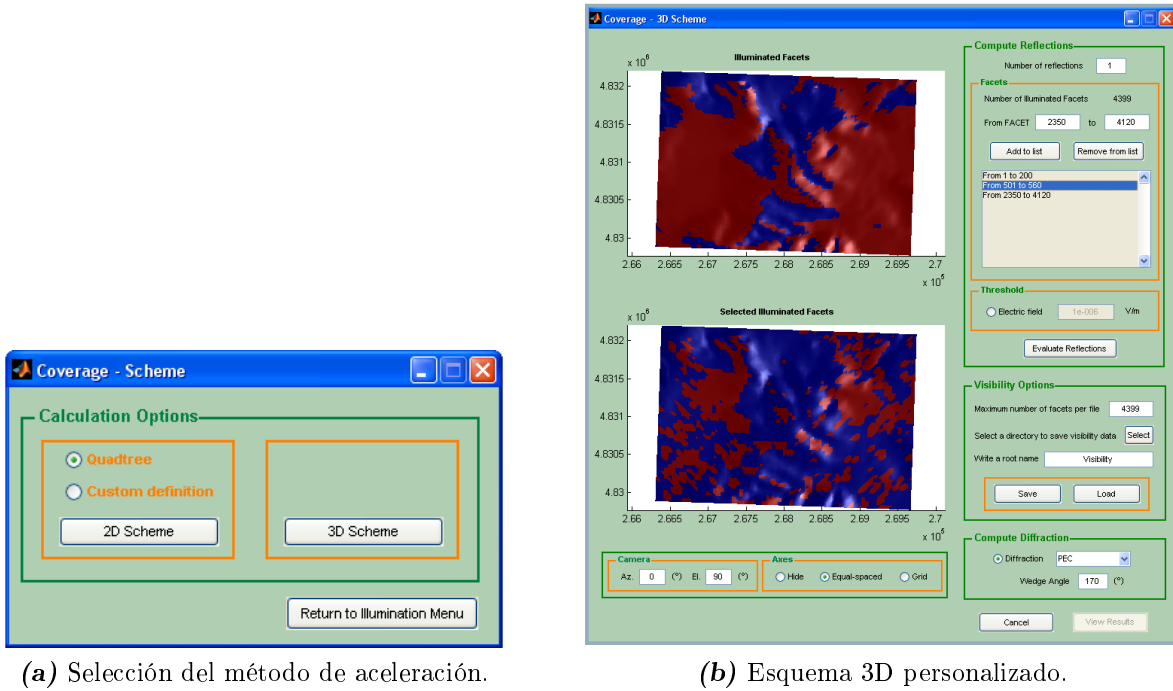


Figura B.12: Ventana de esquemas de división (I).

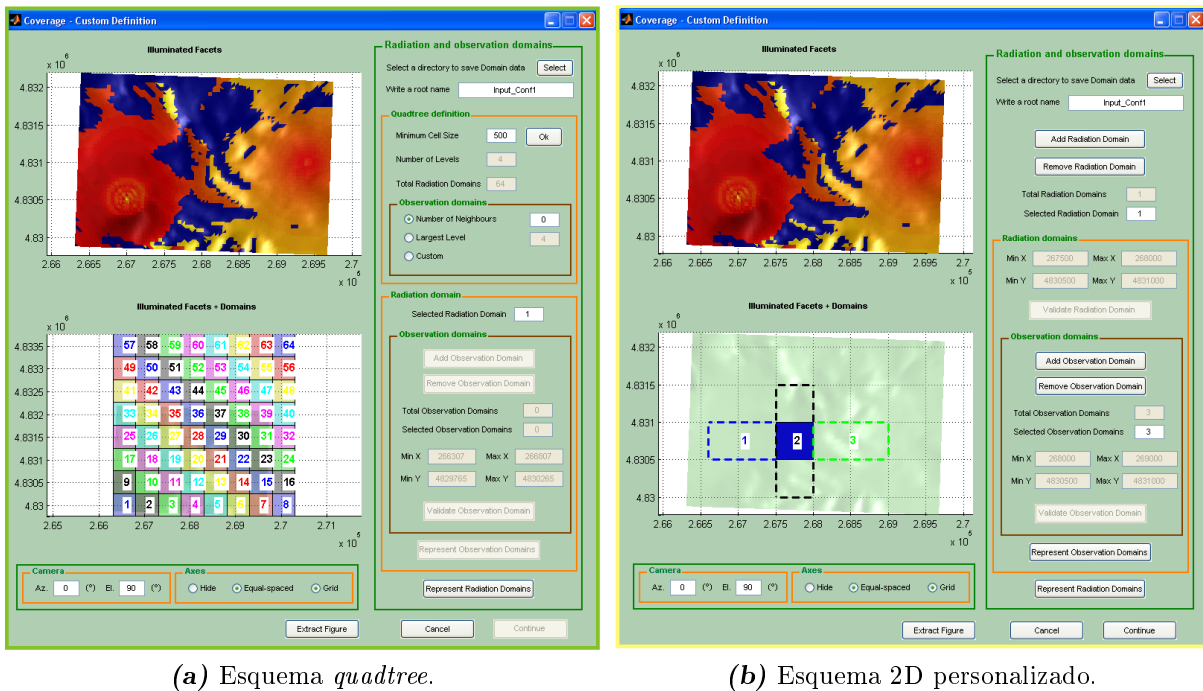
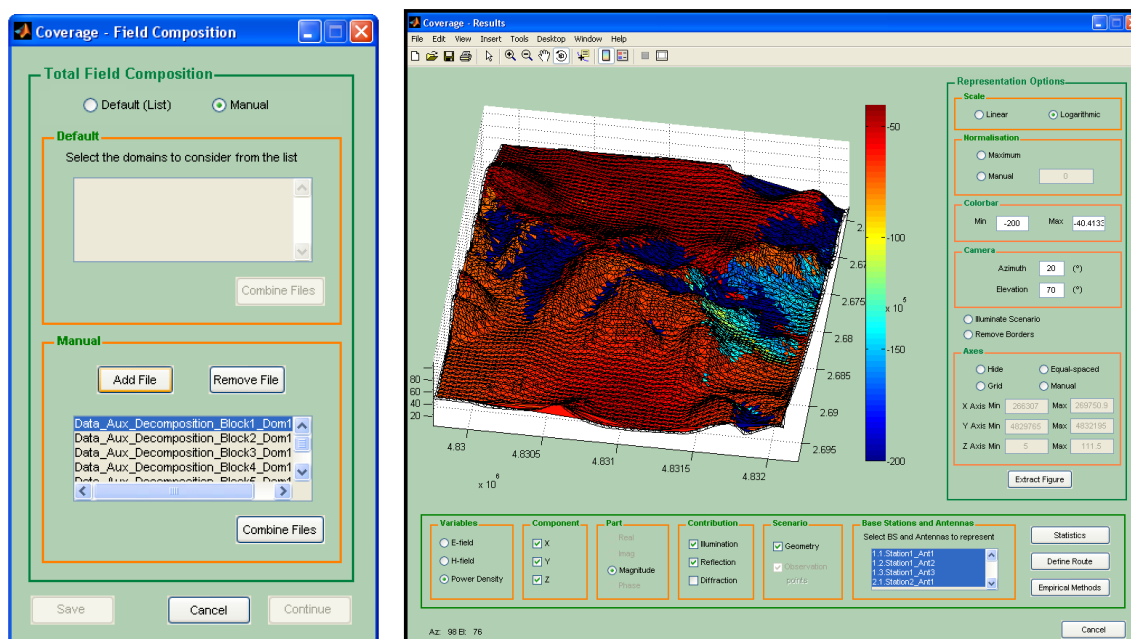


Figura B.13: Ventanas de esquemas de división (II).

designado.

Los esquemas de división de la geometría, tanto el modelo personalizado como el *quadtree*, tienen ventanas dedicadas que están contenidas en la figura B.13. Como características comunes se puede citar el contar con la geometría iluminada en la zona superior izquierda y



(a) Combinación de ficheros.

(b) Presentación de resultados.

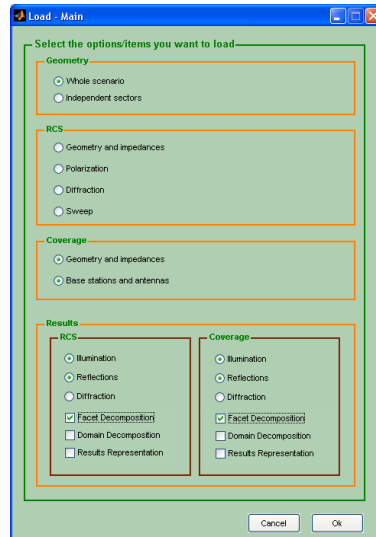
**Figura B.14:** Ventanas de procesamiento de resultados.

la división implementada en la inferior. La región derecha comprende, asimismo, una serie de parámetros que son necesarios para la definición de dominios de radiación y de observación. Recuérdese que para un esquema *quadtree* los primeros están siempre condicionados por el tamaño de celda marcado o el número de niveles y el escenario, mientras que los segundos pueden definirse de manera sistemática (por número de vecinos o nivel) o personalizada.

Independientemente del esquema de cómputo por el que se optara, los tres confluyen en un cálculo por bloques, ya sea por dominios de observación o por grupos de facetas. En consecuencia, se hace necesario llevar a cabo una composición de esos resultados parciales antes de proceder a una última y completa visualización. La figura B.14a evidencia cómo la ventana asociada a este proceso, donde se listan los ficheros a combinar, alberga un punto de entrada/salida para retomar/paralizar el proyecto.

Los mapas de niveles de campo calculados se muestran en imágenes tridimensionales sobre las cuales se puede actuar con todas las posibilidades de representación de Matlab. La primera elección consiste, una vez más, en las antenas a tener en cuenta. Para estas, la parte real, imaginaria, el módulo o la fase de las componentes  $x$ ,  $y$ ,  $z$  de la variable seleccionada (campo eléctrico, campo magnético o densidad de potencia)<sup>4</sup> se muestra bien sobre la geometría, sobre la malla que constituyen los puntos de observación o sobre una combinación de ambas con un cierto grado de transparencia para no anular la visión de ninguna.

<sup>4</sup>No todas las combinaciones de variables, componentes y parte real/imaginaria, magnitud o fase son siempre posibles.



**Figura B.15:** Ventana de carga de proyectos guardados.

Las contribuciones accesibles no son más que aquellas que han sido simuladas: iluminación, reflexiones y/o difracción. La escala de colores a la derecha del gráfico puede ser personalizada al fijar tanto su límite superior como el inferior. En consonancia con lo anterior, una normalización de los niveles respecto al máximo o a un valor introducido en el campo a tal efecto es inmediata.

Los botones “*Statistics*”, “*Define Route*” o “*Empirical Methods*” en la parte inferior derecha dan paso a análisis y gráficos como los ampliamente incluidos en los ejemplos de aplicación del capítulo 5, como pueden ser evaluación a lo largo de una ruta, comparación con métodos empíricos (Okumura-Hata o COST231-Hata), tiempo consumidos o porcentaje de puntos de observación que superan un umbral o que se hallan dentro de un rango de niveles.

Un módulo que es de uso común a toda la herramienta es el de carga de datos relativos a un proyecto existente (figura B.15) y al que se llega desde la pantalla principal. La ventana de almacenamiento tiene un diseño análogo que se hace visible cuando se pulsa en alguno de los botones etiquetados como “*Save*” a lo largo de las diferentes ventanas. El usuario debe marcar aquellos aspectos que va a cargar/guardar. Se han agrupado en distintos bloques para un rápida identificación: el primero abarca los parámetros de la geometría; el segundo, los de RCS; el tercero contiene los de cobertura y por último, los resultados. Puesto que algunas de las tareas completadas durante la ejecución del proceso de evaluación de cobertura o RCS pueden requerir de un elevado tiempo de cómputo, es importante el disponer de una entrada/salida del código que posibilite aparcar y retomar una de las fases en un determinado instante.

En este apéndice se ha presentado la interfaz gráfica de la herramienta de cálculo de niveles de campo y RCS mediante un recorrido por las ventanas más significativas de la misma. Es la parte visible de las contribuciones de esta Tesis Doctoral, que ha requerido de horas de dedicación, pero que también ha contribuido a la obtención y manipulación más eficiente de resultados. No obstante, no se trata aún de una herramienta cerrada en cuanto a la incorporación de nuevas funcionalidades y mejoras, aunque sí completa en las posibilidades que en la actualidad ofrece.



# Bibliografía

---

- de Adana, F.S., Lozano, P., Gisbert, F., Sudupe, I., Pérez, J. y Cátedra, M.F., ‘Application of the PO to the computation of the monostatic RCS of arbitrary bodies modeled by plane facets of dielectric and magnetic material’, en *Proceedings 2000 USCN/URSI National Radio Science Meeting*, Salt Lake City, Utah, EE.UU., 2000.
- Arias, A.M., Rubiños, J.O., Cuiñas, I. y Pino, A.G., ‘Electromagnetic scattering of reflector antennas by fast physical optics algorithms’, *Recent Res. Devel. Magnetics*, vol. 1, no. 1, págs. 43–63, 2000.
- Arias-Acuña, A.M., *Diseño de antenas reflectoras conformadas mediante técnicas de optimización*, Tesis Doctoral, Universidad de Vigo, Vigo, 1997.
- Balanis, C.A., *Advanced Engineering Electromagnetics*, John Wiley and Sons, Nueva York, EE.UU., 1ª ed., 1989.
- Barnum, J.R., ‘High-frequency backscatter from terrain with cement-block walls’, *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 19, no. 3, págs. 343–347, 1971.
- Bittner, J. y Wonka, P., ‘Visibility in computer graphics’, *Environment and Planning B: Planning and Design*, vol. 30, no. 5, págs. 729–755, 2003.
- Boag, A. y Letrou, C., ‘Fast radiation pattern evaluation for lens and reflection antennas’, *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 51, no. 5, págs. 1063–1068, 2003.
- Bucci, O.M. y Franceschetti, G., ‘Electromagnetic scattering by a half plane with two face impedances’, *Radio Science*, vol. 11, no. 10, págs. 49–59, 1976.

- Cátedra, M.F. y Arriaga, J.P., *Cell planning for wireless communications*, Artech House, Boston, 1999.
- Cátedra, M.F., Pérez, J., de Adana, F.S. y Gutiérrez, O., 'Efficient ray-tracing techniques for three-dimensional analyses of propagation in mobile communications: Application to picocell and microcell scenarios', *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, vol. 40, no. 2, págs. 15–28, 1998.
- Clemmow, P.C., 'Edge currents in diffraction theory', *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 4, no. 3, págs. 282–287, 1956.
- COST Action 231, 'Digital mobile radio towards future generation systems, Final Report', *European Communities*, vol. EUR 18957, 1999.
- CUDA Zone, *Accelerating MATLAB with CUDA using MEX files*, NVIDIA, 2007, <http://www.nvidia.es>.
- Dewey, B.R., *Computer graphics for engineers*, Harpercollins College Div., EE.UU., 1998.
- Duan, D.W., Mahon, J.P. y Rahmat-Samii, Y., 'A comparative study among GTD and PTD techniques for circular discs', en *Proceedings 1990 Antennas and Propagation Society International Symposium*, págs. 1578–1781, EE.UU., 1990.
- Duan, D.W., Rahmat-Samii, Y. y Mahon, J.P., 'Scattering from a circular disk: a comparative study of PTD and GTD techniques', *Proceedings of the IEEE*, vol. 79, no. 10, págs. 1472–1480, 1991.
- Durgin, G., Patwari, N. y Rappaport, T.S., 'Improved 3D ray launching method for wireless propagation prediction', *Electronics Letters*, vol. 33, no. 16, págs. 1412–1413, 1997.
- El-Shenawee, M. y Rappaport, C., 'Modeling clutter from Bosnian and Puerto Rican rough ground surfaces for GPR subsurface sensing applications using the SDFMM', *Subsurface Sensing Technologies and Applications*, vol. 2, no. 3, págs. 249–264, 2001.



- El-Shenawee, M. y Rappaport, C., ‘Electromagnetic scattering interference between two shallow objects buried under 2-D random rough surfaces’, *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 13, no. 6, págs. 223–225, 2003.
- El-Shenawee, M., Rappaport, C., Miller, E.L. y Silevitch, M.B., ‘Three-dimensional subsurface analysis of electromagnetic scattering from penetrable/PEC objects buried under rough surfaces: use of the Steepest Descent Fast Multipole Method’, *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*, vol. 39, no. 6, págs. 1174–1182, 2001a.
- El-Shenawee, M., Rappaport, C. y Silevitch, M.B., ‘Monte Carlo simulations of electromagnetic wave scattering from a random rough surface with three-dimensional penetrable buried object: mine detection application using the Steepest-Descent Fast Multipole Method’, *Journal of the Optical Society of America A*, vol. 18, no. 12, págs. 3077–3084, 2001b.
- Engheta, N., Murphy, W.D., Rokhlin, V. y Vassiliou, M.S., ‘The Fast Multipole Method (FMM) for electromagnetic scattering’, *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 40, no. 6, págs. 634–641, 1992.
- ETSI, 2009, <http://www.etsi.org>.
- Feko, *User’s manual*, EM Software & Systems, 2008, <http://www.feko.info>.
- Fenn, A.J. y Lutz, J.E., ‘Bistatic radar cross section for a perfectly conducting rhombus-shaped flat plate: simulation and measurements’, *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 41, no. 1, págs. 47–51, 1993.
- Foley, J.D., *Computer Graphics*, Addison-Wesley, EE.UU., 1992.
- Fu, C.W., Wong, T.T. et ál., ‘Binary-space-partitioned images for resolving image-based visibility’, *IEEE Transactions on Visualization and Computer Graphics*, vol. 10, no. 1, págs. 58–71, 2004.
- Fuch, H., Kedem, Z.M. y Naylor, B.F., ‘On visible surface generation by priori tree structures’, *ACM SIGGRAPH Computer Graphics*, vol. 14, no. 3, págs. 124–133, 1980.

- García, N. y Stoll, E., ‘Monte Carlo calculation for electromagnetic-wave scattering from random rough surfaces’, *Physical Review Letters*, vol. 52, no. 20, págs. 1798–1801, 1984.
- Glassner, A.S., *An introduction to Ray Tracing*, Academic Press, San Diego, EE.UU., 1989.
- GoogleEarth, *Tutorial de Google Earth*, Google, 2009, <http://earth.google.es>.
- Gordon, D. y Chen, S., ‘Front-to-back display of BSP trees’, *IEEE Computer Graphics and Applications*, vol. 11, no. 5, págs. 79–85, 1991.
- Griesser, T. y Balanis, C., ‘Backscatter analysis of dihedral corner reflectors using Physical Optics and the Physical Theory of Diffraction’, *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, vol. 35, no. 10, págs. 1137–1147, 1987.
- Gumerov, N.A., Duraiswami, R. y Borovikov, E.A., ‘Data structures, optimal choice of parameters, and complexity results for generalized multilevel fast multipole methods in d dimensions’, Informe Téc. UMIACS-TR-2003-28, University of Maryland, 2003.
- Harrington, R.F., *Time-Harmonic Electromagnetic Fields*, McGraw Hill, EE.UU., 1<sup>a</sup> ed., 1961.
- Hata, M., ‘Empirical formula for propagation loss in land mobile radio services’, *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 29, no. 3, págs. 317–325, 1980.
- Hodges, R.E. y Rahmat-Samii, Y., ‘Evaluation of dielectric Physical Optics in electromagnetic scattering’, en *Proceedings 1993 Antennas and Propagation Society International Symposium*, EE.UU., 1993.
- Huang, X., Chen, B., Cui, H., Stammes, J.J., Pastore, R., Farwell, M., Chin, W. y Ross, J., ‘Radio-propagation model based on the combined method of ray tracing and diffraction’, *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 54, no. 4, págs. 1284–1291, 2006.
- Inman, M.J. y Elsherbeni, A.Z., ‘Programming video cards for computational electromagnetics applications’, *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, vol. 47, no. 6, págs. 71–78, 2005.

---

ITU, 2009, <http://www.itu.int>.

Jandhyala, V., Michielssen, E., Shanker, B. y Chew, W.C., ‘A combined steepest descent-fast multipole algorithm for the fast analysis of three-dimensional scattering by rough surfaces’, *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*, vol. 36, no. 3, págs. 738–748, 1998a.

Jandhyala, V., Shanker, B., Michielssen, E. y Chew, W.C., ‘Fast algorithm for the analysis of scattering by dielectric rough surfaces’, *Journal of the Optical Society of America A*, vol. 15, no. 7, págs. 1877–1885, 1998b.

Keller, J.B., ‘Geometrical theory of diffraction’, *Journal of the Optical Society of America*, vol. 52, no. 3, págs. 116–130, 1962.

Kempel, L.C., Chatterjee, A. y Volakis, J.L., *Finite Element Method Electromagnetics*, IEEE Press Series on Electromagnetic Wave Theory, EE.UU., 1<sup>a</sup> ed., 1998.

Klement, D., Preissner, J. y Stein, V., ‘Special problems in applying the Physical Optics method for backscatter computations of complicated objects’, *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 36, no. 2, págs. 228–237, 1988.

Knott, E.F. y Senior, T.B.A., ‘Comparison of three high-frequency diffraction techniques’, *Proceedings of the IEEE*, vol. 62, no. 11, págs. 1468–1474, 1974, (véanse comentarios, vol. 63, núm. 12, págs. 1734–1737, 1975).

Kouyoumjian, R.G., ‘Asymptotic high-frequency methods’, *Proceedings of the IEEE*, vol. 33, no. 8, págs. 864–876, 1965.

Kurihara, Y., ‘Numerical integration of the primitive equations on a spherical grid’, *Monthly Weather Review*, vol. 93, no. 7, págs. 399–415, 1965.

Las-Heras, F., Jambrina, J.L. y Iguacel, E., ‘Different approximations for the double reflection contribution to the RCS in a Physical Optics algorithm’, en *Proceedings 7th European Electromagnetic Structures Conference*, págs. 11–14, 1993.

- Lawton, M.C. y McGeehan, J.P., ‘The application of a deterministic ray launching algorithm for the prediction of radio channel characteristics in small-cell environments’, *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 43, no. 4, págs. 955–969, 1994.
- Lee, D.T. y Schachter, B.J., ‘Two algorithms for constructing a Delaunay triangulation’, *International Journal of Computer and Information Sciences*, vol. 9, no. 3, págs. 219–242, 1980.
- Li, Z., Cui, T.J., Zhong, X.J., Tao, Y.B. y Lin, H., ‘Electromagnetic scattering characteristics of PEC targets in the terahertz regime’, *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, vol. 51, no. 1, págs. 39–50, 2009.
- Lorenzo, J.A.M., Pino, A.G., Vega, I., Arias, M. y Rubiños, O., ‘ICARA: induced-current analysis of reflector antennas’, *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, vol. 47, no. 2, págs. 92–100, 2005.
- Maliuzhinets, G.D., ‘Excitation, reflection and emission of surface waves from a wedge with given face of impedance’, *Soviet Physics Doklady*, vol. 3, págs. 752–755, 1958.
- Manara, G., Nepa, P., Polemi, A. y Toccafondi, A., ‘Recent developments in diffraction theory for impedance structures’, en *Proceedings IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium (AP-S’06)*, págs. 2470–2473, Albuquerque, EE.UU., 2006.
- Matlab, *User’s Guide*, The Mathworks, 2009, <http://www.mathworks.com>.
- Meana, J.G., Las-Heras, F., Martínez, J.A. y Gutiérrez, A., ‘GPRS network optimization based on Physical Optics approximation’, en *Proceedings III European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP’09)*, Berlín, Alemania, 2009.
- Meana, J.G., Las-Heras, F., Martínez, J.A., Martínez, D. y Campos, A., ‘Radio coverage analysis in urban scenarios with PO’, en *Proceedings IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium (AP-S’08)*, San Diego, EE.UU., 2008.

- 
- Medgyesi-Mitschang, L.N., Putnam, J.M. y Gedera, M.B., ‘Generalized method of moments for three-dimensional penetrable scatterers’, *Journal of the Optical Society of America A*, vol. 11, no. 4, págs. 1383–1398, 1994.
- Michaeli, A., ‘Equivalent edge current for arbitrary aspects of observation’, *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 32, no. 3, págs. 252 – 258, 1984, (véase corrección, vol. AP-33, núm. 3, pág. 227, 1985).
- Michaeli, A., ‘Elimination of infinities in equivalent edge currents, Part I: fringe current components’, *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 34, no. 7, págs. 912–918, 1986.
- Microstation, *Manual del Usuario*, Bentley, 2000, <http://www.bentley.com>.
- Millar, R.F., ‘An approximate theory of the diffraction of an electromagnetic wave by an aperture in a plane screen’, *Proceedings of the IEE*, vol. 103C, págs. 177–185, 1956.
- Millar, R.F., ‘The diffraction of an electromagnetic wave by a circular aperture’, *Proceedings of the IEE*, vol. 104C, págs. 87–95, 1957.
- Mitzner, K.M., ‘Incremental length diffraction coefficients’, Informe téc., Aircraft Division Nothrop Corporation, 1974.
- Natsuhara, K., Murasaki, T. y Ando, M., ‘Equivalent edge currents for arbitrary angle wedges using paths of most rapid phase variation’, *IEICE Transactions on Electronics*, vol. E75-C, no. 9, 1992.
- Okumura, Y. et ál., ‘Field strength and its variability in UHF and VHF land-mobile radio service’, *Review of the Electrical Communications Laboratories*, vol. 16, no. 9, 1968.
- Omaki, N., Rodríguez, L., Shijo, T. y Ando, M., ‘Accuracy check of the PO with de modified surface-normal vectors for radar cross section analyses’, en *Proceedings EMTS 2007 International URSI Commission B-Electromagnetic Theory Symposium*, Ottawa, Canadá, 2007.

- Osipov, A.V. y Senior, T.B.A., ‘Electromagnetic diffraction by arbitrary-angle impedance wedges’, *Proceedings of the Royal Society A: Mathematical, Physical and Engineering Sciences*, vol. 464, págs. 177–195, 2007.
- Osipov, A.V. y Senior, T.B.A., ‘Diffraction and reflection of a plane electromagnetic wave by a right-angled impedance wedge’, *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 57, no. 6, págs. 1789–1797, 2009.
- Ouranos, I., Papkelis, E. y Frangos, P., ‘An electromagnetic method for calculating radio coverage in urban environments using Physical Optics and Physical Theory of Diffraction’, en *Proceedings International Seminar Days on Diffraction*, págs. 144–153, 2004.
- Papkelis, E.G., Psarros, I., Ouranos, I.C., Moschovitis, C.G., Karakatselos, K.T., Vagenas, E., Anastassiou, H.T. y Frangos, P.V., ‘A radio-coverage prediction model in wireless communication systems based on Physical Optics and the Physical Theory of Diffraction’, *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, vol. 49, no. 2, págs. 156–165, 2007.
- Pathak, P.H., *Techniques for High Frequency Problems* en *Antenna Handbook: Theory, Applications and Design* por Y. T. Lo y S. W. Lee, Van Nostrand Reinhold, Nueva York, EE.UU., 1<sup>a</sup> ed., 1989.
- Pathak, P.H. y Kouyoumjian, R.G., ‘A uniform geometrical theory of diffraction for an edge in a perfectly conducting surface’, *Proceedings of the IEEE*, vol. 62, no. 11, págs. 1448–1461, 1974.
- Polka, L.A. y Balanis, C.A., ‘Non-principal plane scattering from perfectly conducting, flat, rectangular plates’, en *Proceedings 1989 Antennas and Propagation Society International Symposium*, págs. 1278–1281, EE.UU., 1989.
- Rao, S.M., Wilton, D.R. y Glisson, A.W., ‘Electromagnetic scattering by surface of arbitrary shape’, *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 30, no. 3, págs. 409–418, 1982.

- 
- Rappaport, C.M. y McCartin, B.J., ‘FDFD analysis of electromagnetic scattering in anisotropic media using unconstrained triangular meshes’, *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 39, no. 3, págs. 345–349, 1991.
- Rengarajan, S.R. y Gillespie, E.S., ‘Asymptotic approximations in radome analysis’, *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 36, no. 3, págs. 405–414, 1988.
- Rius, J.M., Ferrando, M. y Jofre, L., ‘GRECO graphical electromagnetic computing for RCS prediction in real time’, *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, vol. 35, no. 2, págs. 7–17, 1993.
- Rojas, R.G., ‘Electromagnetic diffraction of an obliquely incident plane wave field by a wedge with impedance faces’, *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 36, no. 7, págs. 956–970, 1988.
- Rokhlin, V., ‘Rapid solution of integral equations of classical potential theory’, *Journal of Computational Physics*, vol. 60, no. 9, págs. 187–207, 1985.
- Rokhlin, V., ‘Rapid solution of integral equations of scattering theory in two dimensions’, *Journal of Computational Physics*, vol. 86, no. 2, págs. 414–439, 1990.
- Ross, R.A., ‘Radar cross section of rectangular flat plates as a function of aspect angle’, *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 14, no. 8, págs. 329–335, 1966.
- Ross, R.A., ‘Backscattering from square plates illuminated with vertical polarization’, *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 54, no. 1, págs. 272–275, 2006.
- Rossi, J.P. y Gabillet, Y., ‘A mixed launching/tracing method for full 3-D UHF propagation modeling and comparison with wide-band measurements’, *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 50, no. 4, págs. 517–523, 2002.
- Ryan, C.E. y Peters, L., ‘Evaluation of edge-diffracted fields including equivalent currents for the caustic region’, *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 17, no. 3, págs. 292–299, 1969, (véase corección, vol. 18, núm. 2, pág. 275, 1970).
-

- Sáez de Adana, F., González, I., Gutiérrez, O. y Cátedra, M.F., ‘Asymptotic method for analysis of RCS of arbitrary targets composed by dielectric and/or magnetic materials’, *IEE Proceedings Radar, Sonar & Navigation*, vol. 150, no. 5, págs. 375–378, 2003.
- Sáez de Adana, F., González, I., Gutiérrez, O., Lozano, P. y Cátedra, M.F., ‘Method based on Physical Optics for the computation of the radar cross section including diffraction and double effects of metallic and absorbing bodies modeled with parametric surfaces’, *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 52, no. 12, págs. 3295–3303, 2004.
- Senior, T. y Volakis, J., ‘Scattering by an imperfect right-angled wedge’, *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 34, no. 5, págs. 681–689, 1986.
- Senior, T.B.A., ‘Diffraction tensor for imperfectly conducting edges’, *Radio Science*, vol. 10, págs. 911–919, 1975.
- Shijo, T., Rodríguez, L. y Ando, M., ‘Accuracy demonstration of Physical Optics with modified surface-normal vectors’, en *Proceedings IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium (AP-S’06)*, págs. 1873–1876, Albuquerque, EE.UU., 2006.
- Shijo, T., Rodríguez, L. y Ando, M., ‘The modified surface-normal vectors in the Physical Optics’, *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 56, no. 12, págs. 3714–3722, 2008.
- Shreiner, D., *OpenGL reference manual: the official reference document to OpenGL, Version 1.4*, Addison-Wesley, Londres, 2004.
- Sirenet, Intelia Consultores, 2009, <http://www.inteliaconsultores.com>.
- Song, J.M., Lu, C.C. y Chew, W.C., ‘Multilevel fast multipole algorithm for electromagnetic scattering by large complex objects’, *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 45, no. 10, págs. 1488–1493, 1997.
- Staelin, D.H., Morgenthaler, A.W. y Kong, J.A., *Electromagnetic Waves*, Prentice Hall, EE.UU., 1994.



- 
- Syed, H.H. y Volakis, J.L., ‘PTD analysis of impedance structures’, *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 44, no. 7, págs. 983–988, 1996.
- Taboada Varela, J.M., *Estudio de compatibilidad electromagnética e interferencias en sistemas radiantes a bordo de estructuras complejas*, Tesis Doctoral, Universidad de Vigo, Vigo, 2001.
- Taflove, A. y Umashankar, K.R., ‘The finite difference time domain FD-TD method for electromagnetic scattering and interaction problems’, *Journal of Electromagnetic Waves and Applications*, vol. 1, no. 4, págs. 363–387, 1987.
- Tunc, C.A., Altintas, A. y Erturk, V.B., ‘Propagation and coverage analysis over terrain profiles comparing empirical approaches with numerically exact solutions’, en *Proceedings IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility, 2003. EMC '03*, págs. 782–785, 2003.
- Ufimtsev, P.Y., ‘Method of edge waves in the Physical Theory of Diffraction’, *Izd-vo Sov. Radio*, págs. 1–243, 1962, (traducción preparada por U.S. Air Force Foreign Technology Division, Wright-Patterson AFB, OH, liberada para su difusión en septiembre de 1971).
- Ulusik, C., Cakis, G., Cakis, M. y Sevgi, L., ‘Radar cross section (RCS) modeling and simulation, part 1: A tutorial review of definitions, strategies, and canonical examples’, *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, vol. 50, no. 1, págs. 115–126, 2008.
- Umul, Y.Z., ‘Modified theory of Physical Optics’, *Optics Express*, vol. 12, no. 20, págs. 4959–4972, 2004.
- Umul, Y.Z., ‘Modified theory of Physical Optics solution of impedance half plane problem’, *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 54, no. 7, págs. 2048–2053, 2006.
- Umul, Y.Z., ‘Scattering of a line source by a cylindrical parabolic impedance surface’, *Journal of the Optical Society of America A*, vol. 25, no. 7, págs. 1652–1659, 2008.
- Van-Bladel, J., *Electromagnetic Fields*, IEEE Press, Wiley-Interscience, EE.UU., 2ª ed., 2007.

- WinProp, *Software Suite*, AWE-Communications, 2009, <http://www.awe-communications.com>.
- WinSuites, *Progettazione radioelettrica WinRTP, WinWLL, WinBDC, WinERT*, Vector, 2009, <http://www.vectorweb.it>.
- Woo, A. y Amanatides, J., 'Voxel occlusion testing: a shadow determination accelerator for ray tracing', en *Proceedings Graphics Interface '90*, págs. 213–220, 1990.
- Xia, H.H., Bertoni, H.L., Maciel, L.R. et ál., 'Microcellular propagation characteristics for personal communications in urban and suburban environments', *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 43, no. 3, págs. 743–752, 1994.
- Xu, J.S., Wang, Y. y Wang, Z., 'A novel measurement-based algorithm for coverage prediction of urban and suburban cells in wireless networks', *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 54, no. 11, págs. 3138–3142, 2006.
- Yun, Z., Zhang, Z. y Iskander, M., 'A ray-tracing method based on the triangular grid approach and application to propagation prediction in urban environments', *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 50, no. 5, págs. 750–758, 2002.
- Zhang, G., Tsang, L. y Pak, K., 'Angular correlation function and scattering coefficient of electromagnetic waves scattered by a buried object under two-dimensional rough surface', *Journal of the Optical Society of America A*, vol. 15, no. 12, págs. 2995–3002, 1998.
- Zhou, Y. y Ling, H., 'On the multiplaten Z-buffer algorithm for ray tracing in high frequency electromagnetic scattering computations', *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 43, no. 4, págs. 298–301, 2004.