

UNIVERSIDAD DE EXTREMADURA
Escuela Politécnica

DEPARTAMENTO DE FÍSICA APLICADA



TESIS DOCTORAL

ANÁLISIS TEÓRICO Y EXPERIMENTAL DE RADIACIONES
ELECTROMAGNÉTICAS EN ONDA MEDIA,
CARACTERIZANDO LOS NIVELES Y OSCILACIONES
SUFRIDAS, Y EVALUANDO SU IMPLICACIÓN DOSIMÉTRICA
EN EL CUERPO HUMANO

Fernando Tomás Pachón García

2014

UNIVERSIDAD DE EXTREMADURA
Escuela Politécnica

DEPARTAMENTO DE FÍSICA APLICADA

TESIS DOCTORAL

ANÁLISIS TEÓRICO Y EXPERIMENTAL DE RADIACIONES
ELECTROMAGNÉTICAS EN ONDA MEDIA, CARACTERIZANDO
LOS NIVELES Y OSCILACIONES SUFRIDAS, Y EVALUANDO SU
IMPLICACIÓN DOSIMÉTRICA EN EL CUERPO HUMANO

Autor:

Fernando Tomás Pachón García

Directores:

Jesús Manuel Paniagua Sánchez

María de la Montaña Rufo Pérez

Tribunal Calificador

Presidente:

Dr. D.

Vocales:

Dr. D.

Dr. D.

Dr. D.

Secretario:

Dr. D.

CALIFICACIÓN:

Cáceres, a de de 2014.

Este trabajo ha sido parcialmente financiado por el Gobierno de Extremadura (Consejería de Empleo, Empresa e Innovación) y el Fondo Social Europeo (FSE).

Agradecimientos

En primer lugar quiero dedicar unas palabras de agradecimiento a mis directores de tesis, Jesús Paniagua y Montaña Rufo, por su labor de dirección y asesoramiento en este periodo de formación. Del mismo modo, hago extensible este agradecimiento a Antonio Jiménez.

En segundo lugar, deseo dar las gracias también a las diferentes personas y organismos que de un modo u otro también me han ayudado a la realización de esta Tesis. Por un lado agradezco al profesor Gökhan Apaydin de la Universidad de Zirve (Turquía), por facilitarme el software FEMIX utilizado para realizar algunas validaciones con relación a FDTD; los autores de dicho software son el profesor mencionado y el profesor Levent Sevgi que pertenece al *IEEE Antennas and Propagation Society Education Committee*. Por otro lado, agradezco a la Fundación Computación y Tecnologías Avanzadas de Extremadura (COMPUTAEX) y al Centro Extremeño de Investigación, Innovación Tecnológica y Supercomputación (CénitS) el acceso que he tenido al supercomputador Lusitania, habiendo hecho uso del mismo para realizar algunas simulaciones dentro de la sección de FDTD de este documento, gracias a todo el equipo humano por su gestión a la hora de utilizar el supercomputador. Asimismo, tengo que dar las gracias al Departamento de Geografía de la Universidad de Extremadura, a todos los compañeros y profesores que atendieron mis consultas y me dieron algunas directrices en mis inicios con los Sistemas de Información Geográfica (SIG), que me han sido sumamente útiles, en este sentido también incluyo a mi compañero Chema. Del mismo modo, agradezco al Centro Nacional de Información Geográfica (CNIG) el uso de mapas diversos y cartografía que he utilizado a la hora de mostrar los resultados, y a la institución *International Telecommunication Union* el uso del software GRWAVE usado para cálculos de propagación electromagnética sobre tierra plana. Agradezco igualmente al profesor Trevor Marshall sus revisiones de las secciones escritas en inglés en esta Tesis.

Por último y no por ello menos importante, quiero dar las gracias a mi familia, especialmente padres y hermana por su soporte y comprensión en ciertos momentos. Tampoco quiero olvidar los diferentes amigos y compañeros que he tenido a lo largo de todas las etapas educativas.

Resumen

La caracterización de la distribución de niveles de campo electromagnético en diferentes entornos es importante, no ya desde un punto de vista de radio-propagación, sino también de evaluación de la exposición a radiaciones electromagnéticas, siendo obligada la realización de certificaciones y estudios que nos evalúen los niveles y nos constaten que están por debajo de ciertos umbrales prefijados. De cara a entender mejor el comportamiento de la señal en entornos reales, son necesarios estudios tanto experimentales así como teóricos, complementando estos últimos a los anteriores, y que permitan estimar qué zonas son más críticas expositivamente hablando y qué factores pueden hacer que los valores tomados en una simple medición puedan verse alterados en otras circunstancias para esa misma localización.

El presente estudio, analiza en profundidad la caracterización de señales electromagnéticas en onda media en torno a tres transmisores situados en la zona, tanto desde un punto de vista experimental como teórico.

En relación al estudio experimental de los niveles, se han llevado a cabo campañas de medida en cierta localización, para analizar la repetibilidad de la señal para esta banda de frecuencias y con una modulación en amplitud, ajustándose funciones de distribución que contemplen bien el comportamiento de la señal. Asimismo se han realizado campañas de medida de larga duración implementándose la aplicación TI-MC (*Temporal Interpolation-Monte Carlo*) que permite interpolar valores de señales conforme a las distribuciones seleccionadas. Por otro lado, se han efectuado campañas de medida barriendo un área de interés y creando mapas de niveles utilizando tanto la técnica de interpolación geoestadística de Kriging, a través de programas de cálculo automatizados, así como la creación de la aplicación EI-RBF (*Electric Interpolation-Radial Basis Function*) que permite estimar una curva suavizada de niveles en función de los valores de las muestras vecinas, representando los resultados en un sistema GIS (*Geographical Information System*). Finalmente, y de cara a discriminar zonas con distintos niveles de campo experimentales, según se supere o no cierto umbral para efectos térmicos o de densidades de corriente inducida y efectos de estimulación eléctrica, se ha creado la aplicación EF-ANN (*Electric Frontier-Artificial Neural Network*) que nos permite diferenciar con garantías y con gran generalización muestras procedentes de diferentes campañas en un cierto área.

Con respecto a los estudios teóricos practicados, en primer lugar y con objeto de poder evaluar la distribución teórica de niveles en un área (y poder compararla con la experimental previamente aludida), se ha creado la aplicación UexWAVE que está basada en la aplicación GRWAVE (*Ground-Wave*) de la ITU (*International Telecommunication Union*), fundamentada en los métodos de Norton-Wait para evaluar la onda de superficie en terrenos lisos, habiéndole añadido el método de Millington para la consideración de variación de conductividades del terreno. Sin embargo para ilustrar que las variaciones en altitud del terreno o irregularidades del mismo pueden tener una

afección considerable, se ha creado otra aplicación adicional, MF-FDTD (*Medium Frequency-Finite Difference Time Domain*) que, basándose en el método de las diferencias finitas, permite la consideración de ciertos perfiles de terreno y la obtención de los niveles de campo correspondientes. Finalmente y con objeto de poder determinar la variación del diagrama de radiación de los transmisores en el entorno real de estudio, considerando las conductividades y permitividades exactas del terreno y la inclusión de estructuras metálicas circundantes muy próximas que provocan acoplamientos y modificación de la omnidireccionalidad *a priori* asumida, se ha utilizado el programa NEC (*Numerical Electromagnetics Code*) basado en el método de los Momentos para su cálculo, proporcionándose valores de la ganancia según el azimut considerado, y caracterizando perfectamente el diagrama de radiación.

Para finalizar se ha llevado a cabo un análisis comparativo de los niveles experimentales colectados con la normativa de aplicación a exposición a radiaciones, chequeándose tanto los niveles de referencia como los efectos térmicos y los derivados de las corrientes inducidas y efectos de estimulación, en los puntos más críticos del estudio. Además a lo largo de la Tesis se ha dado una estimación de la incertidumbre asociada a los valores de campo mostrados.

La presente Tesis proporciona pues un completo y profundo análisis de la distribución de niveles en onda media, analizando los diferentes factores que pueden afectar a los valores de campo existentes en el medio y cómo proceder para estudiarlos, siendo muchos de los aspectos tratados en este trabajo extrapolables a otras bandas de frecuencias. Por consiguiente, las indicaciones aquí presentadas sirven como base para replantearse la inclusión o comprobación de otros tipos de mediciones y análisis en la evaluación de la exposición, y de este modo tener un conocimiento más profundo del comportamiento de las señal en aquellos puntos de especial interés. Por ejemplo: si suponemos unos niveles obtenidos próximos a los umbrales establecidos legalmente pero inferiores a los mismos, se podrían requerir actuaciones adicionales en vez de simples mediciones de niveles de campo.

Abstract

The characterization of field level distributions in different environments is important not only from a radio propagation point of view but also from an evaluation of exposure to electromagnetic radiation standpoint; certifications and studies to assess the levels are mandatory, and in this way we can check if we are below certain thresholds specified in standards. In order to achieve a better understanding of the behavior of the signal in real environments, both experimental and theoretical studies are needed, the latter complement the former, allowing us to estimate which areas are more critical from an exposure point of view, and analyzing the factors which can cause measurements collected in a certain location to vary their value.

The present study analyzes in depth the characterization of electromagnetic signals on medium wave, around three transmitters located in the area, both from an experimental and a theoretical point of view.

In relation to the experimental study of levels, on the one hand, measurement campaigns have been conducted in a certain location to analyze the repeatability of the signal for this frequency band and with the amplitude modulation, adjusting distribution functions which fit well with the spreading of signal levels. Long measurement campaigns have also been performed, the application TI-MC (Temporal Interpolation-Monte Carlo) being implemented, which allows interpolating temporal-values of signal according to the selected distributions. On the other hand, spatial measurement campaigns have been carried out in an area of interest, and maps of levels have been created using both geo-statistical techniques, such as Kriging interpolation (through a commercial software), and utilizing the created application: EI-RBF (Electric Interpolation-Radial Basis Function), which estimates smoothed curves of levels just based on the levels of the neighborhood, representing the results in a GIS (Geographical Information System). Finally and in order to discriminate zones with different levels of experimental field which exceed certain thresholds related to thermal effects or induced current densities and electrical stimulation effects, the EF-ANN program (Electric Frontier-Artificial Neural Network) has been created, allowing us to differentiate with guarantees, and capacity of generalization, samples from different seasons in a given area.

Regarding the theoretical studies performed, firstly and in order to assess the theoretical level distribution in an area (and to be able to compare them with experimental ones previously mentioned), the UexWAVE application has been implemented. It is based on the application GRWAVE (GRoundWave) from ITU (*International Telecommunication Union*), which is based on the Norton-Wait methods for evaluating the surface wave on a smooth terrain, and the Millington method for considering variations of conductivity in the ground. Secondly, to illustrate that variations in terrain altitude or irregularities in the surface can have a significant effect, an additional application, MF-FDTD (Medium Frequency-Finite Difference Time Domain) has been created, which is based on the Finite Difference method, which allows us to take into account specific terrain profiles, and in this way to obtain the field levels which

correspond to the inclusion of rough terrains. Finally and in order to determine the variation of the radiation pattern of the transmitters in the real environment under study, considering the specific conductivities and permittivities that the terrain has, and taking into consideration the surrounding metal structures located very close to the transmitters which produce couplings between them, and hence causing modification of the omnidirectional pattern *a priori* assumed, NEC (Numerical Electromagnetics Code) commercial software has been used, based on the Method of Moments for the calculus, providing us with values of the gain depending on the azimuth, and characterizing perfectly the radiation pattern.

To finalize, we have carried out a comparative analysis of the experimental levels with the standards which apply to the exposure, contrasting both reference levels, thermal effects and those arising from induced currents and stimulation effects at those representative points which have been selected because they are the most critical ones. Besides this, an estimation of the uncertainty associated with the field values has been made throughout this document.

Hence, this Thesis provides a complete and thorough analysis of the field level distributions, analyzing the different factors which can affect the field values existing in a certain place, and how to proceed to study them. Many of the issues addressed in this work can be extrapolated to other frequency bands. Therefore, the indications presented here serve as a basis for rethinking the inclusion of additional analyses or checking other measurements in the matter of the exposure assessment, and thus having a deeper understanding of the behavior of the signal at the points of special interest; we could highlight for instance the case of a complex situation with levels close to the thresholds legally established, and with this treatment it is revealed that additional performances should be carried out instead of a simple or isolated measurement.

Índice general

Capítulo 1. Introducción.....	1
1.1. Motivación de la Tesis	1
1.2. Revisión del estado del arte.....	3
1.2.1. Normativas, captura de medidas e incertidumbre.....	3
1.2.2. Estudios temporales y simulaciones Monte-Carlo	5
1.2.3. Estudios espaciales y métodos de interpolación.....	6
1.2.4. Redes neuronales artificiales	8
1.2.5. Ondas de superficie. Método Millington.....	9
1.2.6. Técnicas FDTD para el cálculo de la radio-propagación	10
1.2.7. Diagramas de radiación y acoplos.....	11
1.3. Objetivos y aportación	13
1.4. Estructura de la memoria.....	14
Capítulo 2. Análisis experimental de la variación temporal y espacial de niveles....	17
2.1. Transmisores de estudio y metodología en la captura de medidas.....	17
2.1.1. Metodología para la captura de medidas temporales.....	18
2.1.2. Metodología para la captura de medidas espaciales	19
2.1.3. Antena y analizador de espectros utilizado	20
2.2. Evaluación dosimétrica	21
2.3. Incertidumbre asociada a los valores de campo y al proceso de medida	22
2.3.1. Concepto de incertidumbre y clasificación de los tipos existentes.....	22
2.3.2. Computación de la incertidumbre. Formulación	24
2.4. Interpolación temporal. Funciones de distribución y método de Monte-Carlo	25
2.4.1. Funciones de densidad de probabilidad características	25
2.4.2. Método de Monte-Carlo para la estimación de muestras	30
2.5. Interpolación espacial. Métodos de Kriging y RBF	31
2.5.1. Método geoestadístico de Kriging.....	32
2.5.2. Método de interpolación exacta RBF	35
2.5.3. Parámetros para medir la bondad	39
2.6. Discriminación de niveles vía ANN.....	39
2.6.1. Concepto de red neuronal	40
2.6.2. Programa implementado para la diferenciación de zonas a través de ANN.	43

2.6.3. Utilidad de las técnicas de ANN en muestras electromagnéticas.....	45
Capítulo 3. Análisis teórico de niveles con la distancia y del RP de transmisores....	49
3.1. Aplicación del método Millington para el cálculo de la onda de superficie en terrenos lisos	49
3.1.1. Interés en la creación del programa propietario UexWAVE.....	49
3.1.2. Metodología para el cálculo de resultados teóricos y comparativa con los respectivos experimentales.....	50
3.1.3. Método de Millington aplicado a las ondas de superficie	53
3.1.4. Aplicación UexWAVE para el cálculo teórico de niveles de campo y comparación con mapas experimentales.....	55
3.2. Método FDTD para terrenos irregulares	57
3.2.1. Metodología para la aplicación de FDTD	58
3.2.2. Expresiones FDTD y aplicación MF-FDTD	59
3.2.3. Estabilidad, dispersión numérica y error de discretización del método	64
3.3. Método MoM para estudio del RP de monopolos.....	67
3.3.1. Metodología en la aplicación del método MoM.....	67
3.3.2. Ganancia y Directividad teóricas del monopolo.....	69
3.3.3. Formulación del Método de los Momentos (MoM)	70
3.3.4. Aplicación de MoM a Antenas.....	72
Capítulo 4. Resultados de los análisis experimentales	75
4.1. Espectros colectados con el analizador	75
4.2. Evaluación de la interpolación temporal.....	76
4.2.1. Campaña temporal corta: PDF y estadísticas	76
4.2.2. Campaña temporal larga: Medidas y estadísticas.....	84
4.2.3. Estimación del efecto inducido vía método de Monte-Carlo	88
4.3. Evaluación de la interpolación espacial	90
4.3.1. Mapas de interpolación Kriging	90
4.3.2. Mapas de interpolación RBF	98
4.3.3. Ejemplo de solapamiento de Kriging y RBF en GIS.....	106
4.4. Evaluación de la diferenciación de niveles aplicando ANN	108
4.4.1. Fronteras relativas al efecto térmico y a la estimulación eléctrica para umbral de -57 dB.....	108

4.4.2. Comparativa de fronteras para el efecto de corrientes inducidas al variar el umbral entre -63 y -51 dB	113
4.4.3. Comparativa de fronteras para el efecto de corrientes inducidas en frecuencias aisladas y umbral de -57 dB.....	115
Capítulo 5. Resultados de los análisis teóricos.....	117
5.1. Distribución de niveles de campo obtenidos con el programa UexWAVE para terrenos lisos	118
5.1.1. Análisis del comportamiento del método Millington en diferentes trayectos	118
5.1.2. Mapa de niveles obtenidos	120
5.1.3. Comparativa de mapa teórico con experimental procedente de RBF. Validación de resultados	123
5.2. Distribución de niveles en diferentes terrenos con FDTD	128
5.2.1. Terreno liso con cambios de conductividad	129
5.2.2. Tierra con obstáculos: montañas	130
5.2.3. Afección de obstáculos y conductividades en perfiles GIS de entornos reales	134
5.3. Computación del Diagrama de Radiación de los monopolos considerando entornos reales.....	138
5.3.1. Selección del número de radiales y ajuste de la SWR.....	139
5.3.2. Impedancia de entrada del transmisor	139
5.3.3. Diagrama de radiación para diferentes tipos de conductividades del terreno... ..	141
5.3.4. Diagrama de radiación cuando se incorporan estructuras metálicas en los alrededores	143
Capítulo 6. Comparación de niveles con las normativas e incertidumbre asociada	149
6.1. Marco de referencia de evaluación de niveles radioeléctricos	149
6.1.1. Normativas de ámbito internacional y nacional	150
6.1.2. Criterios de restricciones básicas y niveles de referencia.....	150
6.1.3. Controversia sobre los efectos reales de los campos EM en la salud.....	152
6.2. Resultados de la comparación de los niveles medidos con la normativa y cálculo de la incertidumbre.....	153
6.2.1. Niveles comparados con la normativa.....	153
6.2.2. Calculo de incertidumbre en las medidas	158
6.3. Comparativa de niveles de campo eléctrico con otros estudios experimentales	160

6.3.1. Ámbito regional/nacional	160
6.3.2. Ámbito internacional	162
Capítulo 7. Conclusiones y líneas futuras	165
7.1. Conclusiones	165
7.2. Líneas futuras	168
Apéndice A. Desarrollo de la formulación de Norton-Wait	171
A.1. Método de Norton y la onda de superficie	172
A.2. Método de Wait y la onda de superficie	173
Apéndice B. Formulación ligada al programa FEMIX	175
B.1. Ecuación parabólica	175
B.2. Método de los elementos finitos (FEM). Programa FEMIX	176
Bibliografía	179

Índice de figuras

Figura 2.1: Puntos de muestreo en el área cubierta. Puntos con asteriscos: campaña de primavera de 2008 (50 x 50 km ²), y puntos redondos: campaña de otoño de 2010 (160 x 160 km ²).	20
Figura 2.2. Esquema de conexión de la antena y el analizador para la captura de los espectros.	21
Figura 2.3: Esquema del análisis completo de incertidumbre en las medidas.	24
Figura 2.4 Programa TI-MC basado en el método de Monte-Carlo para la estimación del efecto de estimulación eléctrica y de densidades de corriente inducida a lo largo del tiempo.	31
Figura 2.5: Semivariograma teórico de tipo esférico.	33
Figura 2.6: Arquitectura RBF. Configuración: 1 capa oculta con función de transferencia de funciones radiales y una capa de salida con transferencia lineal; w alude a los pesos y b al valor de <i>bias</i>	37
Figura 2.7: Diagrama de flujos de la aplicación EI-RBF, para la creación de mapas de campo interpolados.	38
Figura 2.8: Diferentes arquitecturas de ANN. De arriba abajo: <i>feed-forward backpropagation</i> , <i>trainable cascade-forward backpropagation</i> y <i>Elman backpropagation</i> . Configuración para estos esquemas: 2 capas ocultas; w hace referencia a los pesos y b al valor de <i>bias</i> o sesgo.	41
Figura 2.9: Diagrama de flujos para la aplicación EF-ANN: Discriminación de áreas de ciertos niveles.	44
Figura 3.1: Mapa del área bajo estudio con las conductividades del terreno y ubicación de los puntos experimentales de la campaña de otoño.	52
Figura 3.2: Esquema del camino entre T_x y R_x usado en la aplicación UexWAVE habiendo diferentes secciones de conductividades y con ilustración media del terreno.	53
Figura 3.3: Programa UexWAVE basado en el método Millington para cálculo teórico de campo eléctrico y validación con muestras experimentales y con mapa experimental obtenido vía RBF.	57
Figura 3.4: Esquema de celda FDTD en 3D resaltando el plano 2D de interés (izqda.) y desglose de componentes para el modo TE_z (dcha.).	59
Figura 3.5: Transmisores y estructuras metálicas circundantes. Izqda.: Monopolos de 774 y 1107 kHz. Dcha.: Monopolo de 900 kHz y dos estructuras tronco-piramidales.	68
Figura 3.6: Esquema de la fundamentación del campo eléctrico en el método MoM.	73
Figura 4.1. Espectro colectado en el rango 0.5-1.7 MHz para la ubicación ‘F10m’ situada a 1.9 km del transmisor de 0.9 MHz y a unos 12.4 km de los restantes de 0.774 y 1.107 MHz.	76

Figura 4.2: Ajuste de PDF al histograma de valores de campo E para 774 kHz. Traza máxima (dcha.), y traza instantánea (izqda.).....	77
Figura 4.3: Ajuste de CDF a los valores de campo E para 774 kHz. Traza <i>max-hold</i>	79
Figura 4.4: Ajuste de PDF al histograma de valores de campo E para 1107 kHz. Traza máxima (dcha.), y traza instantánea (izqda.).....	80
Figura 4.5: Ajuste de PDF al histograma de valores de campo E para 900 kHz. Traza máxima (dcha.), y traza instantánea (izqda.).....	81
Figura 4.6: Evolución temporal del campo eléctrico durante 1 año; T alude a días. Tamaño de la muestra: 120 muestras por frecuencia (10 por mes). Traza <i>max-hold</i> . Las barras verticales reflejan las desviaciones estándar para cada mes en cuestión y cada frecuencia, σ	85
Figura 4.7: Estimación del efecto ESE (<i>Electrical Stimulation Effect</i>) asociado a las densidades de corriente inducida y a los efectos de estimulación, obtenida vía aplicación TI-MC basada en el método de Monte-Carlo, siendo S el número de muestras simuladas. Puntos: validación con valores experimentales.....	88
Figura 4.8: CDF de cada componente frecuencial que se incluye en la representación de la estimación del efecto ESE vía Monte-Carlo.	89
Figura 4.9: Valores del campo E para 774 kHz en los puntos de muestreo y ajuste logarítmico de la variación de los niveles con la distancia.	91
Figura 4.10: Variograma de los residuos para la frecuencia de 774 kHz y ajuste a modelo teórico de tipo esférico (línea en trazo continuo), con V la varianza y d la distancia.	92
Figura 4.11: Mapa de nivel de campo E interpolado por Kriging para 774 kHz (izqda.) y mapa de desviaciones asociado (dcha.).....	93
Figura 4.12: Valores predichos, E_p , por Kriging frente a medidos, E_m , para 774 kHz. En línea continua el ajuste lineal de regresión a los datos, indicándose su ecuación y parámetros asociados en el recuadro, y en línea a trazos la recta ideal de pendiente unidad.	94
Figura 4.13: Mapa de nivel de campo E interpolado por Kriging para 900 kHz (izqda.) y mapa de desviaciones asociado (dcha.).....	95
Figura 4.14: Mapa de nivel de campo E interpolado por Kriging para 1107 kHz (izqda.) y mapa de desviaciones asociado (dcha.).....	97
Figura 4.15: Mapa de nivel de campo E (dB μ V/m) interpolado usando la aplicación EI-RBF para 774 kHz. N° vecinos: 40 fijos. Paso de muestreo: 2000 m. Base lineal.....	99
Figura 4.16: Valores predichos usando RBF, E_p , frente a medidos, E_m , para 774 kHz. En línea continua el ajuste lineal de regresión a los datos, indicándose su ecuación y parámetros asociados en el recuadro, y en línea a trazos la recta ideal de pendiente unidad.	100
Figura 4.17: Correspondencia entre puntos originales (izqda.) y los asignados en el mallado creado (dcha.) para un paso de muestreo de 2000 m, para emisiones de 774 y 1107 kHz; usado en computación de los errores.	100

Figura 4.18: Mapa de nivel de campo E (dB $\mu\text{V}/\text{m}$) interpolado usando la aplicación EI-RBF para 900 kHz. N° vecinos: 40 fijos. Paso de muestreo: 2000 m. Base lineal.....	102
Figura 4.19: Mapa de nivel de campo E (dB $\mu\text{V}/\text{m}$) interpolado usando la aplicación EI-RBF para 1107 kHz. N° vecinos: 40 fijos. Paso de muestreo: 2000 m. Base lineal.....	103
Figura 4.20: Mapa de nivel de campo E (dB $\mu\text{V}/\text{m}$) interpolado usando la aplicación EI-RBF para los tres transmisores conjuntos, n° vecinos: 40 fijos, paso de muestreo: 2000 m, base lineal (izqda.). Valores predichos vía RBF, E_p , frente a medidos, E_m (dcha.); en línea continua el ajuste lineal de regresión a los datos, indicándose su ecuación y parámetros asociados, y en línea a trazos la recta ideal de pendiente unidad.....	104
Figura 4.21: Correspondencia entre puntos originales (izqda.) y los asignados en el mallado creado (dcha.) para un paso de muestreo de 2000 m, para la emisión conjunta de 774, 900 y 1107 kHz; usado en computación de los errores.	104
Figura 4.22: Mapa de nivel de campo E (dB $\mu\text{V}/\text{m}$) interpolado usando la aplicación EI-RBF para los tres transmisores conjuntos, n° vecinos: 40 fijos, paso de muestreo: 100 m, base lineal (izqda.). Valores predichos vía RBF, E_p , frente a medidos, E_m (dcha.); en línea continua el ajuste lineal de regresión a los datos, indicándose su ecuación y parámetros asociados, y en línea a trazos la recta ideal de pendiente unidad.....	105
Figura 4.23: Correspondencia entre puntos originales (izqda.) y los asignados en el mallado creado (dcha.) para un paso de muestreo de 100 m, para la emisión conjunta de 774, 900 y 1107 kHz; usado en computación de los errores.	106
Figura 4.24: Mapas de campo E usando Kriging para el transmisor de 774 kHz con solapamiento de cartografía en GIS.	107
Figura 4.25: Mapas de campo E usando RBF para el transmisor de 774 kHz con solapamiento de cartografía en GIS.	107
Figura 4.26: Proceso de entrenamiento y de test mostrando la variación de los valores con el n° de iteraciones (arriba) y robustez de la red (abajo) para el efecto térmico. Red n° 1 de tipo <i>Feed-Forward</i>	110
Figura 4.27: Clasificador de efecto térmico (ET) para la contribución global de las tres emisiones vía aplicación EF-ANN, umbral -57 dB. Paso de muestreo: 74 m. Red n° 1 de tipo MLP.....	111
Figura 4.28: Clasificador de efecto de estimulación eléctrica (ESE) para la contribución global de las tres emisiones vía aplicación EF-ANN, umbral -57 dB. Paso de muestreo: 74 m. Red n° 1 de tipo MLP.....	112
Figura 4.29: Clasificador de efecto térmico y de estimulación eléctrica integrado en sistema GIS, para la contribución global de las tres emisiones vía aplicación EF-ANN, umbral -57 dB. Paso de muestreo: 74 m. Red n° 1. Tamaño de muestra: 149.....	113

Figura 4.30: Clasificador de efecto de estimulación eléctrica para la contribución global de las tres frecuencias vía aplicación EF-ANN. Arriba (de izquierda a derecha): Clasificador para -51 dB, -57 dB y -63 dB. Abajo: Los tres clasificadores puestos conjuntamente.	114
Figura 4.31: Clasificador de efecto de estimulación eléctrica para la contribución aislada de cada frecuencia y la suma conjunta de ellas vía aplicación EF-ANN. Arriba (de izquierda a derecha): Clasificador para 774, 900 y 1107 kHz. Abajo: Los tres clasificadores puestos conjuntamente para las consideración de frecuencias aisladas y el global para la contribución conjunta (línea negra).	115
Figura 5.1: Análisis Millington en el trayecto entre T_x de 774 kHz y un punto en el suroeste del mapa. La transición de 1-3-10 mS/m, con respecto a 5 mS/m constante, es movida a la mitad y al inicio del propio trayecto. ΔE alude a la diferencia entre E_{TxRx} y E_{RxTx}	119
Figura 5.2: Análisis Millington en el trayecto entre el T_x de 900 kHz y punto situado en el centro-este. Se modifican los valores de conductividades de las diferentes secciones. ΔE alude a la diferencia entre E_{TxRx} y E_{RxTx}	120
Figura 5.3: Proceso de cálculo de la aplicación UexWAVE, resaltando un punto específico. Izquierda: camino T_x - R_x ; derecha: altitudes (arriba), y conductividades (abajo) del trayecto.	121
Figura 5.4: Izquierda: Mapa teórico n° 1 de campo E_{rms} vía aplicación UexWAVE (suma cuadrática de las tres emisiones y 2000 m de paso de muestreo). Derecha: Valores predichos, E_p , frente a medidos, E_m , para las ubicaciones experimentales; en línea continua el ajuste lineal de regresión a los datos, indicándose su ecuación y parámetros asociados en el recuadro, y en línea a trazos la recta ideal de pendiente unidad.	122
Figura 5.5: Izquierda: Mapa teórico n° 2 de campo E_{rms} vía aplicación UexWAVE (suma cuadrática de las tres emisiones y 300 m de paso de muestreo). Derecha: Valores predichos, E_p , frente a medidos, E_m , para las ubicaciones experimentales (<i>zoom</i> a la zona cercana a transmisores); en línea continua el ajuste lineal de regresión a los datos, indicándose su ecuación y parámetros asociados en el recuadro, y en línea a trazos la recta ideal de pendiente unidad.	123
Figura 5.6: Mapa de diferencia de valores entre el campo eléctrico teórico (vía UexWAVE) y el experimental (vía EI-RBF) para el área de estudio de $160 \times 160 \text{ km}^2$	127
Figura 5.7: Campo E teórico frente a la distancia para la emisión de 774 kHz vía aplicación UexWave, y superposición de valores experimentales para dicha emisión.	128
Figura 5.8: Variación del campo E con la distancia, d (arriba) considerando varios cambios de conductividad (abajo) a 1 y 2 MHz. En trazo discontinuo MF-FDTD y trazo continuo aplicación UexWAVE.	129

Figura 5.9: Variación del campo E con la distancia a las frecuencias de 0.5, 1 y 2 MHz aplicando MF-FDTD, y considerando una montaña gaussiana de 1500 m de altura centrada a 10 km, $\{\sigma: 2 \text{ mS/m}, \epsilon_r: 10\}$	131
Figura 5.10: Variación del campo E con la distancia (arriba) a la frecuencia de 2 MHz aplicando MF-FDTD, y considerando diferentes alturas de la montaña desde 0.5-3 km (abajo), $\{\sigma: 2 \text{ mS/m}, \epsilon_r: 10\}$	132
Figura 5.11: Variación del campo E con la distancia a 2 MHz (arriba) al considerar montañas de diferente anchura (abajo), $\{\sigma: 2 \text{ mS/m}, \epsilon_r: 10\}$	133
Figura 5.12: Variación del campo E con la distancia a 1 MHz (arriba) al considerar una combinación de 3 montañas de diferentes dimensiones (abajo), $\{\sigma: 2 \text{ mS/m}, \epsilon_r: 10\}$	134
Figura 5.13: Mapa digital de elevación del terreno de la zona de estudio con resolución de píxel de 25 m, solapando el mapa de conductividad y los <i>slices</i> extraídos para los perfiles.	135
Figura 5.14: Variación del campo E con la distancia (arriba) para el ‘ <i>Slice 1</i> ’ (abajo) aplicando MF-FDTD; $f_0: 0.9 \text{ MHz}$	135
Figura 5.15: Variación del campo E con la distancia (arriba) para el ‘ <i>Slice 1</i> ’ (abajo) aplicando FDTD; $f_0: 2 \text{ MHz}$	136
Figura 5.16: Variación del campo E con la distancia (arriba) para el ‘ <i>Slice 2</i> ’ (abajo) aplicando FDTD; $f_0: 0.9 \text{ MHz}$	137
Figura 5.17: Variación del campo E con la distancia (arriba) para el ‘ <i>Slice 3</i> ’ (abajo) aplicando MF-FDTD; $f_0: 0.774 \text{ MHz}$	138
Figura 5.18: SWR y coeficiente de reflexión para el monopolo de 774 kHz.....	140
Figura 5.19: Variación de la impedancia de entrada (parte real, R , e imaginaria, X , arriba, y módulo, Z , y fase abajo) de la antena monopolo de 0.774 MHz con la frecuencia. Configuración: transmisor sobre suelo con constantes $\{\sigma: 5 \text{ mS/m}, \epsilon_r: 26.5\}$	141
Figura 5.20. RP en plano E para tierra perfecta y tierra real de 5 mS/m (izqda.). RP en plano E para diferentes tipos de tierras: <i>Rich Agric.</i> , <i>Marshy</i> , <i>Local</i> y <i>Dry</i> (dcha.). $f_0: 0.774 \text{ MHz}$	142
Figura 5.21. RP en 3D del monopolo 1107 kHz con la estructura metálica del T_x de 774 kHz presente (izqda.). Secciones del RP en plano E para diferentes ángulos de orientación, conforme al RP presentado en la parte izquierda (dcha.).....	144
Figura 5.22: RP en plano H en coordenadas polares (izqda.) y en coordenadas cartesianas para 1107 kHz cuando la estructura del transmisor de 774 kHz está o no presente (dcha.)	144
Figura 5.23: RP en plano H en coordenadas polares para 774 kHz cuando la estructura del transmisor de 1107 kHz está presente.	145
Figura 5.24: RP en 3D del monopolo 900 kHz con las estructuras metálicas tronco-piramidales presentes (izqda.). Secciones del RP en plano E para diferentes ángulos de orientación, conforme al RP presentado en la parte izquierda (dcha.)	146

Figura 5.25: RP en plano H en coordenadas polares (izqda.) y en coordenadas cartesianas para 900 kHz cuando estructuras tronco-piramidales están o no presente (dcha.).	147
Figura 6.1: Niveles de referencia (valores en rms) para los campos eléctricos y magnéticos según ICNIRP. Resaltado en verde la banda correspondiente a Onda Media.	151
Figura 6.2: Imagen aérea de la zona más próxima al transmisor de 900 kHz junto con la ciudad de Cáceres, y puntos de medida con su nomenclatura. Imágenes procedentes del CNIG.	157
Figura 6.3: Imagen aérea de la zona más próxima a los transmisores de 774 y 1107 kHz junto con la villa de Valdesalor, y puntos de medida con su nomenclatura. Imágenes procedentes del CNIG.	157

Índice de tablas

Tabla 2.1: Frecuencia, potencia radiada aparente respecto a antena vertical corta (PRAV) y coordenadas de los transmisores en el área de estudio. En la proyección se usa el sistema <i>Universal Transverse Mercator</i> , y el datum es <i>World Geodetic System 1984</i>	18
Tabla 2.2: Especificaciones del punto de control para medidas temporales. Tx_1 se refiere al transmisor de 900 kHz, Tx_2 a los de 774 y 1107 kHz.....	18
Tabla 2.3: Comparativa de umbrales de exposición para el público en general en la banda de telefonía móvil entre valores ICNIRP y los fijados por algunos países. E : campo en V/m, y $\Delta E = 20 \cdot \log(E_{ICNIRP}/E_{pais})$	45
Tabla 2.4: Valores típicos medidos en zonas urbanas cercanas a transmisores de onda media en Estados Unidos. E : campo en V/m, y $\Delta E = 20 \cdot \log(E_{ICNIRP}/E_{pais})$	46
Tabla 3.1: Localización de las estructuras metálicas circundantes y sus dimensiones.	68
Tabla 4.1: Parámetros de ajuste para 774 kHz. μ : valor medio, σ^2 varianza para cada función de ajuste. LL: parámetro <i>Log-likelihood</i> , v : grado de libertad de la distribución χ <i>Square</i> , y $1-\alpha$ nivel de confianza. Traza: <i>max-hold</i> o máxima.	78
Tabla 4.2: Parámetros de ajuste para 1107 kHz. μ : valor medio, σ^2 varianza para cada función de ajuste. LL: parámetro <i>Log-likelihood</i> , v : grado de libertad de la distribución χ <i>Square</i> , y $1-\alpha$ nivel de confianza. Traza: <i>max-hold</i> o máxima.	79
Tabla 4.3: Parámetros de ajuste para 900 kHz. μ : valor medio, σ^2 varianza para cada función de ajuste. LL: parámetro <i>Log-likelihood</i> , v : grado de libertad de la distribución χ <i>Square</i> , y $1-\alpha$ nivel de confianza. Traza: <i>max-hold</i> o máxima.	81
Tabla 4.4: Estadísticas del campo E para cada frecuencia. Campaña temporal corta. F : frecuencia, Max : máximo E , Min : mínimo E , M : media del campo E , σ : desviación estándar, CV : coeficiente de variación, RV : rango de variación y Qnt : percentiles. Tamaño de muestras 80. Traza <i>max-hold</i>	83
Tabla 4.5: Incertidumbre en la medida en diferentes supuestos. Sup. 1: Instrumentación de medida, Sup. 2: Repetibilidad, Sup. 3: ambos supuestos anteriores. f_1 : Tx de 774 kHz, f_2 : Tx de 900 kHz, f_3 : Tx de 1107 kHz.	84
Tabla 4.6: Estadísticos de valores de campo y relaciones de incertidumbre en los valores de campaña larga cuando se diferencian los grupos A y B de datos, correspondientes a los valores de primavera-verano y otoño-invierno respectivamente. μ_{CL} , σ , CV_{CLG} , CV_{CC} , $\Delta(CV)$ se corresponden con: el valor medio, la desviación estándar, el coeficiente de variación para la campaña larga y el relativo a la campaña corta, y el incremento de coeficientes de variación respectivamente. Asimismo E_{max} y E_{min} aluden al valor máximo para el grupo A, considerando el valor medio y el CV_{CC} , y al valor mínimo para el grupo B considerando las mismas variables.....	86
Tabla 4.7. Relación entre valores medios del grupo otoño-invierno frente al de primavera-verano para cada frecuencia de estudio. $\Delta\mu = \mu_{CL_GB} / \mu_{CL_GA}$, donde μ_{CL_GB} y	

μ_{CL_GA} hacen referencia a los valores medios para la campaña larga según analicemos el grupo B o el grupo A respectivamente.....	87
Tabla 4.8: Estadísticas del campo E para cada frecuencia. Campaña temporal larga. F : frecuencia, Max : máximo E , Min : mínimo E , M : media del campo E , σ : desviación estándar, CV : coeficiente de variación, RV : rango de variación y Qnt : percentiles. Tamaño de muestra: 120. Traza <i>max-hold</i>	87
Tabla 4.9: Estadísticas para el efecto de estimulación eléctrica (ESE) relativas a: 5 años y 1 año simulados vía Monte-Carlo, a 1 año experimental (Campaña Larga) y 10 días experimentales (Campaña Corta). Traza de <i>max-hold</i> . SIM expresa simulación vía MC y EXP: datos experimentales. Valores adimensionales...	90
Tabla 4.10: Parámetros del variograma y datos de la interpolación para 774 kHz. R : rango, S_p : meseta parcial, y N : el efecto pepita; v : vecinos a incluir en la interpolación y n el número total de puntos disponibles.	92
Tabla 4.11: Parámetros del variograma y datos de la interpolación para 900 kHz. R : rango, S_p : meseta parcial, y N : el efecto pepita; v : vecinos a incluir en la interpolación y n el número total de puntos disponibles.	96
Tabla 4.12: Parámetros del variograma y datos de la interpolación para 1107 kHz. R : rango, S_p : meseta parcial, y N : el efecto pepita; v : vecinos a incluir en la interpolación y n el número total de puntos disponibles.	97
Tabla 4.13: Comparativa de diferentes arquitecturas de red con diferentes parámetros de configuración y las prestaciones obtenidas para el caso de discriminación de áreas de efecto térmico. mc , lr y N aluden a la constante <i>momentum</i> , <i>al learning rate</i> y <i>al número de neuronas</i> . <i>Traingdm</i> y <i>Traingdx</i> hacen referencia al tipo de entrenamiento.	109
Tabla 5.1: Prestaciones de la aplicación RBF & Millington para el cálculo de mapas de campo eléctrico. Área $160 \times 160 \text{ km}^2$, 2000 m de paso de muestreo.	125
Tabla 5.2: Porcentaje de los datos de los mapas de diferencias entre valores de campo eléctrico teóricos, procedentes de UexWAVE, y experimentales, procedentes de RBF, para cuando se consideran distintas desviaciones entre ellos.	126
Tabla 5.3: Parámetros de configuración para la simulación MF-FDTD de ‘ <i>Slice n° 1</i> ’ y tiempo de cálculo empleado.....	137
Tabla 5.4: Parámetros de los RP para diferentes tipos de suelo. N° de radiales: 8, f_0 : 774 kHz.	142
Tabla 5.5: Parámetros del RP para las tres frecuencias de trabajo con conductividades según atlas de la ITU.....	143
Tabla 6.1: Niveles de campo eléctrico, efecto térmico e inducido para varios puntos de interés en casco urbano (PU) y zona rural (PR). Estimación del n° de veces por debajo de los umbrales entre $\{\}$	155
Tabla 6.2: Niveles de campo magnético, efecto térmico e inducido para varios puntos de interés en casco urbano (PU) y zona rural (PR). Estimación del n° de veces por debajo de los umbrales.	158

Tabla 6.3: Niveles de campo eléctrico, efecto térmico e inducido para varios puntos de interés en casco urbano (PU) y zona rural (PR) cuando se considera la incertidumbre expandida. Estimación del nº de veces por debajo de los umbrales	159
Tabla 6.4: Comparativa de valores de efecto de estimulación eléctrica (ESE) y de campo eléctrico en la región de Extremadura con los valores del presente estudio para el núcleo urbano de Cáceres. Max, Med. Min, y SD, aluden al valor máximo, mediana, mínimo y desviación estándar respectivamente. MW: <i>Medium Wave</i> , SW: <i>Short Wave</i>	161
Tabla 6.5: Comparativa de valores de campo eléctrico en diferentes países del mundo con los valores del presente estudio para los núcleos urbanos de Cáceres y Valdesalor. Max, Min, aluden al valor máximo, y mínimo respectivamente. MW: <i>Medium Wave</i>	162

Capítulo 1

Introducción

1.1. Motivación de la Tesis

La afección del ser humano desde un punto de vista biológico a las radiaciones electromagnéticas provenientes de diferentes estaciones base o dispositivos emisores es un tema candente que desde sus inicios provocó el replantearse concienzudamente estudios de zonas de exclusión o simplemente la regulación de las dosis máximas admisibles a las que el cuerpo humano debe estar expuesto [1], de modo que no se pusiese en peligro la salud de los humanos [2]. Si a ello se le aúna el gran auge que las tecnologías inalámbricas están gozando con una gran ocupación del espectro electromagnético, ello hace que, cada vez más, las dosis que recibimos se vean relativamente incrementadas. Esto justifica que se hagan controles rutinarios, certificaciones y evaluaciones de las oscilaciones o de la incertidumbre de la señal en ciertos puntos de interés [3, 4]. A este particular, las campañas experimentales de medida que se planifican en esta Tesis Doctoral van en esta línea. Dentro de las diferentes emisiones, nos hemos centrado en la propagación electromagnética en onda media pues se caracteriza por viajar largas distancias debido a que su propagación es principalmente vía onda terrestre (ondas de superficie) e ionosfera [5]. Además su contribución a las dosis o coeficientes de exposición es considerable aun cuando dichos transmisores se encuentren ubicados a decenas de kilómetros de áreas urbanas [6]. Ello hace que el estudio de estas emisiones sea atrayente, y sea abordable realizar estudios del comportamiento espacial en grandes áreas (de varias centenas de km^2), y estudios de distribuciones estadísticas o evolución temporal en largos periodos de tiempo.

Se ha ideado el realizar una primera fase de análisis experimental pues desde un punto normativo es de obligado cumplimiento, para poder aseverar si las emisiones bajo estudio están en umbrales permisibles o por el contrario requieren planes de actuación [7]. Pero este estudio va más allá de una simple corroboración del aludido cumplimiento; bien es conocido que la incertidumbre está asociada a todo proceso de medida [8, 9], de ahí que

cuánto más robusto sea el estudio realizado con mayores garantías se podrá acotar la oscilación de la señal o dar la incertidumbre asociada a una medida, adquiriendo esto especialmente interés al evaluar puntos con niveles próximos a los umbrales prefijados [1]. Para ello se hace un estudio de distribuciones estadísticas [10] y una recogida de datos en largos periodos de tiempo, implementándose también simulaciones basadas en Monte-Carlo [11] que nos permiten realizar interpolaciones o extrapolaciones de evoluciones temporales de niveles (método de gran utilización en diversas ramas como por ejemplo en Macroeconomía). Además, como es inabordable cubrir una extensión de terreno por completo para ir capturando niveles, se hace necesario el disponer de unos métodos de interpolación espacial de señales que nos visualicen gráficamente cómo se distribuyen los mismos en forma de mapas, y para ello se han usado dos métodos robustos y con gran implantación como son: Kriging [12, 13] y RBF (*Radial Basis Functions*) [14]. El uso de redes neuronales artificiales (ANN, *Artificial Neural Networks*) nos permitirá hacer uso de técnicas de minería de datos altamente confiables y validadas [15] para clasificaciones de patrones y diferenciación de zonas, ayudándonos a discriminar aquellas zonas que superan un cierto umbral donde las radiaciones no son despreciables, cometiendo un error mínimo y siendo altamente escalables los resultados.

Pero no siempre es necesario o abordable (desde un punto de vista económico o temporal) desplegar campañas de medida, siendo necesario realizar simulaciones teóricas que complementen a las medidas experimentales, y que nos ofrezcan resultados teóricos detallados, que nos sirvan para analizar patrones de comportamiento, o simplemente evaluar con precisión los factores que influyen en los resultados de las distribuciones de campo electromagnético en el entorno. En este sentido el estudio de la radio-propagación de señales [5] y cálculo de diagramas de radiación (RP, *Radiation Pattern*) es una temática ampliamente estudiada. Por ello se plantea el implementar un programa informático que en base a las características de los transmisores, e información geográfica de las conductividades del terreno, calcule los niveles de campo estimados para ciertos puntos de interés [16-19]. Aparte de ello, las técnicas como las basadas en Diferencias Finitas en el Dominio del Tiempo (FDTD, *Finite Difference-Time Domain*) [20-26] (muy usadas en el cálculo de radio-propagación en entornos cambiantes, en cuanto a constantes radioeléctricas se refiere) permiten contrastar cómo afectan los objetos o accidentes geográficos que se encuentran entre transmisor y receptor, habiéndose hecho uso de ella a la hora de ilustrar principalmente cómo afectan las ondulaciones del terreno, sirviéndonos para dar unas directrices generales que ayuden a justificar las oscilaciones obtenidas experimentalmente en entornos no ideales, con irregularidades del terreno notables. La aplicabilidad de las técnicas en diferencias finitas está siendo patente en el cálculo de valores de campo en entornos no ideales con grandes oscilaciones de niveles y donde las aproximaciones de algoritmos basados en óptica geométrica y aproximaciones numéricas no proporcionan información completa ni fidedigna en determinadas circunstancias. Respaldo por la potencia de cálculo que los supercomputadores tienen en la actualidad, y el avance en las tecnologías de procesamiento de modelos digitales del terreno muy detallados, integrados en los Sistemas de Información Geográfica (GIS, *Geographic Information System*), se está posibilitando el estudio pormenorizado de la propagación

electromagnética en entorno de grandes dimensiones comparados con la longitud de onda de trabajo, sirviendo como base de cara a planificaciones radio o estudios de puntos o áreas críticas de especial interés. En último lugar, de cara a computar la variación del diagrama de radiación de monopolos [27-31] al pasar de condiciones plano de masa perfecto a medio con unas determinadas constantes dieléctricas, así como la consideración de posibles acoplos con estructuras metálicas circundantes, se ha creído conveniente el estudio del diagrama de radiación de los transmisores vía programas comerciales basados en el Método de los Momentos, concretamente usando NEC (*Numerical Electromagnetics Code, Lawrence Livermore National Laboratory, USA*); sirviendo esto de ayuda a la hora de estudiar variaciones relativas de niveles según azimut respecto al emisor o simplemente cambios en las constantes del terreno fruto de las condiciones meteorológicas.

Con todo ello, se enfoca esta Tesis desde la doble óptica teórica y experimental, que permiten realizar robustamente estudios de niveles en torno a onda media y su contribución dosimétrica a la exposición de radiaciones, siendo gran parte de los procedimientos y técnicas implementadas extrapolables a otras bandas frecuenciales que se quisieran estudiar. Estudios biológicos y epidemiológicos de vanguardia están demostrando que, aparte de las estipulaciones contempladas en las normativas regladas, es necesario tener presente otros aspectos como la duración de la exposición, el carácter continuo o intermitente de la señal, o el tipo de modulación, entre otros, que estarían ligados a los efectos y repercusiones que las radiaciones tienen en el ser humano [2]. Por consiguiente cuanto más información se posea, o dicho de otro modo, mientras mejor se tenga caracterizado el comportamiento de la señal, más confiabilidad se tendrá a la hora de entablar análisis relativos a la exposición del ser humano a radiaciones en una determinada banda de trabajo.

1.2. Revisión del estado del arte

1.2.1. Normativas, captura de medidas e incertidumbre

Existen organismos a nivel internacional y nacional que regulan la exposición a radiaciones electromagnéticas, como por ejemplo ICNIRP (*International Commission on Non-Ionizing Radiation Protection*) [1], FCC (*Federal Communications Commission Office of Engineering & Technology*) [32], o la normativa nacional que regula la exposición a campos electromagnéticos recogida en el Real Decreto 1066/2001 [3], y la metodología a seguir para los estudios y certificaciones desglosada en la Orden CTE/23/2002 [4]. En estos documentos se indican los umbrales que no se deben superar y las restricciones que deben cumplirse. Si bien es cierto, hay estudios y propuestas que abogan por unos estudios más pormenorizados y rigurosos [33-35] que evalúen en profundidad la incertidumbre en la medida y se reconsideren los niveles absolutos vigentes, como los recogidos en la institución WHO (*World Health Organization*); por ello estudios como el presente ayudan a comprender mejor el comportamiento de las

señales desde un punto de vista estadístico. Cuando se llevan a cabo procesos de medidas experimentales, la incertidumbre en la medida es un tema que está muy presente también en materia de electromagnetismo, incidiéndose en esta temática como factores relevantes en las diferentes agendas de las instituciones internacionales [36, 37], sobre todo contemplando la gran diversidad de equipos de medida que se utilizan (desde dosímetros y sondas hasta analizadores de espectros con las antenas y el cableado que proceda) cada uno con su incertidumbre asociada, además de las diferentes magnitudes físicas que afectan también a cualquier proceso, como cambios de temperatura o humedad por ejemplo, para así poder esbozar la medida con unas ciertas garantías [8, 9, 38].

Es interesante hacer una recopilación de los niveles y tipos de análisis que reportan otros trabajos al respecto para esta banda de frecuencias. Por ejemplo en el estudio publicado en 1997 sobre recopilación de niveles en diferentes bandas de frecuencia durante largos periodos de tiempo [39], se indica que para la exposición del público en general, en los Estados Unidos, a estas emisiones de transmisores AM, el 3 % aproximadamente de la población urbana fue expuesta a valores de campo mayores de 1 V/m, el 98 % de la población a valores mayores de 70 mV/m (unos 62 dB por debajo de los límites indicados en la ICNIRP para estas frecuencias) y el valor de exposición medio fue de 280 mV/m (unos 50 dB menos del mencionado límite de ICNIRP). También se indican valores típicos alrededor de ciertas estaciones; por ejemplo el caso de medidas realizadas cerca de ocho transmisores de AM (una estación con una potencia de 50 kW, tres estaciones con 5 kW y las restantes 4 estaciones con 1 kW), a 100 m de las estaciones los valores oscilaban entre 2.5 y 20 V/m y los campos magnéticos desde 7.7 a 76 mA/m. Para estas mismas ocho estaciones, en medidas de campo cercano, a 1, 2 m de las estaciones, los campos eléctricos oscilaban entre 95-720 V/m y los campos magnéticos entre 0.1 y 1.5 A/m. Además, se indican valores medidos en interiores de edificios: ya sea en apartamentos (con valores de entre 9-19 V/m), o en colegios (a 100m de la estación AM con valores de entre 1-28 V/m). Estos datos nos dan idea del rango de valores que se suelen medir en los entornos próximos a estos transmisores de onda media, siendo en general valores bastante inferiores a los límites explicitados en los estándares de exposición, salvo cuando se mide muy cerca de los transmisores, donde las dosis de niveles recibidos pueden ser notables.

También se considera relevante resaltar algunos trabajos de propagación en onda media, tanto en espacio libre como en espacios de interiores, como los llevados a cabo en algunas zonas del norte de España. Por un lado, en relación a los valores de interior, se especifica que se pueden detectar variaciones de hasta 20 dB para localizaciones que distan sólo escasos metros unas de otras [40]. Por otro lado, se resalta la importancia de considerar las irregularidades del terreno a la hora de calcular el área de cobertura de una emisión, poniendo de relieve las grandes diferencias de niveles que pueden ocasionar obstáculos con dimensiones próximas a λ y próximos al receptor, con variaciones mayores de 10 dB [41]. Además, se han realizado estudios de la variabilidad temporal de la señal, calculando las funciones de distribución que mejor se asemejan a las distribuciones de campo, encontrando la función Log-normal como una buena candidata,

y computando los *fading* ocasionados en la señal debido al tráfico pesado (fluctuaciones de hasta 2 dB) [42].

Asimismo, son resaltables los estudios de cara a calcular la zona de coberturas de ciertos emisores [43], que comparan valores teóricos y experimentales, durante la noche, distinguiendo las zonas de propagación por onda de superficie e ionosférica.

Estos son sólo algunos ejemplos que clarifican y dan una visión general de los niveles expositivos y de las variaciones de campo que suelen darse en esta banda de frecuencias.

1.2.2. Estudios temporales y simulaciones Monte-Carlo

Desde un punto de vista analítico, en la literatura se recogen las distribuciones estadísticas típicas a las que responden los niveles detectados en cierto punto [10] (resaltándose las recomendaciones de la ITU, *International Telecommunications Union*), y es conocido por otro lado el uso e implementación de métodos, de Lógica Difusa [44] y simulaciones de Monte-Carlo [11, 45], para modelar procesos estocásticos, ampliamente utilizados en materias de Economía por ejemplo.

Los niveles de campo electromagnético detectados en una localización concreta dependerán en gran medida del tipo de señal que se esté analizando (tipo de modulación, banda frecuencial y potencia de emisión entre otros) así como el canal de transmisión y el entorno de medida en cuestión [5]. Además de las medidas de obligado cumplimiento mencionadas, cuando se quiere realizar un análisis más exhaustivo de variación de niveles en un contexto determinado (de frecuencia y potencia de emisión, así como de punto de recepción), es necesario realizar otros tipos de medidas y mayor número de las mismas para, por ejemplo, poder discernir las funciones de distribución a las que responden, calcular la desviación de las trazas de campo, o analizar la variación de los niveles en un largo periodo de tiempo en una misma ubicación [46-52]. Dicha información puede ser crucial a la hora de poder afirmar que se cumplen las restricciones básicas y niveles de referencia en un cierto lugar, o si por el contrario es tan elevada la incertidumbre que no se puede aseverar nada concluyente al respecto [6, 38, 53, 54], o simplemente hay una disconformidad con la normativa reguladora.

Con la consecución de una acotación de la variabilidad de la señal en el tiempo, como la que se efectúa en esta Tesis (aunada a la incertidumbre de la instrumentación usada), se permite entablar un análisis más profundo de la posibilidad de sobrepasar ciertos niveles. Por consiguiente esta información derivada de las medidas adicionales efectuadas ayuda a poder evaluar más robustamente los riesgos en el cuerpo humano [34, 35, 37, 55-60]. Ésta es sin duda una información útil para abordar entre otros aspectos la sensibilidad del cuerpo humano a la radiación y sus posibles repercusiones en la salud [61-74].

El punto de control donde se tomaron las medidas está situado a varios kilómetros respecto de los transmisores, estando situado pues claramente en campo lejano. Como es obvio cuanto menor sea esa distancia a los transmisores mayores serán presuntamente los valores de campo detectados, pero nuestro objetivo no es detectar valores próximos a los límites impuestos por los estándares sino demostrar la utilidad e importancia de este tipo

de análisis pormenorizado, para así caracterizar de manera eficaz la radiación electromagnética recibida en una cierta ubicación. Dependiendo de las potencias emitidas (por ejemplo para este tipo de transmisores hay catalogado en España transmisores de hasta 1 MW con control dinámico de portadora), o del especial interés que reviste el punto de medida (si está catalogado como ‘sensible’ o puede causar alarma en función de la concurrencia de personas que suele darse), puede ser que estudios como el presente sean más relevantes o secundarios. Pero si algo se evidencia de este estudio es que con medidas aisladas de cara a certificaciones o validar umbrales de exposición, hay aspectos que no se tendrán en cuenta o se ignorarán (como son la caracterización de las variaciones de niveles de señal durante diferentes periodos del tiempo, o el cómputo del grado de fluctuación de los valores instantáneos), elementos que pueden ser claves para discernir ciertas patologías o clarificar temas epidemiológicos derivados de las radiaciones, sobre los que se sigue investigando y de los que hay gran incertidumbre aún sobre su afección [2, 37].

Más allá de la realización de medidas experimentales, existe la posibilidad de utilizar algoritmos adaptativos [75] o de realizar estimaciones de señal a partir de ciertas variables de entrada seleccionadas adecuadamente y que se le proporcionen a una cierta aplicación informática para obtener la secuenciación de niveles a lo largo de cierto periodo. En esto es en lo que se fundamenta el método de Monte-Carlo. Un método que puede utilizarse tanto para la interpolación de señal como extrapolación en otras circunstancias (dependiendo de la información de entrada disponible).

Es necesario resaltar que existen estudios previos que abordan las medidas temporales [46, 76]; en el primero se aborda el estudio y la afección del tipo de tráfico cursado en el modelo de las PDF, *Probability Distribution Functions*, (utilizando modelos formados por varias Gaussianas). En nuestro caso al ser tecnologías donde el tráfico no es variante, como sí lo es en tecnologías Wi-Fi o telefonía móvil donde es dependiente de la demanda de los usuarios, no existe la necesidad de modelar la densidad con la conformación de varias funciones. En el segundo artículo mencionado se propone un método de extrapolación para la obtención de medidas en largos periodos de tiempo a partir de medidas efectuadas en cortos periodos para diferentes tecnologías, basándose tanto en medidas instantáneas como valores *max-hold*. Hemos descartado la opción de realizar extrapolaciones de señales (por lo comprometido que suele ser esta operación y porque se desea computar la posible afección de las variaciones de conductividad del medio), y en su lugar se han efectuado mediciones experimentales en distintos periodos de tiempo y lo que se ha procedido a realizar es una interpolación de señales en el periodo de tiempo considerado largo, vía el método de Monte-Carlo.

1.2.3. Estudios espaciales y métodos de interpolación

La interpolación de muestras en 2D para la creación de mapas es un tema recurrente en cualquier campo de estudio donde se dispongan de muestras con una cierta distribución y se quiera obtener la ‘superficie interpolada’ que se ajusta con unos ciertos condicionantes.

Existen diferentes métodos que son utilizados para la interpolación, como los que usan métodos estadísticos (ya sean interpolación natural con vecinos, técnicas de inversa de la distancia (WIG, *Weighting Inverse Distance*), o Kriging pero también basados en funciones bases (como por ejemplo *regularized smoothing spline with tension*, o las propias RBF), inferencia bayesiana [77, 78], o aquellos basados en redes neuronales artificiales [79-81]. Nosotros hemos seleccionado dos métodos que nos sirven para ilustrar ampliamente la aplicabilidad y versatilidad de estas técnicas: Kriging y RBF por su capacidad de proporcionar valores de desviaciones, en cuanto al primero, y por el ajuste preciso a la superficie y a los valores de entrada, en el segundo.

Hay muchas aplicaciones que usan el tratamiento estadístico de los datos para resolver con robustez ciertos problemas de clasificación, delimitación de frontera, interpolación de señal o simplemente para mostrar los principales estadísticos de las muestras; algunos ejemplos son en medicina, en datos procedentes de objetos de los que se quiere realizar reconstrucciones, en monitorización de sistemas [82, 83], o sin más, en mapas de distribución de minerales o precipitaciones [81].

Centrándonos en la radiación electromagnética, la justificación de cara a la captura de medidas experimentales viene dada por las diferentes normativas que existen tanto a nivel nacional como internacional, que regulan los límites de exposición electromagnética en las diferentes frecuencias [1]. Una vez justificada la necesidad y la obligación para efectuar mediciones, si este concepto es extrapolado a un área de muestreo más extensa de específico interés, se obtiene un conjunto de medidas las cuales, dependiendo del patrón de muestreo seguido y la distancia entre ellas, pueden ser usadas para extraer de forma genérica la variación de niveles con la distancia, en cierto modo la ley de propagación. Sin embargo, debe resaltarse que un área de muestreo muy densa, que redundaría en un mapa bastante real, puede ser intratable tanto desde un punto de vista económico como temporal, siendo necesario realizar interpolaciones vía diferentes métodos. Por consiguiente, estos estudios no son solamente interesantes para ver si determinados valores son excedidos, sino también para evaluar cuál es la distribución de niveles en el entorno (estando ello íntimamente relacionado con los denominados mapas de niveles) [12, 80]. De este modo, es posible elaborar análisis de temas tales como: cuál sería el impacto dosimétrico al incrementar la potencia de emisión de ciertos transmisores, cómo se modificaría el mapa al reubicar algunos de los transmisores existentes o al incluir nuevos transmisores en la región, o cómo se propaga la señal en el entorno (siendo posibles identificar anisotropías o diferencias según el acimut elegido, o divisar ‘zonas de sombra’ determinadas).

En cuanto a las técnicas tratadas, en primer lugar, los métodos geostatísticos de Kriging son muy útiles en la creación de mapas de distribución de cierta magnitud ofreciendo un mapa de desviaciones asociado, en definitiva de acotación de la variabilidad. Mientras mejor sea el modelado que se haga de los variogramas, mejores serán los resultados obtenidos. Está basado en métodos geostatísticos, los cuales se basan en modelos que incluyen autocorrelación entre los puntos medidos [81]; destacan los usos por ejemplo en temas de análisis de muestras en la minería o distribución de elementos o minerales en la naturaleza, e incluso su uso ligado a ámbitos del

electromagnetismo [6, 12, 79]. Debido a ello, además de predecir datos tienen la habilidad de proporcionar una medida de la precisión o certeza de la medida. En segundo lugar, los métodos basados en funciones de base radial forman parte de una clase de técnicas de interpolación exacta, es decir, la superficie resultante debe pasar a través de los valores de muestreo: esto tiene su concepción en las redes neuronales. En contraste con Kriging, RBF es determinístico, basado directamente en la medida de la distancia a los vecinos o en fórmulas matemáticas específicas que determinan la suavidad de la superficie resultante [14]; ejemplos de uso son la reconfiguración de imágenes médicas, el ensamblado de objetos con partes desaparecidas, o aplicaciones en el diseño de antenas [82-87]. Hay diferentes funciones bases, particularmente en nuestro caso serán usadas dos, debido a sus buenas prestaciones para nuestro caso particular: *Bbasic* and *Multiquadratic* [14, 88, 89]. Cada una tiene una función base diferente y se traduce en sutiles diferencias en las superficies interpoladas resultantes.

1.2.4. Redes neuronales artificiales

En relación a las Redes Neuronales [15, 90] junto con los algoritmos genéticos son dos herramientas sumamente poderosas y utilizadas para la clasificación de patrones y diseño de antenas o procesos de optimización de las mismas. Son muchos los estudios que usan ANN para diferenciar patrones [91-96] y que nosotros usaremos para discriminar con robustez zonas de diferentes niveles, intentando conseguir que la delimitación de la zona sea escalable a nuevas muestras obtenidas en diferentes campañas.

Una breve recapitulación del gran calado que tienen estas técnicas de redes neuronales, aparte de las ya mencionadas de reconocimiento de patrones [93, 96-98], se resumen seguidamente. Son conocidas sus aplicaciones en la resolución de ecuaciones [99, 100], extracción y clasificación de objetos en astronomía [101], predicción de puntos dentro de un intervalo de confianza, o la interpolación y extrapolación de señales o imágenes [80, 102-106] entre otras.

Pero también en muchas aplicaciones de electromagnetismo, como es el diseño de ‘*microstrip*’, amplificadores y componentes circuitales [107, 108], formación del haz de radiación y diseño de antenas [109-111], y como no en temas de bioelectromagnetismo tales como la estimación de niveles de exposición o la clasificación de tumores [97, 112, 113]. Asimismo se encuentran aplicaciones de interpolaciones de muestras de campo electromagnético o predicción de niveles [80, 114]. Esto da idea del gran interés y versatilidad que tiene utilizar herramientas matemáticas y de tratamiento de señal adecuadas para extraer información y resultados valiosos.

En nuestro caso el objetivo que se plantea es distinguir áreas de diferentes niveles de campo eléctrico, marcando el borde de cierto umbral, discriminando entre la zona que supera dicho umbral y la que no, y todo ello basándonos estrictamente en muestras de naturaleza experimental (no interpoladas).

1.2.5. Ondas de superficie. Método Millington

En cuanto a las radiaciones en onda media, su despliegue y estudio de la propagación de señales, hay que resaltar que fue una de las primeras emisiones en las que se empezó a emitir, por la simplicidad de la modulación (AM, *Amplitude Modulation*) [115-117] y por la gran zona de cobertura que proveía. Sin embargo ha conseguido perdurar hasta nuestros días, siendo útil y una forma de asegurar cobertura en zonas orográficamente complicadas. La propagación por ondas de superficie es un campo de conocimiento ampliamente estudiado en teoría de la radiopropagación de señales electromagnéticas tanto desde un ámbito de estudio teórico [16, 118, 119] como experimental [42, 120, 121].

La banda de frecuencias donde estudiaremos las ondas de superficie, onda media y en torno a 1 MHz, se caracteriza por poder propagarse principalmente por onda de superficie y por onda ionosférica [5, 122, 123], no obstante nos centramos en las primeras dado la extensión y ubicación del área de estudio respecto a los transmisores.

En los orígenes de la formulación, es necesario mencionar la teoría de propagación de onda de espacio y onda de superficie de Zenneck y Sommerfeld [124, 125], que fueron ampliamente estudiadas por Wait [16] y otros muchos autores. Ellos obtuvieron una solución de la atenuación para un dipolo corto situado en la interfaz entre un plano conductor y otro aislante, considerando tierra plana y con pérdidas. La contribución de Norton, Van der Pol, y Bremmer fue la inclusión de la aplicabilidad a tierra esférica, proponiendo prácticas expresiones para su cálculo [18, 126-128]. Posteriormente Millington propuso un método semi-empírico para tomar en consideración las variaciones de las constantes eléctricas del medio [19, 129, 130]. Apoyándose en las ecuaciones integrales, Hufford desarrolló un método para el cálculo del campo en terreno no homogéneo con variaciones suaves, no obstante con gran dificultad de cálculo [131].

Desde sus inicios se realizaron y dispusieron programas y tablas [43, 118, 119] que implementan cálculos teóricos que ayudaran a las planificaciones radio (como el GRWAVE de la ITU [132]). En nuestro caso, apoyándonos en dichos programas y las formulaciones matemáticas que rigen las ecuaciones electromagnéticas [133-137], aunado a las facilidades computacionales de los nuevos ordenadores y sistemas de información geográfica para extraer características del terreno de manera georreferenciada, se ha dispuesto una aplicación que nos devuelve valores de campo a cierta distancia en función de las conductividades y permitividades del terreno, y las potencias de emisión, consiguiendo modelar la onda de superficie en terrenos lisos.

Es necesario resaltar que la propagación en la banda de frecuencias entre 10 kHz y 10 MHz para polarización vertical suele estar regida por la propagación por onda de superficie cuando las alturas de las antenas no son excesivamente elevadas. Descartando la propagación ionosférica que aplicaría en otras circunstancias de planificación de mayores alcances y en ciertos momentos del día, la onda de superficie es la que regirá principalmente nuestro estudio (más detalle de la formulación puede encontrarse en el Apéndice A).

1.2.6. Técnicas FDTD para el cálculo de la radio-propagación

Ya se ha comentado que la propagación por onda de superficie ha sido ampliamente analizada desde sus inicios [42, 125, 138]. No obstante, los nuevos avances computacionales, y de aplicabilidad de técnicas altamente costosas en consumo de recursos, están haciendo que se puedan aplicar métodos más robustos y precisos [139] a la hora de calcular los niveles de campo eléctrico en un cierto entorno real con todas sus peculiaridades, tanto de cambios de conductividades como de irregularidades en la altitud.

Cabe destacar la implementación práctica de los métodos de *finite-difference time-domain* introducidos por A. Taflove [140] y utilizados por él mismo [23, 24, 141-143] y por L. Zhou en sus trabajos de baja frecuencia [25, 26, 144], entre otros; también son destacables por ejemplo los de L. Sevgi y F. Akleman en sus aplicaciones de propagación, considerando los efectos del índice de refracción de la atmósfera así como la condición de una impedancia límite determinada [145-147]. La desventaja de esta técnica FDTD es el alto grado de procesamiento que requiere, y de ahí la limitación muchas veces de tener que acotar la zona de estudio a cortas distancias para no incrementar en exceso los recursos computacionales, aunque últimamente está cambiando la tendencia con la utilización, por ejemplo, de supercomputadores o GPU (*Graphics Processing Units*) y técnicas de paso de mensaje como MPI (*Message Passed Interface*) para la paralelización de tareas [148, 149]. Pero hay que resaltar que está siendo aplicada en multitud de disciplinas: para analizar aspectos de propagación de señal en el interior de cuerpos humanos, en radares en GPR (*Ground Penetrating Radar*) y en medicina entre otros [22, 141, 150, 151].

Las técnicas FDTD también están siendo usadas para simular la distribución de niveles en cierto objeto o cuerpo (ejemplo son programas tipo SEMCAD (*Schmid and Partner Engineering AG*, Zürich, Suiza) para el cálculo de SAR, *Specific Absorption Rate*, en organismos vivos), obtener simulaciones, vía lenguajes de programación, del cálculo de radio-propagación en terrenos con obstáculos en bandas de frecuencias no muy elevadas, como por ejemplo los estudios en la banda de *Low Frequency* (30-300 kHz) que ilustran cómo varían los niveles de señal al encontrar montañas u objetos que alteran la superficie plana ideal, o para analizar la propagación ionosférica [24-26, 152].

Por otro lado, aparte de las técnicas FDTD, también hay que resaltar la utilización del método de los momentos (*Method of Moments*, MoM), o de la técnica *Fourier Split Step Parabolic Equation* (SSPE) que han sido profundamente utilizadas por L. Sevgi, F. Akleman y G. Apaydin para el cálculo de niveles en terrenos irregulares [153, 154]. Además, el método de los elementos finitos (FEM) [153, 155, 156] ha sido también aplicado al desarrollo de propagadores basados en PE (*Parabolic Equation*); en concreto FEMIX [157], software de Apaydin and Sevgi, se basa en el método FEM aplicado a la predicción de onda de superficie, y que será utilizado para calibrar y validar los resultados cuando se incluyan montañas estándares y tipificadas para ver su afección en la oscilación de niveles de campo con respecto a una tierra ideal plana (véase Apéndice B para formulación en la que está basado). Dicho programa permite el cálculo de niveles al

incluir montañas de diferentes dimensiones, considerando una impedancia limítrofe específica, con la inclusión de trayectos mixtos y considerando variaciones del índice de refracción. Con respecto a la implementación del programa FEMIX hay que resaltar que sólo considera propagación en una dirección, siendo ésta de tipo *forward propagation*.

La conjunción de los sistemas de información geográfica y de la computación de altas prestaciones (HPC, *High Performance Computing*) está haciendo que cada vez más se puedan abordar proyectos o estudios más ambiciosos que consideren todas las peculiaridades del terreno bajo análisis. Es aquí donde tiene su argumentación la presente sección, intentando a través del método FDTD estudiar las oscilaciones de campo eléctrico en diferentes perfiles de terreno considerados. A este particular se esbozará cuál es la variación de esos niveles al encontrarnos ciertos accidentes geográficos entre transmisor y receptor sirviendo para hacer notar esa alteración del comportamiento con respecto a tierra plana en onda media. Dado nuestro entorno y la banda de frecuencias bajo estudio, nos centramos en montañas o elevaciones del terreno, descartando posibles afecciones de la vegetación o de las edificaciones, que dependiendo del contexto pudieran ser más o menos resaltables.

1.2.7. Diagramas de radiación y acoplos

En relación al estudio de los diagramas de radiación de los monopolos [31, 143, 158, 159] usados para emitir en onda media hay que indicar que se hace uso de software basado en el método de los Momentos (como por ejemplo tipo NEC, o WIPL-D (*WIPL-D d.o.o. Belgrade, Serbia*)) [160, 161] y que se usan para ver cómo es el diagrama de radiación real considerando el terreno donde se ubica y las estructuras metálicas circundantes. El cálculo del diagrama de radiación desde un punto de vista teórico es pues una temática muy útil de cara a caracterizar cómo transmite o recibe señal una antena. Ello ayuda a diseñar nuevas antenas según requerimientos de uso y tecnología a la que esté enfocada su aplicabilidad, o simplemente chequear cómo se comporta una cierta antena ya implementada para la recepción de señal. Parámetros como la SWR (*Standing Wave Ratio*, Relación de Onda Estacionaria), el BW (*BeamWidth*, ancho de haz), la *G* (*Gain*, ganancia), relación *F/B* (*Forward/Backward*, delante/atrás), impedancia de entrada o eficiencia de radiación se suelen considerar de cara a comprobar o evaluar la viabilidad de una antena según las exigencias impuestas [162, 163].

Pero aparte de considerar las antenas en un entorno ideal o de espacio libre, hay que considerar además cómo se ve modificado dicho diagrama de radiación al situar la antena en un entorno real, bien sea por la afección de cuerpos y objetos cercanos, de edificaciones, de la vegetación del entorno, de otras estructuras radiantes o la influencia de distintos planos de masa o tierra. Todo ello hace que el RP original ideal de espacio libre diste bastante del que finalmente, y desde un punto de vista práctico, es obtenido en entornos reales [27, 29, 31, 164, 165]. Este aspecto no siempre es tratado en profundidad en los diferentes estudios que se elaboran, quedando *por ende* en entredicho la idoneidad o la versatilidad de una antena para tal objetivo.

Existen multitud de programas que cada vez más son utilizados para el cálculo del RP

y diseño de circuitos, como son: NEC, WIPL-D, HFSS [166, 167] etc. cada uno con unas ciertas prestaciones que le hacen más idóneo para un tipo de problema u otro. En particular, nosotros nos centraremos en el estudio de antena monopolo en onda media, y estructuras metálicas circundantes; y dado la longitud de onda que se baraja y los componentes circuitales necesarios, se estima oportuno el uso del NEC pues simula muy bien estructuras conformadas por hilos [168, 169].

Dentro de las técnicas existentes aplicadas al electromagnetismo hay que destacar el método de los momentos (MoM) en el dominio de la frecuencia, aparte de otras referenciadas en la bibliografía [166, 170-172]. Algunos ejemplos de uso de MoM en combinación con algoritmos genéticos o redes neuronales para el cálculo del RP esbozan el gran potencial de estas técnicas [110, 114, 167, 173-175].

Ejemplos de estudios similares de afección o modificación del RP son: antenas PIFA (*Planar Inverted-F Antenna*) al incluir el plano de masa, afección de monopolos al incluir el plano de masa, acoplos de antenas VHF-UHF en aviones, afección de la mano en antenas de telefonía móvil, acoplos en antenas o *arrays* [27, 31, 143, 168, 176, 177]. Ello nos reafirma en la necesidad de una buena caracterización de la antena en circunstancias reales donde son muy recomendables tales análisis. Por otro lado también existen múltiples estudios que analizan el diseño de este tipo de antenas y el diagrama de radiación característico [28, 30, 178, 179]. Por una parte, este conocimiento es importante a la hora de planificar campañas de medida de campo eléctrico en torno a estos transmisores, especialmente en los alrededores de los mismos donde los niveles capturados son elevados, para así poder establecer resultados concluyentes respecto del cumplimiento o no de las normativas o estándares que regulan la exposición a campos electromagnéticos [2, 7]. El cálculo del diagrama de radiación es clave en el cálculo de la onda de espacio, y aunque la onda de superficie es la que suele regir el comportamiento en la mayoría de los escenarios, la onda de espacio tiene gran influencia al considerar terminales con alturas elevadas, o la propagación ionosférica [5, 180]. El conocer cómo varía esa ‘omnidireccionalidad’ permitirá saber aquellos puntos concretos donde previsiblemente habrá mayores niveles de campo y por tanto, desde un punto de vista de certificación de la estación, ser seleccionados para su medición experimental a través de los equipos idóneos. Por otra parte, no ya desde un punto de vista expositivo como el comentado, sino que también es de gran utilidad para poder realizar cálculos o correcciones a las planificaciones de cobertura en esta gama de frecuencias según el ángulo exacto o línea de propagación seguida; modificaciones pertinentes en los resultados obtenidos con programas como el GRWAVE, o en el propio programa ICEPAC, ambos facilitados por la ITU [132, 181], pudieran ser de gran valor cuando se consideran sobre todo alturas moderadamente altas del transmisor y/o del receptor. Por el contrario si no se es escrupuloso discriminando estos aspectos de variación de la ganancia con el ángulo de barrido o la afección de las conductividades del terreno (por ausencia o imposibilidad de obtener información fidedigna o debido a la variación temporal de las constantes con las estaciones del año), los valores obtenidos podrían computarse como incertidumbre añadida a la medida en el cálculo de campo eléctrico, para así ser más fieles y correctos a la hora de indicar un cierto valor de campo en un lugar concreto.

1.3. Objetivos y aportación

Los objetivos generales planteados en este estudio son, por un lado, realizar un análisis experimental de los niveles de señal en onda media capturados en un cierto entorno, proyectando campañas de medidas temporales y espaciales, por otro lado el implementar rutinas que nos calculen niveles teóricos según la distancia, características del terreno y de los propios transmisores, y entablar comparaciones con los experimentales, y finalmente analizar estadísticamente los niveles recibidos con la normativa vigente de exposición.

Dichos objetivos generales se pueden desglosar en diferentes objetivos específicos, pormenorizando más en las tareas realizadas en el presente trabajo:

- Colectar niveles de campo en el área bajo estudio y en el punto de control (vía analizador de espectros y antena monopolo) y analizarlos estadísticamente.
- Simular la evolución temporal de medidas basándose en el método de Monte-Carlo, el cual considera el uso de funciones de distribución características, implementando el programa TI-MC, *Temporal Interpolation-Monte Carlo*.
- Crear mapas espaciales de niveles de campo a partir de las muestras recogidas, comparando varios métodos como son los basados en Kriging o en Funciones de Base Radial (para este último habiéndose implementado la aplicación EI-RBF, *Electric Interpolation-Radial Basis Function*), ajustando diferentes parámetros de configuración de los métodos para una interpolación con garantías, creándose los programas necesarios para el procesamiento de las técnicas y la obtención de resultados, así como utilizando las herramientas integradas que los sistemas de información geográfica poseen para el análisis y estudio de datos georreferenciados.
- Discriminar niveles de radiación experimentales obtenidos para poder discernir patrones y acotar zonas de interés, aplicando redes neuronales. Para ello se crea el *software* EF-ANN, *Electric Frontier-Artificial Neural Network*, para la aplicación de las técnicas ANN así como para la presentación de resultados.
- Calcular teóricamente mapas de niveles de señal según la distancia a transmisores, ligados a la onda de superficie, y basándose en los métodos Norton-Wait integrados en el software GRWAVE de la ITU para superficies planas, considerando además el método Millington para la inclusión de variación de conductividades del medio, y así poder calcular la propagación sobre trayectos mixtos satisfaciendo la condición de reciprocidad. El programa informático creado se denomina UexWAVE.
- Ilustrar cómo afecta la inclusión de ondulaciones del terreno en el cálculo de niveles según técnicas de diferencias finitas en el dominio del tiempo, creándose las rutinas informáticas necesarias para la exportación de datos de sistemas GIS, la implementación de la aplicación de técnicas de FDTD en 2D, y la representación visual de resultados. El programa creado es el denominado MF-FDTD, *Medium Frequency-Finite Difference Time Domain*.

- Calcular el diagrama de radiación de los transmisores de AM con programas comerciales, considerando un terreno real y evaluando cómo se modifica dicho diagrama al considerar estructuras metálicas circundantes presente en los entornos reales de estudio de los transmisores, o las variaciones de las constantes del terreno.
- Comparar los niveles obtenidos con los límites de exposición a la radiación considerados en la normativa, cotejando el cumplimiento con los niveles de referencia. Asimismo se pretende acotar la incertidumbre en los niveles presentados, dando una idea del rango posible de oscilación de los niveles.

Es necesario resaltar que el presente estudio conforma un análisis muy completo y robusto en cuanto a análisis del comportamiento de la señal de una determinada banda frecuencial se refiere, focalizándolo desde una óptica de distribución de niveles radioeléctricos, analizando las variaciones temporales así como las espaciales, y contrastando los resultados experimentales con los teóricos. De este modo se pueden entablar análisis más fidedignos en cuanto a la repercusión de los niveles o exposición del ser humano ante estas radiaciones.

1.4. Estructura de la memoria

La memoria se ha estructurado en siete capítulos y dos apéndices. En el primer capítulo de introducción se plantea la motivación de la tesis, el estado del arte y los objetivos del estudio.

En el segundo capítulo se expone la formulación para el análisis experimental de los datos, tanto desde un punto de vista temporal como espacial. Por un lado, se plantea la caracterización temporal de las muestras experimentales, abordando las principales funciones de distribución características y su ajuste a los datos experimentales. Asimismo se explican en qué se fundamenta el método de Monte-Carlo y su aplicabilidad a la estimación de muestras de naturaleza electromagnética. Por otro lado, desde un punto de vista espacial, de cálculo de niveles con la distancia, se explican en qué consisten los métodos de interpolación espacial basados en Kriging y RBF. Por último se explicita la diferenciación de zonas de niveles según umbral prefijado, aplicando redes neuronales supervisadas. Además, se introduce el concepto de incertidumbre en la medida y el procedimiento para su cálculo y aplicación, que se irá estudiando a lo largo de los diferentes capítulos.

En el tercer capítulo, por su parte, se describen los métodos utilizados para el análisis teórico de propagación de campo eléctrico y el cálculo del diagrama de radiación. En primer lugar se describe el programa implementado basado en GRWAVE para el cálculo de niveles en una región, teniendo presente los cambios de conductividades del medio. En segundo lugar se describe la técnica de FDTD y su aplicación al cálculo de radiopropagación en onda media, con la inclusión del terreno, modelado de la fuente, y condiciones de contorno necesarias. En tercer lugar se muestra la formulación que subyace al método de los momentos y su aplicación en el cálculo del diagrama de radiación de antenas.

En el siguiente capítulo, el cuarto, se muestran los resultados correspondientes a las técnicas explicadas en el capítulo de análisis de muestras experimentales, exponiendo los principales resultados concernientes al ajuste de funciones de distribución y su integración en el método de Monte-Carlo, así como mostrando los mapas de interpolación y la correspondencia entre valores predichos y medidos, y también dando a conocer las fronteras o bordes de diferenciación de zonas de niveles obtenidos con las técnicas de ANN y los resultados de entrenamiento y generalización de las redes propuestas.

En el capítulo quinto, se exponen los resultados de las técnicas de análisis teóricas aludidas en el capítulo tercero. Se muestran pues los mapas de distribución de campo teórico procedente del programa UexWAVE (comparándose con el correspondiente experimental creado usando RBF para tener una idea de la correspondencia). También se representan los ejemplos de calibración de la aplicación FDTD creada con casos estándares de variación de la conductividad y de inclusión de montañas tipificadas; posteriormente se muestra la variación de niveles con perfiles concretos de terreno obtenidos vía GIS. En la última sección de este capítulo se reflejan los resultados procedentes del análisis del RP de las antenas monopolos correspondientes a los tres transmisores que se encuentran en la zona de estudio, analizando la modificación del RP con las constantes del terreno y las estructuras metálicas que existen a su alrededor.

El capítulo sexto aborda el tema de la comparación de los niveles de campo eléctrico detectados en el entorno con la normativa de exposición que aplica al respecto, entablando análisis críticos de los valores obtenidos en comparación con los umbrales establecidos. Añadido a ello, se computa la implicación de la incertidumbre al comparar los valores con los umbrales de exposición, y se da una panorámica general de valores experimentales en un contexto nacional e internacional.

Finalmente en el capítulo séptimo se recogen las principales conclusiones de esta Tesis y se indican posibles líneas futuras de estudio.

Se han añadido dos apéndices. El Apéndice A incluye el desarrollo del cálculo del campo eléctrico vía formulación de Norton-Wait, haciendo hincapié en el cálculo de la onda de superficie que rige en gran parte la propagación en esta banda de frecuencias. El Apéndice B incluye el desarrollo de la formulación básica del programa de validación de FDTD utilizado para terrenos irregulares: FEMIX *predictor*, que está basado en el método FEM-PE (*Finite Element Method- Parabolic Equation*).

Capítulo 2

Análisis experimental de la variación temporal y espacial de niveles

En este capítulo se describen los diferentes métodos utilizados para el estudio de las muestras experimentales, así como la metodología seguida para la captura de medidas y la incertidumbre asociada al proceso. En relación a los estudios experimentales empleados, se diferencian aquellos ligados a la variación de la señal con el tiempo y los relativos a los estudios espaciales efectuados. Concretamente, en primer lugar se estudian las funciones de distribución características típicas de ajuste a los histogramas de campo eléctrico, así como los criterios de máxima verosimilitud y la bondad del ajuste basado en el test χ -Square, introduciendo posteriormente el paradigma que supone la concepción de estimación de muestras vía el método de Monte-Carlo. En segundo lugar, se abordan los métodos de interpolación de Kriging y RBF, analizando profundamente cómo funcionan, y cuáles son las medidas de error o bondad a computar para evaluarlos. Se explicará cuál es el funcionamiento de cada método y cómo se logra interpolar los valores de los puntos de los que se desconoce su valor. Finalmente, se describe el concepto de red neural y tipología existente, indicando el procedimiento a seguir para diferenciar zonas, habiendo fijado un umbral de nivel de campo eléctrico, distinguiendo robustamente cuál es la frontera.

2.1. Transmisores de estudio y metodología en la captura de medidas

En este apartado se indican las principales características de los transmisores bajo estudio así como las metodologías seguidas para la recogida de medidas temporales y espaciales, que son aludidas a lo largo del Capítulo 2, de explicación de los métodos y aplicaciones de estudio, así como del Capítulo 4 que se corresponde con los resultados.

Las características de las tres emisiones AM bajo estudio se detallan en la Tabla 2.1. Principalmente las razones por las que se ha hecho la selección de estos tres transmisores son que están muy próximos entre ellos, distando escasos kilómetros entre sí, que se detectan altos niveles de señal en el área que los rodea (siendo la población que está incluida en un área de $50 \times 50 \text{ km}^2$ más cercana a ellos y con centro en las antenas de aproximadamente 123000 habitantes), y que la propagación es básicamente por onda de superficie e ionosférica [5]; además los tres transmisores están relativamente cercanos a zonas urbanas.

Tabla 2.1: Frecuencia, potencia radiada aparente respecto a antena vertical corta (PRAV) y coordenadas de los transmisores en el área de estudio. En la proyección se usa el sistema *Universal Transverse Mercator*, y el datum es *World Geodetic System 1984*.

f_0 (kHz)	PRAV (kW)	Coordenadas (UTM H30, WGS84)
774	60	212156; 4360768
900	10	212258; 4372676
1107	25	212414; 4360580

Centrándonos en la radiodifusión en onda media, objeto de este estudio, las ondas transmitidas se caracterizan por viajar largas distancias. Ello hace que sean fácilmente medibles señales de transmisores bastante distantes, pudiendo ser abordable estudiar ciertos temas de radiodifusión. La modulación de señal típica de estos transmisores es *Amplitude modulation* (AM). Dicha modulación se caracteriza por ser una señal muy pulsante en el tiempo desde el punto de vista de oscilación de niveles radioeléctricos [115]. Es una modulación bastante sencilla lo que ha hecho que sea ampliamente utilizada en muy diversas tecnologías [116, 117]; sin embargo esa variabilidad de señal hace que el análisis de los cambios en los niveles de exposición sea más acentuado que en otras modulaciones, como por ejemplo en *Frequency modulation* (FM).

2.1.1. Metodología para la captura de medidas temporales

En cuanto al punto seleccionado para realizar las mediciones, está situado en entorno urbano existiendo línea de vista con el transmisor de 900 kHz, a 20 metros respecto del nivel de suelo (ubicado en la terraza de un edificio); los datos más relevantes se recogen en la Tabla 2.2. El punto de control nos permite diferenciar dos escenarios tanto si hay línea de vista (LOS, *Line of Sight*) con el más que probable multitrayecto y un *fading* más acusado, así como cuando los transmisores distan más distancia y no existe LOS.

Tabla 2.2: Especificaciones del punto de control para medidas temporales. Tx_1 se refiere al transmisor de 900 kHz, Tx_2 a los de 774 y 1107 kHz.

Ubicación	Coordenadas (UTM H30, WGS84)	Distancia a Tx_1 (km)	Distancia a Tx_2 (km)
En terraza de edificio	212390 4375256	2.5 (con LOS)	14.5 (sin LOS)

Respecto del muestreo y medición de niveles, se realizaron dos campañas de medida diurnas:

- Una primera, de corto intervalo temporal, llevada a cabo en el mes de marzo de 2010, donde se colectaron 80 medidas conforme al procedimiento establecido [182] y con una diferencia de no más de 10 días entre todas ellas. Fueron tomadas entre las 12:00 y 16:00 h en horario UTC (*Universal Time Coordinated*).
- Una segunda, de largo intervalo temporal (durante un año), efectuada desde marzo de 2010 hasta abril de 2011. Las medidas se seleccionaron eligiendo un día de cada mes (intentando que *grosso modo* las distintas medidas entre meses estuvieran equidistantes en el tiempo), colectándose 10 medidas distintas (por día) para poder tener una noción de la media y desviación existentes. Por lo tanto efectuando 10 medidas en un mismo día como representación del mes, y recabando datos durante un año, hacen un total de 120 medidas. El horario UTC en el que se tomaron las medidas también es el mismo que en el párrafo anterior.

2.1.2. Metodología para la captura de medidas espaciales

En relación al área de muestreo, donde las muestras experimentales han sido colectadas, se ha llevado a cabo en un área de $160 \times 160 \text{ km}^2$, donde los tres transmisores mencionados (con las características detalladas previamente en la sección 2.1) están posicionados en el centro. Ciertamente, se puede hacer una distinción entre dos áreas de medidas, diferenciándose dos campañas de medidas diurnas efectuadas, tal y como la Figura 2.1 recoge:

- La primera, llevada a cabo en la primavera de 2008, con un área de $50 \times 50 \text{ km}^2$, donde el muestreo efectuado fue de tipo sistemático-aleatorio, dividiendo el área en un malla de $5 \times 5 \text{ km}^2$ y tomando una muestra en cada una siempre que fuese accesible [182]. Se midieron un total de 57 puntos.
- Una segunda, efectuada en otoño de 2010, con un área global total especificada arriba y con 92 puntos medidos, pero en esta ocasión siguiendo un patrón de muestreo basado en coronas circulares alrededor de los transmisores, haciendo más abordable cubrir todo el área, y caracterizando perfectamente el comportamiento de la señal.

Para la creación de mapas interpolados de niveles, se utilizan las medidas procedentes de la campaña de otoño, más amplia y con una mayor cantidad de puntos. Para la diferenciación de zonas vía ANN se utilizan ambas campañas, ya que lo enriquecedor de las técnicas ANN es poder discernir niveles robustamente y que el método generalice bien en otros escenarios que se puedan presentar.

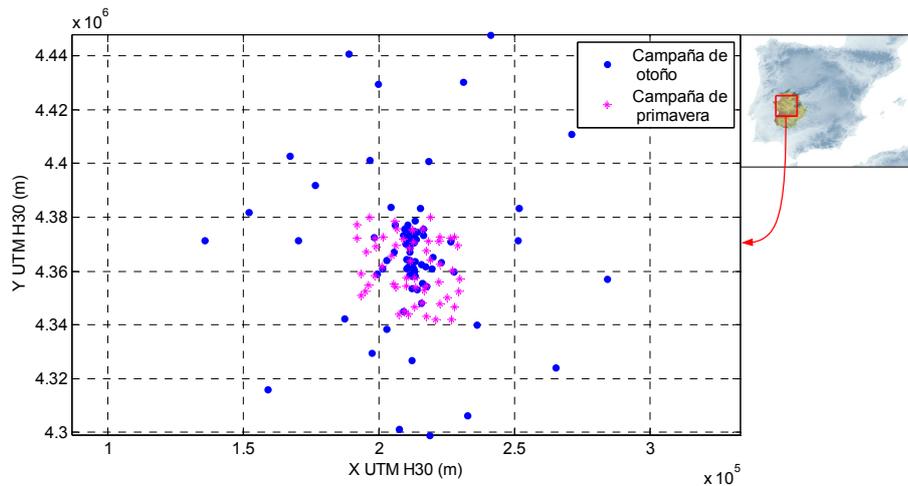


Figura 2.1: Puntos de muestreo en el área cubierta. Puntos con asteriscos: campaña de primavera de 2008 ($50 \times 50 \text{ km}^2$), y puntos redondos: campaña de otoño de 2010 ($160 \times 160 \text{ km}^2$).

2.1.3. Antena y analizador de espectros utilizado

Las medidas fueron realizadas con un analizador de espectros, marca Agilent y modelo E4402B, con rango de frecuencias de 9 kHz–3 GHz, rango dinámico $-153, +30 \text{ dBm}$ e incertidumbre expandida de 0.4 dB, y una antena monopolo, tipo Rod y modelo 3303, con rango de frecuencias 0.001–30 MHz y una incertidumbre expandida para nuestro rango de frecuencias de medida de 0.1 dB. Los espectros se colectaron en el rango de frecuencias 0.5–1.7 MHz (seleccionando una resolución de ancho de banda de 10 kHz y un tiempo de barrido de 30 ms) [183, 184], con la antena situada a 1.5 m de altura sobre el suelo de la terraza en cuestión. La duración de cada medida fue de 6 minutos.

Es necesario indicar que para la medición de los efectos de estimulación eléctrica se deben computar los valores máximos (de pico) según establece la legislación [185]; y de cara a los efectos térmicos se deben considerar los valores máximos pero sobre un periodo promediado de 6 minutos [1]. En nuestro caso se colectaron valores *max-hold* durante periodos de 6 minutos, siendo definida una medida *max-hold* como el valor máximo retenido durante dicho periodo; se interpreta pues como el valor máximo de los máximos parciales que se detectan en los barridos temporales que se efectúan cada 30 ms según se configura el analizador de espectros (SA, *Spectrum Analyzer*); dicho valor suele alcanzarse en aproximadamente los primeros 30 s de los 6 min, siendo mínimamente modificado en el tiempo restante de la medida. Adicionalmente también se han recabado valores *min-hold* (o mínimo total retenido sobre dicho periodo) y una traza instantánea.

Una vez recogidos los espectros, la señal voltaje V (en dB V) detectada por el SA es convertida a nivel de campo eléctrico, E_F (en dB V/m) para cada frecuencia de trabajo, conforme a la ecuación (2.1) donde AF (en dB m^{-1}) es el factor de antena obtenido del certificado de calibración proporcionado por el fabricante y L_r (en dB) son las pérdidas del cable usado (despreciable a estas frecuencias).

$$E_F = AF + V + L_r \quad (2.1)$$

Al durar cada medida de traza tipo *hold* (o ‘mantenida’ en el tiempo) 6 min y al hacer barridos cada 30 ms, ello implica la selección del valor máximo (y mínimo) de un total de 12000 valores instantáneos. Las trazas de valores instantáneos nos sirven para realizar comparaciones de oscilaciones de niveles desde un punto de vista global de esas variaciones y poder caracterizar mejor este tipo de modulación. Los valores de campo electromagnético expresados en este documento son valores raíz cuadráticos medios (RMS, *Root Mean Square*).

El esquema general de la instrumentación usada para la captura de medidas se refleja en la Figura 2.2, donde se ha conectado la antena Rod con el cableado pertinente al analizador de espectros, realizándose un volcado de los datos al ordenador para su análisis, una vez guardadas las medidas.

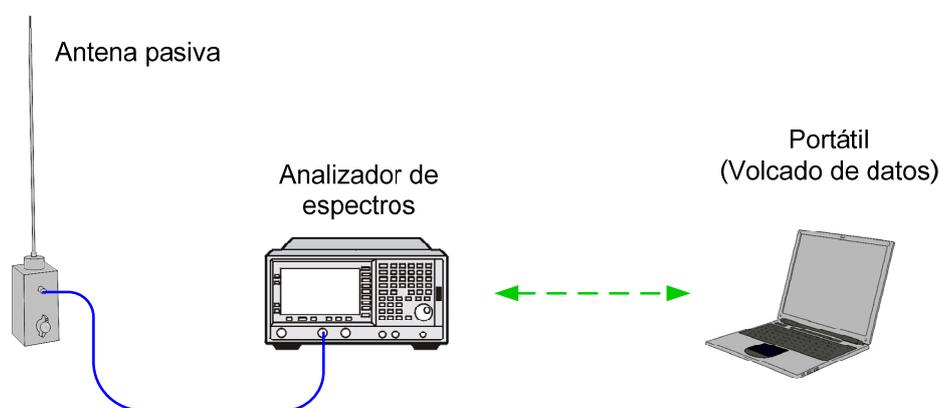


Figura 2.2. Esquema de conexión de la antena y el analizador para la captura de los espectros.

2.2. Evaluación dosimétrica

Aunque en el Capítulo 6 se da una panorámica general en cuanto a niveles de referencia y estándares de aplicación se refiere, sí que es necesario adelantar algunos aspectos de cálculo de coeficientes de exposición a fuentes con múltiples frecuencias para efectos térmicos y para corrientes inducidas, puesto que ellos se utilizarán también al realizar simulaciones de Monte-Carlo o al discriminar zonas de niveles vía ANN.

Las frecuencias de trabajo que se analizarán están en torno a 1 MHz, y según el marco legislativo vigente de exposición a radiaciones, desde una aplicación práctica de las restricciones básicas se deben considerar dos criterios relativos a los niveles de referencia de las intensidades de campo, también denominados coeficientes de exposición: a) por un lado el efecto de las densidades de corriente inducida y los efectos de estimulación eléctrica, que aplica hasta 10 MHz y por otro b) el efecto térmico que aplica a partir de 100 kHz, estando este último ligado a efectos de SAR (índices específicos de absorción de energía).

Por lo tanto, para nuestro caso particular, los coeficientes de exposición pueden expresarse del siguiente modo [1]:

- Con respecto a las corrientes inducidas y los efectos de estimulación eléctrica (ligado a efectos en el sistema nervioso), la ecuación (2.2) debe cumplirse.

$$\sum_{i=1}^3 \frac{E_i}{a} \leq 1; \text{ con } a = 87 \text{ V/m} \quad (2.2)$$

- En relación a la consideración del efecto térmico (calentamiento de tejidos) la expresión (2.3) debe satisfacerse.

$$\sum_{i=1}^3 \left(\frac{E_i}{c} \right)^2 \leq 1; \text{ con } c = \frac{87}{\sqrt{f}} \text{ V/m} \quad (2.3)$$

En las anteriores expresiones, que están particularizadas para las tres frecuencias de estudio, el parámetro de 87 se refiere al umbral de 87 V/m de los estándares, f es la frecuencia en MHz y E_i es el valor de campo eléctrico para cada frecuencia de estudio.

Cuando se comparen resultados, se calculará la contribución conjunta de las tres frecuencias de estudio, haciendo uso de las expresiones aludidas. Además de estos coeficientes, otros estadísticos de interés tales como la media, percentiles e incrementos de los niveles de campo y de los efectos térmicos y de estimulación respecto a los límites establecidos serán computados. Esto ayudará a comprender mejor las variaciones de niveles a las que el ser humano está expuesto en esta banda de frecuencias.

Al usar ANN para discriminar áreas, se implementarán clasificadores que nos diferencien regiones donde los valores obtenidos sean superiores o inferiores a un cierto umbral.

2.3. Incertidumbre asociada a los valores de campo y al proceso de medida

El campo de caracterización de la incertidumbre en la medida (intentando computar todas aquellas fuentes que pueden derivar en una contribución a la incertidumbre global) es bastante crucial y cada vez más se va incorporando a los resultados que se presentan. Especial interés adquiere con la diversidad de equipos de medida existentes, unos con mayor incertidumbre asociada que otros. Por tanto el acotar ese rango de variación hace que los resultados expuestos sean más robustos.

2.3.1. Concepto de incertidumbre y clasificación de los tipos existentes.

Partiendo de la máxima de que la medida exacta de una cantidad es un concepto teórico, por tanto no abordable en medidas prácticas, es necesario expresar la diferencia

entre el valor real y el medido. La incertidumbre pues trata de cuantificar esas variaciones.

El método para caracterizar la incertidumbre en una medida se basa en el análisis estadístico y depende de la magnitud y la distribución de las incertidumbres individuales de las diversas componentes. Cada componente individual se caracteriza por la estimación de la desviación estándar. Se diferencian dos tipos de incertidumbres [9, 54]:

- Tipo A, que se puede estimar mediante métodos estadísticos aplicados a medidas repetidas.
- Tipo B, donde la estimación de la incertidumbre se basa en la información disponible o en la experiencia.

La diferencia entre ambos tipos radica en el método seguido para su evaluación. Tanto uno como otro tipo hacen uso de distribuciones de probabilidad y cada una de las componentes se cuantifica por una desviación estándar.

2.3.1.1. Métodos de evaluación de incertidumbre tipo A y B

- **Método de evaluación tipo A**

El método de evaluación de la incertidumbre tipo A hace uso del análisis estadístico de las observaciones [9]. La incertidumbre estándar pues se corresponde con la desviación estándar experimental de la medida, derivada generalmente de un análisis de la serie de datos capturada. Al poderse considerar un proceso estocástico, ninguna medida es necesariamente más representativa que otra, por ello se suele calcular la media y la desviación estándar (indicada en la ecuación (2.4) donde n es el número de elementos y \bar{x} representa el valor medio). De este modo dicha desviación puede incorporarse como una incertidumbre estándar que contribuirá a la combinada (compendio de las individuales).

$$u_x = \left(\frac{1}{n-1} \sum_{i=1}^n (x_i - \bar{x})^2 \right)^{\frac{1}{2}} \quad (2.4)$$

- **Método de evaluación tipo B**

Por su parte, el método de evaluación de tipo B acude a conocimientos científicos para definir la incertidumbre [9], tales como:

- a) Datos de medidas anteriores.
- b) La experiencia, conociendo el comportamiento de los materiales y sus propiedades.
- c) Especificaciones del fabricante (muy habitual es proporcionarlas en los certificados y calibraciones de antenas [186, 187] y analizadores, por ejemplo).
- d) Incertidumbre asignada a datos de referencia mostrada en manuales.

En la Figura 2.3 se muestra un esquema general del proceso de cálculo de la incertidumbre.

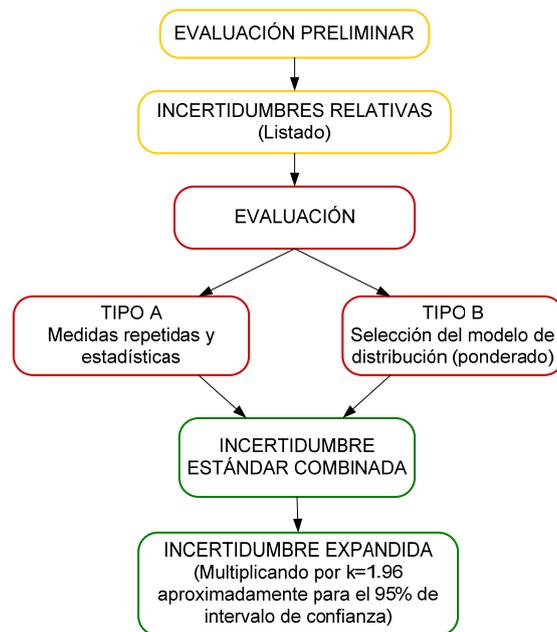


Figura 2.3: Esquema del análisis completo de incertidumbre en las medidas.

2.3.1.2. Fuentes de incertidumbre en nuestro estudio

Dentro de los diversos factores que pueden afectar a una medición de campos electromagnéticos, se destacan: a) los relativos a los parámetros de antenas [188] (con factores como variación térmica, diafonía, desadaptación de impedancias, o factores mecánicos de apuntamiento o posicionamiento de antenas entre otros que pueden afectar a la amplitud y fase de la señal, en definitiva a la directividad y ganancia de la antena) [54, 189], b) la repetibilidad en las medidas (una ilustración de este proceso se llevará a cabo en la sección 4.2), c) factores de adquisición, procesado y truncamiento de la información [54] y d) incertidumbre en los equipos de medida [190].

Al hablar de antenas, obviamente se considerará la incertidumbre de la antena Rod de captura de medidas según fabricante. Hay que resaltar que en esta Tesis también se han analizado las antenas transmisoras o monopolos, calculando la isotropía o variación de la ganancia de los transmisores según el ángulo con el que se apunte a los mismos (sección 5.3), esto pues según circunstancias podría tener una influencia importante en los resultados y habría que tenerlo también presente.

A lo largo de este trabajo se irá relacionando las diferentes variaciones obtenidas con la temática de incertidumbre, y en la sección 6.2.2 se expondrán los cálculos para los valores experimentales presentados a modo de resumen en tablas, tanto para valores de campo como de efectos térmicos o de estimulación eléctrica.

2.3.2. Computación de la incertidumbre. Formulación

La incertidumbre estándar combinada de una medida puede calcularse combinando las desviaciones estándar individuales mediante una suma cuadrática tal y como se representa

en la ecuación (2.5), siendo u_{xi} la incertidumbre estándar y c_i el coeficiente de sensibilidad para el parámetro x_i [7].

$$u_c = \sqrt{\sum_{i=1}^n (c_i u_{xi})^2} \quad (2.5)$$

La incertidumbre expandida (95 % del nivel de confianza) puede hallarse multiplicado la incertidumbre combinada por el factor¹ 1.96, ecuación (2.6).

$$u_e = 1.96u_c \quad (2.6)$$

2.4. Interpolación temporal. Funciones de distribución y método de Monte-Carlo

En este apartado se ilustran las herramientas que se utilizarán para acotar la variabilidad temporal de los niveles recibidos en un cierto punto de control establecido, en torno a transmisores de onda media. Uno de los criterios dosimétricos ampliamente utilizado es aquel que considera los niveles históricos de campos registrados en un cierto periodo de tiempo, ofreciéndose así una perspectiva más global de la exposición radioeléctrica en un entorno concreto, focalizándose esta sección precisamente en este aspecto, desglosándose su afección en los coeficientes de exposición. Para ello se llevan a cabo dos sub-campañas diferentes de media: una denominada de corta duración (10 días) y otra de larga (1 año). Por un lado, utilizando la información de la campaña corta, se estudian las funciones de densidades de probabilidad que mejor aproximan a los niveles colectados, y por otro, haciendo uso de la campaña larga, se calculan los principales parámetros estadísticos que caracterizan los valores de campo a lo largo de un año. Los valores que se estudian son las trazas de valores máximos que son los más representativos desde el punto de vista de exposición. Con la información de ambas campañas se implementa una aplicación basada en el método de Monte-Carlo que permite simular valores de campo, permitiendo realizar una interpolación de muestras con garantías.

2.4.1. Funciones de densidad de probabilidad características

Los procesos estocásticos son generalmente descritos por las funciones densidad de probabilidad o por las funciones de distribución acumulada. La función densidad de probabilidad, denotada aquí por $p(x)$ para la variable x , es de naturaleza tal que existe una probabilidad $p(x) dx$ de que x tome un valor comprendido en el intervalo infinitesimal de x a $x+dx$. Su expresión se muestra en la ecuación (2.7), donde $F(x)$ es la distribución acumulativa.

¹ Este factor de 1.96 es asumiendo una distribución Normal. Según el teorema del límite central, cualquier experimento aleatorio que sea replicado, la variable aleatoria tiende a tener una distribución Normal a medida que las repeticiones aumentan.

$$p(x) = \frac{d}{dx}[F(x)] \quad (2.7)$$

2.4.1.1. Funciones Gaussiana, Log-Normal, Weibull y Rician

El *small-scale fading* hace referencia a cambios drásticos en la amplitud y fase de la señal debido a pequeños cambios o movimientos de fracciones de longitud de onda entre el transmisor y el receptor. Estos cambios indeseables en la señal se describen bastante bien estadísticamente mediante un modelado estocástico del canal. Para ello se estudian las principales funciones de distribución de campo que se han considerado en este trabajo. Se han seleccionado aquellas que por las características de la señal y las medidas efectuadas se ha comprobado que se asemejan mejor a los datos [10]. Estas se enumeran a continuación.

- **Distribución Gaussiana**

Esta distribución es encontrada principalmente cuando los valores de la cantidad considerada resultante es consecuencia del efecto aditivo de numerosos orígenes aleatorios, cada uno de ellos con una contribución somera. En el fenómeno de propagación muchas de las cantidades involucradas (potencia, voltaje, *fading*, etc.) pueden desembocar en fluctuaciones alrededor de su valor medio (centelleo) y esta distribución lo modela bien.

La expresión de la función densidad de probabilidad de tipo Gaussiana se indica en la ecuación (2.8), donde el parámetro μ representa el valor medio y σ la desviación estándar [10].

$$p(x / \mu, \sigma) = \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}} \exp\left[-\frac{1}{2}\left(\frac{x - \mu}{\sigma}\right)^2\right] \quad (2.8)$$

- **Distribución Log-normal**

Generalmente, se encuentra bajo ciertas circunstancias que la intensidad de campo E en unidades logarítmicas sigue una distribución Normal de media μ , y desviación típica σ . Los valores del campo E en unidades naturales siguen entonces una ley Log-normal. Su expresión característica viene dada por la ecuación (2.9) [10].

$$p(x / \mu, \sigma) = \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}} \frac{1}{x} \exp\left[-\frac{1}{2}\left(\frac{\ln x - \mu}{\sigma}\right)^2\right] \quad (2.9)$$

Como ya se ha indicado, ambas distribuciones (Normal y Log-normal) están íntimamente relacionadas. La relación entre ambas puede ser calculada fácilmente. Suponiendo que m es la media y v la varianza de una PDF Log-normal, estos parámetros son funciones de la media μ y la desviación estándar σ de una distribución Normal, la obtención de los valores de la distribución Log-normal se pueden hallar según expresiones (2.10) y (2.11).

$$m = \exp\left(\mu + \sigma^2 / 2\right) \quad (2.10)$$

$$v = \exp(2\mu + \sigma^2)(\exp(\sigma^2) - 1) \quad (2.11)$$

Por su parte, una distribución Log-normal con media m y varianza v tiene como parámetros de una PDF Normal los de las ecuaciones (2.12) y (2.13).

$$\mu = \log\left(m^2 / \sqrt{v + m^2}\right) \quad (2.12)$$

$$\sigma = \sqrt{\log(v / m^2 + 1)} \quad (2.13)$$

• Distribución Weibull

La distribución Weibull proporciona flexibilidad al modelo de la distribución Rayleigh (con la que está relacionada). La distribución Rayleigh se suele utilizar cuando se da el fenómeno de *scattering*² o dispersión) [191, 192].

La PDF se muestra en la ecuación (2.14) donde $I_{(0,\infty)}$ es un indicador que asegura que solo los valores de x en el rango expresado entre paréntesis tiene probabilidad no cero, y los parámetros a y b deben ser positivos [10].

$$p(x / a, b) = ba^{-b} x^{b-1} e^{-\left(\frac{x}{a}\right)^b} I_{(0,\infty)}(x) \quad (2.14)$$

La media se puede obtener con la ecuación (2.15) y la varianza con la (2.16), siendo Γ la función gamma definida en la ecuación (2.17).

$$\mu_{wbl} = a \left[\Gamma(1 + b^{-1}) \right] \quad (2.15)$$

$$v_{wbl} = a^2 \left[\Gamma(1 + 2b^{-1}) - \Gamma(1 + b^{-1})^2 \right] \quad (2.16)$$

$$\Gamma(z) = \int_0^{\infty} t^{z-1} e^{-t} dt \quad (2.17)$$

• Distribución Rician

La distribución Rician, o también denominada Nakagami-Rice es derivada de la distribución Gaussiana y generaliza la Rayleigh.

La expresión de la PDF se muestra en la ecuación (2.18) estando definida para $x \geq 0$. En ella σ es la desviación estándar de una distribución Gaussiana que sostiene la de Rician, y $m^2 = m_1^2 + m_0^2$, donde m_1 y m_0 son la media de los valores de dos componentes Gaussianas independientes, e I_0 es la función de Bessel de orden 0 de la primera familia dada por la ecuación (2.19) [10].

² El *scattering* es un proceso físico donde, en nuestro caso, las ondas electromagnéticas son forzadas a desviarse de su trayectoria directa por una o varias discontinuidades en el medio de propagación por el que pasan. En concreto el de tipo Rayleigh está asociado a pequeños volúmenes con índices de refracción variante, debido a la existencia de partículas, fluctuaciones de densidad, etc.

$$p(x/m, \sigma) = \frac{x}{\sigma^2} I_0\left(\frac{mx}{\sigma^2}\right) \exp\left(-\frac{x^2 + m^2}{2\sigma^2}\right) \quad (2.18)$$

$$I_0(y) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} e^{y \cos t} dt \quad (2.19)$$

Es muy habitual encontrarla en casos de multitrayectos de la señal.

2.4.1.2. Test y parámetros de similitud de las PDF

En este apartado se indican algunos cálculos que se tendrán en cuenta para valorar la bondad de las hipótesis de funciones de densidad de probabilidad propuestas.

- **Parámetro de bondad: Log-likelihood**

Uno de los mejores métodos para obtener un estimador de un parámetro es el conocido como el método de máxima verosimilitud (*maximum likelihood*). Como su propio nombre indica, esta técnica de estimación proporciona el valor del parámetro que maximiza la función de verosimilitud [193-195].

Si suponemos que X es una variable aleatoria con probabilidad de distribución $f(x; \theta)$, donde θ es un parámetro desconocido, y si asumimos que x_1, x_2, \dots, x_n son valores observados del proceso de muestreo de la variable aleatoria de tamaño n , entonces la función de verosimilitud viene dada por la ecuación (2.20).

$$L(\theta) = \prod_{i=1}^n f(x_i; \theta) \quad (2.20)$$

Como es obvio el valor que nos interesa es aquel θ que maximiza dicha función de verosimilitud y se denomina como estimador de máxima verosimilitud (MLE, *Maximum Likelihood Estimate*). A veces es habitual maximizar $\ln[L(\theta)]$ (transformándose el producto en suma) en vez de $L(\theta)$. Por consiguiente, la interpretación que se hace de ello es que la función logarítmica de *likelihood* muestra el valor del mejor ajuste de distribución a los datos muestreados. Mientras mayor sea este valor, mejor ajustará a la población de datos bajo análisis. De este modo, se consigue averiguar si una hipótesis PDF es más válida que otra para caracterizar a los datos.

- **Test de bondad del ajuste (basado en la distribución Chi-Square)**

De cara a describir cómo de bien afina un modelo ajustado a los datos observados es necesario una magnitud que nos sea representativo de ello.

El test de bondad del ajuste que aquí se presenta se utiliza cuando se desconoce la distribución que sostiene la población muestreada, y se desea conocer si la hipótesis de distribución asumida será apropiada como modelo de la población muestreada. El test está basado en la distribución de Chi-Square [194, 195]. El procedimiento del test requiere unas muestras aleatorias de la población de tamaño n cuya distribución de probabilidad se desconoce. Estas n observaciones son ordenadas en un histograma de

frecuencias teniendo k barras. O_i es la frecuencia observada en el intervalo-clase i -ésimo. Con la distribución de probabilidad supuesta, se computa la frecuencia esperada en el intervalo-clase i -ésimo, denotado por E_i . El test de estadísticas responde a la ecuación (2.21).

$$X_o^2 = \sum_{i=1}^k \frac{(O_i - E_i)^2}{E_i} \quad (2.21)$$

Se puede demostrar que si la población sigue la distribución que se ha supuesto, X_o^2 sigue aproximadamente una distribución Chi-Square con $k-p-1$ grados de libertad, donde p representa el número de parámetros de la hipótesis de distribución supuesta. Esta aproximación mejora a medida que n aumenta. Se rechazaría la hipótesis de que la distribución de la población es la distribución supuesta si para el valor calculado del test estadístico resulta que $X_o^2 > X_{\alpha, k-p-1}^2$, donde el parámetro α está ligado al nivel de confianza que se expresa del siguiente modo: $100(1-\alpha) \%$.

El concepto de intervalo de confianza se puede definir como un intervalo construido en base a la muestra, y por tanto aleatorio, que contiene al parámetro con una cierta probabilidad, conocido como nivel de confianza. Si φ es el parámetro desconocido y L y U son los extremos del intervalo, se dice que $\{L, U\}$ tiene un nivel de confianza de $100(1-\alpha)$ (en %) con $\alpha \in \{0, 1\}$, si $P(L \leq \varphi \leq U) \geq 1 - \alpha$.

Aplicado a este estudio, se calcularán las PDF más verosímiles a los valores de campo eléctrico obtenidos, y se cotejará el grado en el que los valores cumplen el test Chi-Square para comprobar si los datos pueden provenir de tal distribución.

2.4.1.3. Funciones de distribución acumulada: CDF

La función de distribución acumulada, o *Cumulative Distribution Function*, denotada por $F(x)$ y mostrada en la expresión (2.22), da la probabilidad de que la variable tome un valor menor que x en dicha expresión. En ella c es el límite inferior de los valores que t puede tomar.

$$F(x) = \int_c^x p(t) dt \quad (2.22)$$

A continuación se presentan las diferentes expresiones de las CDF para la forma Gaussiana, Log-Normal Weibull y Rician en la expresiones (2.23), (2.24), (2.25), (2.26) respectivamente [10].

- **CDF Gaussiana**

$$F(x / \mu, \sigma) = \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^x \exp \left[-\frac{1}{2} \left(\frac{t - \mu}{\sigma} \right)^2 \right] dt \quad (2.23)$$

- **CDF Log-normal**

$$F(x / \mu, \sigma) = \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}} \int_0^x \frac{1}{t} \exp\left[-\frac{1}{2}\left(\frac{\ln t - \mu}{\sigma}\right)^2\right] dt \quad (2.24)$$

- **CDF Weibull**

$$F(x / a, b) = \int_0^x b a^{-b} t^{b-1} e^{-\left(\frac{t}{a}\right)^b} dt = 1 - e^{-\left(\frac{x}{a}\right)^b} I_{(0,\infty)}(x) \quad (2.25)$$

- **CDF Rician**

$$F(x / \sigma, m) = \int_{-\infty}^x \frac{t}{\sigma^2} I_0\left(\frac{mt}{\sigma^2}\right) \exp\left(-\frac{t^2 + m^2}{2\sigma^2}\right) dt \quad (2.26)$$

2.4.2. Método de Monte-Carlo para la estimación de muestras

Una forma de simular datos de naturaleza estocástica es basándose en el método de Monte-Carlo, aunque hay otras técnicas que también son usadas como la lógica difusa [44, 196]. Básicamente este método intenta estimar, por diversas vías, la probabilidad de ocurrencia de un determinado evento. Debido a su dependencia de generación de números aleatorios o pseudo-aleatorios, estos métodos son apropiados para su aplicación en aquellos temas donde es imposible aplicar un algoritmo determinístico [45, 197, 198]. Es habitual encontrar su uso en simulaciones físicas y matemáticas. Especialmente útiles son en aquellos sistemas con un gran número de grados de libertad, como en fluidos, materiales desordenados, estructuras celulares, o cálculo de riesgo en negocios e inversiones.

2.4.2.1. Aplicación informática implementada

Concretamente el sistema que se diseñará se puede definir como:

- Un modelo **dinámico**, donde los valores van cambiando con el tiempo.
- Un modelo **estocástico**, donde la naturaleza aleatoria de las muestras da la pauta de la simulación.
- Y también **discreto**, pues se simulan valores para cada día del año.

El programa informático que se ha implementado, denominado TI-MC (*Temporal Interpolation-Monte Carlo*) se muestra en la Figura 2.4, y los pasos seguidos se detallan a continuación:

- 1) En primer lugar se aprovecha la información de la campaña ‘corta’ de medidas realizada para caracterizar cuál es la PDF que mejor representa a las muestras tomadas.
- 2) Se utilizan las diferentes medidas realizadas en un mismo día (medidas que se repiten un día de cada mes) para estimar *grosso modo* la media y varianza de las muestras y utilizarlas luego en las distribuciones ajustadas.
- 3) Se realiza un bucle para todos los días del año, de modo que la medida representativa de cada día se toma tal y como se explica seguidamente: se selecciona el

mes al que el día pertenece, se calcula un valor aleatorio para cada frecuencia de estudio (según la PDF ya estimada más adecuada conforme al análisis del punto 1).

4) Después de ello, se calculan los valores de las corrientes inducidas y efectos de estimulación eléctrica a lo largo del tiempo, tomando en consideración los diferentes valores de cada frecuencia. De este modo, lo que se hace es calcular uno de los requerimientos de los niveles de referencia (que debe ser considerado desde un punto de vista práctico de las restricciones básicas), y que normalmente es el más restrictivo (más que el efecto térmico) para esta banda de frecuencias. Finalmente se comparan los valores predichos frente a medidos.

El objetivo es pues hacer una previsión del impacto de este efecto en el cuerpo humano, sin necesidad de tener que coleccionar un conjunto de medidas muy amplio en el medio, sino interpolando a través de aquellos datos disponibles. Dependiendo del contexto de estudio y la información que se posea sobre la señal y el medio, pudiera también utilizarse para hacer extrapolaciones.

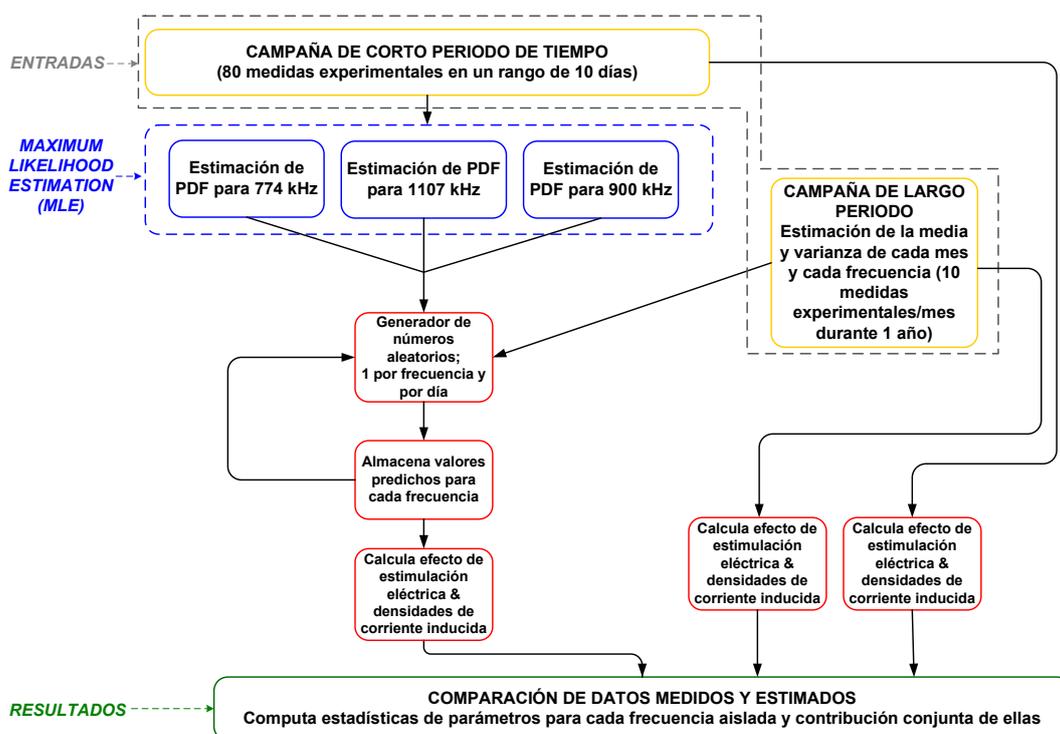


Figura 2.4 Programa TI-MC basado en el método de Monte-Carlo para la estimación del efecto de estimulación eléctrica y de densidades de corriente inducida a lo largo del tiempo.

2.5. Interpolación espacial. Métodos de Kriging y RBF

En esta sección se explican los conceptos teóricos de los métodos de Kriging y de funciones de base radial, mostrando asimismo cuál es el procedimiento a seguir para conseguir los mapas interpolados de niveles de campo.

2.5.1. Método geoestadístico de Kriging

El método de interpolación Kriging está basado en métodos geoestadísticos. Gracias a la utilización de la correlación de las muestras es posible, además de predecir superficies de niveles, dar también un valor de precisión como veremos.

En cuanto a su concepción, hay que decir que Kriging asume que existe una correlación espacial entre muestras y que puede ser usada para explicar cuál es la variación en la distribución de niveles. Los pasos que incluye el método de Kriging son: un análisis estadístico de los datos con un modelado de variograma, la creación de superficies o mapas de niveles, y opcionalmente la varianza o mapa de desviaciones asociado que en cierto modo da idea de la incertidumbre o precisión de los valores mostrados. Este método hace pues uso de correlaciones espaciales de puntos. Con este método se ajusta una función matemática a un especificado número de puntos, para determinar el valor de salida en cada localización.

En el método Kriging lo que se realiza es asociar una probabilidad a las predicciones que se harán, esto es, los valores no son perfectamente predecibles a través de un modelo estadístico. En general se puede asumir la fórmula matemática (2.27), donde $I(s)$ es la variable de interés, descompuesta en una tendencia determinista $\mu(s)$ y un término aleatorio de errores autocorrelados $\varepsilon(s)$. El símbolo s indica la localización.

$$I(s) = \mu(s) + \varepsilon(s) \quad (2.27)$$

Si $\mu(s)$ es constante para todas las localizaciones s , y si μ es desconocida, forman el modelo denominado como *Ordinary Kriging*. Pero también dicha tendencia $\mu(s)$ puede ser compuesta de una combinación de coordenadas espaciales (x, y) , como por ejemplo la mostrada en la expresión (2.28), que se corresponden con un polinomio de segundo orden, y existe una combinación lineal con las coordenadas espaciales x e y . Cuando las tendencias varían y cuando los coeficientes son desconocidos, forman lo que se denomina *Universal Kriging*. Finalmente cuando la tendencia es completamente conocida, tanto si es constante como si no, es lo que se conoce como *Simple Kriging* [79].

$$\mu(s) = \beta_0 + \beta_1 x + \beta_2 y + \beta_3 x^2 + \beta_4 y^2 + \beta_5 xy \quad (2.28)$$

2.5.1.1. Cálculo del variograma

El método Kriging se basa en la correlación espacial de las muestras; información sobre esta correlación se obtiene del semivariograma. El semivariograma, a veces llamado simplemente variograma, responde a la expresión de la ecuación (2.29), siendo $Z(u)$ una función aleatoria y $N(h)$ es el número de parejas de localizaciones u separadas por una distancia h . Es una representación gráfica de la semivarianza en función de la distancia entre puntos.

$$\gamma(h) = \frac{1}{2N(h)} \sum_{u_i - u_j = h} (Z(u_i) - Z(u_j))^2 \quad (2.29)$$

El cálculo del variograma experimental comentado supone que los puntos están regularmente espaciados. Sin embargo cuando los puntos no están regularmente espaciados, la condición $u_i - u_j = h$ anterior debe ser modificada permitiendo más holguras en orden de obtener más parejas de puntos. Esto puede ser hecho permitiendo cierta diferencia en el ángulo y longitud del vector que marca la distancia entre las parejas de puntos, tal y como se indica en la ecuación (2.30), donde $|\cdot|$ denota la longitud del vector y φ el ángulo entre vectores. En virtud de ello se argumenta la búsqueda direccional de variogramas.

$$\begin{aligned} |u_i - u_j| - |h| &\leq \varepsilon \\ \varphi(u_i - u_j, h) &\leq \delta \end{aligned} \quad (2.30)$$

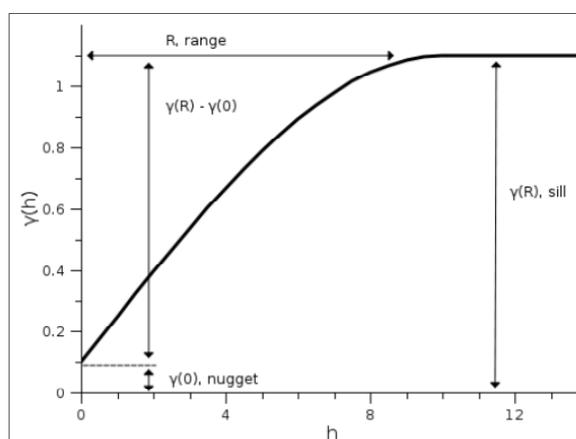


Figura 2.5: Semivariograma teórico de tipo esférico.

La interpretación al variograma y su respuesta típica se muestran en la Figura 2.5, donde se representa $\gamma(h)$ frente a h . Cuando $h=0$, la semivarianza es cero ya que no hay diferencias entre puntos que se comparan con ellos mismos. A medida que h aumenta, los puntos son comparados con otros que están cada vez más lejos y por tanto la semivarianza aumenta. En ciertos tipos de variogramas, a una cierta distancia, denominada rango (R), la semivarianza $\gamma(h)$ alcanza un valor umbral $\gamma(R)$, llamado *sill* o meseta, equivalente a la varianza muestral. Para valores de h mayores que el rango, la semivarianza no aumenta más; esto viene a significar que los datos pueden ser considerados independientes. Teóricamente, en un semivariograma $\gamma(h)$ debiera ser cero cuando $h=0$, sin embargo, los semivariogramas experimentales presentan habitualmente un valor positivo de $\gamma(h)$ dando lugar a lo denominado efecto *nugget* o pepita, lo que suele estar achacado a errores experimentales de medida, a la existencia de variabilidad espacial a una escala inferior a la que se realizó la captura de datos o a una combinación de ambos.

Algunos modelos de variogramas típicos (gaussiano, esférico, exponencial o lineal) se pueden consultar en la bibliografía referenciada [79, 81]. La formulación para el caso de semivariograma tipo esférico (al que se ajustan mejor los datos bajo estudio) viene dada por la ecuación (2.31) y es el representado en la Figura 2.5.

$$\gamma(h) = \begin{cases} \gamma(0) + [\gamma(R) - \gamma(0)] \left(\frac{3|h|}{2R} - \frac{|h|^3}{2R^3} \right) & |h| < R \\ \gamma(R) & |h| \geq R \end{cases} \quad (2.31)$$

2.5.1.2. Cálculo de valores interpolados y varianza

Con el ajuste del variograma experimental a un modelo teórico se han estimado los parámetros R , $\gamma(0)$ y $\gamma(R)$, los cuales se utilizarán para interpolar valores en puntos no muestrales, vía interpolación Kriging. El valor interpolado $Z^*(u)$ (por la técnica de *Ordinary Kriging* que será a partir de la cual se obtengan los resultados) para un punto u no medido se obtiene mediante el estimador lineal dado por la ecuación (2.32) [79, 81], donde $Z(u_i)$ son los valores experimentales en n localizaciones y los pesos λ_i son determinados minimizando la varianza de la estimación, y depende del modelo ajustado a los puntos medidos, la distancia al punto a predecir, y relaciones espaciales entre los valores medidos alrededor de la posición a predecir.

$$Z^*(u) = \sum_{i=1}^n \lambda_i Z(u_i) \quad (2.32)$$

La estimación de la varianza es una función cuadrática de los pesos λ_i . El mejor estimador lineal sin *bias* es aquel que minimiza la estimación de la varianza respecto a la condición de no sesgo. Esta restricción nos lleva a minimizar la función F , donde σ_e^2 es la varianza de la estimación y μ un multiplicador de Lagrange (ecuación (2.33)) [79].

$$F = \sigma_e^2 - 2\mu \left(\sum_{i=1}^n \lambda_i - 1 \right) \quad (2.33)$$

2.5.1.3. Aplicación a muestras de naturaleza electromagnética

Para el caso de muestras electromagnéticas que nos atañe, se deben tener ciertas consideraciones antes de aplicar el método. En primer lugar la variación del campo eléctrico se puede expresar como una contribución de varios factores:

- Un factor determinístico de variación del campo con la distancia E_{dist} [132]. De modo genérico se puede expresar la ecuación del campo recibido mediante la “ecuación general de la propagación”, dada por (2.34) [199].

$$E_{dist} = E_0 \left[1 + R \exp(-j\Delta) + (1 - R) \cdot A \exp(-j\Delta) \right] \quad (2.34)$$

Donde E_{dist} es la intensidad de campo en recepción en las condiciones reales, E_0 es la intensidad de campo en condiciones de espacio libre. El primer término del paréntesis representa la componente de onda directa, el segundo la onda reflejada en el suelo y el tercero la onda de superficie; Δ es el ángulo de desfase entre la componente directa

y reflejada, R es el coeficiente de reflexión en el suelo y A un término de atenuación de la onda de superficie.

- Un factor aleatorio que responde a las funciones de distribución del campo, E_{PDF} [5].
- Una cierta correlación espacial entre muestras cercanas, $E_{Kriging}$ [12].

La idea del Kriging es hacer uso de esa correlación espacial, pero para ello hay que eliminar la tendencia que hay en los valores de campo, para evitar ese comportamiento no estacionario *a priori*. Por consiguiente se calcula una curva de regresión de los valores de campo en función de la distancia, y se computan los residuos (diferencia entre los valores medidos y la recta de regresión ajustada). Es a estos residuos a los que se les ajusta el variograma y después se utiliza dicho variograma para interpolar los valores de campo medidos.

2.5.2. Método de interpolación exacta RBF

El concepto de RBF es similar a ajustar una membrana elástica a partir de los valores muestreados, intentado minimizar la curvatura total de la superficie. Dependiendo de la función base seleccionada se determinará cómo ajusta dicha ‘membrana’ entre muestras. Como ventajas respecto a otros métodos de interpolación hay que resaltar que las RBF permiten predecir valores por encima del máximo y por debajo del mínimo medido. Es especialmente recomendable su utilización para calcular superficies no abruptas, con un suavizado manifiesto, partiendo de un número de puntos de muestreo bastante elevado [14]. En concreto, se utilizarán RBF para interpolar el resultante de la contribución de las diferentes emisiones, así como alguna individual para contrastar resultados con el método Kriging.

El objetivo que se plantea con esta técnica es demostrar su versatilidad a la hora de obtener mapas de niveles que respeten los puntos de medida, obteniéndose un ajuste fiel a los puntos de muestreo.

2.5.2.1. Expresión de cálculo de RBF y tipo de funciones base

Las RBF tienen su concepción en las redes neuronales artificiales, de hecho su arquitectura es muy similar a un perceptrón multicapa (MLP) [14]. El nombre de RBF alude a que las funciones utilizadas son radialmente simétricas (tipo Gaussiana), son pues de base radial [88]. A diferencia del MLP las RBF aproximan a la función objetivo de forma local, de ahí que las hagan útiles para la interpolación y hayan sido ampliamente utilizadas para tal fin [85, 86, 200, 201].

$$s(x) = p(x) + \sum_{i=1}^n \lambda_i \phi(x - x_i) \quad (2.35)$$

La expresión genérica de una RBF se refleja en la ecuación (2.35), donde:

- s es la función de base radial.

- p es un polinomio de grado bajo, típicamente lineal o cuadrático.
- los λ_i son los coeficientes de las RBF.
- ϕ es una función denominada función base.
- los x_i son los centros de las RBF.

Por consiguiente, las RBF consisten en una suma ponderada de funciones base radialmente simétricas ϕ ubicadas en los centros x_i y un polinomio de bajo grado p . De cara a una computación más rápida y eficaz, la expresión (2.35) se puede expresar en forma de una matriz como si fuese un sistema lineal. Si $\{p_1, \dots, p_l\}$ es una base para polinomios de grado p , y $\{c_1, \dots, c_l\}$ son los coeficientes que da $p(x)$ en alusión a las bases, el proceso de interpolación puede ser reescrito en forma matricial como se refleja en la ecuación (2.36),

$$\begin{pmatrix} A & P \\ P^T & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \lambda \\ c \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} f \\ 0 \end{pmatrix} \quad (2.36)$$

donde:

- $A = \phi(|x_i - x_j|)$, con $i, j = 1:n$, y
- $P_{i,j} = p_j(x_i)$, $i = 1, \dots, n$, $j = 1, \dots, l$

Las funciones base proporcionan la no linealidad al sistema. Por sus buenas prestaciones para nuestra aplicación y la distribución de datos fruto del muestreo en coronas circulares (que aplica para la campaña de otoño), se han seleccionado las siguientes funciones bases, donde r alude a la distancia o radio al centroide [88, 202, 203]:

- a) *Bbasic* o lineal $\phi(r) = r$.
- b) *Multiquadratic*, con $\phi(r) = (r^2 + c^2)^{\frac{1}{2}}$ y $c = \text{constante}$.

Las distintas funciones base suelen responder a un mismo patrón, reportando todas ellas por tanto resultados muy similares, pero cada una perfila unos matices concretos al resultado de la interpolación.

Para ajustar los parámetros comentados, se procede en dos fases:

- Los centros se pueden fijar en los puntos de medida muestreados. Sin embargo si el número de puntos es muy alto hay que hacer una selección típicamente vía técnicas de *clustering* por ejemplo.
- La segunda fase consiste en resolver un sistema lineal de ecuaciones con los diferentes puntos de entrenamiento seleccionados (los valores experimentales). Esto como se ha argumentado puede ser obtenido vía técnicas de inversión de matrices.

La topología de las RBF se caracteriza por tener tres capas (como ilustra la Figura 2.6):

- La capa de entrada es un receptor de los datos de entrada.
- La capa intermedia realiza una transformación del espacio de entrada al nivel intermedio, donde actúan las funciones base para los vectores de entrada.

- La capa de salida calcula la ponderación lineal de las salidas de la capa intermedia.

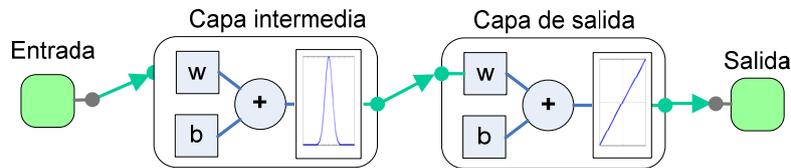


Figura 2.6: Arquitectura RBF. Configuración: 1 capa oculta con función de transferencia de funciones radiales y una capa de salida con transferencia lineal; w alude a los pesos y b al valor de *bias*.

2.5.2.2. Aplicación informática creada para cálculo de RBF

El esquema de la aplicación implementada, EI-RBF (*Electric Interpolation-Radial Basis Functions*), se muestra en la Figura 2.7. En el diagrama de flujos se pueden distinguir las siguientes fases:

1) Se importan los datos correspondientes a la campaña de otoño pues engloba mayor área y el muestreo está dispuesto de una manera más apropiada para extraer la ley de decrecimiento del campo con la distancia. Se disponen los datos diferenciando las entradas (coordenadas de localización) de las salidas (los niveles de campo). Se puede realizar un análisis de una frecuencia individualmente así como la contribución conjunta total para todas las contempladas.

2) Fijando el paso o distanciamiento entre puntos se genera una malla de puntos en el área de interés, que serán los puntos de los que se predecirán sus niveles y así conformar el mapa interpolado de campo con todos ellos.

3) Se procesa el propio procedimiento de RBF. Para cada punto a predecir se ejecutan los siguientes pasos:

- En primer lugar se ordenan los puntos originales (o entradas) en función de la distancia a ese punto a interpolar.
- Se calcula el número de vecinos (pertenecientes a los puntos originales de entrada) a partir de los cuales se calculará el valor del punto bajo análisis.
- Una vez fijado el nº de vecinos se resuelve el sistema lineal o matricial, calculando la matriz A y los correspondientes coeficientes. Para ello se tendrá en cuenta la función base que corresponda, nuevamente introducida por parámetro al programa.

4) Tras finalizar el cálculo de valores del mallado, se almacenan adecuadamente los resultados de los valores predichos.

5) Finalmente se procede al cálculo de los valores predichos frente a medidos, pero asociando a cada localización experimental el punto más cercano en la malla de puntos a estimar valores, y adicionalmente se realiza una representación gráfica en 2D y 3D.

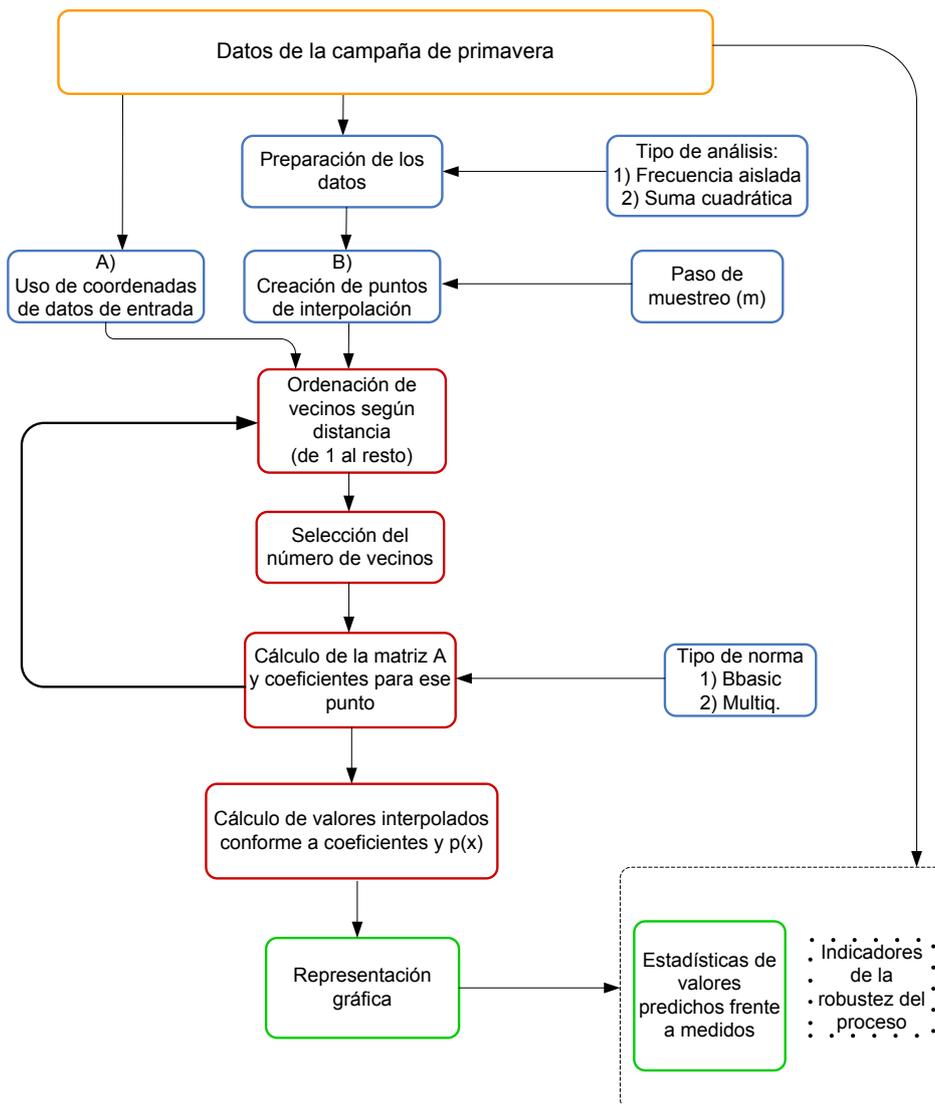


Figura 2.7: Diagrama de flujos de la aplicación EI-RBF, para la creación de mapas de campo interpolados.

En relación al método a elegir para seleccionar los vecinos o centroides que aplicarán a la hora de calcular el valor del punto a predecir, se ha seleccionado en este trabajo la variante de ‘número de vecinos fijo’. Este método consiste en computar el mismo número de vecinos para cualquier punto a interpolar. Este número será un parámetro de diseño, y que variará según el muestreo efectuado y la distribución de niveles observada. También incide directamente el número en el suavizado que se obtenga, pudiendo jugar con detectar las anomalías o zonas oscilantes, o intentar suavizar lo más posible la superficie resultante.

Además del método comentado para la selección de vecinos, se implementaron otros dos, pero ya que las superficies resultantes (dado el patrón de muestreo seguido en puntos experimentales) no cambiaban sustancialmente, no se han incluido en detalle. Uno de ellos consistía en variar el número de vecinos en función de la distancia al transmisor y el

otro consideraba los vecinos que estuvieran a una distancia inferior a una prefijada con respecto al punto de interpolación en cuestión.

2.5.3. Parámetros para medir la bondad

Para comprobar la bondad del método Kriging y RBF se utilizarán diferentes parámetros y gráficas que nos proporcionen valores y líneas de comportamiento del método. En concreto:

- Desde un punto de vista gráfico se contempla:
 - La gráfica de valores predichos frente a medidos. Se representan los valores predichos frente a los medidos en esas mismas ubicaciones. Un buen comportamiento de la interpolación se deduciría si estos valores siguen la tendencia de una línea recta de pendiente unidad.
- A través de parámetros:
 - El error medio absoluto (*mae*, *Mean Absolute Error*) para todos los valores medidos (con respecto a sus predichos), dado por la ecuación (2.37), siendo e_i el error para cada una de las n muestras tomadas (diferencia entre valor medido y predicho).

$$e_{mae} = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n |e_i| \quad (2.37)$$

- El error medio cuadrático normalizado (*mse*, *Mean Square Error*) en las mismas circunstancias que el punto anterior, dado por la ecuación (2.38). Puntualizar que el error RMS, *Root Mean Square* (e_{rms}) sería simplemente la raíz cuadrada del e_{mse} .

$$e_{mse} = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n (e_i)^2 \quad (2.38)$$

- Además, ocasionalmente se hará uso también del error medio, e_{avg} , que es la media de los errores de todos los puntos, y la desviación estándar de los errores de dichos puntos.

2.6. Discriminación de niveles vía ANN

De cara a poder delimitar zonas o dibujar fronteras en dichos mapas, en base estrictamente a las medidas experimentales disponibles, se requiere un clasificador de datos que posibilite diferenciar con cierta robustez regiones. Dentro de la ‘minería de datos’ se engloban diferentes técnicas que permiten clasificar señales; cada clasificador goza de ciertas ventajas pero también lastra algunos inconvenientes. Algunos ejemplos de métodos aplicables a la clasificación o agrupación de datos son: inferencia bayesiana, técnicas de *clustering*, o redes neuronales, siendo estas últimas las que utilizaremos [15, 80, 90, 111, 113, 204, 205]. Las redes neuronales artificiales (ANN) se pueden definir como unas máquinas que emulan el comportamiento del sistema nervioso de los animales. Básicamente constan de una serie de neuronas interconectadas en una red, e

interaccionan para producir, ante una entrada, un estímulo de salida [15, 206]. Las ventajas de las que goza su utilización son: tener la habilidad de aprender, crear su propia representación de información, ser tolerante a fallos, tener arquitectura paralela y generalizar ante nuevas entradas [91, 92]. Entre las diferentes tipologías de redes neuronales, se destaca la del perceptrón multicapa (*Multilayer Perceptron*, MLP) que es muy apta para clasificar patrones, especialmente aquellos que no son linealmente separables [207]. Se probarán diferentes configuraciones de redes, realizando una comparativa entre ellas y mostrando los resultados de clasificación de señal.

2.6.1. Concepto de red neuronal

Las redes neuronales están formadas por unidades básicas llamadas neuronas las cuales reciben una serie de entradas y proporcionan una salida en función de: las entradas, los pesos y los valores de *bias* o sesgo asociados a cada una, y la función de transferencia [15, 206]. En nuestro caso utilizaremos la función de transferencia de tipo ‘sigmoideal’, mostrada en la ecuación (2.39), debido a que los datos de salida se adecúan a nuestros intereses (valores {0,1}).

$$T(z) = \frac{1}{1 + e^{-z}} \quad (2.39)$$

En la ecuación (2.39), z es la variable de entrada a la función (sumatorio del valor de *bias* y los productos de las entradas por sus pesos) y $T(z)$ es la salida para un z dado.

Las redes implementadas son multicapa, es decir están basadas en la neurona simple, pero constando de múltiples capas y cada una con un cierto número de neuronas. El hecho de ser multicapa le confiere la característica de no ser lineal, esto es, capaz de clasificar entradas que no son linealmente separables [207] siendo muy idónea para el reconocimiento de este tipo de patrones [92, 95], pero también pudiendo adaptarse mejor a la interpolación de niveles.

2.6.1.1. Arquitectura de redes neuronales

La arquitectura genérica de una red se puede distinguir en diferentes capas: de entrada, ocultas y de salida [15]. En nuestro caso se han probado diferentes variantes de redes, tanto en número de capas y neuronas por capa, como algoritmos de aprendizaje y conexiones de la red. Las configuraciones testeadas son:

1) Red de tipo *Feed-forward backpropagation*. La primera capa tiene pesos provenientes de los datos de entrada; cada capa siguiente tiene pesos conforme a la capa previa. Todas las capas tienen valores de *bias*. La última capa es la salida de la red.

2) Red de tipo *Trainable cascade-forward backpropagation network*. La primera capa tiene pesos que proviene de la entrada, cada capa siguiente tiene pesos que proviene de los datos de entrada y todas las capas previas. En relación a los valores de *bias* y capa de salida es similar que en los tipos anteriores.

3) Red de tipo *Elman backpropagation*. La primera capa tiene pesos que proceden de los datos de entrada, cada capa siguiente tiene pesos que provienen de la anterior. Todas las capas excepto la última (que es la salida) tiene un peso recurrente, teniendo todas ellas valor de *bias*.

Entre los potenciales de las redes de tipo cascada está que las conexiones adicionales pueden mejorar la velocidad a la que la red aprende la deseada relación. Las diferentes configuraciones descritas se muestran en la Figura 2.8.

Hay que resaltar que las redes Elman (o recurrentes simples) tienen una arquitectura similar a las recurrentes. Debido a la retroalimentación, se permite ‘reciclar’ la información a través de la red sobre múltiples instantes temporales, haciéndolas más versátiles para responder ‘temporalmente’ a la señal aplicada. Las de tipo Elman, para tener mejor resultado en el proceso de entrenamiento, requieren mayor número de neuronas en las capas ocultas que se requerirían en la utilización de otro tipo de red sin recursión.

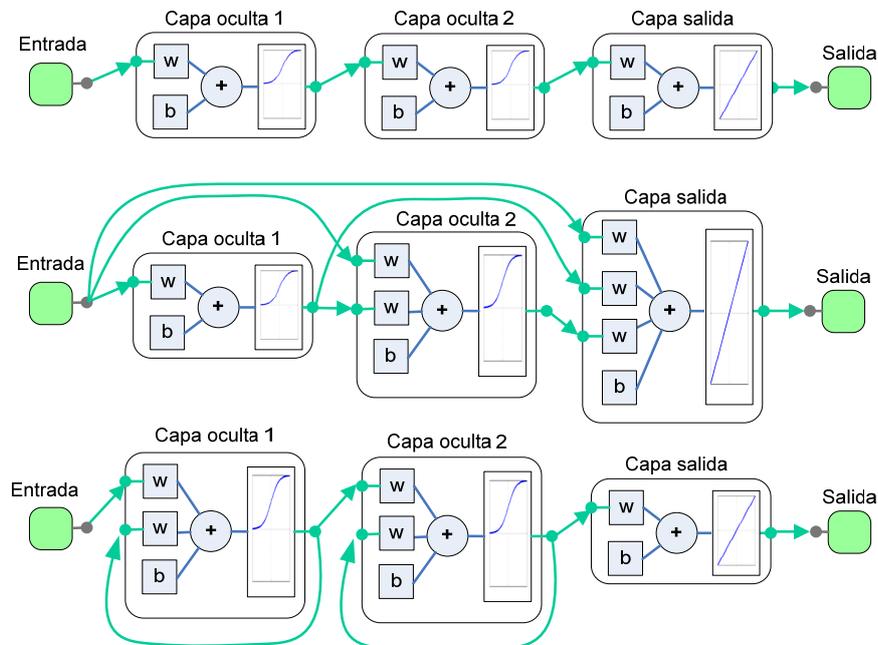


Figura 2.8: Diferentes arquitecturas de ANN. De arriba abajo: *feed-forward backpropagation*, *trainable cascade-forward backpropagation* y *Elman backpropagation*. Configuración para estos esquemas: 2 capas ocultas; w hace referencia a los pesos y b al valor de *bias* o sesgo.

2.6.1.2. Algoritmo de entrenamiento

En relación al algoritmo de entrenamiento se han tenido presente varias variantes, las cuales hacen uso de los pesos, las entradas a la red y las funciones de transferencias consideradas [15, 206]:

1) Propagación hacia atrás con descenso de gradiente con momento, (*traingdm*, *gradient descent with momentum*).

El algoritmo *backpropagation* responde a la ecuación (2.40), y es usado para calcular derivadas de la prestación, *perf*, con respecto a las variables: peso y valor de *bias*, X . Cada variable es ajustada conforme al método de descenso de gradiente con momento, donde dX_{prev} es el cambio previo respecto al peso o valor de *bias*, m_c es la constante momento o *momentum constant*, y l_r es el ratio de aprendizaje o *learning rate*.

$$dX = m_c \cdot dX_{prev} + l_r (1 - m_c) \frac{dperf}{dX} \quad (2.40)$$

Esta versión de descenso de gradiente con momento, implementada por la función ‘traingdm’, permite que una red responda no solo al gradiente local, sino también a tendencias recientes en la superficie de error. Actuando como un filtrado paso bajo, la constante momento permite a la red ignorar pequeñas variaciones en la superficie de error.

2) Propagación hacia atrás con descenso de gradiente con momento y constante de aprendizaje adaptativa (*traingdx, gradient descent with momentum and adaptive learning rate*)

En este caso, cada variable es ajustada según el gradiente mostrado en la ecuación (2.41).

$$dX = m_c \cdot dX_{prev} + l_r m_c \frac{dperf}{dX} \quad (2.41)$$

Para cada iteración, si la prestación, *perf*, decrece hacia nuestra meta, entonces la constante *learning rate*, l_r , es incrementada en un factor incremento prefijado. Si el rendimiento se ve incrementado en más de un factor límite de incremento prefijado para *perf*, entonces la constante l_r es ajustada por un factor decremento, y el cambio que incrementaba la variable *perf* no se ejecuta. Nuevamente, X_{prev} , l_r y m_c indican los mismos parámetros que para el otro tipo de entrenamiento.

El tipo de gradiente de descenso que se efectúa en nuestro caso es de tipo *batch*, que significa que todas las entradas son aplicadas a la red antes de que los pesos sean actualizados.

El proceso de aprendizaje consiste pues en presentar unas entradas (puntos con sus coordenadas) y sus correspondientes salidas (los niveles o etiquetas que proceda), para que la red vaya modificando su salida mediante la modificación de los pesos y valores de *bias*, de modo que el error de actuación de la red se vea minimizado. De cara a contabilizar las prestaciones del proceso de entrenamiento de las redes, se ha tenido presente la medida de error MSE, dada por la ecuación (2.42), donde r hace alusión al número de neuronas de la capa de salida, N computa el número de patrones que se le facilita a la red, d es la salida deseada para cada patrón en dicha capa, e y es la salida obtenida de la red para cada uno.

$$e_{mse}^{train} = \frac{1}{N} \sum_{k=1}^N \sum_{p=1}^r (d_k(p) - y_k(p))^2 \quad (2.42)$$

2.6.1.3. Cálculo de prestaciones de las técnicas ANN

Si lo que se desea calcular son las prestaciones del sistema comparando cómo es el afinamiento entre valores originales y los que predice la red para esas mismas ubicaciones, se utilizan las siguientes medidas [194, 195]:

1) MSE (*Mean Square Error*): función de error cuadrático medio normalizado; ver ecuación (2.43).

$$e_{mse}^{sim} = \frac{1}{N} \sum_{k=1}^N (t_k - y_k)^2 \quad (2.43)$$

2) MAE (*Mean Absolute Error*), función de error absoluto. El error es calculado sustrayendo a las salidas objetivo (*target*, t) de la salidas del sistema (y); ver (2.44).

$$e_{mae}^{sim} = \frac{1}{N} \sum_{k=1}^N |t_k - y_k| \quad (2.44)$$

3) Adicionalmente se utilizará la desviación estándar y el error medio.

2.6.2. Programa implementado para la diferenciación de zonas a través de ANN

En relación al programa informático desarrollado basado en ANN para la discriminación de zonas, llamado EF-ANN (*Electric Frontier-Artificial Neural Network*), su diagrama de flujos responde a la Figura 2.9.

A continuación se describen los pasos seguidos:

1) En primer lugar se importan los datos a utilizar, que serán los correspondientes a las dos campañas espaciales efectuadas.

2) Se preparan los datos para el análisis a efectuar. Las salidas se etiquetarán como 0 ó 1 según superen el umbral o no para los efectos que se comentaron.

3) Antes de realizar el análisis propiamente dicho se realiza una fase de normalización de los datos (debido a lo dispersos que están para que no haya preponderancias de unos respecto a otros) y otra de aleatorización de las muestras para evitar que estén importadas en orden de cercanía o cualquier otro métrica y así evitar luego seleccionar los datos de manera sesgada.

4) Se selecciona el porcentaje de datos que formarán el conjunto de entrenamiento (normalmente el 85 % de los mismos) y de test (suele haberse dispuesto el 15 % restante). El conjunto relativo a entrenamiento se utiliza para el propio entrenamiento de la red y ajuste de los pesos. Por su parte el conjunto de test se usa tras finalizar la etapa de entrenamiento: son datos nuevos que permiten comprobar cómo generaliza la red, para saber si es capaz de predecir nuevos valores de salida. Lo que interesa pues es realizar un entrenamiento robusto pero dejando una porción de datos para intuir cuán bien generalizaría la red para otros casos.

5) Se seleccionan los parámetros de la red tales como: tipo de red, número de capas y neuronas por capa, las funciones de transferencia, el algoritmo de aprendizaje, y constantes asociadas, y se procede a realizar el entrenamiento propiamente dicho de la red. Tras su finalización se sacarán estadísticas de este proceso.

6) Una vez entrenada la red se simulan los datos de entrada para extraer los valores que predice la red para dichos puntos (dibujando valores predichos frente a medidos y exponiendo los principales estadísticos).

7) Por último se procede a crear una malla de puntos del área de cobertura de interés que cubra la zona de estudio y se simulan las salidas de la red, ilustrando gráficamente los resultados.

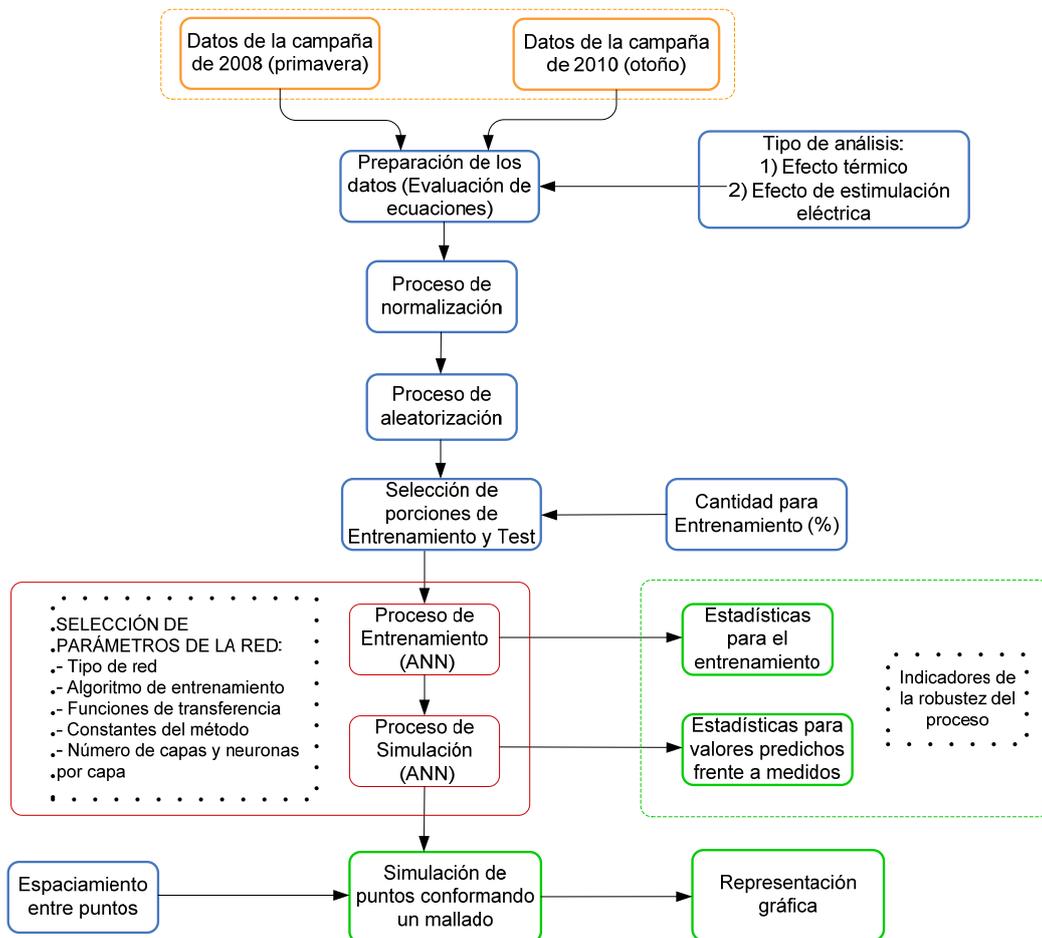


Figura 2.9: Diagrama de flujos para la aplicación EF-ANN: Discriminación de áreas de ciertos niveles.

Adicionalmente se probará la bondad del proceso de entrenamiento reproduciendo varias veces el mismo y observando que hay una convergencia en los errores obtenidos.

2.6.3. Utilidad de las técnicas de ANN en muestras electromagnéticas

El objetivo planteado es diferenciar regiones donde los valores obtenidos sean superiores o inferiores a un cierto umbral prefijado, tanto el relativo al efecto térmico como al efecto ligado a densidades de corriente inducida y efectos de estimulación.

Antes de indicar los umbrales que marcaremos con nuestro clasificador ANN, es aconsejable dar una panorámica de qué límites suelen regir la exposición a radiación electromagnética. La controversia existente en cuanto a límites de exposición impuestos y sus efectos en la salud es patente en cuanto a la diversidad de estándares existentes [1, 32, 208, 209] y a los diferentes límites que cada país suele adoptar, existiendo en algunos casos diferencias notables de valores [210, 211]. Asimismo, la comunidad científica no cesa en realizar experimentos biológicos y epidemiológicos que aporten nuevas evidencias sobre los efectos reales de las radiaciones en el ser humano, focalizándose en frecuencias de telefonía móvil pero también en baja frecuencias, con el cometido de poder discernir qué situaciones pueden originar patologías como el cáncer o leucemia, en qué tipo de individuos, y bajo qué circunstancias específicas [2, 66, 74, 97, 212, 213]. Por todo ello, en nuestro caso en lugar de diferenciar umbrales o fronteras para los umbrales absolutos especificados en el estándar ICNIRP, nos hemos decantado por ser más conservadores y marcar fronteras para límites de exposición menores. A modo de resumen, y con intención de recoger esa diferencia de criterios a la hora de imponer un umbral u otro, se muestra la Tabla 2.3 donde se indican algunos valores representativos de los límites de exposición para la banda de telefonía móvil, donde la alarma social es más acentuada [211]. En dicha tabla se puede comprobar cómo hay valores de más de 20 dB por debajo de los indicados en el organismo ICNIRP para público en general.

Tabla 2.3: Comparativa de umbrales de exposición para el público en general en la banda de telefonía móvil entre valores ICNIRP y los fijados por algunos países. E : campo en V/m, y $\Delta E = 20 \cdot \log(E_{ICNIRP}/E_{país})$.

E_{ICNIRP}			País	$E_{país}$	ΔE	$E_{país}$	ΔE	$E_{país}$	ΔE
GSM 900 MHz	DCS 1800 MHz	UMTS 2100 MHz		GSM 900 MHz	DCS1800 MHz	UMTS 2100 MHz			
41.25	58.3	61	Bélgica	21	5.86	29	6.07	31	5.88
			Bélgica (ámbito regional)	3	22.77	4.2	22.85	4.5	22.64
			Grecia (espacios sensibles)	32	2.21	45	2.25	47	2.26
			Grecia	35	1.43	49	1.51	51	1.56
			Italia (espacios sensibles)	6	16.75	6	19.75	6	20.14
			Italia	20	6.29	20	9.29	20	9.69
			Polonia	7	15.41	7	18.41	7	18.80
			Suiza	4	20.27	6	19.75	6	20.14

Además, si sondeamos los niveles típicos de campo eléctrico para onda media debido a emisiones AM, para el público en general se vislumbra que en circunstancias normales (alejados de los transmisores) esos niveles suelen ser muy bajos. Por ejemplo, en la Tabla 2.4 se resume los valores típicos para un estudio realizado en Estados Unidos y su relación con los umbrales de ICNIRP [39].

Tabla 2.4: Valores típicos medidos en zonas urbanas cercanas a transmisores de onda media en Estados Unidos. E : campo en V/m, y $\Delta E = 20 \cdot \log(E_{ICNIRP}/E_{pais})$.

% Población expuesta	E	E_{ICNIRP} (~1MHz)	ΔE
3 % población	> 1	87	38.8
98 % población	> 0.07		61.8
50 % población	> 0.28		49.9

Tomando como base la Tabla 2.3 y la Tabla 2.4, así como los diferentes estudios epidemiológicos referenciados, hemos fijado un valor de 17 dB por debajo del valor donde las componentes espectrales suelen ser significativas (estipulado éste en 40 dB por debajo de los límites impuestos según se indica en [4]). Con lo que nuestro escenario estándar será aquél con valores de -57 dB (40+17) por debajo de línea que marca el límite de exposición.

En particular, se distinguen diferentes casos que han sido analizados a fondo, para ver cuál era el comportamiento de estas redes en función de los requisitos impuestos:

- En primer lugar, se implementarán clasificadores que nos diferencien regiones donde los valores obtenidos sean superiores o inferiores a los límites impuestos menos 57 dB. Este umbral marca el límite de aquella zona que es necesario caracterizar desde un punto de vista expositivo, considerándose despreciable la zona donde los niveles no superen dicho umbral. Al trabajar con frecuencias inferiores a 10 MHz se han contemplado dos escenarios, el ligado a las densidades de corriente inducida y efectos de estimulación eléctrica, y el debido al efecto térmico (véase expresiones (2.2), y (2.3), pero en vez de aparecer en los parámetros a y c el valor de 87 correspondiéndose con 87 V/m se sustituye por aquel que equivale a restarle los 57 dB indicados). Para este caso inicial se han probado diferentes arquitecturas de redes neuronales (tanto lineales como recurrentes), comparando sus prestaciones, y evaluando cuáles tienen un mejor comportamiento con un error menor.

- En segundo lugar, se han diseñado clasificadores con diferentes umbrales de detección para el caso de efecto de estimulación eléctrica, debido a que se ha comprobado que para estas frecuencias (próximas a 1 MHz) este efecto es más restrictivo, es decir, el área que comprende el clasificador tiende a ser mayor que para el caso de efecto térmico. De hecho, en alusión a otros estándares que proponen establecer otros límites más restrictivos en diferentes bandas de frecuencias [211], se han considerado otros casos. Por un lado se ha fijado el umbral de -63 dB, siendo el área que contiene muestras con niveles de 87 V/m hasta estos 87 V/m menos los 63 dB la que se representará, por lo tanto se obtendrá un área presumiblemente mayor; estos 63 dB implican un factor de $\frac{1}{2}$ en campo

con respecto al caso de -57 dB. Si por el contrario, consideramos el caso de un umbral de -51 dB que implicaría una región más restringida a considerar (por cualquier razón que se decidiese, ya sea de índole económica, o epidemiológica por ejemplo), el área contendrá aquellas muestras con niveles iguales o superiores a aquellos de 87 V/m menos los 51 dB mencionados. Una comparación general de los tres niveles (-63 dB, -57 dB and -51 dB) será efectuada.

- En tercer lugar, se realizará un análisis de frecuencias aisladas, tratando de caracterizar qué diferencia existe al considerar la contribución global de varias frecuencias comparadas con cada una individualmente. Esto puede ayudarnos a identificar estas emisiones que son más relevantes desde un punto de vista de exposición.

Capítulo 3

Análisis teórico de niveles con la distancia y del RP de transmisores

A diferencia del capítulo anterior donde se trataban en profundidad los métodos para el análisis de muestras experimentales, este capítulo se centra en el análisis de variación de niveles de campo con la distancia, pero desde un punto de vista puramente teórico basándose en técnicas analíticas (método de Norton-Wait y técnicas de FDTD) e información teórica que se posee en relación a las características de los transmisores y del entorno, o información de los mapas de conductividades del terreno y mapas digitales de altitudes del mismo. Asimismo, con el objetivo de comprender mejor el diagrama de radiación de los transmisores, considerando el entorno concreto en el que están ubicados, se hace también un análisis del mismo. Se presenta pues, la formulación matemática necesaria para luego aplicarla en el Capítulo 5, donde se llevan a cabo los diferentes análisis en cuestión y se muestran los resultados.

3.1. Aplicación del método Millington para el cálculo de la onda de superficie en terrenos lisos

El presente apartado desglosa los aspectos necesarios para la implementación de una aplicación informática, que basándose en el programa GRWAVE [118, 119, 132] de la ITU, calcula la distribución de niveles de campo en una cierta área de interés, tomando en consideración tanto los mapas de conductividades teóricos, como las características del terreno. El programa implementado se denomina UexWAVE.

3.1.1. Interés en la creación del programa propietario UexWAVE

En nuestro caso nos centraremos en la formulación de Norton-Wait [16, 18, 126-128] del programa GRWAVE proporcionado por la ITU [132]. La directa automatización del proceso y la agilidad en los cálculos (comparados con otros métodos en el dominio del

tiempo o la frecuencia) hacen que abordar una extensión de área considerable sea posible, y en términos computacionales hoy por hoy aún más rentable que las otras opciones. El objetivo será analizar cómo afectan los cambios de conductividad del terreno en los valores de campo obtenidos así como la influencia de las alturas relativas del terreno considerando unos ciertos perfiles de transmisión-recepción.

Para ello se ha necesitado en primer lugar unos mapas de altitud [214] y de conductividades del terreno para estas frecuencias [215]. Todo ello se ha integrado en un sistema de información geográfico (GIS) con el que hemos realizado un muestreo consistente con la banda de frecuencias de trabajo y con lo accidentada que era la zona, geográficamente hablando. Estos valores calculados se introducen en una aplicación informática, que basándose en el Método de Millington [129, 130] para trayectos mixtos calcula el valor de campo eléctrico y las pérdidas básicas para cada punto.

Es necesario resaltar que existen estudios previos que abordan la implicación de los cambios de conductividades y orografía del terreno [41, 121, 131, 216, 217]; en el presente estudio a diferencia de ellos se implementa una aplicación software que nos automatiza el cálculo de valor de campo no ya en un trayecto sino en un área, e incluyendo las alturas efectivas del transmisor y receptor teniendo presente la altura media de cada trayecto efectuado. Además se crean mapas de campo interpolados que nos dan una idea global de la distribución de niveles en el área en cuestión. En consonancia con ello, se hacen estudios de valores de campo a lo largo de ciertos trayectos, evaluando la repercusión de los cambios de las constantes según las distintas secciones implicadas (con diferentes conductividades y distancias) [218]. Asimismo existen estudios diversos que profundizan en la importancia del cálculo de la impedancia de superficie y afcción del tipo de superficie [219-221].

3.1.2. Metodología para el cálculo de resultados teóricos y comparativa con los respectivos experimentales

3.1.2.1. Cálculo del mapa teórico y comparación con mapa experimental

Por un lado se procede a realizar los cálculos teóricos, implementándose la aplicación UexWAVE, basándose en el programa GRWAVE y los datos de entrada concernientes a las características del terreno y de los transmisores. Por otro lado, aparte de los cálculos teóricos, los datos experimentales resultantes de la campaña de medida realizada en otoño de captura de valores de campo alrededor de los transmisores abarcando un área de $160 \times 160 \text{ km}^2$ (para más detalle véase 2.1.2) sirven para realizar comparaciones entre los valores medidos y los predichos por las simulaciones, extrayendo las estadísticas oportunas.

A la hora de representar los resultados, para tener una noción de cómo varía el valor de campo con la distancia se han efectuado mapas de campo en 2D, utilizándose una representación tipo malla para el conjunto de valores de campo teórico debido a que existe un espaciado entre puntos no muy grande. Sin embargo para los valores

experimentales se ha implementado una aplicación basada en funciones de base radial (véase epígrafe 2.5.2) que en función de medidas de distancias y puntos vecinos nos realiza una interpolación con garantías. Además de las representaciones gráficas en forma de mapas, se ha procedido a realizar comparaciones de niveles de campo a ciertas distancias entre valores teóricos y experimentales intentando resaltar aquellas zonas donde las variaciones de niveles son mayores. Al tratar con un entorno real que incluye zona rural y urbana y con accidentes geográficos como sistemas montañosos relevantes, hace que exista gran diversidad de escenarios que permiten analizar la precisión de la simulación y las desviaciones existentes, evaluando la idoneidad del uso del método teórico o la necesidad de efectuar medidas de campo según circunstancias, pudiendo ser ambos procedimientos complementarios, proporcionando información extra una aplicación a la otra.

Por consiguiente, entre los objetivos está el crear ese mapa de niveles de campo teórico conforme al método Millington y evaluar cómo afecta los cambios de conductividades en los resultados. Asimismo de cara a validar y contrastar los gráficos y valores teóricos obtenidos, se comparan con los resultantes de aplicar técnicas RBF a las medidas experimentales. Análisis de variaciones y desviaciones entre ambos resultados (razonando las diferencias en función de los posibles cambios de conductividades que realmente puede haber en el terreno y la orografía entre otros) darán un visión general de la precisión de los métodos y las necesidades existentes de realizar unos estudios u otros.

3.1.2.2. Muestreo de puntos para la obtención de la malla en el mapa teórico

A la hora de efectuar el muestreo de puntos [182], se han seleccionado mallas regulares con paso de muestreo de 2000 y 300 m, cuya justificación se indica en el párrafo siguiente. Particularmente se han efectuado los siguientes rectángulos de muestreo:

- Uno global que abarca toda el área mencionada de $160 \times 160 \text{ km}^2$ con pasos de 2000 m de modo que no se elevase computacionalmente demasiado el tiempo necesario de cálculo y que a su vez se captase el comportamiento de los valores experimentales colectados en toda esa región, los cuales se intentaron tomar en zonas alejadas de los cascos urbanos, siempre que fuese posible según el patrón de muestreo experimental que se fijó.
- Uno más detallado de la zona más próxima a los transmisores de $20 \times 25 \text{ km}^2$ con paso de 300 m donde se incluyen núcleos urbanos de considerable tamaño, habiéndose efectuado mediciones tanto en el interior de la ciudad y núcleos urbanos aledaños así como en campo abierto, lo que nos habilitará para hacer estudios y análisis interesantes.

3.1.2.3. Mapas de elevación y conductividad del terreno utilizados

De cara a realizar el análisis con el método Millington, se han utilizado los mapas de altitud SRTM (*NASA Shuttle Radar Topographic Mission*) que proveen datos digitales de elevación para el área de interés, con una resolución inicial de 90 m [214].

En cuanto a los mapas de conductividad del terreno, se han utilizado los de la ITU [215], georreferenciándose sus valores en la aplicación GIS para su posterior extracción de puntos con sus coordenadas x , y , altura y valores de conductividad, que son los que se introducirán en la aplicación implementada. La Figura 3.1 muestra el mapa con el área bajo estudio, resaltándose las zonas de diferentes conductividades, y solapándose con los puntos de muestreo usados en la campaña espacial efectuada en otoño de 2010, y que serán los que se usarán con la técnica RBF para crear el mapa experimental a comparar. Las conductividades presentes en dicho mapa oscilan entre valores de 1 y 16 mS/m, existiendo en la mitad norte del área de estudio prácticamente un valor constante e igual a 2 mS/m, y la mitad sur de 5 mS/m. En la zona este destacar una región extensa que se corresponde con un valor de 16 mS/m según el atlas consultado.

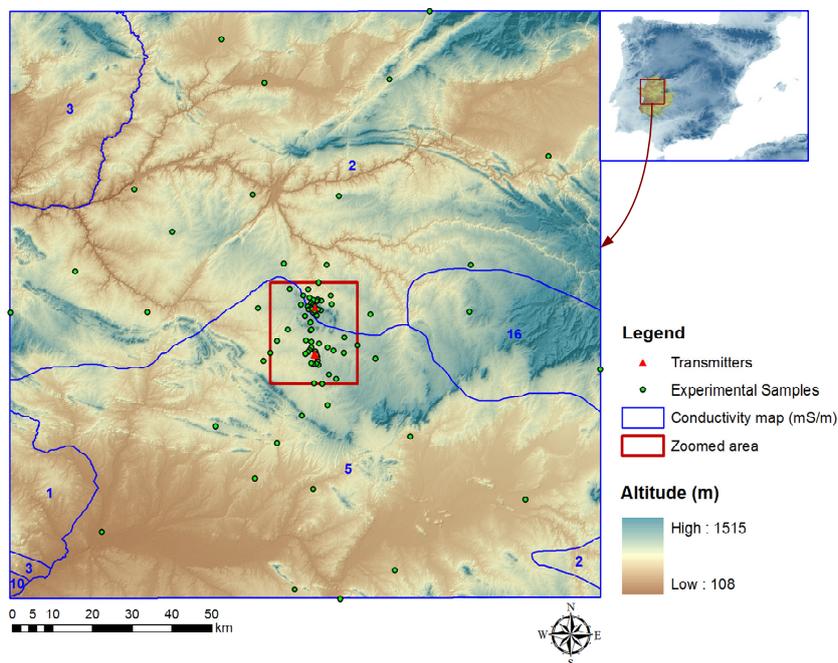


Figura 3.1: Mapa del área bajo estudio con las conductividades del terreno y ubicación de los puntos experimentales de la campaña de otoño.

En lo concerniente a los accidentes geográficos, hay que comentar que el terreno no es muy abrupto, existiendo grandes llanuras y en ciertas zonas algunos sistemas montañosos localizados, existiendo en general un rango de altitudes de entre 108 y 1505 m. En la zona de 16 mS/m destaca la sierra de Guadalupe, y en el nor-este se observa parte de la sierra de Gredos. La vegetación no suele ser muy espesa ni homogénea, predominando las zonas de cultivo de árboles frutales y hortalizas sobre todo en las vegas del Guadiana, y en ciertas regiones del norte y del este suelen concentrarse terrenos boscosos y dehesas con grandes extensiones de encinas, robles y alcornoques. También existen cultivos de vides sobre todo en la parte sur del mapa y olivares repartidos por diferentes zonas de la región de estudio. Existen dos cuencas fluviales que pueden identificarse fácilmente en el mapa por las pronunciadas depresiones del terreno: en la parte superior de este a oeste cruza el río Tajo con diversos afluentes, algunos de gran importancia como el Tiértar, el

Alagón, el Almonte o el Salor, y con embalses de gran categoría como el de Alcántara o el de Valdecañas, y en la parte inferior el río Guadiana con afluentes como el Gévora, el Búrdalo o el Gargáligas y con embalses de grandes extensiones como el de Orellana o el de la Serena.

3.1.3. Método de Millington aplicado a las ondas de superficie

3.1.3.1. Formulación del método Millington

El método de Millington [129, 130, 132] es utilizado para determinar los valores de campo sobre trayectos mixtos, satisfaciendo la condición de reciprocidad, y es fácilmente aplicable a propagación por tierra lisa. Debido a que disponemos de información adicional como es la altura de los puntos que conforman cada trayecto, y en pro de conseguir una mejor estimación de la altura media y su implicación en las alturas efectivas del transmisor y receptor, se han procesado también las altitudes tal y como se detalla en la Figura 3.2, donde las alturas efectivas serían pues sobre dicha altura media. Sean S_1, S_2, S_3 , etc. secciones constituidas por longitudes d_1, d_2, d_3 , etc., cuyas conductividades y permitividades son $\{\sigma_1 \varepsilon_1\}, \{\sigma_2 \varepsilon_2\}, \{\sigma_3 \varepsilon_3\}$, etc., respectivamente. También se suponen dichas características con respecto a un origen (transmisor Tx) y finalizando en el punto receptor (Rx). La notación $E_1(d_1)$ denotaría el valor de campo E a la distancia d_1 y tomando las características de la S_1 . Con todo ello se define pues la intensidad de campo recibida en Rx como se muestra en la expresión (3.1) [132].

$$E_{TxRx} = E_1(d_1) - E_2(d_1) + E_2(d_1 + d_2) - E_3(d_1 + d_2) + E_3(d_1 + d_2 + d_3) \quad (3.1)$$

Si se invierte el procedimiento, denominado Rx el Transmisor y Tx el receptor, la intensidad de campo E_{RxTx} se correspondería con la expresión (3.2).

$$E_{RxTx} = E_3(d_3) - E_2(d_3) + E_2(d_3 + d_2) - E_1(d_3 + d_2) + E_1(d_3 + d_2 + d_1) \quad (3.2)$$

La intensidad de campo predicha viene dada por la media de E_{TxRx} y de E_{RxTx} , tal y como se indica en la ecuación (3.3).

$$E_p = \frac{E_{TxRx} + E_{RxTx}}{2} \quad (3.3)$$

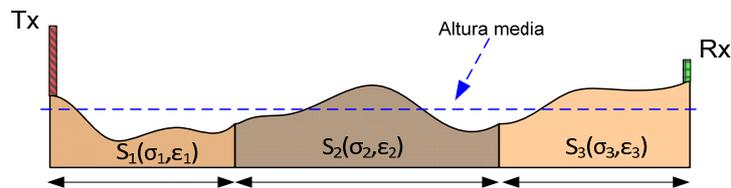


Figura 3.2: Esquema del camino entre Tx y Rx usado en la aplicación UexWAVE habiendo diferentes secciones de conductividades y con ilustración media del terreno.

3.1.3.2. Errores asociados al proceso

Son varios los aspectos que pueden influir en el valor de campo obtenido [222, 223], resaltamos los más destacados.

El primer lugar, con el método seguido, el principio de reciprocidad es más preciso cuanto más parecido sean E_{TxRx} y E_{RxTx} , por consiguiente si existen grandes fluctuaciones de niveles debido a grandes cambios en conductividades, puede implicar una cierta diferencia en los valores predichos. Para la banda de ondas hectométricas las diferencias pueden elevarse hasta 3 dB en la mayoría de los casos. Además la validez de las curvas está orientada a aplicaciones donde la antena receptora no esté situada a una altura considerable por encima de la superficie de la Tierra, esto es, si se cumple la condición de $\epsilon_r < 60\lambda\sigma$, los valores son utilizables hasta una altura de $h = 1.2\sigma^{1/2}\lambda^{3/2}$, donde λ es la longitud de onda, σ la conductividad y ϵ_r la permitividad relativa [132].

Al aplicar el método Millington se supone tierra esférica con perfiles planos entre transmisor y receptor. Sin embargo en un entorno orográfico real con variaciones en altitud estas condiciones pueden verse alteradas. Está demostrado que para objetos con dimensiones mayores que una longitud de onda pueden causar un severo *fading* en los valores de campo en puntos cercanos a dichos obstáculos [17, 41, 138, 216], pero también se debe tener presente la afección de edificios en zonas urbanas y vegetación en otras circunstancias que pueden provocar también los mencionados *fading* [224]. En nuestro caso particular de aplicación del método se computarán las alturas del trayecto entre T_x y R_x obteniendo una altura media sobre la que se calculan las alturas efectivas del T_x y R_x y que *grosso modo*, salvo cuando se obtiene una orografía complicada, no variarán en demasía. No obstante es una mejor aproximación que la consideración simplemente de tierra plana.

En cuanto a los mapas de conductividad y permitividad provistos, deben ser los más precisos posibles y tener perfectamente caracterizado el terreno para una óptima predicción; si dichos valores difieren o no tienen la suficiente precisión, ello puede ser causa de otra fuente de incertidumbre en la comparación de valores predichos frente a medidos. Existen métodos para el cálculo [225] pero son complicados, lo que hace que muchas veces grandes extensiones de terreno con variaciones de la misma se suelen catalogar con un valor promedio. En nuestro caso se analizarán posibles valores predichos a cierta distancia, considerando una u otra conductividad, y se computará el error para ver su afección. Además se analizará la importancia de las diferentes secciones comprobándose lo crucial de la primera y última etapa, siendo las intermedias secundarias en ciertas circunstancias dependiendo de las constantes del medio [218].

Existe una recomendación de la ITU [226], la cual establece unos valores aceptables de predicción debido a acumulación de errores de hasta ± 4 dB para un 90% de las medidas en entorno rural y de hasta ± 6 dB para el 80% de las medidas para zona urbana. Hay que señalar que ese margen es el que se establece como típico de cara a validaciones estándar, si se superasen dichos valores en gran número de medidas, nos indicaría que habría algunas fuentes de incertidumbre o factores que especialmente tendrían una gran repercusión, y que debieran acotarse o tratarse para intentar disminuir esas variaciones

entre valores predichos y medidos, o al menos tener identificadas dichas fuentes para poder justificar los resultados; sobre todo habría que incidir en los más que probables desvanecimientos que pueden ser acusados debido a la orografía y los obstáculos comentados, que justificarían ciertas situaciones de diferencias puntuales elevadas, y también el ajuste no total de conductividades para regiones o áreas de cierta extensión donde se aprecie una tendencia distinta en las constantes del medio.

3.1.3.3. Cálculo del campo teórico y pérdidas básicas

Existe abundante bibliografía en la que se desglosa el cálculo del campo eléctrico en función de la potencia [137] y otros parámetros del sistema bajo estudio (como pueden ser las alturas relativas de T_x y R_x y su implicación en la onda de espacio). Se considera interesante hacer un resumen de los aspectos más destacables que nos permitan después interpretar los resultados con garantías, sin excesiva profundidad ya que se ha hecho uso de una aplicación GRWAVE [132] ya implementada.

Cuando la antena transmisora es vertical y corta comparada con $\lambda/4$, de modo que el campo radiado es proporcional al coseno del ángulo de elevación, entonces el campo cercano a la tierra puede expresarse según la ecuación (3.4) donde E_0 está dado en mV/m, P en kW y d en km, siendo E_0 el campo en espacio libre [134, 137]. En el Apéndice A se muestra en detalle la formulación de Noton-Wait.

$$E_0 = \frac{300\sqrt{P}}{d} \quad (3.4)$$

La pérdida básica de transmisión, L_b , correspondiente a las mismas condiciones en función de las cuales se calcularon las curvas puede obtenerse a partir del valor del campo E en dB ($\mu\text{V/m}$), utilizando la ecuación (3.5) [132].

$$L_b \equiv 142,0 + 20 \log f (\text{MHz}) - E (\text{dB } \mu\text{V/m}) \quad (3.5)$$

3.1.4. Aplicación UexWAVE para el cálculo teórico de niveles de campo y comparación con mapas experimentales

El programa GRWAVE de la ITU de libre acceso permite, como ya se ha comentado anteriormente, predecir valores de campo para tierra sin obstáculos y está basado en los cálculos de Norton-Wait [16, 18, 118, 119, 126-128]; es de gran utilidad cuando se quiere comprobar qué niveles habrá a una cierta distancia del transmisor, cuando éste emite con una determinada potencia y polarización de señal. También considera la afección por la onda de espacio y de ahí la inclusión de las alturas efectivas de T_x y R_x ; sin embargo no considera la atenuación por objetos o accidentes geográficos, vegetación o edificaciones, ignorando pues esos *fading* puntuales que se pueden ocasionar; es una herramienta potente para obtener una primera aproximación de la distribución del campo y por ende de cobertura en la zona.

Un paso más allá lo concibe la contemplación de cálculo de niveles pero en 2D

pudiendo así obtener un mapa de niveles mediante cálculo automatizado de distancias, alturas medias del terreno y conductividades del mismo. Para ello se ideó la aplicación informática que se expone en el presente trabajo. Básicamente lo que se intenta es obtener un mapa de niveles teóricos vía el método Millington, y compararlo con los valores de campo experimentales y el mapa de valores experimentales que se obtienen vía técnicas RBF (explicado en el epígrafe 2.5.2). De este modo se pueden entablar análisis de la adecuación de unos valores con los otros, identificar regiones en las que hay más discrepancias y en las que se debería incidir en un mayor ajuste de los parámetros de entrada (como el afinamiento de la conductividad de la zona) o realizar más mediciones para tener una noción de la desviación del campo, o simplemente justificar esas diferencias con lo accidentada que sea la orografía presente, por ejemplo.

El programa informático que se ha implementado se muestra en la Figura 3.3, y los pasos seguidos se detallan a continuación.

Por un lado, para el cálculo teórico se sigue el siguiente procedimiento:

1) Se utiliza una aplicación GIS para procesar los datos de conductividad del terreno [215] y las alturas de la geografía [214]. Estos datos se procesan y se extraen en forma de matriz las siguientes coordenadas X_{UTM} , Y_{UTM} , Z_{height} y σ , habiendo realizado un muestreo del área de interés con un cierto paso de muestreo; este será de 2000 m para el área global y se rebajará a 300 m para el área más próxima a los transmisores, con un mayor detalle pues. De este modo se obtiene una cantidad de puntos que permite realizar cálculos en ordenador personal sin necesitar requerimientos de supercomputadores.

2) Después se utiliza la matriz indicada procedente del GIS, junto con el programa GRWAVE, siendo ambos parámetros de entrada a la aplicación UexWAVE implementada, la cual básicamente lo que efectúa es para cada punto, un recorrido desde el transmisor bajo estudio al punto de recepción, computa la altura media que se utilizará en el cálculo de las alturas efectivas de T_x y R_x y también se almacenan los valores de conductividad a lo largo del trayecto seguido, para en el caso de que haya cambios aplicar el método de Millington acorde a la expresión (3.3).

3) Este proceso de cálculo de niveles con la aplicación se repite para cada uno de los tres transmisores y finalmente se calcula el valor raíz cuadrático medio del campo para las tres contribuciones.

4) Se han considerado diferentes formas de presentar los resultados, según el análisis que se quiera realizar. Por un lado se realiza la representación en forma de mapa 2D de los valores de campo con una interpolación simple, debido a lo denso de la malla de puntos calculados; por otro lado se ha calculado el valor de campo en las localizaciones más cercanas a las coordenadas de los puntos experimentales para así poder presentar figuras de valores predichos frente a medidos; finalmente se analiza también el comportamiento del método Millington para el caso de considerar ciertos trayectos de especial interés, por ejemplo con cambios abruptos de conductividades y de corta duración o implicaciones de los cambios de conductividades según dónde se produzcan estas alteraciones.

De cara al procesado de los valores experimentales, se procede tal y como se indicó en

el aparatado de funciones de base radial, 2.5.2 (habiéndose utilizado esta técnica dado las buenas prestaciones en el cálculo de patrones e interpolaciones de señal que presenta). De este modo es posible contrastar resultados teóricos frente a experimentales, pudiéndose calcular el ‘mapa de errores’ o diferencia entre valores teóricos y experimentales ya que esta ilustración gráfica es muy valiosa para efectuar análisis comparativos.

El objetivo pues es evaluar la idoneidad del método Millington y GRWAVE para el cálculo y distribución de niveles, y sus condicionantes y limitaciones, que se patentizan a la hora de validar los datos con valores de campo experimentales.

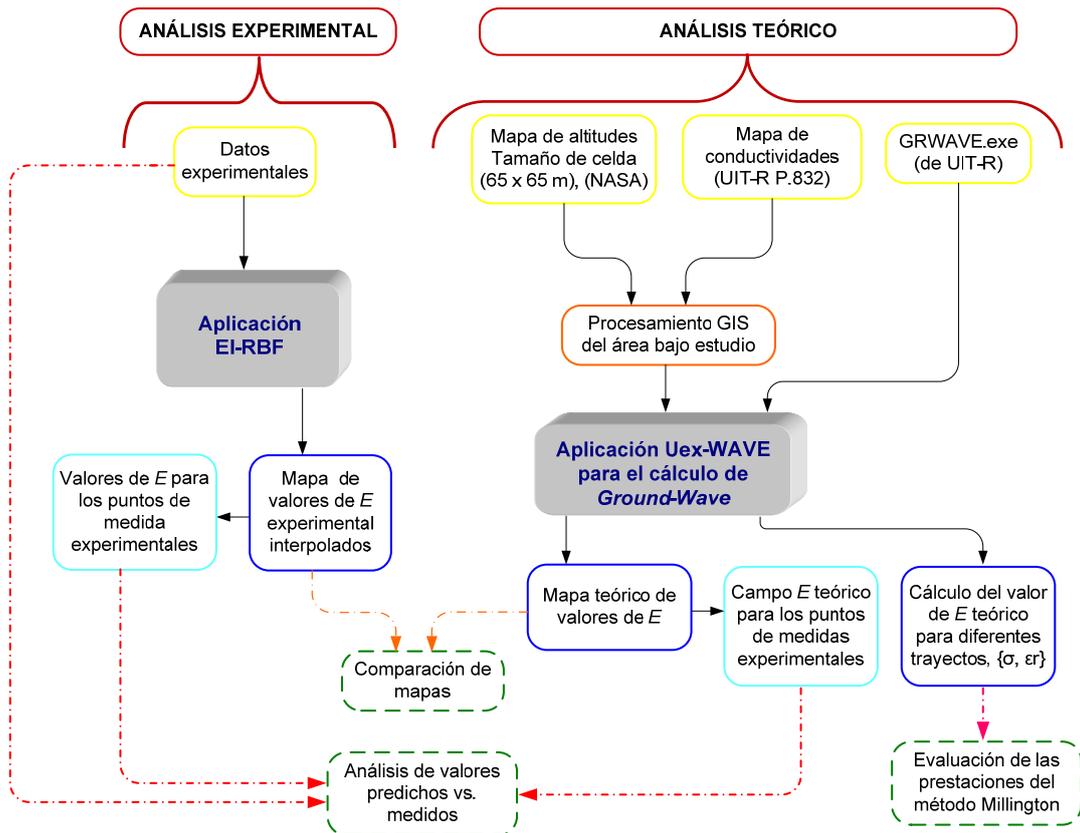


Figura 3.3: Programa UexWAVE basado en el método Millington para cálculo teórico de campo eléctrico y validación con muestras experimentales y con mapa experimental obtenido vía RBF.

3.2. Método FDTD para terrenos irregulares

La técnica FDTD se ha utilizado para el cálculo de niveles de campo eléctrico en onda media (300 kHz - 3 MHz) a diferentes distancias del transmisor en entornos donde existen cambios de conductividad en el terreno y variaciones de altitud. Tradicionalmente se han predicho niveles de onda de superficie en condiciones ideales de tierra plana, sin embargo los resultados obtenidos con esos métodos pueden discrepar bastante en condiciones no ideales con terrenos altamente irregulares. Para evaluar la afección de esos cambios se implementa una aplicación FDTD en 2D que es calibrada y validada con

el método de Millington para tierra plana, y con el programa FEMIX (basado en el método de elementos finitos) para la inclusión de montañas tipificadas.

3.2.1. Metodología para la aplicación de FDTD

En primer lugar se implementa una aplicación informática denominada MF-FDTD (*Medium Frequency-FDTD*) que está basada en FDTD, considerando los supuestos de inclusión de terrenos montañosos de diferentes dimensiones y con diversas constantes del terreno. Este programa será utilizado con dos fines: por un lado para ver el comportamiento del campo eléctrico con la distancia en terrenos lisos, validándose los resultados con el programa UexWAVE (3.1.4), analizando su comportamiento tanto cuando el terreno es de conductividad constante, como cuando existen cambios y hay que aplicar el método Millington. Por otro lado, de cara a la inclusión del terreno, se han considerado montañas gaussianas estándar de diferentes dimensiones para chequear el comportamiento del programa MF-FDTD y validar los resultados con el software FEMIX, de los autores referidos. Finalmente y una vez calibrado y validado el programa, se plantean escenarios reales de evaluación de la aplicación MF-FDTD cuando se extraen perfiles de terreno del área bajo estudio apoyándonos en el uso de sistemas GIS para la extracción de datos; una comparativa entre variaciones de niveles al considerar terrenos lisos y terrenos reales nos servirá para computar las diferencias que pueden existir en ciertos entornos de interés.

El objetivo es pues computar cuán grande es la diferencia de niveles al considerar un terreno irregular, y analizar el comportamiento de patrones de terrenos con elevaciones y accidentes geográficos resaltables.

Es necesario destacar que entre las virtudes de la técnica FDTD, está el considerar todos los fenómenos de propagación, como reflexión, difracción, onda de superficie, *backscattering* y *forward propagation*, ofreciendo pues una solución completa [20, 227-230], aunque con gran utilización de recursos computacionales. Por ello se ha hecho utilización en algunas partes de esta sección del supercomputador Lusitania ubicado en la ciudad de Trujillo (Cáceres, España) y asociado al CénitS (Centro Extremeño de iNvestigación, Innovación Tecnológica y Supercomputación) para paralizar algunos ejemplos prácticos, así como realizar algunos test de la aplicación implementada y acortar los tiempos de ejecución, aplicándose paralización de tareas en varios *cores*. En cuanto a la validación de terrenos irregulares se ha hecho uso del programa FEMIX de los miembros del IEEE G. Apaydin y L. Sevgi.

3.2.2. Expresiones FDTD y aplicación MF-FDTD

3.2.2.1. Formulación matemática genérica de FDTD

El algoritmo de Yee fue propuesto inicialmente en 1966 e ideado para resolver problemas electromagnéticos usando diferencias finitas [231]; Taflove llevó a cabo muchas de las primeras investigaciones acerca de la implementación de esta técnica [23, 232, 233], y aunque hay otros métodos para realizar el modelado de las celdas, nos centramos en el de celdas rectangulares.

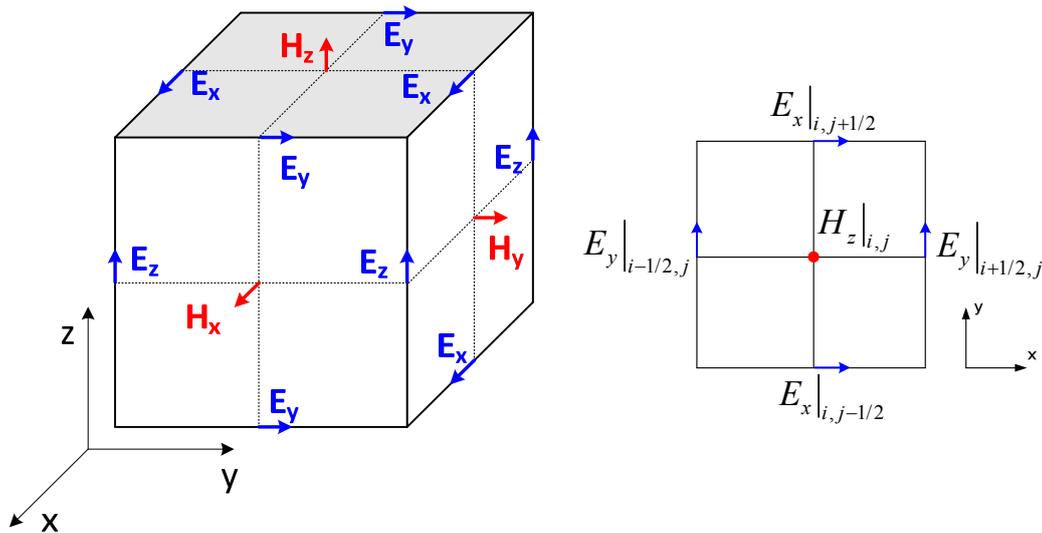


Figura 3.4: Esquema de celda FDTD en 3D resaltando el plano 2D de interés (izqda.) y desglose de componentes para el modo TE_z (dcha.).

La aplicación MF-FDTD creada está diseñada para el cálculo de niveles de campo eléctrico en dos dimensiones, y asume que la estructura 2D presente es extendida infinitamente en la dirección o eje no considerado, en nuestro caso todos los parámetros físicos y electromagnéticos son función de las coordenadas x e y solamente [140]. Las ecuaciones de Maxwell pueden ser descompuestas en dos conjuntos de ecuaciones, el modo TE (*transverse electric*) y el modo TM (*transverse magnetic*) [234]. En nuestro caso, y tal como muestra la Figura 3.4, el campo eléctrico es perpendicular al eje z , siendo las componentes de trabajo H_z , E_x , y E_y , pudiéndose tomar como modo TE_z (parte derecha de la figura). En realidad la consideración de un espacio 2D es una simplificación de un entorno real 3D donde reflexiones ocurridas en otros objetos que no se encuentren en el plano de estudio pueden afectarnos, no obstante sirve para obtener una primera aproximación de las fluctuaciones de los niveles, siendo abordable los cálculos computacionales sin excesivos recursos.

Para empezar, la formulación de Yee está basada en las ecuaciones de Maxwell dadas en forma diferencial. La ecuación (3.6) se corresponde con la ley de Faraday y la (3.7) con la de Ampere, donde \vec{E} es el campo eléctrico, \vec{D} es la densidad de flujo eléctrico, \vec{H} es

el campo magnético, \vec{B} es la densidad de flujo magnético, \vec{J} es la densidad de corriente eléctrica, y \vec{M} es la densidad de corriente magnética equivalente.

$$\frac{\partial \vec{B}}{\partial t} = -\nabla \times \vec{E} - \vec{M} \quad (3.6)$$

$$\frac{\partial \vec{D}}{\partial t} = -\nabla \times \vec{H} - \vec{J} \quad (3.7)$$

En materiales lineales, isotrópicos y no dispersivos, se puede relacionar las magnitudes \vec{D} y \vec{E} , \vec{B} y \vec{H} usando las expresiones (3.8) y (3.9), donde ϵ es la permitividad eléctrica, ϵ_r es la permitividad relativa, ϵ_0 es la permitividad en espacio libre, μ es la permeabilidad magnética, μ_r es la permeabilidad relativa y μ_0 es la permeabilidad en espacio libre.

$$\vec{D} = \epsilon \vec{E} = \epsilon_r \epsilon_0 \vec{E} \quad (3.8)$$

$$\vec{B} = \mu \vec{H} = \mu_r \mu_0 \vec{H} \quad (3.9)$$

Hay que hacer notar que \vec{J} y \vec{M} pueden actuar como fuentes independientes de energía de campo E y H , pudiéndose expresar en la forma de las ecuaciones (3.10) y (3.11), donde σ es la conductividad eléctrica y σ^* son las pérdidas magnéticas equivalentes.

$$\vec{J} = \vec{J}_{source} + \sigma \vec{E} \quad (3.10)$$

$$\vec{M} = \vec{M}_{source} + \sigma^* \vec{H} \quad (3.11)$$

Operando con las ecuaciones anteriores y sustituyendo en las expresiones (3.6) y (3.7), finalmente obtenemos para medios lineales, isotrópicos, no dispersivos y materiales con pérdidas las expresiones (3.12) y (3.13).

$$\frac{\partial \vec{H}}{\partial t} = \frac{1}{\mu} \nabla \times \vec{E} - \frac{1}{\mu} (\vec{M}_{source} + \sigma^* \vec{H}) \quad (3.12)$$

$$\frac{\partial \vec{E}}{\partial t} = \frac{1}{\epsilon} \nabla \times \vec{H} - \frac{1}{\epsilon} (\vec{J}_{source} + \sigma \vec{E}) \quad (3.13)$$

Las expresiones de las ecuaciones (3.12) y (3.13) se pueden escribir en coordenadas cartesianas, derivando en seis pares de ecuaciones escalares. En nuestro caso y puesto que nos centramos en 2D desglosamos las concernientes al modo TE_z , modo transversal eléctrico con respecto a la dirección z , que se corresponden con las expresiones (3.14), (3.15), y (3.16) [140].

$$\frac{\partial E_x}{\partial t} = \frac{1}{\epsilon} \left[\frac{\partial H_z}{\partial y} - (J_{source_x} + \sigma E_x) \right] \quad (3.14)$$

$$\frac{\partial E_y}{\partial t} = \frac{1}{\varepsilon} \left[\frac{\partial H_z}{\partial y} - (J_{source_y} + \sigma E_y) \right] \quad (3.15)$$

$$\frac{\partial H_z}{\partial t} = \frac{1}{\mu} \left[\frac{\partial E_x}{\partial y} - \frac{\partial E_y}{\partial x} - (M_{source_z} + \sigma^* H_z) \right] \quad (3.16)$$

3.2.2.2. Método de las diferencias finitas

Yee introduce la notación para puntos en el espacio y funciones en el espacio y tiempo [231]. En coordenadas rectangulares, se denota un punto espacial tal y como la ecuación (3.17) muestra, donde los valores Δx , Δy , Δz , son respectivamente los incrementos en las direcciones x , y y z , siendo, i , j , y k enteros.

$$(i, j, k) \equiv (i\Delta x, j\Delta y, k\Delta z) \quad (3.17)$$

La ecuación (3.18) define una función u en el espacio y tiempo en un punto discreto del mallado y en un instante temporal, donde Δt es un incremento temporal, asumido uniforme sobre el intervalo de observación y n es un entero.

$$u(i\Delta x, j\Delta y, k\Delta z, n\Delta t) \equiv u_{i,j,k}^n \quad (3.18)$$

La ecuación (3.19) presenta la expresión para derivadas parciales evaluada en el instante $t_n = n\Delta t$, y donde $\pm 1/2$ está ligado a variaciones de $\pm 1/2\Delta x$, y $O(\Delta x^2)$ agrupa el resto de términos que aproxima a cero de manera cuadrática con el incremento espacial.

$$\frac{\partial u}{\partial x}(i\Delta x, j\Delta y, k\Delta z, n\Delta t) \equiv \frac{u_{i+1/2,j,k}^n - u_{i-1/2,j,k}^n}{\Delta x} + O[(\Delta x)^2] \quad (3.19)$$

La expresión para las diferencias finitas en relación a variación temporal (con segundo orden de precisión), y por analogía a la ecuación (3.19) se representa en la ecuación (3.20), donde la nomenclatura de $\pm 1/2$ en el superíndice denota un instante temporal sobre $\pm 1/2\Delta t$, de este modo es más sencillo intercalar las componentes E y H en intervalos $1/2\Delta t$ para su implementación práctica, y donde $O(\Delta t^2)$ agrupa el resto de términos. Por tanto es fácil interpretar la aproximación de segundo orden para las derivadas parciales.

$$\frac{\partial u}{\partial t}(i\Delta x, j\Delta y, k\Delta z, n\Delta t) \equiv \frac{u_{i,j,k}^{n+1/2} - u_{i,j,k}^{n-1/2}}{\Delta t} + O[(\Delta t)^2] \quad (3.20)$$

3.2.2.3. Ecuaciones de cálculo para el modo TE

Las ecuaciones de cálculo se muestran en las ecuaciones (3.21), (3.22), y (3.23), donde, como ya se indicó en el apartado 3.2.2.1, ε (F/m), μ (H/m), σ (S/m) y σ^* (Ω /m) son la permitividad, permeabilidad, conductividad y las pérdidas magnéticas equivalentes (estas últimas consideradas 0 en este trabajo). Dichas ecuaciones provienen de la (3.14), (3.15), (3.16) y de la (3.20). Por su parte los índices i , j son el número de celda en la dirección x e y respectivamente y n alude a los instantes temporales. La componente

magnética es calculada en tiempos discretos Δt , $2\Delta t$, $3\Delta t$, ..., $n\Delta t$, y las componentes eléctricas son calculadas en $\Delta t/2$, $3\Delta t/2$, ..., $(n+1/2)\Delta t$.

$$E_x \Big|_{i,j+1/2}^{n+1/2} = \left(\frac{1 - \frac{\sigma_{i,j+1/2}\Delta t}{2\varepsilon_{i,j+1/2}}}{1 + \frac{\sigma_{i,j+1/2}\Delta t}{2\varepsilon_{i,j+1/2}}} \right) E_x \Big|_{i,j+1/2}^{n-1/2} + \left(\frac{\frac{\Delta t}{\varepsilon_{i,j+1/2}}}{1 + \frac{\sigma_{i,j+1/2}\Delta t}{2\varepsilon_{i,j+1/2}}} \right) \left(\frac{H_z \Big|_{i,j+1}^n - H_z \Big|_{i,j}^n}{\Delta y} \right) \quad (3.21)$$

$$E_y \Big|_{i-1/2,j+1}^{n+1/2} = \left(\frac{1 - \frac{\sigma_{i-1/2,j+1}\Delta t}{2\varepsilon_{i-1/2,j+1}}}{1 + \frac{\sigma_{i-1/2,j+1}\Delta t}{2\varepsilon_{i-1/2,j+1}}} \right) E_y \Big|_{i-1/2,j+1}^{n-1/2} + \left(\frac{\frac{\Delta t}{\varepsilon_{i-1/2,j+1}}}{1 + \frac{\sigma_{i-1/2,j+1}\Delta t}{2\varepsilon_{i-1/2,j+1}}} \right) \left(-\frac{H_z \Big|_{i,j+1}^n - H_z \Big|_{i-1,j+1}^n}{\Delta x} \right) \quad (3.22)$$

$$H_z \Big|_{i,j+1}^{n+1} = \left(\frac{1 - \frac{\sigma_{i,j+1}^*\Delta t}{2\mu_{i,j+1}}}{1 + \frac{\sigma_{i,j+1}^*\Delta t}{2\mu_{i,j+1}}} \right) H_z \Big|_{i,j+1}^n + \left(\frac{\frac{\Delta t}{\mu_{i,j+1}}}{1 + \frac{\sigma_{i,j+1}^*\Delta t}{2\mu_{i,j+1}}} \right) \left(\frac{E_x \Big|_{i,j+3/2}^{n+1/2} - E_x \Big|_{i,j+1/2}^{n+1/2}}{\Delta y} - \frac{E_y \Big|_{i+1/2,j+1}^{n+1/2} - E_y \Big|_{i-1/2,j+1}^{n+1/2}}{\Delta x} \right) \quad (3.23)$$

Cuando se desea rellenar las celdas con un tipo de tierra de una determinada conductividad y permitividad, esa es introducida en la sección de terreno adecuada; del mismo modo, la parte de aire por encima de la tierra se rellena con la conductividad y permitividad del aire considerando un índice de refracción determinado [235]. El modelado de objetos se realiza a partir de una interpolación de la superficie de dicho cuerpo u objeto (montaña) siendo la resolución, Δx , el tamaño de la celda.

3.2.2.4. Refractividad de la atmósfera

A la hora de rellenar las celdas por encima de la superficie se ha tenido presente la variación del índice de refracción [235]. En particular se define la refractividad N en función del índice n de refracción según ecuación (3.24).

$$N = (n(x) - 1)10^6 \quad (3.24)$$

La recomendación ITU 453 [235] proporciona valores de refractividad en función de los parámetros físicos: presión atmosférica, presión del vapor de agua (humedad) y temperatura absoluta, P (mb), e (mb), T (K) respectivamente, conforme a la ecuación (3.25).

$$N = 77.6 \frac{P}{T} + 3.73 \times 10^5 \frac{e}{T^2} \quad (3.25)$$

El gradiente de refractividad con respecto a la altura en condiciones estándares es de -40 N -unidades/km, aceptado como atmósfera estándar. Si se desea considerar la curvatura de la tierra el índice N es sustituido por M denominándose éste refractividad modificada, viniendo dada la relación por la ecuación (3.26).

$$\Delta M = \Delta N + 157 \quad (3.26)$$

Por lo tanto, valores de ΔN de -40 N para atmósfera estándar se traducen en +117 M.

3.2.2.5. Capas PML de absorción

Con respecto a las condiciones de contorno, se requiere un especial tratamiento. Claramente no es posible simular un modelo en un entorno que se extienda infinitamente en todas las direcciones. Es necesario pues un acondicionamiento para evitar la reflexión de la onda desde un límite artificial que sería el dominio computacional, y así evitar la señal reflejada (*forward to backward*). Para ello se ha rellenado con capas ‘*Perfectly Matched Layer*’ (PML) la parte superior y los laterales del dominio de simulación, no siendo necesario la parte inferior debido a la gran atenuación que produce la tierra [20, 236].

En sus inicios, ABC (*Absorbing Boundary Conditions*) consistía en una expansión de la ecuación de ondas. Muchos ‘operadores de radiación’ fueron desarrollados en los años setenta y en los ochenta, cabe mencionar por ejemplo el operador de Bayliss-Turkel [140]. Posteriormente Mur propuso un método ABC de diferencias finitas basado en la aproximación de la ecuación de onda. Sin embargo Berenguer propuso después un método más preciso y novedoso que desbancaba a las anteriores aproximaciones introduciendo las denominadas PML. La ventaja es que frentes de onda con incidencia arbitraria, indistinta polarización y frecuencia son ajustadas en los extremos [140].

Para truncar pues una ejecución FDTD evitando reflexiones se utiliza PML. Debido al muestreo espacial efectuado, habiendo discretizado las ecuaciones de Maxwell, aparecen significantes espurios debido a la reflexión de la onda en la superficie PML. Para reducir este error debido a la reflexión, Berenger propuso que las pérdidas PML a lo largo de la dirección normal a la interfaz se elevaran gradualmente desde cero. Consideremos una onda plana incidiendo con un ángulo θ sobre una pared PML de espesor d y terminada en una lámina PEC (*Perfectly Electrical Conductor*), con la interfaz frontal localizada en el plano $x=0$. Asumiendo un perfil de conductividad en PML graduado $\sigma_x(x)$, se obtiene el factor de reflexión, $R(\theta)$, según ecuación (3.27), donde η es la impedancia del medio y σ_x su conductividad.

$$R(\theta) = e^{-2\eta \cos\theta \cdot \sigma_x^i} \quad (3.27)$$

$$\sigma_x^i = \int_0^d \sigma_x(x) dx$$

Se utiliza una aproximación polinómica (de orden m , normalmente acotada entre valores 3 y 4) para graduar $\sigma_x(x)$, y así conseguir ese decaimiento de nivel progresivo a lo largo de la zona PML, tal y como muestra ecuación (3.28), donde x_2 y x_1 son los extremos del *grid* de celdas PML que se considere, $\sigma_{x,max}$ es el valor máximo de sigma considerado y $R(0)$ el valor del coeficiente de reflexión en 0, que será un valor muy bajo.

$$\begin{aligned}\sigma_x^i &= \frac{\sigma_{x,\max}}{\Delta x(m+1)d^m} (x_2^{m+1} - x_1^{m+1}) \\ \sigma_{x,\max} &= \frac{-\ln[R(0)](m+1)}{2\eta d}\end{aligned}\quad (3.28)$$

3.2.2.6. Modelado de la fuente en FDTD

Existen dos tipos de fuentes que pueden ser usadas: las denominadas ‘*hard*’ y ‘*soft*’. Para las de tipo *hard*, el campo en una o varias celdas es forzado a tener un valor determinado, sin tener en cuenta el valor del campo en los vecinos; entre las desventajas que tiene es que estas fuentes *hard* previene la onda reflejada en la posición donde está ubicada la fuente. Por su parte, en las de tipo *soft* el valor introducido es solamente añadido al campo ya existente en la celda o celdas deseadas. Este tipo es adecuado cuando se desconoce el valor de campo *a priori* en la vecindad.

En cuanto a la forma de onda, es necesario también hacer un receso a este respecto. Un cambio abrupto en la fuente creará ondas con altas discontinuidades que se traducirán en altas componentes de frecuencias que pueden perturbar los campos circundantes. Típicamente estas discontinuidades son eliminadas usando un pulso gaussiano. En relación a la fuente de señal utilizada en el programa MF-FDTD, ha sido una fuente de tipo *hard* con un pulso gaussiano con cero contenido de continua. El espectro de Fourier tiene una simetría par respecto de la frecuencia f_0 de trabajo.

$$E_z^n = E_0 e^{-[(n-n_0)/n_{decay}]^2} \sin[2\pi f_0 (n - n_0) \Delta t] \quad (3.29)$$

En la ecuación (3.29), el pulso está centrado en el instante temporal n_0 y tiene el decaimiento característico de $1/e$ de n_{decay} instantes temporales. Como se desea una transición suave desde cero al pulso gaussiano, n_0 es tomado como $3n_{decay}$ [140, 230].

3.2.2.7. Dipolo eléctrico

El campo eléctrico en espacio libre del dipolo E_0 se detalla en el Apéndice A [163, 234]. La potencia que se usará para representar los resultados será de 1 kW a modo ilustrativo, y es elegida también para comparar directamente con los resultados para tierra plana obtenidos del programa GRWAVE.

3.2.3. Estabilidad, dispersión numérica y error de discretización del método

3.2.3.1. Estabilidad de FDTD en 2D

Los incrementos espacial y temporal (Δ , y Δt) pueden afectar a las características de propagación de la onda numérica en el mallado de Yee, y por consiguiente al error que se obtenga. Si se asume una onda viajera con expresión de la forma (3.30), donde k_i es el

número de onda en la dirección de propagación i considerada y ω la frecuencia angular, operando se puede calcular la ecuación que rige la dispersión numérica, tal y como la expresión (3.31) indica.

$$\vec{V}_{I,J,K}^n = \vec{V}_0 e^{j(\omega n \Delta t - \bar{k}_x I \Delta x - \bar{k}_y J \Delta y - \bar{k}_z K \Delta z)} \quad (3.30)$$

$$\left[\frac{1}{c\Delta t} \sin\left(\frac{\omega\Delta t}{2}\right) \right]^2 = \left[\frac{1}{\Delta x} \sin\left(\frac{k_x \Delta x}{2}\right) \right]^2 + \left[\frac{1}{\Delta y} \sin\left(\frac{k_y \Delta y}{2}\right) \right]^2 + \left[\frac{1}{\Delta z} \sin\left(\frac{k_z \Delta z}{2}\right) \right]^2 \quad (3.31)$$

Ahora resolvemos la ecuación anterior para despejar ω en función de la variable ζ , ecuación (3.32). Despejando la variable de interés, ζ , se extrae la ecuación (3.33), de donde se obtiene finalmente los límites de variación para un caso genérico tridimensional (expresión (3.34)).

$$\omega = \frac{2}{\Delta t} \sin^{-1}(\zeta) \quad (3.32)$$

$$\zeta = c\Delta t \sqrt{\frac{1}{(\Delta x)^2} \sin^2\left(\frac{k_x \Delta x}{2}\right) + \frac{1}{(\Delta y)^2} \sin^2\left(\frac{k_y \Delta y}{2}\right) + \frac{1}{(\Delta z)^2} \sin^2\left(\frac{k_z \Delta z}{2}\right)} \quad (3.33)$$

$$0 \leq \zeta \leq c\Delta t \sqrt{\frac{1}{(\Delta x)^2} + \frac{1}{(\Delta y)^2} + \frac{1}{(\Delta z)^2}} \equiv \zeta_{upper_bound} \quad (3.34)$$

A la hora de seleccionar el incremento temporal hay que tener en cuenta que una onda electromagnética propagándose en espacio libre no puede viajar más rápido que la velocidad de la luz; pues bien al propagarse la señal en una celda, tenemos que permitir la propagación en la dirección diagonal también y de ahí se extrae una restricción entre incrementos temporales y espaciales que debemos satisfacer. Particularizando para el caso de dos dimensiones, la denominada condición de Courant [140, 230] puede ser expresada en términos de la ecuación (3.35), donde si la resolución en la dirección x e y es igual, se puede simplificar, obteniendo la expresión (3.36), siendo n el nº de dimensiones. Para mayor cumplimiento de la condición se elige $n=3$.

$$c\Delta t \leq \frac{1}{\sqrt{\frac{1}{(\Delta x)^2} + \frac{1}{(\Delta y)^2}}} \quad (3.35)$$

$$c\Delta t \leq \frac{\Delta}{\sqrt{n}} \quad (3.36)$$

3.2.3.2. Dispersión de FDTD en 2D

El algoritmo de FDTD causa dispersión de las ondas simuladas en espacio libre para el dominio espacial creado. Es decir, la velocidad de fase de los modos puede diferir de c ,

por una cantidad variante respecto de la longitud de onda, dirección de propagación y discretización del *grid*.

Mientras que una onda viaja una cierta distancia acorde a la ecuación (3.31), en cada instante temporal, un frente de fase viajando a lo largo de la dirección diagonal en el *grid* se propagará a diferente velocidad que la misma onda a lo largo de las direcciones principales del *grid*.

Para una ecuación 2D con una onda viajera monocromática, se obtiene la ecuación (3.37), donde Δ es la longitud del *grid* de la celda y Δt es un *time-step*. Para satisfacer la condición de Courant, se puede tomar por simplicidad $S=c \Delta t/\Delta$.

$$\left[\frac{1}{c\Delta t} \sin\left(\frac{\omega\Delta t}{2}\right) \right]^2 = \left[\frac{1}{\Delta} \sin\left(\frac{k_x\Delta}{2}\right) \right]^2 + \left[\frac{1}{\Delta} \sin\left(\frac{k_y\Delta}{2}\right) \right]^2 \quad (3.37)$$

Usando ahora la resolución, $N_\lambda=\lambda_0/\Delta$, igual al número de celdas por longitud de onda, la ecuación (3.37), puede ser reescrita en la forma de la expresión (3.38), donde ϕ es la dirección de propagación de la onda numérica con respecto al eje x del mallado.

$$\frac{1}{S^2} \sin^2\left(\frac{\pi S}{N_\lambda}\right) = \sin^2\left(\frac{\Delta k \cos\phi}{2}\right) + \sin^2\left(\frac{\Delta k \sin\phi}{2}\right) \quad (3.38)$$

Para permitir la determinación de k y v_p (velocidad de fase), para cualquier dirección de propagación de la onda, es muy útil derivar ecuaciones simples que permitan computar esa variación. Un método alternativo para obtener el valor de la velocidad de fase es aplicando el método de Newton iterativamente, según viene dado en la ecuación (3.39), donde m es el índice de iteración, y donde los parámetros A , B y C están dados por la ecuación (3.40).

$$k_{m+1} = k_m - \frac{\sin^2(Ak_m) + \sin^2(Bk_m) - C}{A \sin(2Ak_m) + B \sin(2Bk_m)} \quad (3.39)$$

$$A = \frac{\Delta \cos\phi}{2}, \quad B = \frac{\Delta \sin\phi}{2}, \quad C = \frac{1}{S^2} \sin^2\left(\frac{\pi S}{N_\lambda}\right) \quad (3.40)$$

Expresando en forma normalizada, se obtiene la ecuación (3.41). Gráficos de variación de la velocidad de fase pueden consultarse en [140].

$$\frac{v_p}{c} = \frac{2\pi}{k_{m+1}} \quad (3.41)$$

En general se suele tomar al menos 10 celdas por longitud de onda, siendo incrementado el número de divisiones por λ dependiendo de la precisión deseada y los requerimientos [230].

3.2.3.3. Distorsión de la geometría debido al uso de celdas rectangulares

El efecto del ajuste tipo escalón o malla rectangular al objeto que se quiera incluir en el escenario es algo evidente que, en función de la resolución espacial que elijamos, puede tener más relevancia o menos. Como es obvio, mientras más fina sea la resolución del *grid*, mejores serán los resultados, pero esto sin embargo conlleva un tiempo de ejecución y recursos computacionales mayores. Hay propuestas y autores que han usado el refinamiento del *grid* en ciertas zonas, aunque especial atención hay que ponerle a los límites entre ambas zonas de diferente resolución (la fina y la gruesa), realizando oportunas actualizaciones de los campos en los límites que deben ser acompañadas con la utilización de interpolación tanto espacial como temporal [25, 141].

3.3. Método MoM para estudio del RP de monopolos

Este apartado se focaliza en la gran importancia que tiene el conocer y caracterizar exactamente cómo es el diagrama de radiación de cierta antena en un entorno real. En particular nos centramos en el análisis de los emisores de onda media objeto de esta Tesis, situándose las antenas monopolo emisoras en entornos donde habitualmente se suelen ubicar también otras aglomeraciones de antenas y/o estructuras radiantes, bien sea por interés del punto geográfico o por circunstancias económicas. Concretamente se analiza cómo varía el diagrama de radiación en función de las constantes del terreno y de la afección de estructuras metálicas circundantes próximas, como son torretas de grandes dimensiones u otras antenas de la misma banda de frecuencias.

Es importante recalcar que el cálculo del diagrama de radiación afecta especialmente a la componente de onda de espacio, y sobre todo en los casos en los que se consideran terminales elevados, con alturas notables sobre la superficie terrestre. En general y puesto que en los cálculos teóricos de propagación que se han realizado con UexWAVE y en los resultados mostrados también con FDTD nos hemos centrado en terminales muy próximos al suelo (recordemos que las medidas experimentales fueron tomadas a 1.5 m del suelo y el objetivo es contrastar y comparar ambos resultados teóricos y experimentales), su afección no es excesivamente crucial en nuestros escenarios, pero pudiera serlo para otros tipos de estudios en los que se quisieran estudiar las radiaciones de estos transmisores con receptores situados a alturas considerables respecto del suelo, o incluso analizar la propagación ionosférica, que insistimos no nos afecta particularmente.

3.3.1. Metodología en la aplicación del método MoM

La Figura 3.5 muestra la situación de las antenas emisoras en el entorno donde están ubicadas.

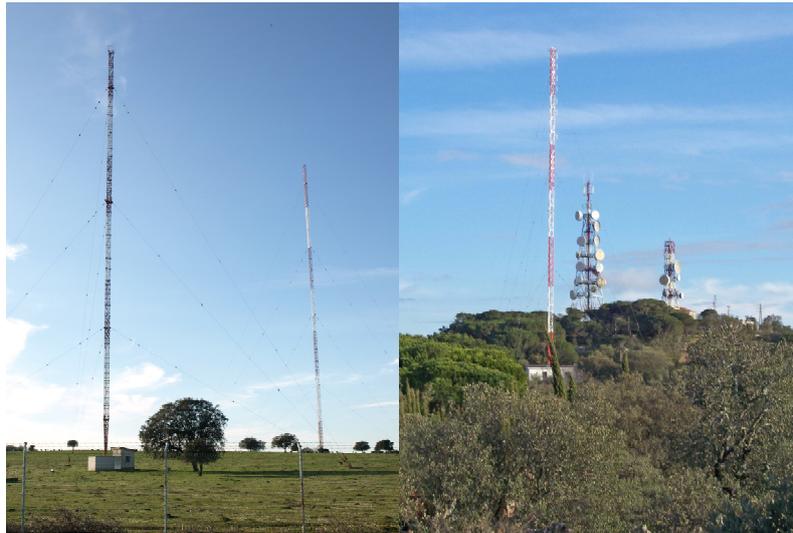


Figura 3.5: Transmisores y estructuras metálicas circundantes. Izqda.: Monopulos de 774 y 1107 kHz. Dcha.: Monopolo de 900 kHz y dos estructuras tronco-piramidales.

En concreto, los dos transmisores de 774 y 1107 kHz (Figura 3.5 parte izquierda) están ubicados dentro del mismo recinto y cercanos a la pedanía de Valdesalor dependiente del Ayuntamiento de Cáceres (distanto escasas centenas de metros entre sí), mientras que el de 900 kHz (Figura 3.5 parte derecha) se encuentra ubicado en un punto estratégico cercano a la ciudad de Cáceres con gran conjunto de estructuras radiantes y torres cercanas a ellas, siendo las dos mostradas en la figura las más relevantes en cuanto a tamaño y proximidad se refieren.

En cuanto a las dimensiones y ubicación de las estructuras circundantes se indican en la Tabla 3.1.

Tabla 3.1: Localización de las estructuras metálicas circundantes y sus dimensiones³.

Tipo de Antena	UTM	Distancia a – (m)	Altura (m)
Troco-piramidal A	X:212372 Y:4372529	900 kHz Tx : 173	68
Troco-piramidal I B	X:212339 Y:4372523	900 kHz Tx : 155	48
Troco-piramidal A	-	Troco-piramidal B 33	-
774 kHz Tx	-	1107 kHz Tx: 263	-

Esta sección se centra pues en el estudio de antenas emisoras en onda media (concretamente los emisores mostrados en la Tabla 2.1). El enfoque dado es el de intentar conocer cuál es exactamente el diagrama de radiación y cómo se ve modificado por el entorno, siendo de suma utilidad de cara a caracterizar cómo se ve alterada la ganancia

³ Las dimensiones de los transmisores de estudio ya se especificaron en la Tabla 2.1, siendo los monopulos de 774, 900 y 1107 kHz de longitudes $\lambda/4$.

del mismo y sobre todo para saber si se puede asumir esa omnidireccionalidad *a priori* presupuesta, o simplemente averiguar cuántos grados se eleva el diagrama de radiación o qué diferencias en ganancia hay al considerar un terreno concreto en lugar de tierra perfecta conductora. Concretamente los objetivos que se persiguen se pueden desglosar en dos puntos principales:

- Caracterizar el RP de transmisores dependiente de las constantes del terreno (variando la conductividad y permitividad relativas), evaluando aspectos como el BW, la G o la elevación del RP. Este aspecto es esencial porque durante campañas de larga duración, la conductividad de la tierra puede sufrir variaciones a tener en cuenta (dependiendo de la estación, lo lluviosa o seca que haya sido principalmente, y que modificará la conductividad del terreno en la zona donde el parámetro espesor de piel o profundidad de penetración es relevante, entendiéndose este parámetro como la distancia que hay que recorrer para que la amplitud del campo caiga $1/e$).

- Analizar cómo es modificada esa omnidireccionalidad del RP cuando se consideran otras estructuras metálicas circundantes, estructuras que suelen ubicarse próximas a ellas. Se computa la variación de la ganancia en dB según el tamaño de los objetos y la frecuencia de trabajo, calculando los RP tanto en plano E como en plano H para cada situación. Para el caso de los transmisores de 774 y 1107 kHz, a la hora de evaluar el acoplo entre estructuras, se modelará en el programa NEC la afección de la estructura de un transmisor en el otro que esté emitiendo y viceversa, pues lo que interesa es ver cómo afectan las estructuras metálicas y no el estudio de posibles interferencias o problemas en cuanto a planificación radio o comunicación que pudieran derivarse. Para el caso de 900 kHz será éste transmisor el que radiará, y se modelarán las dos torres que albergan antenas diversas como estructuras tronco-piramidales conformadas en base a hilos, y dadas las longitudes de ondas de centenas de metros con las que trabajamos es una buena aproximación.

Se ha descartado hacer análisis de la influencia de la vegetación y edificaciones, que aunque cerca de algún transmisor pudiera tener incidencia moderada, no es muy relevante en nuestro entorno.

Para la realización de las simulaciones se utilizó el programa NEC [161] ampliamente usado con antenas de conformación de hilos, como es nuestro caso.

3.3.2. Ganancia y Directividad teóricas del monopolo

El diagrama de radiación de una antena representa las propiedades de radiación de la antena como una función de coordenadas espaciales.

Como ya se ha aludido en el epígrafe 1.2.7, es sabido que el RP y *por ende* la ganancia de la antena en transmisión es crucial a la hora de saber el nivel de campo existente en un cierto punto. La ganancia de la antena como es sabido se corresponde con la expresión (3.42), donde $U(\theta, \varphi)$ alude la intensidad de radiación y P_{in} es la potencia de entrada aceptada [135, 163]. Operando se puede expresar también la ganancia de la forma indicada en la ecuación (3.43); en ella e_{iso} hace referencia a la antena isotrópica y e_{ant} a la

antena en cuestión según el ángulo elevación θ y de azimut ϕ , pudiéndose interpretar la ganancia directiva como el cociente entre el cuadrado del campo producido por una antena dada a cierta distancia, en una determinada dirección, y el cuadrado del campo al poner la antena isotrópica de referencia, excitada por la misma potencia y a igual distancia.

$$g(\theta, \phi) = 4\pi \frac{U(\theta, \phi)}{P_{in}} \quad (3.42)$$

$$g(\theta, \phi)|_{ant} = \frac{e^2(\theta, \phi)|_{ant}}{e_{iso}^2} \quad (3.43)$$

La ganancia está íntimamente relacionada con la directividad, ambas ligadas con la eficiencia de radiación de la antena e_{cd} , mostrada en la expresión (3.44).

$$G(\theta, \phi) = e_{cd} D(\theta, \phi) \quad (3.44)$$

A modo de recordatorio, ya que se aludirá durante los resultados presentados, para un monopolo teórico de longitud $\lambda/4$, la resistencia de entrada es de 36.5Ω , la directividad $D_0 = 3.286 = 5.17 \text{ dB}$ y con un ancho de banda, tomando el dipolo en lambda medio como homólogo, de $HPBW = 78^\circ$ (este dato del ancho de haz servirá principalmente para comparar el dato con el caso de tierra conductora perfecta) [163].

3.3.3. Formulación del Método de los Momentos (MoM)

El Método de los momentos (MoM) es uno de los más usados para calcular los campos electromagnéticos que son emitidos o recibidos por estructuras que radian. Consiste en calcular los campos generados por una antena y que se derivan de una fuente que establece unas corrientes variables en el tiempo. El propio método de los momentos se basa en la resolución de ecuaciones operacionales lineales, como la mostrada en la ecuación (3.45), donde f es la respuesta desconocida, g es la excitación conocida y L es un operador lineal. La función f puede ser expandida en una suma de funciones base f_n , véase expresión (3.46), donde los factores α_n son coeficientes constantes. Generalmente las series son infinitas, y las funciones base forman así un conjunto completo, pero en casos prácticos se suele trabajar con series finitas, que dan una solución aproximada al problema.

$$L(f) = g \quad (3.45)$$

$$f = \sum_n \alpha_n f_n \quad (3.46)$$

Si se definen un conjunto de funciones peso w_m , la ecuación (3.46) se puede representar en la forma (3.47); dicha ecuación puede representarse como un conjunto de ecuaciones lineales que puede expresarse en forma matricial según ecuación (3.48).

$$\sum_n \alpha_n \langle w_m, L(f_n) \rangle = \langle w_m, g \rangle, \quad m=1 \dots N \quad (3.47)$$

$$[L_{nm}][\alpha_n] = [g_m] \quad (3.48)$$

Si la matriz $[L_{nm}]$ no es singular, existe su inversa y se pueden calcular fácilmente los coeficientes α_n , según la expresión (3.49).

$$[\alpha_n] = [L_{nm}]^{-1} [g_m] \quad (3.49)$$

Hay varias opciones para el cálculo de los pesos w_m y las funciones base f_n . Cuando se toma $w_m = f_n$ el procedimiento es conocido como el método de Galerkin.

En NEC [161] las funciones base y funciones peso son diferentes, siendo w_m elegida como un conjunto de funciones delta, como se indica en la expresión (3.50), siendo \vec{r}_m un conjunto de puntos de la superficie conductora.

$$w_m(\vec{r}) = \delta(\vec{r} - \vec{r}_m) \quad (3.50)$$

El resultado es un muestreo de las ecuaciones integrales, conocido el método como ajuste por puntos (*Point-Matching*). En el método de *Point Matching* los cables son divididos en pequeños segmentos con el punto de muestreo en el medio de cada uno (del mismo modo las superficies son aproximadas con un conjunto de parches con un punto de muestreo en el centro).

La elección de las funciones base es crucial para conseguir una solución precisa y eficiente. En NEC se definen funciones base existiendo cada una sólo en subsecciones de la región de estudio, de este modo cada coeficiente α_n afecta a la aproximación de la solución f sólo en una subsección. Para un número finito N , la suma de f_n puede no ser exactamente igual a la distribución de corrientes, así que f_n deberían ser elegidas tan próximas como sea posible a la distribución de corrientes existente.

3.3.3.1. Distribución de corrientes en cables

Los cables en el software NEC son modelados como pequeños segmentos rectos, siendo la corriente de cada segmento definida por tres términos, (una constante, un seno y un coseno). Se ha comprobado que ofrece una rápida solución de convergencia. De esta forma se satisfacen las condiciones de comportamiento en los extremos de los segmentos.

La corriente total de un segmento j en NEC tiene la forma de la expresión (3.51), donde s_j es el valor de s en el centro del segmento j , s es la distancia a lo largo del eje del segmento en \vec{r} , y L_j es la longitud del segmento j . De las 3 constantes desconocidas (A_j , B_j , C_j) dos son eliminadas por condiciones de contorno, y la tercera constante está relacionada con la amplitud de la corriente.

$$I_j(s) = A_j + B_j \sin k(s - s_j) + C_j \cos k(s - s_j) \quad (3.51)$$
$$|s - s_j| < \frac{\Delta_j}{2}$$

3.3.3.2. Efecto del plano de masa

En la formulación de la ecuación integral usada en NEC, la inclusión de un plano de tierra modifica la solución de tres formas:

- 1) Modificando la distribución de corrientes vía la interacción de campo cercano.
- 2) Cambiando el campo que ilumina la estructura.
- 3) Cambiando el campo re-radiado.

Cuando una tierra está presente, la función de Green para espacio libre [161], debe ser reemplazada por la correspondiente para problemas de tierra. La solución para el campo producido en presencia de planos de tierra fue desarrollado por Sommerfeld [127, 128].

El software NEC implementa tres opciones para tierra: la más precisa usa la solución de Sommerfeld para distancias de interacción menores de una longitud de onda y expansión asintótica para más largas distancias. En el caso de un plano conductor perfecto, la solución es más simple pues la tierra puede ser reemplazada por la imagen de las corrientes existentes encima. El tercer caso modela una tierra con pérdidas vía un método imagen modificado usando coeficiente de reflexión de Fresnel (este caso es indicado para estructuras no muy cercanas al suelo, debido a su no precisa descripción de campos cercanos).

3.3.4. Aplicación de MoM a Antenas

Al considerar una estructura formada por un material conductor (sea una antena) al incidir sobre ella una onda electromagnética, esta induce la circulación de corrientes variantes en el tiempo. Estas estructuras generan a su vez una onda EM (electromagnética) radiada, por consiguiente en cualquier punto del espacio el campo total será la superposición del incidente (E^i) y el dispersado (scattering, E^s) según ecuación (3.52) y acorde a la Figura 3.6.

$$E^t = E^i + E^s \quad (3.52)$$

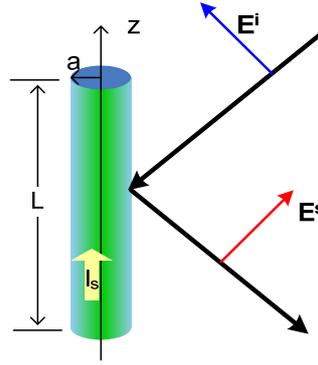


Figura 3.6: Esquema de la fundamentación del campo eléctrico en el método MoM.

En un caso habitual, caso tipo a), el campo incidente para antenas se conoce, se encuentra en los sitios de alimentación de la antena, y se desea conocer el campo radiado o dispersado; en otros casos tipo b) ligados a problemas de dispersión, el campo incidente puede ser una onda plana y no un fuente de excitación puntual. De un modo genérico, el método de los momentos es usado para calcular la distribución de corrientes sobre la estructura radiante.

En general, la filosofía de NEC funciona así: cualquier estructura conductora se puede representar como una superposición de alambres rectos. Si se consideran alambres cilíndricos rectos de radio mucho menor que su longitud (para simplificación del tratamiento), y si se considera un conductor perfecto, las condiciones de contorno sobre su superficie nos derivan a la existencia de una corriente superficial I_s (la responsable de generar el campo dispersado).

La ecuación integral de Pocklington, (3.53) [163], nos liga las corrientes de superficie y el campo incidente y nos permite establecer la analogía y aplicabilidad del método de los momentos, donde G hace mención a la función de Green, dada por la expresión mostrada en (3.54). Dicha ecuación de Pocklington es de tipo lineal como las ya analizadas $L(f)=g$, donde f es la distribución de corrientes en el alambre (desconocida), g es el campo tangencial exterior incidente (supuesto dado) y L es el operador integro-diferencial que opera sobre la distribución de corrientes. Se puede reescribir pues de la forma de la expresión (3.55), donde los coeficientes I_n son las incógnitas, las $F_n(z')$ son las funciones base.

$$\int_{-L/2}^{L/2} I_s(z') \left(\frac{\partial^2}{\partial z^2} + k^2 \right) G(z, z') \Big|_{\rho=a} dz' = -j\omega\epsilon E_z^i \Big|_{\rho=a} \quad (3.53)$$

$$G(z, z') = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} \frac{e^{-ikR}}{4\pi R} d\phi' \quad (3.54)$$

$$I(z') = \sum_{n=1}^N I_n F_n(z') \quad (3.55)$$

Operando con la ecuación de Pocklington y de las corrientes se llega a la expresión

final (3.56).

$$V_m = \sum_{n=1}^N Z_{nm} I_n \quad (3.56)$$

En implementaciones usuales, el primer miembro V_m representa la circulación del campo exterior sobre cada elemento, es decir la tensión sobre cada segmento; por ello se ha usado la notación Z_{nm} que tiene dimensiones de impedancia. Por consiguiente se permite también calcular la impedancia de entrada de la antena en cuestión.

Este esquema abordado se conoce como EFIE (*Electric Field Integral Equation*), válido para líneas y superficies. La aplicación de este método es extensible aún cuando no exista una ‘onda incidente’ sobre el alambre: en el caso de antenas se suele colocar la tensión provista por la fuente en uno o varios segmentos. Sea cual sea la excitación, se resuelve el sistema lineal, y conocida la distribución de corriente en la estructura radiante, se calcula el potencial vector generado por esa corriente variable en el tiempo mediante la expresión (3.57), donde se ha mostrado la expresión para integral lineal, y luego se determinan los campos usando las expresiones clásicas (3.58) y (3.59).

$$A = \frac{\mu}{4\pi} \int_C I(z') \frac{e^{-ikR}}{R} dl' \quad (3.57)$$

$$H = \frac{1}{\mu} \nabla \times A \quad (3.58)$$

$$E = \frac{\nabla \times H}{j\omega\epsilon} \quad (3.59)$$

El método de los momentos es conocido como de la frecuencia por tener que resolverse una vez para cada frecuencia de trabajo.

Capítulo 4

Resultados de los análisis experimentales

En este capítulo se reflejan los resultados experimentales ligados a los métodos de cálculo y las formulaciones indicadas en el Capítulo 2. En primer lugar, en la sección 4.1 se muestra un ejemplo de espectro colectado y la identificación de las componentes espectrales, después en la sección 4.2 se aborda desde la óptica de encontrar y fijar aquellos parámetros estadísticos que mejor definan y caractericen a la señal en sus variaciones temporales, además de hacer simulaciones basadas en dichos parámetros, apoyándose en el método de Monte-Carlo. En la siguiente sección, la 4.3, se muestran los principales mapas de interpolación espacial en el área de trabajo, utilizando tanto la técnica de Kriging como de RBF. Finalmente en la 4.4 se ilustran los principales mapas con las fronteras de decisión habiendo aplicado ANN para el cálculo.

4.1. Espectros colectados con el analizador

A la hora de colectar las medidas, se procedió tal y como se indicó en la sección 2.1 de metodología. A modo ilustrativo se muestra en la Figura 4.1 un espectro colectado para un punto situado a 1891 m del Tx de 900 kHz, a 12341 m del Tx de 774 kHz, y a 12566 m del Tx de 1107 kHz (correspondiéndose con la ubicación 'F10m', nomenclatura usada en el Capítulo 6). En dicho gráfico se puede observar claramente las tres emisiones AM bajo estudio, la de 774, 900 y 1107 kHz. Además se representan tanto la traza *max-hold* o máxima, como la instantánea y la *min-hold* o mínima. Los valores representativos de las trazas *max-hold*, que se utilizarán tanto para los estudios temporales como espaciales, son los valores máximos de dichas emisiones obtenidos en la frecuencia de portadora (con una desviación en frecuencia mínima). A partir de esos valores se entablan los diferentes estudios y se extraen los parámetros estadísticos oportunos.

En el espectro se aprecian también otras emisiones de menor nivel que se corresponden con otros transmisores de AM ubicados en diversas localizaciones, según se

desprende del Plan Técnico Nacional de Radiodifusión Sonora en Onda Media [237]. Para tener una idea de la fluctuación del nivel de portadora, si comparamos de forma general las trazas máximas y mínimas observamos que para nuestras frecuencias de interés existen más de 10 dB de diferencia en todas ellas, variaciones notables en esta modulación.

Hay que mencionar que dicho espectro representado se corresponde con los valores de campo eléctrico una vez aplicada la conversión indicada en la ecuación (2.1).

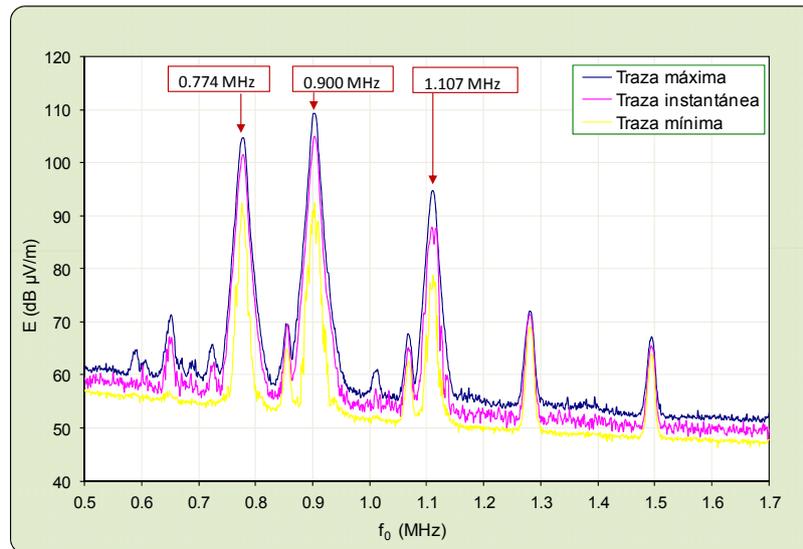


Figura 4.1. Espectro colectado en el rango 0.5-1.7 MHz para la ubicación 'F10m' situada a 1.9 km del transmisor de 0.9 MHz y a unos 12.4 km de los restantes de 0.774 y 1.107 MHz.

4.2. Evaluación de la interpolación temporal

4.2.1. Campaña temporal corta: PDF y estadísticas

En esta sección se caracteriza el comportamiento del campo eléctrico ligado con las variaciones detectadas en cortos periodos de tiempo. Las funciones de densidad de probabilidad serán analizadas, extrayendo también los principales parámetros estadísticos que las definen. En las gráficas que se muestran se ha obviado la función Rician por su similitud con la Normal.

4.2.1.1. Ajuste de la PDF

En primer lugar se realiza el ajuste de las diferentes PDF para cada frecuencia [42, 50, 238-240], analizando la bondad de los parámetros obtenidos vía análisis de la verosimilitud y el test Chi-Square. Los datos que se usan son los provenientes de la campaña de corto periodo de tiempo, tal y como se desprende de la Figura 2.4. La utilidad de ajustar funciones PDF a los datos experimentales es para poder modelar la distribución de los valores de campo con una función estándar que nos permita tanto definir los

parámetros que la definen, como usar esa información del modelado de PDF para generar valores asociados a ese escenario concreto, y que se usará al implementar el método de Monte-Carlo (ver sección 4.2.3).

La Figura 4.2 muestra el ajuste de varias funciones de densidad de probabilidad, que se han considerado representativas para este trabajo, a los datos colectados para la frecuencia de 774 kHz. Concretamente se ha considerado interesante mostrar, por un lado, los valores de la traza *max-hold* representativos del valor máximo mantenido durante 6 minutos (histograma de la derecha con valores más elevados y menos dispersos) y por otro lado los valores de traza instantánea ligados a valores instantáneos de campo capturados (histograma de la izquierda, con valor medio menor y más dispersos).

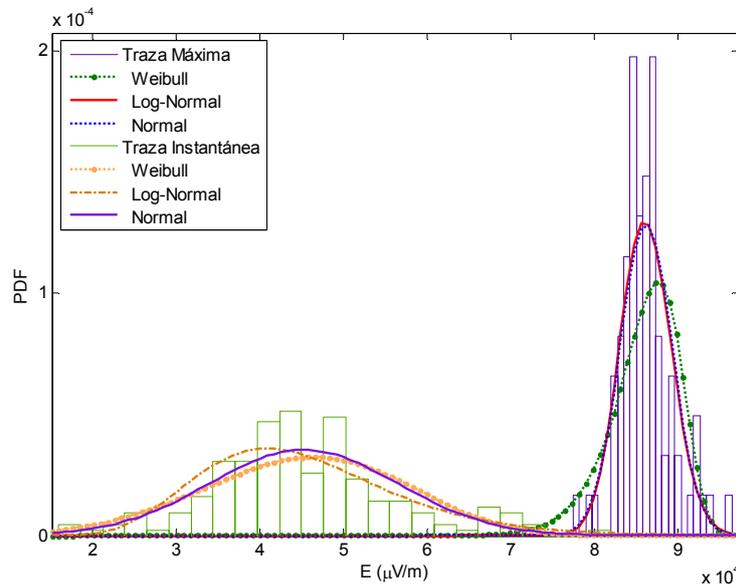


Figura 4.2: Ajuste de PDF al histograma de valores de campo E para 774 kHz. Traza máxima (dcha.), y traza instantánea (izqda.).

Como ya se ha argumentado, el objetivo prioritario se centra en los valores máximos pues son los que en cierto modo nos permiten asociarlos con las restricciones de valores máximos y promedios que nos marcan los estándares. No obstante y dado que el tipo de modulación AM presenta grandes oscilaciones del valor de portadora, se ha considerado conveniente mostrar también la traza instantánea gráficamente, siendo interesante de cara a abordar otros tipos de estudios como los epidemiológicos, reflejando este trabajo evidencias notables de la diferencia de comportamiento de las trazas.

Los diferentes valores de las funciones ajustadas para la traza *max-hold* son mostrados en la Tabla 4.1, donde se especifican los diferentes parámetros usados para medir la bondad del ajuste. El parámetro *Log-likelihood* revela que la función Log-normal es la que mejor resultado ofrece de las diferentes opciones contempladas; el valor de -755 es el mayor de todos (al ser valores negativos, resulta ser el de menor valor absoluto). Tal y como el procedimiento MLE expresa, lo que se desea es maximizar esta similitud, por

tanto el mayor valor obtenido reflejará el mejor ajuste de los datos a la distribución. Comparando las diferentes distribuciones, las funciones Gaussiana y Log-normal tienen una forma muy similar, sin embargo la distribución Weibull se destaca más, lo cual se evidencia en la Figura 4.2. Es necesario resaltar que la función Weibull responde bastante bien a casos de ocurrencia de fenómenos de *scattering* [10] que parece no tener particularmente gran presencia.

Tabla 4.1: Parámetros de ajuste para 774 kHz. μ : valor medio, σ^2 varianza para cada función de ajuste. LL: parámetro *Log-likelihood*, ν : grado de libertad de la distribución χ *Square*, y $1-\alpha$ nivel de confianza. Traza: *max-hold* o máxima.

Distribución		Gaussiana	Log-normal	Weibull	Rician
Estadísticos	μ ($\mu\text{V/m}$)	$86.2 \cdot 10^3$	$86.2 \cdot 10^3$	$85.9 \cdot 10^3$	$86.2 \cdot 10^3$
	σ^2 ($\mu\text{V/m}$) ²	$96.6 \cdot 10^5$	$95.1 \cdot 10^5$	$184.4 \cdot 10^5$	$95.4 \cdot 10^5$
LL		-756.3	-755.6	-768.8	-756.3
χ -Square Test; ($\alpha=0.05$)		45.2	41.2	96.2	46.4
Límite χ -Square; ($\nu=22$)	$\alpha=0.005$	42.8	42.8	42.8	42.8

Por su parte, el test de *Chi-Square* revela si una cierta distribución dada puede ser descartada como hipótesis de la que proceden los datos. En particular para un intervalo de confianza del 99.5 % sólo la función Log-normal no sería descartada (el valor de 41.2 es menor de los 42.8 teóricos correspondientes para ese intervalo de confianza con los grados de libertad que aplican), todos los demás escenarios serían descartados puesto que los valores obtenidos son mayores que los 42.8 mencionados. En otras palabras, la probabilidad que una muestra aleatoria produzca un valor de χ^2 más grande que un cierto valor especificado es igual al área bajo la curva a la derecha de este valor. Es habitual designar χ^2_α el valor de χ^2 por encima del cual encontramos un área de α [194]. De todo esto, se puede concluir que la función Log-normal ajusta muy bien los valores del campo eléctrico (en unidades del SI) para la frecuencia y el punto de control fijado.

En relación a los valores de traza instantánea (Figura 4.2 histograma de la izquierda) se ha comprobado que la función con menor LL (en valor absoluto) es la Gaussiana y también la Rician (-1740) siendo el test *Chi-Square* satisfactorio para todas ellas para el mismo intervalo de confianza que antes, 99.5 %. Ello nos revela que la traza instantánea, sufre más fluctuaciones de amplitud tal y como se extrae de las definiciones de las funciones. Un modo alternativo de mostrar los resultados son los gráficos de probabilidad los cuales ilustran la probabilidad acumulada de los datos. Para la traza *max-hold* de esta frecuencia, la Figura 4.3 refleja cómo todas las funciones, excepto la Weibull, tienen un comportamiento similar, el cuál es consistente con la Tabla 4.1 y el parámetro LL.

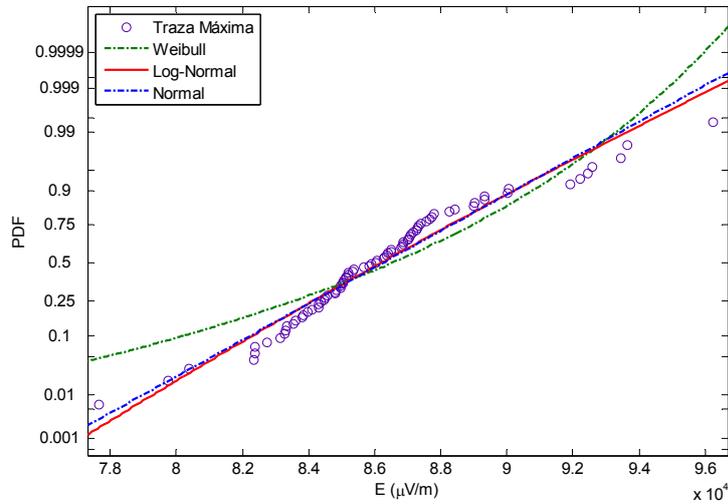


Figura 4.3: Ajuste de CDF a los valores de campo E para 774 kHz. Traza *max-hold*.

Con respecto a la otra frecuencia de 1107 kHz, Figura 4.4, con la que no existe LOS, y cuya potencia transmitida es menor, el ajuste de distribuciones tiene similar apariencia. No obstante es posible observar algunos valores más dispersos, especialmente algunas componentes del histograma en lugares distantes respecto de la media. En esta ocasión al trabajar con bajos niveles de campo (comparado con las otras emisiones) los *fading* pueden tener un mayor impacto en los valores de campo colectados. Entre todas las distribuciones chequeadas, la de mejor LL es la Log-Normal con un valor de LL de -678.9 , μ es $31.8 \cdot 10^3 \mu\text{V/m}$ y σ^2 es $13.9 \cdot 10^5 (\mu\text{V/m})^2$. En este caso el ajuste no es tan robusto como para el caso de 774 kHz, sin embargo el parámetro *Log-likelihood* muestra un mejor valor para esta distribución, véase Tabla 4.2. De cara a la traza de valores instantáneos, la distribución Gaussiana y Rician muestran nuevamente un mejor LL (en torno a -779).

Tabla 4.2: Parámetros de ajuste para 1107 kHz. μ : valor medio, σ^2 varianza para cada función de ajuste. LL: parámetro *Log-likelihood*, ν : grado de libertad de la distribución χ Square, y $1-\alpha$ nivel de confianza. Traza: *max-hold* o máxima.

Distribución		Gaussiana	Log-normal	Weibull	Rician
Estadísticos	μ ($\mu\text{V/m}$)	$31.8 \cdot 10^3$	$31.8 \cdot 10^3$	$31.6 \cdot 10^3$	$31.8 \cdot 10^3$
	σ^2 ($\mu\text{V/m}$) ²	$14.6 \cdot 10^5$	$13.9 \cdot 10^5$	$30.6 \cdot 10^5$	$14.4 \cdot 10^5$
LL		-680.6	-678.9	-696.6	-680.6
χ -Square Test; ($\alpha=0.05$)		118.5	110.0	103.2	122.6
Límite χ -Square; ($\nu=22$)	$\alpha=0.005$	42.8	42.8	42.8	42.8

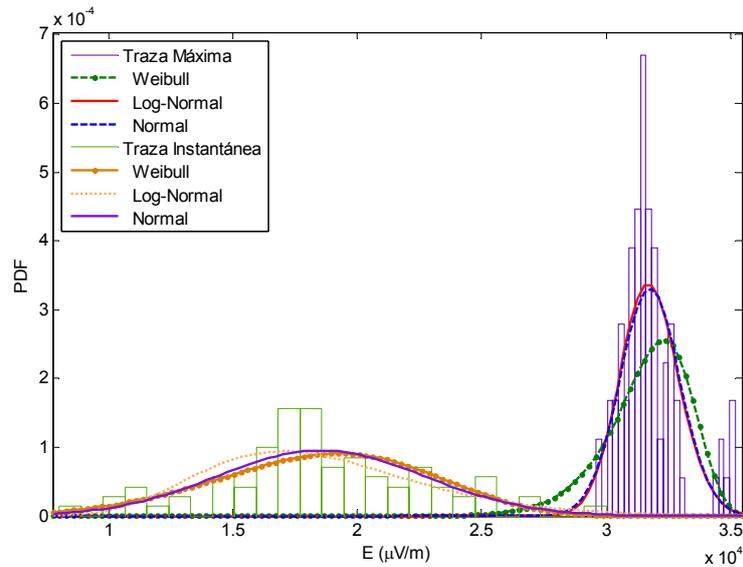


Figura 4.4: Ajuste de PDF al histograma de valores de campo E para 1107 kHz. Traza máxima (dcha.), y traza instantánea (izqda.).

En líneas generales, para los transmisores ubicados a 14.5 km de distancia la funciones Log-Normal para valores naturales y traza *max-hold* es la mejor opción, sin embargo al considerar valores instantáneos se observa cómo la dispersión de valores es mayor y la función Gaussiana viene a ser mejor candidata.

Con relación a la frecuencia restante de 900 kHz, es necesario decir que el histograma es ligeramente diferente de las otras dos frecuencias, tal y como la Figura 4.5 muestra. En este caso todas las PDF muestran un valor de *Log-likelihood* bastante similar, así que ellas pueden aproximar muy bien la distribución de las muestras, incluida la Weibull, véase la Tabla 4.8. Los valores para LL son de -893.4, -894.0, -895.7 y -893.4 para la Gaussiana, Log-normal, Weibull and Rician respectivamente y con valores de *Chi-Square* menores de 22 y por tanto menores que los 42.8 teóricos. La Gaussiana presenta las mejores prestaciones (con un valor μ 271.2·10³ μV/m, σ^2 29.7·10⁷ (μV/m)²) con valores muy similares a ella está la Rician también (la cual refleja la inclusión de varias componentes de señal). No obstante, al estudiar el test de *Chi-Square* nos damos cuenta que todas las hipótesis pueden ser aceptadas, esto es, cualquier PDF podría modelar los datos, pero la Gaussiana es la que menores errores arrojaría. Por consiguiente, la función Gaussiana es seleccionada para modelar los datos, siendo pues una buena aproximación. Nuevamente si se computa la traza instantánea, es la Gaussiana y la Rician las que presentan mejores valores de LL (en torno a -929).

La explicación a ello reside en la localización del punto de control, situado a 2.5 km del transmisor, en consecuencia y dadas las alturas relativas del transmisor (localizado en la cima de una montaña) y del receptor (situado en una terraza de un edificio, a 20 m sobre el terreno) significa que hay un considerable vano entre ellos (además de una clara LOS). Aparte de ello, entre el transmisor y el receptor (situado en zona residencial) hay una carretera con circulación de vehículos pesados y por consiguiente son obstáculos que

pueden afectar a los niveles de señal. El multitrayecto y *por ende* el fading, así como el *scattering* podrían explicar su conducta.

Tabla 4.3: Parámetros de ajuste para 900 kHz. μ : valor medio, σ^2 varianza para cada función de ajuste. LL: parámetro *Log-likelihood*, ν : grado de libertad de la distribución χ Square, y $1-\alpha$ nivel de confianza. Traza: *max-hold* o máxima.

Distribución		Gaussiana	Log-normal	Weibull	Rician
Estadísticos	μ ($\mu\text{V/m}$)	$271.2 \cdot 10^3$	$271.2 \cdot 10^3$	$270.6 \cdot 10^3$	$271.2 \cdot 10^3$
	σ^2 ($\mu\text{V/m}$) ²	$29.7 \cdot 10^7$	$30.4 \cdot 10^7$	$37.9 \cdot 10^7$	$29.4 \cdot 10^7$
LL		-893.4	-894.0	-895.7	-893.4
χ -Square Test; ($\alpha=0.05$)		15.9	17.0	21.8	16.1
Límite χ -Square; ($\nu=22$)	$\alpha=0.005$	42.8	42.8	42.8	42.8

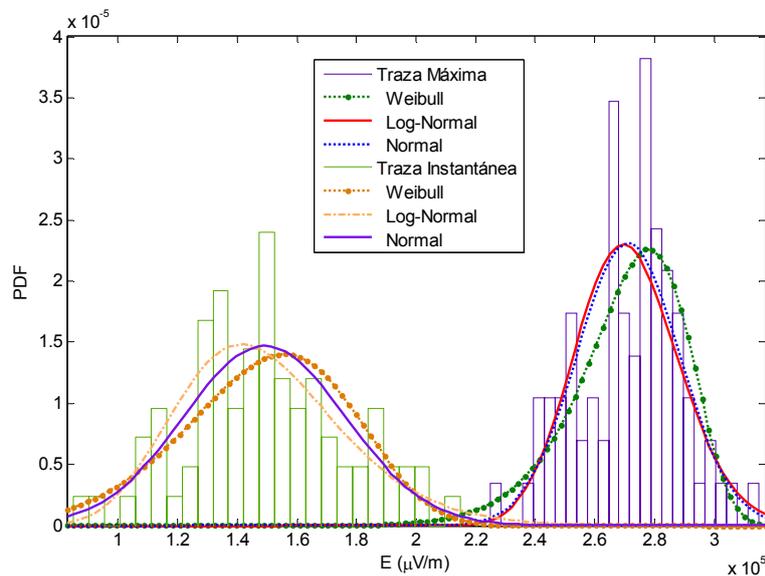


Figura 4.5: Ajuste de PDF al histograma de valores de campo E para 900 kHz. Traza máxima (dcha.), y traza instantánea (izqda.).

Antes de pasar a reflejar los principales parámetros estadísticos para los valores de la traza *max-hold* y que será la única traza que se analizará de aquí en adelante por las razones ya argumentadas, sí que de cara a tener una idea de la gran diferencia de niveles en valores absolutos para un tipo de modulación como la presente, se ha calculado un parámetro (IM, *Increment in Means*) que es el cociente entre valor medio de la traza *max-hold* (histograma de color azul) con respecto al valor medio de la traza instantánea (histograma verde), obteniéndose valores, para la Figura 4.5 por ejemplo, de aproximadamente 1.9, lo que se traduce en diferencia de valores de hasta un 52.6 % menores para la traza instantánea. Para las otras frecuencias, tenemos un IM de 1.7 para 1107 kHz y de 1.8 para 774 kHz, según valores de la Figura 4.4 y Figura 4.2 respectivamente. Ello nos pone de manifiesto que puede haber situaciones en las que sea interesante incorporar o hacer un seguimiento de los valores instantáneos sin promediar para por ejemplo abordar aspectos biológicos de afección de la variación de niveles en señales ‘pulsantes’ [2].

4.2.1.2. Parámetros estadísticos principales

De cara a poder comparar las fluctuaciones del campo en diferentes periodos de tiempo entre sí (corta y larga campaña de tiempo, y medidas de un mes concreto) y para cuantificar la bondad de la interpolación de niveles vía simulaciones con Monte-Carlo, se ha decidido resumir en forma de tablas las estadísticas más relevantes para cada ‘unidad’ de tiempo.

La Tabla 4.4 muestra las estadísticas de cada frecuencia para la campaña de corta duración. El coeficiente de variación (CV, *Coefficient of variation*) es el cociente entre la desviación estándar y el valor medio (valor que se puede representar en %, siendo más intuitiva su interpretación); asimismo el coeficiente rango de variación (RV, *Range of Variation*) representa el cociente entre el valor máximo y la media para esa misma traza. Los percentiles del 10 y 90 % son ampliamente usados en radio-propagación por ser representativos de valores elevados y bajos en grandes rasgos, de ahí que se muestren también en las tablas. A mayores valores de CV eso implicará que hay gran dispersión en la medida existiendo valores más distantes de la media, o lo que es lo mismo hay gran probabilidad de que los valores que se obtengan difieran en mayor proporción respecto del valor medio que cuando dicho CV es menor. En cuanto al factor RV, a valores mayores nos indicará que se alcanzan valores máximos puntuales bastantes alejados del valor medio, por ejemplo un RV de 2 implicaría que el valor máximo es justo el doble que la media. Desde un punto de vista expositivo, escenarios de CV elevados y RV altos son más complejos (y *por ende* habrá que prestarles pues una especial atención) que otros donde las señales son más estables en el tiempo, pudiéndose caracterizar mejor la señal en líneas generales. En dicha tabla, la frecuencia de 900 kHz, que es la que presenta unos mayores coeficientes, tiene un CV de un 6.4 % y un RV de un 16 % siendo para las restantes algo menores. El valor de CV multiplicado por 1.96 hace referencia a la inclusión de un intervalo de confianza del 95 % y se utilizarán dichos valores al comparar la componente de incertidumbre debido a la repetibilidad en la medida. Esto es consistente con la ubicación del transmisor y receptor, y con la existencia de un vano considerable entre ellos, y con posibles efectos de *fading* ya mencionados en secciones previas. Con respecto a los valores medios de las tres emisiones, y fruto principalmente de las potencias de emisión y de la ubicación del punto de control donde se capturan las medidas, se observa como el mayor valor corresponde a la frecuencia de 900 kHz con unos $271 \cdot 10^3 \mu\text{V/m}$, seguida de la de 774 kHz con unos $86 \cdot 10^3 \mu\text{V/m}$ y finalmente la de 1107 kHz que al igual que la de 774 kHz está bastante más lejana del punto de control y además emite con menor potencia, siendo el valor de unos $32 \cdot 10^3 \mu\text{V/m}$. Se tiene pues un cociente entre valores medios de 3.2 entre 900 y 774 kHz y de 8.5 entre 900 y 1107 kHz.

En resumen para esta campaña y del estudio de la traza *max-hold* se concluye que aun existiendo oscilaciones en la señal, no son muy elevadas pero destacables si se comparan con otro tipo de modulaciones más estables en el tiempo (como son las modulaciones en frecuencia, por ejemplo FM), por tanto esto nos ayuda a evaluar y comprender mejor el ‘impacto’ de estas fluctuaciones en los niveles de exposición, [2, 35, 58, 74]. Al trabajar con un tamaño de muestra apropiado (80) los resultados son bastante representativos de la señal en este corto periodo de tiempo.

Tabla 4.4: Estadísticas del campo E para cada frecuencia. Campaña temporal corta. F : frecuencia, Max : máximo E , Min : mínimo E , M : media del campo E , σ : desviación estándar, CV : coeficiente de variación, RV : rango de variación y Qnt : percentiles. Tamaño de muestras 80. Traza *max-hold*.

F (kHz)	Max ($\mu V/m$)	Min ($\mu V/m$)	M ($\mu V/m$)	σ ($\mu V/m$)	CV (%)	$CV \cdot 1.96$ (%)	RV (%)	Qnt ($\mu V/m$)	
								10 %	90 %
774	$96.2 \cdot 10^3$	$77.6 \cdot 10^3$	$86.2 \cdot 10^3$	$3.1 \cdot 10^3$	3.6	7.1	+11.6	$83.2 \cdot 10^3$	$90.1 \cdot 10^3$
900	$317.8 \cdot 10^3$	$227.7 \cdot 10^3$	$271.2 \cdot 10^3$	$17.3 \cdot 10^3$	6.4	12.5	+16.1	$247.3 \cdot 10^3$	$290.1 \cdot 10^3$
1107	$35.1 \cdot 10^3$	$29.6 \cdot 10^3$	$31.8 \cdot 10^3$	$1.2 \cdot 10^3$	3.8	7.4	+10.6	$30.5 \cdot 10^3$	$33.0 \cdot 10^3$

4.2.1.3. Evaluación de la incertidumbre de instrumentación y la asociada a la repetibilidad

Con el objetivo de poder comparar el orden de magnitud de la incertidumbre debido a la instrumentación de medida utilizada (analizador de espectros más antena Rod) y de la repetibilidad debido a la repetición de muestras en el tiempo, y con el cometido de saber qué proporción e influencia tiene cada contribución en los valores de campo eléctrico finalmente presentados, se realiza este estudio. De este modo podremos identificar fácilmente si hay alguna contribución despreciable y en qué medida la incertidumbre es debida a uno u otro origen. Se ha seleccionado la campaña de corto periodo de tiempo pues lo que nos interesa es aislar la desviación debido a la repetibilidad de posibles afecciones de cambios de conductividad.

En la Tabla 4.5 se exponen los resultados de los cálculos de las incertidumbres considerando varios supuestos, tanto si se incorpora la incertidumbre debido a la instrumentación de medida (supuesto 1), como si se considera exclusivamente la repetibilidad de las muestras (supuesto 2, basados en los coeficientes CV), así como si se considera ambas contribuciones anteriores (supuesto 3). Se han ignorado otros posibles factores de los que no se tiene constancia o información, como por ejemplo la posible afección de la temperatura en el cableado de unión de antena con analizador. Los resultados están dados conforme a las expresiones de cálculo de incertidumbre [51, 53].

Los valores que se remarcan son aquellos que resultan ser más desfavorables desde un punto de vista expositivo, esto es, los valores más elevados, por tanto a la hora de calcular la incertidumbre se reflejará el porcentaje o cantidad de dB de incertidumbre por encima del valor presentado.

A continuación se analiza cómo se va modificando la incertidumbre expandida según las diferentes componentes o incertidumbres relativas que se vayan incluyendo (especificadas en la tabla para un nivel de confianza del 95 %). Los resultados muestran valores de incertidumbre expandida no despreciables, que pueden llegar hasta el +13 %. La incertidumbre expandida para el supuesto 1), ligado a la instrumentación de medida, es del 4.86 % (+0.41 dB)⁴, pasando a ser del 8.67, 13.51 y 8.99 % para las frecuencia de 774, 900 y 1107 kHz respectivamente, cuando le añadimos la contribución de la

⁴ Para la conversión entre unidades naturales y logarítmicas en la incertidumbre se ha utilizado la expresión $x(\%) = (10^{(x_{dB}/20)} - 1) \cdot 100$.

repetibilidad (supuesto 3), estando los valores próximos al doble que en el supuesto 1). Los valores del supuesto 3 serán de utilidad a la hora de evaluar las diferencias encontradas entre los mapas teóricos y experimentales, y en el análisis de medidas experimentales al comparar los valores con los límites de exposición. Por otro lado si analizamos aisladamente la contribución de la repetibilidad, vemos cómo los valores son del 7.06, 12.46 y 7.44 % para 774, 900 y 1107 kHz respectivamente, estando las de las frecuencias de 774 y 1107 kHz más próximas a la de la instrumentación de medida (en cierto modo equiparables) y desligándose algo más la correspondiente a la de 900 kHz. Esta última comparación nos denota que las incertidumbres debido a la repetibilidad para las emisiones de Valdesalor podrían ser asociadas a la instrumentación de medida, aunque algo ligeramente superiores; sin embargo para 900 kHz se aprecia claramente como la contribución temporal es superior a la de la instrumentación, teniendo entidad propiamente dicha. Estos valores de incertidumbre debido a la repetibilidad concuerdan con el parámetro $CV \cdot 1.96$ indicado en la Tabla 4.4, donde al multiplicar por 1.96 se está asumiendo un intervalo de confianza del 95 %.

Tabla 4.5: Incertidumbre en la medida en diferentes supuestos. Sup. 1: Instrumentación de medida, Sup. 2: Repetibilidad, Sup. 3: ambos supuestos anteriores. f_1 : Tx de 774 kHz, f_2 : Tx de 900 kHz, f_3 : Tx de 1107 kHz.

Componentes (dB)	Sup. 1	Sup. 2			Sup. 3		
Antena Rod (Calibración)	0.1	-			0.1		
Anal. Agilent (Precisión amplitud)	0.4	-			0.4		
Repetibilidad	-	f_1	f_2	f_3	f_1	f_2	f_3
		0.59	1.02	0.62	0.59	1.02	0.62
Inc. expandida (factor 1.96) {+%,+dB}	{4.86, 0.41}	f_1	f_2	f_3	f_1	f_2	f_3
		{7.06, 0.59}	{12.46, 1.02}	{7.44, 0.62}	{8.67, 0.72}	{13.51, 1.10}	{8.99, 0.75}

4.2.2. Campaña temporal larga: Medidas y estadísticas

Aparte de las posibles variaciones de potencia y afección de las condiciones atmosféricas, las variaciones en la conductividad del terreno afectan a la onda de superficie que es la que en términos generales posibilita la propagación de señal en esta banda de frecuencias. Para computar cómo varían los niveles y en qué sentido, se llevó a cabo esta campaña temporal de larga duración.

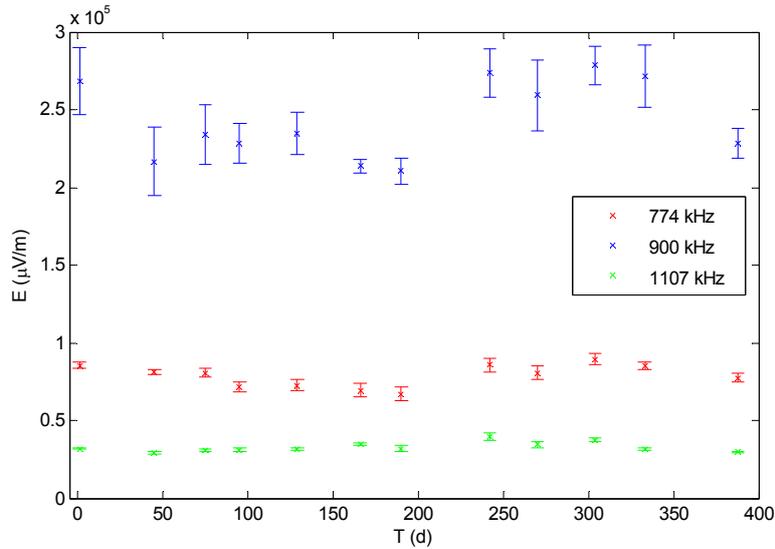


Figura 4.6: Evolución temporal del campo eléctrico durante 1 año; T alude a días. Tamaño de la muestra: 120 muestras por frecuencia (10 por mes). Traza *max-hold*. Las barras verticales reflejan las desviaciones estándar para cada mes en cuestión y cada frecuencia, σ .

En la Figura 4.6 se muestran los valores medios y las desviaciones estándar de los valores de la traza *max-hold* colectados durante 12 días concretos, siendo esos 12 días representativos de los 12 meses correspondientes. El primer día corresponde con el día 22 de Marzo de 2010. Se vislumbra un suave incremento de niveles en los meses de otoño-invierno para las 3 frecuencias. Esto puede responder a posibles cambios en la conductividad y permitividad del medio.

Antes de mostrar los estadísticos correspondientes a la campaña temporal larga, se considera apropiado realizar un análisis de los valores anuales capturados, con intención de poder diferenciar cuantitativamente dos grandes grupos de datos: los valores procedentes de las estaciones primavera-verano de los de la de otoño-invierno que la Figura 4.6 nos esboza en grandes rasgos, esto es, conjunto de valores del mes 2 al 7 (GA) para un grupo, y del de 8 al 12 más el 1 para el otro grupo (GB).

En la Tabla 4.6 se recogen los principales parámetros que nos permiten comparar ambos grupos estacionales de primavera-verano y otoño-invierno, para analizar si existen diferencias notorias entre ellos. Analizando los valores medios y las desviaciones para cada frecuencia y grupo, A o B, se observa cómo existen valores medios más elevados para el grupo B en todas las frecuencias, pudiendo existir una correlación sutil con la conductividad del medio fruto de los diferentes cambios estacionales y de precipitaciones asociadas a cada grupo principalmente. Asimismo se ha procedido a calcular el CV para la campaña larga y compararlo con el de la corta ya estudiada, viendo si existe una relación al respecto; concretamente los valores oscilan entre 1.15 y 2.90 siendo para la frecuencia de 900 kHz para la que hay menor diferencia entre grupos A y B; ello está justificado por la naturaleza de la señal en el punto de control temporal como ya se argumentó al ajustar las funciones de distribución características en la campaña temporal corta. Adicionalmente, y aunque ya lo reflejaba la Figura 4.6 visualmente, se han

calculado los valores extremos para cada frecuencia y grupo, de tal modo que para el grupo A en el que se obtenían menores valores se ha considerado el valor medio más la desviación obtenida por el coeficiente CV_{CC} correspondiente, y para el grupo B se han calculado los valores más bajos que se obtendrían restando la desviación (derivada nuevamente del coeficiente CV_{CC} correspondiente) del valor medio para este grupo. De este modo se puede comprobar que ambos grupos, A y B tienen solapados parte de sus valores, los valores más altos del GA están incluidos en parte en el GB y los valores más bajos del GB están incluidos en el GA. Por lo que la repetibilidad de las medidas, o dicho de otro modo, la componente de incertidumbre ligada a la repetibilidad, explicaría parte de las oscilaciones obtenidas en la campaña de larga duración al diferenciar GA y GB; no obstante existe una tendencia a recibir valores más elevados en la estación otoño-invierno como refleja la tabla comentada.

Tabla 4.6. Estadísticos de valores de campo y relaciones de incertidumbre en los valores de campaña larga cuando se diferencian los grupos A y B de datos, correspondientes a los valores de primavera-verano y otoño-invierno respectivamente. μ_{CL} , σ , CV_{CLG} , CV_{CC} , $\Delta(CV)$ se corresponden con: el valor medio, la desviación estándar, el coeficiente de variación para la campaña larga y el relativo a la campaña corta, y el incremento de coeficientes de variación respectivamente. Asimismo E_{max} y E_{min} aluden al valor máximo para el grupo A, considerando el valor medio y el CV_{CC} , y al valor mínimo para el grupo B considerando las mismas variables.

Estudio	Variable	GRUPO A, GA (primavera-verano)			GRUPO B, GB (otoño-invierno)		
		f_{774}	f_{900}	f_{1107}	f_{774}	f_{900}	f_{1107}
Camp. Larga	μ_{CL} (V/m)	$7.34 \cdot 10^{-2}$	$22.41 \cdot 10^{-2}$	$3.14 \cdot 10^{-2}$	$8.38 \cdot 10^{-2}$	$26.17 \cdot 10^{-2}$	$3.35 \cdot 10^{-2}$
	σ (V/m)	$0.60 \cdot 10^{-2}$	$1.64 \cdot 10^{-2}$	$0.19 \cdot 10^{-2}$	$0.49 \cdot 10^{-2}$	$2.43 \cdot 10^{-2}$	$0.37 \cdot 10^{-2}$
	CV_{CLG}	$8.18 \cdot 10^{-2}$	$7.34 \cdot 10^{-2}$	$6.19 \cdot 10^{-2}$	$5.90 \cdot 10^{-2}$	$9.29 \cdot 10^{-2}$	$11.01 \cdot 10^{-2}$
	$CV_{CLG} \cdot 1.96$ (%)	16.04	14.38	12.13	11.56	18.22	21.57
Camp. Corta {Repetib.}	$CV_{CC} \cdot 1.96$ (%)	7.06	12.46	7.44	7.06	12.46	7.44
Relac. CL/CC	$\Delta(CV)$	2.27	1.15	1.63	1.64	1.46	2.90
		E_{max}			E_{min}		
E extremos	E	$7.85 \cdot 10^{-2}$	$25.20 \cdot 10^{-2}$	$3.38 \cdot 10^{-2}$	$7.79 \cdot 10^{-2}$	$22.91 \cdot 10^{-2}$	$3.10 \cdot 10^{-2}$

En línea con los valores mostrados en la Tabla 4.6, se ha creado la Tabla 4.7, la cual nos resume de manera muy compacta la relación entre valores medios para cada frecuencia al dividir las medias del GB, entre las de GA con valores algo inferiores estas últimas. Los resultados muestran diferencias de entre el 6.5 y el 16.7 %.

Tabla 4.7. Relación entre valores medios del grupo otoño-invierno frente al de primavera-verano para cada frecuencia de estudio. $\Delta\mu = \mu_{CL_GB} / \mu_{CL_GA}$, donde μ_{CL_GB} y μ_{CL_GA} hacen referencia a los valores medios para la campaña larga según analicemos el grupo B o el grupo A respectivamente.

	$f1$: 774 kHz	$f2$: 900 kHz	$f3$: 1107 kHz
$\Delta\mu$	1.143 {+14.3 %}	1.167 {+16.7 %}	1.065 {+6.5 %}

Centrándonos ahora en los valores de toda la campaña temporal larga, en la Tabla 4.8 se reflejan las principales estadísticas cuando se consideran todos los valores experimentales anuales mencionados. Se resalta que para esta campaña anual (con 120 muestras) se obtiene un factor CV (para la propia traza máxima) de en torno al 10-12 %. De igual modo el RV se incrementa hasta 1.29 (+29 %). Si se compara estos valores con aquellos relativos a la campaña temporal corta, recogidos en la Tabla 4.4, se observa un ligero incremento de los factores CV, antes de en torno al 4-6 % y ahora con la campaña larga de entre el 10-12 % como se ha comentado. Asimismo, los valores de RV antes eran inferiores al 16 % elevándose ahora hasta el 29 %. Esto responde a un incremento de niveles de unas estaciones respecto a otras. En términos de valores medios y máximos también se aprecian diferencias al comparar el largo con el corto periodo de tiempo, lo que reafirma la necesidad de estos tipos de estudios.

Tabla 4.8: Estadísticas del campo E para cada frecuencia. Campaña temporal larga. F : frecuencia, Max : máximo E , Min : mínimo E , M : media del campo E , σ : desviación estándar, CV : coeficiente de variación, RV : rango de variación y Qnt : percentiles. Tamaño de muestra: 120. Traza *max-hold*.

F (kHz)	Max ($\mu V/m$)	Min ($\mu V/m$)	M ($\mu V/m$)	σ ($\mu V/m$)	CV (%)	RV (%)	Qnt ($\mu V/m$)	
							10 %	90 %
774	$95.3 \cdot 10^3$	$60.0 \cdot 10^3$	$79.4 \cdot 10^3$	$7.5 \cdot 10^3$	9.5	+20.0	$69.3 \cdot 10^3$	$88.1 \cdot 10^3$
900	$298.9 \cdot 10^3$	$194.6 \cdot 10^3$	$243.6 \cdot 10^3$	$28.3 \cdot 10^3$	11.6	+22.7	$210.2 \cdot 10^3$	$288.3 \cdot 10^3$
1107	$42.4 \cdot 10^3$	$27.1 \cdot 10^3$	$33.0 \cdot 10^3$	$3.5 \cdot 10^3$	10.6	+28.5	$29.5 \cdot 10^3$	$37.7 \cdot 10^3$

La aplicabilidad de estos estudios comparativos de cortos periodos de tiempo con respecto a largos periodos nos desvela que estos análisis son o pueden ser muy aconsejables llevarlos a cabo. Dependiendo del entorno, condiciones atmosféricas cambiantes, tipo de tráfico y modulación, etc., el realizar un monitorizado de la señal en largos intervalos temporales puede ser crucial para conocer profundamente el comportamiento de la señal, pues si no, nos estaremos restringiendo a valores obtenidos en un corto intervalo, y puede ser que estemos soslayando la verdadera fluctuación del campo, ignorando cambios de niveles que pueden no ser despreciables. Cuánto más cercano estemos de los umbrales establecidos más críticos serán los resultados de la aplicación de esta metodología. Inclusive aún centrándonos en cortos periodos, el poder tener una población de muestras representativas como las que hemos barajado en esta Tesis, nos da información de los incrementos, o de las desviaciones de los niveles por ejemplo, que desde un punto de vista epidemiológico goza de interés por la comunidad científica a la hora de analizar los efectos en la salud debido a la exposición a radiaciones.

4.2.3. Estimación del efecto inducido vía método de Monte-Carlo

Con la información disponible de las funciones de distribución estudiadas en el ‘punto de control’, así como con otras medidas espaciadas en el tiempo, se ha implementado un programa que estima valores de campo en distintos instantes temporales, lo cual es útil para saber cómo se comporta un cierto sistema o hacer predicciones sin la necesidad de tomar un gran número de medidas experimentales.

Para este fin, los métodos basados en el método de Monte-Carlo usan la generación de números aleatorios y la inclusión de otros condicionantes para simular posibles valores que el sistema puede tomar en un cierto instante y de este modo poder intuir y anticipar ciertos patrones de operación. En particular, nosotros nos hemos centrado en utilizar la aplicación para realizar interpolaciones de señal ligadas al parámetro de efecto eléctrico, ecuación (2.2), entre los diferentes días de medida a lo largo de un año, pero también podría haber sido usado para crear extrapolaciones (según los datos de entrada al sistema, dichas extrapolaciones pudieran ser más acertadas o menos).

Conforme a la Figura 2.4 se han estimado valores ligados a las densidades de corriente y al efecto de la estimulación eléctrica debido a las tres emisiones (ver Figura 4.7), dibujando una curva de valores que este efecto toma para cada día durante un año. De este modo es posible tener un mejor conocimiento de cómo este parámetro, derivado de los niveles de referencia, varía a lo largo de este periodo de tiempo. Concretamente hemos obtenido valores simulados para este efecto (en lugar de para el efecto térmico) porque normalmente, como se aludió en el Capítulo 2, es más crítico su valor para esta banda de frecuencias.

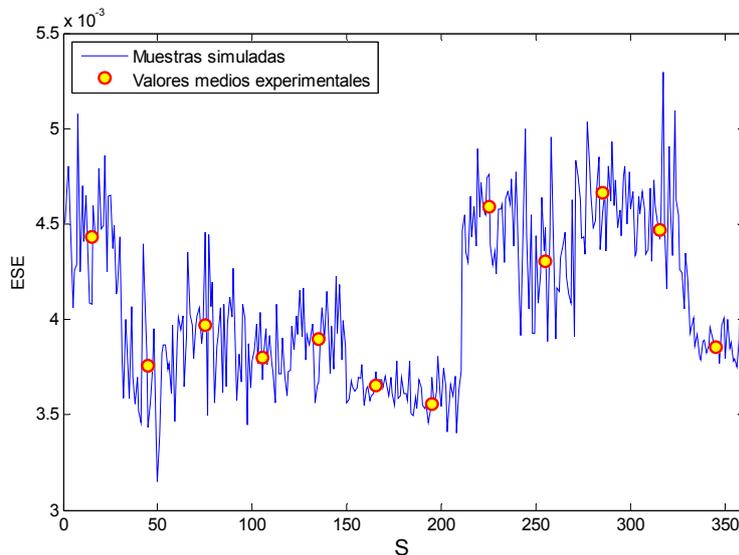


Figura 4.7: Estimación del efecto ESE (*Electrical Stimulation Effect*) asociado a las densidades de corriente inducida y a los efectos de estimulación, obtenida vía aplicación TI-MC basada en el método de Monte-Carlo, siendo S el número de muestras simuladas. Puntos: validación con valores experimentales.

Se puede apreciar que los valores de este efecto están por debajo del límite de '1', situándose entre $3.5 \cdot 10^{-3}$ y $5 \cdot 10^{-3}$ aproximadamente. Sin embargo en otros contextos donde se ubicase el punto de control más cercano a los transmisores y/o existiesen mayores potencias de emisión, con figuras como la mostrada se nos permite pronosticar una gran variabilidad de los niveles, haciéndonos conocedores de la gran oscilación que puede existir al considerar largos ciclos de medida. El hecho de hacer uso de Monte-Carlo para interpolar señales además del propio hecho de estimación en sí de niveles, nos ayuda a crearnos una representación gráfica más intuitiva que la que un grupo de puntos aislados puede ofrecer.

Tomando en consideración las funciones acumulativas para cada frecuencia, mostradas en la Figura 4.8, se deduce claramente que la componente que rige el comportamiento es la de 900 kHz que es para la que se recibían mayores niveles de campo. En dicha figura se representa la función de distribución acumulada para el efecto de estimulación eléctrica simulado en la Figura 4.7.

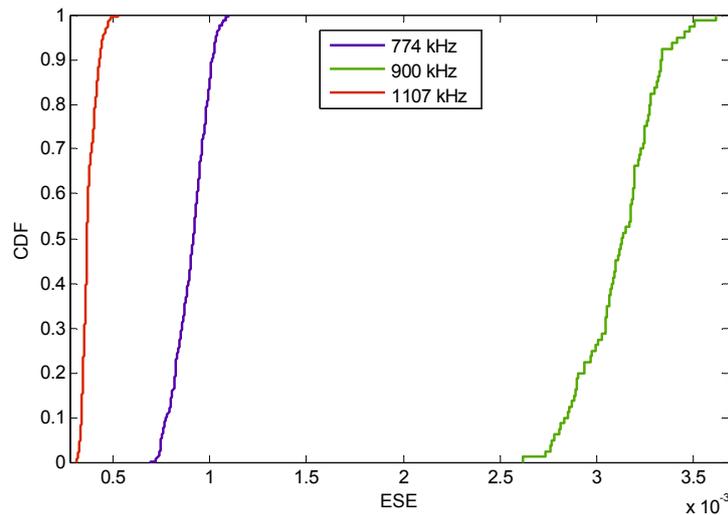


Figura 4.8: CDF de cada componente frecuencial que se incluye en la representación de la estimación del efecto ESE vía Monte-Carlo.

Si se analizan las estadísticas para la estimación efectuada vía Monte-Carlo, mostradas en la Tabla 4.9, se puede apreciar cómo los valores para la simulación de un año son muy parejos con los homólogos experimentales obtenidos para el mismo periodo. Esto nos permite decir que el modelo está validado correctamente. Además de ello se ha procedido a repetir 5 veces la simulación del efecto eléctrico durante 1 año (computando 1800 muestras) y se han calculado los principales estadísticos obteniéndose valores de CV y RV de 10 %, y +28 % (véase Tabla 4.9), lo cual está en línea con los simulados en un año y los experimentales correspondientes, ratificando las buenas prestaciones de la simulación y la consistencia de la reproducibilidad de las estimaciones.

Por otro lado, si se comparan los valores de CV y RV para el efecto inducido en cortos y largos periodos, claramente se vuelve lógicamente a poner de manifiesto las diferencias

existentes (tal y como se hacía al comparar las Tabla 4.4 y Tabla 4.8); al analizar cortos periodos de tiempo estamos enfocando sólo un pequeño *slot* temporal, y por tanto particularizando para esa franja de tiempo.

Para resumir, se puede concluir que las simulaciones en Monte-Carlo permiten realizar interpolaciones de señal vía estimaciones de muestras según la información provista. Consecuentemente, datos de diferentes campañas pueden ser utilizados con vistas a obtener estadísticas precisas y de este modo obtener resultados que nos permitan delimitar con garantías límites de oscilación de la señal bajo estudio y percatarnos del rango de oscilación.

Tabla 4.9: Estadísticas para el efecto de estimulación eléctrica (ESE) relativas a: 5 años y 1 año simulados vía Monte-Carlo, a 1 año experimental (Campaña Larga) y 10 días experimentales (Campaña Corta). Traza de *max-hold*. SIM expresa simulación vía MC y EXP: datos experimentales. Valores adimensionales.

Origen de los datos {n° muestras}	Max	Min	M	σ	CV (%)	RV (%)	Qnt	
							10 %	90 %
SIM: 5 años {1800}	$52.0 \cdot 10^{-4}$	$32.5 \cdot 10^{-4}$	$40.8 \cdot 10^{-4}$	$4.2 \cdot 10^{-4}$	10.1	+27.3	$35.9 \cdot 10^{-4}$	$46.8 \cdot 10^{-4}$
SIM: 1 año {360}	$52.9 \cdot 10^{-4}$	$31.5 \cdot 10^{-4}$	$40.8 \cdot 10^{-4}$	$4.2 \cdot 10^{-4}$	10.1	+29.8	$35.9 \cdot 10^{-4}$	$46.6 \cdot 10^{-4}$
EXP: 1 año (LC), {120}	$49.2 \cdot 10^{-4}$	$33.4 \cdot 10^{-4}$	$40.9 \cdot 10^{-4}$	$4.1 \cdot 10^{-4}$	10.1	+20.3	$36.0 \cdot 10^{-4}$	$47.1 \cdot 10^{-4}$
EXP: 10 días (SC), {80}	$49.7 \cdot 10^{-4}$	$39.5 \cdot 10^{-4}$	$44.7 \cdot 10^{-4}$	$2.1 \cdot 10^{-4}$	4.6	+11.0	$41.8 \cdot 10^{-4}$	$47.2 \cdot 10^{-4}$

4.3. Evaluación de la interpolación espacial

En esta sección se recogen los principales resultados de mapas de interpolación de campo eléctrico en el área de estudio así como los errores asociados en los puntos de muestreo que nos dan una idea de la exactitud del método. Los resultados se realizan analizando cada frecuencia individualmente y al final se muestra un ejemplo de solapamiento de los resultados en un sistema GIS con la cartografía del lugar incorporada, para que así sea más fácil localizar puntos de interés.

4.3.1. Mapas de interpolación Kriging

4.3.1.1. Kriging para el transmisor de 774 kHz

En primer lugar, antes de aplicar las técnicas de variogramas para obtener los mapas interpolados, es necesario saber cómo se comporta el campo eléctrico medido con la distancia, es decir ver la ‘tendencia’ de las muestras para poder eliminarla, quedándonos con los residuos para entonces calcular el variograma.

La expresión general del campo recibido puede darse mediante la ecuación general de propagación [5], donde la variación de la amplitud se ve que obedece a una ley de

decrecimiento exponencial con la distancia. Esto se puede ratificar con las curvas de onda de superficie facilitadas por la ITU [132]. Las medidas realizadas ratifican este comportamiento de la propagación por onda de superficie que es la que rige la propagación en nuestras condiciones.

La Figura 4.9 muestra la variación del campo eléctrico con la distancia para la frecuencia de 774 kHz, ajustado el eje de abscisas a una escala logarítmica, obteniéndose el comportamiento típico de variación de una línea recta. Si se representaran los mismos datos pero con una escala lineal de variación de distancias se obtendría un decrecimiento exponencial del campo mencionado.

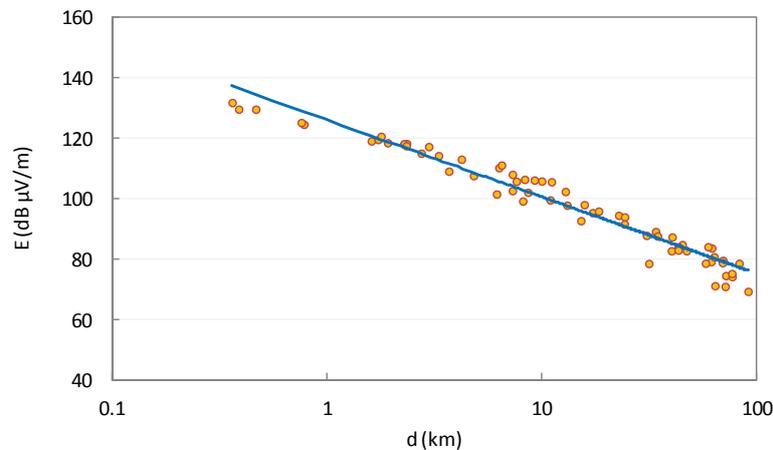


Figura 4.9: Valores del campo E para 774 kHz en los puntos de muestreo y ajuste logarítmico de la variación de los niveles con la distancia.

El ajuste de regresión o tendencia a los datos se corresponde con la siguiente expresión $E = -11.03 \ln(d-1000) + 202.19$, donde d es la distancia expresada en km entre el punto en cuestión y el transmisor correspondiente, y E el valor de campo eléctrico en $\text{dB } \mu\text{V/m}$; el coeficiente de determinación [195] R^2 es 0.96, lo cual es indicativo del buen ajuste conseguido.

Tras comprobar y ajustar ese comportamiento determinístico de variación del campo con la distancia, antes de proceder a calcular los variogramas se calculan los residuos, es decir, las diferencias entre los puntos medidos y los valores que les corresponderían en la recta de regresión. De este modo se podrá buscar la correlación espacial entre puntos, que es en lo que se basa este método de interpolación. En la Figura 4.10 se muestra el ajuste efectuado a los datos experimentales, donde se ha aproximado a un variograma de tipo esférico, dado por la ecuación (2.31). Los valores exactos del ajuste se reflejan en la Tabla 4.10, donde también se especifican algunos parámetros usados en el proceso de interpolación, dispuesto de modo que se seleccionaran vecinos diferenciando sectores. En relación a los parámetros indicados en dicha tabla hay que aclarar que el parámetro *sill* total se obtiene sumando el *partial sill* (o meseta parcial) más el *nugget* (pepita).

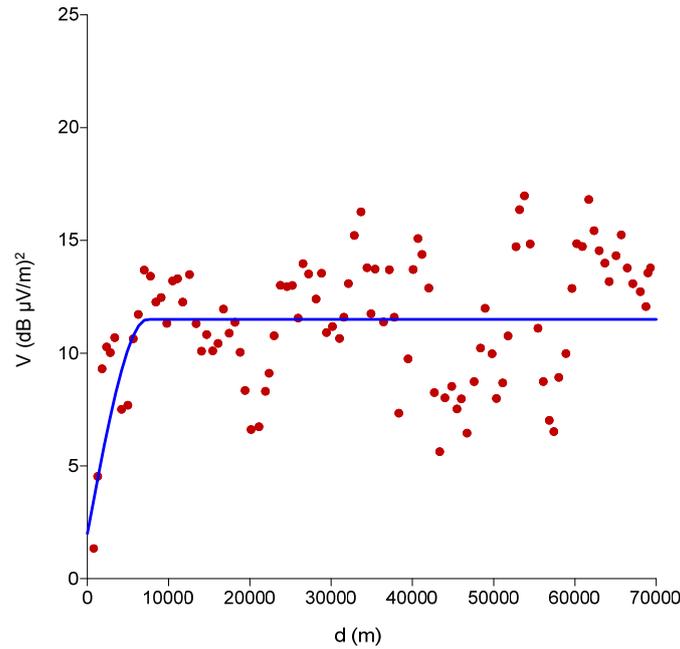


Figura 4.10: Variograma de los residuos para la frecuencia de 774 kHz y ajuste a modelo teórico de tipo esférico (línea en trazo continuo), con V la varianza y d la distancia.

Tabla 4.10: Parámetros del variograma y datos de la interpolación para 774 kHz. R : rango, S_p : meseta parcial, y N : el efecto pepita; v : vecinos a incluir en la interpolación y n el número total de puntos disponibles.

Variograma			Proceso de interpolación	
R (km)	S (dB $\mu V/m$) ²	N (dB $\mu V/m$) ²	v	n
8	9.5	2	≥ 3 por sector (4sectores)	65

Por otro lado, al hablar del número de vecinos a utilizar en la interpolación, v , debe entenderse por ‘ ≥ 3 vecinos por sector’, que se incluirán al menos 3 vecinos en ese sector pero siempre y cuando haya puntos muestrales; si existen menos, el algoritmo se quedará con los que haya. En dicha tabla también se exponen los datos definitorios del variograma ajustado, donde el rango se encuentra en torno a 8 km, distancia a partir de la cual la semivarianza puede estimarse constante con una meseta de aproximadamente 11.5 (dB $\mu V/m$)² (la varianza), lo que se traduce en desviaciones de 3.4 dB $\mu V/m$. También se observa cómo existe efecto pepita o microvarianza tal y como se explicó en el apartado teórico.

Puesto que a lo largo de esta Tesis se está haciendo un análisis integrado de la incertidumbre en la medida, es apropiado intentar comparar el valor de varianza debido al efecto pepita, N , según se indica en la Tabla 4.10, con las fuentes de incertidumbre que se analizaron en la Tabla 4.5. Nuestro valor de N es de 2 (dB $\mu V/m$)², lo que implica una desviación de 1.41 dB $\mu V/m$ que es bastante superior que los 0.72 dB de incertidumbre expandida para la frecuencia de 774 kHz en el supuesto 3 de inclusión tanto de la

contribución de la instrumentación de medida como de la repetibilidad temporal. Esto nos indica que el efecto de la microvarianza es plausible, su valor es superior a la propia incertidumbre de medida aún cuando se le incorpora la repetibilidad. Digamos que ese efecto N tiene ‘entidad propia’ y no es achacable únicamente a la incertidumbre del proceso de medida.

Una vez que se ha ajustado el variograma, esos parámetros se utilizan para interpolar los valores de campo haciendo uso de los niveles de los puntos muestreados. Analizando más a fondo el mapa creado con esta técnica y mostrado en la Figura 4.11, se observa, como era previsible, unos valores elevados alrededor del transmisor con una distribución cuasi isotrópica en unos 10 km alrededor del mismo; a mayor distancia se puede resaltar la tendencia a encontrar mayores niveles de campo en la dirección sur. Estas variaciones se pueden atribuir a variaciones de la conductividad y permitividad del medio que afectan a la propagación de onda de superficie, aunque se analizará más a fondo al tratar las demás frecuencias de estudio y el otro método de interpolación, RBF.

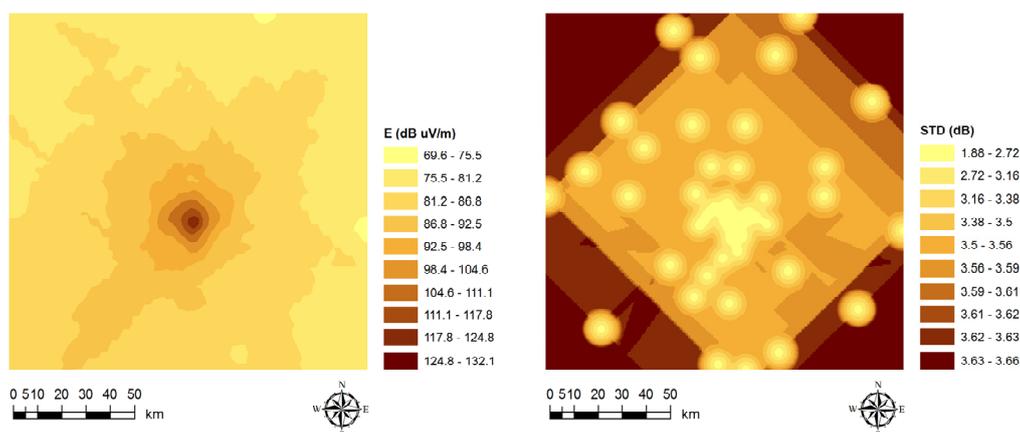


Figura 4.11: Mapa de nivel de campo E interpolado por Kriging para 774 kHz (izqda.) y mapa de desviaciones asociado (dcha.).

Entre las bondades que se le atribuyen a esta técnica es que, debido a la utilización de un modelo (de variación de la correlación entre muestras) es posible proporcionar un mapa de desviaciones del valor interpolado, que es una herramienta sumamente útil a la hora de interpretar los resultados conociendo las posibles oscilaciones (su valor será tanto más útil cuanto más aplicable sea el modelo supuesto). En este caso se han obtenido unas desviaciones que oscilan entre 1.88 y 3.66 dB $\mu\text{V}/\text{m}$ tal y como se muestra en la Figura 4.11; los valores mínimos se corresponden con las localizaciones de medida experimental.

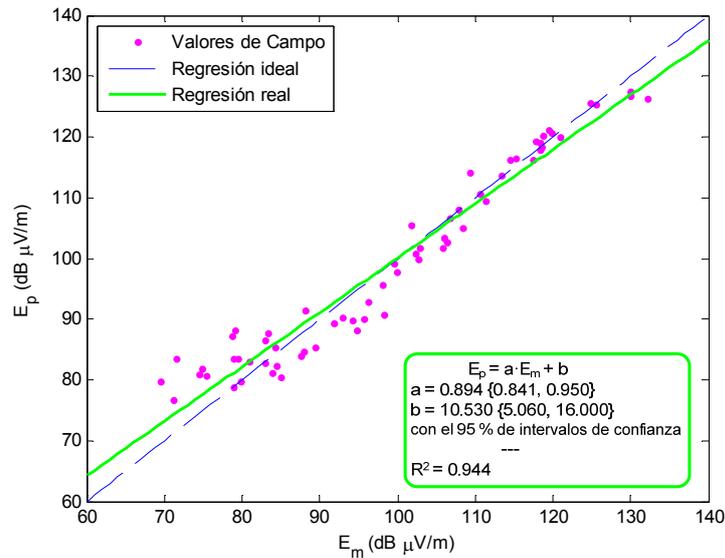


Figura 4.12: Valores predichos, E_p , por Kriging frente a medidos, E_m , para 774 kHz. En línea continua el ajuste lineal de regresión a los datos, indicándose su ecuación y parámetros asociados en el recuadro, y en línea a trazos la recta ideal de pendiente unidad.

Otro indicativo bastante representativo de la bondad del método, aparte de los errores que figuran en la Figura 4.11, es representar los valores predichos frente a los medidos, y que en una situación ideal deberían disponerse en línea recta de pendiente unidad; mientras más desviaciones haya, *a priori* peor será la interpolación, aunque esto último debiera complementarse con el conocimiento del que se disponga del fenómeno físico bajo análisis. En la Figura 4.12 se muestran los valores predichos por Kriging frente a medidos para las localizaciones de los puntos experimentales, donde se aprecia cómo para niveles de campo bajos, los valores empiezan a oscilar más en torno a la recta de regresión ideal. Sin embargo para los valores de mayor nivel el modelo ajusta mejor. Esto tiene su explicación en el propio modelo ajustado, en la disposición de los puntos de muestreo, y en posibles muestras *outliers* en las medidas. En el ajuste de regresión lineal efectuado la pendiente de la recta obtenida es próxima a 1, de 0.894 concretamente y con un coeficiente de determinación próximo a 1, R^2 de 0.944. Las variaciones de amplitud se aprecian bien en los mapas en dos dimensiones (2D). Recapitulando, puede ser que afine mucho en los puntos experimentales y sin embargo el comportamiento global visualizado en un gráfico 2D ó 3D no refleje bien esa tendencia; por tanto ambos temas deben tenerse presente a la hora de valorar globalmente un método.

Cuantificando los errores de los valores predichos frente a medidos de la Figura 4.12 se obtiene: e_{mse} , y e_{mae} de $16.5 \text{ (dB } \mu\text{V/m)}^2$ y $3.1 \text{ dB } \mu\text{V/m}$ respectivamente, asimismo, el error medio, e_{avg} , y la desviación, σ , es de $+0.17$ y $4.1 \text{ dB } \mu\text{V/m}$ respectivamente. Las expresiones para medir la bondad se especificaron en el epígrafe 2.5.3.

4.3.1.2. Kriging para el transmisor de 900 kHz

El procedimiento a seguir y resultados son similares a los mostrados en el apartado anterior. Se dedicará especial atención a aquellas partes más relevantes.

El ajuste del variograma a los residuos obtenidos como resultado del ajuste de la variación del campo con la distancia (con ecuación de ajuste en esta ocasión dada por $E = -11.08 \cdot \ln(d-1000) + 194.85$, y valor de R^2 de 0.91), muestra valores muy similares a los de la frecuencia de 774 kHz ya estudiada.

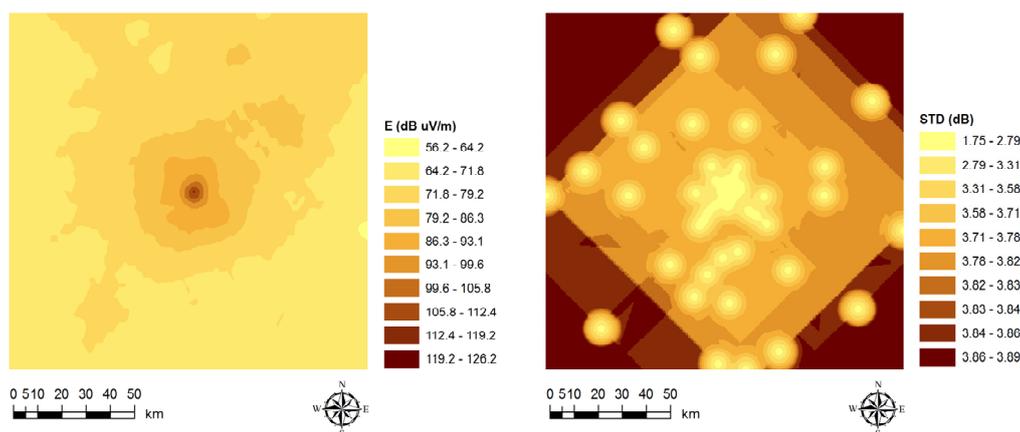


Figura 4.13: Mapa de nivel de campo E interpolado por Kriging para 900 kHz (izqda.) y mapa de desviaciones asociado (dcha.).

El mapa de niveles de campo para esta frecuencia se indica en la Figura 4.13, y las desviaciones asociadas a este mapa oscilan entre 1.75 y 3.89 dB $\mu\text{V}/\text{m}$ con un patrón de variación similar al de la frecuencia ya tratada. Esta vez, el mapa de niveles de campo nos revela una suave anisotropía en dirección noreste desde el transmisor. Al tratar la interpolación con RBF se podrá corroborar esta anisotropía y que contrastando con mapas de conductividades del terreno, y a sabiendas de que las ondas de superficie marcan la propagación, se divisan posibles contribuciones de otras trayectorias de propagación de señal en recepción, beneficiado por el perfil del terreno que hay en este trayecto transmisor- zona noreste (existe un trayecto libre de obstáculos orográficos y con un vano bastante pronunciado).

Los parámetros del variograma relativos a esta frecuencia así como la configuración del proceso de interpolación se muestran en la Tabla 4.11. En ella se observa cómo los parámetros del variograma son muy similares a los de la frecuencia anterior, tanto en el rango como en la meseta y en la inclusión de microvarianza.

En cuanto a la representación de valores predichos frente a medidos, hay que indicar que es muy parecida a la mostrada para el caso de 774 kHz, siguiendo un patrón similar de comportamiento. Por su parte los errores obtenidos son del mismo orden: e_{mse} , y e_{mae} de 19.9 (dB $\mu\text{V}/\text{m}$)² y 3.2 dB $\mu\text{V}/\text{m}$ respectivamente, asimismo, el error medio, e_{avrg} , y la desviación, σ , es de +0.5 y 4.5 dB $\mu\text{V}/\text{m}$ respectivamente. La recta de regresión a los

datos tiene nuevamente una pendiente próxima a la unidad, con un valor de 0.876 y un coeficiente de determinación de $R^2=0.938$.

Tabla 4.11: Parámetros del variograma y datos de la interpolación para 900 kHz. R : rango, S_p : meseta parcial, y N : el efecto pepita; v : vecinos a incluir en la interpolación y n el número total de puntos disponibles.

Variograma			Proceso de interpolación	
R (km)	S (dB $\mu V/m$) ²	N (dB $\mu V/m$) ²	v	n
10	11	2	≥ 3 por sector (4sectores)	68

4.3.1.3. Kriging para el transmisor de 1107 kHz

La frecuencia de 1107 kHz se comporta muy similar a las anteriores, especialmente análoga a la de 774 kHz, dada la localización de los transmisores. A la hora de realizar la regresión de los valores de campo con la distancia, es destacable que las muestras más cercanas al transmisor se desligan más de la recta⁵ de regresión.

Para esta frecuencia el ajuste de regresión viene dado por la expresión siguiente con ecuación de ajuste en esta ocasión: $E = -10.99 \cdot \ln(d \cdot 1000) + 190.21$, y valor de R^2 de 0.95. El factor de determinación en este caso sigue estando también próximo a 1.

En relación al mapa interpolado de valores de campo (Figura 4.14) sigue una distribución muy similar al homólogo de la frecuencia de 774 kHz. Las desviaciones asociadas en este caso oscilan entre 2.27 y 5.4 dB $\mu V/m$.

⁵ Su explicación puede abordarse desde inclusión de la onda de espacio en la propagación de la señal y que a cortas distancias (y en línea de vista con el punto receptor) puede ser una contribución a considerar, o también por la posible regresión efectuada. Hay que tener presente que a cierta distancia el modelo de tierra plana deja de tener validez y debe tenerse en cuenta la difracción sobre tierra esférica, lo cual se aprecia claramente en las curvas referenciadas en la ITU con las dos rectas de diferentes pendientes y una transición entre ambas. No se ha estimado apropiado diferenciar estas dos líneas de diferentes pendientes puesto que tampoco se aprecian claramente en el gráfico (habría que conseguir más medidas a mayores distancias para concluir este aspecto). Esta explicación es extensible a las otras frecuencias de 774 y 900 kHz tratadas, pero goza de especial relevancia en la presente de 1107 kHz, ya que al ser una frecuencia mayor, la distancia a partir de la cual se empiezan a notar los efectos del modelo esférico es menor.

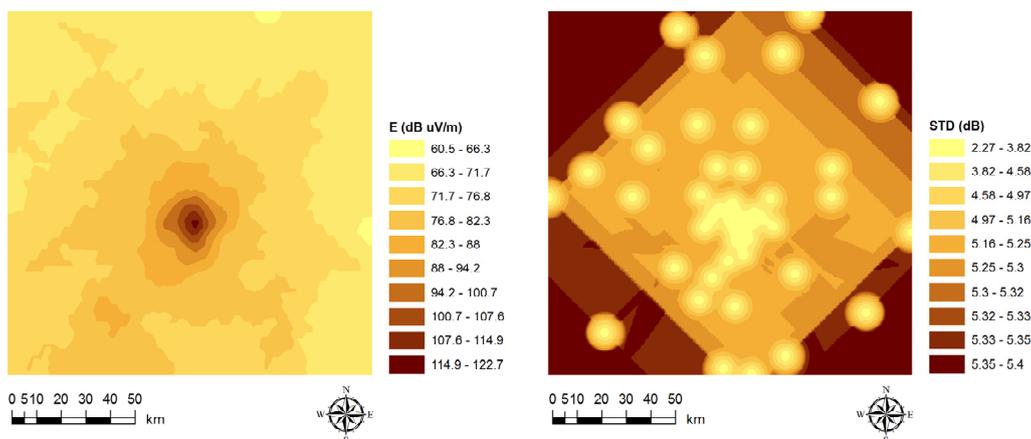


Figura 4.14: Mapa de nivel de campo E interpolado por Kriging para 1107 kHz (izqda.) y mapa de desviaciones asociado (dcha.).

En esta emisión de 1107 y en la de 900 kHz, los comentarios que se pueden realizar respecto del efecto pepita son similares, puesto que el valor de N para las distintas emisiones es igual para todas ellas, con un valor de $2 \text{ (dB } \mu\text{V/m)}^2$. Quizás la frecuencia de 900 kHz, con una incertidumbre expandida para el supuesto 3 de 1.10 dB (Tabla 4.5), es la que en cierto modo podría equipararse al efecto pepita con un valor de $1.41 \text{ dB } \mu\text{V/m}$, pudiendo en cierto modo atribuirse o justificar los valores de N con la incertidumbre asociada.

Analizando la Tabla 4.12, y comparándola con las respectivas para las otras frecuencias de estudio, se detecta un incremento de la meseta siendo S_p algo mayor que en los casos anteriores (los resultados del mapa de desviaciones mostrado también muestra ese mayor rango de variación hasta unos $5.4 \text{ dB } \mu\text{V/m}$).

Tabla 4.12: Parámetros del variograma y datos de la interpolación para 1107 kHz. R : rango, S_p : meseta parcial, y N : el efecto pepita; v : vecinos a incluir en la interpolación y n el número total de puntos disponibles.

Variograma			Proceso de interpolación	
R (km)	S $(\text{dB } \mu\text{V/m})^2$	N $(\text{dB } \mu\text{V/m})^2$	v	n
9	23	2	≥ 3 por sector (4sectores)	65

Para esta emisión, los errores son del orden de la emisión de 774 kHz y en la gráfica que mostraría los valores predichos frente a los medidos también existe un similar distanciamiento de los puntos respecto a la recta ideal. Concretamente los errores de valores predichos frente a medidos son: e_{mse} , y e_{mae} de $16.8 \text{ (dB } \mu\text{V/m)}^2$ y $3.1 \text{ dB } \mu\text{V/m}$ respectivamente, asimismo, el error medio, e_{avrg} , y la desviación, σ , es de $+0.2$ y $4.1 \text{ dB } \mu\text{V/m}$ respectivamente. Al igual que para las emisiones anteriores, la recta de regresión a los datos tiene nuevamente una pendiente próxima a la unidad, con un valor de 0.908 y un coeficiente de determinación de $R^2=0.952$.

4.3.2. Mapas de interpolación RBF

Esta sección muestra los resultados de interpolación de muestras procedentes de la campaña experimental de otoño, tanto para cada una de las frecuencias individuales como las tres conjuntamente. Se pone de manifiesto el gran potencial de esta técnica para interpolar puntos respecto de unos valores originales proporcionados, y de este modo siendo muy útiles las RBF cuando es necesario conformar una superficie 2D o 3D [83, 84, 241]. Los resultados que se mostrarán se han obtenido con la función base de tipo lineal, puesto que las diferencias con la multi-cuadrática, también testada, eran mínimas. El número de vecinos, se eligió vía prueba y error, ajustando dicho valor de modo que se obtuviera un valor suavizado de superficie (teniendo pues un número elevado de vecinos para un mayor efecto de suavizado, o en cierto modo de ‘filtrado paso bajo’ en los resultados).

4.3.2.1. RBF para el transmisor de 774 kHz

Tras aplicar el método de interpolación de RBF con función base lineal se obtiene el mapa de campo de la Figura 4.15, aquí se observa una tendencia a recibir mayores niveles en la mitad sur, esto está en consonancia con los mapas de conductividades del terreno [215]. Comparando este método con el Kriging hay que resaltar la mayor suavidad en las curvas de niveles representadas con la técnica RBF, obteniendo un mayor ‘alisamiento’ de la superficie que en cierto modo, y salvando los posibles cambios abruptos, *fading*, muestras *outliers* y similares, recoge mejor ese comportamiento de variación del campo desde un punto de vista teórico. El buen ajuste entre valores muestreados y predichos se refleja en la Figura 4.16 donde los valores están bien ajustados a una línea recta (más que con Kriging que se correspondía con la Figura 4.12). En este caso, esa fidelidad de valores en los puntos experimentales muestreados nos la impone el método RBF, y es algo que responde a la esencia del mismo, que no es más que producir superficies suavizadas entre los puntos proporcionados minimizando la curvatura de la misma.

Se ha testado que para los mapas de frecuencias aisladas hay un patrón de radiación cuasi-omnidireccional pero con diferentes características resultante de las conductividades del terreno y la orografía, principalmente.

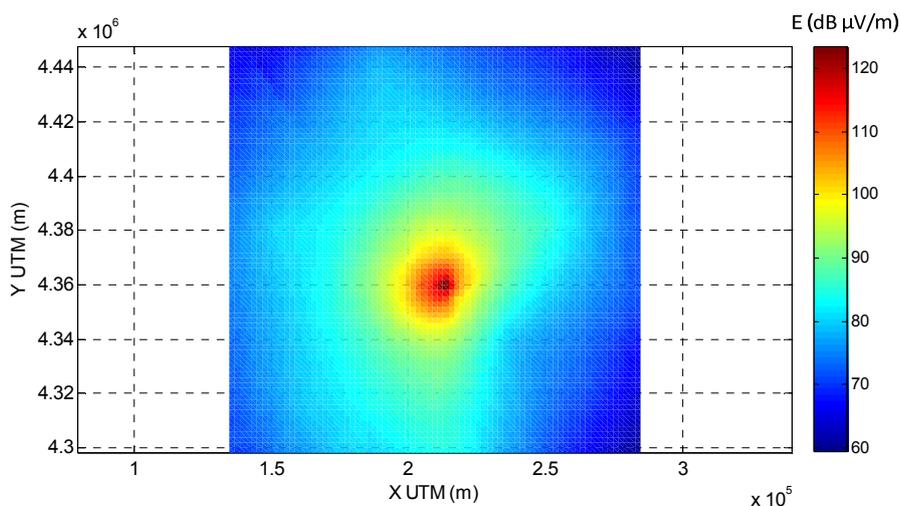


Figura 4.15: Mapa de nivel de campo E ($\text{dB } \mu\text{V/m}$) interpolado usando la aplicación EI-RBF para 774 kHz. N° vecinos: 40 fijos. Paso de muestreo: 2000 m. Base lineal.

En cuanto a los errores de valores predichos por RBF frente a medidos para esta frecuencia conforme a lo especificado en el epígrafe 2.5.3, se tiene un error cuadrático e_{mse} de $4.2 (\text{dB } \mu\text{V/m})^2$, un error medio absoluto e_{mae} de $1.1 \text{ dB } \mu\text{V/m}$, una media del error y desviaciones, e_{avg} de -0.4 y σ de $2.0 \text{ dB } \mu\text{V/m}$ respectivamente. El tiempo de cálculo fue de 28 s. Los errores mencionados son inferiores a los que se obtuvieron por el método Kriging, véase la sección 4.3.1.1, lo que ratifica que RBF es un método más idóneo si lo que se busca es fijar los puntos de muestreo en sus valores originales. En el ajuste de regresión lineal efectuado la pendiente de la recta obtenida es más próxima a 1 que en Kriging, de 0.951, y con un coeficiente de determinación mejor que en el caso de Kriging para esta frecuencia, R^2 de 0.987; esto nos reafirma el mejor comportamiento de este método cuando lo que se pretende es respetar los valores de los puntos medidos al realizar los mapas.

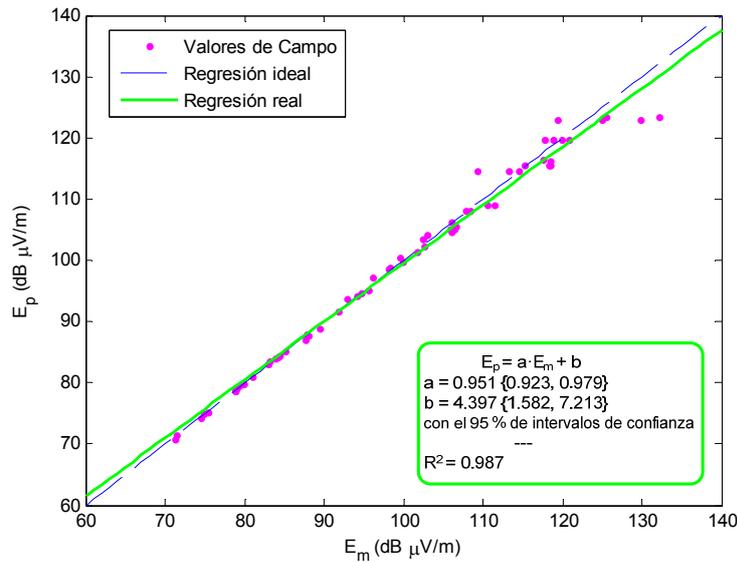


Figura 4.16: Valores predichos usando RBF, E_p , frente a medidos, E_m , para 774 kHz. En línea continua el ajuste lineal de regresión a los datos, indicándose su ecuación y parámetros asociados en el recuadro, y en línea a trazos la recta ideal de pendiente unidad.

La Figura 4.16 refleja en general un buen ajuste de los valores predichos frente a medidos con la recta de regresión de pendiente 1, sin embargo, cerca del transmisor, donde los niveles son más elevados, se detecta una cierta desviación, y ella está justificada por el método aplicado; nos referimos a que se ha elegido un paso de muestreo de 2000 m para barrer todo el área de estudio, pero cuando estamos muy cerca del transmisor, hay puntos experimentales con distanciamiento menor del paso seleccionado para crear los puntos de interpolación (véase Figura 4.17) y la asignación al punto más cercano para computar los errores hace que no haya una correspondencia biunívoca de puntos, con la consecuente diferencia de niveles notables (recordemos la ley potencial de campo con la distancia) [32].

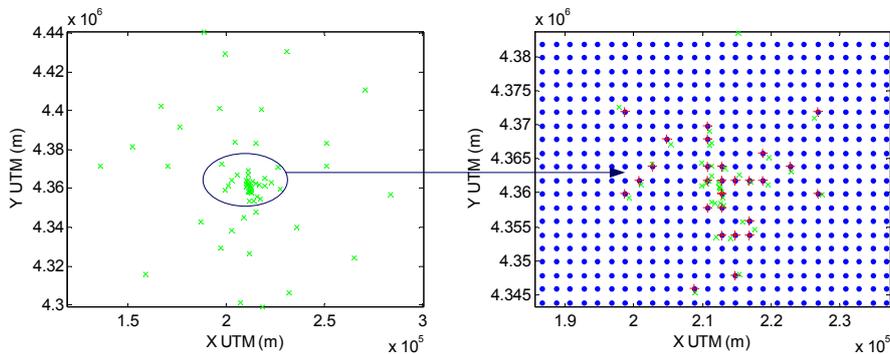


Figura 4.17: Correspondencia entre puntos originales (izqda.) y los asignados en el mallado creado (dcha.) para un paso de muestreo de 2000 m, para emisiones de 774 y 1107 kHz; usado en computación de los errores.

4.3.2.2. RBF para el transmisor de 900 kHz

Para la frecuencia de 900 kHz el resultado de la interpolación, representado en la Figura 4.18, sigue las mismas directrices que en la frecuencia ya estudiada: curvas suaves y valores del mapa que tienden a respetar los valores muestrales en dichas ubicaciones. Analizando la distribución de campo, se observa nuevamente un mayor incremento de niveles en dirección noreste (partiendo del transmisor). Según los mapas de conductividades del terreno, ello no responde a este factor; para la explicación de este comportamiento puede ayudar el conocer la orografía del terreno (un largo vano en dicha dirección y una cadena montañosa, a modo de pantalla, en la parte posterior del transmisor). Ya se ha comentado que la onda de superficie rige principalmente la propagación, pero la ausencia de obstáculos y las posibles diferentes trayectorias con sus contribuciones pueden hacer que esos niveles aumenten o disminuyan (como se contrastará al tratar el tema de FDTD en el epígrafe 5.2). Los errores correspondientes para este caso de 900 kHz son e_{mse} de $10.0 \text{ (dB } \mu\text{V/m)}^2$, un error medio absoluto e_{mae} de $1.5 \text{ dB } \mu\text{V/m}$, una media del error y desviaciones, e_{mean} de -0.26 y σ de $3.2 \text{ dB } \mu\text{V/m}$. Los errores e_{rms} y e_{mae} son mayores que para las otras dos frecuencias, aún así siguen siendo inferiores a los obtenidos por Kriging (sección 4.3.1.2). Este alce de errores responde a una mayor oscilación de los valores tomados, sobre todo debido a los posibles cambios de amplitud en muchas muestras que en los 5 km alrededor del transmisor se sitúan en entorno urbano, así como la ubicación característica del transmisor (sobresale la altura respecto a la media del terreno) que pueden hacer que diferentes contribuciones de campo puedan darse en algunos puntos orográficos. Al igual que para la emisión anterior, la recta de regresión a los datos tiene nuevamente una pendiente próxima a la unidad, con un valor de 0.952 y un coeficiente de determinación de $R^2=0.967$.

La correspondencia de valores predichos frente a medidos sigue la misma pauta que la ya mostrada para la frecuencia de 774 kHz. Hay una desviación mínima de los puntos respecto de la recta de pendiente unidad, con excepción de los km más cercanos al transmisor, justificado en parte por el paso de muestreo empleado, y también por la naturaleza de la señal en el entorno de estudio.

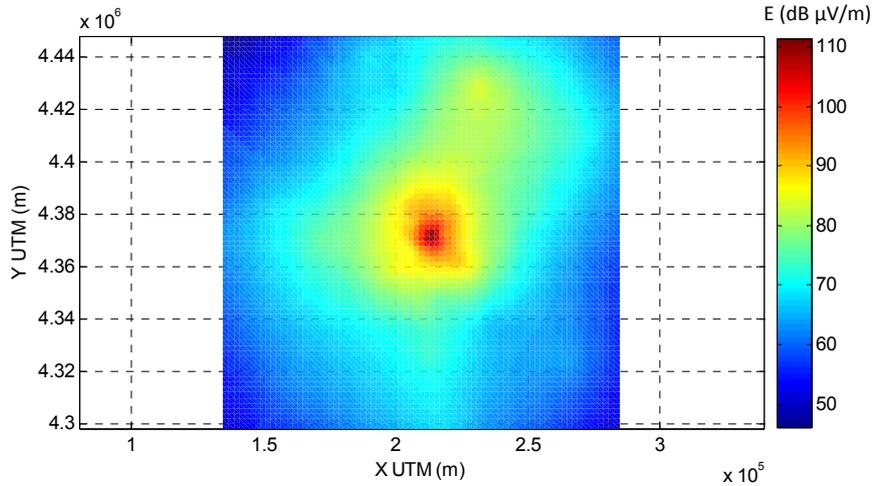


Figura 4.18: Mapa de nivel de campo E ($\text{dB } \mu\text{V/m}$) interpolado usando la aplicación EI-RBF para 900 kHz. N° vecinos: 40 fijos. Paso de muestreo: 2000 m. Base lineal.

Nuevamente, el paso de muestreo de 2000 m, fijado para un tiempo de ejecución de la simulación no excesivo considerando el área total de estudio, marca la asignación algo difusa de los puntos cercanos al transmisor, existiendo correspondencias de puntos como la siguiente: ‘ n ’ puntos medidos con uno por ejemplo de las localizaciones simuladas. Parte de esa diferencia de niveles predichos frente a medidos está afectada por este aspecto.

4.3.2.3. RBF para el transmisor de 1107 kHz

La frecuencia de 1107 tiene un mapa de campo y valores de errores muy similares a la frecuencia de 774 kHz, derivado, entre otros factores, de la próxima ubicación de ambos transmisores. La Figura 4.19 ilustra los niveles de campo interpolados con la ya comentada tendencia al aumento en la dirección sur. La figura que mostraría la variación de valores predichos frente a medidos sería muy similar a las anteriores obteniéndose mayores diferencias respecto de la recta de ajuste en localizaciones próximas al transmisor por las mismas razones ya indicadas en las otras emisiones.

Los errores correspondientes para este caso de 1107 kHz son e_{mse} de $2.9 (\text{dB } \mu\text{V/m})^2$, un error medio absoluto e_{mae} de $1.0 \text{ dB } \mu\text{V/m}$, una media del error y desviaciones, e_{mean} de -0.32 y σ de $1.7 \text{ dB } \mu\text{V/m}$. Es este mapa relativo a la frecuencia de 1107 kHz para el que menores valores de errores se obtienen utilizando la técnica RBF, aunque todos ellos en el mismo rango de variación. La recta de regresión a los datos tiene en esta ocasión una pendiente de 0.971 y un coeficiente de determinación de $R^2=0.992$. En general son errores bajos, bastante asumibles.

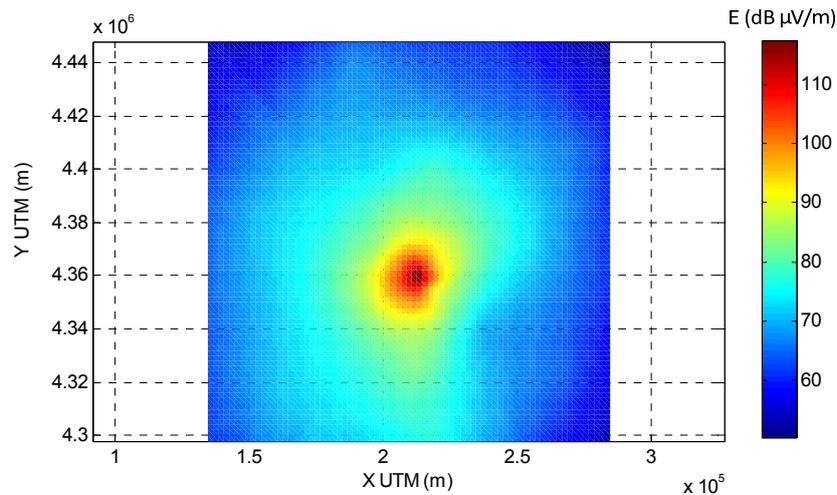


Figura 4.19: Mapa de nivel de campo E ($\text{dB } \mu\text{V/m}$) interpolado usando la aplicación EI-RBF para 1107 kHz. N° vecinos: 40 fijos. Paso de muestreo: 2000 m. Base lineal.

4.3.2.4. RBF para los tres transmisores conjuntos

De cara a obtener un mapa de variaciones de niveles de campo conjunto para los tres transmisores de esta banda AM ubicados en la zona de estudio, y para que nos sea más fácil la comparación de mapas de niveles experimentales (como el basado en RBF) con otro mapa de cálculo teórico (como el basado en el programa UexWAVE que se detallará en el apartado 5.1), se ha simulado este caso particular. No se hizo así con la técnica Kriging pues, desde un punto de vista ortodoxo, para aplicar el método Ordinary Kriging para el cálculo de residuos habría que considerar la fijación de los transmisores, y estamos tratando tres que, aunque próximos, no están localizados en el mismo punto. Aparte de ello, el interés de la obtención del mapa con RBF es con el cometido de que nos respete esos valores de campo obtenidos *in-situ*.

En la Figura 4.20 se muestra el mapa resultante de considerar las 3 emisiones conjuntamente, donde se puede apreciar levemente la ubicación de los transmisores por el repunte de valores en cuanto a niveles de campo eléctrico se refiere. En la parte de la derecha de esta misma figura se observa la relación entre valores predichos frente a medidos, estando en línea con las gráficas de las emisiones aisladas previamente ya expuestas. Los errores que se corresponden con este caso de frecuencias conjuntas son e_{mse} de $8.9 (\text{dB } \mu\text{V/m})^2$, un error medio absoluto e_{mae} de $1.6 \text{ dB } \mu\text{V/m}$, una media del error y desviaciones, e_{mean} de -0.46 y σ de $3.0 \text{ dB } \mu\text{V/m}$. Son pues algo superiores a cuando se consideraban frecuencias aisladas, justificado en parte al mayor número de puntos cercanos a los transmisores (incluyendo tanto los cercanos al dúo 774-1107 kHz como al de 900 kHz situado a varios km de los otros). La recta de regresión indicada en la figura muestra valores en línea con los ya facilitados para las frecuencias analizadas individualmente.

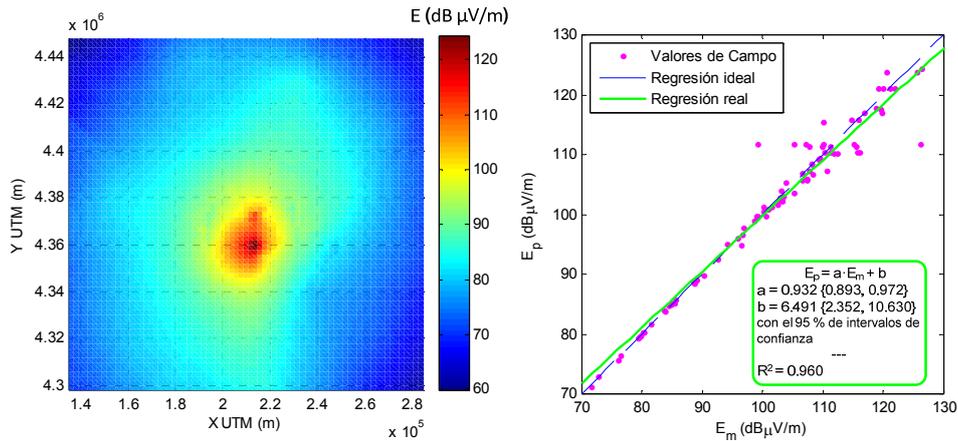


Figura 4.20: Mapa de nivel de campo E ($\text{dB } \mu\text{V/m}$) interpolado usando la aplicación EI-RBF para los tres transmisores conjuntos, n° vecinos: 40 fijos, paso de muestreo: 2000 m, base lineal (izqda.). Valores predichos vía RBF, E_p , frente a medidos, E_m (dcha.); en línea continua el ajuste lineal de regresión a los datos, indicándose su ecuación y parámetros asociados, y en línea a trazos la recta ideal de pendiente unidad.

Puesto que se va a comparar en este caso de frecuencias conjuntas la importancia o repercusión que tiene el seleccionar un paso de muestreo u otro para generar los valores interpolados, es necesario mostrar las configuraciones del muestreo efectuado. En la Figura 4.21 se representa el gráfico correspondiente a un paso de muestreo grande que nos permite calcular el mapa de extensión total sin invertir mucho tiempo en la simulación (alrededor del medio minuto), habiendo obtenido unos resultados aceptables; el compromiso entre recursos computacionales y precisión o exactitud de los resultados es patente. Para el caso de 2000 m de paso, al igual que para el estudio de las frecuencias aisladas alrededor de los transmisores, no se obtiene una correspondencia única de puntos experimentales (puesto que los más cercanos distan del orden de una centena de metros para los peores casos), con los puntos simulados con la distancia ya indicada de 2000 m.

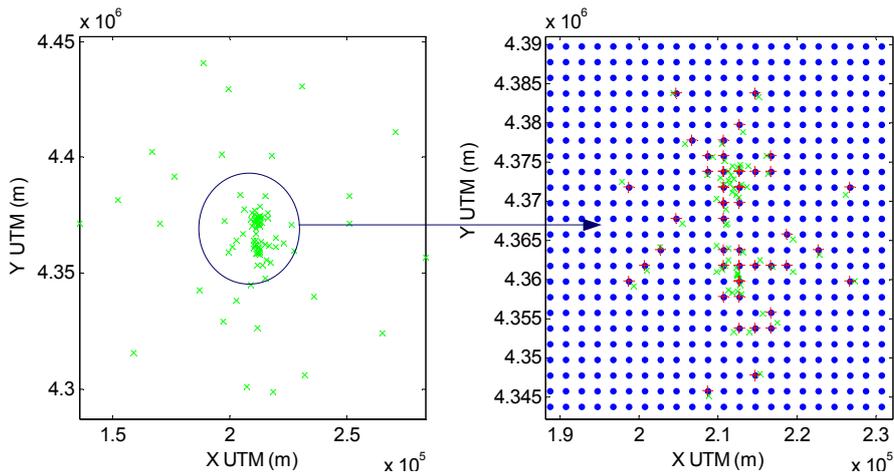


Figura 4.21: Correspondencia entre puntos originales (izqda.) y los asignados en el mallado creado (dcha.) para un paso de muestreo de 2000 m, para la emisión conjunta de 774, 900 y 1107 kHz; usado en computación de los errores.

Sin embargo, cuando el paso de muestreo se reduce considerablemente de 2000 m a por ejemplo 100 m con intenciones de calcular un mapa más detallado de niveles, pero pagando como contraprestación el tener que barrer un área menor (pues si no se elevaría en exceso el tiempo de cálculo), en el resultado se pueden diferenciar bastante mejor las distintas emisiones o los ‘picos’ de niveles asociados a los transmisores de Valdesalor y al de Cáceres capital. El mapa para el área de $20 \times 25 \text{ km}^2$ alrededor de los transmisores se refleja en la Figura 4.22 así como la gráfica de valores predichos frente a medidos, habiendo desaparecido, para este caso de afinamiento del paso de muestreo, la gran discrepancia de niveles que existía alrededor de los transmisores, obteniendo ahora una regresión lineal cuasi-perfecta. El tiempo de cálculo empleado es de 323 s (algo más de 5 minutos, mientras que para el área global de aproximadamente de $160 \times 160 \text{ km}^2$ con un paso de 2000 m se tardaba medio minuto *grosso modo*).

En el mapa de la Figura 4.22 se pueden apreciar claramente dos picos de niveles, uno correspondiente al transmisor de 900 kHz (el superior) y el otro a los transmisores de 774 y 1107 kHz (aparecen con un solo pico puesto que en el muestreo realizado, los puntos colectados se situaban alrededor de ambos transmisores integrados en un mismo recinto vallado); la precisión es por tanto mayor que antes. En concreto las estadísticas de errores arrojan unos valores para este mapa de e_{mae} de $0.13 \text{ dB } \mu\text{V/m}$, una media del error y desviaciones, e_{mean} de -0.01 y σ de $0.2 \text{ dB } \mu\text{V/m}$. La superficie obtenida con este paso de muestreo pequeño es muy suave, estando los niveles interpolados muy cercanos a los reales en los puntos de muestreo. Al haber seleccionado también un número de vecinos elevados, 40 (y aunque la ponderación realizada depende de la distancia a los vecinos), habrá más puntos entre los que interpolar y el promediado será más consistente evitando pues los puntos *outliers*, afectados por *fading*, o situados en zonas de sombra.

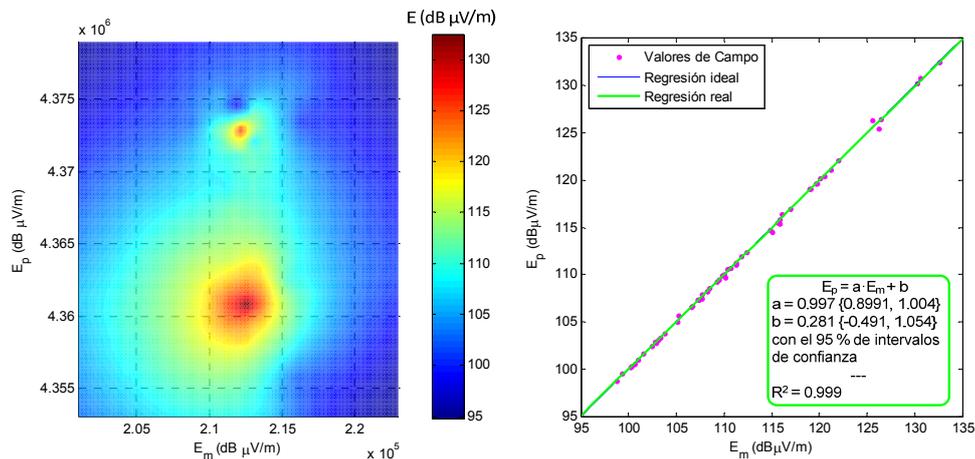


Figura 4.22: Mapa de nivel de campo E ($\text{dB } \mu\text{V/m}$) interpolado usando la aplicación EI-RBF para los tres transmisores conjuntos, nº vecinos: 40 fijos, paso de muestreo: 100 m, base lineal (izqda.). Valores predichos vía RBF, E_p , frente a medidos, E_m (dcha.); en línea continua el ajuste lineal de regresión a los datos, indicándose su ecuación y parámetros asociados, y en línea a trazos la recta ideal de pendiente unidad.

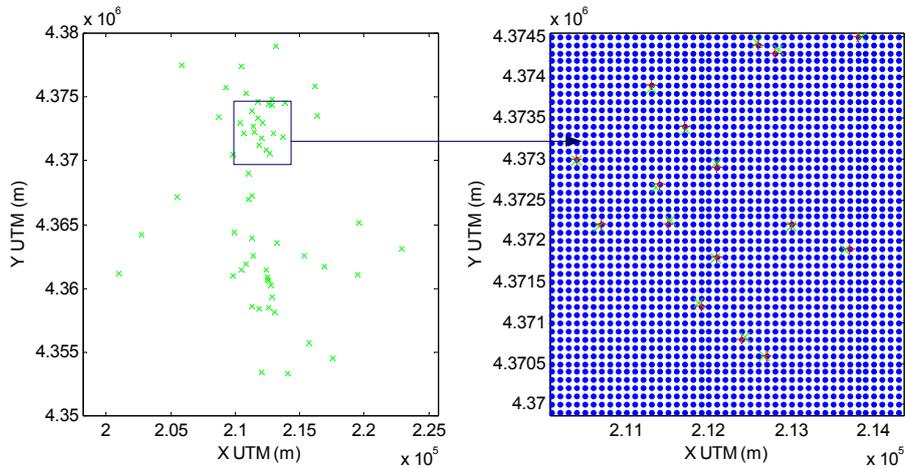


Figura 4.23: Correspondencia entre puntos originales (izqda.) y los asignados en el mallado creado (dcha.) para un paso de muestreo de 100 m, para la emisión conjunta de 774, 900 y 1107 kHz; usado en computación de los errores.

El conglomerado de puntos de la Figura 4.23 utilizado para crear el mapa de interpolación refleja cómo ahora sí existe una correspondencia unívoca entre puntos de muestreo y puntos de interpolación, no dándose la situación de que varios puntos experimentales son asignados al mismo punto a interpolar en zonas cercanas a los transmisores, situación que se producía al considerar un paso de muestreo elevado de 2000 m.

4.3.3. Ejemplo de solapamiento de Kriging y RBF en GIS

La aplicabilidad de todos estos métodos de interpolación espacial, adquiere especial relevancia cuando existe la necesidad de identificar zonas geográficas de interés, o se quiere ilustrar globalmente la correspondencia de niveles obtenidos con el entorno estudiado. Para ellos los sistemas de información geográfica nos permiten solapar diferentes capas de datos (cartografía de ciudades, o que contengan datos hidrológicos, de red de carreteras, junto con altitudes del terreno, por ejemplo), con los niveles de campo obtenidos, siendo especialmente útil estas representaciones para las administraciones estatales o los operadores de radio, pues los resultados son muy visuales e intuitivos. Por esta razón, se ha procedido a seleccionar un caso de los estudiados, el relativo al transmisor de 774 kHz, y mostrar los resultados en este modo. En la Figura 4.24 se muestra el mapa obtenido por interpolación Kriging, y en la Figura 4.25 el obtenido por RBF. Ambos muestran una similitud en cuanto a distribución de niveles, sobre todo en los 40-50 km alrededor de los transmisores, existiendo diferencias sutiles a distancias mayores, como por ejemplo la observación de ‘ojos de buey’ para Kriging en torno a algunos puntos de muestreo. En cuanto a los niveles absolutos obtenidos, los niveles superiores son parecidos pero en cuanto a los inferiores, RBF tiene un rango mayor, derivado precisamente por esa capacidad de predecir valores inferiores a los datos de entrada con una interpolación de ‘superficie’ muy suavizada.

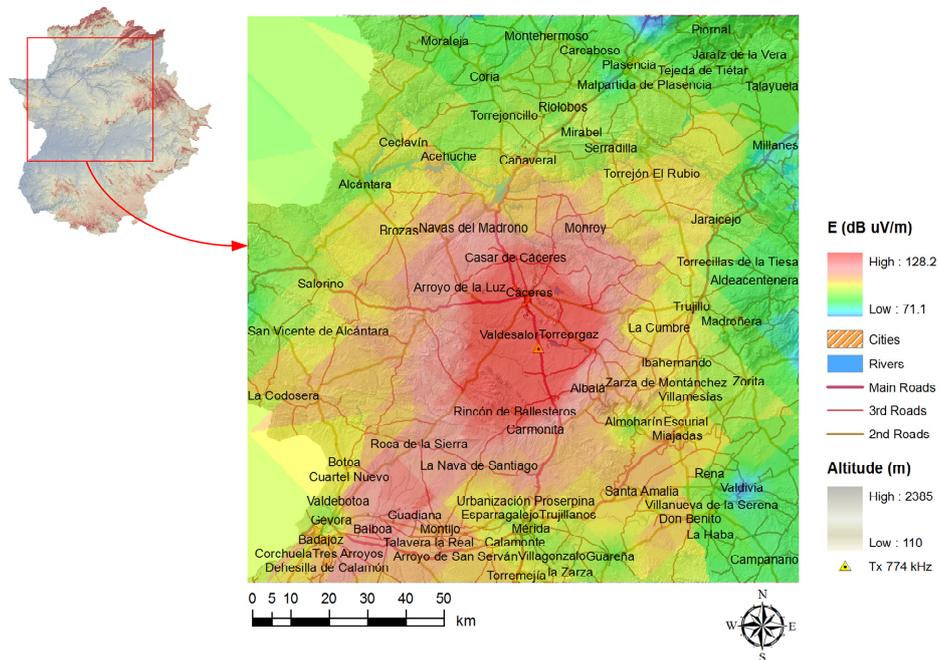


Figura 4.24: Mapas de campo E usando Kriging para el transmisor de 774 kHz con solapamiento de cartografía en GIS.

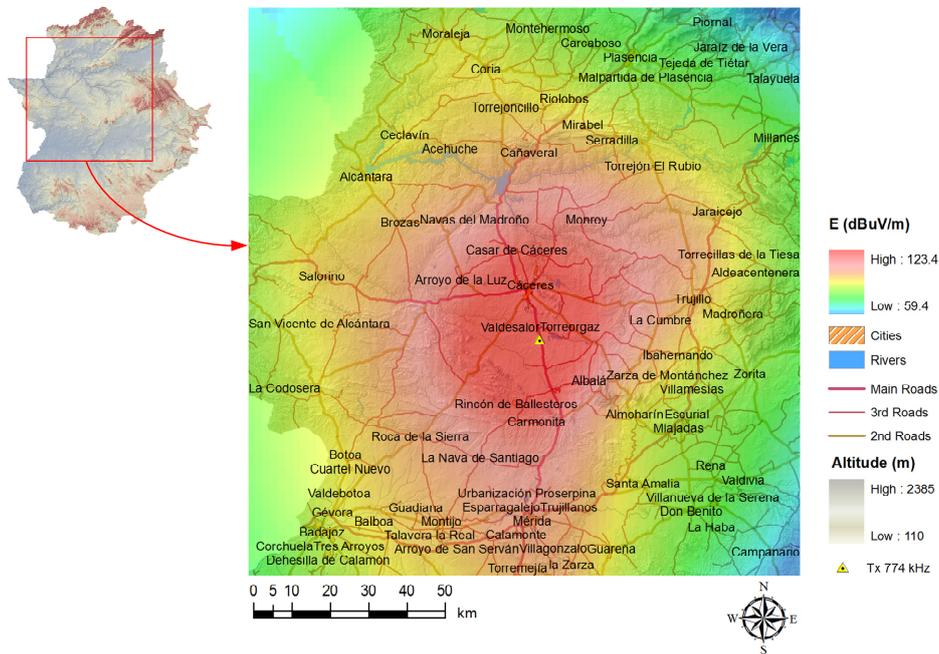


Figura 4.25: Mapas de campo E usando RBF para el transmisor de 774 kHz con solapamiento de cartografía en GIS.

Se desvela cómo las localidades más cercanas a los transmisores (Valdesalor, Cáceres, Torreorgaz y algunas otras pequeñas poblaciones) son las que reciben mayores tasas de exposición.

4.4. Evaluación de la diferenciación de niveles aplicando ANN

En primer lugar se muestra la funcionalidad de la aplicación EF-ANN para discriminar zonas de diferentes niveles según superen cierto umbral contemplado en normativa o no. Se diferenciarán dos escenarios el ligado a efectos térmicos y el relativo a estimulación eléctrica [97, 205]. Los datos utilizados son los de ambas campañas, pues lo que se intenta con este enfoque es diferenciar zonas donde se han producido oscilaciones leves de niveles debido por ejemplo a cambios en las conductividades del medio o la instrumentación de medida. Con esta metodología se pretende diferenciar zonas según superen un determinado umbral o no, y haciéndolo de tal forma que se cometa error mínimo, es decir, que la mayor parte de los puntos que superan dicho umbral estén englobados en el área de interés que se pretende encontrar. De esta manera, el marcar fronteras o límites es muy útil a la hora de delimitar perímetros de acción y acotar la zona de influencia, en este caso referido a un determinado efecto de exposición a radiaciones.

4.4.1. Fronteras relativas al efecto térmico y a la estimulación eléctrica para umbral de -57 dB

En este primer caso, se diferencian dos escenarios, uno ligado al efecto térmico y el otro a las densidades de corriente inducida y efectos de estimulación eléctrica. De este modo, y tal y como se argumentó en el epígrafe 2.6.3, siguiendo este procedimiento se estarán marcando aquellas zonas en las que dichos efectos ligados al campo eléctrico son significativos, y por tanto son áreas o regiones en las que se debe tener presente su afección desde un punto de vista puramente expositivo. Además tal y como indican los estándares [7], consideramos la contribución conjunta de las frecuencias bajo estudio.

4.4.1.1. Creación de la frontera acorde al efecto térmico para umbral de -57 dB

Antes de seleccionar el tipo de configuración de red con mejores prestaciones para nuestros estudios, se realizó una comparativa de los diferentes tipos de redes que se expusieron en el epígrafe de teoría 2.6.1.1. De este modo se pudieron ajustar los parámetros de modo que se consiguiese un óptimo rendimiento, seleccionando aquella arquitectura de red más apropiada para nuestro caso de estudio, y siempre buscando un compromiso entre recursos computacionales necesarios y mejora del rendimiento obtenido.

La Tabla 4.13 muestra la comparación de diferentes arquitecturas de redes y configuraciones testeadas y las prestaciones obtenidas por cada una. Concretamente se muestran los tipos *Feed Forward*, *Trainable Cascade* y *Elman*, especificando los diferentes parámetros de entrenamiento de cada red y los errores de simulación para las

fronteras creadas con cada una. A modo ilustrativo, también se muestra en la Tabla 4.13, red nº 2.1, otra partición de los datos de entrenamiento y test, 65-35%, (dentro de las múltiples opciones probadas para un mejor comportamiento de la red) observando que no se mejora el error e_{mse}^{sim} .

Comentado la comparación de las arquitecturas de redes, se comprueba que los mejores resultados obtenidos, con un tiempo de entrenamiento no excesivo (alrededor de 2 minutos con un *procesador Intel Core i3 CPU @ 2.4 GHz*) es para la de tipo MLP (*feedforward multilayer perceptron*). Se puede observar que aunque se han ejecutado 5000 iteraciones, esta misma configuración de red, pero reduciendo el número de iteraciones a 2000, produciría resultados muy similares, lo que significa que fácilmente se podría haber parado el entrenamiento a menor número de iteraciones, no obstante se procedió así para chequear si había algún cambio drástico en las prestaciones.

De manera muy pareja se comporta la homóloga de tipo *Cascade* y los errores acaban disparándose con el tipo de red Elman debido a que el número de neuronas e iteraciones debieran aumentarse para conseguir resultados parecidos. Una última comprobación se realizó cambiando la cantidad de datos que se clasificaron como de entrenamiento y de test (65 y 35 % respectivamente), no consiguiendo mejora alguna, puesto que al no ser una población de datos muy elevada si se restringe el conjunto de entrenamiento, éste es menos representativo del mismo redundando en mayores errores.

Tabla 4.13: Comparativa de diferentes arquitecturas de red con diferentes parámetros de configuración y las prestaciones obtenidas para el caso de discriminación de áreas de efecto térmico. m_c , l_r y N aluden a la constante *momentum*, al *learning rate* y al número de neuronas. *Traingdm* y *Traingdx* hacen referencia al tipo de entrenamiento.

División de datos	85 % para entrenamiento y 15 % para test				65 % entren., 35% test
Tipo de red	Red nº 1: <i>Feed Forward</i>	Red nº 1.2: <i>Feed Forward</i>	Red nº 2: <i>Trainable Cascade</i>	Red nº 3: <i>Elman</i>	Red nº 2.1: <i>Feed Forward</i>
Configuración del proceso de entrenamiento	Capa 1=50 N. Capa 2=50 N. $m_c=0.8$ $l_r=0.4$ Iterac.=5000 <i>Traingdm</i>	Capa 1=50 N. Capa 2=50 N. $m_c=0.8$ $l_r=0.4$ Iterac.=2000 <i>Traingdm</i>	Capa 1=80 N. Capa 2=80 N. $m_c=0.8$ $l_r=0.1$ Iterac.=4500 <i>Traingdx</i>	Capa 1=80 N. Capa 2=80 N. $m_c=0.8$ $l_r=0.1$ Iterac.=5000 <i>Traingdx</i>	Capa 1=50 N. Capa 2=50 N. $m_c=0.8$ $l_r=0.1$ Iterac.=4500 <i>Traingdm</i>
e_{mse}^{sim}	0.0781	0.0782	0.095	0.202	0.195

Tras probar diversas configuraciones de red, se optó por la de perceptrón multicapa ya que ofrecía muy buenas prestaciones en términos de clasificación de muestras o diferenciación de zonas, (se corresponde con la red nº 1 de la Tabla 4.13).

Analizando cómo se ha llegado a la red que se ha utilizado para simular el mallado que nos ha marcado la frontera, hay que hacer mención a la fase de entrenamiento de la red en cuestión. En este caso, véase Figura 4.26, se han realizado 5000 iteraciones, habiendo dividido los datos de entrada en dos porciones, la de entrenamiento (con un 85 % de los datos) y los de test (con el 15 % restante); no se ha considerado la opción de

datos de validación pues el control del entrenamiento se realiza en función de otros parámetros y constantes que se definen. El error cuadrático medio desciende rápidamente a valores menores de 0.1 (aproximadamente a unas 500 iteraciones) y luego sigue decreciendo pero más lentamente hasta llegar a valores de 0.08 al alcanzar las 5000 iteraciones. Esto nos indica que aproximadamente a unas 1000-1500 iteraciones podíamos haber finalizado el proceso de entrenamiento con similares resultados (ver Tabla 4.13 donde se muestra también un caso de la misma red con diferentes iteraciones). Del mismo modo, el error de entrenamiento y el de test van muy parejos lo que nos indica que para datos nuevos la red se comporta de manera aceptable.

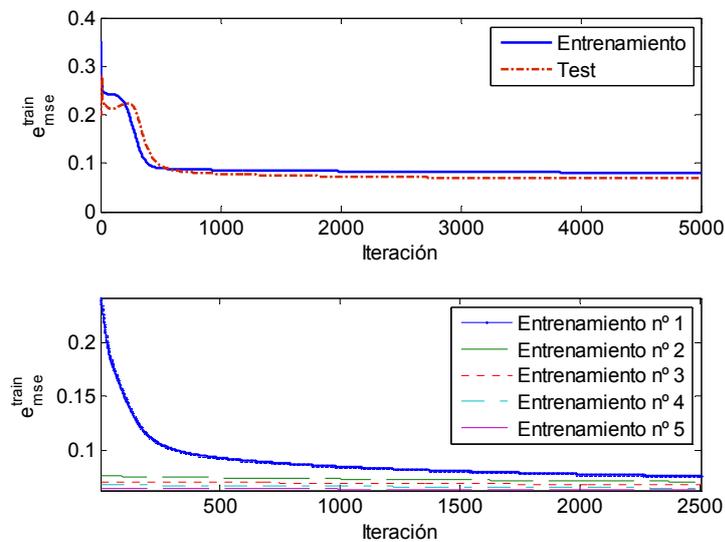


Figura 4.26: Proceso de entrenamiento y de test mostrando la variación de los valores con el nº de iteraciones (arriba) y robustez de la red (abajo) para el efecto térmico. Red nº 1 de tipo *Feed-Forward*.

Para ratificar la robustez de la red utilizada, se ejecutan 5 repeticiones del mismo, pudiendo comprobar cómo la convergencia de los errores es muy buena, lo cual redundará en una gran robustez de la red (Figura 4.26); para la primera iteración, el error e_{mse}^{train} se comporta de modo normal decreciendo rápidamente a valores menores de 0.1, y para las siguientes iteraciones (habiéndose inicializado la red, actualizando los valores de los pesos y de *bias*), los valores de error e_{mse}^{train} se mantienen estables y cercanos al valor final de error de la iteración anterior, lo cual es deseable; el error promedio e_{mse}^{train} de entrenamiento es de 0.068.

Centrándonos en el marcado de perímetro, la Figura 4.27 muestra el área que superaría el umbral de efecto térmico fijado. La interpretación que se hace de ello es que habría que incidir en esa zona a la hora de comprobar las radiaciones bajo estudio, especialmente en los lugares o espacios sensibles que se encuentren englobados en la frontera obtenida. En cierto modo la curva obtenida nos limita la región en la que este efecto adquiere mayor importancia o incidencia desde un punto de vista de muestras experimentales capturadas; nos resalta pues el área de acción y o monitorización de niveles prioritaria, conforme al umbral establecido.

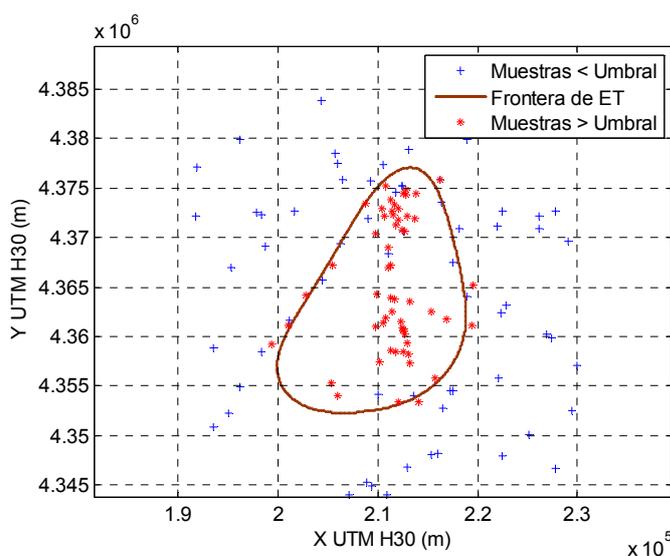


Figura 4.27: Clasificador de efecto térmico (ET) para la contribución global de las tres emisiones vía aplicación EF-ANN, umbral -57 dB. Paso de muestreo: 74 m. Red n° 1 de tipo MLP.

En dicha figura, por un lado, los puntos rojos indican aquellos lugares en los que el efecto térmico (conforme a la ecuación (2.3)) es igual o sobrepasa el valor de '1'. Por otro lado, los puntos azules indican aquellos lugares donde la expresión arroja un valor menor de '1'; el borde o frontera es pintado en marrón. Por tanto, el área que encierra la curva marrón indica que, conforme a valores experimentales (más fiables que los teóricos provenientes de simulaciones), en esa área los niveles del efecto estudiado no son despreciables desde un punto de vista expositivo. El error e_{mse}^{sim} es de 0.078 (7.8 % es bastante aceptable) y e_{mae}^{sim} de 0.179 (17.9 %).

4.4.1.2. Creación de la frontera acorde al efecto de estimulación eléctrica para umbral de -57 dB

En este caso, la ecuación (2.2) es la que aplica, intentando analizar cómo se comporta el efecto asociado a la estimulación eléctrica y a las densidades de corriente inducida.

La Figura 4.28 refleja el área que para este caso habría que considerar, la cual engloba la mayor parte de los puntos que superan el umbral fijado y un ínfimo número de puntos que no lo superan. El proceso de entrenamiento para esta red tiene de nuevo un comportamiento muy similar al ya estudiado para el efecto térmico. El error de entrenamiento, e_{mse}^{train} , cae rápidamente a valores de aproximadamente el 7 % antes de la iteración 500, seguido de un decrecimiento del error más suave con las iteraciones sucesivas alcanzándose finalmente errores de alrededor del 5 % para la iteración 4500.

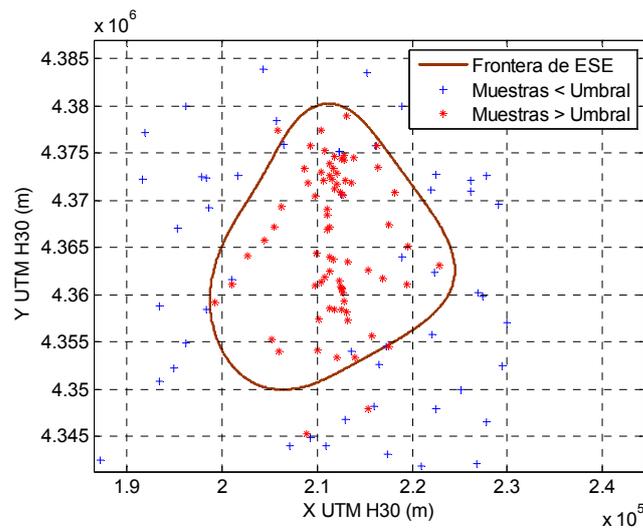


Figura 4.28: Clasificador de efecto de estimulación eléctrica (ESE) para la contribución global de las tres emisiones vía aplicación EF-ANN, umbral -57 dB. Paso de muestreo: 74 m. Red n° 1 de tipo MLP.

Nuevamente, para el perceptron multicapa (de tipo *feed-forward* con algoritmo de propagación del error *backpropagation*), se obtienen excelentes resultados, con errores e_{mse}^{sim} del 7.2 % y e_{mae}^{sim} del 0.14, con tiempos de entrenamiento relativamente bajos. Para este tipo de datos, no se requiere el algoritmo '*traingdx*', puesto que no mejora los resultados, y por consiguiente no es necesario aplicarlo para evitar mínimos locales. La red de tipo *Cascade* también funciona razonablemente bien, pero la recurrente, aparte de causar un incremento notable en el tiempo de cómputo de entrenamiento, los errores son comparativamente mayores (se necesitaría incrementar el número de neuronas para dar más libertad a la red y adaptar mejor a los datos de salida). La división hecha entre datos de entrenamiento y test es exitosa, sufriendo un incremento de errores si el conjunto de datos de test era incrementado.

4.4.1.3. Creación de la frontera conjunta de ambos efectos para umbral de -57 dB e integración en GIS

Por último se ha considerado interesante representar conjuntamente ambas fronteras, efecto térmico más estimulación eléctrica, haciendo una comparativa de qué extensión de terreno ocupa cada una y viendo si se intersecan entre sí, o si una engloba a la otra (ver Figura 4.29). Además se han integrado las curvas en un sistema GIS para poder identificar zonas geográficas de interés y ver una aplicación práctica real del caso estudiado.

Como era de esperar el efecto de estimulación eléctrica abarca un área mayor que el térmico, lo que se traduciría que desde un punto de vista de exposición a radiaciones electromagnéticas, el efecto de estimulación es el que marcaría el área total a considerar, pues en realidad ambos efectos deben computarse por separado. En otro caso (situación de otras frecuencias y potencias emitidas) en la que hubiese una intersección de ambas, sería la unión de ambas áreas la que determinaría la frontera de interés. Esto es por tanto

un claro ejemplo de aplicabilidad de reconocimiento de patrones [91, 93, 96, 98, 206].

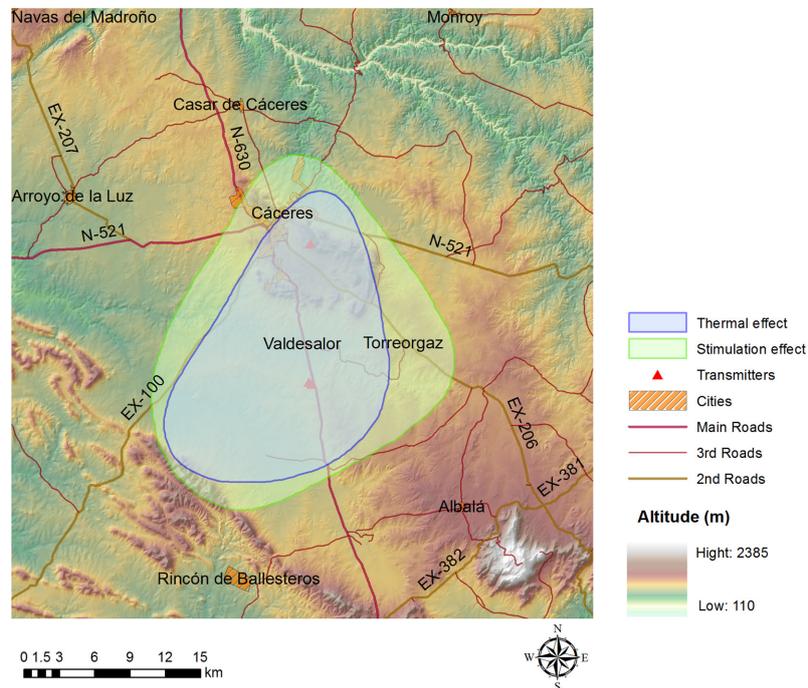


Figura 4.29: Clasificador de efecto térmico y de estimulación eléctrica integrado en sistema GIS, para la contribución global de las tres emisiones vía aplicación EF-ANN, umbral -57 dB. Paso de muestreo: 74 m. Red nº 1. Tamaño de muestra: 149.

4.4.2. Comparativa de fronteras para el efecto de corrientes inducidas al variar el umbral entre -63 y -51 dB

Una vez analizadas a fondo las diferentes arquitecturas de redes neuronales y habiendo comprobado sus prestaciones, en este apartado nos centramos en estudiar cómo se comporta la red MLP de tipo *feed forward*, la misma que se seleccionó para crear los mapas diferenciando áreas en el epígrafe 4.4.1, cuando se varían los niveles a partir de los cuales no son despreciables las componentes espectrales.

El objetivo es ver cómo fluctúa esa área circundante, y para ello nos hemos centrado en el efecto inducido para establecer comparaciones. En concreto nos hemos focalizado en dos casos extras:

1) El primero cuando, como se comentó en apartado 2.6.3, se quiere acortar la zona en la que los niveles son representativos, ello implica que manteniendo los niveles de referencia en 87 V/m lo que se le resta es un número absoluto de dB menor (51 dB), lo que implica que la zona con altos valores de niveles de campo comprende valores más elevados en su conjunto, la zona previsiblemente será más restringida (con una extensión en km² menor).

2) El segundo caso es contrario al anterior. Suponiendo la hipótesis de que los niveles de campo siguen siendo representativos desde un punto de vista expositivo aun cuando

los niveles son inferiores a los niveles de referencia menos 57 dB, se han relajado las condiciones a -63 dB, lo que implica 6 dB menos en campo, la mitad del valor de campo en unidades naturales.

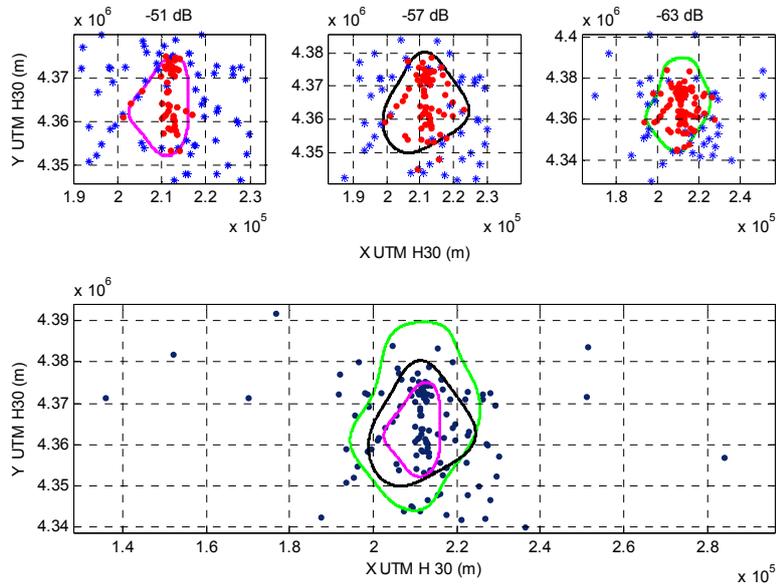


Figura 4.30: Clasificador de efecto de estimulación eléctrica para la contribución global de las tres frecuencias vía aplicación EF-ANN. Arriba (de izquierda a derecha): Clasificador para -51 dB, -57 dB y -63 dB. Abajo: Los tres clasificadores puestos conjuntamente.

En la Figura 4.30 se ha ilustrado una comparación de los clasificadores para el efecto de estimulación eléctrica (y las densidades de corriente inducida) para el caso de que se considerase -51, -57 (ya estudiado) y -63 dB respecto a los 87 V/m marcados en la normativa. En la parte superior de la figura se reflejan en puntos rojos aquellos que para dicho clasificador superan los umbrales impuestos, y en azul aquellos otros puntos que no los sobrepasan. En la parte inferior de la figura se agrupan los tres bordes de cada clasificador, de modo que es fácilmente apreciable cómo se va agrandando la región que habría que considerar a medida que se va aumentando en valor absoluto los dB que se restan. En general se puede apreciar un gran ajuste a las muestras experimentales, marcando zonas bastante confiables. Los errores e_{mse}^{sim} de comparación entre las salidas de la red simulada y las etiquetas correspondientes a los valores experimentales son: 6.4 %, 6.2 % y 6.2 % para clasificadores de -51, -57 y -63 dB respectivamente; en relación a los errores e_{mae}^{sim} están todos también entre 0.14-0.16 lo que da indicio de las buenas prestaciones en este sentido.

4.4.3. Comparativa de fronteras para el efecto de corrientes inducidas en frecuencias aisladas y umbral de -57 dB

Es también interesante saber qué afección tiene cada emisión considerada individualmente y cómo se ve modificada la región con valores no despreciables cuando en vez de considerar cada una de ellas aisladas se contempla su efecto conjunto tal y cómo se detalla en las normativas.

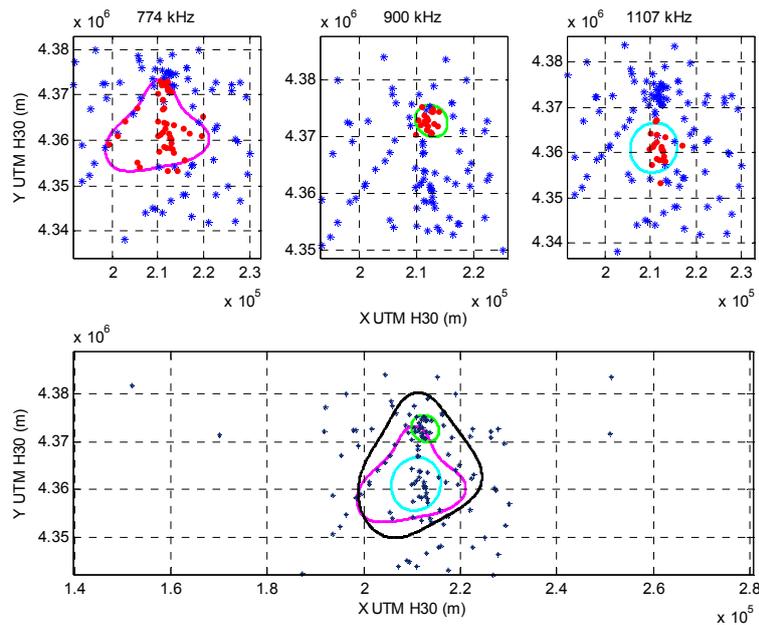


Figura 4.31: Clasificador de efecto de estimulación eléctrica para la contribución aislada de cada frecuencia y la suma conjunta de ellas vía aplicación EF-ANN. Arriba (de izquierda a derecha): Clasificador para 774, 900 y 1107 kHz. Abajo: Los tres clasificadores puestos conjuntamente para las consideración de frecuencias aisladas y el global para la contribución conjunta (línea negra).

Nos hemos centrado nuevamente en el efecto eléctrico para el caso de niveles de referencia menos 57 dB. Tal y cómo la Figura 4.29 nos ilustró, el efecto eléctrico enmarca un área mayor que el térmico, de ahí la decisión tomada.

Claramente en la Figura 4.31 se ve cómo para la emisión de 774 kHz, fruto también de esa mayor potencia de emisión que posee, su área es bastante mayor que para las restantes emisiones. Al considerar la contribución total para el efecto de estimulación eléctrica vemos como básicamente engloba a las áreas que delimitan las regiones para cada emisión aislada. Además dicha área se ve agrandada, de ahí el interés de considerar todas las frecuencias de la misma banda pues el área puede verse modificada ostensiblemente. Los errores e_{mse}^{sim} obtenidos son de 5.9, 2.4 y 2.5 % para 774, 900 y 1107 kHz y los errores e_{mae}^{sim} de 0.14, 0.06, 0.06 también respectivamente. Ello nos revela errores pequeños y por tanto asumible en la clasificación de zonas; para la frecuencia de 774 kHz se ven algo elevados respecto a las otras y tiene su explicación en la mayor área y *por ende* cantidad de puntos que superan el umbral establecido haciendo que el contorno no sea tan simple

ni tan ceñido a su transmisor.

Capítulo 5

Resultados de los análisis teóricos

Es conocido, tal y como se indicó en el Capítulo 1 que la propagación en un entorno real puede verse afectada por un gran número de aspectos tales como [5, 165, 242]: a) la impedancia de superficie, las discontinuidades debido a la vegetación, b) los cambios de conductividades del suelo u otros cambios geológicos de la superficie, c) los cambios en las constantes dieléctricas de la superficie, d) la conductividad y constantes dieléctricas debido a los cuerpos existentes o al agua, e) la difracción debido a efectos de la rugosidad de la orografía, f) la difracción debido a cambios drásticos en las constantes dieléctricas, g) el *scattering* debido a objetos eléctricamente pequeños, h) la distorsión del campo magnético debido a materiales conductores, i) la absorción de estructuras poco conductoras (como el hormigón), j) el efecto *ducting* o de quasi-líneas de transmisión debido a calles urbanas con estructuras paralelas, k) las reflexiones o multi-trayectos procedentes de superficies con buena conductividad, l) los efectos de campo cercano, los acoplos y campos re-radiados debidos a radiadores o estructuras localizadas cerca de los transmisores, m) los diferentes índices de refracción de la atmósfera, la existencia de conductividad estratificada, etc. Por ello, el hacer una simulación de un entorno real electromagnéticamente complejo como el nuestro, es prácticamente imposible, además hay que tener presente que el entorno no es estático sino cambiante; no obstante estas simulaciones ayudan a comprender mejor la radio-propagación de señal.

En el presente capítulo nos hemos centrado, por un lado, en el estudio y la afección de estrictamente la conductividad del suelo haciendo uso de la aplicación UexWAVE para terrenos lisos pero computando las variaciones de conductividad; en segundo lugar se estudian las irregularidades del terreno o la existencia de montañas con la aplicación MF-FDTD mostrando varios perfiles concretos, y finalmente se da una visión general de la afección del diagrama de radiación de los transmisores debido a acoplos y estructuras circundantes, siendo el estudio del RP de especial interés cuando se analiza la onda de espacio como ya se indicó en capítulos anteriores. Con estos tipos de análisis se podrá comprender mejor la propagación de campo eléctrico en entornos complejos.

5.1. Distribución de niveles de campo obtenidos con el programa UexWAVE para terrenos lisos

5.1.1. Análisis del comportamiento del método Millington en diferentes trayectos

De cara a analizar el comportamiento de la aplicación Millington implementada, se ha decidido analizar la influencia de los diferentes cambios de conductividades del medio para unos trayectos transmisor-receptor particulares, obviando las alturas del medio (para ello se ha considerado en este apartado la altura medio del trayecto constante, evitando pequeñas oscilaciones debido a las alturas efectivas de HTT y HRR) habiéndonos centrado en aquellas variaciones ligadas al método Millington.

Es sabido que el método Millington se basa por definición en el método de reciprocidad [218], donde se hace una ponderación del campo calculado en dirección Tx a Rx y de Rx con Tx ; dependiendo de las circunstancias esta ponderación puede ser más certera o menos, pudiendo existir grandes diferencias en dB entre un camino y otro.

Para ello se han considerado dos casos particulares. Por una parte, hemos seleccionado un recorrido donde en gran parte del mismo la conductividad es constante, y donde en pequeña franja espacial se produce una oscilación de niveles alrededor del valor constante, incrementos y decrementos de los valores de conductividades, véase la Figura 5.1. Esa variación de niveles de pequeña duración en espacio es trasladada a otros puntos del trayecto para ver su influencia. En la parte superior de la Figura 5.1 se representan los valores de campo con respecto a la distancia considerando el cambio o modificación de conductividades en diferentes posiciones, al final, tal y como es en origen, trasladadas esas variaciones a mitad del recorrido y al inicio. En la parte inferior se muestra la diferencia o incremento de niveles entre E_{TxRx} y E_{RxTx} , de la fórmula de Millington, ecuación (3.3). Se constata que los cambios al inicio o justo al final del camino tienen gran influencia en el nivel de recepción, sin embargo si estos cambios de corto recorrido se suceden en mitad del trayecto le da tiempo al campo eléctrico, según el presente método, a ir redimiendo esas variaciones de semitrayectos y el campo al final tiende a ser prácticamente igual que si se considerase un camino de conductividad constante (en este caso de 5 mS/m), ignorando esas variaciones de conductividades que se produjeron y que tendían a compensarse. Por consiguiente, para esta situación particular, al trasladar los cambios a 5 km del transmisor o estando al final, hay una diferencia con respecto a la conductividad constante de 5 mS/m de 1.5 dB en el punto de recepción.

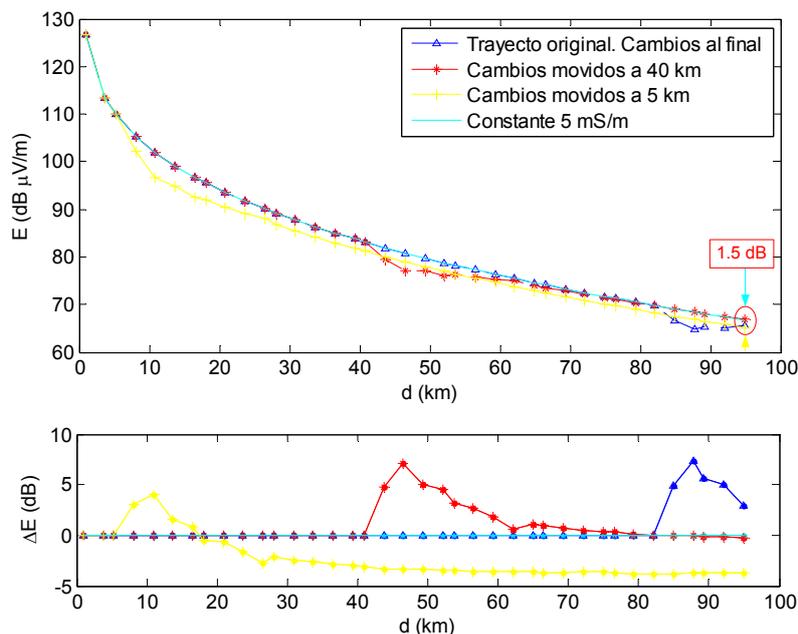


Figura 5.1: Análisis Millington en el trayecto entre T_x de 774 kHz y un punto en el suroeste del mapa. La transición de 1-3-10 mS/m, con respecto a 5 mS/m constante, es movida a la mitad y al inicio del propio trayecto. ΔE alude a la diferencia entre E_{TxRx} y E_{RxTx} .

Otro caso de interés es el catalogado como caso segundo mostrado en la Figura 5.2, donde hay variaciones de conductividades pero de largas duraciones espaciales. En este caso se ha alterado el orden de aparición de las conductividades con respecto al *path* original, o se han modificando algunos valores absolutos de alguna sección del trayecto. Se puede comprobar que por ejemplo variaciones grandes de conductividades, de 5 en lugar de 16 mS/m y viceversa, para igual sección intermedia implica variaciones de hasta 3.9 dB a 35 km pero al final del trayecto de casi 70 km esa variaciones se ven reducidas a décimas de dB. Si en vez de 16 mS/m se consideran 30 mS/m (o valores de 16-16 mS/m en vez de 5-16 mS/m del trayecto original) se obtienen variaciones finales de 0.9 dB (2.3 dB).

Asimismo se observa cómo mientras más diferentes son los saltos de conductividades mayores diferencias existen entre los semitrayectos E_{TxRx} y E_{RxTx} . Si esos saltos de conductividades tienden a compensarse, es decir en unos casos incrementos positivos de conductividades del trayecto presente con respecto al siguiente y en otros negativos, esa diferencia de niveles tiende a ir reduciéndose.

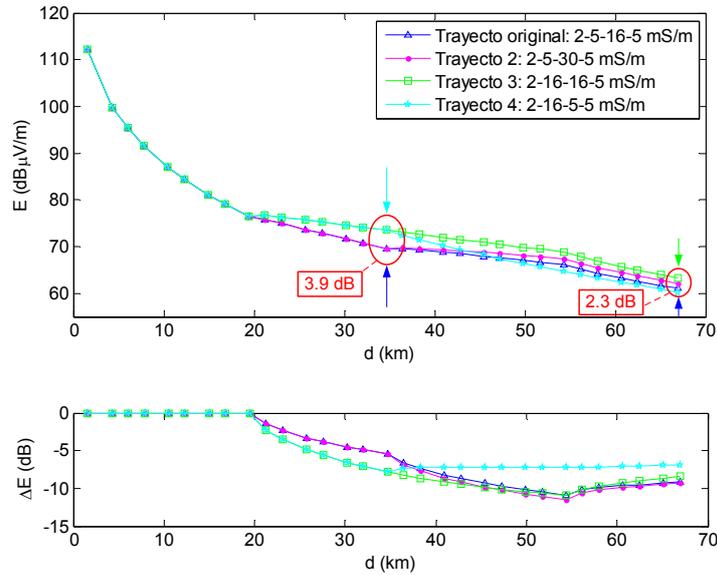


Figura 5.2: Análisis Millington en el trayecto entre el T_x de 900 kHz y punto situado en el centro-este. Se modifican los valores de conductividades de las diferentes secciones. ΔE alude a la diferencia entre E_{TxRx} y E_{RxTx} .

5.1.2. Mapa de niveles obtenidos

En este apartado mostramos los mapas de campo eléctrico resultantes de aplicar el método teórico de Millington a los puntos de muestreo de la zona de interés, incluyendo la potencia real de emisión de los transmisores, dándose una panorámica de cómo se ha implementado la aplicación de cálculo.

En primer lugar se muestra una gráfica, Figura 5.3, donde se aprecia claramente cómo funciona la aplicación UexWAVE para el cálculo de valores. En primera instancia se calcula el trayecto entre transmisor y receptor y se almacenan los cambios de conductividades y las alturas de los puntos por los que se pasa. Las alturas se utilizarán para el cálculo de la altura media del trayecto y por consiguiente influirán en las alturas efectivas del transmisor y receptor, siendo esto una mejor aproximación que la consideración de una tierra totalmente plana, ignorando la afección de las alturas que en ciertas condiciones puede ser relevante.

Una vez introducido el procedimiento de cálculo, se analiza el mapa teórico de valores de campo de la Figura 5.4 (valor E_{rms} de las tres emisiones para un paso de muestreo de 2000 m) donde se puede observar claramente la ubicación de los transmisores por su altos valores de campo (los transmisores de 774 y 1107 kHz distan escasos metros de ahí que en su representación aparezcan como un solo punto y a cierta distancia se encuentra el de 900 kHz). En el mapa se diferencia fácilmente la zona de 16 mS/m situada en la parte este y que está en consonancia con el mapa de conductividades del terreno (véase Figura 3.1), asimismo se observa una mayor distribución de niveles en la mitad sur que en la norte, estando también en conformidad con el mencionado mapa de constantes del terreno,

donde en la mitad norte aproximadamente y en gran parte de ella se fijan 2 mS/m mientras que en el sur su valor es de 5 mS/m.

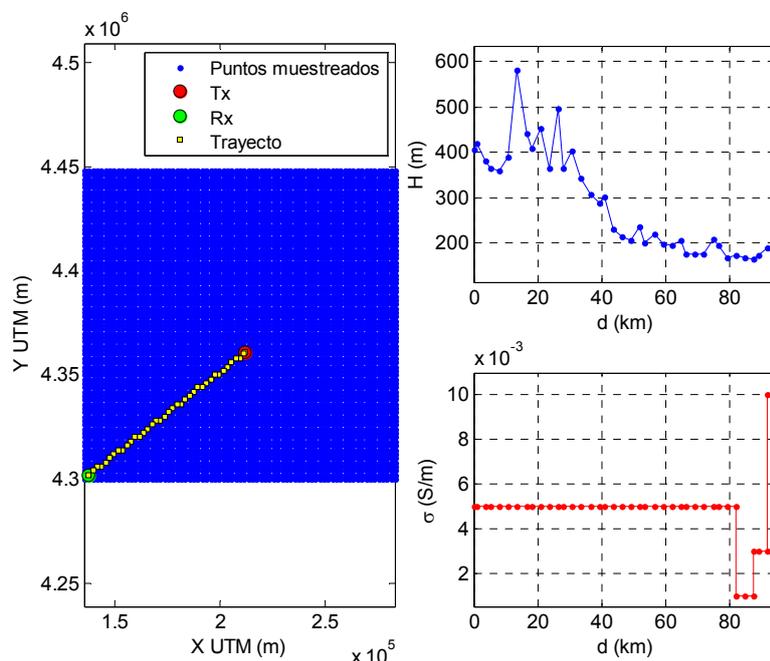


Figura 5.3: Proceso de cálculo de la aplicación UexWAVE, resaltando un punto específico. Izquierda: camino Tx-Rx; derecha: altitudes (arriba), y conductividades (abajo) del trayecto.

En dicha Figura 5.4, a la derecha se ha mostrado la correspondencia entre los niveles de los valores experimentales y los teóricos más cercanos a dichas ubicaciones calculados con UexWAVE haciendo uso del método Millington, procedentes del mapa de niveles teórico con un paso de muestreo de 2000 m. Se observa en general una gran correspondencia en valores, no obstante hay que resaltar la gran oscilación o variación de valores predichos frente a medidos para distancias elevadas y que puede estar justificado por diversos factores. Algunos ejemplos de factores que pueden originar esa no total correspondencia entre puntos teóricos y experimentales son: los *fading* que se pueden originar, las imprecisiones en las conductividades del terreno, las variaciones de ganancia de la antena según la dirección de apuntamiento debido a acoplos entre estructuras por ejemplo, el *scattering* producido por diferentes cuerpos, la vegetación del entorno más próxima a los transmisores, los cambios en la orografía con algunas irregularidades del terreno notables, las edificaciones cercanas a los transmisores o a los puntos de medida entre otros [41, 216, 217]; por tanto el análisis teórico siempre es complejo, y modelar todos los efectos puede ser inviable o inabordable computacionalmente. Es por ello que los diversos métodos que se usan para hacer estimaciones de niveles suelen ser más o menos certeros en función del entorno concreto de estudio, y de la inclusión de los diferentes fenómenos físicos que se puedan originar, siendo en algunos casos más aproximada la solución teórica a la experimental que en otros.

Añadido a todo ello, el error de instrumentación es un factor que siempre está presente en las medidas, y además, parte de la desviación de la señal en ciertos puntos también podría ser asociada a la repetibilidad del experimento, tal y como se mostró en la Tabla 4.5. Asimismo, en valores cercanos a los transmisores se observa una pequeña saturación de niveles elevados, que tiene su explicación en la distancia mínima a partir de la cual el programa GRWAVE computa valores de campo eléctrico.

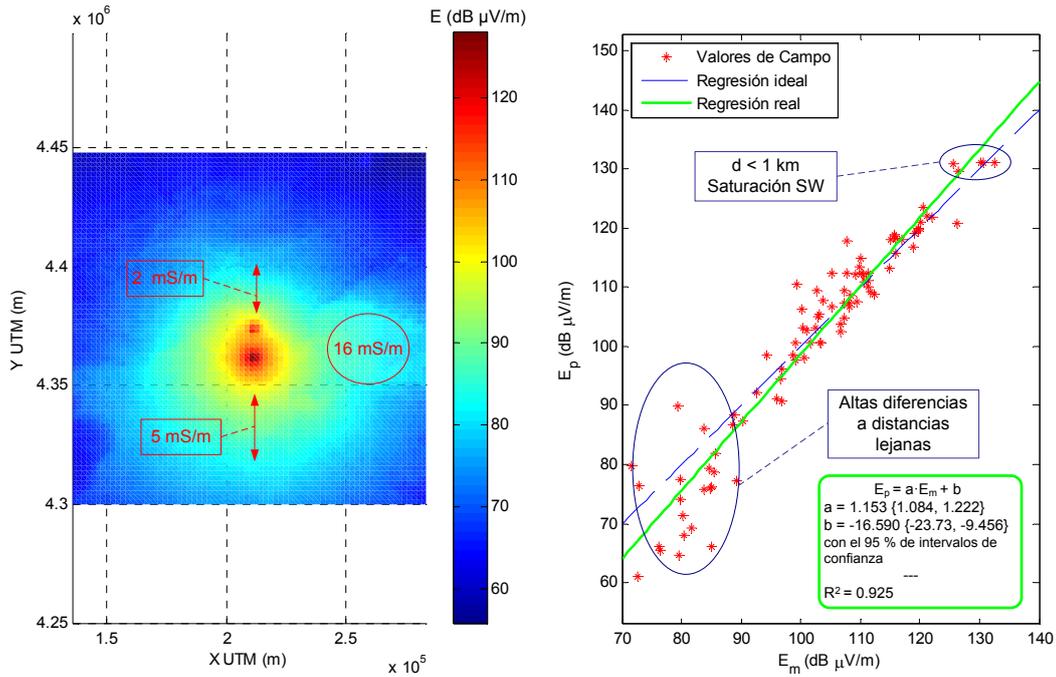


Figura 5.4: Izquierda: Mapa teórico n° 1 de campo E_{rms} vía aplicación UexWAVE (suma cuadrática de las tres emisiones y 2000 m de paso de muestreo). Derecha: Valores predichos, E_p , frente a medidos, E_m , para las ubicaciones experimentales; en línea continua el ajuste lineal de regresión a los datos, indicándose su ecuación y parámetros asociados en el recuadro, y en línea a trazos la recta ideal de pendiente unidad.

Haciendo un *zoom* a la parte más cercana a los transmisores, y realizando un mapa de valores teóricos pero esta vez cambiando el paso de muestreo a 300 m, se obtiene el mapa de la Figura 5.5, donde se aprecia bastante mejor las dos ubicaciones donde se sitúan los transmisores, con una resolución más fina del muestreo de puntos en el mallado representado. En este gráfico se observan los patrones cuasi omnidireccionales de los emisores viendo la distribución de niveles existente alrededor de ellos. Respecto de la parte derecha del gráfico, la diferencia entre valores predichos frente a medidos puede ser debida en parte al *scattering* más que posible ocasionado por objetos y edificaciones de los entornos urbanos en los que se han colectado gran parte de las medidas, además de las causas ya indicadas anteriormente en la explicación de la Figura 5.4.

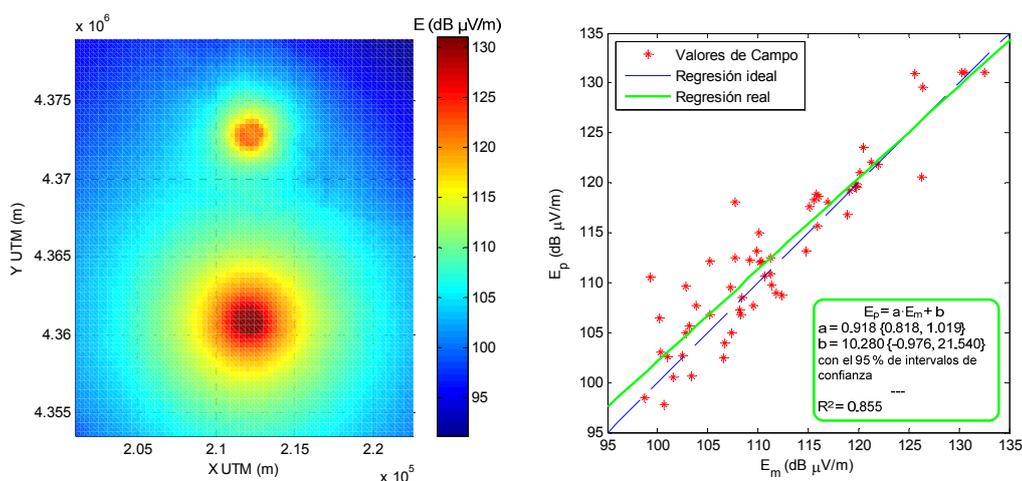


Figura 5.5: Izquierda: Mapa teórico n° 2 de campo E_{rms} vía aplicación UexWAVE (suma cuadrática de las tres emisiones y 300 m de paso de muestreo). Derecha: Valores predichos, E_p , frente a medidos, E_m , para las ubicaciones experimentales (*zoom* a la zona cercana a transmisores); en línea continua el ajuste lineal de regresión a los datos, indicándose su ecuación y parámetros asociados en el recuadro, y en línea a trazos la recta ideal de pendiente unidad.

5.1.3. Comparativa de mapa teórico con experimental procedente de RBF. Validación de resultados

Es interesante hacer una comparativa de mapas de valores de campo teórico con los homólogos experimentales, estos últimos obtenidos a partir de interpolaciones RBF. De este modo se pueden entablar análisis que nos desvelen las similitudes y diferencias entre ambos conjuntos de datos procesados desde una panorámica de distribución de niveles en un área. Así pues se podrá entender más profundamente el comportamiento de la señal y argumentar mejor esas variaciones de niveles detectados en la representación de valores predichos frente a medidos.

En relación al mapa de valores experimentales, se han elegido los referentes a las técnicas RBF, sección 4.3.2, puesto que de esta manera se nos permite ajustar robustamente un mapa de niveles respetando fuertemente los valores originales. Aunque ya se indicó que el muestreo efectuado era en coronas circulares de cara a poder barrer toda el área bajo estudio de manera abordable y sin excesivos costos, es cierto que un mallado más homogéneo y denso arrojaría más información a la hora de realizar una representación de este tipo. Aún así el criterio seguido es suficiente para hacer interpolaciones con garantías.

Si se comparan la Figura 5.4 y la Figura 4.20 (donde se mostraba el mapa de valores experimentales de campo en base a la campaña de medidas de otoño y habiéndose usado técnicas RBF) se observan claras diferencias con respecto a la distribución de niveles. En general en el mapa experimental basado en RBF se observan dos direcciones salientes de los emisores una noreste y otra sur, con claramente valores más elevados y que distan, o no se corresponden completamente, con los valores teóricos de Millington; asimismo en el mapa teórico hay una zona pronunciada de 16 mS/m que tampoco se detecta o tiene

una baja incidencia en el mapa experimental. En las partes derechas de dichas figuras se muestran los gráficos de valores predichos frente a medidos, destacándose la estrecha correspondencia entre valores experimentales y predichos para la técnica RBF, siendo aplicable los comentarios que en la sección experimental se realizaron para esta sección teórica, con un ligero incremento de desviaciones en torno a los transmisores y que está justificado, como ya se indicó en su apartado, en la no total correspondencia de puntos en zonas cercanas debido al gran paso de muestreo de 2000 m usado, y donde los niveles decrecen rápidamente, siendo crítica cualquier variación de posición por mínima que sea (de decenas de metros) con respecto a lugares más distantes del transmisor (80 km); además habría que aludir a los posibles *fading*. Por su parte, la correspondencia entre valores predichos y medidos para el mapa teórico es peor. Esas variaciones entre un mapa y otro pueden ser debidas a posibles variaciones en las conductividades del terreno, pudiendo derivar en un mapa teórico de conductividades más complejo con mayor resolución que el ofrecido por la ITU, a la afección sin duda de la orografía y obstáculos, además de otros ya aludidos a lo largo de este capítulo.

Una vez comentadas las notables apreciaciones en cuanto a niveles de campo, hay que indicar que los valores absolutos están en rango de 130-60 dB $\mu\text{V}/\text{m}$ para ambos mapas, existiendo una correspondencia en este sentido.

Aunque tiene menor interés, puesto que los mapas de las zonas globales dan una panorámica mejor de la distribución de niveles. Si brevemente comparamos los mapas de las zonas más pegadas a los transmisores, Figura 5.5 y Figura 4.22 (la homóloga desde un punto de vista experimental) se puede ver cómo los niveles absolutos en dB $\mu\text{V}/\text{m}$ coinciden prácticamente pero la distribución de los mismos discrepa algo, no siendo tan omnidireccional en el mapa experimental. En relación a valores predichos frente a medidos, destacar esa cuasi-total correspondencia para la técnica RBF debido a las características de esta técnica como interpolador exacto, y la mayor variación de niveles para el mapa teórico, acusando este último caso la variación de niveles teóricos frente a experimentales debida a la influencia del entorno (obstáculos, orografía, estructuras metálicas) que producen *fading* y *scattering* y siendo en menor medida influyente el paso de muestreo seleccionado, por la correspondencia entre ubicaciones de puntos teóricos y experimentales: para el caso teórico el paso es de 300 m, algo mayor que en RBF (de 100 m), y elegido principalmente para que el tiempo de cálculo no fuese excesivo. Dependiendo del área de estudio (por ejemplo para un área mayor o con una mayor resolución), aplicaciones de computación paralela serían recomendables.

En la Tabla 5.1 se muestra un resumen de los errores de valores predichos frente a medidos así como algunos estadísticos de cálculo de ambas aplicaciones, por un lado la teórica basada en Millington y por otro la experimental basada en RBF, así como los tiempos de cálculo necesarios. Analizando la tabla, respecto al tiempo de procesamiento empleado de manera secuencial en un procesador *i3 @ 2.4 GHz* es mucho más elevado para el cálculo teórico (con las comprobaciones necesarias de cálculo de aplicación de Millington y del procedimiento en sí, aparte de las llamadas a la aplicación GRWAVE) que para el experimental. En cuanto a los errores de valores predichos frente a medidos se obtienen mayores desviaciones obviamente en el mapa teórico. El mapa experimental

basado en el método RBF respeta muy bien los valores originales de entrada a la aplicación, esto es, los propios puntos experimentales. El error e_{mae} es de 1.6 dB $\mu\text{V}/\text{m}$ para RBF y de más del doble, de aproximadamente 3.9 dB, para Millington, confirmándonos ese mejor ajuste de los valores experimentales con respecto al mapa experimental de RBF. Además las medias de los errores en torno a -0.5 y -0.9 dB $\mu\text{V}/\text{m}$ respectivamente nos ratifican esa tendencia ilustrada en la Figura 5.4 y Figura 4.20. La desviación estándar de los errores también es mayor para el mapa teórico, 5.4 dB $\mu\text{V}/\text{m}$, que para el experimental de en torno a 3 dB $\mu\text{V}/\text{m}$.

Tabla 5.1: Prestaciones de la aplicación RBF & Millington para el cálculo de mapas de campo eléctrico. Área 160 x 160 km², 2000 m de paso de muestreo.

		Método Millington (Mapa de E teórico)	Método RBF (Mapa de E exper.)
Tiempo de cálculo del mapa (s)		85517 (~ 24 h)	28
	e_{mse} , (dB $\mu\text{V}/\text{m}$) ²	30.1	8.9
Error de valores predichos vs medidos	e_{mae} , dB $\mu\text{V}/\text{m}$	3.9	1.6
	e_{avrg} , dB $\mu\text{V}/\text{m}$	-0.9	-0.5
	σ , dB $\mu\text{V}/\text{m}$	5.4	3.0

A modo ilustrativo, para el mapa teórico de la Figura 5.5, en torno a los transmisores, el e_{mse} es de 8.0 (dB $\mu\text{V}/\text{m}$)², un error e_{mae} de 2.1 dB $\mu\text{V}/\text{m}$, un error medio del error de valores predichos frente a medidos de e_{avrg} 0.18 y una desviación σ de 2.8 dB $\mu\text{V}/\text{m}$, con un tiempo de cálculo de 57980 s (más de 16 horas).

De todo este análisis se deduce que ambos planteamientos teórico y práctico son y deben ser recomendables efectuarlos y también pueden ser complementarios de cara a evaluar el comportamiento de niveles en una determinada área; pudiendo seleccionarse los puntos que pueden ser más críticos para un estudio pormenorizado, o que revistan especial interés en el mapa.

5.1.3.1. Mapa de diferencia entre valores teóricos (Millington) y experimentales (RBF)

Intentando hacer una representación visual intuitiva, resultante de la comparación del mapa teórico y experimental, se ha creado un mapa de diferencia de niveles de campo (E teórico menos E experimental) para comprobar o detectar más fácilmente dónde hay mayores discrepancias y poder acotar zonas. Para ello, en la Figura 5.6 se refleja el mapa mencionado. Claramente se pueden distinguir que los errores están acotados aproximadamente entre +15 y -18 dB, valores nada despreciables y superiores a los indicados en la tabla de incertidumbre de las medidas experimentales, Tabla 4.5. En la zona del centro a la derecha existen valores de hasta unos +15 dB y puede ser debido al ajuste no total de la conductividad real con los valores de 16 mS/m fijados en el mapa teórico, intuyéndose que es algo menor en la realidad. Asimismo en la mitad norte hay valores de -10 a -18 dB en gran parte insinuándonos que los valores de conductividad computados para el mapa teórico con respecto a los reales del entorno han sido algo inferiores a los que debieran ser, o dicho de otro modo, en vez de 2 mS/m se dilucida que

podría ser algo superior dicho valor. Pero no simplemente esas diferencias son debidas a la conductividad, como se explicó al comentar la Figura 5.4, hay otros factores que también influyen como por ejemplo la orografía. Con toda esta comparativa se desvela o sugiere la necesidad de obtener unos mapas de conductividad con más resolución o actualizados según ciertas estaciones o periodos de tiempo, existiendo métodos y propuestas que nos permiten hacerlo desde un punto de vista experimental [225]. Pero además también se pone de manifiesto la necesidad de integrar nuevos métodos de cálculo que tengan en consideración la orografía y objetos destacables del entorno para así obtener estimaciones de niveles de campo más fiables. Si se enlazan estas diferencias con las indicadas en la recomendación [226], ± 6 dB para zonas rurales, se comprueba que en ciertas zonas es superado, pero en la mayor parte del mapa dichos valores están acotados entre ± 10 dB. Ello nos confirma que en ciertas circunstancias la simplificación de tierra lisa puede conllevar a errores puntuales elevados, debidos a los fenómenos ya previamente comentados que son ignorados vía éste método, y también que los valores de conductividades deben ser actualizados. Facilitando algunos datos, para el mapa completo (todos los puntos de muestreo), el valor de desviación estándar es de 6.5 dB, existiendo un 49 % de puntos de medida con valores acotados entre ± 6 dB, y un 32 % de puntos con valores entre ± 4 dB. Si se permite una mayor fluctuación de niveles, relajando los umbrales de variaciones a ± 8 dB se obtendría que un 63 % de los puntos procesados satisface dicha condición, y para ± 10 dB el valor es de 77 %. De estos datos se extrae que las desviaciones aun siendo superiores a los de la recomendación, para un porcentaje que aglutine gran parte de las muestras, si que están acotadas en un cierto rango.

Si este mismo tipo de análisis se realiza sobre los mapas de las zonas más cercanas a los transmisores, se obtiene que el 86.0 % estaría incluido en unas desviaciones de ± 4 dB, y el 93.8 % para unas desviaciones del ± 6 dB. Esto nos desvela que entre los mapas de *zoom*, más cercanos a los transmisores existen menos diferencias tal y como los gráficos de valores predichos frente a medidos nos mostraba, evitando las muestras alejadas de los emisores con altas variaciones de niveles teóricos frente a experimentales.

La Tabla 5.2 recoge de forma resumida los principales valores que se han comentado sobre desviaciones.

Tabla 5.2: Porcentaje de los datos de los mapas de diferencias entre valores de campo eléctrico teóricos, procedentes de UexWAVE, y experimentales, procedentes de RBF, para cuando se consideran distintas desviaciones entre ellos.

Tipo de mapa	% de datos incluidos en una desviación de $\{\pm x \text{ dB}\}$			
Mapa nº 1 Área: 160 x 160 km ²	32 % $\{\pm 4 \text{ dB}\}$	49 % $\{\pm 6 \text{ dB}\}$	63 % $\{\pm 8 \text{ dB}\}$	77 % $\{\pm 10 \text{ dB}\}$
Mapa nº 2 Área: 20 x 25 km ²	86 % $\{\pm 4 \text{ dB}\}$	93.8 % $\{\pm 6 \text{ dB}\}$	-	-

Al comparar estos valores de desviaciones estándar con los indicados en la Tabla 4.5 de incertidumbres, se puede constatar que los valores obtenidos en la comparación entre valores teóricos y experimentales son superiores a los de la incertidumbre debido a la instrumentación y a la repetibilidad. Obviamente ello nos indica que las diferencias

obtenidas entre el mapa teórico y experimental tienen origen en otros factores como los argumentados de orografía, *scattering*, afección de obstáculos, etc., más que en la propia incertidumbre de medida.

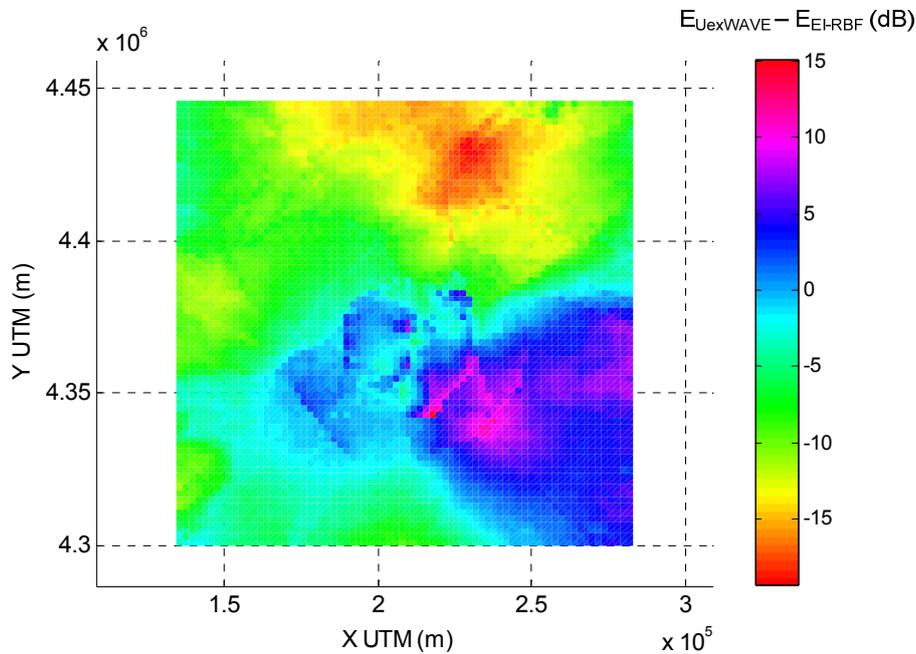


Figura 5.6: Mapa de diferencia de valores entre el campo eléctrico teórico (vía UexWAVE) y el experimental (vía EI-RBF) para el área de estudio de $160 \times 160 \text{ km}^2$.

Una última gráfica de valores teóricos calculados frente a la distancia, Figura 5.7, nos refleja la gran oscilación de niveles que se derivan de los cambios de conductividades principalmente y también por la afección de las alturas efectivas de las antenas, siendo dicha variación pequeña en distancias cercanas al transmisor e incrementándose a medida que nos alejamos, llegándose hasta unos 15 dB. Estos datos no son despreciables, lo cual nos reafirma en la importancia de las variaciones de conductividades en las ondas de superficie. Superpuestos en la misma figura se han añadido los valores de las medidas experimentales efectuadas, para así en cierto modo poder evaluar y validar los resultados; se observa como *grosso modo* los valores experimentales están incluidos en el rango de variación de los niveles teóricos, con una oscilación o desviación importante en distancias de hasta 15 km debido a efectos del entorno urbano y la orografía, y con unas variaciones en largas distancias que nos permiten intuir ese posible cambio de conductividades con respecto al mapa teórico y la afección clara de las irregularidades del terreno.

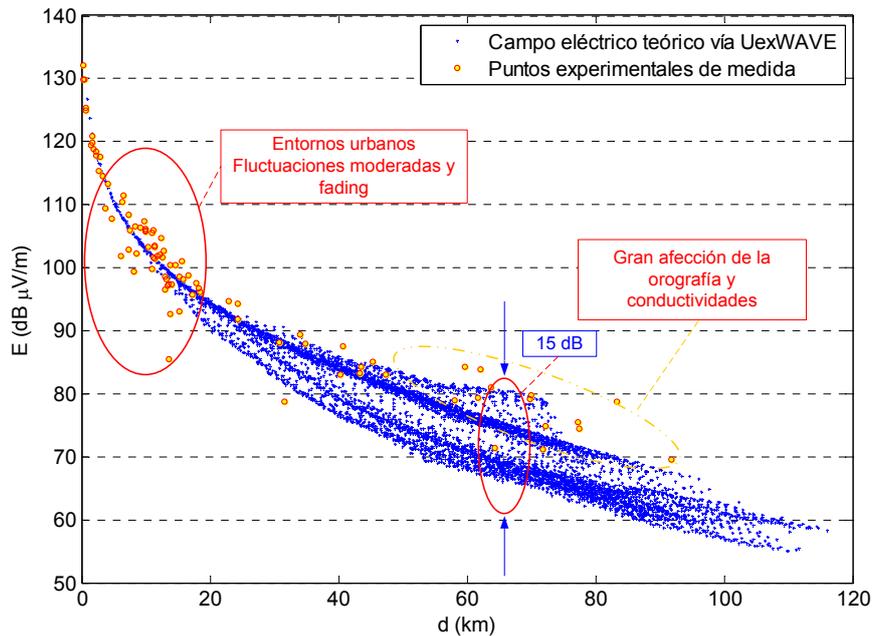


Figura 5.7: Campo E teórico frente a la distancia para la emisión de 774 kHz vía aplicación UexWave, y superposición de valores experimentales para dicha emisión.

5.2. Distribución de niveles en diferentes terrenos con FDTD

En este apartado se muestran los diferentes resultados obtenidos en las distintas etapas consideradas, partiendo de tierra sin obstáculos pero con cambios de conductividad, y después se pasa a la inclusión de objetos, bien sea montaña aislada o combinación de ellas. Finalmente la consideración de entornos reales procedente de un GIS pondrá de relieve la aplicación práctica de esta técnica.

Salvo que se indique lo contrario, en las simulaciones se ha situado la fuente y el receptor una celda por encima de la tierra. La resolución espacial en dirección x e y es la misma y es de 12, 12, y 6 m para 0.5, 1, y 2 MHz, respectivamente; en todos se eligió λ dividido en 25 partes salvo en 0.5 MHz, que para la resolución de los obstáculos era pésima, y se subió a 50 partes. La resolución temporal se ha calculado según la ecuación (3.36) donde se ha tomado n igual a 3 para más fiabilidad en el cumplimiento de la condición de Courant. Se han utilizado en general 16 ó 24 celdas de PML en los laterales y en la parte superior, según los requerimientos y los resultados que se iban obteniendo. La longitud del espacio de simulación es cambiante en nº de kilómetros, según el escenario de estudio, pero siempre se ha dejado en la parte superior (eje y) una altura que varía entre 5 y 10 km, variándose de modo que el tiempo de cálculo no se elevase demasiado. La potencia de emisión en los cálculos mostrados se corresponde con 1 kW por simplicidad a la hora de comparar con los programas de validación.

5.2.1. Terreno liso con cambios de conductividad

En este apartado se muestran los resultados obtenidos a la hora de considerar tierra sin irregularidades u objetos en la superficie.

En primer lugar, la Figura 5.8 muestra la variación del campo con la distancia a la frecuencia de 1 y 2 MHz cuando se han considerado ciertas transiciones en las constantes del terreno a lo largo del trayecto. Las simulaciones FDTD se realizaron considerando tierra curva con índice M de +117. En la misma gráfica se solapan los resultados FDTD con las curvas obtenidas del programa UexWAVE que como se vio en la sección 5.1, considera tierra sin obstáculos pero incluyendo los cambios de conductividades que existan.

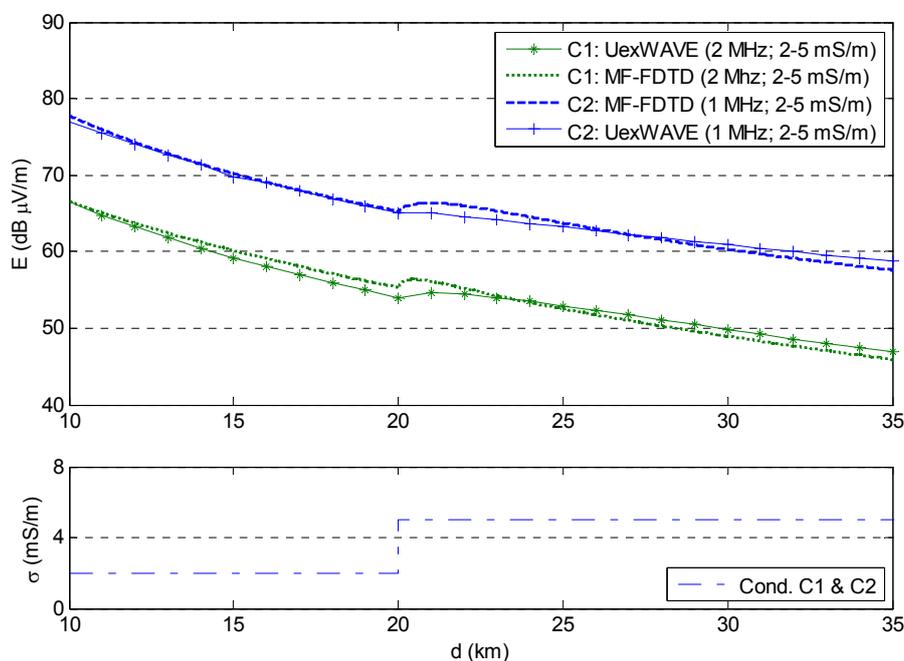


Figura 5.8: Variación del campo E con la distancia, d (arriba) considerando varios cambios de conductividad (abajo) a 1 y 2 MHz. En trazo discontinuo MF-FDTD y trazo continuo aplicación UexWAVE.

Los trayectos mixtos considerados, con cambios de conductividades del medio, han sido simulados en dos frecuencias: a 1 y 2 MHz. Se incluyó una transición $\{\sigma, \epsilon_r\}$ de $\{2 \text{ mS/m}, 20.5\}$ a $\{5 \text{ mS/m}, 26.5\}$ analizando cuál era el cambio de niveles sufrido. Comparando con las curvas de la aplicación UexWAVE se puede apreciar en la Figura 5.8 un ajuste casi perfecto, si bien es cierto, se detectan algunas diferencias en las transiciones. En parte está justificada esa variación por las aproximaciones numéricas de Millington, tal y como se indica en la ITU 368 [132], que pueden llevar aparejadas errores de hasta 3 dB. En ambas frecuencias mostradas se observa una diferencia justo en la transición de las conductividades, arrojando la FDTD valores más oscilantes que la aproximación numérica de Millington (diferencias de hasta 2 dB). En la parte inferior de

la Figura 5.8 se muestran las conductividades incluidas en los trayectos seguidos del transmisor al receptor y que han sido tenidas en cuenta en los cálculos efectuados.

5.2.2. Tierra con obstáculos: montañas

Se ha tenido presente la inclusión de montañas, modeladas como gaussianas, de diferentes alturas y anchuras. Asimismo se ha chequeado la afección de diferentes frecuencias para un mismo obstáculo y finalmente se muestra un caso donde se combinan varias montañas de diferentes tamaños para ver cómo se modifica el campo respecto del caso de tierra sin irregularidades. Para la calibración y validación de los resultados se ha utilizado el programa FEMIX [157] basado en FEM-PE y aunque este sólo incluye *forwarding*, y no *backscattering* puede servirnos para fijar el comportamiento de la señal y utilizarlo como referencia.

En la ecuación (5.1) se muestra la expresión para la configuración de montañas (M_i) utilizada, siendo H_i la altura de la montaña máxima, w_i la anchura de la misma, d la distancia y c_m el punto en el que está centrada la montaña en cuestión.

$$M_i = H_i e^{-\left(\frac{|d-c_m|}{w_i/7}\right)^2} \quad (5.1)$$

Es necesario indicar que estos parámetros se seleccionaron vía comparación con las montañas procedente del software FEMIX para máximo ajuste del obstáculo.

5.2.2.1. Diferentes frecuencias para montañas de 1500 m de altura

Este escenario muestra la afección de una montaña de 1500 m de altura centrada a 10 km del transmisor, tal y como muestra la Figura 5.9, con diferentes frecuencias en el rango de 0.5 a 2 MHz.

Se observa en general en la parte frontal de la montaña un incremento de nivel justo cuando empieza a subir la altitud (y esto está en consonancia tanto en FDTD como FEM-PE), y una vez pasada la altura máxima de la montaña, en la que podemos denominar ‘zona de sombra’ de la misma, se observa un descenso pronunciado de los niveles, sufriendo una recuperación paulatina a medida que nos alejamos de la montaña, hasta ir ajustándose al valor de la curva GRWAVE teórica que no incluye irregularidades del terreno. Es fundamental decir que dependiendo de la forma de la montaña esa recuperación de señal podría existir o no; por ejemplo si hubiésemos considerado una montaña totalmente convexa (por ejemplo de tipo esférica), de las que también se hicieron pruebas extras, la energía sería separada fuertemente en la parte frontal de la montaña, obteniéndose gran decaimiento de señal en la parte posterior de la misma y sin vislumbrarse recuperación de señal. No obstante centrándonos en esta forma gaussiana, hay que indicar que a mayor longitud de onda, menor frecuencia, se sortean los obstáculos mejor, detectándose una menor oscilación al incluir la montaña en el camino de propagación. A frecuencias mayores, mayores oscilaciones y afección del obstáculo como era de esperar. Es necesario resaltar que se observan algunas diferencias notables

en la parte frontal de la montaña, debidas a que en FDTD se incluye el *backscattering* y que la línea FDTD mostrada es el resultado de hacer un promediado a la curva original que se obtenía (pues era algo fluctuante debido al *grid* utilizado). Por ejemplo a 1 MHz justo antes de empezar la montaña existe un pronunciado descenso de nivel fruto de esa computación del *backscattering*, a 2 MHz también se observa esa tendencia. En general tanto UexWAVE, MF-FDTD y FEMIX se corresponden bastante bien.

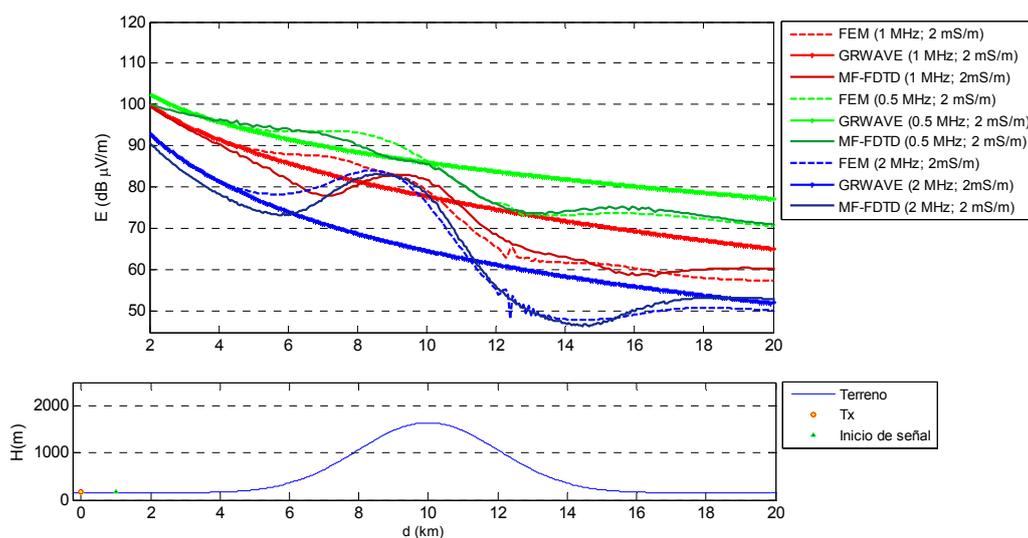


Figura 5.9: Variación del campo E con la distancia a las frecuencias de 0.5, 1 y 2 MHz aplicando MF-FDTD, y considerando una montaña gaussiana de 1500 m de altura centrada a 10 km, $\{\sigma: 2 \text{ mS/m}, \epsilon_r: 10\}$.

5.2.2.2. Diferentes alturas de las montañas a 2 MHz

En este apartado se constata cuál es la afeción de la variación de la altura de la montaña habiendo prefijando la frecuencia de trabajo. Se ha seleccionado una frecuencia de 2 MHz pues las variaciones son algo mayores al tratarse de una frecuencia mayor, y se pueden apreciar mejor las diferencias, siendo deseable desde un punto de vista didáctico.

En general se observa en la Figura 5.10 cómo a mayor altura de la montaña mayor incremento de niveles en la parte frontal de la misma y mayor decremento en la parte posterior. En líneas generales se observa una magnífica correspondencia y concordancia entre los valores de MF-FDTD y los de FEMIX. Quizás hay que destacar esas variaciones bruscas para 3 y 2 km de altura en FEM en la parte posterior de la montaña, que no se observan en nuestra simulación, debido a la diferente formulación que subyace a ambas aplicaciones. No obstante, destacar también esa más pronta recuperación, aunque sutil, de la señal en el caso de MF-FDTD que en FEMIX, y el pronunciado descenso respecto a UexWAVE en la parte anterior a la montaña como consecuencia del *backscattering* y el promediado realizado de la curva FDTD. Variaciones de en torno a 20 dB en la parte anterior y posterior se obtienen para el caso extremo de la montaña con 3000 m de altura y a esta frecuencia de 2 MHz, reduciéndose a unos 6 dB para el caso de montaña de 500 m.

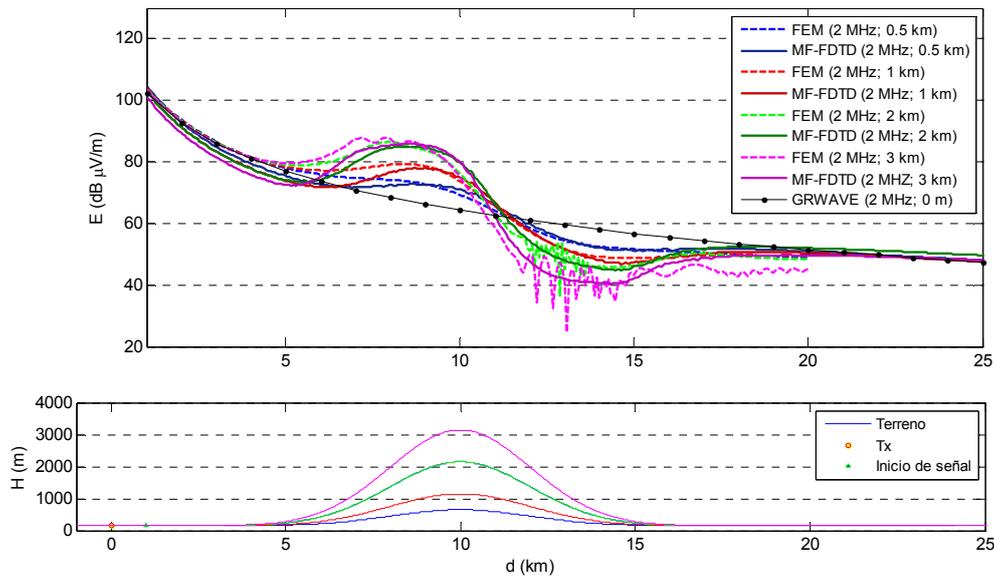


Figura 5.10: Variación del campo E con la distancia (arriba) a la frecuencia de 2 MHz aplicando MF-FDTD, y considerando diferentes alturas de la montaña desde 0.5-3 km (abajo), $\{\sigma: 2 \text{ mS/m}, \epsilon_r: 10\}$.

5.2.2.3. Diferentes anchuras de las montañas a 2 MHz

Otra batería de pruebas realizada consiste en calcular cómo se ven modificados los niveles de campo cuando se mantiene fija la altura de la montaña y lo que cambia es la anchura de la misma, o dicho de otro modo, la pendiente del terreno. Se han considerado montañas centradas en 5, 10 y 20 km y cuyas anchuras efectivas son de 6, 12 y 24 km respectivamente, se ha descartado realizar pruebas con pendientes más abruptas pues es extraño encontrar esas manifestaciones en la naturaleza. En la Figura 5.11 se puede observar cómo la diferencia de niveles en la parte anterior y posterior del obstáculo es prácticamente la misma para las tres montañas consideradas, siendo eso sí la duración de esa oscilación acorde a la anchura de la montaña.

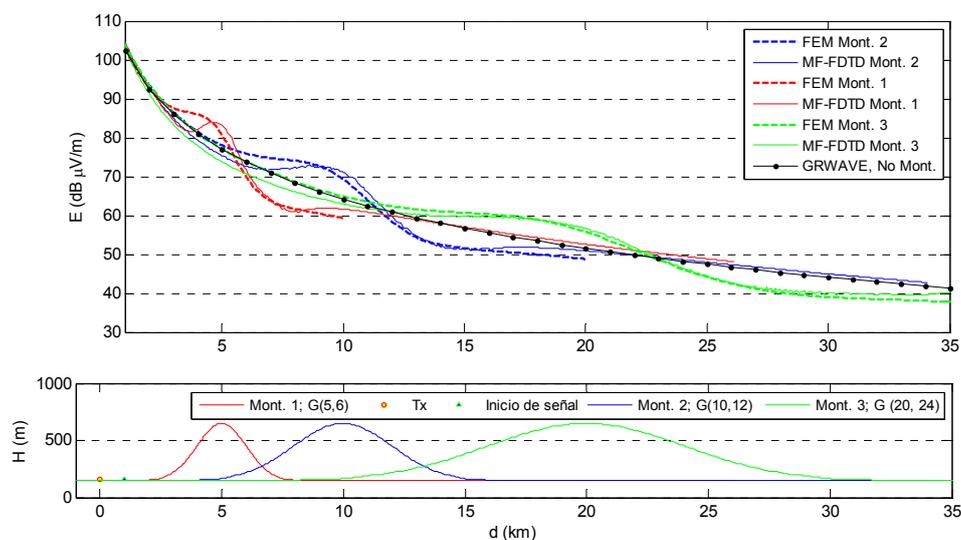


Figura 5.11: Variación del campo E con la distancia a 2 MHz (arriba) al considerar montañas de diferente anchura (abajo), $\{\sigma: 2 \text{ mS/m}, \epsilon_r: 10\}$.

5.2.2.4. Combinación de n montañas con diferentes siluetas a 1 MHz

En este caso se ha considerado 1 MHz de frecuencia (próxima a los transmisores de estudio del apartado 5.2.3) y con 3 montañas de diferentes alturas y anchuras como se muestra en la parte inferior de la Figura 5.12, siendo una primera montaña de 250 m y de escasa relevancia en cuanto a la afcción de los niveles de campo, que genera pocas fluctuaciones, una segunda montaña de 500 m situada lejos de la primera, a 30 km, y ésta próxima a otra de 1000 m de tipo ‘filo de cuchillo’. Se puede observar claramente una oscilación suave en la segunda, con un *backscattering* de la tercera de tipo cuchillo sobre la parte posterior de la segunda, y un gran decremento de nivel tras la tercera montaña, recuperándose poco a poco el nivel hasta llegar a niveles próximos a las curva GRWAVE.

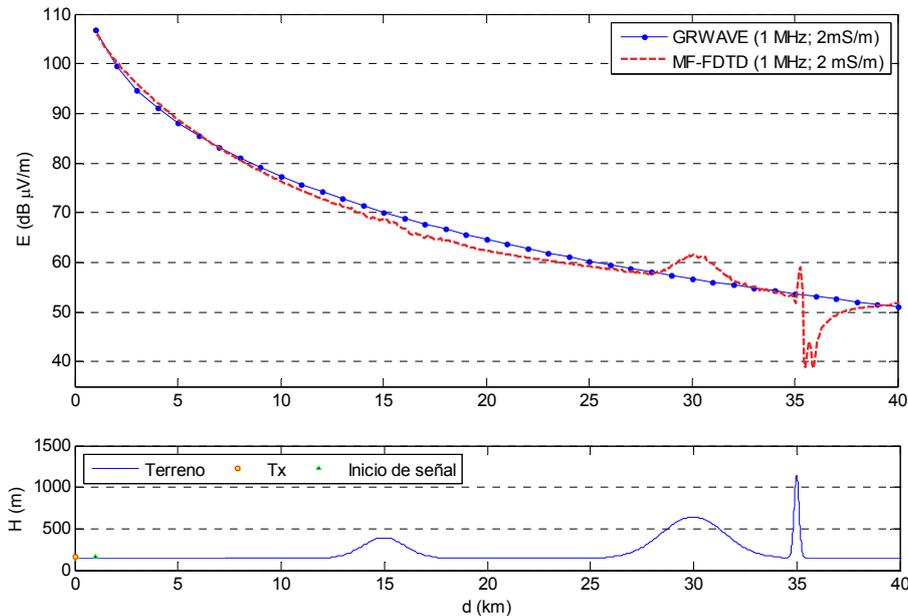


Figura 5.12: Variación del campo E con la distancia a 1 MHz (arriba) al considerar una combinación de 3 montañas de diferentes dimensiones (abajo), $\{\sigma: 2 \text{ mS/m}, \epsilon_r: 10\}$.

5.2.3. Afcción de obstáculos y conductividades en perfiles GIS de entornos reales

Una vez calibrados los resultados de MF-FDTD, y habiéndolos validado con FEMIX y UexWAVE, se pasa a comprobar cuáles son los resultados al aplicar varios perfiles concretos extraídos de mapas con 25 m de resolución de píxel, conforme a modelos digitales de elevación del terreno de alta resolución, combinados con los mapas de conductividades de la ITU [215]. Más detalladamente, del modelo digital de 25 m de resolución se extrajeron los perfiles que se consideraron convenientes y que mostrasen casos de interés con altas irregularidades del terreno para los transmisores de la zona. Como la resolución de la celda utilizada en MF-FDTD se fijó en 11 m, y con miras a obtener una transición en la elevación del terreno suave, se realizó un pre-procesado de los perfiles, haciendo una interpolación de muestras en el perfil de 25 m y luego seleccionando la más cercana al paso de 11 m (Δx) fijado. Los perfiles considerados se muestran en la Figura 5.13, donde se han marcado los diferentes trayectos y los transmisores de estudio.

Para los perfiles 1 y 2, el transmisor se corresponde con 0.9 MHz y para el perfil 3 se tomó el de 0.774 MHz. Asimismo se realizaron otras pruebas cambiando la frecuencia de emisión a 2 MHz para esos mismos perfiles y así poder contrastar los diferentes cambios en el nivel de campo que producen las irregularidades del terreno en función de la frecuencia, ya que como se ha visto en el epígrafe 5.2.2.1 para longitudes de onda menor, mayor impacto en el nivel simulado.

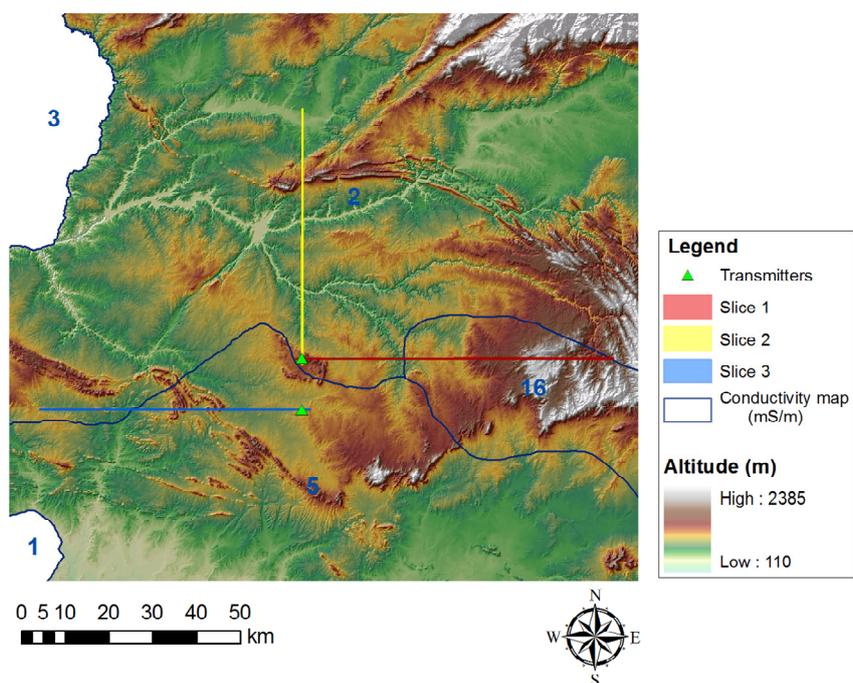


Figura 5.13: Mapa digital de elevación del terreno de la zona de estudio con resolución de píxel de 25 m, solapando el mapa de conductividad y los slices extraídos para los perfiles.

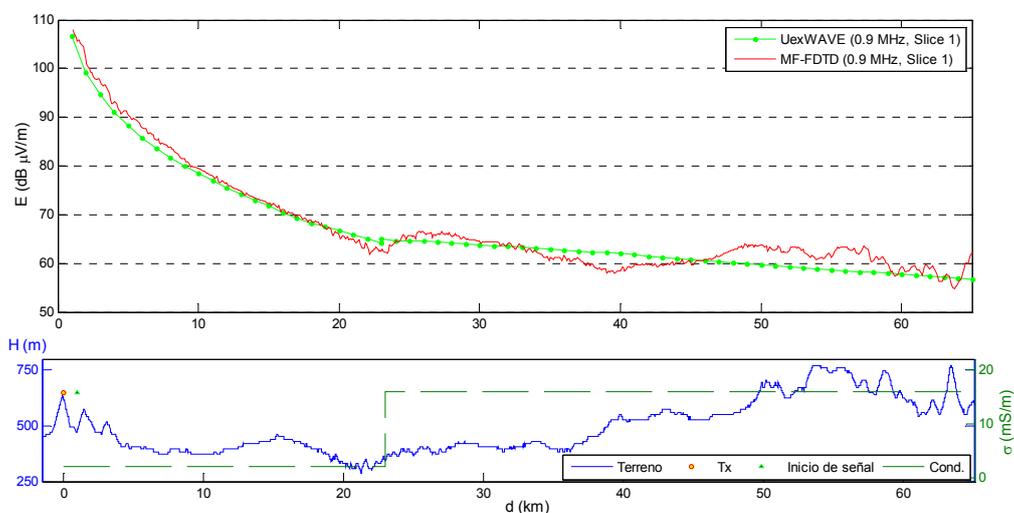


Figura 5.14: Variación del campo E con la distancia (arriba) para el 'Slice 1' (abajo) aplicando MF-FDTD; f_0 : 0.9 MHz.

Para el primer caso del perfil o 'Slice 1' con T_x de 0.9 MHz, los resultados obtenidos se muestran en la Figura 5.14 donde la parte superior refleja los niveles de campo de MF-FDTD y los teóricos para tierra lisa pero teniendo presente los cambios de conductividades. En la parte inferior de la figura se han solapado las altitudes y cambios de conductividades. Claramente se observa cómo el nivel derivado de FDTD está en líneas generales alrededor del correspondiente para terreno liso, observándose ligeras fluctuaciones según los accidentes geográficos encontrados. Se puede resaltar el repunte

de nivel al final del trayecto, entre los 50-60 km, y se acompaña con la elevación o pendiente positiva que sufre el terreno. Las desviaciones máximas computadas con respecto a UexWAVE son de 5 dB.

De cara a comparar, a nivel teórico, cómo afectaría ese mismo perfil pero a frecuencias de 2 MHz (aunque no nos encontremos en rango de frecuencias de radiodifusión AM), se representa la Figura 5.15, corroborándose unas mayores oscilaciones de señal para los mismos accidentes geográficos.

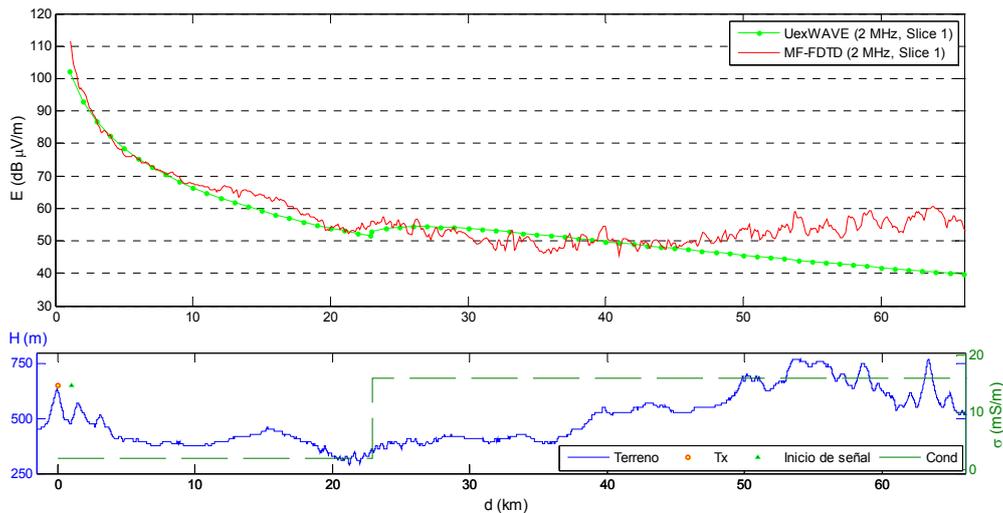


Figura 5.15: Variación del campo E con la distancia (arriba) para el ‘Slice 1’ (abajo) aplicando FDTD; f_0 : 2 MHz.

Gráficamente se observa como la loma no muy pronunciada entre 10-20 km ahora sí que produce una elevación evidente en el nivel, asimismo la pendiente del terreno entre 40-60 km hace que el nivel se eleve aún más y que ahora se superen los 15 dB en términos generales (19 en el caso peor) de diferencia con respecto al caso de tierra lisa.

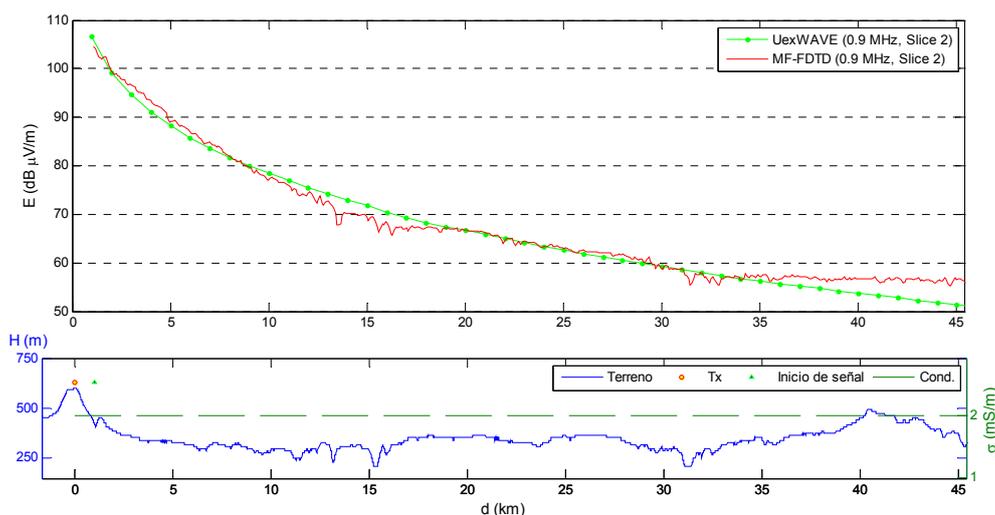
Tanto en la Figura 5.14 como en la Figura 5.15, el cambio de 2 a 16 mS/m se ve reflejado claramente en la subida del nivel existiendo una tendencia al alza, aunque ‘modulado’ con esas oscilaciones fruto de las irregularidades del terreno.

De cara a reflejar cuáles son los parámetros de configuración de estas simulaciones y el tiempo empleado en el cálculo se expone la Tabla 5.3, donde se resumen los principales parámetros de diseño, y se puede constatar el tiempo de computación según el número de celdas (proporcional al producto de ‘nº de celdas en eje x’ x ‘nº de celdas en eje y’) utilizadas en la simulación. En los resultados mostrados se ha cumplido siempre la recomendación de dividir la longitud de onda en al menos 10 divisiones en el muestreo (véase apartado 3.2.3). En términos generales se ha constatado que al elevarse la frecuencia (manteniendo el nº de divisiones de λ) los tiempos se disparan siendo necesarios mayores recursos computacionales. Es pues un factor a tener presente en el diseño de aplicaciones, siendo conscientes de su criticidad al tratar frecuencias elevadas con estos alcances en distancias del orden de decenas de km.

Tabla 5.3: Parámetros de configuración para la simulación MF-FDTD de ‘Slice n° 1’ y tiempo de cálculo empleado.

SLICE n° 1	f_0 : 0.9 MHz	f_0 : 2 MHz
Distancia eje x (km)	65	65
Distancia eje y (km)	5	8
$\Delta x, \Delta y$ (m)	11	11
Divisiones en λ	30	13
Celdas PML	16	24
Δt (s)	$21.2 \cdot 10^{-9}$	21.210^{-9}
n-steps	10227	10227
Tpo. cálculo (h)	3.5	8.4

A continuación se aborda el perfil n° 2, Figura 5.16, que es en dirección sur-norte partiendo del Tx de 0.9 MHz. En ella hay menos oscilaciones de nivel salvo unas pequeñas depresiones en el terreno en torno a 16 y 32 km, y existiendo al final una elevación de terreno que se ve correspondida con una ligera desviación del nivel de MF-FDTD con respecto al de UexWAVE.

Figura 5.16: Variación del campo E con la distancia (arriba) para el ‘Slice 2’ (abajo) aplicando FDTD; f_0 : 0.9 MHz.

Finalmente se muestra el nivel de campo eléctrico para el último perfil realizado, perfil n° 3 con el Tx de 0.774 MHz. En la Figura 5.17 caben destacar variaciones del terreno de tipo ‘perfil de cuchillo’ y muy juntas, que hacen que no le de tiempo a la señal a recuperarse. Entre 18-23 km hay una elevación pronunciada (cadena montañosa) seguida de otra que abarca entre 25-30 km que también sobresale de la altura media del terreno y que hace que la señal se vea altamente disminuida (sin darle tiempo a recobrase tras la primera cadena montañosa), con variaciones máximas de 9 dB con respecto a la tierra lisa. Es justo al final entre 43-48 km, con elevaciones moderadas del terreno, cuando el nivel empieza a recuperarse, siendo el trayecto menos ondulado en esta última mitad. Respecto a la diferencia de niveles a distancias inferiores a 15 km, se puede

argumentar por las múltiples reflexiones que se originan cerca del T_x y ese terreno no del todo llano, reforzado con una conductividad de 5 mS/m que es moderadamente elevada, y el *backscattering* de las cadenas montañosas. Es necesario comentar que la transición de 5 a 2 mS/m, que se produce entre 35 y 40 km, se aprecia levemente, pues está ‘enmascarada’ por las desviaciones que provienen de la orografía, siendo estas últimas más importantes en este caso.

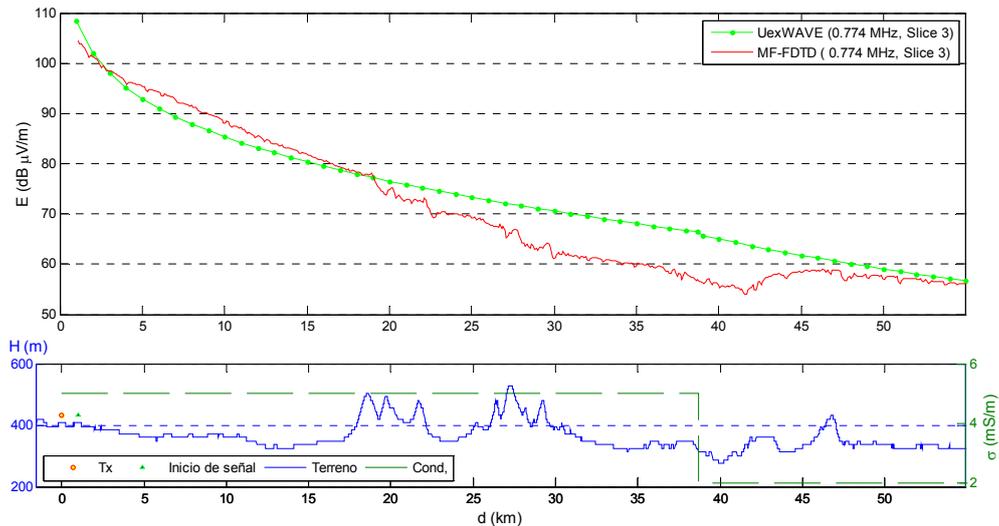


Figura 5.17: Variación del campo E con la distancia (arriba) para el ‘Slice 3’ (abajo) aplicando MF-FDTD; f_0 : 0.774 MHz.

5.3. Computación del Diagrama de Radiación de los monopolos considerando entornos reales

El cálculo del RP goza especial interés cuando se desea analizar la onda de espacio o la propagación ionosférica [5, 180] y, aunque en nuestro estudio la componente que goza de mayor importancia es la onda de superficie, hemos considerado interesante hacer este análisis integral de los transmisores, debido a su potencial utilidad para otros trabajos.

En primer lugar se hará un resumen de la implementación de la antena de tipo monopolo que es extensible para las tres frecuencias de estudio, seleccionando el número de radiales y ajustando la altura para una óptima SWR. Una vez ya prefijada la configuración de los monopolos en sí, se procede a considerar diferentes tipos de terreno (con distintas constantes características), comparando con el caso ideal de tierra conductora perfecta, haciendo un repaso por los principales tipos de terreno propios de la zona donde están ubicados los transmisores, y que puede ser cambiante según las estaciones o largos periodos de tiempo que se consideren. Se determinan los principales parámetros que definen el RP: ancho de haz, elevación del haz principal, y ganancia. Posteriormente se pasa a considerar el caso de inclusión de la afección del diagrama de radiación por los acoplos debido a las estructuras metálicas circundantes, ya sean torretas

u otros monopolos de la misma banda, analizando cómo se ve modificada esa teórica omnidireccionalidad, caracterizando pues las oscilaciones sufridas en el RP, tanto en el plano E como en el H .

Todos los cálculos han sido efectuado con un ordenador personal con un procesador *Intel Core i3 @ 2.4 GHz* con 6 GB de RAM, gozando de suficientes recursos en la simulaciones, siendo las que más tardaron de 1 minuto, para el caso del T_x de 0.9 MHz con las estructuras tronco-piramidales circundantes, siendo en total 745 cables o segmentos los incorporados en la simulación.

5.3.1. Selección del número de radiales y ajuste de la SWR

Puesto que se desconoce el número de radiales enterrados en la superficie y las longitudes de ellos, se realiza un testeo para calcular dichas incógnitas intentando conseguir una SWR óptima, y *por ende* un mínimo coeficiente de reflexión a la frecuencia de operación. Para ello se elegirá una solución compromiso entre tiempo de cálculo computacional necesario y grado de mejora en cuanto a ganancia y SWR se refiere.

Para realizar las pruebas, se eligió en primera instancia el monopolo de 774 kHz, (siendo el proceso repetido para las restantes frecuencias, con idéntico procedimiento de cálculo). Se prueba el número de radiales y cómo afectan a la ganancia de la antena [162]. La conductividad para esta frecuencia se fija en 5 mS/m (propia del lugar donde se ubica el transmisor [215] y una permitividad estimada de 26.5. La longitud de partida de los radiales se fija inicialmente en 50 m [162].

Se realizaron pruebas variando el número de radiales entre 4 y 128 distribuidos homogéneamente alrededor del transmisor. Los incrementos de ganancia fueron inferiores a 0.5 dB, siendo exactamente de 0.42 dB. Finalmente se seleccionó el caso de 8 radiales por compromiso entre requerimientos de cálculo computacional y mejora de presentaciones, ya que los cambios de ganancia no eran excesivamente elevados.

Tras chequear la repercusión del número de radiales, seguidamente se pasa a analizar la afección de la longitud de los mismos. Para ello se utilizó el tipo de tierra *miniNEC* (justificada su uso en la buena implementación de las corrientes Sommerfeld), y se optimiza la longitud de los radiales para mejorar la SWR a la frecuencia de trabajo (la de resonancia). Se ha hecho uso de algoritmos genéticos, para optimizar la SWR a esta frecuencia teniendo como variable de ajuste la longitud de los radiales (tomándose la resistencia de referencia como 50 ohmios), empleándose alrededor de un minuto en la obtención de los resultados. Idéntico procedimiento es repetido para cada una de los emisores.

5.3.2. Impedancia de entrada del transmisor

En este apartado se muestra tanto la variación de la SWR y el coeficiente de reflexión así como de la impedancia de entrada con la frecuencia. Los cálculos de SWR nos

servirán para saber cuán buena es la adaptación a nuestra frecuencia de trabajo.

En cuanto a la resistencia de radiación se refiere, se obtiene un valor muy similar a la teórica de 36 ohmios en condiciones ideales (aunque la SWR se ha ajustado a 50 ohmios debido a los valores típicos de las líneas de transmisión). Este esquema consigue una buena aproximación de implementación del monopolo en condiciones no ideales de tierra no perfecta, considerando una superficie de conductividad propia de la región de estudio. Se ha seleccionado el T_x de 774 kHz, sobre suelo de constantes radioeléctricas conforme al atlas de conductividades de la ITU, para mostrar los resultados.

En la Figura 5.18 se muestra la variación de la SWR y el coeficiente de reflexión al hacer un barrido en frecuencia, para cerciorarnos del buen ajuste en la frecuencia de sintonización, obteniéndose mínima relación de onda estacionaria y mínimo coeficiente de reflexión a la frecuencia de estudio.

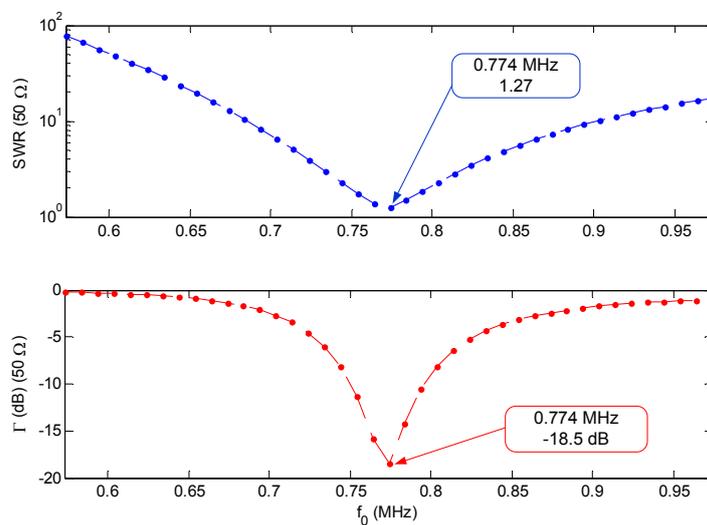


Figura 5.18: SWR y coeficiente de reflexión para el monopolo de 774 kHz.

Asimismo y de cara a ilustrar más profundamente la variación de la parte real e imaginaria de la impedancia de entrada del monopolo con la frecuencia, se muestra la Figura 5.19.

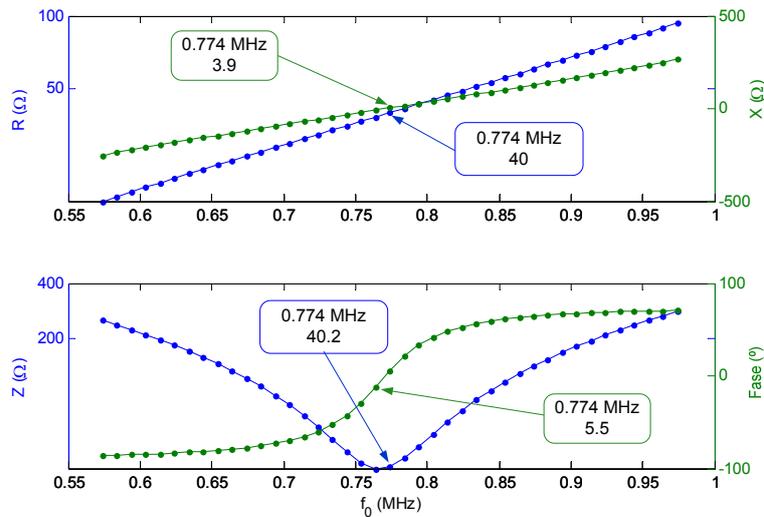


Figura 5.19: Variación de la impedancia de entrada (parte real, R , e imaginaria, X , arriba, y módulo, Z , y fase abajo) de la antena monopolo de 0.774 MHz con la frecuencia. Configuración: transmisor sobre suelo con constantes $\{\sigma: 5 \text{ mS/m}, \epsilon_r: 26.5\}$.

5.3.3. Diagrama de radiación para diferentes tipos de conductividades del terreno

Una vez determinado y ajustado los parámetros de configuración para un monopolo en condiciones estándar para un cierto tipo de terreno, se pasa a continuación a comprobar cómo se modifica ese RP cuando se varía el tipo de terreno o plano de masa sobre el que está ubicado. Para ello se realizan dos conjuntos de simulaciones, en primera instancia se sustituye las constantes del terreno por un plano conductor perfecto para poder comparar su ganancia con la que la literatura suele facilitar, y después se constata la afeción de diferentes tipos de suelo de determinadas constantes de conductividad y permitividad para ver la variación del diagrama de radiación, focalizándonos en el ancho de haz y la elevación principalmente.

En la Figura 5.20 se muestra el RP en plano E para la frecuencia de 774 kHz. En la parte izquierda se observa claramente como para tierra perfecta se llegan a alcanzar los aproximadamente 5.17 dB de directividad teórica, obteniendo 5.13 dB, prácticamente idéntica, sin embargo al introducir un tipo de suelo concreto esta se ve reducida a menos de la mitad (2.27 dB para el caso de 5 mS/m).

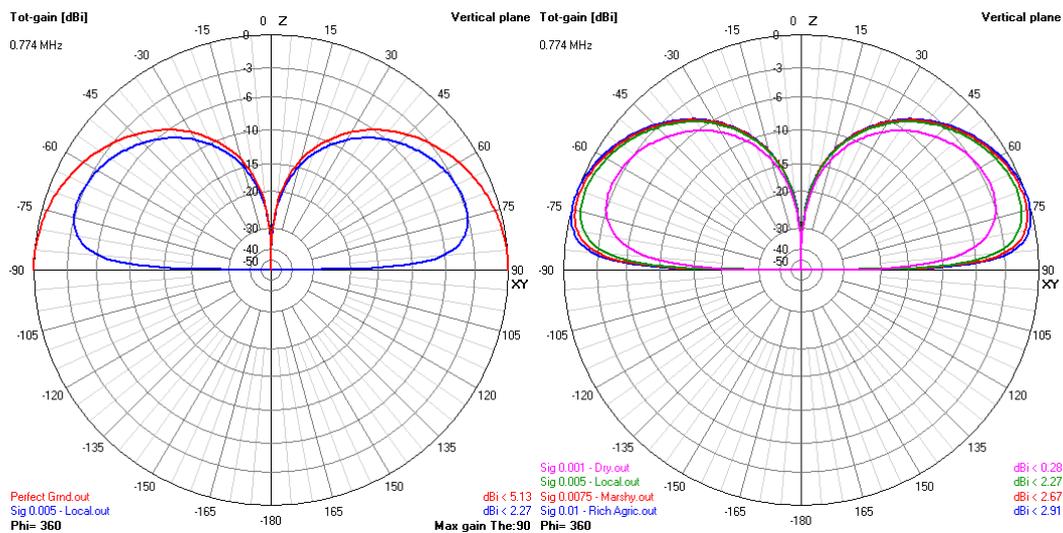


Figura 5.20. RP en plano E para tierra perfecta y tierra real de 5 mS/m (izqda.). RP en plano E para diferentes tipos de tierras: *Rich Agric.*, *Marshy*, *Local* y *Dry* (dcha.). f_0 : 0.774 MHz.

Si nos centramos en entornos reales, con diferentes tipos de terrenos que pueden darse en la zona o que incluso pueden cambiar su consideración dependiendo de la temporada o estación del año, se ha estimado oportuno evaluar 3 tipos de terrenos similares (*Rich. Agricultural* con valores $\{\sigma, \epsilon_r\}$ de $\{10 \text{ mS/m}, 15\}$, *Marshy* con $\{7.5 \text{ mS/m}, 12\}$ y la local con $\{5 \text{ mS/m}, 26.5\}$ según el Atlas de la ITU, y añadido a ellos se ha incluido el de tipo *Dry* con $\{1 \text{ mS/m}, 10\}$, que es más diferente y que sirve para contrastar resultados en casos extremos; la Figura 5.20 (parte derecha) muestra estos diagramas de radiación. Se han analizado los principales parámetros del RP para esta comparativa de diferentes tipos de terreno, caracterizando sus variaciones según tipo de suelo en cuestión.

Tabla 5.4: Parámetros de los RP para diferentes tipos de suelo. N° de radiales: 8, f_0 : 774 kHz.

Tipo de Tierra	BW 3 dB (°)	Max G (dB)	Elevación RP (°)
Perfect Ground	39°x2=78	5.13	0
Local: 5 mS/m	42	2.27	20
Rich A.: 10 mS/m	42	2.91	18
Marshy: 7.5 mS/m	42	2.67	19
Dry: 1 mS/m	44	0.28	25

La Tabla 5.4 recoge los valores de ganancia, ancho de haz y elevación del RP para los diferentes tipos de suelo simulados; en ella se observa cómo básicamente el ángulo de elevación está en torno a 20° al considerar un terreno con conductividad variante entre 5-10 mS/m y con una ganancia de entre 2.3 y 2.9 dB, de menos de 1 dB de variación pues. Sin embargo al considerar terreno *Dry*, más típico de zonas arenosas costeras la ganancia se vería reducida drásticamente. En cuanto al BW se mantiene en aproximadamente 42°, que al comparar con el de tierra perfecta sería similar (de 39° y considerando su ‘imagen’, del doble de 78°).

Por consiguiente para el caso de conductividad real, según valores de la ITU, tenemos

un monopolo de unos 2.3 dB de G y 42° de BW para el terreno considerado de 5 mS/m. Los valores del Atlas son: {5 mS/m, 26.5} para 0.774 y 1.107 MHz y {2 mS/m, 20.5} para 0.900 MHz, que serán los utilizados en el epígrafe siguiente de afección de las estructuras radiantes. En la Tabla 5.5 se resumen los valores de G y BW para los 3 transmisores de estudio. Cabe destacar la disminución de ganancia en 900 kHz debido principalmente a la reducción de la conductividad pasando de 5 a 2 mS/m el terreno. En cuanto al BW y *tilt* (o ángulo de elevación) se mantienen en el rango de la Tabla 5.4; la SWR es inferior a 1.5 en todas las simulaciones [163].

Tabla 5.5: Parámetros del RP para las tres frecuencias de trabajo con conductividades según atlas de la ITU.

F (MHz)	Tipo de Terreno $\{\sigma, \epsilon_r\}$	Monopolo con 8 radiales (m)	SWR	BW 3 dB ($^\circ$)	Max G (dB)	Elevación RP ($^\circ$)
0.774	{5 mS/m, 26.5}	Long: 97.25 Radl: 64.8	1.27	42	2.27	20
1.107	{5 mS/m, 26.5}	Long: 67.7 Radl: 45	1.27	44	1.93	21
0.900	{2 mS/m, 20.5}	Long: 83.28 Radl: 53	1.28	44	1.15	23

5.3.4. Diagrama de radiación cuando se incorporan estructuras metálicas en los alrededores

Esta sección se centra en analizar cómo se ven afectados los RP analizados en terrenos reales, pero en vez de considerar las antenas radiantes aisladas ahora se incorporan las estructuras metálicas más cercanas del entorno para las cuales se ha testeado que producen variaciones no despreciables en el diagrama de radiación.

5.3.4.1. Afección de la emisión de 1107 kHz por la estructura de 774 kHz

Se ha considerado en este apartado la emisión del monopolo de 1.107 MHz, y que la estructura metálica circundante es la del transmisor de 774 kHz situada a escasas decenas de metros. El diseño del transmisor de 774 kHz como objeto o estructura se ha realizado considerando la distancia entre montantes y diagonales que aproximadamente desvela la estructura real, y colocándola lo más cercana al suelo que permite las simulaciones NEC sin reportar errores. La Tabla 5.5 mostraba claramente las dimensiones (alturas de los monopolos de estudio y longitud de los radiales) y se especifica que el monopolo de 774 kHz es aproximadamente unos 30 m de longitud mayor que el de 1107 kHz. En las simulaciones efectuadas se puede comprobar claramente cómo dicha estructura distorsiona el diagrama de radiación omnidireccional que existía en ausencia de objetos cercanos.

La Figura 5.21 (parte izquierda) muestra cuál es el aspecto del nuevo RP, y la distribución de los elementos y estructuras modeladas para este diseño. Se observa claramente las ‘ondulaciones’ que existen en el plano H del RP, pudiendo distinguirse cinco máximos locales en la ganancia, uno de los mismos alineado con la estructura

metálica incorporada al diseño. Estas ondulaciones también pueden diferenciarse en la parte derecha de la Figura 5.21 donde se muestran diferentes cortes transversales o secciones de RP en plano E según ángulo de orientación, mostrando casos dispares para una mejor apreciación de esas variaciones (donde las ganancias máximas y anchos de haz varían).

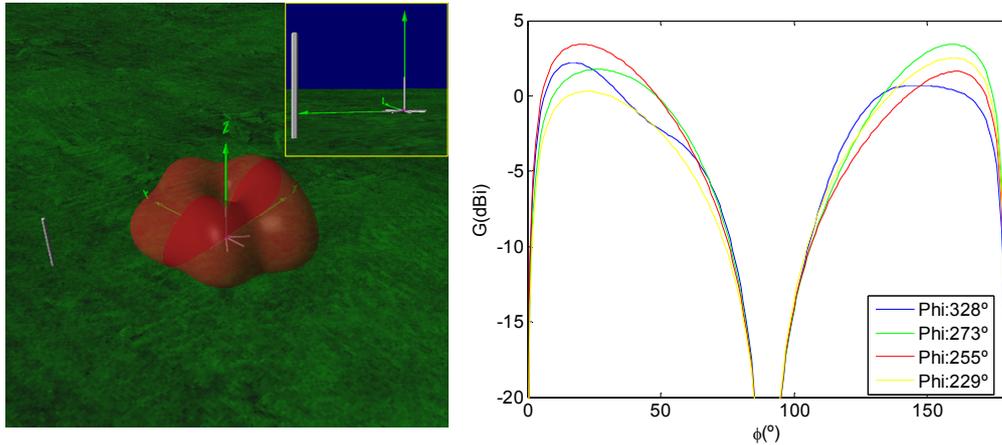


Figura 5.21. RP en 3D del monopolo 1107 kHz con la estructura metálica del Tx de 774 kHz presente (izqda.). Secciones del RP en plano E para diferentes ángulos de orientación, conforme al RP presentado en la parte izquierda (dcha.).

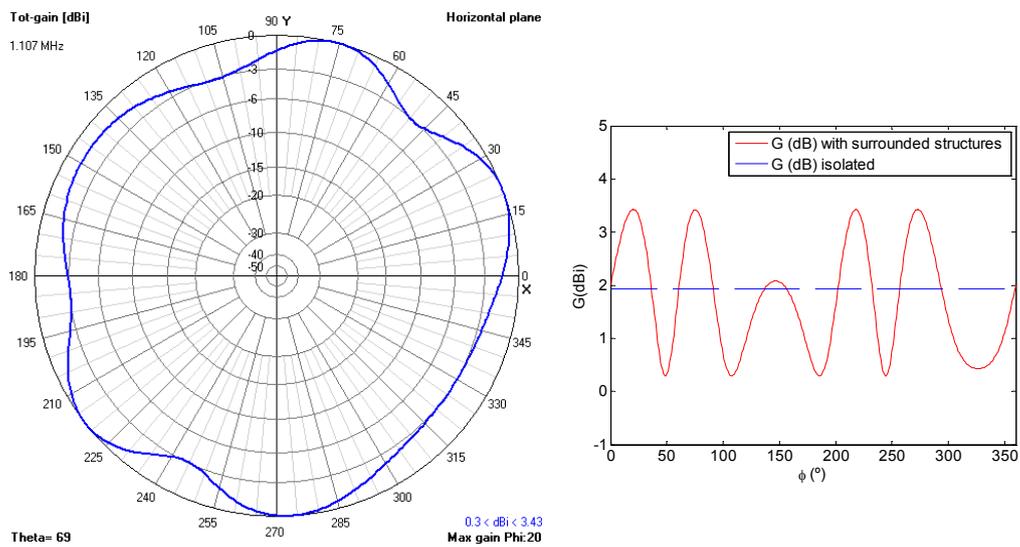


Figura 5.22. RP en plano H en coordenadas polares (izqda.) y en coordenadas cartesianas para 1107 kHz cuando la estructura del transmisor de 774 kHz está o no presente (dcha.).

Para poder distinguir mejor la variación de ganancia se muestra un gráfico del plano H que ilustra claramente esas variaciones de dB. La Figura 5.22 refleja las variaciones del plano mencionado correspondiente a la frecuencia de 1107 kHz, en él se observan variaciones de G de cómo máximo 3.43 dB y como mínimo 0.3 dB, nada despreciables pues esa variación de 3.13 dB. De cara a poder comparar más fácilmente esas ondulaciones en la ganancia, se han dibujado conjuntamente los RP de la misma emisión

cuando no se consideraba estructura circundante y con la incorporación de ella al considerar la antena cercana de 774 kHz. La Figura 5.22 (parte derecha) constata precisamente esas variaciones alrededor de la G que había cuando era omnidireccional el diagrama. El monopolo aislado a dicha frecuencia y con conductividad según el atlas desvelaba una G de 1.93 dB (Tabla 5.5), sufriendo ahora variaciones de $\{+1.50, -1.63\}$ dB, lo que implica una variación global de más de 3 dB entre valores máximo y mínimo total.

Como resumen para este caso particular simulado, hay que resaltar que las variaciones en la ganancia observadas no son para nada despreciables, y que tendrá gran influencia en los valores de campo detectados o predichos a cierta distancia en función del ángulo de apuntamiento considerado. La explicación de este comportamiento radica en las grandes dimensiones de la estructura existente alrededor en comparación con la frecuencia de trabajo.

5.3.4.2. Afección de la emisión de 774 kHz por la estructura de 1107 kHz

Al igual que en el apartado anterior, se procede a computar la repercusión que tiene el considerar la emisión esta vez de 0.774 MHz, siendo la estructura circundante el otro T_x mencionado. A diferencia de antes, al ser la longitud de onda de trabajo mayor y la estructura interferente de menores dimensiones, cabe elucubrar un menor impacto en cuanto a alteración del RP se refiere. Se ha comprobado que hay variaciones inferiores a 0.3 dB lo que puede considerarse casi despreciable. En origen se tenía una G de 2.27 dB y ahora varía entre 2.19 y 2.45 dB, lo que se traduce en variaciones mínimas de $\{+0.18, -0.08\}$ dB aproximadamente, tal y como se aprecia en la Figura 5.23.

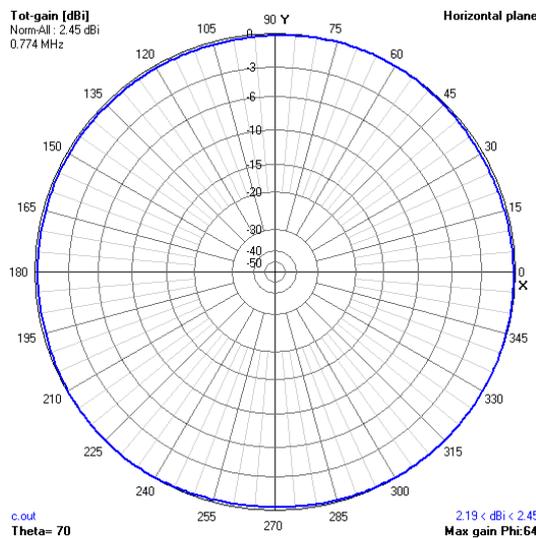


Figura 5.23: RP en plano H en coordenadas polares para 774 kHz cuando la estructura del transmisor de 1107 kHz está presente.

5.3.4.3. Afección de la emisión 900 kHz por las estructuras de dos torretas tronco-piramidales

Este tercer caso es singular, y también de especial mención al considerar la afección de estructuras circundantes, puesto que en muchas circunstancias originan campos re-radiados. Se trata de la ubicación del Tx de 900 kHz situado en un punto orográfico estratégico de especial interés, donde en los alrededores se ubican diversos transmisores de diferentes bandas de frecuencias, y estructuras metálicas que albergan gran cantidad de antenas, tal y como la Figura 3.5 mostraba. En especial las dos estructuras más relevantes y cercanas a nuestro transmisor de interés son dos torretas tronco-piramidales cuyas dimensiones se indicaron en la Tabla 3.1. En principio se consideró también alguna otra estructura más distante pero tras testear que no tenían prácticamente repercusión en los resultados, fueron descartadas.

Las de las torretas tronco-piramidales, son sin duda dimensiones de estructuras comparables con las del monopolo emisor, estando a distancias inferiores a 200 m. Para ilustrar el escenario de trabajo se muestra la Figura 5.24, donde se observan las dimensiones de los objetos dispuestos. Del mismo modo que antes, en la parte derecha de dicha figura se muestran varias secciones del RP en plano E , con variaciones notables aunque algo inferiores a las del caso del Tx 1107 kHz; digamos que la ‘deformación’ del RP omnidireccional sufrida es más suave.

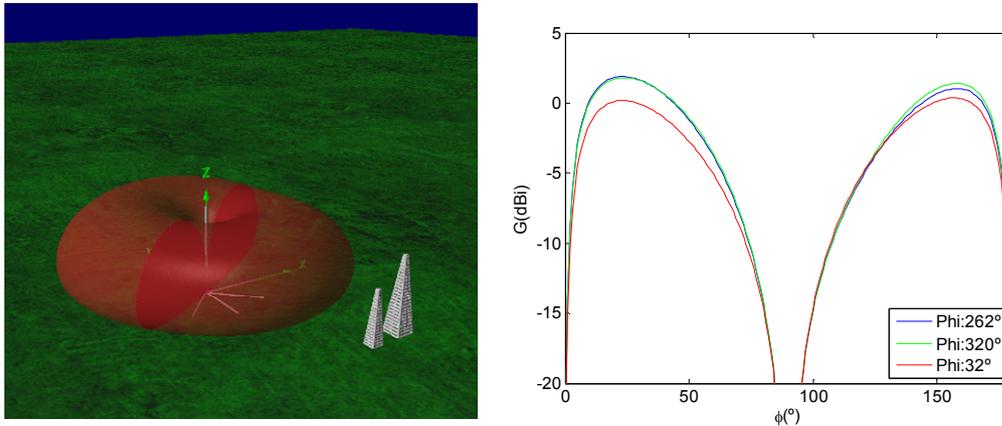


Figura 5.24: RP en 3D del monopolo 900 kHz con las estructuras metálicas tronco-piramidales presentes (izqda.). Secciones del RP en plano E para diferentes ángulos de orientación, conforme al RP presentado en la parte izquierda (dcha.).

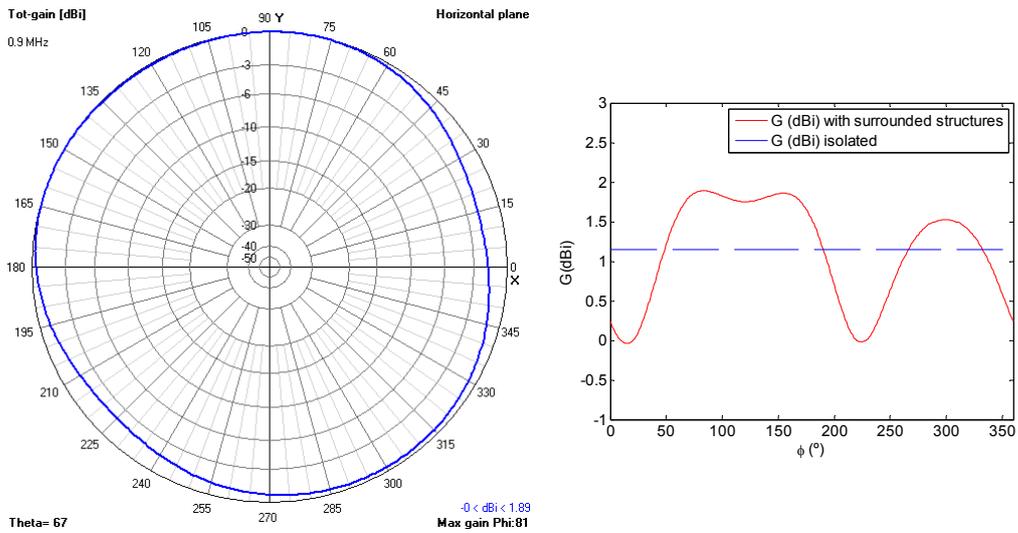


Figura 5.25: RP en plano H en coordenadas polares (izqda.) y en coordenadas cartesianas para 900 kHz cuando estructuras tronco-piramidales están o no presente (dcha.).

Finalmente y para cotejar más fácilmente esas ondulaciones de la ganancia, y realizar la comparación con el caso en el que el emisor estaba aislado, la Figura 5.25 muestra los RP en plano H . Brevemente hay que indicar que la G del Tx aislado era constante de 1.15 dB (Tabla 5.5) y que se ve distorsionada alineándose en la dirección de apuntamiento a las estructuras metálicas con variaciones de entre 1.89 y -0.1 dB, lo que si se referencia en relación al valor del monopolo aislado se traduce en variaciones de 1.15 {+0.74, -1.25} dB.

Este caso particular nos reafirma pues lo meticuloso que se debe ser al diseñar una antena desde un punto de vista radio, pero también al considerar el entorno exacto en el que se vaya a ubicar, pudiendo tener que rediseñarse aspectos tales como la PRAV emitida o hacer modificaciones de ubicación de la antena en cuestión o de las estructuras adyacentes.

Capítulo 6

Comparación de niveles con las normativas e incertidumbre asociada

Una vez analizados los datos de campo eléctrico en el entorno tanto desde un punto de vista temporal como espacial, así como desde un punto de vista teórico y práctico, el presente capítulo se centra en el estudio del análisis de los resultados de campo experimental desde una panorámica de exposición, comparando los niveles obtenidos con las normativas al respecto y seleccionando los casos más relevantes con relación a la exposición a la radiación electromagnética. Las medidas experimentales son las que, desde un punto de vista legal y de certificaciones de estaciones base, deben cotejarse; pero no sólo se realizará una comparativa de los niveles sin más, sino que también se incorporará la incertidumbre del proceso de medida a los cálculos, para acotar así el rango de variabilidad de los valores de campo mostrados. Este último aspecto, el considerar la incertidumbre, es un tema esencial sobre todo cuando los valores obtenidos están próximos a los límites impuestos, pudiendo hacer que bajo ciertas circunstancias, al considerar la incertidumbre, los valores finales puedan superar los umbrales establecidos. Hay ocasiones en las que la incertidumbre se suele ignorar, no obstante, para ser rigurosos en el análisis de los datos es importante tenerla presente.

6.1. Marco de referencia de evaluación de niveles radioeléctricos

La regulación de los límites de exposición a niveles radioeléctricos así como de las restricciones básicas, es una temática bastante extendida en los diferentes continentes, existiendo recomendaciones generales de las organizaciones mundiales con más renombre en estos temas, que suelen actuar de referente. Un paso más de concretización de las normativas que aplican son las que los diferentes países suelen legislar, que en multitud de ocasiones siguen las recomendaciones generales aludidas, pero que en circunstancias pueden cambiar dependiendo de la alarma social creada, las evidencias

científicas de repercusión en la salud humana y/o las políticas internas que los países quieran adoptar. No obstante, es posible encontrar ciertas situaciones donde las competencias reguladoras en ciertas materias estén transferidas a unidades administrativas de menor entidad que el estado, teniendo potestad para regular con normas aún más severas que las que ya aplicaban en el ámbito estatal; por ejemplo en España existen casos de Ayuntamientos que han publicado ordenanzas de carácter local muy restrictivas en temas de telefonía móvil. Es por tanto un escenario variopinto y que a la hora de realizar certificaciones es necesario tener conocimiento preciso de qué niveles son los que aplican en cada caso, siendo necesario en cierto modo realizar un trabajo de peritaje e indagación en el ámbito de la abogacía.

En los siguientes apartados se resumen las principales normativas así como los niveles de referencia que se utilizarán en el análisis de los datos.

6.1.1. Normativas de ámbito internacional y nacional

A la hora de hablar de recomendaciones internacionales, es necesario realizar una recapitulación de los estándares principales que suelen referenciarse en los trabajos de investigación, resaltando las recomendaciones de la *International Commission on Non-Ionizing Radiation Protection* (ICNIRP) con las guías de limitación de la exposición a niveles [1], o la correspondiente guía de la institución *Federal Communications Commission* (FCC de USA) [32], o por poner otro ejemplo el estándar que aplica en Australia de la agencia *Australian Radiation Protection And Nuclear Safety Agency* (ARPANSA) [208] que regula la exposición a niveles máximos.

Aparte de ello, organismos como la *International Telecommunications Union* (ITU) [243] o *The Institute of Electrical and Electronics Engineer* (IEEE) [244] también tiene publicados sus informes sobre exposición a campos electromagnéticos.

Además de las recomendaciones y estándares sobre niveles de exposición, merece especial relevancia la recomendación del ECC (*Electronic Commission Committee*) que da directrices sobre cuál debe ser el procedimiento para la recolección de medidas [7] y la estimación de la incertidumbre.

Una vez dada una panorámica de qué estándares aplican a nivel internacional, si nos centramos en el ámbito nacional español, hay que hacer mención al Real Decreto 1066/2001 que establece las condiciones de protección del dominio público radioeléctrico [3] y la Orden CTE de 2002 por la que se establecen las condiciones de presentación de las certificaciones [4].

6.1.2. Criterios de restricciones básicas y niveles de referencia

6.1.2.1. Restricciones básicas y niveles de referencia

Las restricciones básicas de exposición a campos electromagnéticos están basadas en los efectos sobre la salud que se conocen y en aspectos biológicos; dependiendo de la

frecuencia de trabajo, las magnitudes físicas usadas para especificar las restricciones son la inducción magnética (B , T), la densidad de corriente (J , A/m^2), la absorción específica de energía (SAR , W/kg) o la densidad de potencia (S , W/m^2).

Los niveles de referencia permiten la evaluación de la exposición desde un punto de vista práctico. Ciertos niveles de referencia están derivados de las restricciones básicas y algunos otros se refieren a la percepción y a los efectos adversos indirectos de la exposición a estas emisiones. Las magnitudes que se utilizan, aludidas como derivadas, son la intensidad de campo eléctrico (E , V/m), la intensidad de campo magnético (H , A/m), la inducción magnética (B , T), la densidad de potencia (S , W/m^2) y la corriente en extremidades (I_i , A). Las magnitudes que se refieren a la percepción y a otros efectos indirectos son las corriente de contacto (I_c , A), y para los campos de tipo pulsátil la absorción específica de energía (SA). Es necesario indicar que los niveles de referencia para limitar la exposición se obtienen presuponiendo un acoplamiento máximo del campo con la persona expuesta. Estos niveles de referencia son apropiados en casos en los que la exposición no es localizada en un punto concreto del cuerpo humano (situación que es la nuestra de onda media, en la que la exposición afecta a todo el cuerpo).

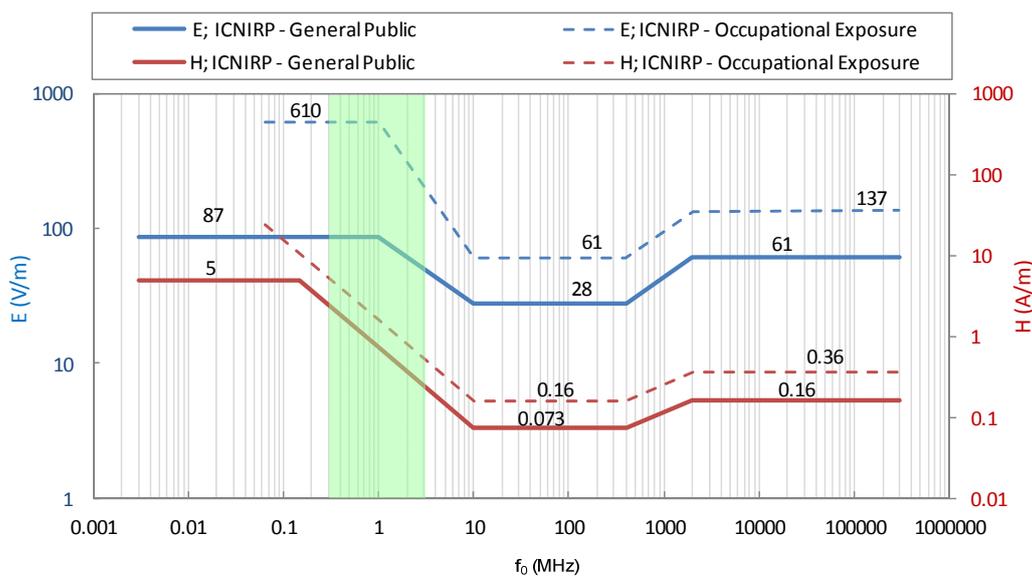


Figura 6.1: Niveles de referencia (valores en *rms*) para los campos eléctricos y magnéticos según ICNIRP. Resaltado en verde la banda correspondiente a Onda Media.

Si tras comparar los niveles detectados en un cierto punto se constata que son inferiores a los niveles de referencia, se garantiza el respeto de las restricciones básicas pertinentes. No obstante, si se sobrepasa el nivel de referencia no implica necesariamente que se sobrepase la restricción básica (habrá que comprobarlo).

En el Real Decreto mencionado, los niveles que se indican como referencia para el público en general, que coinciden con los correspondientes indicados en la ICNIRP [1], se muestran en la Figura 6.1.

6.1.2.2. Coeficientes de estimulación eléctrica y efecto térmico

Cuando se está expuesto a fuentes con múltiples frecuencias deberá tenerse en cuenta la posibilidad de que se sumen los campos. Para cada efecto deben hacerse cálculos, evaluándose separadamente los efectos térmicos y de estimulación eléctrica en el cuerpo.

Los parámetros que se utilizan para realizar comprobaciones de la exposición a fuentes con múltiples frecuencias son los ya indicados en la sección 2.2 para el campo eléctrico, no obstante se exponen en este apartado las expresiones completas para un caso genérico, tanto las expresiones dependientes del campo E como H :

a) En relación con las densidades de corriente inducida y los efectos de estimulación eléctrica, hasta los 10 MHz, los niveles de campo deben cumplir las restricciones impuestas en las expresiones (6.1) y (6.2), donde E_i es la intensidad de campo eléctrico a la frecuencia i ; $E_{L,i}$ es el nivel de referencia de campo eléctrico que se corresponde con el que muestra la Figura 6.1. H_j es la densidad de campo magnético a la frecuencia j ; $H_{L,j}$ es el nivel de referencia del campo magnético derivado de la citada figura de niveles; a es 87 V/m y b es 5 A/m [1].

$$\sum_{i=1\text{Hz}}^{1\text{MHz}} \frac{E_i}{E_{L,i}} + \sum_{i>1\text{MHz}}^{10\text{MHz}} \frac{E_i}{a} \leq 1 \quad (6.1)$$

$$\sum_{j=1\text{Hz}}^{150\text{kHz}} \frac{H_j}{H_{L,j}} + \sum_{j>150\text{kHz}}^{10\text{MHz}} \frac{H_j}{b} \leq 1 \quad (6.2)$$

b) En cuanto a los coeficientes para efectos térmicos, que aplican a partir de 100 kHz deben considerarse la exigencias indicadas en las expresiones (6.3) y (6.4), donde los parámetros E_i , $E_{L,i}$, $H_{L,j}$, H_j son los mismos que los indicados en las expresiones (6.1) y (6.2), c es $87/(f^{1/2})$ V/m y d $0.73/f$ A/m donde f es la frecuencia expresada en MHz.

$$\sum_{i=100\text{kHz}}^{1\text{MHz}} \left(\frac{E_i}{c} \right)^2 + \sum_{i>1\text{MHz}}^{300\text{GHz}} \left(\frac{E_i}{E_{L,i}} \right)^2 \leq 1 \quad (6.3)$$

$$\sum_{j=100\text{kHz}}^{150\text{kHz}} \left(\frac{H_j}{d} \right)^2 + \sum_{j>150\text{kHz}}^{300\text{GHz}} \left(\frac{H_j}{H_{L,j}} \right)^2 \leq 1 \quad (6.4)$$

6.1.3. Controversia sobre los efectos reales de los campos EM en la salud

A la hora de evaluar los efectos de los campos electromagnéticos en la salud, aparte de los estándares y normativas de obligado cumplimiento, desde un punto de vista objetivo es necesario indicar también las diferentes tendencias en cuanto a investigaciones en medicina y biología que se están llevando a cabo con células *in vitro*, animales y humanos para poder discernir mejor los posibles efectos en la salud de las radiaciones o estudiar ciertos aspectos en profundidad (como mutaciones de células, daños en el ADN,

afección en el sueño de los humanos, exposición en zonas sensibles del cuerpo como los ojos, entre otros) [60, 61, 63-65, 68, 72, 245-248].

Asimismo hay documentos que recopilan los posibles riesgos en la salud y los factores que pueden influir en los mismos, intentando computar el tiempo de exposición, la posible afección de la modulación y tipo de señal, presentando estadísticas de los efectos de las diferentes tecnologías en la población, principalmente [2, 35, 73]. Son también interesantes los diferentes estudios epidemiológicos existentes en esta materia [249-251], que analizan los porcentajes de población que muestran ciertas patologías intentando averiguar los orígenes de las mismas.

A este particular hay que hacer especial mención a la Organización Mundial de la Salud que aparte de dar una visión general de las implicaciones y estudios existentes en temas de la salud, fija algunas necesidades prioritarias en investigación que sería interesante abordar en el futuro [37].

Con todo ello, lo que se deja patente es que es posible que los niveles de referencia y restricciones básicas sean modificados a medida que se tengan datos concluyentes de las investigaciones que se llevan a cabo. Incluso el propio Real Decreto menciona que en la evaluación de la exposición se tendrá en consideración el número de personas, así como sus características epidemiológicas, condiciones sanitarias de las personas expuestas y otras variables relevantes de interés.

6.2. Resultados de la comparación de los niveles medidos con la normativa y cálculo de la incertidumbre

Este apartado se centra en el análisis de los valores experimentales colectados en la campaña de otoño, ya que registra mejor los niveles altos alrededor de los transmisores debido al patrón de muestreo seguido. La distribución de niveles se puede observar en la Figura 3.1.

6.2.1. Niveles comparados con la normativa

Puesto que los valores más relevantes en cuanto a su repercusión en la exposición a radiaciones electromagnéticas son los de mayor nivel, en este apartado se han seleccionado algunos puntos que ilustran los valores máximos detectados experimentalmente en el área de muestreo, que se corresponden con los puntos más próximos a los transmisores. Asimismo, y puesto que las zonas urbanas donde normalmente cohabita gente son puntos de máximo interés, se han seleccionado también algunos puntos localizados en casco urbano, mostrando los puntos de mayor nivel tanto en Cáceres capital como en la pedanía de Valdesalor. Estos dos municipios son los más cercanos a los transmisores y nos sirven para ilustrar los casos más extremos en zona urbana.

Por tanto, para estos puntos aludidos se muestran los valores de niveles de campo colectados, la comparación con los límites de referencia del RD 1066/2001 y los coeficientes de exposición en cuanto al efecto térmico y el derivado de las corrientes inducidas y efectos de estimulación eléctrica, dando una valoración genérica de los resultados presentados.

6.2.1.1. Comparación de niveles de campo E y coeficientes de exposición con la normativa

En primer lugar, se representa en la Tabla 6.1 un resumen de algunos puntos representativos del área de estudio, habiendo hecho una selección de los más interesantes desde un punto de vista expositivo. Por un lado se han seleccionado puntos con los valores más altos de todos los medidos, estando estos situados en zona rural y pegados a los transmisores; en nuestro caso estos puntos son PR1, para los transmisores de Valdesalor de 774 y 1107, y PR2 para el caso del T_x de 900 kHz. Por otro lado se han seleccionado los puntos en zona urbana de máximo valor para Valdesalor (PU1) y los puntos de valores máximo y mínimo para el casco urbano de Cáceres (puesto que se extiende por un área de bastantes km^2), siendo estos puntos PU2 y PU3. Asimismo en la tabla se muestra otra nomenclatura de los puntos que fue la que originalmente se utilizó para distribuir los puntos en los patrones de coronas circulares, pudiendo visualizarse su ubicación en la Figura 6.3, junto con los emisores y habiendo resaltado también las zonas urbanas próximas, siendo esta figura de utilidad a la hora de comprobar visualmente y de modo intuitivo a qué distancia de los transmisores se encuentran los puntos en cuestión.

Hay que destacar que para el T_x de 774 kHz el valor máximo detectado es de unos 4 V/m a una distancia de 362 m del T_x estando dicho valor unas 22 veces por debajo del umbral especificado. En esa misma localización se sitúa el valor de máximo campo eléctrico para la emisión de 1107 kHz con un valor menor, de 1.4 V/m aproximadamente a 328 m del T_x , obviamente menor debido principalmente a la menor potencia de emisión de este transmisor, acorde a la Tabla 2.1. Para esta misma ubicación de PR1, correspondiéndose con el punto 'G4V' de la Figura 6.3, el coeficiente de efecto térmico es de $1.93 \cdot 10^{-3}$, es decir, unas 519 veces menor que el umbral, siendo a su vez esta localización la que máximo valor ha arrojado; su correspondiente efecto inducido para PR1 es el más próximo al umbral de la normativa estando sólo 16 veces por debajo, que aún así sigue siendo un valor despreciable atendiendo exclusivamente a las especificaciones de los estándares, no entrando en consideraciones de otros factores epidemiológicos y biológicos que a lo largo de esta Tesis se han referenciado.

El punto rural más cercano al T_x de 900 kHz medido se sitúa a unos 321 m, detectándose unos valores de 2 V/m para este emisor, estando los niveles térmicos y de corrientes inducidas y efectos de estimulación eléctrica 2001 y 39 veces por debajo de la referencia (valores nuevamente bastante inferiores comparados con la normativa).

Si ahora nos centramos en los valores recogidos en los cascos urbanos, para el caso de la pedanía de Valdesalor (PU1) ya se obtiene valores cientos de veces por debajo de la normativa (164 y 259 para 774 y 1107 kHz) estando los efectos térmicos y el relativo a

corrientes inducidas 22781 y 98 veces por debajo respectivamente. Los valores pues comparados con PR1 son bastante menores, destacando la distancia de más de 3 km que esta localización dista de los emisores.

Tabla 6.1: Niveles de campo eléctrico, efecto térmico e inducido para varios puntos de interés en casco urbano (PU) y zona rural (PR). Estimación del nº de veces por debajo de los umbrales entre {}.

Punto	X UTM Y UTM	E (V/m) {nº veces por debajo}		Efecto Térmico {nº veces por debajo}	Efecto Estimulación {nº veces por debajo}	Distancia a Tx (m)
		f_{774}				
PR1, G4v Max. Tx 774 y 1107	212494.06 4360897.65	f_{774}	4.019 {22}	$1.93 \cdot 10^{-3}$ {519}	$6.24 \cdot 10^{-2}$ {16}	<u>362.1</u>
		f_{900}	0.041 {2144}			11978.4
		f_{1107}	1.369 {60}			<u>327.6</u>
PU1, E2v Max. en villa de Valdesalor	211318.54 4363976.71	f_{774}	0.531 {164}	$4.39 \cdot 10^{-5}$ {22781}	$1.02 \cdot 10^{-2}$ {98}	<u>3316.2</u>
		f_{900}	0.038 {2312}			8749.9
		f_{1107}	0.319 {259}			<u>3569.0</u>
PR2, G2m Max. del Tx 900	212090.98 4372949.95	f_{774}	0.125 {694}	$5.00 \cdot 10^{-4}$ {2001}	$2.55 \cdot 10^{-2}$ {39}	12182.1
		f_{900}	2.046 {43}			<u>320.9</u>
		f_{1107}	0.043 {1945}			12374.2
PU2, F10m Max. en villa de Cáceres	210391.81 4372982.08	f_{774}	0.172 {507}	$1.35 \cdot 10^{-5}$ {73810}	$5.93 \cdot 10^{-3}$ {168}	12340.8
		f_{900}	0.291 {299}			<u>1891.1</u>
		f_{1107}	0.055 {1510}			12565.9
PU3, F2m Mín. en villa de Cáceres	211798.76 4374618.17	f_{774}	<u>0.043</u> {2038}	$9.74 \cdot 10^{-7}$ {1026197}	$1.56 \cdot 10^{-3}$ {643}	13854.8
		f_{900}	0.080 {1084}			<u>1995.7</u>
		f_{1107}	0.0124 {6647}			14051.6

Finalmente y de cara a comparar los valores en el caso urbano de la ciudad de Cáceres, se han seleccionado los puntos de máximo y mínimo nivel (PU2 y PU3), para poder acotar la variación de niveles dentro de los puntos medidos en esta zona, y ambos puntos aunque situados en lugares geográficos distintos están prácticamente a la misma distancia con respecto al Tx de 900 kHz, alrededor de 1.9 km, sin embargo si analizamos detenidamente las posiciones, la de máximo valor tiene LOS con el Tx existiendo un vano pronunciado, y en el segundo hay ausencia de LOS y además se encuentra situado en un corte abrupto del terreno recortado para el allanamiento de la zona de los edificios, existiendo, como es previsible, un *fading* y dispersión importante. Esa diferencia también es justificable por la afección de obstáculos y la orografía, tal y como la sección de

FDTD, 5.2, demostró. Esto denota la importancia de saber dónde medir, cómo seleccionar los puntos y lo crucial que puede ser representarlos de una manera u otra. Comparando los niveles de campo eléctrico con los de referencia se obtienen valores de 299 y 1084 veces inferior a la normativa, con efectos térmicos miles de veces por debajo y el asociado a las corrientes inducidas de cientos de veces. Se ha considerado interesante resaltar el valor medio del campo eléctrico para cada una de las tres frecuencias, de todos los puntos que se ubican dentro de la zona limitada como casco urbano en la ciudad de Cáceres, Figura 6.2 según datos procedentes del Centro Nacional de Información Geográfica (CNIG) [252], para las 3 frecuencias de 774, 900 y 1107 kHz siendo los valores de 0.089, 0.178 y 0.034 V/m respectivamente. Del mismo modo los valores promedios de los coeficientes de exposición térmico y de estimulación eléctrica son: $5.93 \cdot 10^{-6}$ y $3.47 \cdot 10^{-3}$ respectivamente.

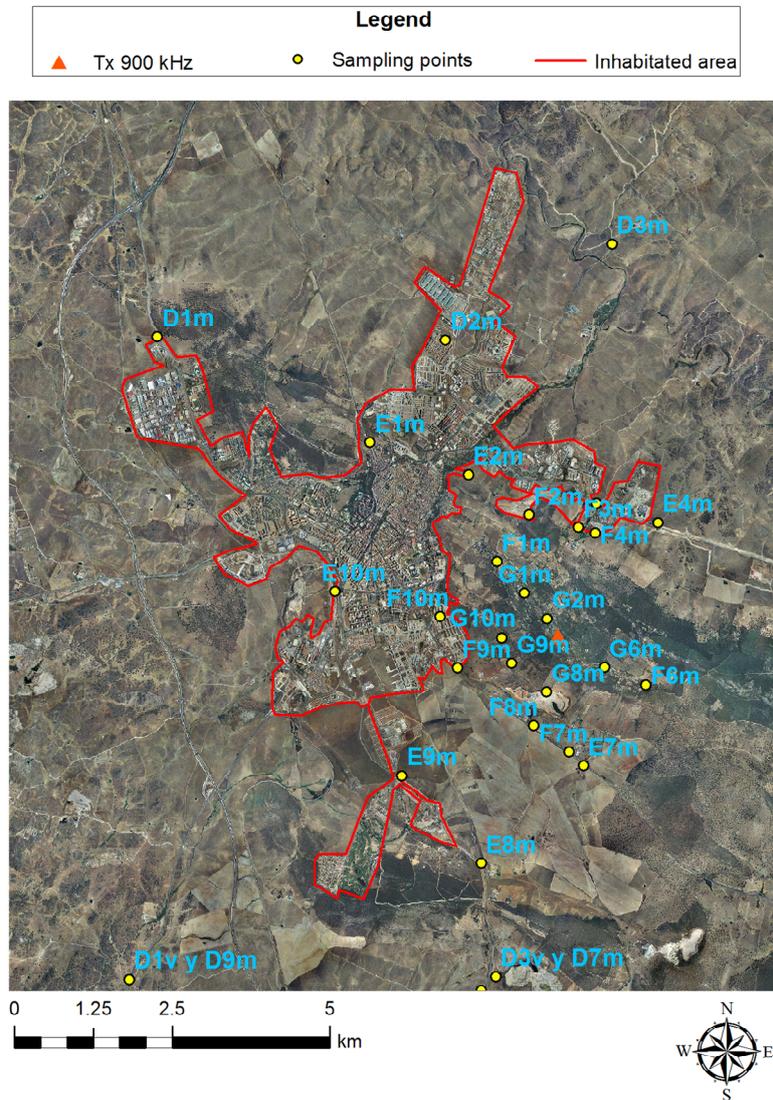


Figura 6.2: Imagen aérea de la zona más próxima al transmisor de 900 kHz junto con la ciudad de Cáceres, y puntos de medida con su nomenclatura. Imágenes procedentes del CNIG.



Figura 6.3: Imagen aérea de la zona más próxima a los transmisores de 774 y 1107 kHz junto con la villa de Valdesalor, y puntos de medida con su nomenclatura. Imágenes procedentes del CNIG.

6.2.1.2. Comparación de niveles de campo H y coeficientes de exposición con la normativa

Se ha estimado oportuno también mostrar una tabla con los resultados con respecto al campo magnético, y aunque lo que se ha medido es campo eléctrico, en circunstancias de campo lejano se puede *grosso modo* convertir utilizando la expresión (6.5) [4, 7].

$$|H| = \frac{|E|}{\eta_0}; \quad \eta_0 = 377 \, \Omega \tag{6.5}$$

La Tabla 6.2 muestra los niveles de campo H capturados para cada frecuencia y punto de interés seleccionado, así como el efecto térmico y de estimulación eléctrica; entre paréntesis se indica el número de veces que se está por debajo de los umbrales indicados en la normativa. En general se puede observar en dicha tabla que, el número de veces

tanto para los niveles de referencia como los efectos térmicos y el asociado a densidades de corriente inducida, son menores para la comparación de campo H que para el caso de campo E . Por ejemplo en el caso de PR1 el efecto inducido requiere mayor atención que el efecto térmico (con menor nº de veces por debajo de la normativa), pasamos de estar 16 veces por debajo a 347 para el campo H .

Las medias en esta ocasión para la zona del casco urbano de Cáceres y para las 3 emisiones de 774, 900 y 1107 kHz son de $2.37 \cdot 10^{-4}$, $4.73 \cdot 10^{-4}$, $9.07 \cdot 10^{-5}$, A/m.

Tabla 6.2: Niveles de campo magnético, efecto térmico e inducido para varios puntos de interés en casco urbano (PU) y zona rural (PR). Estimación del nº de veces por debajo de los umbrales.

Punto	X UTM Y UTM	H (A/m) {nº veces por debajo}		Efecto Térmico {nº veces por debajo}	Efecto Estimulación {nº veces por debajo}	Distancia a Tx (m)
PR1, G4v Max. Tx 774 y 1107	212494.06 4360897.65	f_{774}	$1.07 \cdot 10^{-2}$ {88}	$1.58 \cdot 10^{-4}$ {6324}	$2.88 \cdot 10^{-3}$ {347}	<u>362.1</u>
		f_{900}	$1.08 \cdot 10^{-4}$ {7536}			11978.4
		f_{1107}	$3.63 \cdot 10^{-3}$ {182}			<u>327.6</u>
PU1, E2v Max. en villa de Valdesalor	211318.54 4363976.71	f_{774}	$1.41 \cdot 10^{-3}$ {670}	$3.89 \cdot 10^{-6}$ {256851}	$4.71 \cdot 10^{-4}$ {2123}	<u>3316.2</u>
		f_{900}	$9.98 \cdot 10^{-5}$ {8126}			8749.9
		f_{1107}	$8.47 \cdot 10^{-4}$ {779}			<u>3569.0</u>
PR2, G2m Max. del Tx 900	212090.98 4372949.95	f_{774}	$3.32 \cdot 10^{-4}$ {2838}	$4.49 \cdot 10^{-5}$ {22250}	$1.17 \cdot 10^{-3}$ {851}	12182.1
		f_{900}	$5.43 \cdot 10^{-3}$ {2441}			<u>320.9</u>
		f_{1107}	$1.13 \cdot 10^{-4}$ {5846}			12374.2
PU2, F10m Max. en villa de Cáceres	210391.81 4372982.08	f_{774}	$4.45 \cdot 10^{-4}$ {2071}	$1.19 \cdot 10^{-6}$ {840575}	$2.75 \cdot 10^{-4}$ {3640}	12340.8
		f_{900}	$7.73 \cdot 10^{-4}$ {1781}			<u>1891.1</u>
		f_{1107}	$1.45 \cdot 10^{-4}$ {4540}			12565.9
PU3, F2m Min. en villa de Cáceres	211798.76 4374618.17	f_{774}	$1.13 \cdot 10^{-4}$ {8329}	$8.58 \cdot 10^{-8}$ {11659713}	$7.18 \cdot 10^{-5}$ {13925}	13854.8
		f_{900}	$2.13 \cdot 10^{-4}$ {7163}			<u>1995.7</u>
		f_{1107}	$3.30 \cdot 10^{-5}$ {19985}			14051.6

6.2.2. Cálculo de incertidumbre en las medidas

Con respecto al cálculo de la incertidumbre para los puntos experimentales, en este apartado se exponen los resultados, dando una valoración crítica de los mismos. Se han ignorado otros posibles factores de los que no se tiene constancia o información, como

por ejemplo posibles desadaptaciones de impedancia entre los diferentes elementos del equipamiento de medida.

Los valores que se remarcan son aquellos que resultan ser más desfavorables desde un punto de vista expositivo, esto es, los valores más elevados. A la hora de calcular el valor de campo eléctrico se ha incluido el porcentaje o cantidad de dB de incertidumbre por encima del valor de campo que había en ausencia de ella. Con esos nuevos valores de campo eléctrico se han recalculado los efectos térmicos y de estimulación nuevamente.

Tabla 6.3: Niveles de campo eléctrico, efecto térmico e inducido para varios puntos de interés en casco urbano (PU) y zona rural (PR) cuando se considera la incertidumbre expandida. Estimación del nº de veces por debajo de los umbrales.

Punto	X UTM Y UTM	E (V/m) {nº veces por debajo}		Efecto Térmico {nº veces por debajo}	Efecto Estimulación {nº veces por debajo}	Distancia a Tx (m)
		f_{774}				
PR1, G4v Max. Tx 774 y 1107	212494.06 4360897.65	f_{774}	4.361 {20}	$2.23 \cdot 10^{-3}$ {441}	$6.78 \cdot 10^{-2}$ {15}	<u>362.1 m</u>
		f_{900}	0.046 {1893}			11978.4
		f_{1107}	1.490 {55}			<u>327.6 m</u>
PU1, E2v Max. en villa de Valdesalor	211318.54 4363976.71	f_{774}	0.586 {151}	$5.18 \cdot 10^{-5}$ {19307}	$1.11 \cdot 10^{-2}$ {90}	<u>3316.2</u>
		f_{900}	0.043 {2042}			8749.9
		f_{1107}	0.347 {238}			<u>3569.0</u>
PR2, G2m Max. del Tx 900	212090.98 4372949.95	f_{774}	0.136 {640}	$6.41 \cdot 10^{-4}$ {1561}	$2.87 \cdot 10^{-2}$ {35}	12182.1
		f_{900}	2.317 {38}			<u>320.9</u>
		f_{1107}	0.046 {1787}			12374.2
PU2, F10m Max. en villa de Cáceres	210391.81 4372982.08	f_{774}	0.186 {467}	$1.70 \cdot 10^{-5}$ {58777}	$6.62 \cdot 10^{-3}$ {151}	12340.8
		f_{900}	0.330 {264}			<u>1891.1</u>
		f_{1107}	0.060 {1388}			12565.9
PU3, F2m Min. en villa de Cáceres	211798.76 4374618.17	f_{774}	<u>0.046</u> {1878}	$1.23 \cdot 10^{-6}$ {814479}	$1.73 \cdot 10^{-3}$ {577}	13854.8
		f_{900}	0.091 {958}			<u>1995.7</u>
		f_{1107}	0.0135 {6109}			14051.6

Se han seleccionado los valores de campo eléctrico de la Tabla 6.1 en lugar de los de campo magnético de la Tabla 6.2 puesto que esos valores están más próximos a los niveles de referencia. El análisis nos permitirá analizar en qué medida los valores de dicha tabla se ven incrementados al considerar la incertidumbre fruto tanto de la repetibilidad como de la instrumentación de medida (coincidente con el supuesto 3 de la

Tabla 4.5). En general se observa en la Tabla 6.3 cómo la consideración de la incertidumbre tiene escasa repercusión en los valores de campo eléctrico así como en los coeficientes de exposición: térmico y de estimulación. Por ejemplo, para el punto PR1 de máximos valores absolutos, para la frecuencia de 774 kHz pasamos de estar 22 veces por debajo de los niveles de referencia a 20 veces, y en el efecto de estimulación eléctrica (el mayor de todos los puntos mostrados) pasa de 16 a 15 veces por debajo del umbral establecido. Comentarios similares pueden ser aplicados a los restantes puntos de la tabla; en general esta escasa incidencia en los valores es consecuencia de las contribuciones de cada una de las frecuencias de estudio y de las componentes de incertidumbre incluidas. Recordemos que las incertidumbres expandidas para el caso global de instrumentación de medida y repetibilidad eran del 8.67 %, 13.51 % y de 8.99 % para 774, 900 y 1107 kHz respectivamente, valores no excesivamente elevados. Si se hubiesen colectado las medidas, por ejemplo, con otro equipamiento menos preciso, estos valores podrían ser más notorios.

6.3. Comparativa de niveles de campo eléctrico con otros estudios experimentales

Con el objetivo de poder contrastar los niveles obtenidos de campo eléctrico de manera experimental en entornos urbanos o próximos a ellos con otros existentes, y referenciados en revistas de reconocido prestigio en la materia que nos atañe de exposición a radiaciones electromagnéticas, se articula el presente apartado.

Para ello se contextualizan los valores de campo eléctrico, y circunstancialmente los coeficientes de exposición asociados, con los datos facilitados en otros artículos que analicen las radiaciones en onda media, distinguiendo aquellos estudios ligados al ámbito regional o nacional de otros del ámbito internacional, dando así una perspectiva más global y genérica de valores típicos que se suelen colectar en entornos habitados.

6.3.1. Ámbito regional/nacional

En este contexto de ámbito nacional, nos hemos centrado en dos estudios que analizan las radiaciones en la región de Extremadura. El estudio denominado 1) analiza las radiaciones en diferentes bandas de frecuencias en la ciudad de Mérida [253]; el segundo, estudio 2), analiza también las radiaciones en diferentes bandas de frecuencia pero englobando un número elevado de ciudades y poblaciones de la región extremeña [254], haciendo un análisis diferenciado por bandas y tipo de localidad. De estos artículos hemos extraído aquellos valores más relevantes concernientes a las radiaciones en onda media, comparando dichos valores con los homólogos procedentes de nuestro estudio.

En la Tabla 6.4 se muestra una comparativa de los valores de campo eléctrico así como del coeficiente de exposición eléctrica o efecto de estimulación eléctrica para estudios realizados en la comunidad autónoma extremeña (con diferentes transmisores de AM diseminados por la región y con potencias de emisión menores de 60 kW), mostrando asimismo los valores homólogos obtenidos en nuestro estudio pero particularizando para la ciudad de Cáceres donde se colectaron diez muestras dentro de la propia ciudad en diferentes localizaciones.

Tabla 6.4: Comparativa de valores de efecto de estimulación eléctrica (ESE) y de campo eléctrico en la región de Extremadura con los valores del presente estudio para el núcleo urbano de Cáceres. Max, Med, Min, y SD, aluden al valor máximo, mediana, mínimo y desviación estándar respectivamente. MW: *Medium Wave*, SW: *Short Wave*.

Estudio	ESE (adimensional)	Estudio	E (V/m)
Estudio 1) Ciudad: Mérida {MW & SW}	Max.ESE: $37.4 \cdot 10^{-4}$ Med.ESE: $24.7 \cdot 10^{-4}$ SD.ESE: $9.2 \cdot 10^{-4}$ Rango: {0.5-10 MHz}	Estudio 2) 35 localidades {MW}	Max.E: $8.35 \cdot 10^{-1}$ Min.E: $3.61 \cdot 10^{-2}$
Nuestro estudio Ciudad: Cáceres {MW}	Max.ESE: $59.3 \cdot 10^{-4}$ Med.ESE: $29.9 \cdot 10^{-4}$ SD.ESE: $15.2 \cdot 10^{-4}$ Rango: {0.5-1.7 MHz}	Nuestro estudio Ciudad: Cáceres {MW}	Max.E: $3.42 \cdot 10^{-1}$ Min.E: $9.17 \cdot 10^{-2}$

Al comparar el estudio 1) con nuestros valores, observamos cómo el valor máximo para nuestro estudio es algo superior que para el estudio realizado en la ciudad de Mérida, valores de $59.3 \cdot 10^{-4}$ con respecto a $37.4 \cdot 10^{-4}$, del mismo modo la mediana y desviación estándar son ligeramente superiores en nuestro estudio de la ciudad de Cáceres, y ello tiene principalmente su explicación en la localización de los transmisores con respecto a los puntos de medida en un estudio y otro, así como de las potencias de emisión. Aún así vemos cómo prácticamente los valores están en el mismo rango.

Por otro lado, en relación al estudio 2), observamos cómo el valor máximo en el mencionado estudio es algo superior al de nuestro estudio particularizado para Cáceres, aunque en ningún caso se alcanza 1 V/m. La explicación de ese valor máximo superior en el estudio de las 35 localidades puede encontrarse de nuevo en la localización de los puntos donde se capturaron las medidas, seleccionándose en dicho estudio un conjunto de puntos más dispersos, geográficamente hablando, que puede hacer que ciertos puntos de muestreo se encuentren más cercanos de los transmisores de onda media, con el consecuente incremento del valor medido. En cuanto al valor mínimo, en nuestro estudio es algo superior y puede justificarse de nuevo debido al entorno donde se capturaron las medidas, en una ciudad con transmisores de onda media relativamente cercanos, sin embargo para el estudio 2) existen poblaciones más distantes de los transmisores en las que se colectaron muestras, y ello hace que el valor mínimo global sea inferior al de nuestro caso particular.

En resumen, en la región de Extremadura se detectan valores que difícilmente suelen alcanzar varios V/m para entornos urbanos *outdoor* próximos a los diferentes transmisores de onda media, teniendo en general una situación no problemática en cuanto

a radiaciones electromagnéticas en esta banda de frecuencias se refiere, conforme a los principales estándares que regulan estas emisiones.

6.3.2. **Ámbito internacional**

Un análisis más global e interesante lo conforma el comparar valores de niveles entre diferentes continentes, donde las regulaciones existentes al respecto suelen ser distintas, y las políticas de los operadores de telecomunicaciones a la hora de desplegar estaciones base y planificar las regiones de cobertura suelen ser discrepantes. Aspectos como los económicos, geográficos, etc., pueden tener una incidencia importante en las planificaciones y diseño de transmisores, como se ha comentado.

En este apartado hemos seleccionado dos estudios a los que hemos tenido acceso, mostrados en la Tabla 6.5, y que reportan valores de niveles de campo bastante interesantes de comentar. Se estudia, por un lado la población de Estados Unidos donde además de datos para la banda de onda media se facilitan también para otras bandas que en este caso no son de nuestro interés, estudio 3) [39], y por otro lado se analiza el artículo que se centra exclusivamente en transmisores de onda media pero en el país de Arabia-Saudí [255], estudio 4).

Tabla 6.5: Comparativa de valores de campo eléctrico en diferentes países del mundo con los valores del presente estudio para los núcleos urbanos de Cáceres y Valdesalor. Max, Min, aluden al valor máximo, y mínimo respectivamente. MW: *Medium Wave*.

Estudio	E (V/m)	Estudio	E (V/m)
Estudio 3) Estados Unidos {MW}	3 % Población > 1 50 % Población > 0.28 98 % Población > 0.07	Estudio 4) Arabia Saudí {MW}	Max.E_2.4 km: > 8.7 Min.E_3.2 km: 5.3
Nuestro estudio Ciudad: Cáceres, Valdesalor {MW}	Max.E Cáceres: $3.42 \cdot 10^{-1}$ Min.E Cáceres: $9.17 \cdot 10^{-2}$ Max.E Valdesalor: $6.20 \cdot 10^{-1}$	Nuestro estudio Ciudad: Cáceres, {MW}	Max.E: $3.42 \cdot 10^{-1}$ Min.E: $9.17 \cdot 10^{-2}$

En particular, del tercer estudio concerniente a Estados Unidos, los valores para entornos *outdoor* y de exposición a la población en general suelen ser del mismo rango que los detectados en nuestro estudio para las localidades de Cáceres y Valdesalor, aunque con valores absolutos superiores en el estudio 3) debido a que es un estudio más amplio geográficamente hablando y con más escenarios medidos, pudiéndose alcanzar valores puntuales superiores a 1 V/m tal y como se refleja en la tabla. Por ejemplo si comparamos el estudio 2) realizado en Extremadura tenemos un valor máximo de 0.835 V/m que está incluido en el rango de variación de niveles para el estudio 3). En este mismo estudio 3) se referencian otros valores de niveles de campo para entornos *outdoor* cerca de zonas de ocio como parques con valores de niveles a nivel de tejado de 100-200 V/m en Honolulu con un transmisor cercano de 30 kW, y con valores *indoor* de unos 2-3 V/m. Asimismo se facilitan valores cerca de la ciudad de Spokane tanto fuera de

una casa situada cerca de un transmisor de 50 kW con valores de entre 9-19 V/m, como valores *indoor* de entre 1-55 V/m. Con ello lo que se pone de relieve es que el *tándem indoor-outdoor* puede desvelar valores diferentes pues son entornos distintos, y los fenómenos de reflexión, difracción, *scattering* de objetos así como la atenuación afectan notablemente, por lo tanto hay que puntualizar que un tipo de estudio es el realizado en espacios abiertos y otro diferente es el que se puede realizar en interiores de edificios, y aunque generalmente los valores en espacios interiores suelen ser menores no siempre es así. Dependiendo de las circunstancias se podrían requerir este tipo específico de estudios *indoor*, no ya de recepción de señal desde un punto de vista radio sino desde un punto de vista de exposición a la radiación. Además en las viviendas más próximas a los transmisores los niveles se elevan ostensiblemente como se aprecia en los ejemplos comentados para este estudio.

Respecto del estudio 4) aludido y llevado a cabo en Arabia Saudí, en Riyad, en una zona residencial próxima a los transmisores de onda media y onda corta con altas potencias de emisión (exactamente contempla transmisores de 0.585, 0.963, 0.684, 1.422 MHz con una potencia máxima de todos ellos de 1420 kW, y 6 transmisores en SW entre 9.555 y 21.530 MHz, cada uno con 500 kW de potencia), los valores son más alarmantes puesto que además se detectaron quemaduras en trabajadores que realizaban tareas de construcción de un estadio situado a unos 4 km de los transmisores de MW. Valores de entre 5.3 y 8.7 V/m medidos a una distancia de 2-3 km son valores elevados desde un punto de vista epidemiológico, además la sonda con la que midieron tenía un límite superior de 8.7 V/m, habiendo ellos realizado estimaciones de niveles a una distancia de 0.5 km de los transmisores, con valores estimados de unos 188 V/m. Estos valores sin duda alguna son bastante superiores a los que normalmente se detectan en escenarios europeos, y que nos reflejan que en ciertos entornos y circunstancias se pueden estar sobrepasando los límites de exposición estipulados en los estándares. Elevadas potencias de emisión, para una mayor cobertura en países muy amplios geográficamente hablando, implica comprometer las zonas más cercanas a los transmisores donde también pueden ubicarse núcleos urbanos, zonas de recreo o viviendas aisladas. Por ello es crucial analizar estos aspectos y quizás llegar a un compromiso entre potencias de emisión, replicación de transmisores a cada cierta distancia, etc., con temas puramente económicos o de viabilidad de la adquisición de emplazamientos radio, y obviamente con el acuerdo de los operadores y autoridades del país que aplique.

Con estos ejemplos estudiados se nos da una perspectiva más global de qué rango de niveles se suele alcanzar en diferentes lugares, comprobando que no siempre las emisiones están controladas totalmente, siendo necesarios estudios biológicos, epidemiológicos y certificaciones o controles rutinarios para poner de relieve las implicaciones de las radiaciones electromagnéticas detectadas en un determinado entorno.

Además existen estudios que intentan evaluar el riesgo que ciertos tipos de radiaciones producen en los humanos como se ha especificado a lo largo del presente documento. Si nos centramos en onda media, y aunque no hay estudios concluyentes al respecto, sí es cierto que hay estudios donde se atisba un incremento del riesgo de padecer enfermedades como la leucemia en niños viviendo en zonas más cercanas a los transmisores [2, 256-

258]. Por todo ello un enfoque cauto en esta materia es aconsejable, hasta que las futuras investigaciones y hallazgos nos permitan ir dilucidando el verdadero impacto de las radiaciones en la salud.

Capítulo 7

Conclusiones y líneas futuras

7.1. Conclusiones

Esta Tesis ha mostrado un análisis exhaustivo desde un punto de vista experimental de las muestras electromagnéticas en onda media y en un entorno determinado, así como de simulaciones analíticas que permiten complementar los estudios de distribución de niveles de campo electromagnético en un área de interés. Ambos enfoques o líneas de actuación han permitido contrastar resultados, y entender mejor el comportamiento de la señal en puntos donde los valores se distancian de los que se obtendrían en situaciones ideales de propagación. Todo ello bajo el prisma de analizar minuciosamente los niveles de campo y la evaluación de la exposición a radiaciones, discriminando qué escenarios son más críticos en cuanto al nivel de radiación recibida, y dando una panorámica general de las repercusiones que tienen los niveles detectados en cuanto a los niveles de referencia, y en relación al efecto térmico y el ligado a densidades de corriente inducida y efectos de estimulación eléctrica en el cuerpo humano.

En relación con la primera línea de trabajo de estudios experimentales, en primer lugar, con respecto al análisis temporal realizado, se ha permitido comprobar el buen ajuste de la función Log-Normal y Gaussiana a los valores de la traza máxima. Asimismo se ha detectado una gran variación de los valores de la traza *max-hold* con respecto a la de valores instantáneos, computándose oscilaciones de las medias de una traza respecto de otra de alrededor del 55 %, nada despreciables pues. Por otro lado, de las medidas capturadas a lo largo del año, se puede concluir que son valores estables con unas ligeras desviaciones, en coeficientes de variación, (CV, o cociente entre la desviación estándar y el valor medio) de en torno al 10 % para los valores de campo eléctrico en las trazas *max-hold*, viéndose reducidas dichas variaciones a aproximadamente la mitad cuando se computan los valores de campaña de corta duración. Valores que en términos relativos nos denotan la importancia de tener en consideración dichas fluctuaciones. Por otro lado, con la herramienta creada basada en el método de Monte-Carlo se nos ha posibilitado estimar valores del efecto de la estimulación eléctrica.

En segundo lugar, se han creado mapas de niveles de distribución de campo eléctrico. El método Kriging ha mostrado ser un método válido para la interpolación espacial de muestras electromagnéticas aunque en nuestro estudio el método se comporta mejor en zonas de altos niveles cercanas a los transmisores. No obstante la relación entre valores predichos y medidos es aceptable con valores de errores medios absolutos de alrededor de $3.2 \text{ dB } \mu\text{V/m}$ para las diferentes frecuencias, y con mapas de desviaciones estándar con medias que están entre 3.6 y $5.0 \text{ dB } \mu\text{V/m}$ según la frecuencia. En cuanto al método basado en funciones de base radial, haciendo uso de la aplicación EI-RBF implementada, ha mostrado mapas de niveles cuyos errores en valores predichos frente a medidos son inferiores a los relativos a Kriging (errores e_{mae} entre 1.0 y $1.5 \text{ dB } \mu\text{V/m}$), poniéndose de relieve el gran ajuste de la superficie interpolada a los valores de muestreo. La gran ventaja de creación de mapas es poder luego identificar zonas de interés y es precisamente lo que se ha realizado mostrando los mapas solapados en sistemas de información geográfica con cartografía interesante del entorno.

Por último, dentro del grupo de análisis experimentales, la aplicación EF-ANN usada para la discriminación de niveles de campo basada en redes neurales artificiales nos ha permitido delimitar zonas que superaban un determinado umbral de campo prefijado para los coeficientes de exposición, habiendo utilizado exclusivamente muestras experimentales para tal objetivo. Este tipo de test es extremadamente útil porque tener una información abundante y densa de todo el área de muestreo y con repeticiones en diferentes instantes temporales puede ser inabordable, siendo estos algoritmos sumamente eficaces a la hora de delimitar con garantías (y capacidad de generalización de los datos) dónde hay valores electromagnéticos elevados. Se han probado varios tipos de redes, recurrentes y lineales entre otras. Los errores cuadráticos medios de valores predichos frente a medidos para los diferentes análisis efectuados están por debajo del 10% , lo que nos da idea del buen comportamiento del sistema

En relación con la otra línea de investigación de análisis teóricos efectuados, en primer lugar, se han creado mapas teóricos de niveles de campo en el área de estudio de interés, considerando las variaciones de conductividades según el método Millington, utilizando la aplicación UexWAVE implementada para el cálculo de niveles en tierra lisa. Estos mapas de niveles nos sirven como una primera aproximación a la hora de realizar estimaciones de niveles o tener una idea de la distribución del campo en el entorno; valores en el rango de 55 - $130 \text{ dB } \mu\text{V/m}$ se han obtenido para nuestra área de estudio. Estos mapas teóricos han sido comparados con los respectivos experimentales procedentes de técnicas de interpolación a partir de las muestras colectadas, para averiguar cuál es la diferencia de niveles existentes e intentar justificar dichas discrepancias. Aspectos como la afección de la orografía, o la vegetación y la existencia de obstáculos (incluidas las edificaciones) influyen en la distribución de niveles, siendo pues estos, causas más que probables de las desviaciones o diferencias de valores (teóricos menos experimentales) de $+15$ y -18 dB encontrados. La gran ventaja de esta aplicación es la automatización del cálculo de mapas de niveles, integrando diferente información de partida, con una representación visual potente para interpretar los niveles en un área de trabajo extensa.

Más allá de considerar terreno liso sin obstáculos, y para evaluar la afección de las irregularidades del terreno (sistemas montañosos) en los niveles de campo, se ha creado la aplicación MF-FDTD, aplicación que está basada en las diferencias finitas en el dominio del tiempo, habiéndose usado el programa UexWAVE y el programa FEMIX (basado en el método de elementos finitos) para validar los resultados en terrenos lisos y con obstáculos respectivamente. La aplicación ha sido creada para evaluar el cálculo de niveles de campo en 2D y computar la afección de obstáculos montañosos así como la inclusión de cambios de conductividades del terreno en onda media. Una gran ventaja de la utilización de FDTD es que considera el *backscattering* y a diferencia de otras técnicas hace que se permita tener en cuenta esa señal *backward* cuando se presentan obstáculos de alturas no despreciables, realizándose un cómputo del nivel de señal más robusto, aunque, si bien es cierto, esta técnica desde el punto de vista computacional es más costosa. Asimismo se han analizado perfiles reales de terreno extraídos con aplicaciones GIS de un entorno característico con transmisores de onda media y se ha analizado la variación de niveles con la distancia comparándolos con los casos de tierra lisa, obteniéndose para las frecuencias de 0.9 y 0.774 MHz variaciones de entre 5-10 dB con respecto a terrenos lisos.

Finalmente, en el grupo de estudios teóricos se ha incluido el relativo a los diagramas de radiación de los monopolos transmisores aplicando el método de los momentos, considerando diferentes tipos de terrenos e incluyendo las estructuras metálicas de grandes dimensiones existentes en las proximidades de las antenas. Se han obtenido resultados interesantes como por ejemplo, el cómputo de la variación de la ganancia de las antenas en función de la conductividad real del terreno y la frecuencia de trabajo. A modo de ejemplo, para la frecuencia de 774 kHz se han obtenido valores de elevación del RP de 20°, valores en torno a 2.2 dB de ganancia y un BW de 42°. Asimismo, se ha caracterizado la afección de las distintas frecuencias de trabajo por diferentes tipos de suelo con distintas conductividades, habiéndose obtenido variaciones de la ganancia inferiores a 1 dB dependiendo del tipo de suelo en cuestión. Un paso más interesante dado, basado en ejemplos prácticos concretos, ha consistido en analizar la variación del diagrama al considerar estructuras metálicas cercanas, objetos metálicos de grandes dimensiones en comparación con la antena emisora (y frecuencia de emisión), habiéndose obtenido grandes variaciones en la ganancia. Para el caso particular del Tx de 1107 kHz se han llegado a obtener variaciones de ganancia con respecto al valor que habría en ausencia de estructuras circundantes de $\{+1.50, -1.63\}$ dB.

Tras analizar los datos teórica y experimentalmente, se ha dedicado un capítulo a la evaluación de los niveles con respecto a la normativa de exposición aplicable, realizándose también un cálculo de la incertidumbre asociada a los valores mostrados. Los valores de campo eléctrico detectados están muy por debajo de los umbrales establecidos, siendo el efecto ligado a las densidades de corriente inducida y de estimulación eléctrica para el punto con valores más elevados, de 16 veces inferior al límite, y el efecto térmico de varias centenas de veces inferior. Estos cocientes son más elevados cuando se evalúan puntos de los cascos urbanos de los municipios de alrededor, elevándose hasta la centena de veces por debajo del umbral el correspondiente a

densidades de corriente inducida y a miles de veces por debajo el efecto térmico. Por consiguiente los puntos evaluados serían ‘seguros’ atendiendo exclusivamente a la normativa, aunque si bien es cierto hay bastantes estudios y estadísticas que exigen que se incorporen otros parámetros y baremos para evaluar las emisiones, aunque nuestro cometido sólo se ha ceñido a mostrar y recoger algunos informes que de una forma controvertida tratan estos temas tan sutiles. En cuanto a la incertidumbre en la medida, cuando es considerada, los resultados se ven alterados mínimamente, habiendo obtenido incertidumbres expandidas debidas a la instrumentación y a la repetibilidad del 8.67 %, 13.51 % y 8.99 % para 774, 900 y 1107 kHz respectivamente.

7.2. Líneas futuras

Entre las líneas futuras de estudio, se plantean en una doble vertiente, tanto las teóricas como las prácticas.

Por un lado, desde un punto de vista experimental se propone:

- La realización de medidas en más campañas de larga duración para poder analizar la variación de niveles según cambios de conductividades a lo largo de periodos estacionales, y tener así un registro de varios años para poder realizar extrapolaciones en otras escalas temporales.
- Asimismo se plantea la posibilidad de seleccionar diferentes perfiles concretos de orografía compleja (con grandes cambios de altitud del terreno) para poder realizar una recogida de muestras que luego se pueda contrastar con simulaciones que contemplen la inclusión de irregularidades en el terreno.
- Aunque técnicamente es algo más inviable debido a la orografía, a la peligrosidad en la captura de medidas, y a la dificultad del terreno en algunos casos, se considera interesante el obtener medidas de campo en diferentes puntos espaciales de interés en horario nocturno, para contrastar las posibles variaciones existentes en los niveles (principalmente debido a la propagación ionosférica y a los cambios en el índice de refracción de la atmósfera).
- Del mismo modo, también se plantea el planificar una campaña de medidas espaciales más restringida, pero midiendo niveles de campo magnético en lugar de eléctrico, con una antena *Loop* o sonda adecuada, y cotejar la correspondencia de valores eléctricos y magnéticos del entorno ya que pueden no corresponderse totalmente debido a cambios en la impedancia del medio, pudiéndose detectar en algunas circunstancias altas discrepancias fruto de la diferente afección de los campos por el entorno: cuerpos y estructuras incluidas en él.

Por otro lado, desde un punto de vista teórico, se proponen las siguientes líneas de actuación:

- Dada las grandes y prometedoras posibilidades de la supercomputación, sería interesante extrapolar el modelo de la aplicación MF-FDTD implementada en 2D a un

entorno real en 3D, haciendo uso de las técnicas de paralelización bien en GPU o en supercomputadores para agilizar el procesamiento de los datos.

- Además se propone la paralelización también de la aplicación UexWAVE para el análisis de los mapas de campo con diferentes componentes frecuenciales en un *lapso* de tiempo menor.

- Se plantea también la posibilidad de incorporar las variaciones de ganancia de los diagramas de radiación estudiados (debido principalmente a las estructuras circundantes) en el programa UexWAVE y obtener los mapas de niveles de campo correspondientes, aunque la afección de la onda de espacio no suele ser muy relevante en este sentido.

- En cuanto en la aplicación de redes neuronales para la discriminación de zonas de niveles, EF-ANN, se plantea el aplicarla a otras bandas frecuenciales donde en lugar de cambios en las conductividades exista gran afección por ejemplo al tráfico de señal cursado, poniendo a punto los parámetros de configuración de la red, como son el n° de capas de la red y las diferentes constantes usadas, o incluso el tipo de red para un buen funcionamiento de la misma y la optimización de resultados. De esta forma se conseguiría ir configurando o ajustando la aplicación para su uso también en otras bandas de frecuencias, siendo sumamente útil los estudios de diferenciación de niveles a partir de muestras experimentales de cara a evaluar temas de exposición como los estudiados.

- En la aplicación de interpolación vía funciones de base radial EI-RBF, sería interesante la inclusión de otros métodos de selección de vecinos a la hora de realizar la interpolación, como por ejemplo en función del área incluida bajo una circunferencia de radio determinado, o seleccionando un número de vecinos cambiante según el patrón de muestreo o el gradiente de la señal con la distancia. En función del tipo de banda y el área de estudio pudiera ser apropiado también la inclusión de un filtrado paso bajo a la superficie resultante de la interpolación.

Apéndice A

Desarrollo de la formulación de Norton- Wait

En este Apéndice se muestra la formulación relativa a las ondas de tierra (*ground wave*, excluyendo la propagación ionosférica) en cuanto a la formulación de Norton (basado en óptica geométrica de rayos) y la de Wait (basada en modos). Su desglose clarifica mejor el comportamiento de este tipo de ondas al estudiar la aplicación UexWAVE y el programa GRWAVE usados en los capítulos de resultados.

Puesto que las formulaciones de Norton y Wait parametrizan el proceso de propagación, cada uno con diferentes modelos, rangos de validez y de precisión, en función del problema en sí y la frecuencia de trabajo, la idea es combinar ambos de forma optimizada, según la frecuencia de trabajo, la altura de antenas, etc.

Para empezar, indiquemos la necesidad de estas formulaciones y cómo se derivan. Para estudiar la propagación de la onda de tierra sobre la tierra esférica con unas determinadas impedancias frontera y una cierta atmósfera, excitada por un dipolo vertical eléctrico situado cerca de la superficie de la tierra, es necesaria la solución de la ecuación de ondas en tres dimensiones. Sin embargo esta solución implicaría un desmesurado uso de recursos computacionales, con lo que aparecieron las soluciones espaciales en dos dimensiones, unas basadas en la teoría de rayos y otras en la asunción de modos de propagación. Estos serán los dos escenarios que evaluaremos.

Antes de pasar a explicar los métodos, es importante hacer una diferenciación en cuanto a identificación de componentes, o terminología usada en la propagación. La onda de tierra (*ground wave*) tiene tres componentes: la onda directa entre transmisor y receptor, la onda reflejada, existiendo estas dos cuando existe línea de vista (siendo también conocida la suma de ambas como la onda de espacio), y la onda de superficie (*surface wave*) que se acopla a la tierra y puede alcanzar rangos más allá de la línea de vista, lo que se denomina zona de sombra. A este particular la propagación en Onda

Media estudiada es dominada principalmente por la onda de superficie, puesto que la onda directa y reflejada tienden a cancelarse a medida que las antenas están muy próximas a la tierra. En este contexto, es fundamental tener perfectamente caracterizadas las constantes del terreno (conductividad y permitividad).

El método de rayos de Norton y el de modos de Wait modelan el proceso de propagación de diferente forma [138]. Por tanto, las distancias de validez, así como la precisión de los métodos o el rango de convergencia entre otros, dependen de parámetros como la frecuencia de operación, las localizaciones de las fuentes transmisoras y receptoras y el entorno de propagación. Uno, el método de Norton, es eficiente en aquella zona iluminada con línea de vista, mientras que el otro, el método de Wait, es más eficiente en la zona de sombra, debido a que el número de términos a incluir en cortas distancias es muy elevado. Ninguno de los métodos puede resolver problemas donde se incluyan irregularidades del terreno (elevaciones o rugosidades), o la propagación en diferentes ductos debido a perfiles no homogéneos de las características de la atmósfera.

A modo de epílogo y para mostrar una distancia orientativa del límite de validez del método de Norton para tierra plana se expone el de la ecuación (A.1) [137], donde la d viene dado en km.

$$d_{FNorton} = 1.609344 \left(\frac{50}{f(\text{MHz})^{1/3}} \right) \quad (\text{A.1})$$

A.1. Método de Norton y la onda de superficie

El método de Norton [127, 128] considera una aproximación óptica-geométrica de propagación de rayos para la representación de la onda. Las condiciones de la atmósfera son estándares. Puesto que la onda de espacio se cancela a largas distancias (con antenas localizadas próximas a la tierra) es suficiente utilizar las expresiones para campo eléctrico vertical y tangencial [234], dadas por las expresiones (A.2) y (A.3) respectivamente para modelo de tierra plana, donde el campo en espacio libre (a distancia d , con k_0 siendo el número de onda en espacio libre, M_0 el momento del dipolo, y $Z_0=120\pi$), viene dado por la expresión (A.4).

$$E_{\text{ver}} = E_0 (1 - R_v) (1 - u^2 + u^4 \cos^2 \psi) F(\kappa) \quad (\text{A.2})$$

$$E_{\text{tan}} = E_0 (1 - R_v) (1 - u^2 \cos^2 \psi)^{1/2} u \left(1 + \frac{\sin^2 \psi}{2} \right) F(\kappa) \quad (\text{A.3})$$

$$E_0 = -ik_0 Z_0 M_0 \frac{e^{ik_0 d}}{4\pi d} \quad (\text{A.4})$$

En cuanto al coeficiente de reflexión [259] para polarización vertical viene dado por la ecuación (A.5).

$$R_v = \frac{\bar{\epsilon}_g \sin \psi - \sqrt{(\bar{\epsilon}_g - \cos^2 \psi)}}{\bar{\epsilon}_g \sin \psi + \sqrt{(\bar{\epsilon}_g - \cos^2 \psi)}} \quad (\text{A.5})$$

Otros parámetros utilizados en las definiciones, en base a la conductividad de la tierra σ_g , y la constante dieléctrica compleja relativa de la tierra, son los indicados en las expresiones (A.6) y (A.7).

$$u^2 = \bar{\epsilon}_g^{-1}, \quad \bar{\epsilon}_g = \epsilon_g + i \frac{\sigma_g}{\omega \epsilon_0}, \quad \psi = \tan^{-1} \left(\frac{h_t + h_r}{d} \right) \quad (\text{A.6})$$

$$\kappa = -ik_0 \frac{d}{2} u^2 (1 - u^2 \cos^2 \psi) \left[1 + \frac{\sin \psi}{u \sqrt{1 - u^2 \cos^2 \psi}} \right] \quad (\text{A.7})$$

La atenuación de la onda de superficie viene definida por la ecuación (A.8), donde $\text{erfc}(i\sqrt{\kappa})$ es la función de error complementaria con argumento complejo κ , ecuación (A.9).

$$F(\kappa) = 1 - i\sqrt{\kappa} \pi e^{-\kappa} \text{erfc}(i\sqrt{\kappa}) \quad (\text{A.8})$$

$$\text{erfc}(i\sqrt{\kappa}) = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_{i\sqrt{\kappa}}^{\infty} e^{-t^2} dt \quad (\text{A.9})$$

La implicación de la función $F(\kappa)$, en la ecuación de propagación es la inclusión de una atenuación que depende de la distancia, frecuencia y parámetros eléctricos de la tierra, tal y como se ha definido en las ecuaciones anteriores, siendo poca la atenuación por onda de superficie en zonas cercanas a los transmisores (varias longitudes de ondas) y afectando en mayor medida a medias distancias.

A.2. Método de Wait y la onda de superficie

El método de Wait [234, 260] se basa en la formulación de una serie de modos normales propagándose a lo largo de la superficie. En este caso la función de atenuación viene expresada por la función F , en términos de componente de altura-ganancia para campo eléctrico vertical sobre una superficie lisa, véase ecuación (A.10), donde el campo E_0 es el mismo que ya se indicó en la ecuación (A.4).

$$E_{\text{ver}} = E_0 F(x, x'; z) \quad (\text{A.10})$$

En este caso, el paradigma de la propagación de la onda es modelado a través de modos transversales (en el dominio x) que se propagan con un número de onda fijo β_g sobre el eje z . La componente tangencial en esta formulación puede considerarse insignificante, por lo que es la componente radial eléctrica excitada por un dipolo vertical corto la que se especifica. Las funciones de altura-ganancia (correspondiéndose con los términos de la ecuación (A.11)) son ideales para incluir el efecto de las alturas de las antenas del transmisor y receptor con respecto a las pérdidas que se producen.

$$F(x, x'; z) = \left(\frac{\pi z}{2} \right) \sum_{s=1}^{\infty} \frac{e^{i\beta_s z}}{\beta_s - q^2} \frac{W(\beta_s - x)}{W(\beta_s)} \frac{W(\beta_s - x')}{W(\beta_s)} \quad (\text{A.11})$$

Otros parámetros que integran la definición de la función atenuación son los que se detallan en las ecuaciones (A.12) y (A.13) donde a es el radio de la tierra, n_0 es el índice de refracción en la superficie de la tierra y Z_s es la impedancia de superficie.

$$q = imn_0 \frac{Z_s}{Z_0}, \quad m = \left(\frac{k_0 a}{2} \right)^{1/3} \quad (\text{A.12})$$

$$Z_s = Z_0 \left[\frac{i\omega\epsilon_0}{\sigma_g + i\omega\epsilon_g} \right]^{1/2} \left[1 + \frac{i\omega\epsilon_0}{\sigma_g + i\omega\epsilon_g} \right]^{1/2} \quad (\text{A.13})$$

El índice de refracción del medio así como la permitividad normalizada vienen dados en la expresión (A.14).

$$n(r) = \sqrt{\epsilon_r(r)}, \quad \epsilon_r(r) = \epsilon(r)/\epsilon_0 \quad (\text{A.14})$$

Para caso de atmósfera estándar con la inclusión de la curvatura de la tierra, las funciones que describen los modos transversales vienen descritas por las funciones de Airy [136] conforme a la ecuación (A.15), las cuales satisfacen las condiciones de impedancia límite en la superficie ($x=0$), expresión (A.16), y la condición de radiación en $x \rightarrow \infty$.

$$W(\beta) = \sqrt{\pi} [\beta i(\beta) - iAi(\beta)] \quad (\text{A.15})$$

$$\left[\frac{d}{d\beta} W(\beta) - qW(\beta) \right]_{\beta=\beta_s} = 0 \quad (\text{A.16})$$

Apéndice B

Formulación ligada al programa FEMIX

Puesto que a la hora de presentar los resultados de terrenos irregulares con la aplicación MF-FDTD propietaria, se ha hecho uso del programa FEMIX para la validación de montañas tipificadas de tipo gaussiana, es interesante mostrar brevemente cuál es la formulación que subyace al método de los elementos finitos (FEM), y el análisis de las ecuaciones parabólicas (PE). De este modo se pueden comprender y justificar mejor las diferentes variaciones entre las curvas obtenidas por un programa y otro.

B.1. Ecuación parabólica

El método de los elementos finitos está aplicado a ecuaciones de tipo PE bajo una dependencia temporal $\exp(-i\omega t)$ cuya expresión viene indicada en la ecuación (B.1), que representa la propagación hacia adelante (*one-way*) bajo la aproximación paraxial [157, 261], donde la función $u(z, x)$ se corresponde con las componentes de campo eléctrico o magnético, dependiendo del tipo de problema, y donde x y z representan las coordenadas transversal y longitudinal respectivamente (ejemplo altura y distancia), y $n(z, x)$ y k_0 es el índice de refracción y el número de onda respectivamente. Como es sabido, la polarización horizontal se atenúa muy rápidamente en esta banda de frecuencias MF, de grandes longitudes de ondas, con lo que sólo la polarización vertical se usa en estos casos.

$$\frac{\partial^2 u(z, x)}{\partial x^2} + 2ik_0 \frac{\partial u(z, x)}{\partial z} + k_0^2 (n^2(x) - 1)u(z, x) = 0 \quad (\text{B.1})$$

$$u(z, x) = e^{(-ik_0 z)} \psi(z, x) \quad (\text{B.2})$$

Para propagación en dos dimensiones, el escenario de simulación es completado eligiendo unas adecuadas condiciones de contorno (BC, *Boundary Conditions*)

transversales y longitudinales. Si se asume tierra plana, la condición transversal BC de la tierra a lo largo de x se indica en la ecuación (B.3), donde $\alpha_1(z)$, $\alpha_2(z)$ son constantes para superficie de tipo PEC (*Perfectly Electrical Conducting surface*), y $\alpha_1(z) = 0$ y $\alpha_2(z) = 0$ resultan en condiciones BC de Dirichlet (polarización horizontal) y Neumann (polarización vertical) respectivamente.

$$\left(\alpha_1(z) \frac{\partial}{\partial x} + \alpha_2(z) \right) u(z, x) \Big|_{x=0} = 0 \quad (\text{B.3})$$

La BC de tipo Cauchy es introducida con valores de $\alpha_1(z) = 1$, $\alpha_2(z) = ik_0\sqrt{\gamma - 1}$ y $\alpha_1(z) = 1$, $\alpha_2(z) = ik_0\sqrt{\gamma - 1}/\gamma$ para polarización horizontal y vertical respectivamente, siendo $\gamma = \epsilon_r + i60\sigma(z)\lambda$, que es otra manera de expresar la permitividad compleja (tal y como se hizo en (A.6)). La condición de contorno de radiación a lo largo del eje z viene dada por la ecuación (B.4).

$$\left(\frac{\partial}{\partial z} - ik_0 \right) u(z, x) \Big|_{z \rightarrow \pm\infty} \rightarrow 0 \quad (\text{B.4})$$

La ecuación Parabólica en 2D describe un camino de propagación y no tiene en consideración el *backscattering*, aunque recientemente se han ideado algunos algoritmos que emulan la propagación tanto hacia adelante como atrás [155].

Al igual que ocurría en FDTD, el espacio de simulación debe ser terminado a una cierta altura lo que introduce reflexiones artificiales, por lo tanto debe llevarse a cabo un adecuado tratamiento de los datos para atenuar o eliminar dichas reflexiones. En cuanto a la forma de introducir o modelar terrenos en PE se realiza a través de la aproximación *staircase* o escalonamiento del terreno. Asimismo, la inclusión de diferentes cambios en la refractividad de la atmósfera (dando lugar a ductos) puede ser implementada en este modelo.

B.2. Método de los elementos finitos (FEM). Programa FEMIX

El método de los elementos finitos basado en la formulación de la ecuación parabólica consiste en dividir el dominio transversal entre la tierra y la altura máxima deseada en subdominios (elementos al fin y al cabo), usa valores de campo aproximados en los puntos o nodos discretizados en el dominio vertical, y los propaga longitudinalmente a través de la técnica de Crank-Nicolson, basada en el método de Euler mejorado [156].

Operando con la ecuación (B.1), integrando por partes, multiplicando por una función test y considerando las condiciones de contorno dadas en la ecuación (B.3), puede obtenerse una expresión de la forma (B.5) [157, 261].

$$M \frac{\partial c}{\partial z} + (K + L + BC)c = 0 \quad (B.5)$$

Esta ecuación se puede expresar de la forma de la ecuación (B.6), donde en ambas ecuaciones c indica los coeficientes de una función desconocida. Los coeficientes B están asociados a polinomios de Lagrange.

$$\begin{aligned} & \left[M_{mj}^e \right] \left\{ \frac{\partial c_j^e}{\partial z} \right\} + \left[K_{mj}^e + L_{mj}^e + BC_{mj}^e \right] \{ c_j^e \} = \{ 0 \} \\ & e = 1, \dots, n_e, \quad m = 1, 2, \quad j = 1, 2 \\ & M_{mj}^e = \int_{x_1^e}^{x_2^e} B_m^e B_j^e dx \\ & K_{mj}^e = -\frac{ik_0}{2} \int_{x_1^e}^{x_2^e} (n^2(x) - 1) B_m^e B_j^e dx \\ & L_{mj}^e = \frac{i}{2k_0} \int_{x_1^e}^{x_2^e} \frac{\partial B_m^e}{\partial x} \frac{\partial B_j^e}{\partial x} dx \end{aligned} \quad (B.6)$$

La componente $BC_{11}^1 = -i\alpha_2(z)/2k_0$ para cada paso en $z + \Delta z, \dots$ y así sucesivamente. Por tanto la matriz BC está ligada a las propiedades de la tierra, y la matriz K es hallada una vez que el índice de refracción se fija.

El programa FEMIX utilizado en las validaciones de FDTD, usa el campo inicial en $z=0$ generado por un patrón gaussiano de radiación a una altura, con un ancho de haz y ángulo de elevación determinado. El procedimiento de FEMIX es el siguiente:

- Se introduce un perfil inicial de alturas $\{0 - X_{max}\}$. Un array en 1D es usado para crear el perfil inicial $u(z_0, x_j)$, donde $x_j (j = 0, \dots, n_e)$ es la coordenada altura.
- El perfil inicial es desplazado con funciones bases con ayuda de los polinomios de Lagrange y la región vertical es extendida a $\{0 - 2X_{max}\}$, insertándose capas artificiales con pérdidas entre $\{X_{max} - 2X_{max}\}$.
- El perfil es propagado longitudinalmente desde z_0 a $z_0 + \Delta z$ usando la aproximación de Crank-Nicolson. Usando el nuevo perfil de alturas y aplicando el mismo procedimiento para este segundo instante se obtiene el perfil de alturas en este segundo paso $z_0 + 2\Delta z$. El procedimiento es aplicado repetidamente y los perfiles verticales son almacenados hasta llegar al límite de Z_{max} .
- En cada paso las condiciones de frontera son satisfechas manualmente.
- El problema tiene una región verticalmente semi-abierta, y *por ende* un truncamiento de los datos es necesario a ciertas distancias, lo que significa que se utilizarán capas PML para evitar las fuertes reflexiones artificiales.
- Una transformación coordenada es usada para manejar los terrenos irregulares. El efecto del terreno es incluido implicando una modificación de la refractividad y las condiciones de contorno. Hay que recordar que sólo propagación hacia adelante es tenida en consideración en esta implementación software.

Bibliografía

- [1] ICNIRP, "Guidelines for limiting exposure to time-varying electric, magnetic, and electromagnetic fields (up to 300 GHz)," in *Health Physics Society* vol. 74, ed: International Commission on Non-Ionizing Radiation Protection, 1998, pp. 494-522.
- [2] ICNIRP, "Exposure to high frequency electromagnetic fields, biological effects and health consequences (100 kHz-300 GHz)," in *ICNIRP 16/2009* vol. ICNIRP 16/2009, ed. Oberschleißheim (Germany): International Commission on Non-Ionizing Radiation Protection, 2009.
- [3] *Real Decreto 1066/2001, de 28 de septiembre, por el que se aprueba el reglamento que establece condiciones de protección del dominio público radioeléctrico, restricciones a las emisiones radioeléctricas y medidas de protección sanitaria frente a emisiones radioeléctricas*, 2001.
- [4] *Orden CTE/23/2002, de 11 de enero, por la que se establecen condiciones para la presentación de determinados estudios y certificaciones por operadores de servicios de radiocomunicaciones*, 2002.
- [5] J. S. Seybold, *Introduction to RF propagation*. Hoboken, New Jersey: John Wiley and Sons, 2005.
- [6] J. M. Paniagua, M. Rufo, A. Jiménez, A. Antolín, and F. T. Pachón, "Estimation of uncertainties in electric field exposure from medium-frequency AM broadcast transmitters," *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 61, pp. 122-128, 2012.
- [7] ECC, "Measuring non-ionising electromagnetic radiation (9 kHz – 300 GHz)," in *ECC/REC/(02)04*, ed. Helsinki: Electronic Communications Committee, 2007.
- [8] W. A. Schmid and R. J. Lazos-Martínez, "Guía para estimar la incertidumbre de la medición," Centro Nacional de Metrología, CENAM (México), México2000.
- [9] JCGM, "Evaluation of measurement data — An introduction to the “Guide to the expression of uncertainty in measurement” and related documents," Joint Committee for Guides in Metrology, Sèvres Cedex, France2009.
- [10] ITU, "Probability distributions relevant to radiowave propagation modelling," in *ITU-R P.1057-2*, ed. Geneva: International Telecommunications Union 2007.
- [11] R. Y. Rubinstein and D. P. Kroese, *Simulation and the Monte Carlo method*. Hoboken, New Jersey: John Wiley & Sons, 2007.

- [12] Y. O. Isselmou, H. Wackernagel, W. Tabbara, and J. Wiart, "Geostatistical estimation of electromagnetic exposure," *Geostatistics for Environmental Applications*, vol. 1, pp. 59-70, 2008.
- [13] F. J. Moral García, "Aplicación de la geoestadística en las ciencias ambientales," *Ecosistemas*, vol. 13, pp. 78-86, 2004.
- [14] M. D. Buhmann, *Radial basis functions: Theory and implementations*. Cambridge: Cambridge University Press, 2004.
- [15] S. Haykin, *Neural networks. A comprehensive foundation*. Singapore: Pearson, Prentice Hall, 2005.
- [16] J. R. Wait, "The ancient and modern history of EM ground-wave propagation," *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, vol. 40, pp. 7-24, 1998.
- [17] D. A. Hill and J. R. Wait, "Ground wave propagation over a mixed path with an elevation change," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 30, pp. 139-141, 1982.
- [18] J. R. Wait, "Recent analytical investigations of electromagnetic ground wave propagation over inhomogeneous Earth models," *Proceedings of the IEEE*, vol. 62, pp. 1061-1072, 1974.
- [19] J. R. Wait and L. C. Walters, "Curves for ground wave propagation over mixed land and sea paths," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 11, pp. 38-45, 1963.
- [20] D. M. Sullivan, *Electromagnetic simulation using The FDTD method*. New York: Institute of Electrical and Electronics Engineers, 2000.
- [21] J.-P. Bérenger, "Use of the FDTD method for computing the VLF-LF propagation in the Earth-ionosphere waveguide," presented at the IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium Albuquerque, NM, 2006.
- [22] A. Taflove, "A perspective on the 40-year history of FDTD computational electrodynamics," in *Applied Computational Electromagnetics Society (ACES 2006)*, USA, 2007, pp. 1-21.
- [23] J. J. Simpson and A. Taflove, "Three-dimensional FDTD modeling of impulsive ELF propagation about the Earth-sphere," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 52, pp. 443-451, 2004.
- [24] J. J. Simpson and A. Taflove, "A review of progress in FDTD Maxwell's equations modeling of impulsive subionospheric propagation below 300 kHz," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 55, pp. 1582-1590, 2007.
- [25] X. Xi, L. Zhou, J. Zhang, J. Liu, and L. Wang, "Combined IE-FDTD algorithm for long-range Loran-C ground-wave propagation," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 60, pp. 3802-3808, 2012.
- [26] L. Zhou, X. Xi, J. Liu, and N. Yu, "LF Ground-wave propagation over irregular terrain," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 59, pp. 1254-1260, 2011.
- [27] M. Zamłynski and P. Słobodzian, "Antenna array radiation pattern modeling which includes mutual coupling and diffraction effects," presented at the 6th European Conference on Antennas and Propagation (EUCAP), 2011.
- [28] G. P. Mappatao, "Radiation pattern shaping for FM broadcast-optimizing coverage," presented at the IEEE Symposium on Industrial Electronics and Applications (ISIEA), Malaysia, 2010.

-
- [29] F. Las-Heras, M. Rodríguez-Pino, S. Loredó, Y. Alvarez, and T. K. Sarkar, "Evaluating near-field radiation patterns of commercial antennas," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 54, pp. 2198-2207, 2006.
- [30] N. Stangl, "MF AM antenna radiation pattern verification method by near field measurements," *IEEE Transactions on Broadcasting*, vol. 47, pp. 285-291, 2001.
- [31] A. W. C. Chu, S. A. Long, and D. R. Wilton, "The radiation pattern of a monopole antenna attached to a conducting box," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 38, pp. 1907-1912, 1990.
- [32] FCC, "Evaluating compliance with FCC guidelines for human exposure to radiofrequency electromagnetic fields," in *OET Bulletin 65*, ed. Washington, D.C.: Federal Communications Commission, 1997.
- [33] S. J. Genuis and C. T. Lipp, "Electromagnetic hypersensitivity: Fact or fiction?," *Science of the Total Environment*, vol. 414, pp. 103-112, 2012.
- [34] H. Seitz, D. Stinner, T. Eikmann, C. Herr, and M. Rössli, "Electromagnetic hypersensitivity (EHS) and subjective health complaints associated with electromagnetic fields of mobile phone communication—a literature review published between 2000 and 2004," *Science of the Total Environment*, vol. 349, pp. 45-55, 2005.
- [35] R. Wilson, "Risk assessment of EMF on health," *IEEE Engineering in Medicine and Biology*, vol. 739, pp. 77-86, 1996.
- [36] WHO, "WHO research agenda for radio frequency fields," ed. Geneva: World Health Organization 2006.
- [37] WHO, "WHO research agenda for radiofrequency fields," in *WHO Library Cataloguing-in-Publication Data*, ed. Geneva: World Health Organization 2010.
- [38] I. Lira, *Evaluating the measurement uncertainty. Fundamentals and practical guidance*. London: Institute of Physics Publishing, London, 2002.
- [39] E. D. Mantipliy, K. R. Pohl, S. W. Poppell, and J. A. Murphy, "Summary of measured radiofrequency electric and magnetic fields (10 kHz to 30 GHz) in the general and work environment," *Bioelectromagnetics*, vol. 18, pp. 563-577, 1997.
- [40] I. Fernandez, P. Angueira, D. D. I. Vega, I. Peña, D. Guerra, and U. Gil, "Carrier and noise measurements in the Medium Wave band for urban indoor reception of digital radio," *IEEE Transactions on Broadcasting*, vol. 58, pp. 98-105, 2012.
- [41] D. d. I. Vega, S. López, U. Gil, D. Guerra, P. Angueira, A. Arrinda, *et al.*, "Irregular terrain attenuation in the Medium Frequency Band: Planning for digital radio systems," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 56, pp. 2770-2775, 2008.
- [42] D. Guerra, U. Gil, D. d. I. Vega, G. Prieto, A. Arrinda, J. L. Ordiales, *et al.*, "Medium Wave Digital Radio Mondiale (DRM) field strength time variation in different reception environments," *IEEE Transactions on Broadcasting*, vol. 52, pp. 483-491, 2006.
- [43] H. Schrank and V. Trainotti, "Simplified calculation of coverage area for MF AM broadcast stations," *IEEE Antennas and Propagation Society Magazine*, vol. 1990, pp. 41-44, 1990.
- [44] I. Kossalay, "Estimation of RF electromagnetic levels around TV broadcast antennas using fuzzy logic," *IEEE Transactions on Broadcasting*, vol. 56, pp. 36-43, 2010.
- [45] S. Iskra, R. McKenzie, and I. Cosic, "Monte Carlo simulations of the electric field close to the body in realistic environments for application in personal

- radiofrequency dosimetry," *Radiation Protection Dosimetry*, vol. 2011, pp. 1-11, 2011.
- [46] Z. Mahfouz, A. Gati, D. Lautru, M.-F. Wong, J. Wiart, and V. F. Hanna, "Influence of traffic variations on exposure to wireless signals in realistic environments," *Bioelectromagnetics*, vol. 33, pp. 288-297, 2012.
- [47] J.-F. Viel, M. Tiv, M. Moissonnier, E. Cardis, and M. Hours, "Variability of radiofrequency exposure across days of the week: A population-based study," *Environmental Research*, vol. 111, pp. 510-513, 2011.
- [48] S. Benedetto and L. M. Correia, "A vision into medium-long term research in wireless communications," *Advances in Electronics and Telecommunications*, vol. 1, pp. 13-25, 2010.
- [49] J.-F. Viel, E. Cardis, M. Moissonnier, R. d. Seze, and M. Hours, "Radiofrequency exposure in the French general population: Band, time, location and activity variability," *Environment International*, vol. 35, pp. 1150-1154, 2009.
- [50] P. Frei, E. Mohler, G. Neubauer, G. Theis, A. Bürgi, J. Fröhlich, *et al.*, "Temporal and spatial variability of personal exposure to radiofrequency electromagnetic fields," *Environmental Research*, vol. 109, pp. 779-785, 2009.
- [51] C. Oliveira, D. Sebastiao, G. Carpinteiro, L. M. Correia, C. A. Fernandes, A. Serralha, *et al.*, "The moniT project: Electromagnetic radiation exposure assessment in mobile communications," *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, vol. 49, pp. 44-53, 2007.
- [52] W. T. Kaune, S. Davis, R. G. Stevens, D. K. Mirick, and L. Kheifets, "Measuring temporal variability in residential magnetic field exposures," *Bioelectromagnetics*, vol. 22, pp. 232-245, 2001.
- [53] B. Vulevic and P. Osmokrovic, "Evaluation of uncertainty in the measurement of environmental electromagnetic fields," *Radiation Protection Dosimetry*, vol. 141, pp. 173-177, 2010.
- [54] S. Burgos-Martínez, "Contribution to the uncertainty evaluation in the measurement of the main antenna parameters," Tesis Doctoral. Ingeniero de Telecomunicación, Departamento de Señales, Sistemas y Radiocomunicaciones. Grupo de Radiación, Universidad Politécnica de Madrid (Spain), Madrid, 2009.
- [55] J. Bernhardt, "The direct influence of electromagnetic fields on nerve and muscle cells of man within the frequency range of 1 Hz to 30 MHz," *Radiation and Environmental Biophysics*, vol. 16, pp. 309-323, 1979.
- [56] J. R. Jauchem, K. L. Ryan, and M. R. Frei, "Cardiovascular and thermal effects of microwave irradiation at 1 and/or 10 GHz in anesthetized rats," *Bioelectromagnetics*, vol. 21, pp. 159-166, 2000.
- [57] S. J. Allen, E. R. Adair, K. S. Mylacraine, W. Hurt, and J. Ziriax, "Empirical and theoretical dosimetry in support of whole body resonant RF exposure (100 MHz) in human volunteers," *Bioelectromagnetics*, vol. 24, pp. 502-509, 2003.
- [58] M. Rööslí, "Radiofrequency electromagnetic field exposure and non-specific symptoms of ill health: A systematic review," *Environmental Research*, vol. 107, pp. 277-287, 2008.
- [59] P. L. Cann, N. Bonvallot, P. Glorennec, S. Deguen, C. Goeurly, and B. L. Bot, "Indoor environment and children's health: Recent developments in chemical, biological, physical and social aspects," *International Journal of Hygiene and Environmental Health*, vol. 215, pp. 1-18, 2011.

- [60] S. Spichtig, F. Scholkmann, L. Chin, H. Lehmann, and M. Wolf, "Assessment of intermittent UMTS electromagnetic field effects on blood circulation in the human auditory region using a near-infrared system," *Bioelectromagnetics*, vol. 33, pp. 40-54, 2012.
- [61] K. Varani, F. Vincenzi, M. Targa, C. Corciulo, M. Fini, S. Setti, *et al.*, "Effect of pulsed electromagnetic field exposure on adenosine receptors in rat brain," *Bioelectromagnetics* vol. 33, pp. 279-287, 2012.
- [62] W. Joseph, P. Frei, M. Rössli, G. Vermeeren, J. Bolte, G. Thuróczy, *et al.*, "Between-country comparison of whole-body SAR from personal exposure data in urban areas," *Bioelectromagnetics*, pp. 1-13, 2012.
- [63] C. Augner, T. Gnams, R. Winker, and A. Barth, "Acute effects of electromagnetic fields emitted by GSM mobile phones on subjective well-being and physiological reactions: A meta-analysis," *Science of the Total Environment*, vol. 424, pp. 11-15, 2012.
- [64] C. Sauter, H. Dorn, A. Bahr, M.-L. Hansen, A. Peter, M. Bajbouj, *et al.*, "Effects of exposure to electromagnetic fields emitted by GSM 900 and WCDMA mobile phones on cognitive function in young male subjects," *Bioelectromagnetics*, vol. 32, pp. 179-190, 2011.
- [65] K.-Y. Lee, B. C. Kim, N.-K. Han, Y.-S. Lee, T. Kim, J.-H. Yun, *et al.*, "Effects of combined radiofrequency radiation exposure on the cell cycle and its regulatory proteins," *Bioelectromagnetics*, vol. 32, pp. 169-178, 2011.
- [66] E. D. Chavdoula, D. J. Panagopoulos, and L. H. Margarit, "Comparison of biological effects between continuous and intermittent exposure to GSM-900-MHz mobile phone radiation: Detection of apoptotic cell-death features," *Mutation Research/Genetic Toxicology and Environmental Mutagenesis*, vol. 700, pp. 51-61, 2010.
- [67] G. D. Vecchio, A. Giuliani, M. Fernandez, P. Mesirca, F. Bersani, R. Pinto, *et al.*, "Effect of radiofrequency electromagnetic field exposure on in vitro models of neurodegenerative disease," *Bioelectromagnetics*, vol. 30, pp. 564-572, 2009.
- [68] H. Kleinlogel, T. Dierks, T. Koenig, H. Lehmann, A. Minder, and R. Berz, "Effects of weak mobile phone-electromagnetic fields (GSM,UMTS) on well-being and resting EEG," *Bioelectromagnetics*, vol. 29, pp. 479-487, 2008.
- [69] H. Kleinlogel, T. Dierks, T. Koenig, H. Lehmann, A. Minder, and R. Berz, "Effects of weak mobile phone-electromagnetic fields (GSM, UMTS) on event related potentials and cognitive functions," *Bioelectromagnetics*, vol. 29, pp. 488-497, 2008.
- [70] Y. Takashima, H. Hirose, S. Koyama, Y. Suzuki, M. Taki, and J. Miyakoshi, "Effects of continuous and intermittent exposure to RF Fields With a wide range of SARs on cell growth, survival, and cell cycle distribution," *Bioelectromagnetics*, vol. 27, pp. 392-400, 2006.
- [71] K.-A. Hossmann and D. M. Hermann, "Effects of electromagnetic radiation of mobile phones on the central nervous system," *Bioelectromagnetics*, vol. 24, pp. 49-62, 2003.
- [72] J. A. Elder, "Ocular effects of radiofrequency energy," *Bioelectromagnetics Supplement*, vol. 6, pp. 148-161, 2003.
- [73] M. H. Repacholi, "Low-Level exposure to radiofrequency electromagnetic fields: Health effects and research needs," *Bioelectromagnetics*, vol. 19, pp. 1-19, 1998.

- [74] H. P. Schwan, "Biological effects of non-ionizing radiations: cellular properties and interactions " *Annals of Biomedical Engineering*, vol. 16, pp. 245-263, 1988.
- [75] E. Alameda-Hernandez, D. Blanco, D. P. Ruiz, and M. C. Carrion, "The averaged, overdetermined, and generalized LMS algorithm," *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol. 55, pp. 5593-5603, 2007.
- [76] W. Joseph, L. Verloock, E. Tanghe, and L. Martens, "In-situ measurement procedures for temporal RF electromagnetic field exposure of the general public," *Health Physics Society*, vol. 96, pp. 529-542, 2009.
- [77] I. M. Tienda-Luna, Y. Yin, Y. Huang, D. P. Ruiz Padillo, M. C. Carrion Perez, and Y. Wang, "Constructing Gene Networks Using Variational Bayesian Variable Selection," *Artificial Life*, vol. 14, pp. 65-79, 2008.
- [78] I. Tienda Luna, Y. Huang, Y. Yin, D. P. Ruiz Padillo, and M. C. Carrión Perez, "Uncovering gene regulatory networks from time-series microarray data with variational Bayesian structural expectation maximization," *EURASIP Journal on Bioinformatics and Systems Biology*, vol. 2007, p. 71312, 2007.
- [79] A. Bárdossy. (s.a.). *Introduction to Geostatistics*.
- [80] A. Sen, M. Ü. Gümüşay, A. Kavas, and U. Bulucu, "Programming an artificial neural network tool for spatial interpolation in GIS - A case study for indoor radio wave propagation of WLAN," *Sensors*, vol. 8, pp. 5996-6014, 2008.
- [81] P. J. Diggle and P. J. Ribeiro, *Model-based Geostatistics*. New York: Springer Science +Business Media, 2007.
- [82] R. Prasad, R. Kumar, and D. Singh, "A radial basis function approach to retrieve soil moisture and crop variables from X-Band scatterometer observations," *Progress In Electromagnetics Research B*, vol. 12, pp. 201-217, 2009.
- [83] J. C. Carr, W. R. Fright, and R. K. Beatson, "Surface interpolation with radial basis functions for medical imaging," *IEEE Transactions on Medical Imaging*, vol. 16, pp. 96-107, 1997.
- [84] P. Vu and G. E. Fasshauer, "Application of two radial basis function-pseudospectral meshfree methods to three-dimensional electromagnetic problems," *IET Science, Measurement and Technology*, vol. 5, pp. 206-210, 2011.
- [85] Y. J. Lee and J. Yoon, "Nonlinear image upsampling method based on radial basis function interpolation " *IEEE Transactions on Image Processing*, vol. 19, pp. 1982-2692, 2010.
- [86] S. Jakobsson, B. Andersson, and F. Edelvik, "Rational radial basis function interpolation with applications to antenna design," *Journal of Computational and Applied Mathematics*, vol. 233, pp. 889-904, 2009.
- [87] M. J. Er, S. Wu, J. Lu, and H. L. Toh, "Face recognition with radial basis function (RBF) neural networks," *IEEE Transactions on Neural Networks*, vol. 13, pp. 697-710, 2002.
- [88] C. Harpham and C. W. Dawson, "The effect of different basis functions on a radial basis function network for time series prediction: A comparative study," *Neurocomputing*, vol. 69, pp. 2161-2170, 2006.
- [89] S. G. Ahmed, "A collocation method using new combined radial basis functions of thin plate and multiquadric types," *Engineering Analysis with Boundary Elements*, vol. 30, pp. 697-701, 2006.

-
- [90] S. Becker, L. A. Feldkamp, S. Haykin, Z. Ghahramani, A. T. Nelson, G. S. Patel, *et al.*, *Kalman filtering and neural networks*. New York: John Wiley & Sons, 2001.
- [91] S. A. Corne, "Artificial neural networks for pattern recognition," *Concepts in Magnetic Resonance*, vol. 8, pp. 303-324, 1996.
- [92] S. K. Rogers, J. M. Colombi, C. E. Martin, J. C. Gainey, K. H. Fielding, T. J. Burns, *et al.*, "Neural networks for automatic target recognition," *Neural Networks*, vol. 8, pp. 1153-1184, 1995.
- [93] S.-C. B. Lo, H.-P. Chan, J.-S. Lin, H. Li, M. T. Freedman, and S. Mun, K., "Artificial convolution neural network for medical image pattern recognition," *Neural Networks*, vol. 8, p. 14, 1995.
- [94] D. P. Casasent and L. M. Neiberg, "Classifier and shift-invariant automatic target recognition neural networks," *Neural Networks*, vol. 8, pp. 1117-1129, 1995.
- [95] M. W. Roth, "Survey of neural network technology for automatic target recognition," *IEEE Transactions on Neural Networks*, vol. 1, pp. 28-43, 1990.
- [96] B. Widrow and R. Winter, "Neural nets for adaptive filtering and adaptive pattern recognition," *Computer*, vol. 21, pp. 25-39, 1988.
- [97] M. O'Halloran, B. McGinley, R. C. Conceicao, F. Morgan, E. Jones, and M. Glavin, "Spiking neural networks for breast cancer classification in a dielectrically heterogeneous breast," *Progress In Electromagnetics Research*, vol. 113, pp. 413-428, 2011.
- [98] V. Chandrasekaran and Z.-Q. Liu, "Topology constraint free fuzzy gated neural networks for pattern recognition," *IEEE Transactions on Neural Networks*, vol. 9, pp. 483-502, 1998.
- [99] M. Kumar and N. Yadav, "Multilayer perceptrons and radial basis function neural network methods for the solution of differential equations: A survey," *Computers and Mathematics with Applications*, vol. 62, pp. 3796-3811, 2011.
- [100] P. Ramuhalli, L. Udpa, and S. S. Udpa, "Finite-element neural networks for solving differential equations," *IEEE Transactions on Neural Networks*, vol. 16, pp. 1381-1392, 2005.
- [101] R. Tagliaferri, G. Longo, L. Milano, F. Acernese, F. Baronee, A. Ciaramella, *et al.*, "Neural networks in astronomy," *Neural Networks*, vol. 16, pp. 297-319, 2003.
- [102] H.-Y. Chen and J.-J. Leou, "Saliency-directed color image interpolation using artificial neural network and particle swarm optimization," *J. Vis. Commun. Image R.*, vol. 23, pp. 343-358, 2012.
- [103] H. Papadopoulos and H. Haralambous, "Reliable prediction intervals with regression neural networks," *Neural Networks*, vol. 24, pp. 842-851, 2011.
- [104] N. Plaziac, "Image interpolation using neural networks," *IEEE Transactions on Image Processing*, vol. 8, pp. 1647-1651, 1999.
- [105] S. Osowski, "Neural networks in interpolation problems," *Neurocomputing*, vol. 5, pp. 105-118, 1993.
- [106] E. Barnard and L. F. A. Wessels, "Extrapolation and interpolation in neural networks classifiers," *IEEE Control Systems*, vol. 12, pp. 50-53, 1992.
- [107] J. J. Michalski, "Artificial neural networks approach in microwave filter tuning," *Progress In Electromagnetics Research M*, vol. 13, pp. 173-188, 2010.

- [108] F. Wang, V. K. Devabhaktuni, C. Xi, and Q.-J. Zhang, "Neural network structures and training algorithms for RF and microwave applications," *Int J RF and Microwave CAE*, vol. 9, pp. 216-240, 1999.
- [109] Z. D. Zaharis, K. A. Gotsis, and J. N. Sahalos, "Comparative study of neural network training applied to adaptive beamforming of antenna arrays," *Progress In Electromagnetics Research*, vol. 126, pp. 269-283, 2012.
- [110] Z. D. Zaharis, K. A. Gotsis, and J. N. Sahalos, "Adaptive beamforming with low side lobe level using neural networks trained by mutated boolean PSO," *Progress In Electromagnetics Research*, vol. 127, pp. 139-154, 2012.
- [111] K.-L. Dua, A. K. Y. Lai, K. K. M. Cheng, and M. N. S. Swamy, "Neural methods for antenna array signal processing: a review," *Signal Processing*, vol. 82, pp. 547-561, 2002.
- [112] Z. Wang, Y. Wang, J. Xuan, Y. Dong, M. Bakay, Y. Feng, *et al.*, "Optimized multilayer perceptrons for molecular classification and diagnosis using genomic data," *Bioinformatics*, vol. 10, pp. 755-761, 2006.
- [113] S. Chan Kim, K. C. Nam, and D. W. Kim, "Estimation of relative exposure levels for cellular phone users using a neural network," *Bioelectromagnetics*, vol. 27, pp. 440-444, 2006.
- [114] M. Luo and K. Huang, "Prediction of the electromagnetic field in metallic enclosures using artificial neural networks," *Progress In Electromagnetics Research*, vol. 116, pp. 171-184, 2011.
- [115] C. J. Kikker, "AM/FM modulation standard," *IEE Proceedings F, Communications, Radar and Signal Processing*, vol. 128, pp. 379-384, 1981.
- [116] ITU, "Minimum performance specifications for low-cost sound-broadcasting receivers," in *ITU-R BS.415-2*, ed. Geneva: International Telecommunications Union, 1986.
- [117] ITU, "Characteristics of AM sound broadcasting reference receivers for planning purposes," in *ITU-R BS.703*, ed. Geneva: International Telecommunications Union, 1990.
- [118] S. Rotheram, "Ground-wave propagation Part 1: Theory for short distances," *IEE Proceedings F, Communications, Radar and Signal Processing*, vol. 128, pp. 275-284, 1981.
- [119] S. Rotheram, "Ground-wave propagation Part 2: Theory for medium and long distances and reference propagation curves," *IEE Proceedings F, Communications, Radar and Signal Processing*, vol. 128, pp. 285-295, 1981.
- [120] J. M. Matías, I. L. Corderí, P. Angueira, U. Gil, J. L. Ordiales, and A. Arrinda, "DRM (Digital Radio Mondiale) local coverage tests using the 26 MHz broadcasting band," *IEEE Transactions on Broadcasting*, vol. 53, pp. 59-68, 2007.
- [121] R. M. Rossano and M. S. Sebastiani, "Measurement and propagation models of HF ground-wave propagation over irregular terrain and sky-wave propagation," presented at the 11th International Conference on Antennas and Propagation, 2001.
- [122] S. A. Cummer, "Modeling electromagnetic propagation in the Earth-ionosphere waveguide," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 48, pp. 1420-1429, 2000.

-
- [123] S. H. Cho and R. J. King, "EM ground-wave propagation over the curved lunar surface," *IEEE Transactions on Geoscience Electronics*, vol. 10, pp. 96-105, 1972.
- [124] A. Ishimaru, J. D. Rockway, Y. Kuga, and S.-W. Lee, "Sommerfeld and Zenneck wave propagation for a finitely conducting one-dimensional rough surface," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 48, pp. 1475-1484, 2000.
- [125] H. Bremmer, "The extension of Sommerfeld's formula for the propagation of radio waves over a flat Earth, to different conductivities of the soil," *Physica XX*, vol. 28, pp. 441-460, 1954.
- [126] K. A. Norton, "The calculation of ground-wave field intensity over a finitely conducting spherical Earth," *Proceedings of the I.R.E.*, vol. 29, pp. 623-639, 1941.
- [127] K. A. Norton, "The propagation of radio waves over the surface of the Earth and in the upper atmosphere. Part II: The propagation from vertical, horizontal and loop antennas over a plane Earth of finite conductivity," *Proceedings of the Institute of Radio Engineers*, vol. 25, pp. 1203-1236, 1937.
- [128] K. A. Norton, "The propagation of radio waves over the surface of the Earth and in the upper atmosphere. Part I: Ground-wave propagation from short antennas," *Proceedings of the Institute of Radio Engineers*, vol. 24, pp. 1367-1387, 1936.
- [129] G. Millington and G. A. Isted, "Ground-Wave Propagation over an inhomogeneous smooth earth. Part2. Experimental Evidence and Practical Implications," *The Proceedings of The Institution of Electrical Engineers*, vol. 97, pp. 209-217, 1950.
- [130] G. Millington, "Ground-wave propagation over an inhomogeneous smooth Earth," *Proceedings of the IEE - Part III: Radio and Communication Engineering*, vol. 96, pp. 53-64, 1949.
- [131] R. H. Ott, L. E. Vogler, and G. A. Hufford, "Ground-wave propagation over irregular inhomogeneous terrain: Comparisons of calculations and measurements," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 27, pp. 284-286, 1979.
- [132] ITU, "Ground-wave propagation curves for frequencies between 10 kHz and 30 MHz," in *ITU-R P.368-9*, ed. Geneva: International Telecommunications Union 2007.
- [133] C. A. Balanis, *Advanced engineering electromagnetics*. New York: John Wiley & Sons, 1989.
- [134] R. E. Collin, *Antennas and radiowave propagation*. Singapore: McGraw-Hill Series, 1985.
- [135] W. L. Stutzman and G. A. Thiele, *Antenna, theory and design*. USA: John Wiley & Sons, 1981.
- [136] M. Abramowitz and I. A. Stegun *Handbook of mathematical functions*. Washington, D.C.: United States, Department of Commerce. National Bureau of Standards, 1972.
- [137] F. E. Terman, *Radio engineers' handbook*. New York: McGraw-Hill Book Company, 1943.
- [138] N. DeMinco, "Propagation prediction techniques and antenna modeling (150 to 1705 kHz) for intelligent transportation systems (ITS) broadcast applications," *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, vol. 42, pp. 9-34, 2000.

- [139] L. Sevgi, "Groundwave modeling and simulation strategies and path loss prediction virtual tools," *IEEE transactions on Antennas and Propagation*, vol. 55, pp. 1591-1598, 2007.
- [140] A. Taflove and S. C. Hagness, *Computational electrodynamics: The finite-difference time-domain method*. Norwood, MA: Artech House, 2000.
- [141] J. J. Simpson, R. P. Heikes, and A. Taflove, "FDTD modeling of a novel ELF radar for major oil deposits using a three-dimensional geodesic grid of the Earth-ionosphere waveguide," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 54, pp. 1734-1741, 2006.
- [142] D. M. Sullivan, O. P. Gandhi, and A. Taflove, "Use of the finite-difference time-domain method for calculating EM absorption in man models," *IEEE Transactions on Biomedical Engineering*, vol. 35, pp. 179-186, 1988.
- [143] A. Taflove and K. Umashankar, "A hybrid moment method/finite-difference time-domain approach to electromagnetic coupling and aperture penetration into complex geometries," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 30, pp. 617-627, 1982.
- [144] L. Zhou, X. Xi, N. Yu, and Y. Pu, "Modelling of LF ground-wave propagation at short distances based on 2-D cylindrical-coordinate FDTD method," presented at the 8th International Symposium on Antennas, Propagation and EM Theor. ISAPE 2008, 2008.
- [145] G. Çakir, M. Çakir, and L. Sevgi, "A multipurpose FDTD-based two dimensional electromagnetic virtual tool," *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, vol. 48, pp. 142-151, 2006.
- [146] F. Akleman and L. Sevgi, "A novel finite-difference time-domain wave propagator," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 48, pp. 839-841, 2000.
- [147] F. Akleman and L. Sevgi, "FDTD analysis of human head-mobile phone interaction in terms of specific absorption rate calculations and antenna design," presented at the IEEE-APS Conference on Antennas and Propagation for Wireless Communications, 1998.
- [148] J. M. Taboada, M. G. Araujo, J. M. Bertolo, L. Landesa, F. Obelleiro, and J. L. Rodriguez, "MLFMA-FFT parallel algorithm for the solution of large-scale problems in electromagnetics," *Progress In Electromagnetics Research*, vol. 105, pp. 15-30, 2010.
- [149] C. Guiffaut and K. Mahdjoubi, "A parallel FDTD algorithm using the MPI library," *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, vol. 43, pp. 94-103, 2001.
- [150] M. O'Halloran, R. Conceição, D. Byrne, M. Glavin, and E. Jones, "FDTD Modeling of the Breast: A Review," *Progress In Electromagnetics Research B*, vol. 18, pp. 1-24, 2009.
- [151] J. Irving and R. Knight, "Numerical modeling of ground-penetrating radar in 2-D using MATLAB," *Computers & Geosciences*, vol. 32, pp. 1247-1258, 2006.
- [152] L. Zhou, X. Xi, and Y. Du, "Application in low-frequency ground-wave propagation of parallel FDTD based on GPU," presented at the 10th International Symposium on Antennas, Propagation & EM Theory (ISAPE), Xian, 2012
- [153] G. Apaydm and L. Sevgi, "A novel split-step parabolic-equation package for surface-wave propagation prediction along multiple mixed irregular-terrain paths," *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, vol. 52, pp. 90-97, 2010.

-
- [154] F. Akleman and L. Sevgi, "A novel MoM- and SSPE-based groundwave-propagation field-strength prediction simulator," *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, vol. 49, pp. 69-82, 2007.
- [155] G. Apaydin, O. Ozgun, M. Kuzuoglu, and L. Sevgi, "A novel two-way finite-element parabolic equation groundwave propagation tool: tests with canonical structures and calibration," *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*, vol. 49, pp. 2887-2899, 2011.
- [156] G. Apaydin and L. Sevgi, "The split-step-Fourier and finite-element based parabolic-equation propagation prediction tools: canonical Tests, systematic comparisons, and calibration," *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, vol. 52, pp. 66-79, 2010.
- [157] G. Apaydin and L. Sevgi, "Numerical investigations of and path loss predictions for surface wave propagation over sea paths including hilly island transitions," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 58, pp. 1302-1314, 2010.
- [158] P. L. Carro, J. d. Mingo, and P. G. Dúcar, "Radiation pattern synthesis for maximum mean effective gain with spherical wave expansions and particle swarm techniques," *Progress In Electromagnetics Research*, vol. 103, pp. 355-370, 2010.
- [159] Z. Bo, H. Xiajoun, J. Bin, G. Hao, and S. Xujian, "An MoM/FDTD hybrid technique for modeling HF antennas located on ground," presented at the Microwave and Millimeter Wave Technology (ICMMT), Chengdu, 2010.
- [160] J. M. Taboada, J. L. Rodríguez, L. Landesa, and F. Obelleiro, "Automatic wire-grid generation for electromagnetic analysis of arbitrary-shaped conducting bodies by NEC," *Computer Applications in Engineering Education*, vol. 7, pp. 31-43, 1999.
- [161] G. J. Burke and A. J. Poggio, "Numerical Electromagnetics Code (NEC) - Method of Moments. Program Description," National Technical Information Service (U.S. Department of Commerce), Springfield, US1981.
- [162] *The ARRL handbook for radio communications*. Newington (USA): ARRL- the national association for Amateur Radio, 2007.
- [163] C. A. Balanis, *Antenna theory. Analysis and design*. Hoboken, New Jersey: John Wiley & Sons, 2005.
- [164] J. M. Gil and L. M. Correia, "Comparing adaptive beamforming in micro- and macro-cells," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 54, pp. 629-638, 2006.
- [165] F. Obelleiro, J. M. Taboada, L. Landesa, and I. T. Castro, "Synthesis of array antennas onboard complex platforms considering coupling effects by means of a hybrid MM-PO technique," *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 33, pp. 207-212, 2002.
- [166] W. Dullaert and H. Rogier, "Novel compact model for the radiation pattern of UWB antennas using vector spherical and slepian decomposition," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 58, pp. 287-299, 2010.
- [167] H. J. Zhou, B. H. Sun, J. F. Li, and Q. Z. Liu, "Efficient optimization and realization of a shaped-beam planar array for very large array application " *Progress In Electromagnetics Research*, vol. 89, pp. 1-10, 2009.
- [168] M. E. Aydemir "Comparison of NEC simulation and measurement methods for the solution of coupling between airborne antennas," 2011.

- [169] A. Fourie and D. Nitch, "SuperNEC: Antenna and indoor-propagation simulation program," *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, vol. 42, pp. 31-48, 2000.
- [170] M. N. Jazi and T. A. Denidni, "Frequency selective surfaces and their applications for nimble-radiation pattern antennas," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 58, pp. 2227-2237, 2010.
- [171] Y. Chen, S. Yang, S. He, and Z. Nie, "Design and analysis of wide-band planar monopole antennas using the multilevel fast multipole algorithm," *Progress In Electromagnetics Research B*, vol. 15, pp. 95-112, 2009.
- [172] S. Helmers, H.-F. Harms, and K.-H. Gonschorek, "Analyzing electromagnetic pulse coupling by combining TLT, MoM, and GTD/UTD," *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, vol. 41, pp. 431-435, 1999.
- [173] D. Plets, W. Joseph, K. Vanhecke, E. Tanghe, and L. Martens, "Coverage prediction and optimization algorithms for indoor environments," *EURASIP Journal on Wireless Communications and Networking*, vol. 2012, pp. 1-23, 2012.
- [174] F. Soltankarimi, J. Nourinia, and C. Ghobadi, "Side lobe level optimization in phased array antennas using genetic algorithm," presented at the ISSSTA 2004, Australia, 2004.
- [175] D. Marcano and F. Durán, "Synthesis of antenna arrays using genetic algorithms," *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, vol. 42, pp. 12-20, 2000.
- [176] I. Kim, C. w. Jung, Y. Kim, and Y. e. Kim, "Low-profile wideband MIMO Antenna with suppressing mutual coupling between two antennas," *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 50, pp. 1336-1339, 2008.
- [177] C.-Y. Chiu, C.-H. Cheng, R. D. Murch, and C. R. Rowell, "Reduction of mutual coupling between closely-packed antenna elements," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 55, pp. 1732-1738, 2007.
- [178] T. Tsukiji, Y. Kumon, and M. Yamasaki, "Double-folded monopole antenna using parallel line or coaxial cable," *IEE Proceedings, Microwave Antennas and Propagation*, vol. 49, pp. 17-22, 2002.
- [179] M. A. Morgan, R. C. Hurley, and F. K. Schwing, "Computation of monopole antenna currents using cylindrical harmonics " *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 38, pp. 1130-1133, 1990.
- [180] N. DeMinco, "Medium Frequency propagation prediction techniques and antenna modeling for intelligent transportation systems (ITS) broadcast applications," U.S. Department of Commerce, Washington DC1999.
- [181] ITU, "Reliability calculations for adaptive HF fixed service networks," in *ITU-R F.22.63*, ed. Geneva: International Telecommunications Union, 2012.
- [182] C. Zhang, *Fundamentals of environmental sampling and analysis*. Hoboken, New Jersey: John Wiley and Sons, 2007.
- [183] J. Fayos-Fernandez, F. Victoria-Gonzalez, A. M. Martinez-Gonzalez, A. Morote-Marco, and D. Sanchez-Hernandez, "Effect of spectrum analyzer filtering on electromagnetic dosimetry assessment for UMTS base stations," *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 57, pp. 1154-1165, 2008.
- [184] C. Rauscher, *Fundamentals of spectrum analysis*. München, Germany: Rohde-Schwarz, 2001.

-
- [185] ICNIRP, "Guidelines for limiting exposure to time-varying electric and magnetic fields (1 Hz to 100 kHz)," in *Health Physics Society* vol. 99, ed, 2010, pp. 818-836.
- [186] G. Betta, D. Capriglione, C. F. M. Carobbi, and M. D. Migliore, "The accurate calibration of EMC antennas in compact chambers — Measurements and uncertainty evaluations," *Computer Standards & Interfaces*, vol. 33, pp. 201-205, 2// 2011.
- [187] C. F. M. Carobbi, M. Cati, and C. Panconi, "Reproducibility of radiated emissions measurements in compact, fully anechoic, rooms—The contribution of the site-to-site variations," *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility* vol. 51, pp. 574-582, 2009.
- [188] "Antenna catalog," in *www.ets-lindgren.com (visited in December, 2011)*, E. L. A. E. T. Company, Ed., ed. USA: ETS-LINDGREN, 2002.
- [189] S. Burgos, S. Urosa, M. Sierra-Castañer, C. Martínez-Portas, and J. L. Besada, "Uncertainty analysis in antenna measurements," in *Antennas and Propagation, 2009. EuCAP 2009. 3rd European Conference on*, Berlin (Germany), 2009, pp. 2182-2185.
- [190] "ESA-E series spectrum analyzer. Data sheet," in *www.agilent.com (visited in November, 2011)*, A. Technologies, Ed., ed. USA: Agilent Technologies, 2009.
- [191] J. F. Valenzuela-Valdes, A. M. Martinez-Gonzalez, and D. Sanchez-Hernandez, "Effect of user presence on receive diversity and MIMO capacity for Rayleigh-fading channels," *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 6, pp. 596-599, 2007.
- [192] J. F. Valenzuela-Valdes, M. A. Garcia-Fernandez, A. M. Martinez-Gonzalez, and D. Sanchez-Hernandez, "The Role of Polarization Diversity for MIMO Systems Under Rayleigh-Fading Environments," *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 5, pp. 534-536, 2006.
- [193] C. F. M. Carobbi and M. Cati, "The absolute maximum of the likelihood function of the Rice distribution: Existence and uniqueness," *Instrumentation and Measurement, IEEE Transactions on*, vol. 57, pp. 682-689, 2008.
- [194] R. E. Walpole, R. H. Myers, S. L. Myers, and K. Ye, *Probability & statistics for engineers & scientists*. London: Pearson, Prentice Hall, 2007.
- [195] D. C. Montgomery and G. C. Runger, *Applied statistics and probability for engineers*. USA: John Wiley & Sons, 2003.
- [196] G. Purushothaman and N. B. Karayiannis, "Quantum neural networks (QNN's): Inherently fuzzy feedforward neural networks," *IEEE Transactions on Neural Networks*, vol. 8, pp. 679-693, 1997.
- [197] S. Wolf, T. Henning, and B. Stecklum, "Multidimensional self-consistent radiative transfer simulations based on the Monte-Carlo method," *Astronomy and Astrophysics*, vol. 349, pp. 839–850, 1999.
- [198] L. Tsang, C. H. Chan, and H. Sangani, "Banded matrix iterative approach to Monte-Carlo simulations of scattering of waves by large-scale random rough surface problems: TM case," *Electronics Letters*, vol. 29, pp. 166-167, 1993.
- [199] J. M. Hernando Rábanos, *Transmisión por radio*. Madrid (Spain): Centro de Estudios Ramón Areces, S. A., 2003.
- [200] N. Mai-Duy and T. Tran-Cong, "Approximation of function and its derivatives using radial basis function networks," *Applied Mathematical Modelling*, vol. 27, pp. 197–220, 2003.

- [201] N. B. Karayiannis and M. M. Randolph-Gips, "On the construction and training of reformulated radial basis function neural networks," *IEEE Transactions on Neural Networks*, vol. 14, pp. 835-846, 2003.
- [202] S. J. Lai, B. Z. Wang, and Y. Duan, "Solving Helmholtz equation by meshless radial basis functions method " *Progress In Electromagnetics Research B*, vol. 24, pp. 351-367, 2010.
- [203] L. Bruzzone and D. Fernández Prieto, "A technique for the selection of kernel-function parameters in RBF neural networks for classification of remote-sensing images," *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*, vol. 37, pp. 1179-1184, 1999.
- [204] Z. R. Yang, "A novel radial basis function neural network for discriminant analysis," *IEEE Transactions on Neural Networks*, vol. 17, pp. 604-612, 2006.
- [205] G. P. Zhang, "Neural networks for classification: A survey," *IEEE Transactions on Systems, Man, and Cybernetics - PART C: Applications and Reviews*, vol. 30, pp. 451-462, 2000.
- [206] C. M. Bishop, *Neural networks for pattern recognition*. New York: Oxford University Press, 2005.
- [207] K. Hornik, "Multilayer feedforward networks are universal approximators," *Neural Networks*, vol. 2, pp. 359-366, 1989.
- [208] ARPANSA, "Maximum Exposure Levels to Radiofrequency Fields — 3 kHz to 300 GHz," in *Radiation Protection Series N° 3*, ed. Australia: Australian Radiation Protection And Nuclear Safety Agency, 2002.
- [209] H. Canada, "Limits of human exposure to radiofrequency electromagnetic energy in the frequency range from 3 kHz to 300 GHz," in *Safety Code 6*, ed. Ottawa, Ontario: Health Canada, 2009.
- [210] M. S. H. A. Salameh, "Compare the different electromagnetic fields (EMF) exposure protection standards applied in various countries with the ICNIRP standard," presented at the 7th International Workshop on Biological Effects of EMF, Valletta, (Malta), 2012.
- [211] R. Stam, "Comparison of international policies on electromagnetic fields (power frequency and radiofrequency fields)," ed. Bilthoven (The Netherlands): National Institution for Public Health and the Environment. Ministry of Health. Welfare and Sport, 2011, pp. 1-13.
- [212] J. W. Stather "Epidemiological studies concerned with exposure to extremely low frequency electromagnetic fields and the risk of cancer," *Radiation Protection Dosimetry*, vol. 72, pp. 291-303, 1997.
- [213] B. J. Youbicier-Simo, F. Boudard, C. Cabaner, and M. Bastide, "Biological effects of continuous exposure of embryos and young chickens to electromagnetic fields emitted by video display units," *Bioelectromagnetics*, vol. 18, pp. 514-523, 1997.
- [214] NASA. *Maps SRTM of Spain. Resolution: 90 m* Available: <http://www2.jpl.nasa.gov/srtm/>
- [215] ITU, "World atlas of ground conductivities," in *ITU-R P.832-2*, ed. Geneva: International Telecommunications Union, 1999.
- [216] D. d. I. Vega, S. López, D. Guerra, G. Prieto, M. Vélez, and P. Angueira, "Analysis of the attenuation caused by the influence of orography in the Medium Wave band," presented at the IEEE 65th Vehicular Technology Conference, Dublin 2007.

-
- [217] D. A. Hill, "HF ground wave propagation over forested and built terrain," U.S. Department of Commerce 1982.
- [218] D. Guerra, G. Prieto, I. Peña, S. López, D. d. l. Vega, and P. Angueira, "Accuracy analysis of the Millington's prediction method in the Medium Wave band," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 55, pp. 500-507, 2007.
- [219] Q. Zhang, J. Yang, D. Li, and Z. Wang, "Propagation effects of a fractal rough ocean surface on the vertical electric field generated by lightning return strokes," *Journal of Electrostatics*, vol. 70, pp. 54-59, 2012.
- [220] D. E. Barrick, "Theory of HF and VHF propagation across the rough sea, 1. The effective surface impedance for a slightly rough highly conducting medium at grazing incidence," *Radio Science*, vol. 6, pp. 517-526, 1971.
- [221] D. E. Barrick, "Theory of ground-wave propagation across a rough sea at dekameter wavelengths," A. R. P. A. D. o. Defense), Ed., ed. Columbus, Ohio: Battelle Memorial Institute, Columbus Laboratories, 1970.
- [222] B. F. Dawson and S. S. Lockwood, "Revisiting Medium-Wave ground-system requirements," *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, vol. 50, pp. 111-114, 2008.
- [223] R. E. Collin, "Hertzian dipole radiating over a lossy Earth or sea: Some early and late 20th -century controversies," *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, vol. 46, pp. 64-79, 2004.
- [224] F. T. Dagefu and K. Sarabandi, "Analysis and modeling of near-ground wave propagation in the presence of building walls," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 50, pp. 2368-2378, 2011.
- [225] S. V. A. Makki, T. Z. Ershadi, and M. S. Abrishamian, "Determining the specific ground conductivity aided by the horizontal electric dipole antenna near the ground surface," *Progress In Electromagnetics Research B*, vol. 1, pp. 43-65, 2008.
- [226] ITU, "Monitoring of the radio coverage of land mobile networks to verify compliance with a given licence," in *ITU-R SM.1447*, ed. Geneva: International Telecommunications Union, 2000.
- [227] J. Kyung-Young, F. L. Teixeira, S. G. Garcia, and R. Lee, "On numerical artifacts of the complex envelope ADI-FDTD method," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 57, pp. 491-498, 2009.
- [228] S. G. Garcia, M. Fernandez Pantoja, C. M. de Jong van Coevorden, A. R. Bretones, and R. G. Martin, "A New Hybrid DGTD/FDTD Method in 2-D," *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 18, pp. 764-766, 2008.
- [229] S. G. Garcia, R. G. Rubio, A. R. Bretones, and R. G. Martin, "On the dispersion relation of ADI-FDTD," *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 16, pp. 354-356, 2006.
- [230] K. S. Kunz and R. J. Luebbers, *The finite difference time domain method for electromagnetics*. New York: CRC Press, 1993.
- [231] K. S. Yee, "Numerical solution of initial boundary value problems involving Maxwell's equations in isotropic media," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 14, pp. 302-307, 1966.
- [232] T. G. Jurgens, A. Taflove, K. Umashankar, and T. G. Moore, "Finite-difference time-domain modeling of curved surfaces," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 40, pp. 357-366, 1992.

- [233] A. Taflove, "Review of the formulation and applications of the finite-difference time-domain method for numerical modeling of electromagnetic wave interactions with arbitrary structures," *Wave Motion*, vol. 10, pp. 547-582, 1988.
- [234] L. Sevgi, F. Akleman, and L. B. Felsen, "Groundwave propagation modeling: Problem-matched analytical formulations and direct numerical techniques," *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, vol. 44, pp. 55-75, 2002.
- [235] ITU, "The radio refractive index: its formula and refractivity data," in *ITU-R P.453-10*, ed. Geneva: International Telecommunications Union, 2012.
- [236] R. G. Rubio, S. G. Garcia, A. R. Bretones, and R. G. Martin, "Crank-Nicolson reformulation of ADI-FDTD PML extensions," *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 5, pp. 357-360, 2006.
- [237] *Real Decreto 765/1993, de 21 de mayo, por el que se aprueba el plan técnico nacional de radiodifusión sonora en ondas medias (hectométricas)*, 1993.
- [238] E. Tanghe, W. Joseph, L. Verloock, L. Martens, H. Capoen, K. V. Herwegen, *et al.*, "The industrial indoor channel: Large-scale and temporal fading at 900, 2400, and 5200 MHz," *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 7, pp. 2740-2751, 2008.
- [239] E. Reusens, W. Joseph, B. Latré, B. Braem, G. Vermeeren, E. Tanghe, *et al.*, "Characterization of on-body communication channel and energy efficient topology design for wireless body area networks," *IEEE Transactions on Information Technology in Biomedicine*, vol. 13, pp. 933-945, 2009.
- [240] T. Mangel, O. Klemp, and H. Hartenstein, "5.9 GHz inter-vehicle communication at intersections: a validated non-line-of-sight pathloss and fading model," *EURASIP Journal on Wireless Communications and Networking*, vol. 2011, pp. 1-11, 2011.
- [241] Q. Tang, G. Y. Zhang, G. R. Liu, Z. H. Zhong, and Z. C. He, "A three-dimensional adaptive analysis using the meshfree node-based smoothed point interpolation method (NS-PIM)," *Engineering Analysis with Boundary Elements*, vol. 35, pp. 1123-1135, 2011.
- [242] N. C. Goncalves and L. M. Correia, "A propagation model for urban microcellular systems at the UHF band," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 49, pp. 1294-1302, 2000.
- [243] ITU, "Orientación sobre el cumplimiento de los límites de exposición de las personas a los campos electromagnéticos," in *UIT-T K.52*, ed: International Telecommunications Union 2000.
- [244] IEEE, "IEEE standard for safety levels with respect to human exposure to radio frequency electromagnetic fields, 3 kHz to 300 GHz," in *IEEE Standards Coordinating Committee 28 on Non-Ionizing Radiation Hazards* vol. IEEE Std C95.1, ed. New York (USA): The Institute of Electrical and Electronics Engineer, 1998.
- [245] C. Avendaño, A. Mata, C. A. Sanchez Sarmiento, and G. F. Doncel, "Use of laptop computers connected to internet through Wi-Fi decreases human sperm motility and increases sperm DNA fragmentation," *Fertility and Sterility*, vol. 97, pp. 39-45, 2012.
- [246] S. Gulturk, A. Demirkazik, I. Kosar, A. Cetin, H. S. Dökmetas, and T. Demir, "Effect of exposure to 50 Hz magnetic field with or without insulin on blood-brain barrier permeability in streptozotocin-induced diabetic rats," *Bioelectromagnetics*, vol. 31, pp. 262-269, 2010.

-
- [247] E. Valentini, G. Curcio, F. Moroni, M. Ferrara, L. D. Gennaro, and M. Bertini, "Neurophysiological effects of mobile phone electromagnetic fields on humans: A comprehensive review," *Bioelectromagnetics*, vol. 28, pp. 415-432, 2007.
- [248] J. Juutilainen, "Developmental effects of electromagnetic fields," *Bioelectromagnetics Supplement*, vol. 7, pp. 107-115, 2005.
- [249] H.-P. Neitzke, J. Osterhoff, K. Peklo, and H. Voigt, "Determination of exposure due to mobile phone base stations in an epidemiological study," *Radiation Protection Dosimetry*, vol. 124, pp. 35-39, March 1, 2007 2007.
- [250] D. A. Savitz, "Exposure assessment strategies in epidemiological studies of health effects of electric and magnetic fields," *Science of the Total Environment*, vol. 168, pp. 143-153, 1995.
- [251] K. J. Rothman, C.-K. Chou, R. Morgan, Q. Balzano, A. W. Guy, D. P. Funch, *et al.*, "Assessment of cellular telephone and other radio frequency exposure for epidemiologic research," *Epidemiology*, vol. 7, pp. 291-298, 1995.
- [252] CNIG. (2012). *Centro Nacional de Información Geográfica*. Available: <http://www.cnig.es/>
- [253] J. M. Paniagua, M. Rufo, A. Jiménez, A. Antolín, and M. Sánchez, "Electrical stimulation vs thermal effects in a complex electromagnetic environment," *Science of the Total Environment*, vol. 407, pp. 4717-4722, 2009.
- [254] M. Rufo, J. M. Paniagua, A. Jiménez, and A. Antolín, "Exposure to high-frequency electromagnetic fields (100 kHz - 2 GHz) in Extremadura " *Health Physics*, vol. 101, pp. 739-745, 2011.
- [255] A. S. Al-Ruwais, "Measurements of RF radiation near MW and SW radio broadcast stations," *IEEE Transactions on Broadcasting*, vol. 44, pp. 470-477, 1998.
- [256] I. Calvente, M. F. Fernandez, J. Villalba, N. Olea, and M. I. Nuñez, "Exposure to electromagnetic fields (non-ionizing radiation) and its relationship with childhood leukemia: A systematic review," *Science of the Total Environment*, vol. 408, pp. 3062-3069, 2010.
- [257] J. Schüz and A. Ahlbom, "Exposure to electromagnetic fields and the risk of childhood leukaemia: a review," *Radiation Protection Dosimetry*, vol. 132, pp. 202-211, December 1, 2008 2008.
- [258] K. Sheikh, "Exposure to electromagnetic fields and the risk of leukemia," *Archives of Environmental Health: An International Journal*, vol. 41, pp. 56-63, 1986/02/01 1986.
- [259] J. R. Mileta, "Propagation of electromagnetic fields over flat Earth," ed. Adelphi (USA): Army Research Laboratory, 2001.
- [260] L. Sevgi, "A mixed-path groundwave field-strength prediction virtual tool for digital radio broadcast systems in Medium and Short Wave bands," *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, vol. 48, pp. 19-27, 2006.
- [261] G. Apaydin and L. Sevgi, "FEM-based surface wave multimixed-path propagator and path loss predictions," *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 8, pp. 1010-1013, 2009.

