



ESCUELA TÉCNICA SUPERIOR DE INGENIEROS INDUSTRIALES Y DE TELECOMUNICACIÓN

Titulación:

INGENIERO TÉCNICO DE TELECOMUNICACIÓN
ESPECIALIDAD SONIDO E IMAGEN

Título del proyecto:

Caracterización del Canal Radioeléctrico en
el Interior de Vagones de Transporte en el
Sector Ferroviario

Tomás cantabrana Martinez

Dr. Francisco Javier Falcone Lanas

Pamplona, 20 de Julio



UNIVERSIDAD PÚBLICA DE NAVARRA
E.T.S.I.I. y de Telecomunicación Campus de
Arrosadía s/n
31006-Pamplona Navarra-Spain
Tfno: 34-48-169000
Fax: 34-48-169169

upna
Universidad
Pública de Navarra
Nafarroako
Unibertsitate Publikoa

Acta de Proyecto Final de Carrera

Título:

*“Caracterización del canal radioeléctrico en el interior de
vagones de transporte en el sector ferroviario.”*

Alumno: Tomás Cantabrana Martínez

Tutor del Proyecto: Dr. Francisco Javier Falcone Lanas

Reunido el tribunal, compuesto por los siguientes miembros,

Presidente, Secretario, Vocal 1º,

Fdo:..... Fdo:..... Fdo:.....

acuerda otorgar la calificación de

Pamplona,de.....de 20.....

Caracterización del Canal Radioeléctrico en el Interior de Vagones de Transporte en el Sector Ferroviario

Tomás Cantabrana Martínez

Universidad Pública de Navarra
Radio Propagación de Ondas Electromagnéticas
Departamento de Ingeniería Eléctrica y Electrónica
Tutor: Francisco Javier Falcone Lanas

A todos los que pensaron que llegaría este momento,

A mi familia y amigos,

en especial a mis padres,

que me lo han dado todo en la vida,

Gracias

Índice general

I. Introducción y Herramientas	1
1. Introducción	1
1.1. Motivación y Objetivo	1
1.2. Esquema del Proyecto Fin de Carrera	2
2. Herramientas	3
2.1. Hardware	3
2.2. Software	5
2.2.1. Matlab	5
2.2.2. SigmaPlot	6
2.2.3. Microsoft Word & Excel	6
II. Estado del Arte	8
3. Radio propagación de Ondas Electromagnéticas	9
3.1. Fundamentos de Electromagnetismo	9
3.2. Polarización	12
3.3. Propiedades de las ondas electromagnéticas	13
3.4. Fenómenos de la propagación	14
3.5.1. Reflexión y Refracción	14
3.5.2. Difracción	16
3.5. Métodos empíricos de predicción de propagación	19
3.5.1. Modelo de Okumura	19
3.5.2. Modelo de Hata	20
3.5.3. Modelo de COST 231	21
3.5.4. Modelo Anderson 2D	21
3.5.4.1. Modo LOS	22
3.5.4.2. Modo NLOS	23
3.6. Métodos determinísticos de predicción de propagación	23
3.7.1. Técnicas de trazado de rayos	24
3.7.1.1. Algoritmo de lanzado de rayos	24
3.7.1.2. Método de las imágenes	25
3.7.1.3. Métodos Híbridos	26
3.7.2. Método FDTD	26
3.7.3. Método de los Momentos	26
3.8. Resumen de los modelos de pérdidas por propagación	26

4.	Antenas	28
4.1.	Parámetros de antenas en transmisión	28
4.2.	Parámetros de antenas en recepción	37
4.3.	Caracterización de las antenas en el código	38
5.	Tecnologías Radio	40
5.1.	ZigBee	40
5.1.1.	Características	40
5.1.2.	Aplicaciones	42
5.1.3.	Tipos de Dispositivos	42
5.1.4.	Topologías de red	42
5.2.	Radio Frequency Identification (RFID)	43
5.2.1.	Componentes básicos de un sistema RFID	43
5.2.1.1.	Tag	44
5.2.1.2.	Lector y antena RF	47
5.2.1.3.	Sistema gestor de información	48
5.2.2.	Bandas de frecuencia utilizadas en RFID	49
III.	Análisis de los resultados	51
6.	Estudio coste computacional – precisión resultados en el algoritmo de lanzamiento de rayos	52
6.1.	Descripción del escenario y parámetros de simulación	52
6.2.	Mapas bidimensionales de potencia a 2.4 metros de altura	54
6.3.	Radiales de potencia a 2.4 metros de altura	57
7.	Análisis del canal radioeléctrico en el interior de un vagón de mercancías	60
7.1.	Vagón de mercancías vacío	60
7.1.1.	Descripción del escenario de simulación	60
7.1.2.	Distribución de potencia en función de la ubicación del transceptor	61
7.1.2.1.	Mapas bidimensionales de potencia	62
7.1.2.2.	Radiales de potencia	63
7.1.3.	Nivel de potencia recibida en función de la distancia al transceptor	66
7.1.3.1.	Mapas bidimensionales de potencia a 900 MHz	66
7.1.3.2.	Radiales de potencia a 900MHz	68
7.1.3.3.	Perfiles de Retardo Potencia	69
7.1.4.	Nivel de potencia recibida en función de la frecuencia de trabajo	70
7.1.4.1.	Mapas bidimensionales de potencia a 900MHz y 2.4GHz	71
7.1.4.2.	Radiales de potencia a 900MHz y 2.4GHz	74
7.1.4.3.	Perfiles de Retardo Potencia	77
7.2.	Vagón de mercancías en estado de máxima ocupación	79
7.2.1.	Descripción del escenario de simulación	79
7.2.2.	Mapas bidimensionales de potencia a 900MHz	81
7.2.3.	Radiales de potencia a 900MHz	84
7.2.4.	Perfiles de Retardo potencia	87

8. Respuesta del sistema frente a sensibilidad	89
8.1. Configuración del escenario	89
8.2. Nivel de potencia recibida frente a sensibilidad	90
IV. Conclusiones y líneas futuras	95
9. Conclusiones y líneas futuras	96
A. Anexos	97
B. Publicaciones aceptadas	129
Bibliografía	133

Parte I

Introducción y Herramientas

Introducción

Uno de los grandes retos que tienen las empresas de distribución es optimizar el proceso logístico. Es cada vez más necesario tener un control en tiempo real tanto de las mercancías transportadas en términos de parámetros ambientales, como de cumplimiento de hitos temporales y de garantía en la entrega de manera adecuada tanto en términos del lugar de entrega como la hora de la misma.

Uno de los medios de transporte que mayor potencial tiene para incrementar el grado de competitividad a nivel europeo es el ferrocarril, debido fundamentalmente a las características orográficas como a la infraestructura desplegada. Los sistemas de gestión logística se amoldan a las características propias del sector ferroviario: número más reducido de operadores ferroviarios, gran volumen de mercancías transportadas y gran variedad de las mismas.

El empleo de tecnologías inalámbricas de diversos tipos es fundamental para poder implantar nuevas estrategias de trazabilidad, así como para poder mejorar los procesos existentes. De esta manera, se puede contar con intercomunicación del tren con infraestructura de comunicaciones pública (como puede ser el caso de redes móviles GPRS/UMTS), como redes de comunicaciones propias de la infraestructura ferroviaria (GSM-R, redes WLAN propias del gestor ferroviario o redes de trunking digitales, como TETRA v2.0 para posibilitar el envío de datos). A estas redes se les puede superponer redes de corto alcance, tales como WPAN o sistemas NFC, con el fin de posibilitar la detección y la trazabilidad en el entorno interior de los vagones que contienen las mercancías transportadas.[1-2]

Uno de las características que presenta el entorno de los vagones es que se trata de espacios metálicos, que pueden ser diáfanos o contar con algún tipo de sistema de almacenaje, en forma de cubículos o estanterías. Esto implica la presencia de componentes multitrayectos relevantes, lo que dificulta la labor de planificación radioeléctrica de los sistemas que se han de implantar en el interior de los vagones para poder llevar a cabo las tareas de detección.

En este trabajo, se presenta el estudio del comportamiento del canal radioeléctrico para el escenario de un vagón de transporte de mercancías en el sector ferroviario. La influencia de la topología y de la morfología del escenario se tiene en cuenta mediante el empleo de un algoritmo de simulación de lanzamiento de rayos 3D, cuyos resultados se presentan a continuación

1.1. Motivación y Objetivo

El sector ferroviario ha ido retrocediendo en el ranking de medios de transporte de mercancías perdiendo la batalla con el transporte por carretera que hoy en día ostenta una posición de supremacía frente al sector ferroviario.

Las grandes inversiones que se han efectuado en construcción y mejora de carreteras junto con el escaso avance tecnológico que ha sufrido el ferrocarril de mercancías, han hecho que sea hoy en día un sector estancado tecnológicamente y económicamente deficitario.

El potencial que tiene este sector en cuanto a sostenibilidad en comparación con el transporte de mercancías por carretera han hecho que este sector comience a resurgir y en un futuro próximo como el medio de transporte de mercancías por excelencia.

Este carácter sostenible de ferrocarril se sustenta en:

- Menor coste del transporte
- Menor consumo energético
- Menor impacto ambiental (emisiones de gases de efecto invernadero).
- Mayor volumen de mercancías transportadas (comparado con la carretera).

Para dar un giro a la utilización de este sector en el transporte de mercancías aprovechando sus bondades y apostando por la gran sostenibilidad que nos brinda este sector, es necesario el desarrollo de un nuevo sistema hardware/software de trazabilidad de mercancías que ofrezca nuevos servicios a todos los agentes de la cadena de valor del transporte ferroviario de mercancías y aumentar así la demanda de este tipo de transporte.

El objetivo del proyecto es el análisis del funcionamiento de un sistema inalámbrico (tales como RFID, ZigBee o Bluetooth) aplicado en el ámbito ferroviario que permita realizar un seguimiento y trazabilidad en tiempo real y en diferido de las mercancías. Teniendo en cuenta aspectos como la morfología y topología del material móvil (vagones/contenedores), es necesario estudiar el efecto del entorno, interferencia y posición de los transceptores. Para ello, se cuenta con los siguientes elementos:

- Medidas empíricas de RF
- Simulaciones sobre modelos empíricos
- Simulaciones sobre trazado de rayos 3D deterministas
- Análisis de impacto sobre sistemas de posible implantación en el entorno ferroviario, tales como RFID, ZigBee o Bluetooth.

1.2. Esquema del Proyecto Fin de Carrera

Este proyecto fin de carrera esta compuesto por 9 capítulos y dividido en 4 partes.

La primera parte es la introducción, y esta compuesto por los capítulos 1 y 2. El capítulo 1 introduce al lector en el tema del proyecto fin de carrera, y habla sobre el objetivo perseguido. El capítulo 2 se concentra en las herramientas utilizadas para el desarrollo del proyecto.

La segunda parte contempla todo el estado del arte del proyecto y esta compuesta por los capítulos 3 a 5. En el capítulo 3 se habla sobre la teoría de radio-propagación de ondas electromagnéticas, así como los fenómenos asociados a estas y algunos métodos de caracterización del canal. En el capítulo 4 trata sobre antenas, donde se explican los parámetros de las antenas en transmisión y recepción y por último, el capítulo 5 se centra en una explicación breve de las tecnologías utilizadas para el desarrollo de las simulaciones.

La tercera parte del proyecto corresponde al análisis de los resultados obtenidos en las simulaciones. En el capítulo 6 se explica el estudio realizado sobre el algoritmo de lanzamiento de rayos y en el capítulo 7 se tratan los resultados obtenidos sobre el vagón de mercancías vacío y lleno. En el capítulo 8 se explica brevemente la respuesta del sistema frente a la sensibilidad RFID.

Por último, la cuarta parte esta formada por el capítulo 9, donde se exponen las conclusiones y las posibles líneas futuras del proyecto.

Herramientas

Para la realización de este proyecto se ha utilizado un ordenador portátil Dell XPS L701X con un sistema operativo Window7 Home Premium de 64 bits.

El Software utilizado para simular ha sido Matlab R2009a 64 Bits de MathWorks. Para la representación de gráficos se ha utilizado el software Sigmaplot, y para la realización de la memoria se ha utilizado el editor Microsoft Word 2010.

2.1. Hardware

El Hardware principal utilizado para las simulaciones ha sido una estación de trabajo Lenovo ThinkStation D20 con las siguientes características.

- Procesador Intel® Xeon® x5650 de doble núcleo (2,66 GHz, Turbo Boost, caché de nivel 2 (L2) de 12 MB)
- Memoria SDRAM DDR2 de 64 GB
- Tarjeta gráfica nVidia Quadro 600 GS de 128 MB
- Disco duro de 1 TB a 7200 rpm



Figura 2.1: Ordenador Lenovo ThinkStation D20

El Hardware secundario para las simulaciones ha sido un portátil Dell XPS™ L701X con las siguientes características.

- Procesador Intel Core™ i7 Q740 (1,73 GHz, 6 MB L3 cache)
- Memoria SDRAM DDR3 de 4096 MB a 1333 MHz de doble canal [2x2048]
- Tarjeta gráfica nVidia GeForce 445M GT (3GB DDR3 VRAM)
- Disco duro de 1TB a 7200 rpm



Figura 2.3: Ordenador portátil Dell XPS L701X

2.2. Software

Todo el Software se ha utilizado sobre un sistema operativo Window7 Home Premium de 64 Bits.

2.2.1. Matlab

MATLAB (MATrix LABoratory) es un entorno de desarrollo integrado de computación numérica que utiliza el lenguaje de programación M desarrollado en 1984 por la empresa MathWorks.

La elección de usar *Matlab* para implementar el algoritmo en el lenguaje de programación M ha sido promovida por el hecho de que éste permite realizar operaciones matemáticas numéricas de un modo muy sencillo, gracias a la simplicidad de su sintaxis. Además, *Matlab* ofrece una gran facilidad a la hora de mostrar los resultados gracias a sus potentes herramientas gráficas.

Las características más importantes de *Matlab* son:

- Lenguaje de programación de alto nivel.
- Entorno de desarrollo para la gestión de código, archivos y datos.
- Funciones matemáticas para el álgebra lineal, estadística, análisis de Fourier, filtrado, optimización y integración numérica.
- Funciones para la visualización de datos en gráficas en 2 y 3 dimensiones.
- Herramientas para la creación de interfaces gráficas de usuario personalizadas.
- Funciones para integrar los algoritmos basados en MATLAB con aplicaciones externas, e idiomas, tales como C, C++, Fortran, Java, COM y Microsoft Excel.



Figura 2.4: Matlab R2009b

2.2.2. SigmaPlot

Sigmaplot es un software para creación de gráficas de forma rápida y sencilla, a través de hojas de cálculo. *Sigmaplot* posee una gran flexibilidad para personalizar cualquier elemento del gráfico y es completamente compatible con *Microsoft Windows* y *Office*.

SigmaPlot ha sido creado por la empresa SYSTAT® y cuenta con un gran reconocimiento a nivel mundial además de haber sido premiado en varias ocasiones

Características principales

- Software Gráfico que hace la visualización un fácil tarea.
- Más de 80 tipos de gráficos de 2-D y 3-D.
- Personalización de cada detalle se sus gráficos.
- Dibuje rápidamente sus datos desde plantillas gráficas.
- Comparta gráficos de alta calidad en la Web.
- Combine las capacidades estadísticas de SPSS con SigmaPlot.
- Use SigmaPlot dentro de Microsoft Excel.
- Dibuje cualquier función matemática.

2.2.3. Microsoft Word & Excel

Microsoft Word es un procesador de textos, al que se le puede añadir crear textos con fotografías o ilustraciones multicolores como imágenes o como fondo, y agregar figuras como mapas y tablas. Además, *Word* proporciona diversas características de ayuda para la creación de texto, de modo que pueda completar documentos profesionales, como artículos o informes, con facilidad. También puede imprimir direcciones de tarjetas postales o sobres

Microsoft Excel es un software que permite crear tablas, y calcular y analizar datos. Este tipo de software se denomina software de hoja de cálculo. *Excel* permite crear tablas que calculan de forma automática los totales de los valores numéricos que especifica, imprimir tablas con diseños cuidados, y crear gráficos simples.

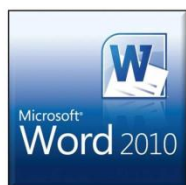


Fig 2.5: Word 2010 y Excel 2010.

Parte II

Estado del Arte

Radio Propagación de Ondas Electromagnéticas

Dado que el objetivo de este proyecto es caracterizar el canal electromagnético, es muy importante comprender toda la teoría que hay detrás de estos fenómenos. Para ello, en este capítulo se expondrán primero las Ecuaciones de Maxwell, que son la base de toda la teoría electromagnética. Después se hablará de la radio propagación electromagnética y los fenómenos asociados a esta. Por último, se expondrán los métodos actuales que existen para la caracterización del canal multitrayecto

3.1. Fundamentos del Electromagnetismo

Las ecuaciones de Maxwell son la base teórica que gobierna todos los fenómenos electromagnéticos. Usándolas se pueden resolver todos los problemas electromagnéticos de una manera total, obteniendo así una solución concreta en cada punto del espacio.

Las ecuaciones básicas de Maxwell para campos electromagnéticos temporales armónicos se suelen escribir de la siguiente manera:

$$\nabla \times \vec{E} = -j\omega\mu\vec{H} \quad (3.1)$$

$$\nabla \times \vec{H} = -j\omega\epsilon\vec{E} + \vec{J} \quad (3.2)$$

Donde

- \vec{E} [V/m] es el vector de fuerza campo eléctrico.
- \vec{H} [A/m] es el vector de fuerza campo magnético.
- \vec{J} [A/m²] es el vector de fuente de corriente.
- $\omega = 2\pi f$ [rad/s] es la frecuencia angular.
- f [Hz] es la frecuencia.
- μ [H/m] es la permeabilidad del medio.
- ϵ [F/m] es la permitividad del medio.

En 4.1 y 4.2 se ha omitido el factor temporal armónico $e^{-j\omega t}$ y \vec{E} , \vec{H} y \vec{J} son vectores que solo dependen de su posición espacial. Un vector temporal armónico \tilde{K} se puede

expresar de la forma $\vec{K}(x, y, z, t) = \vec{K}e^{j\omega t}$ donde $\vec{K} = \vec{K}(x, y, z)$. Por simplicidad, μ y ε son reales.

Cuando existe una fuente de corriente (una antena) se pueden usar las ecuaciones 4.1 y 4.2 para calcular \vec{E} y \vec{H} en cada punto del espacio excepto en la fuente de corriente, donde $\vec{J} \neq 0$.

Para hacer la solución más simple, normalmente se suele usar el potencial vector \vec{A} , que está relacionado con \vec{H} de la siguiente forma:

$$\vec{H} = \frac{1}{\mu} \nabla \times \vec{A} \quad (3.3)$$

También se puede relacionar el potencial vector con \vec{E} como:

$$\vec{E} = \frac{1}{j\omega\mu\varepsilon} \nabla(\nabla \cdot \vec{A}) - j\omega\vec{A} \quad (3.4)$$

Para obtener el potencial vector \vec{A} se puede usar la ecuación de onda de Helmholtz.

$$\nabla^2 \vec{A} + \beta^2 \vec{A} = -\mu \vec{J} \quad (3.5)$$

Donde $\beta = \omega^2 \mu \varepsilon [\text{rad}/m]$ es el número de onda. De esta forma, una vez obtenido el potencial vector \vec{A} mediante la ecuación 4.5 es fácil obtener \vec{E} usando 4.4 y \vec{H} con 4.3.

Si la densidad de corriente \vec{J} está definida en cada punto del volumen de la antena V una solución para la ecuación 4.5 en el punto de observación P está dada por:

$$\vec{A}(P) = \frac{\mu}{4\pi} \iiint_V \vec{J}(P') e^{-j\beta r} / r dV' \quad (3.6)$$

Donde $r = \overline{P'P} = \sqrt{r_0^2 + r'^2 - 2r_0 r' \cos \alpha}$ es la distancia entre un punto de la fuente P' y el punto de observación P , r_0 y r' las distancias entre el origen de coordenadas y los puntos de observación y de la fuente, y α es el ángulo entre las direcciones de r_0 y r' .

La solución anterior de la ecuación de onda para el potencial vector da la dependencia radial de la amplitud, fase y polarización de la onda esférica que se propaga en el medio. El frente de onda se define como una superficie donde la onda tiene la misma fase, y es normal a la dirección de propagación de la onda. Cada punto de la fuente o densidad volumétrica elemental $dV' = dx' dy' dz'$ crea una onda esférica.

Cuando se observa la onda desde una distancia muy grande, se ve que la onda esférica se ha convertido en una onda plana, y si además de ser una onda plana, la amplitud de la onda es constante en el frente de ondas, esta es una onda plana uniforme (TEM).

En las comunicaciones inalámbricas, se está interesado en la región lejana de las ondas electromagnéticas, o región de Fraunhofer, donde el punto de observación está lejos de la antena.

En este caso se asume que los rayos que salen de la antena viajan en paralelo, por lo que la distancia r en 4.6 se puede aproximar como $1/r \approx 1/r_0$ para el factor de la amplitud y como $r \approx r_0 - r' \cos \alpha$ en el factor de la fase. Por tanto, el vector potencia \vec{A} en campo lejano queda como:

$$\vec{A}(P) = \frac{\mu}{4\pi} \frac{e^{-j\beta r_0}}{r_0} \iiint \vec{J}(P') e^{-j\beta r' \cos \alpha} / r dV' \quad (3.7)$$

Resulta conveniente expresar $r' \cos \alpha$ en las coordenadas rectangulares de la fuente (x', y', z') y los ángulos (\varnothing, ϑ) de manera que:

$$r' \cos \alpha = x' \cos \varnothing \cos \vartheta + y' \sin \varnothing \sin \vartheta + z' \cos \vartheta \quad (3.8)$$

De esta manera si se expresa también $\vec{J}(P)$ y $\vec{A}(P)$ en sus correspondientes coordenadas rectangulares, se tiene

$$\vec{J}(P) = \hat{x}J_x(P') + \hat{y}J_y(P') + \hat{z}J_z(P') \text{ y } \vec{A}(P) = \hat{x}A_x(P') + \hat{y}A_y(P') + \hat{z}A_z(P')$$

con \hat{x}, \hat{y} y \hat{z} vectores unitarios en cada dirección. Sustituyendo en la ecuación 4.7 se tiene:

$$A_{x,y,z}(P) = \frac{\mu}{4\pi} \frac{e^{-j\beta r_0}}{r_0} \iiint J_{x,y,z}(P') e^{-j\beta(x' \cos \varnothing \cos \vartheta + y' \sin \varnothing \sin \vartheta + z' \cos \vartheta)} dx' dy' dz' \quad (3.9)$$

Por último, se puede ver que las componentes de \vec{E} y \vec{H} en campo lejano son:

$$\begin{aligned} E_\vartheta &= -j\omega A_\vartheta \\ E_\varnothing &= -j\omega A_\varnothing \\ E_r &= 0 \end{aligned} \quad (3.10)$$

$$\begin{aligned} H_\vartheta &= -\frac{E_\vartheta}{\eta} \\ H_\varnothing &= -\frac{E_\varnothing}{\eta} \\ H_r &= 0 \end{aligned} \quad (3.11)$$

Donde η es la impedancia intrínseca del medio y

$$A_{\vartheta} = A_x \cos \vartheta \cos \varnothing + A_y \sin \varnothing \cos \vartheta - A_z \sin \vartheta \quad (3.12)$$

$$A_{\varnothing} = A_x \sin \varnothing + A_y \cos \varnothing \quad (3.13)$$

3.2. Polarización

Las propiedades vectoriales de la antena están caracterizadas por la polarización de la onda.

La polarización de la onda se determina por la orientación del vector campo eléctrico en función de su posición espacial y del tiempo.

Como ya se ha dicho en 4.1, la onda electromagnética creada por una antena en campo lejano, es aproximadamente una onda electromagnética plana (TEM). Como los campos \vec{E} y \vec{H} están relacionados mediante la impedancia intrínseca del medio η se operará solo con el campo eléctrico.

Al propagarse la onda plana en la dirección radial \hat{r} el campo eléctrico total será suma de sus componentes en las direcciones $\hat{\theta}$ y $\hat{\varnothing}$.

$$\vec{E} = E_{\theta} \hat{\theta} + E_{\varnothing} \hat{\varnothing} = |E_{\theta_0}| e^{(\psi_{\theta_0} - \beta r)} \hat{\theta} + |E_{\varnothing_0}| e^{(\psi_{\varnothing_0} - \beta r)} \hat{\varnothing} \quad (3.14)$$

Donde $|E_{\theta_0}|$ y $|E_{\varnothing_0}|$ son los módulos de las componentes y ζ_{θ_0} , ζ_{\varnothing_0} las fases iniciales de cada componente del campo eléctrico.

$$\begin{aligned} \text{Re}[\vec{E}(r, t)] &= \text{Re}(E_{\theta_0} e^{j(\omega t - \beta r)} \hat{\theta} + E_{\varnothing_0} e^{j(\omega t - \beta r)} \hat{\varnothing}) = \\ &= \hat{\theta} |E_{\theta_0}| \cos(\omega t - \beta r + \psi_{\theta_0}) + \hat{\varnothing} |E_{\varnothing_0}| \cos(\omega t - \beta r + \psi_{\varnothing_0}) \end{aligned} \quad (3.15)$$

Donde $E_{\theta_0} = |E_{\theta_0}| e^{j\psi_{\theta_0}}$ y $E_{\varnothing_0} = |E_{\varnothing_0}| e^{j\psi_{\varnothing_0}}$ son las amplitudes complejas iniciales de cada componente. La polarización de la onda depende de las relaciones entre magnitud y fase de los componentes, dando lugar a los siguientes casos típicos:

1. Polarización lineal: sucede cuando $\Delta_{\psi_0} = \psi_{\varnothing_0} - \psi_{\theta_0} = 0$ ó $\pm\pi$.
2. Polarización circular: el módulo de ambas componentes a de ser el mismo $|E_{\theta_0}| = |E_{\varnothing_0}|$ y la diferencia de fase $\Delta_{\psi_0} = \psi_{\varnothing_0} - \psi_{\theta_0} = \pm\pi/2$.
3. Polarización elíptica: las componentes tienen módulos diferentes y la diferencia de fase cumple $-\pi/2 < \Delta_{\psi_0} < \pi/2$.

Se puede demostrar que las polarizaciones lineales y circulares son casos concretos de la polarización elíptica [9].

3.3. Propiedades de las ondas electromagnéticas

Cuando la onda electromagnética se propaga en un medio con una permitividad compleja $\dot{\epsilon} = \epsilon - j\left(\frac{\sigma}{\omega}\right)$ y una permeabilidad real μ , la constante de fase β de la ecuación de onda es sustituida por la constante de propagación compleja γ dada por

$$\gamma = \alpha + j\beta = j\omega\sqrt{\mu\epsilon(1 - j\tan\delta_e)} \quad (3.16)$$

Donde

- α [Np/m] es la constante de atenuación.
- β [rad/m] es la constante de fase.
- $\tan\delta_e = \left(\frac{\sigma}{\omega}\right) = \left(\frac{\sigma}{2\pi f\epsilon}\right)$ es la tangente de pérdidas del dieléctrico.
- σ [S/m] es la conductividad del medio.

Se pueden calcular α y β mediante las siguientes ecuaciones

$$\alpha = \omega\sqrt{\mu\epsilon}\sqrt{\frac{1}{2}(-1 + \sqrt{1 + \tan^2\delta_e})} \quad (3.17)$$

$$\beta = \omega\sqrt{\mu\epsilon}\sqrt{\frac{1}{2}(1 + \sqrt{1 + \tan^2\delta_e})} \quad (3.18)$$

Además de la constante de propagación γ es posible calcular la impedancia intrínseca del medio η mediante la siguiente fórmula.

$$\eta = \sqrt{\frac{\mu}{\dot{\epsilon}}} = \sqrt{\frac{\mu}{\epsilon(1 - j\tan\delta_e)}} = |\eta| e^{j\phi_\eta} \quad (3.19)$$

Donde $|\eta| = \sqrt{\frac{\mu}{\epsilon}}\sqrt{\cos\delta}$ y $\phi_\eta = \frac{1}{2}\arctan\left(\frac{\sigma}{\omega\epsilon}\right)$.

También es necesario calcular la velocidad de fase v y la longitud de onda λ en un medio general con pérdidas como

$$v = \frac{\omega}{\beta} = \frac{1}{\sqrt{\mu\epsilon}\sqrt{\frac{1}{2}(1 + \sqrt{1 + \tan^2\delta_e})}} \quad (3.20)$$

$$\lambda = \frac{v}{f} = \frac{1}{f\sqrt{\mu\epsilon}\sqrt{\frac{1}{2}(1 + \sqrt{1 + \tan^2\delta_e})}} \quad (3.21)$$

Para calcular todos estos parámetros, es necesario caracterizar antes los diferentes materiales con los que puede interactuar la onda electromagnética, por ello, en la tabla 4.1 se muestran las permeabilidades relativas y en 4.2 las conductividades de una serie de materiales comunes en una oficina a diferentes frecuencias [15, 12, 8, 14, 11, 7].

3.4. Fenómenos de la propagación

En un sistema de comunicaciones real la señal llega al receptor de manera simultánea por múltiples caminos diferentes, creando lo que se conoce como el fenómeno de multitrayecto.

Estas ondas se combinan vectorialmente creando la señal resultante, cuya variación depende de la distribución de las fases de las ondas incidentes. Las variaciones de la amplitud de esta señal se conocen como efecto fading. Este fenómeno depende tanto de la localización de los obstáculos estáticos, como de los que están en movimiento (efecto Doppler). Por este motivo, se puede hablar de las variaciones en el espacio, tiempo y frecuencia de los campos electromagnéticos para diferentes entornos.

3.5.1. Reflexión y refracción

Las ecuaciones de Maxwell describen los campos electromagnéticos en un medio continuo, pero cuando una onda electromagnética que se propaga por un medio y llega al plano que separa este medio ($\epsilon_1, \mu_1, \sigma_1$) de otro diferente ($\epsilon_2, \mu_2, \sigma_2$) es necesario recurrir a las condiciones de contorno para resolver el problema.

- Los componentes tangenciales del campo eléctrico \vec{E} son continuos en la superficie de separación entre los medios $\rightarrow E_{\tau 1}$ y $E_{\tau 2}$.
- Los componentes normales del campo eléctrico \vec{E} son continuos en la superficie de separación entre los medios $\epsilon_1 E_{n1} - \epsilon_2 E_{n2} = \rho_s$. Donde ρ_s [C/m^2].
- Si $\sigma_2 = \infty$ el campo eléctrico en el medio 2 es cero $\rightarrow E_{\tau 1} = E_{\tau 2} = E_{n2} = 0$ y $E_{n1} = \frac{\rho_s}{\epsilon_1}$.
- Los componentes normales y tangenciales del campo magnético \vec{H} no son continuos en la superficie de separación entre los medios $\rightarrow \mu_1 H_{n1} = \mu_2 H_{n2}$ y $H_{\tau 1} - H_{\tau 2} = J_s$ donde J_s [A/m] es la densidad superficial de corriente.
- Si $\sigma_2 = \infty$ el campo magnético en el medio 2 es cero $\rightarrow H_{\tau 1} = H_{n2} = H_{n1} = 0$ y $H_{\tau 1} = J_s$.
- Si no existe una densidad superficial de corriente en la interfaz $J_s = 0$ los componentes tangenciales de H son continuos en el medio $H_{\tau 1} = H_{\tau 2}$.

Cuando una onda electromagnética plana llega al plano que separa dos medios diferentes ($\epsilon_1, \mu_1, \sigma_1$) y ($\epsilon_2, \mu_2, \sigma_2$) se divide en dos ondas electromagnéticas

diferentes, la onda transmitida y la reflejada. Por simplicidad, en esta sección se considerarán medios dieléctricos sin pérdidas ni magnéticos

$$\sigma_1 = \sigma_2 = 0$$

$$\mu_1 = \mu_2 = \mu_0.$$

Estas ondas transmitidas y reflejadas siguen las leyes de la reflexión 4.36 y la transmisión 4.37, que dictan las relaciones entre el ángulo de la onda incidente (ψ_i), reflejada (ψ_r) y transmitida (ψ_t) respecto de la normal del punto de impacto en el plano de incidencia.

$$\psi_r = \psi_i \quad (3.36)$$

$$\frac{\sin \psi_i}{\sin \psi_t} = \frac{\beta_1}{\beta_2} = \frac{n_2}{n_1} = n_{21} \quad (3.37)$$

Donde

- $\beta_1 = \frac{2\pi}{\lambda_1} = \beta_0 n_1$ Constante de fase del medio 1.
- $\beta_2 = \frac{2\pi}{\lambda_2} = \beta_0 n_2$ Constante de fase del medio 2.
- $n_1 = \sqrt{\frac{\epsilon_1}{\epsilon_0}}$ Índice de refracción del medio 1.
- $n_2 = \sqrt{\frac{\epsilon_2}{\epsilon_0}}$ Índice de refracción del medio 2.
- $n_{21} = \frac{n_2}{n_1} = \sqrt{\frac{\epsilon_2}{\epsilon_1}}$ Índice de refracción del medio 1.
- $\beta_0 = \frac{2\pi}{\lambda_0}$ Constante de fase del espacio libre.

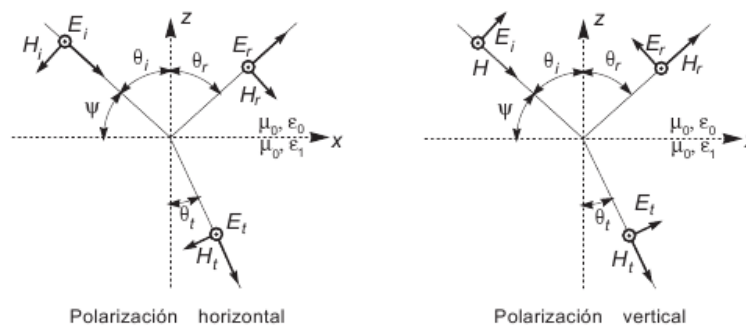


Fig.3.1: Incidencia de una onda plana en un medio dieléctrico.

Además de los ángulos (ψ_i, ψ_r, ψ_t) es necesario calcular las relaciones entre el campo incidente, reflejado y transmitido. Esta relación se mide mediante dos parámetros, el coeficiente de reflexión $R = \frac{E_r}{E_i} = |R|e^{-j\psi_r}$ y el coeficiente de transmisión $T = \frac{E_t}{E_i} = |R|e^{-j\psi_t}$.

Se define el plano de incidencia como el plano formado por el vector unitario normal a la superficie de separación entre los dos medios y el vector de dirección de incidencia de la onda.

Si se descompone la polarización de la onda en el plano al plano de incidencia, y en el plano perpendicular al mismo, se pueden calcular los coeficientes de reflexión y transmisión de la onda con polarización perpendicular al plano de incidencia (R^\perp, T^\perp) sabiendo que $n_1 = n_0/n_1$ y $n_2 = n_0/n_2$.

$$R^\perp = \frac{E_r^\perp}{E_i^\perp} = (n_2 \cos \psi_i - n_1 \cos \psi_t) / (n_2 \cos \psi_i + n_1 \cos \psi_t) \quad (3.38)$$

$$T^\perp = \frac{E_t^\perp}{E_i^\perp} = (2n_2 \cos \psi_i) / (n_2 \cos \psi_i + n_1 \cos \psi_t) \quad (3.39)$$

y los coeficientes de reflexión y transmisión de la onda con polarización paralela al plano de incidencia (R^\parallel, T^\parallel) como:

$$R^\parallel = \frac{E_r^\parallel}{E_i^\parallel} = (n_1 \cos \psi_i - n_2 \cos \psi_t) / (n_1 \cos \psi_i + n_2 \cos \psi_t) \quad (3.40)$$

$$T^\parallel = \frac{E_t^\parallel}{E_i^\parallel} = (2n_2 \cos \psi_i) / (n_1 \cos \psi_i + n_2 \cos \psi_t) \quad (3.41)$$

3.5.2. Difracción

La difracción es uno de los fenómenos electromagnéticos que hacen posible recibir señal en el receptor cuando existe un obstáculo que impide la visión directa entre el emisor y el receptor. Este fenómeno se puede explicar gracias al principio de Huygens, que enuncia que cada punto de frente de ondas se comporta como una nueva fuente de ondas esféricas que se extienden en todas las direcciones del espacio (Figura 3.2). De esta manera, aun cuando dos transeptores no tienen visión directa, la señal de uno llega al otro.

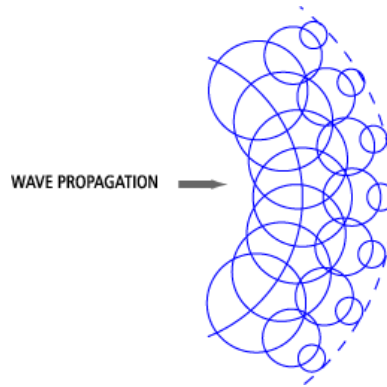


Fig.3.2: Principio de Huygens.

Fresnel completó el principio de Huygens teniendo en cuenta la periodicidad de las ondas en el espacio y en el tiempo, su interferencia mutua y la polarización de estas. Según Fresnel, el frente de onda toma un significado físico como una superficie donde las ondas secundarias con unas ciertas amplitudes y direcciones se interfieren. El principio de Huygens modificado y perfeccionado por Fresnel toma el nombre de Principio de Huygens-Fresnel, y es un método fundamental para solucionar problemas de difracción.

Para definir las zonas de Fresnel se parte de dos antenas isotropas separadas una distancia R . A una distancia d_1 de la antena transmisora se encuentra un obstáculo, y en ese punto se define un plano infinito P perpendicular a la línea que une ambas antenas (Figura 3.3).

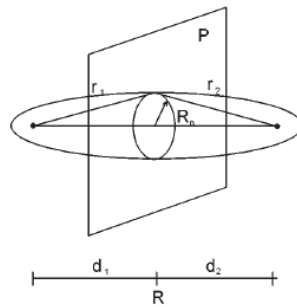


Fig.3.3: Definición de las zonas de Fresnel.

Se definen las zonas de Fresnel como aquellos puntos del espacio que cumplen la siguiente condición:

$$(r_1 + r_2) - R = \frac{n\lambda}{2}; n = 1, 2, \dots \quad (3.42)$$

Cada n es una zona de Fresnel. Estas zonas son elipsoides de revolución cuyo eje mas grande tiene una longitud de $R + \frac{n\lambda}{2}$. La intersección de las zonas de Fresnel con el plano P son circunferencias cuyo radio puede calcularse cuando este sea mucho menor que d_1 y d_2 como:

$$R_n = \sqrt{\frac{n\lambda d_1 d_2}{d_1 + d_2}} \quad (3.43)$$

Si se aplica el principio de Huygens a estos círculos, el campo sobre la antena receptora puede formarse como la superposición de fuentes elementales de ondas esféricas situadas en el plano P, radiando cada una de estas fuentes con un desfase que depende de la distancia r_1 . A estas fuentes se les llama fuentes secundarias.

A partir de la definición de las zonas de Fresnel, se puede ver que los campos producidos por las fuentes equivalentes de Huygens situadas en la zona 1 ($n = 1$) se sumarán en la antena receptora con una fase inferior a 180° , mientras que las contribuciones de las fuentes 2 y 3 se anulan mutuamente, al igual que las contribuciones de las zonas 4 y 5, 6 y 7 etc. De esta forma, se puede ver que si se sitúa un plano conductor en P con un orificio de radio R_1 la potencia recibida por el receptor no disminuirá de forma apreciable. Por tanto, el radio de la primera zona de Fresnel permite definir la condición de visibilidad entre antenas, de forma que mientras no exista un obstáculo dentro de la primera zona de Fresnel se considera que la trayectoria no ha sido obstruida. Por el contrario, cuando el obstáculo se encuentra dentro de la primera zona de Fresnel existirá una disminución apreciable de la potencia recibida, por lo que se considera que la trayectoria ha sido obstruida y deberá considerarse el efecto de la difracción.

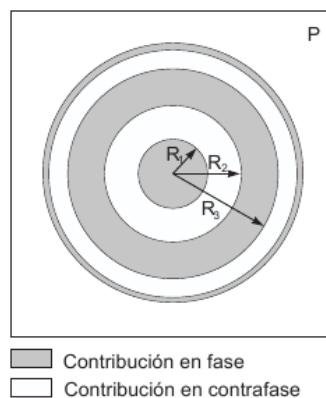


Fig. 3.4: Fase del campo producido por las fuentes secundarias sobre el receptor.

3.5. Métodos empíricos de predicción de propagación

3.6.1. Modelo de Okumura

Uno de los modelos más utilizados para la predicción de nivel de señal en macrocélulas para entornos urbanos es el método de Okumura [13].

Este modelo se puede aplicar en distancias de 1 a 100 Km. a frecuencias comprendidas entre los 150 y 1500MHz. Para conseguir definir las curvas de atenuación de este modelo, Okumura realizó en Tokio muchas mediciones de la atenuación que sufrían las señales emitidas desde estaciones base al llegar a los dispositivos móviles. Para estas medidas, fueron utilizadas estaciones base a alturas de entre 30 y 100 metros, las cuales estaban a una mayor altura que la que se suelen utilizar hoy en día. De estas mediciones, se obtuvo la fórmula empírica de pérdidas de Okumura para una distancia d y una frecuencia de portadora f_c .

$$P_L(d)dB = L(f_c, d) + A_{mu}(f_c, d) - G(h_t) - G(h_r) - G_{AREA} \quad (3.44)$$

Donde

- $L(f_c, d)$ son las pérdidas en el espacio libre a una distancia d y una portadora de frecuencia f_c .
- $A_{mu}(f_c, d)$ es la atenuación media por atravesar el entorno.
- $G(h_t)$ es el factor de ganancia por la altura de la antena emisora.
- $G(h_r)$ es el factor de ganancia por la altura de la antena del receptor.
- G_{AREA} es el factor de ganancia dependiente del tipo de entorno.

G_{AREA} se obtiene de las gráficas empíricas de Okumura [13] mientras que $G(h_t)$ y $G(h_r)$ se obtienen de las siguientes fórmulas.

$$G(h_t) = 20 \log \left(\frac{h_t}{200} \right) \quad 30m < h_t < 1000m \quad (3.45)$$

$$G(h_r) = \begin{cases} 10 \log_{10} \left(\frac{h_r}{3} \right) & \text{si } h_r \leq 3m \\ 20 \log_{10} \left(\frac{h_r}{3} \right) & \text{si } 3m < h_r < 10m \end{cases} \quad (3.46)$$

Existen también factores correctores dependiendo del terreno [13] que pueden mejorar la exactitud. Este modelo tiene una desviación estándar de 10 a 14 dB entre las pérdidas predichas por este y las medidas reales que se realizaron para desarrollarlo.

3.6.2. Modelo de Hata

El modelo de Hata [10] es una fórmula para las gráficas de pérdidas en espacio libre de Okumura y es válida para el mismo rango de frecuencias (150-1500 MHz). La fórmula para modelar las pérdidas en espacio libre en entornos urbanos del modelo de Hata es.

$$P_{L,urbano}(d) = 69,55 + 26,16 \log_{10}(f_c) - 13,82 \log_{10}(h_t) - a(h_r) + (44,9 - 6,55 \log_{10}(h_t)) \log_{10}(d) \quad (3.47)$$

Los parámetros de este modelo son los mismos que en el modelo de Okumura. $a(h_r)$ es un factor de corrección para la antena del móvil basado en el tamaño del área de cobertura. Para ciudades pequeñas, este factor viene dado por [12] [10].

$$a(h_r) = (1,1 \log_{10}(f_c) - 0,7)h_r - (1,56 \log_{10}(f_c) - 0,8) \text{ dB} \quad (3.48)$$

Y para ciudades mas grandes y frecuencias superiores a $f_c > 300\text{MHz}$

$$a(h_r) = 3,2(\log_{10}(11,75h_r))^2 - 4,97 \text{ dB} \quad (3.49)$$

Cuando se esta en entornos suburbanos ó rurales, hay que hacer unas correcciones a la formula original de forma que para estos entornos se tiene.

$$P_{L,suburbano}(d) = P_{L,urbano}(d) - 2 \left[\log_{10} \left(\frac{f_c}{28} \right) \right] 2 - 5,4 \quad (3.50)$$

$$P_{L,rural}(d) = P_{L,urbano}(d) - 4,78[\log_{10}(f_c)]2 + 18,33 \log_{10}(f_c) - K \quad (3.51)$$

Donde K varía entre 35,95 a 40,94 dependiendo del entorno. El modelo Hata es una buena aproximación para el modelo de Okumura cuando $d > 1\text{Km}$, es un buen modelo para la primera generación de móviles, pero no funciona bien con las tecnologías actuales con menos tamaños de células y mayores frecuencias.

3.6.3. Método COST 231 (Extensión del modelo Hata)

El modelo de Hata fue extendido por la EURO-COST para frecuencias de 2GHz [17]

$$P_{L,urbano}(d) = 69,55 + 26,16 \log_{10}(f_c) - 13,82 \log_{10}(h_t) - a(h_r) + (44,9 - 6,55 \log_{10}(h_t)) \log_{10}(d) + CM \quad (3.52)$$

Donde $a(h_r)$ es igual que en los modelos de Hata y Okumura, y CM es 0dB para ciudades de tamaño medio y suburbios, y 3dB para zonas metropolitanas. Este modelo se conoce como la extensión de Hata COST 231 y se puede usar cuando :

- $1,5GHz < f_c < 2GHz$
- $30m < h_t < 200m$
- $1m < h_r < 10m$
- $1Km < d < 20Km$

3.6.4. Método Anderson 2D

Para la estimación del nivel de señal en el receptor, el modelo Anderson 2D diferencia los casos en los que hay visión directa entre transmisor y receptor y aquellos en los que no la hay. De esta forma, se pueden distinguir dos casos fundamentales y excluyentes en funcionamiento:

- Modo LOS (*Line Of Sight*). Cuando existe visión directa entre emisor y receptor, y se usa un modelo de dos rayos con correcciones.
- Modo NLOS (*No Line Of Sight*) Cuando no existe visión directa entre emisor y receptor. Se calculan las pérdidas por difracción en múltiples obstáculos.

A las pérdidas previstas por cada modo se añaden posteriormente las correcciones por la morfología que se hayan definido.

3.6.4.1. Modo LOS

En general, en un trayecto con visión directa, el campo en el receptor se debe a las contribuciones del rayo directo desde el transmisor y un cierto número de otros rayos recibidos desde varias fuentes de reflexión y dispersiones. Sin embargo, cuando las alturas de las antenas son bajas, las contribuciones dominantes son las debidas al rayo directo y a un único rayo reflejado en las proximidades del receptor. El modelo Anderson 2D calcula la geometría del segundo rayo y su composición vectorial con el rayo directo. Además, se añade una corrección para tener en cuenta posibles obstrucciones parciales de las zonas de Fresnel.

De esta forma la pérdida básica según este método es:

$$L_{LOS}(d) = 32,45 + 20 \log_{10} f(\text{MHz}) + 20 \log_{10} d(\text{Km}) + L_{reflex} + L_{Fresnel} + L_{morf} \quad (3.53)$$

Donde L_{reflex} son las pérdidas debidas al rayo reflejado, $L_{Fresnel}$ son las pérdidas debidas a la obstrucción parcial de las zonas de Fresnel y L_{morf} son las pérdidas correspondientes a la morfología.

Para determinar las pérdidas debidas al rayo reflejado, lo primero es determinar el punto de reflexión. Para ello se ha de definir h_t y h_r como las alturas de las antenas transmisoras y receptoras, y d_t y d_r las distancias desde la antena transmisora al punto de rebote, y desde este punto a la antena receptora. Los ángulos de las antenas con el punto son:

$$\gamma_T = \arctg(h_t/d_t) \quad (3.54)$$

$$\gamma_R = \arctg(h_r/d_r)$$

Y el punto de reflexión será el que cumpla $\gamma_T = \gamma_R$. Una vez calculado el punto de impacto se puede calcular el coeficiente de reflexión complejo R como en 3.6 y de esta forma ya se puede calcular el coeficiente de pérdidas por reflexión como

$$L_{reflex} = 20 \log_{10}(1 + |R|e^{j(\phi_R + \Delta\phi)}) \quad (3.55)$$

Donde $\Delta_\phi = 4\pi h_t h_r / d\lambda$ es el desfase debido a la diferencia de caminos.

Para el cálculo de las pérdidas por ocultación de la primera zona de Fresnel se usa la siguiente fórmula.

$$L_{Fresnel} = 6 \left(1 - \frac{C_{obs}}{R_F} \right) \quad (3.56)$$

Donde C_{obs} es la diferencia entre la altura del rayo y del terreno, y R_F es el radio equivalente al 60% de la zona de Fresnel.

3.6.4.2. Modo NLOS

En este caso se añaden las pérdidas por difracción debidas al obstáculo que no permite la visión directa. La fórmula sería la siguiente.

$$L_{LOS}(d) = 32,45 + 20 \log_{10} f(MHz) + 20 \log_{10} d(Km) + L_{difrac} + L_{Fresnel} + L_{morf} \quad (3.57)$$

Para calcular L_{difrac} se puede usar el método Epstein-Peterson [6].

3.6. Métodos determinísticos de predicción de propagación

Los modelos determinísticos o analistas están basados en las leyes físicas y en la geometría concreta del entorno. Requieren gran cantidad de datos relativos al escenario tales como localización de objetos y las características físicas de los mismos, por ello, estos métodos requieren de un mayor coste computacional, pero son mucho más exactos.

3.7.1. Técnicas de trazado de rayos

3.7.1.1. Algoritmo de lanzamiento de rayos

El procedimiento básico en un método de trazado de rayos (figura 4.5) es el algoritmo de lanzamiento de rayos [16]. En primer lugar, un rayo es lanzado desde la antena de transmisión, después, el rayo es trazado para ver si choca con algún objeto o con la antena receptora.

Cuando el rayo es interceptado por un objeto, sucede alguno de los fenómenos de propagación como la reflexión, la transmisión, la difracción o el scattering dependiendo de la geometría y las propiedades eléctricas del objeto. Cuando un rayo es recibido por una antena, el campo eléctrico asociado a ese rayo es calculado.

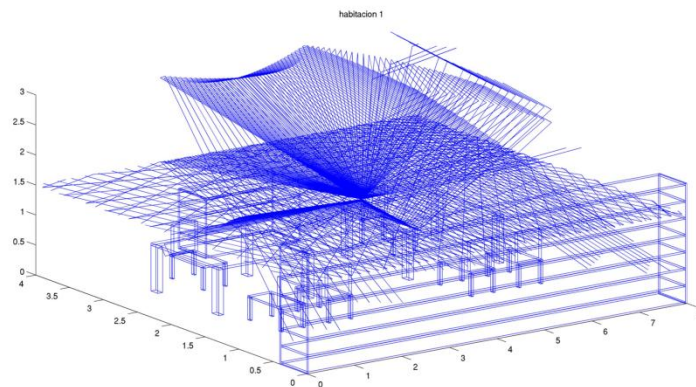


Fig. 3.5: Vista en 3D de los rayos lanzados mediante el algoritmo

Algunas de las características del trazado de rayos en tres dimensiones son:

- Recreación de una propagación multirayecto realista.
- Modelado en tres dimensiones de todo tipo de entornos complejos con habitaciones, múltiples plantas, múltiples edificios con diferentes formas y tamaños.
- Caracterización y modelado de cualquier tipo de objeto mediante su forma tridimensional y su constante dieléctrica.
- Caracterización de objetos o personas en movimiento.
- Implementación de los fenómenos de la difracción, refracción, reflexión y scattering.
- Cálculo de las interacciones entre los rayos y los objetos teniendo en cuenta la polarización de la onda.

- Modelado de cualquier tipo de antena transmisora o receptora.
- Duración de la simulación de un rayo determinado caracterizable mediante número de rebotes, retardo máximo, magnitud de campo eléctrico mínimo, etc.

El modelo que se ha utilizado ha sido el de trazado de rayos, modelo que fue anteriormente implementado en otro proyecto fin de carrera.

3.7.1.2. El método de las imágenes

El método de las imágenes es un método simple y preciso para determinar la trayectoria del rayo entre el transmisor y el receptor. En la figura 4.6 se puede ver la idea básica de este método.

En este caso, el primer lugar se determina la imagen de Tx por W1. Después se determina la imagen de Tx1 por W2 y conectando Rx con Tx2 se puede encontrar el punto de reflexión P2 en W2. Otro punto de reflexión (P1) es el punto de intersección de la línea que conecta P2 con Tx1.

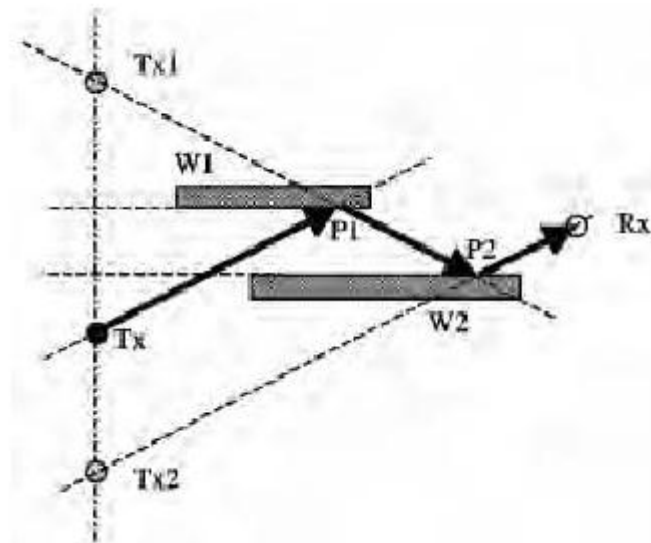


Fig. 3.6 : Ilustración del método de las imágenes

El método de las imágenes es preciso, pero es muy ineficiente cuando el número de muros es alto. Para aplicaciones realistas, se usan métodos híbridos para reducir el tiempo computacional.

3.7.1.3. Métodos Híbridos

Los métodos híbridos combinan los métodos de lanzamiento de rayos y de las imágenes. El método de lanzamiento de rayos es utilizado para identificar rápidamente posibles trayectorias entre Tx y Rx. Cuando se encuentra una trayectoria, los muros que están envueltos en ella se determinan, y los puntos de reflexión exactos se determinan por el método de las imágenes.

Las ventajas de estos métodos híbridos es que combinan la eficiencia del lanzamiento de rayos, y la exactitud del método de las imágenes.

3.7.2. Método FDTD

Para estructuras complejas con dimensiones finitas, las técnicas de trazado de rayos no consiguen exactitud en los campos dispersados (scattered). En un sistema de comunicaciones complejo, las antenas de transmisión y recepción se instalan cerca de estructuras con unas propiedades materiales complejas. Estos problemas se pueden resolver numéricamente por las ecuaciones de Maxwell. En particular, el método Finite-Difference Time-Domain (FDTD) es una alternativa.

Las ventajas del método FDTD son la exactitud de este, y que se consigue una solución completa para cada punto del espacio, lo cual da información sobre la cobertura de señal en toda el área de estudio. Como FDTD es un método numérico, requiere de mucha memoria y coste computacional para conseguir una solución, y es por esto por lo que es inviable para calcular las coberturas en áreas grandes.

3.7.3. Método de los Momentos

Aunque los métodos de trazado de rayos pueden ser usados con suficiente precisión para calcular las coberturas en edificios grandes con un gran número de muros, el método de los momentos (MoM) es mejor cuando se necesita más precisión en entornos más pequeños. Es posible también utilizar una combinación de ambos métodos, usándolos cada uno en sus entornos óptimos.

Las soluciones determinadas por el modelo MoM son exactas mientras los objetos estén suficientemente caracterizados. Debido a las limitaciones de memoria de los ordenadores, y del coste computacional de este método, éste se usa en estructuras del orden de varias veces la longitud de onda de la señal. De esta forma, se puede usar este método para comprobar la exactitud del trazado de rayos en estos casos.

3.8. Resumen de los modelos de pérdidas por propagación

En la tabla 4.3 se puede ver una comparación entre los modelos que se han explicado en este capítulo. Los modelos de propagación para comunicaciones móviles han sido abordados usando dos aproximaciones diferentes. Por un lado, los modelos empíricos, donde alguno de los parámetros utilizados está sacado de medidas empíricas. La

segunda aproximación es de métodos específicas del entorno, en los que el lanzamiento de rayos es el método principal.

Cada una de estas aproximaciones tiene un compromiso diferente entre exactitud y complejidad. Los modelos estadísticos son extremadamente simples, pero inexactos, mientras que los modelos deterministas son mucho más exactos, pero también son mucho más complejos.

Modelo	Entorno	Complejidad	Basado en datos empíricos	Usa detalles del entorno	Exactitud	Tiempo de cálculo
Okumura	Macro célula	Simple	Si	No	Buena	Poco
Hata	Macro célula	Simple	No	No	Buena	Poco
COST-231	Micro célula	Simple	No	No	Buena	Poco
Anderson 2D	Micro célula	Simple	No	No	Buena	Poco
Trazado de Rayos	Exteriores / Interiores	Complejo	No	Detallado	Muy Buena	Mucho
FDTD	Interiores	Complejo	No	Muy Detallado	La Mejor	Excesivo
MoM	Interiores	Complejo	No	Muy Detallado	La Mejor	Excesivo

Cuadro 3.1: Comparativa entre los distintos métodos de cálculo de la propagación

Antenas

Una antena es el dispositivo que actúa como interfaz entre el transceptor y el canal, puesto que es capaz de transformar voltajes y corrientes en ondas electromagnéticas radiadas hacia el espacio libre y viceversa.

Existen multitud de tipos de antenas (alámbricas, aperturas, planas, etc.) y cada una de ellas posee unas determinadas propiedades. Este capítulo no se centra en la implementación física de las antenas, sino en sus parámetros y características generales mediante los cuales es posible describir el comportamiento de cualquier antena.

Aunque una antena es capaz de transmitir y recibir ondas electromagnéticas, es recomendable separar los parámetros de las antenas en dos grupos:

- Parámetros de antenas en transmisión
- Parámetros de antenas en recepción

Aunque las antenas se comportan de una manera recíproca en transmisión y en recepción.

4.1. Parámetros de antenas en transmisión

Cuando la antena está transmitiendo, es posible caracterizarla mediante los parámetros de:

- Impedancia
- Intensidad de radiación
- Diagrama de radiación
- Directividad
- Ganancia
- Polarización
- Ancho de banda

A continuación se explicará cada uno de estos parámetros.

4.1.1. Impedancia

Es importante caracterizar la impedancia de una antena puesto que al inyectar potencia a una antena, se busca que la mayor parte de la potencia sea transferida a la misma. Para ello, la impedancia del transmisor ($Z_{transmisor}$) y la de la antena (Z_{antena}^*), han de ser complejas conjugadas. Cuando esto sucede, toda la potencia posible es entregada a la antena. La impedancia de una antena depende de la frecuencia, y por ello, la condición anterior ha de buscarse en un cierto rango de frecuencias en torno a la frecuencia de operación f_c .

$$Z_{transmisor}(\omega_c) = Z_{antena}^*(\omega_c) \quad (4.1)$$

Una vez se tiene la potencia entregada a la antena ($P_{entregada}$) la antena operando a una determinada frecuencia se puede modelar como dos resistencias en serie. La resistencia de radiación ($R_{radiación}$) se define como el valor de la resistencia que disiparía ohmicamente la misma potencia radiada por la antena, y la resistencia de pérdidas óhmicas ($R_{pérdidas}$) se define como la resistencia que disiparía ohmicamente las pérdidas de la antena.

$$Z_{antena} = R_{antena} + X_{antena} \quad (4.2)$$

$$R_{antena} = R_{radiación} + R_{pérdidas} \quad (4.3)$$

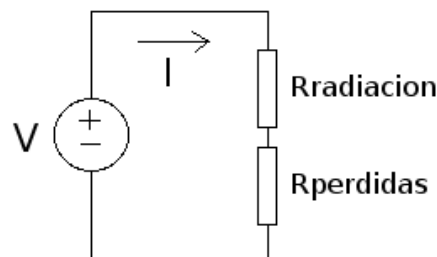


Fig.4.1: Modelo equivalente de una antena en transmisión

Por tanto, es fácil deducir que la potencia entregada a la antena, será transformada en potencia radiada y en potencia disipada por las pérdidas.

$$P_{radiada} = I^2 R_{radiación} \quad (4.4)$$

$$P_{pérdidas} = I^2 R_{pérdidas} \quad (4.5)$$

$$P_{entregada} = P_{radiada} + P_{pérdidas} = I^2 (R_{radiación} + R_{pérdidas}) \quad (4.6)$$

Debido a estas pérdidas, no toda la potencia entregada a la antena se radia. Por ello se define la *eficiencia de la antena* η_l como la relación entre la potencia radiada y la entregada.

$$\eta_l = \frac{P_{radiada}}{P_{entregada}} = \frac{R_{radiación}}{R_{radiación} + R_{perdidas}} \quad (4.7)$$

4.1.2. Intensidad de radiación

Las antenas son capaces de radiar de una manera diferente en cada región del espacio. Por ello, es importante definir un sistema de coordenadas que nos permita definir fácilmente direcciones en un espacio tridimensional. En este campo, el sistema de coordenadas utilizado es el de coordenadas esféricas.

En el sistema de coordenadas esférico (figura 4.2) se utilizan dos ángulos para definir una dirección en el espacio, θ y ϕ , y la distancia r desde el centro de coordenadas. Se definen además los vectores unitarios $\hat{r}, \hat{\theta}, \hat{\phi}$ que forman una base ortogonal. La orientación de los vectores se determina mediante la intersección de una esfera de radio r , un cono de ángulo θ y el semiplano que pasa por el eje z.

Como se vio en el capítulo 3, una onda electromagnética esta formada por el vector de campo eléctrico \vec{E} [V/m] y por el vector de campo magnético \vec{H} [A/m]. Estos campos son magnitudes vectoriales y están ligados por las ecuaciones de Maxwell. A partir de los valores eficaces de estos campos, se puede obtener la densidad de flujo por unidad de superficie \wp .

$$\wp(\theta, \phi) = Re(\vec{E} \times \vec{H}^*) \quad (4.8)$$

En los campos radiados, los módulos del campo eléctrico y magnético están relacionados por la impedancia característica del medio η , que vale 120π en el caso del vacío. Gracias a esto, la densidad de potencia radiada también se puede calcular a través de las componentes transversales del campo eléctrico.

$$\vec{\wp}(\theta, \phi) = \frac{|\vec{E}_\theta|^2 + |\vec{E}_\phi|^2}{\eta} \quad (4.9)$$

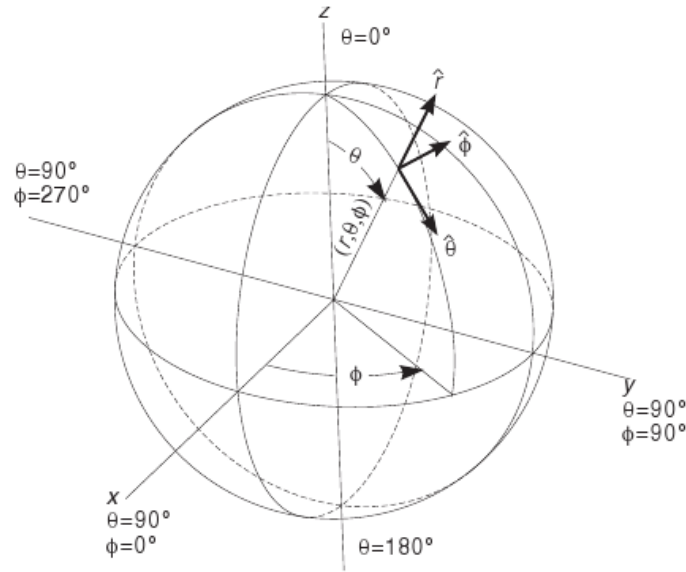


Fig.4.2: Sistema de coordenadas esférico.

La potencia total radiada P_r se obtiene integrando la densidad de potencia en una superficie esférica que contenga a la antena.

$$P_r = \iint_S \vec{\rho}(\theta, \phi) \cdot \vec{ds} \quad (4.10)$$

La *intensidad de radiación* $K(\vec{\rho}(\theta, \phi)) [W/\Omega]$ es la potencia radiada por unidad de ángulo sólido en una determinada dirección y es independiente de la distancia a la que se encuentre la antena a partir de ciertas distancias. Por ello, este parámetro es muy útil para la caracterización de una antena.

$$K(\theta, \phi) = \vec{\rho}(\theta, \phi)r^2 \quad (4.11)$$

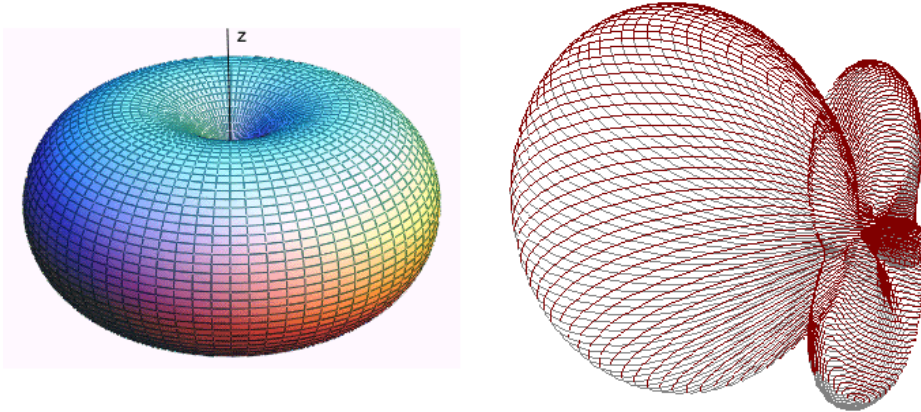


Fig.4.3: Diagramas de radiación 3D de antenas omnidireccionales y directivas

Por medio de la ecuación 4.11 se puede relacionar la potencia radiada con K siendo el diferencial de ángulo sólido en coordenadas esféricas $d\Omega = \frac{ds}{r^2} = \sin(\theta) d\theta d\phi$

$$P_r = \iint_S K(\theta, \phi) \cdot d\Omega \quad (4.12)$$

4.1.3. Diagrama de radiación

El diagrama de radiación es la representación gráfica de las propiedades de radiación de una antena en las distintas direcciones del espacio a una determinada distancia. Típicamente se emplea un sistema de coordenadas esféricas, donde la antena esta situada en el origen y, manteniendo constante la distancia, se expresa el campo eléctrico en función de las variables angulares (θ, ϕ) .

El diagrama de radiación puede ser de campo eléctrico \vec{E} o de campo magnético \vec{H} aunque típicamente es de \vec{E} . También es posible representar el diagrama de potencia, pero al ser la densidad de potencia proporcional al cuadrado del módulo del campo eléctrico, ambos diagrama son equivalentes y contienen la misma información

El diagrama de radiación se puede representar de forma tridimensional (Fig.4.3) o bidimensional (Fig. 4.4). Si la antena esta linealmente polarizada, se define el *plano E* como el que forman la dirección de máxima radiación y el campo eléctrico en esta dirección. De forma equivalente se define el *plano H* como el formado por la dirección de máxima radiación y el campo magnético en dicha dirección. Estos planos son perpendiculares y su intersección determina la línea que define la dirección de máxima radiación de la antena.

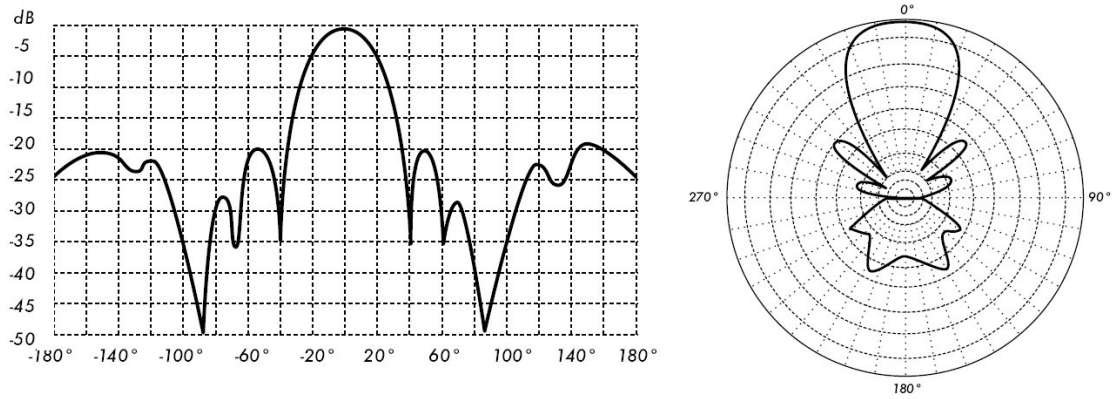


Fig.4.4: Diagrama de radiación 2D de una misma antena en coordenadas rectangulares y polares

Aunque la información de la radiación es tridimensional, la mayor parte de las veces resulta más interesante ver varios cortes de este diagrama. Los más habituales son los cortes para φ constante y los cortes para θ constante.

El campo se puede representar linealmente de forma absoluta o de forma relativa. Normalizando el valor máximo a la unidad. Además se puede mostrar también en la escala decibélica, siendo el máximo 0 dB, y las restantes direcciones esta toma valores en dB negativos. Cuando la escala esta en decibelios, los diagramas de campo y de potencia son exactamente iguales.

Gracias al diagrama de radiación se pueden definir ciertos parámetros que se pueden apreciar en el mismo.

- *Lóbulo principal*: Lóbulo que rodea al máximo de potencia radiada.
- *Lóbulos laterales*: Zonas que rodean a los máximos de menor amplitud.
- *Lóbulo secundario*: Lóbulo lateral de mayor amplitud.
- *Ancho de haz a -3dB ($\Delta\theta_{-3dB}$)*: Separación angular de las direcciones en las que el diagrama de radiación de potencia toma el valor de la mitad del máximo. En el diagrama de campo, este valor es el que cae $\frac{1}{\sqrt{2}}$ del máximo.
- *Ancho de haz entre ceros ($\Delta\theta_c$)*: Separación angular entre las direcciones en las que el lóbulo principal toma un valor mínimo.
- *Relación lóbulo principal lóbulo secundario (NLPS)*: Cociente expresado en dB entre el máximo del lóbulo principal y el máximo del lóbulo secundario.
- *Relación delante-atrás (D/A)*: Cociente en dB entre el valor máximo del lóbulo principal y el valor que toma el diagrama de radiación en la dirección diametralmente opuesta.

En función de la forma tridimensional del diagrama de radiación, se les identifica con diferentes nombres, como por ejemplo *isótropo*, *omnidireccional* o *directivo* (Fig.4.5)

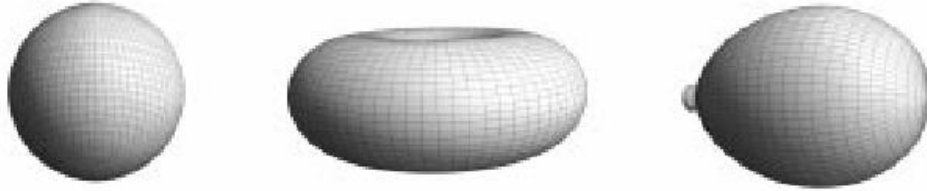


Fig.4.5: Diagrama de radiación isótropo, omnidireccional y directo

4.1.4. Directividad

Se define la directividad D de una antena como la relación entre la densidad de potencia radiada en una determinada dirección a una distancia determinada, y la densidad de potencia que radiaría a esa misma distancia una antena isotrópica radiando la misma potencia.

$$D(\theta, \phi) = \frac{\wp(\theta, \phi)}{P_r/4\pi r^2} \quad (4.13)$$

Cuando no se especifica la dirección angular, se entiende que la directividad se refiere a la directividad máxima

$$D = \frac{\wp_{max}}{P_r/4\pi r^2} \quad (4.14)$$

Se define el diagrama de radiación normalizado $t(\theta, \phi)$ como

$$t(\theta, \phi) = \frac{\wp(\theta, \phi)}{\wp_{max}} = \frac{K(\theta, \phi)}{K_{max}} \quad (4.15)$$

Se puede expresar la directividad también como

$$D = \frac{4\pi}{\iint_{4\pi} t(\theta, \phi) d\Omega} = \frac{4\pi}{\Omega_c} \quad (4.16)$$

Donde Ω_c es el ángulo sólido equivalente.

Cuando una antena directiva posee un solo lóbulo principal y los lóbulos secundarios tienen valores reducidos, se puede realizar una aproximación de la directividad

considerando que ésta produce una radiación uniforme en el ángulo sólido caracterizado por los anchos de haz a -3dB de los dos planos principales del diagrama de radiación.

$$D = \frac{4\pi}{\Omega_c} = \frac{4\pi}{\Delta\theta_1\Delta\theta_2} \quad (4.17)$$

Es fácil llegar a la conclusión de que si se conoce la directividad máxima D y el diagrama de radiación normalizado $t(\theta, \phi)$ la directividad en cualquier dirección es

$$D(\theta, \phi) = D t(\theta, \phi) \quad (4.18)$$

4.1.5. Ganancia

La ganancia de una antena está directamente relacionada con la directividad de la misma. La diferencia entre ambas radica en que en la ganancia, la comparación no se establece con la potencia radiada, sino con la potencia entregada a la antena. Por ello, en la ganancia se tienen en cuenta las pérdidas de la antena.

La ganancia y la directividad de una antena están relacionadas entonces por la eficiencia de la antena.

$$G(\theta, \phi) = \frac{\wp(\theta, \phi)}{P_{entregada}/4\pi r^2} = \frac{P_{radiada}}{P_{entregada}} \frac{\wp(\theta, \phi)}{P_{entregada}/4\pi r^2} = \eta_l D(\theta, \phi) \quad (4.19)$$

4.1.6. Polarización

La polarización de una onda es la figura geométrica descrita por el vector campo eléctrico en el plano perpendicular a la dirección de propagación en un punto fijo al transcurrir el tiempo.

Si ésta forma geométrica es un círculo, la onda se denomina circularmente polarizada, si es un segmento, se denomina linealmente polarizada y si es una elipse, se denomina elipsoidalmente polarizada

Otro factor importante es la dirección de giro del vector.

Se dice que el giro es a derechas, si al alejar se la onda del observador, éste ve rotar el campo eléctrico en el sentido de las agujas del reloj. Se dice que es a izquierdas, cuando gira en sentido contrario.

Cuando la onda esta elipsoidalmente polarizada, se puede definir la *relación axial* de la misma como la relación entre los ejes mayor y menor de la elipse. Por lo que este parámetros puede tomar valores entre uno e infinito.

El campo eléctrico de una onda, se puede descomponen en dos campos, uno polarizado circularmente a derechas y otro polarizado circularmente a izquierdas

$$\vec{E} = \left(A \frac{\hat{x} + j\hat{y}}{\sqrt{2}} + B \frac{\hat{x} - j\hat{y}}{\sqrt{2}} \right) e^{j(\omega t - kz)} \quad (4.20)$$

De esta forma se puede definir el parámetro *discriminación de polarización cruzada* como la relación entre la polarización de referencia o co-polar y la ortogonal o cruzada.

4.1.7. Ancho de banda

El ancho de banda de la antena es el intervalo de frecuencias en el que un determinado parámetro de la antena no sobrepasa unos límites prefijados. El ancho de banda se suele especificar como la relación entre el margen de frecuencias en el que se cumplen las especificaciones y la frecuencia central.

$$BW = \frac{f_{max} - f_{min}}{f_0} \quad (4.21)$$

En las antenas de banda ancha el BW se suele especificar como

$$BW = \frac{f_{max}}{f_{min}} : 1 \quad (4.22)$$

4.2. Parámetros de antenas en recepción

Las antenas actuando en recepción captan parte de la potencia de las ondas incidentes y las transfieren al receptor. Por ello, actúan como un sensor interactuando con la onda y con el receptor, dando origen a parámetros relacionados con la conexión circuital con el receptor y otros relacionados con la interacción con la onda electromagnética.

- Adaptación
- Área efectiva
- Diagrama de radiación
- Directividad
- Ganancia
- Polarización
- Ancho de banda

Algunos de estos parámetros ya se han explicado en 4.1 así que solo se explicaran los que son específicos de la recepción.

4.2.1. Adaptación

La impedancia de una antena actuando como transmisora es la misma que cuando actúa como receptora, pero en recepción, la antena se conecta a una de transmisión o directamente al receptor. Por ello, para que haya una máxima transferencia de potencia, la impedancia de antena $Z_a = R_a + jX_a$ y la impedancia de carga $Z_L = R_L + jX_L$ han de ser complejas conjugadas, es decir $Z_L = Z_a^*$. Cuando se da esta condición, la potencia transferida a la carga es P_{Lmax} . En general, si no tenemos adaptación, la potencia transferida a la carga es

$$P_L = P_{Lmax} C_a \quad (4.23)$$

Con C_a el coeficiente de desadaptación

$$C_a = \frac{4R_a R_L}{(R_a + R_L)^2 + (X_a + X_L)^2} \quad (4.24)$$

4.2.2. Área efectiva

Cuando una onda incide sobre la antena, ésta es capaz de extraer potencia de la onda, por lo que se presenta una cierta área de captación o área efectiva A_{ef} que se define como la relación entre la densidad de potencia incidente y la potencia entregada a la carga, supuesta una antena sin pérdidas y adaptada con el receptor.

$$A_{ef} = \frac{P_L}{\phi} \quad (4.25)$$

Este área efectiva representa la porción física de frente de onda que la antena es capaz de drenar completamente y pasar al receptor. El área efectiva esta definida a partir de magnitudes eléctricas y por tanto no tiene por qué coincidir con las dimensiones físicas de la antena. El área efectiva se ha definido en la dirección en la que la antena receptora capta la máxima señal, pero el área efectiva depende de la dirección angular en la que inciden las ondas, por ello, se puede definir el área efectiva dependiente de la dirección

$$A_{ef}(\theta, \phi) = A_{ef} t(\theta, \phi) \quad (4.26)$$

4.3. Caracterización de los transceptores en el algoritmo

Como se verá en el capítulo 6, en el algoritmo no se tiene en cuenta la modulación ni la codificación de la señal o la implementación eléctrica del mismo. El transceptor es modelado mediante cuatro parámetros.

- Potencia radiada
- Directividad
- Polarización
- Frecuencia de emisión

Aunque a priori pueda parecer que estos cuatro parámetros no son suficientes para caracterizar un transceptor, estos cuatro parámetros son los necesarios y suficientes para evaluar la propagación electromagnética.

Sea cual sea el mensaje enviado, la codificación o la modulación, al llegar a la antena, esta señal se convierte en campos electromagnéticos radiados, que dependiendo de la directividad de la antena y de la potencia radiada, tendrán una determinada amplitud en cada dirección del espacio. Además, estos campos radiados interactuarán con el medio dependiendo de su polarización y de su frecuencia de oscilación.

Por esto, al caracterizar el transceptor con estos cuatro parámetros, se consigue que los resultados obtenidos con este algoritmo se puedan utilizar por ejemplo para ayudar a diseñar transceptores, ya que dependiendo de la información que se obtenga con las simulaciones, se podrá decidir que modulación o codificación pueden ser las óptimas para el escenario concreto.

Tecnologías Radio

En este capítulo se expondrá información básica sobre las tecnologías que han sido simuladas con el algoritmo. Estas tecnologías son ZigBee y RFID. Han sido elegidas por ser tecnologías modernas, muy extendidas, y que son muy propicias para caracterizarlas en entornos indoor.

5.1. ZigBee

ZigBee es una especificación para un conjunto de protocolos de comunicaciones de alto nivel que usan transceptores digitales de pequeño tamaño y baja potencia basadas en el estándar de IEEE 802.15.4 para las redes inalámbricas de área personal (WPANs). Esta tecnología está pensada para ser más simple y barata que otras WPANs como por ejemplo el Bluetooth. Las aplicaciones ideales para usar la tecnología ZigBee son las que requieren de poca velocidad de transmisión, gran capacidad de la batería y comunicaciones seguras. Existe un grupo llamado ZigBee Alliance formado por empresas que mantienen y publican el estándar ZigBee[18].

5.1.1. Características

Las principales características de ZigBee son:

- Bajo coste.
- Bajo consumo de potencia.
- Topología de red en árbol, malla ó estrella.
- Velocidad máximo de transmisión de 256kbps.
- Potencia de transición mínima -3dBm.
- Sensibilidad mínima -92dBm.

- Posibilidad de operar en 3 estados diferentes
 - Durmiendo (Sleep): Estado de ahorro de energía en el que el nodo pasa la mayor parte del tiempo.
 - Despertando (Wake-Up): Estado de transición entre los estados durmiendo y despertando.
 - Activo (Active): Estado en el que se transmite la información.

Su bajo coste permite a esta tecnología ser utilizada en aplicaciones inalámbricas de control, donde son necesarios muchos dispositivos. Su bajo consumo de potencia permite usar baterías más pequeñas y la topología de red en malla permite mayor fiabilidad en la transmisión a mayores distancias.

ZigBee puede operar en 3 banda diferentes:

- 868-868.6 MHz (Banda 868 MHz)
- 902-928 MHz (Banda 915Mhz)
- 2400-2483.5 MHz (Banda 2.4 GHz)

	Frequency (MHz)	Number of Channels	Modulation	Chip Rate (Kchip/s)	Bit Rate (Kb/s)	Symbol Rate (Ksymbol/s)	Spreading Method
	868-868.6	1	BPSK	300	20	20	Binary DSSS
	902-928	10	BPSK	600	40	40	Binary DSSS
Optional	868-868.6	1	ASK	400	250	12.5	20-bit PSSS
	902-928	10	ASK	1600	250	50	5-bit PSSS
Optional	868-868.6	1	O-QPSK	400	100	25	16-array orthogonal
	902-928	10	O-QPSK	1000	250	62.5	16-array orthogonal
	2400-2483.5	16	O-QPSK	2000	250	62.5	16-array orthogonal

Cuadro 5.1: Tasas de datos y bandas de frecuencia en ZigBee.

5.1.2. Aplicaciones

Las redes ZigBee cuenta con una amplia gama de aplicaciones, la automatización del hogar, el seguimiento del inventario, y la asistencia sanitaria.

En este capítulo se revisa una serie de escenarios de aplicación en la que los dispositivos de ZigBee puede aumentar la eficiencia y / o reducir los costos.

- Entretenimiento en el hogar y control: Iluminación inteligente, control de temperaturas, seguridad, películas y música.
- Seguridad en el hogar: Sensores de agua, potencia, humo, fuego, etc.
- Edificios comerciales: seguimiento de energía, aire acondicionado, iluminación, control de acceso...
- Plantas industriales: control de procesos, gestión de materiales, gestión ambiental, gestión de energía, control de dispositivos industriales.

5.1.3. Tipos de dispositivos

Existen tres tipos de dispositivos ZigBee.

Coordinador ZigBee (ZigBee Coordinator, ZC). Es el dispositivo mas completo. Es la raíz de la red, y el puente a otras redes. Solo hay un ZC en cada red ya que este es el dispositivo que empezó la red originalmente. Es capaz de guardar información sobre la red, y actuar como centro de confianza y repositorio de claves de seguridad.

Router ZigBee (ZigBee Router, ZR). Actúa como intermediario en la red pasando datos de unos dispositivos a otros.

Dispositivo final (ZigBee End Device, ZED). Es solo capaz de comunicarse con su nodo padre, de esta forma, puede estar dormido la mayor parte del tiempo aumentando así la duración de su batería. Un ZED requiere de muy poca memoria y por ello es más barato que los otros dispositivos.

5.1.4. Topologías de red

ZigBee permite tres topologías de red diferentes:

- Topología en estrella: el coordinador Zigbee se sitúa en el centro.
- Topología en árbol: el coordinador será la raíz del árbol.
- Topología de malla: al menos uno de los nodos tendrá más de dos conexiones

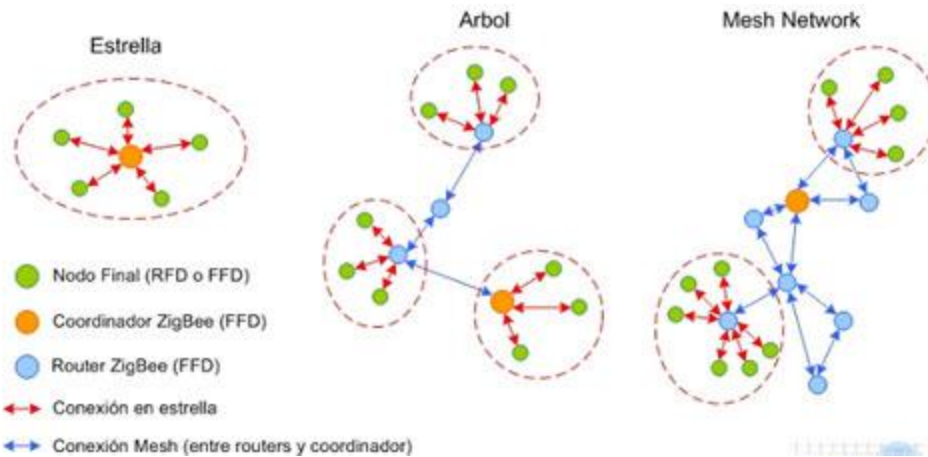


Fig. 5.1: Topologías de red ZigBee

5.2. Radio Frequency Identification (RFID)

La identificación por radiofrecuencia (RFID) es una tecnología de captura e identificación automática de información contenida en etiquetas electrónicas (tags). Cuando estas etiquetas entran en el área de cobertura de un lector RFID, éste envía una señal para que la etiqueta le transmita la información almacenada en su memoria, habitualmente un código de identificación. Una de las claves de esta tecnología es que la recuperación de la información contenida en la etiqueta se realiza vía radiofrecuencia y sin necesidad de que exista contacto físico o visual (línea de vista) entre el dispositivo lector y las etiquetas, aunque en muchos casos se exige una cierta proximidad de esos elementos.[19]

5.2.1. Componentes básico de un sistema RFID

Los componentes básicos de un sistema RFID son: tag, lector, antena RF y sistema gestor de información. Un sistema RFID no está completo si carece de alguno de estos cuatro elementos. El modo de operación de un sistema RFID básico consiste en la identificación localizada y automática de objetos etiquetados. Dentro de este objetivo final, cada uno de los componentes del sistema tiene su función particular que permite que, de forma secuencial, se lleve a cabo el proceso de identificación.

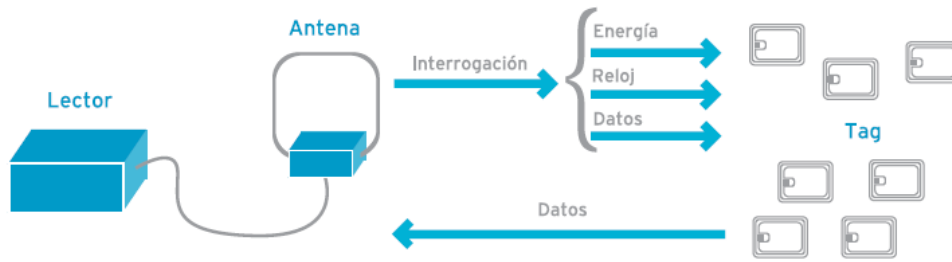


Fig. 5.2: Esquema general de funcionamiento de un sistema RFID

5.2.1.1. Tag

El tag o etiqueta RFID, o en ámbito de electrónica “transpondedor”, es el componente estrella del sistema RFID. Se denomina dispositivo “transpondedor” por su modo de operación básico, tiene capacidad de recibir y transmitir señales, pero sólo transmitirá a modo de respuesta ante una posible petición de un dispositivo “transceptor” o lector RFID.

El tag es un pequeño chip, o circuito integrado, adaptado a una antena de radiofrecuencia (RF) que permite la comunicación vía radio. Estos dos elementos integrados sobre un sustrato, forman lo que se conoce como tag. Dependiendo de la aplicación final del sistema de identificación, el sustrato donde se encapsula el chip y la antena RF será diferente permitiendo la adaptación de sus características a los requisitos de la aplicación.

5.2.1.1.1. Clasificación de Tags según su alimentación.

Los tags tienen infinidad de características o capacidades muy diferentes que hacen posible escoger el tag idóneo para cada aplicación, pero el modo de alimentación del tag es uno de los principales factores que determinan el coste y la vida del tag, por lo que se ha decidido explicar mas a fondo como están clasificados los tags según su modo de alimentación.

Existen 3 tipos de tags según el modo de alimentación, estos son:

- Tag Pasivo.
- Tag Activo.
- Tag semiactivos ó semipasivos.

i. Tag Pasivo

Los tags pasivos obtienen la energía de la transmisión del lector, los activos utilizan una batería propia y los semi activos o semi pasivos utilizan una batería para activar los circuitos del chip pero la energía para generar la comunicación es la que recoge de las ondas radio del lector (como en los pasivos).

ii. Tag Activo

El caso más extremo es el de los tags activos. Tienen su propia batería y su propio transmisor, lo que los hace totalmente independientes a la señal transmitida por el dispositivo lector. La distancia de identificación se incrementa muchísimo con respecto de los tags pasivos. El ciclo de vida estará limitado al ciclo de vida de su propia batería

iii. Tag Semipasivo

Los tags semipasivos, tienen su propia batería, lo que le permite aumentar la distancia de identificación, pero siguen dependiendo de la señal proveniente del dispositivo lector, ya que la necesitan para generar la señal de respuesta. En este caso, el ciclo de vida del tag aparece limitado por el ciclo de vida de su batería.

.Los más comunes son los tags pasivos, ya que permiten al dispositivo transpondedor trabajar sin necesidad de fuente de alimentación propia, lo que lo hace más económico, de menor tamaño, y con un ciclo de vida ilimitado. Como desventaja está la dependencia con el campo electromagnético generado por el dispositivo lector y por tanto la correspondiente limitación de la distancia de identificación.

A continuación se puede ver una tabla comparativa entre los dos extremos, tags pasivos y tags activos:

Tag Pasivo	Tag Activo
Funciona sin batería	Funciona con batería
Relativamente económico	Relativamente costoso
Ciclo de vida ilimitado	Ciclo de vida limitado por la batería
Poco peso	Mayor peso
Alcance limitado (3 - 5m)	Mayor alcance (100 m)
Sensible al ruido	Mayor inmunidad ante presencia de ruido
Dependencia de la señal del dispositivo lector	Trasmisor propio
Requiere dispositivos lectores potentes	Relaja el requisito de potencia de los lectores
Velocidad de transmisión baja	Velocidad de transmisión alta
Lectura simultánea baja	Lectura simultánea alta
Alta sensibilidad de orientación	Menor sensibilidad de orientación

Cuadro. 5.2: Comparativa entre características de tags activos y tags pasivos.

5.2.1.1.2. Ejemplos de tags de diferentes fabricantes

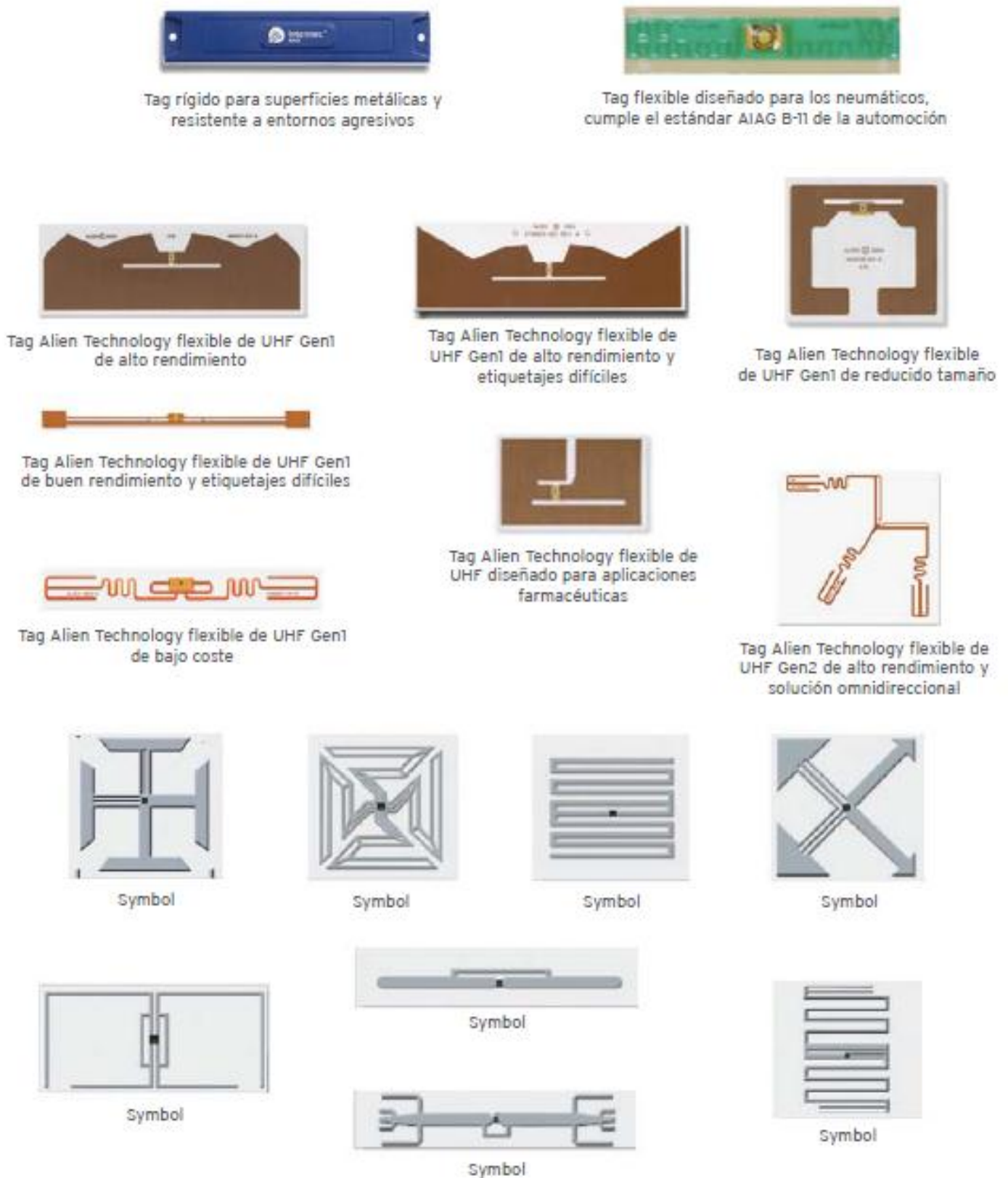


Fig. 5.3: Ejemplos de Tags RFID

5.2.1.2. Lector y Antena RF

El dispositivo lector, o en ámbito de electrónica “transceptor”, actúa como estación de identificación transmitiendo señales de petición hacia los tags y recibiendo las respuestas a estas peticiones.

Es un dispositivo receptor/transmisor radio, que incorpora además de los subsistemas de transmisión y recepción, un procesador de señales digitales que lo dota de mayor funcionalidad y complejidad en sus operaciones. Un dispositivo lector, necesitará de una o varias antenas RF para transmitir la señal generada y recibir la respuesta del tag.

Es posible encontrar lectores con la antena RF integrada en su propio hardware y lectores con conectores de antena RF externos. Según el ámbito de la aplicación final, será necesario disponer de una configuración u otra.

La funcionalidad y/o complejidad de cálculo y operaciones de un dispositivo lector, es totalmente proporcional al tamaño del hardware. La capacidad de proceso, memoria y velocidad requiere hardware adicional y por tanto el tamaño del dispositivo va en aumento.

De forma similar al caso de las antenas de los tags, las antenas RF conectadas al dispositivo lector, variarán de forma y de tamaño según la frecuencia de operación del sistema.

5.2.1.2.1. Ejemplos de lectores de diferentes fabricantes



Fig. 5.4: Ejemplos de Lectores RFID

5.2.1.3. Sistema gestor de información

La base de datos es una plataforma software adicional que permite almacenar, de forma organizada, la información de identificación que genera el subsistema hardware (tag y lector).

Sin este subsistema software, una aplicación cliente sería incapaz de gestionar la información que genera un dispositivo lector. Previo a este paso, se necesita almacenar la información de identificación en un formato común para que cualquier aplicación cliente, de nivel superior, sea capaz de trabajar y acceder a esta información. Entre la base de datos y el dispositivo lector es necesario un interfaz middleware que ejecute un tratamiento previo sobre los datos en bruto que genera el lector.

Según lo citado con anterioridad, el propio dispositivo lector dispone de una unidad de procesado inteligente que, dependiendo del grado de complejidad de su diseño, implementará este interfaz dentro del propio lector. En otros casos será necesario el diseño externo de este interfaz middleware. La gráfica siguiente muestra la idea de un sistema RFID básico.

5.2.2. Bandas de frecuencia utilizadas en RFID

Las siguientes bandas de frecuencia son las que utilizan los diferentes sistemas de RFID que actualmente están presentes en el mercado:

Banda de Frecuencias	Descripción	Rango
125 kHz - 134 kHz	LF (Baja Frecuencia)	Hasta 45 cm.
13,553 MHz - 13,567 MHz	HF (Alta Frecuencia)	De 1 a 3 m.
400 MHz - 1.000 MHz	UHF (Ultra Alta Frecuencia)	De 3 a 10 m.
2,45 GHz - 5,4 GHz	Microondas	Más de 10 m.

Cuadro 5.3: Banda de frecuencia utilizadas en RFID

Cada una de estas bandas de frecuencia tiene unas características específicas que confieren elementos diferenciales a la funcionalidad de los dispositivos RFID, por lo tanto elegir la frecuencia de trabajo es un punto fundamental al diseñar una solución RFID. Dependiendo de los requisitos funcionales de la aplicación final, la identificación automática puede requerir o no, una mayor o menor distancia de identificación, generar la menor interferencia radioeléctrica posible, estabilidad de la señal frente a entornos hostiles o una alta capacidad de penetración en los materiales. Según sean los requisitos, así se seleccionará la frecuencia de trabajo del sistema.

Hoy en día es fácil encontrarse con sistemas RFID tanto en el ámbito cotidiano, como en el profesional e industrial. Algunos ejemplos de aplicaciones en el ámbito cotidiano son las llaves de inmovilización de vehículos que contienen chips RFID con códigos de autenticación de baja frecuencia (LF), o el pago automático en autopistas que utiliza tags activos de UHF.

En el ámbito profesional las aplicaciones más frecuentes hoy en día son la identificación de animales a través de chips subcutáneos o bolos rumiales que trabajan en baja frecuencia (LF) según los estándares ISO 11784 e ISO 11785, la identificación de personas en entornos controlados como el acceso a edificios o áreas restringidas mediante chips RFID HF bajo el estándar ISO 14443, el control antirrobo mediante EAS (Electronic Article Surveillance) que trabaja en la banda de frecuencia media (7,4-8,8 MHz), poco común en aplicaciones RFID, la identificación y control de equipajes en aeropuertos mediante etiquetas UHF (860 - 960 MHz) o incluso la identificación de pacientes en hospitales que utiliza HF (ISO 15693 a 13,56 MHz).

En el campo industrial, una de las aplicaciones principales hacia la que se orienta el RFID en la banda UHF es la gestión y visibilidad¹ de la cadena de suministro, desde la fabricación hasta el punto de venta, así como hacia el control de la calidad, automatización y reducción de tiempos y costes de producción, y detección de falsificaciones. Para ello se trabaja en el diseño de equipos y etiquetas adecuadas para el seguimiento de artículos, cajas o palés y se ha creado un estándar mundial EPCglobal Class1 Generation 2 adoptado además como estándar internacional en la norma ISO 18000-6C. Este estándar pretende ser independiente de la tecnología, es

decir, define la estructura de los datos a codificar y las diferentes funcionalidades del sistema sin determinar la frecuencia de trabajo.

Banda de Frecuencias	Características del Sistema	Ejemplos de Aplicaciones
LF (de 100 a 500 kHz). Típico 125 a 134 kHz. Internacional	Corto alcance. Poca velocidad de transmisión Relativamente económico Gran penetración en los materiales (líquidos) Trabaja bien junto a metales	Control de acceso Identificación de animales Control de inventario EAS (Antirrobo) Llaves de automóvil
HF. Típico 13,56 MHz. Internacional	Corto/medio alcance Velocidad de transmisión media Puede leer a través de líquidos y en entornos húmedos Problemático junto a metales Moderadamente caro Posibilidad de actuar como lector o etiqueta en función del escenario de utilización (NFC)	Control de acceso Tarjetas inteligentes EAS (Antirrobo) Inventario en bibliotecas Gestión de almacén Control de equipajes Gestión de lavandería Identificación de pacientes Pago con el móvil y captura de datos con sólo acercar el móvil (NFC)
UHF (de 400 a 1.000 MHz) Típico 850 - 950 MHz	Largo alcance Alta velocidad de transmisión Mecanismos de anticollisión Problemático con líquidos y metales Problemático en entornos húmedos En metal genera interferencias Moderadamente caro	Gestión de artículos Gestión de la cadena de suministro Gestión de almacén Gestión de expediciones Trazabilidad
Microondas (de 2,4 a 6 GHz)	Medio alcance Características similares a los tags UHF pero con mayor velocidad de transmisión Mayor precio	Control ferroviario Peajes de autopista Localización

Cuadro 5.4: Características principales y ejemplos de aplicaciones para la tecnología RFID

Parte III

Análisis de los Resultados

Estudio compromiso coste computacional – precisión resultados en el algoritmo de lanzamiento de rayos

6.1.1. Descripción del escenario y parámetros de simulación

Se ha diseñado un escenario sencillo con forma de paralelepípedo rectangular emulando un contenedor para el transporte de mercancías [3].

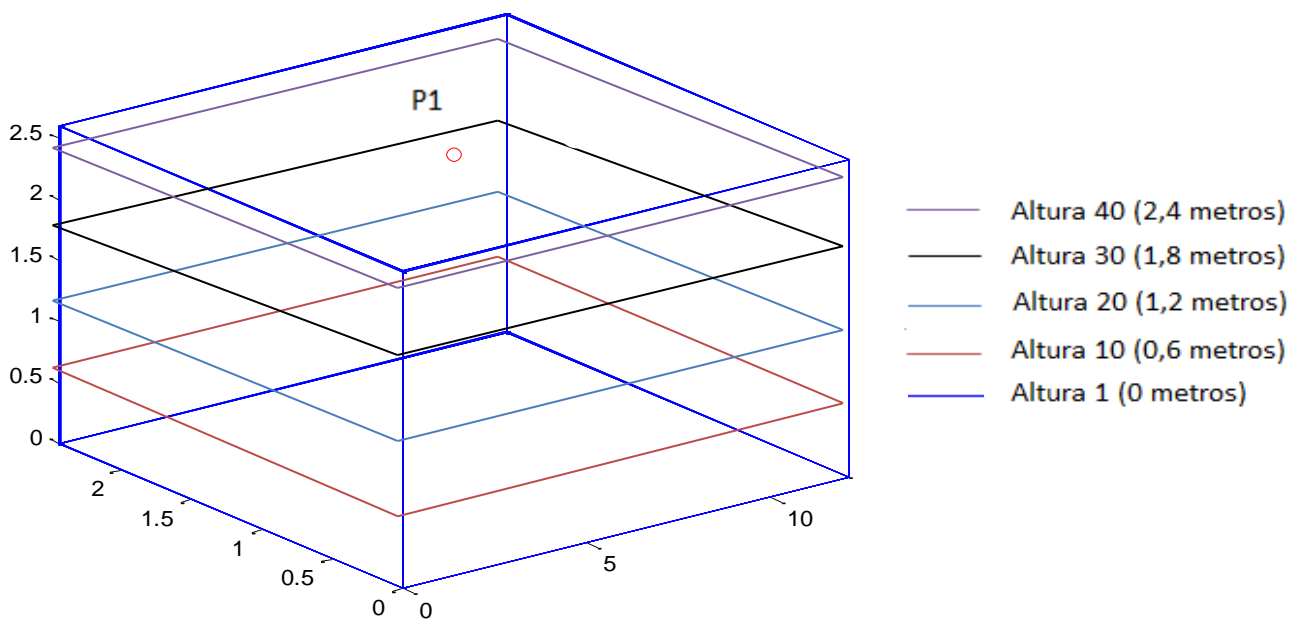


Fig. 6.1. Escenario de medida y su representación para los cálculos mediante lanzamiento de rayos 3D. El círculo denota la ubicación de la antena empleada en las pruebas

El análisis radioeléctrico se ha realizado mediante el empleo de un algoritmo de lanzamiento de rayos 3D, implementado en *Matlab* y que tiene en cuenta los procesos de reflexión, refracción y difracción de primer orden, así como los parámetros de los materiales que componen el escenario en términos de su constante dieléctrica y tangente de pérdidas. La ventaja de utilizar lanzamiento de rayos 3D es la posibilidad de obtener resultados de alta

precisión sin necesidad de recurrir a tiempos de cálculo excesivos, como puede ser el caso si se aplican técnicas de cálculo electromagnético completo 3D.

Teniendo en cuenta la morfología del escenario de simulación, alto índice reflexivo, tenemos la posibilidad de definir el número de rebotes de los rayos lanzados en el escenario que el algoritmo tendrá en cuenta para computar los niveles de potencia recibidos dentro del escenario.

Es importante encontrar una relación entre el coste computacional, en este caso, el número de rebotes de los rayos lanzados y la precisión que se obtiene en los resultados.

Para ello se ha realizado un estudio radioeléctrico del interior del vagón de mercancías vacío, variando el número de rebotes tenidos en cuenta en cada simulación para ver las diferencias en los diagramas bidimensionales de potencia, también en radiales y por ende, saber cual es el límite entre coste computacional – precisión en los resultados obtenidos. El número de rebotes se ha ido incrementando desde 2 a 10 rebotes.

Este estudio consta de 9 simulaciones, para todas ellas los parámetros de simulación han sido los siguientes:

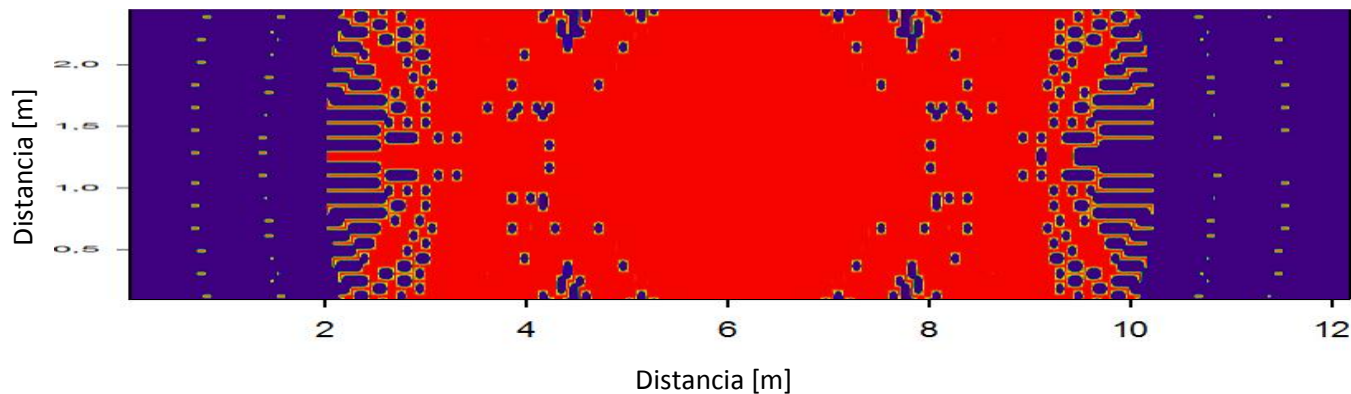
- Vagón dividido en cuboides de 6cm
- Ubicación antena P1: (6.08, 1.22, 2.4) en (x, y, z) respectivamente.
- La antena omnidireccional con polarización lineal vertical y 1.7dB de ganancia
- Potencia de transmisión 0.5W.
- Incremento del lanzamiento de rayos de la antena: incremento de ϕ y θ de $\pi/90$.
- Número de rebotes = 5.
- Frecuencia Operación = 900MHz

Cada una de las 9 simulaciones, consta de diagramas bidimensionales y radiales de potencia para las cinco alturas en las que hemos definido el vagón de mercancías.

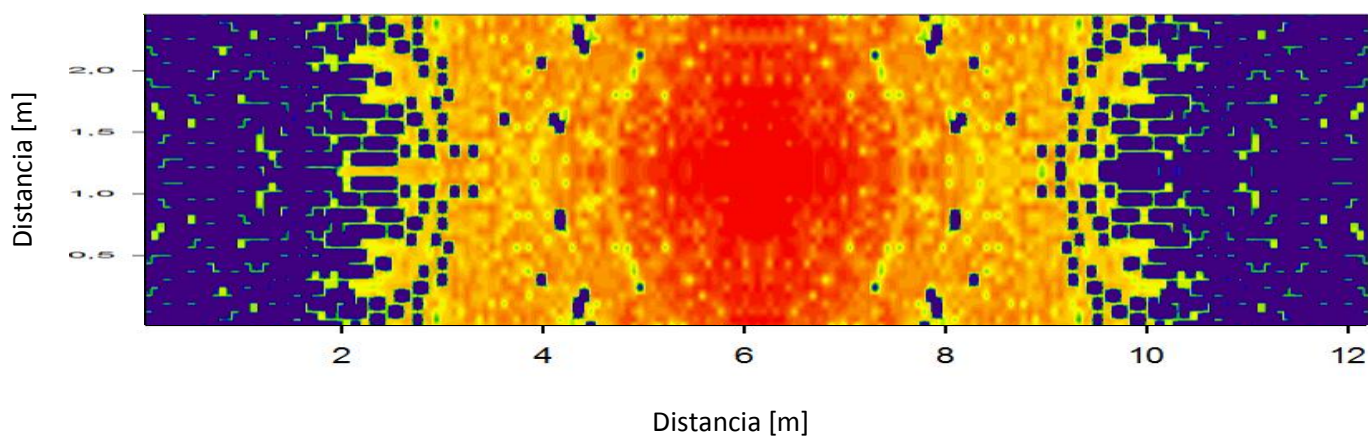
Para ver los cambios producidos al simular con distintos valores de rebotes máximos, se presentan a continuación los diagramas bidimensionales de potencia recibida en la Altura 40, a 2.40 metros de altura sobre el suelo del vagón.

En el Anexo 1 se adjuntan todos los diagramas bidimensionales y radiales de potencia para cada una de las alturas restantes.

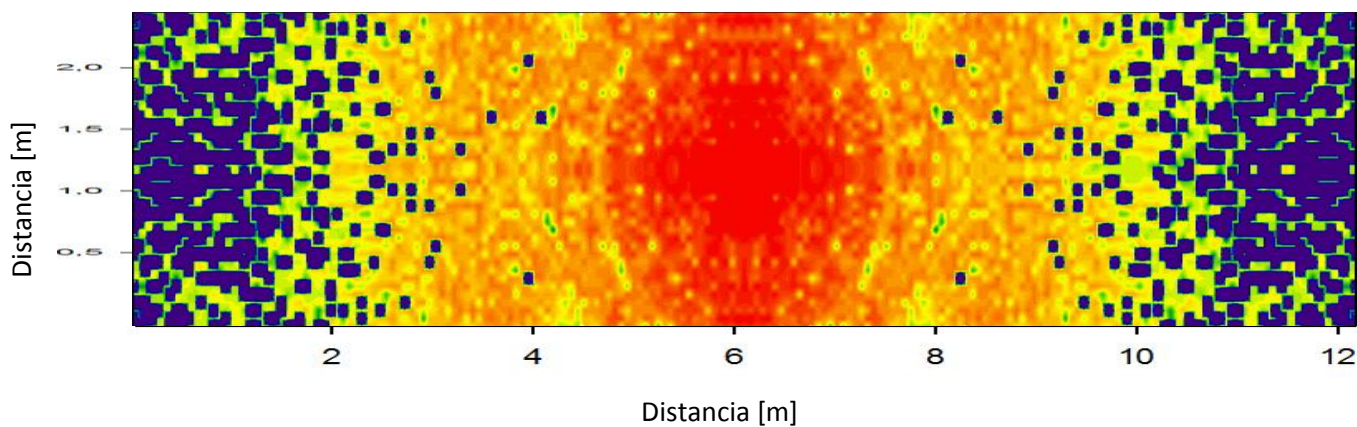
6.1.2. Mapas bidimensionales de potencia a 2.4 metros



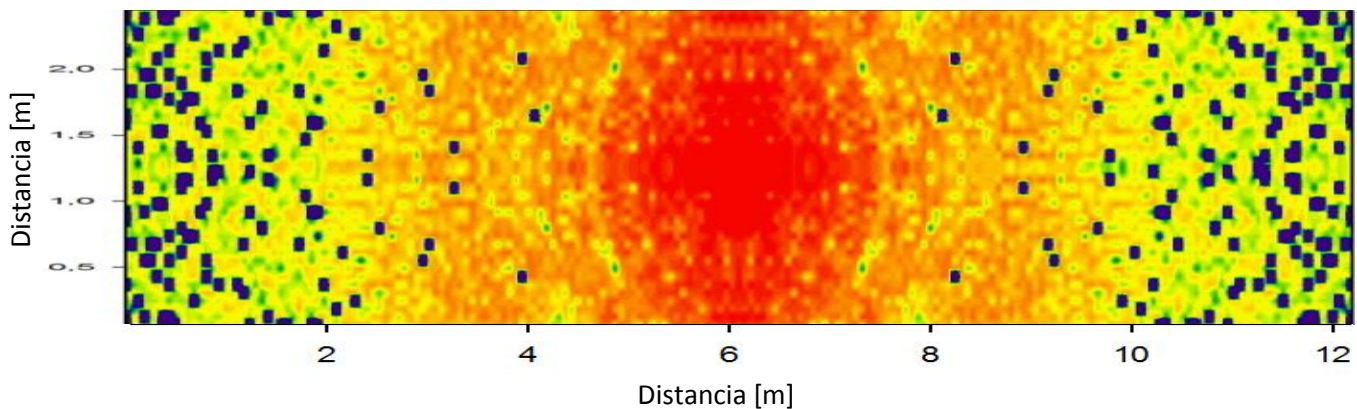
(a)



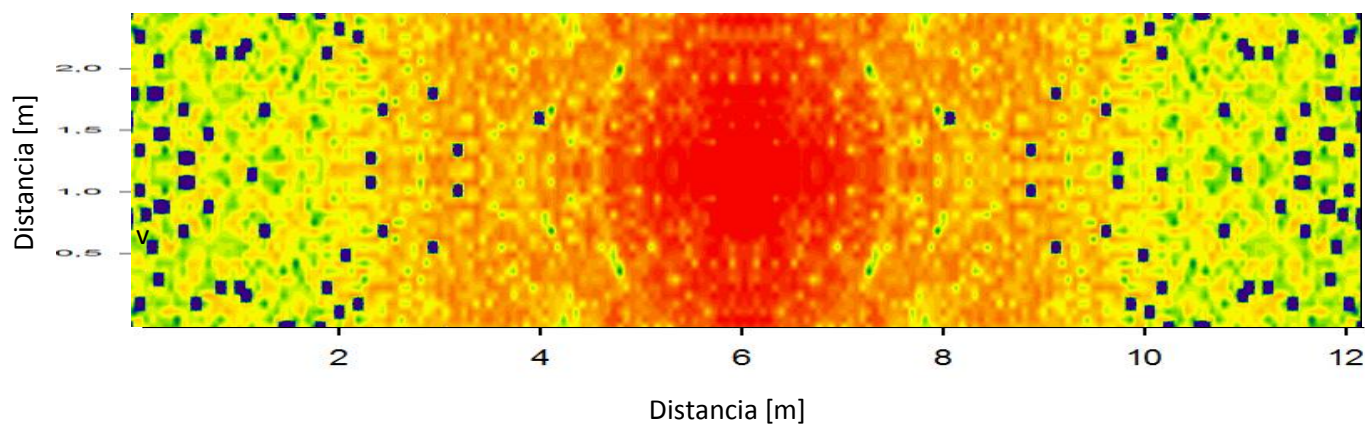
(b)



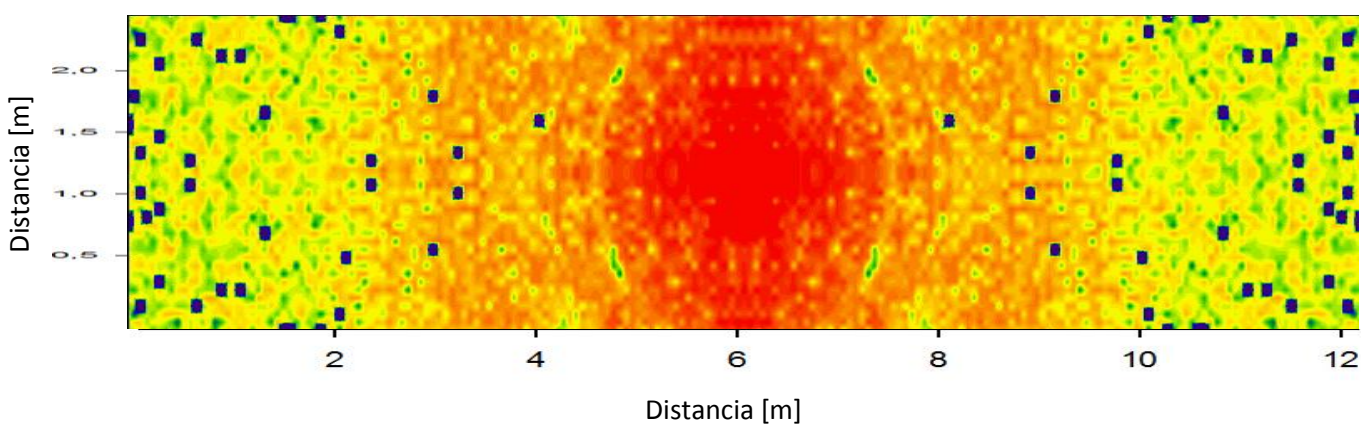
(c)



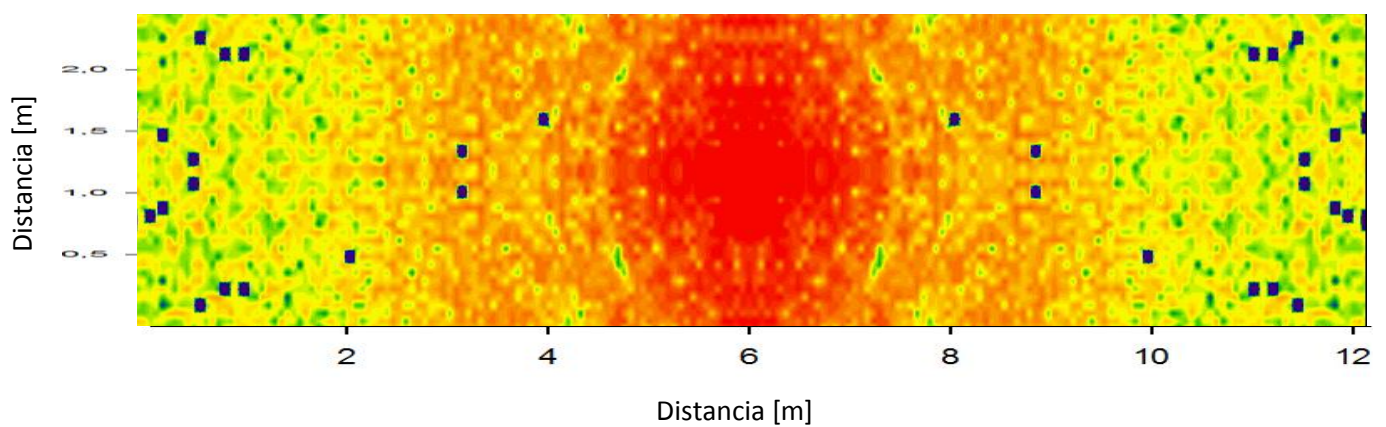
(d)



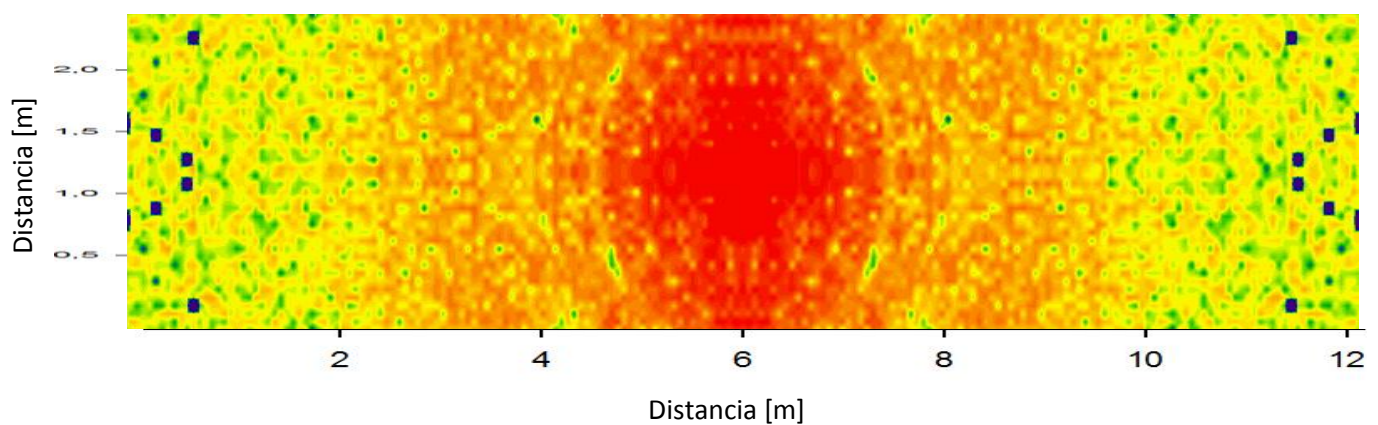
(e)



(f)



(g)



(h)

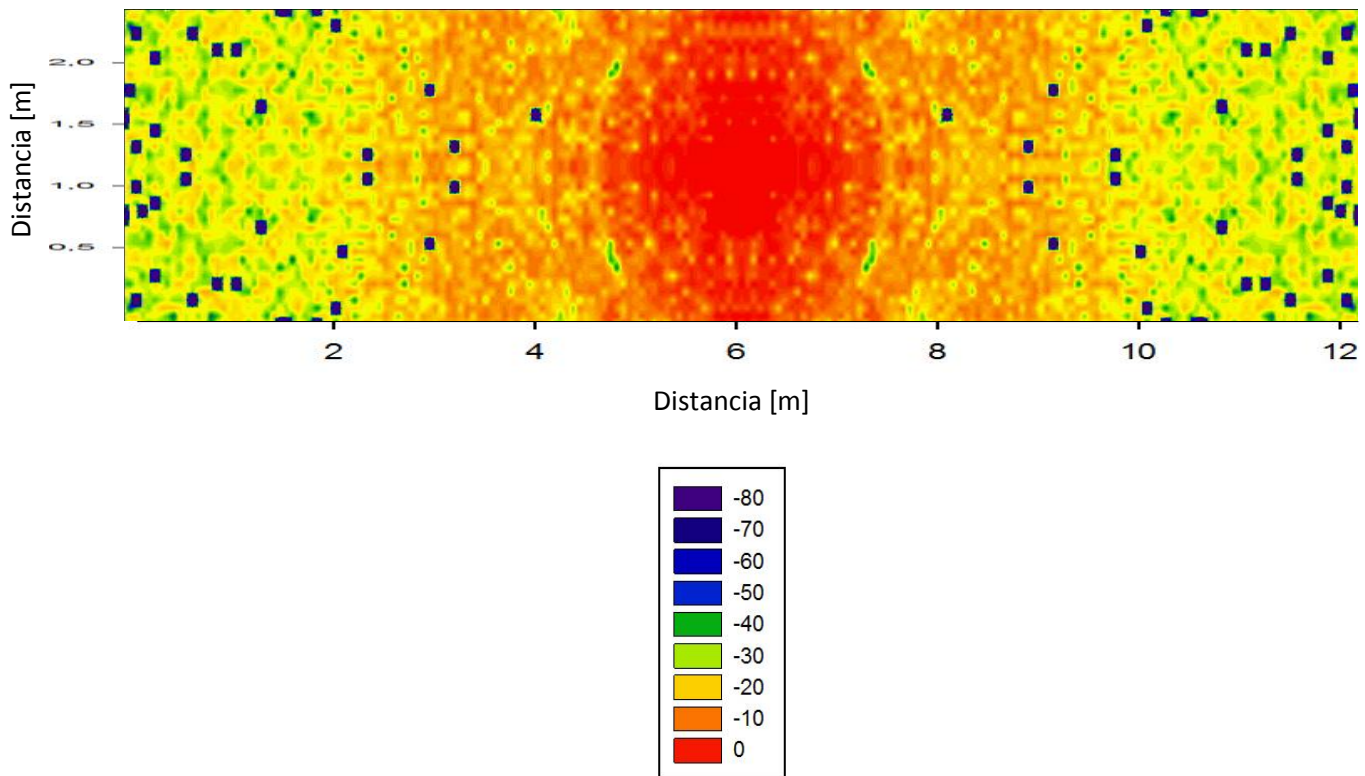


Fig. 6.2. Fig. Cortes en el plano XY a 2,4 metros (Altura 40) creado por el tranceptor P1 de 0.5W de potencia para distintos valores de rebotes utilizados en las simulaciones: (a) 2 rebotes, (b) 3 rebotes, (c) 4 rebotes, (d) 5 rebotes, (e) 6 rebotes, (f) 7 rebotes, (g) 8 rebotes, (h) 9 rebotes, (i) 10 rebotes.

Como se puede observar, el número de rebotes máximos que se tienen en cuenta en la simulación para obtener los diagramas bidimensionales de potencia juegan un factor importante en la precisión de los resultados obtenidos. Según se van considerando más rebotes en la simulación, el grado de detalle en zonas de niveles de potencia diferentes es mayor, estos niveles aumentan progresivamente sobre todo en las zonas laterales de los diagramas (laterales del vagón) mientras que en las zonas cercanas a la antena no se aprecian cambios bruscos, salvo en la simulación con 2 rebotes, Figura 6.2.

Según se van aumentando el número de rebotes, los resultados son más precisos, por lo que se ajustarán más con las medidas reales del escenario in-situ, a costa de un aumento de coste computacional.

6.1.3. Radiales de Potencia a 2.4 metros

Para ver estos cambios con mayor claridad, se han obtenido radiales de potencia para cada una de las cinco alturas en las que se ha dividido el vagón. Las radiales de potencia presentadas a continuación corresponden a la Altura 40, la misma altura utilizada anteriormente para presentar los diagramas bidimensionales de potencia.

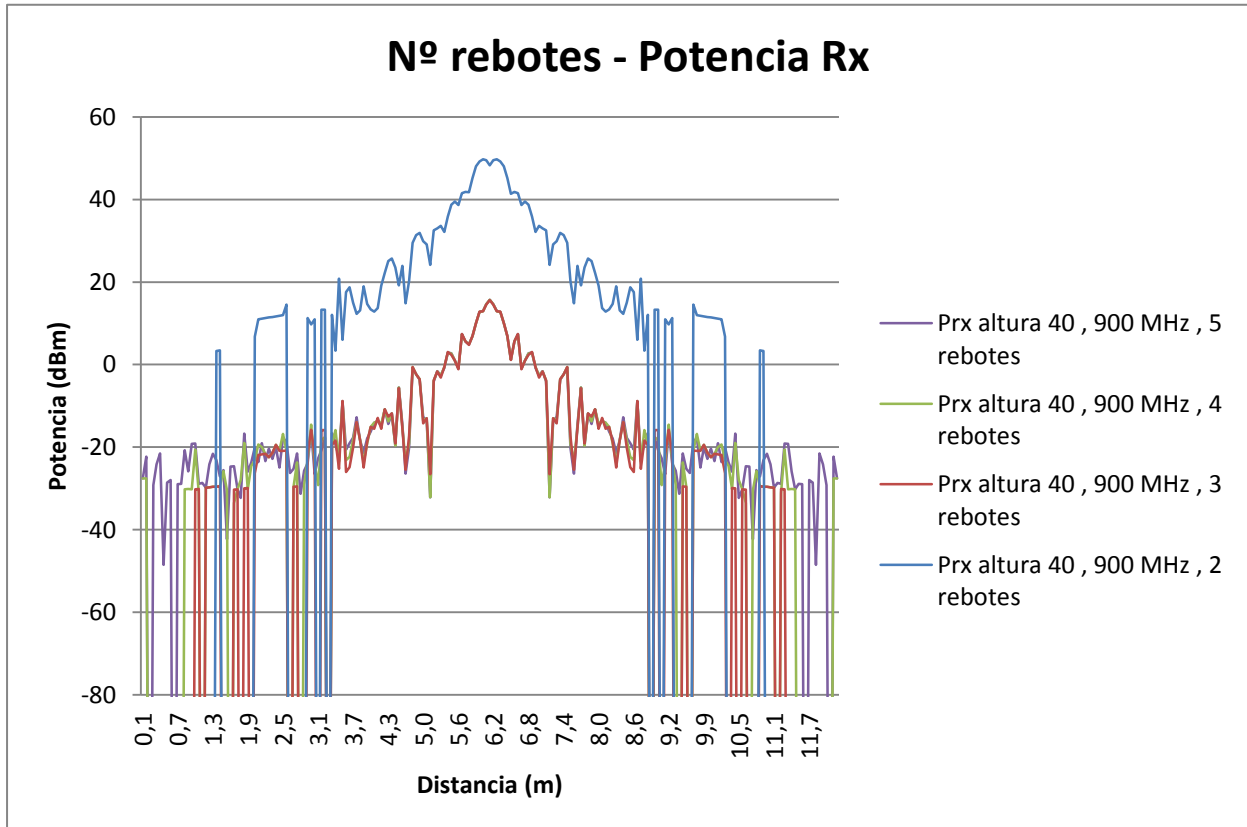


Fig. 6.3. Diagrama bidimensional de potencia en la Altura 40 teniendo en cuenta 10 Rebotes en la simulación.

La Figura 6.3 refleja la diferencia que existen en el nivel de potencia recibido cuando se tienen en cuenta mayor número de rebotes, sobre todo en los extremos del vagón. Las curvas representadas, corresponden con las simulaciones desde 2 hasta 5 rebotes. En ellas se aprecia un aumento progresivo del nivel de potencia dentro del escenario, así como su distribución dentro del mismo respecto a los rebotes utilizados para la simulación.

Los niveles de potencia en torno a la antena para las curvas correspondientes a 3, 4 y 5 rebotes son muy similares en comparación con la curva correspondiente a 2 rebotes, cuyo nivel es más elevado. Esto es así por que al computar la potencia recibida únicamente con 2 rebotes, la resolución es muy deficiente para que se tengan en cuenta todas las componentes multitrayecto.

Otra de las observaciones que es importante reflejar, con el objetivo de encontrar el compromiso, coste computacional – precisión, ya mencionado al comienzo de este capítulo, es que, al simular con una precisión mayor a 5 rebotes (de la Figura 6.2.d. – Figura 6.2.i) no se aprecia un cambio significativo ni en nivel de potencia en los laterales del vagón, ni en grado de detalle de los diagramas bidimensionales de acuerdo al aumento de coste computacional que esto requiere.

Para que se vea con claridad se presentan a continuación las radiales correspondientes a las simulaciones de 5, 6 y 10 rebotes, siendo este último, el número máximo de rebotes tenidos en cuenta en este estudio.

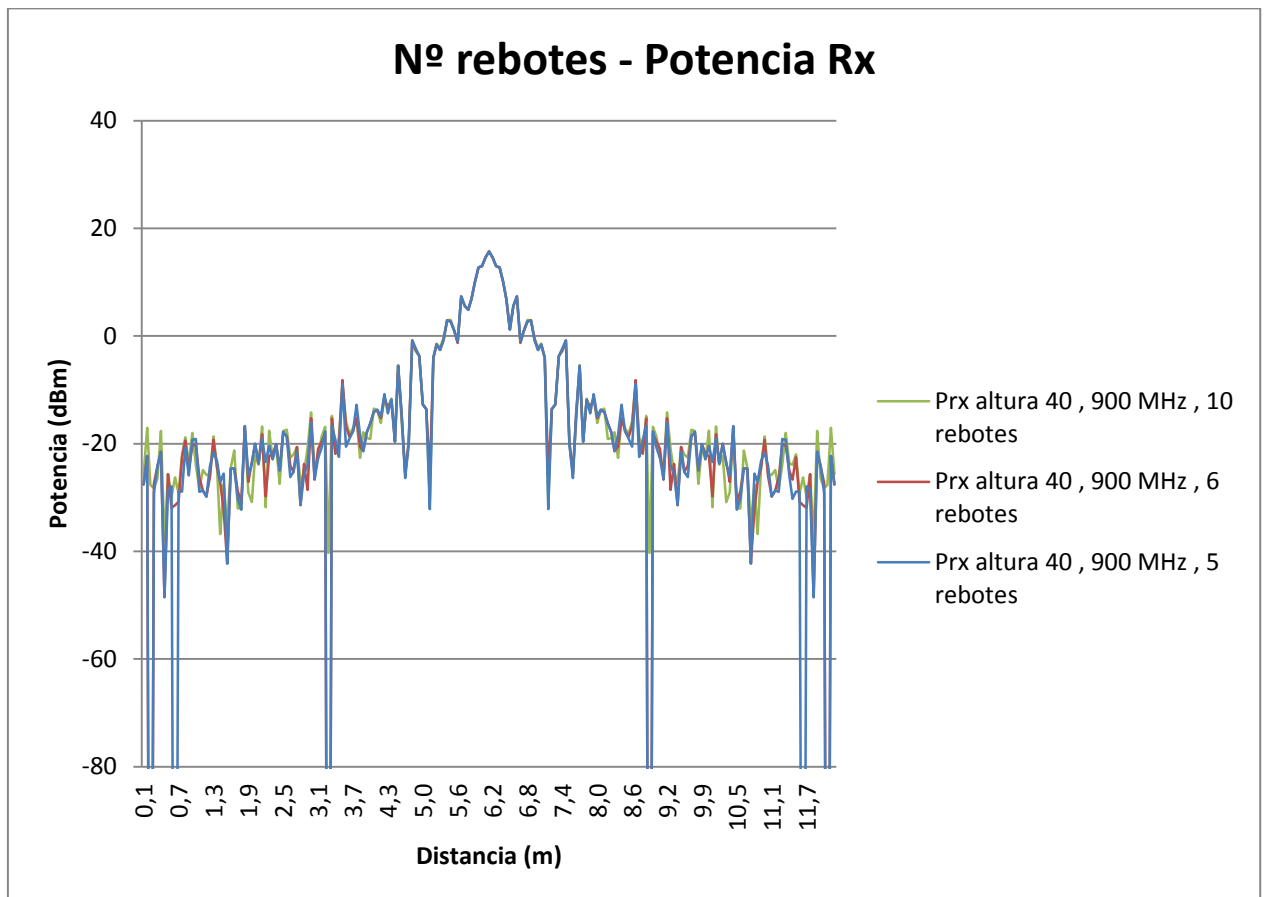


Fig. 6.4. Diagrama bidimensional de potencia en la Altura 40 teniendo en cuenta 10 Rebotes en la simulación

Si se toma la curva azul, correspondiente a simular con 5 rebotes como referencia, se puede apreciar que el nivel de potencia en la zona central de la Fig. 6.4 es prácticamente el mismo respecto a las otras dos curvas, mientras que en las zonas laterales se ve un ligero cambio de nivel de potencia, sin ser tan exagerado como se representa en la Fig. 6.3.

Se ha determinado que la magnitud de las diferencias en el nivel de potencia en los extremos del vagón no son tan significativas como para elevar el coste computacional, por lo que atendiendo a cuestiones de limitación computacional se ha decidido que simulando con un número de rebotes máximos igual a 5 se satisface el compromiso coste computacional – detalle de resultados, obteniendo resultados bastante objetivos y reduciendo así el tiempo de simulación.

Análisis del canal radioeléctrico en el interior de un vagón de mercancías

7.1. Vagón de mercancías sin carga.

7.1.1. Descripción del escenario de simulación

En este apartado, Con el fin de comprobar cómo se distribuye la potencia radiada por una antena dentro de un entorno cerrado muy reflexivo como puede ser un vagón de mercancías, se ha diseñado un escenario sencillo con forma de paralelepípedo rectangular emulando un contenedor para el transporte de mercancías [3].

El análisis radioeléctrico se realiza mediante el empleo de un algoritmo de lanzamiento de rayos 3D [4], implementado en *Matlab* y que tiene en cuenta los procesos de reflexión, refracción y difracción de primer orden, así como los parámetros de los materiales que componen el escenario en términos de su constante dieléctrica y tangente de pérdidas, en este caso el material constitutivo del escenario es metal.

Las dimensiones del escenario son las siguientes:

X = 12.16 metros

Y = 2.44 metros

Z = 2.6 metros

- Altura 40 (2,4 metros)
- Altura 30 (1,8 metros)
- Altura 20 (1,2 metros)
- Altura 10 (0,6 metros)
- Altura 1 (0 metros)

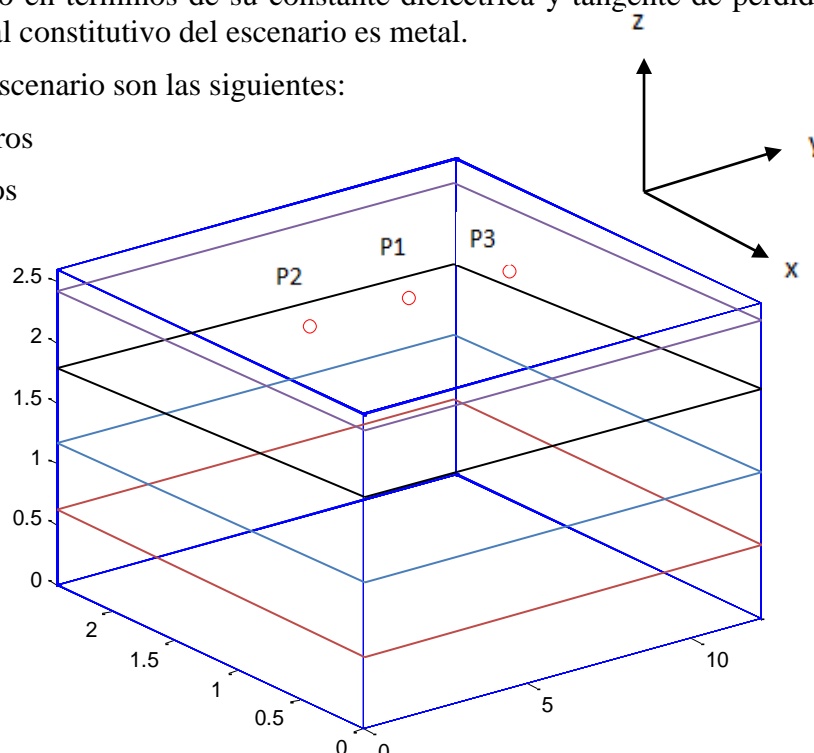


Fig.7.1. Escenario de medida y su representación para los cálculos mediante lanzamiento de rayos 3D. Los círculos denotan la ubicación de las antenas empleadas en las pruebas

Para comprobar este fenómeno se han tenido en cuenta tres factores importantes en cuanto a cómo se distribuye de la potencia en el interior del vagón, estos son:

- Ubicación del transceptor.
- Potencia Recibida según la distancia al transceptor.
- Frecuencia de trabajo.

Tanto los planos bidimensionales como las radiales de potencia obtenidas de la simulación corresponden con los planos de alturas representadas en la Fig. anterior.

7.1.2. Distribución de potencia en el interior del vagón en función de la ubicación de la antena

En este apartado se analizará como afecta la ubicación del transceptor dentro del vagón de mercancías en la distribución de potencia obtenida.

Para ello se han efectuado 3 simulaciones con distintas ubicaciones de antena como se muestra en la Fig.7.1.

Ubicación precisa de las antenas:

La antena P1 esta situada en las coordenadas (6.08, 1.22, 2.4) en (x, y, z) respectivamente.

La antena P2 esta situada en las coordenadas (3.04, 1.22, 2.4) en (x, y, z) respectivamente.

La antena P3 esta situada en las coordenadas (9.12, 1.22, 2.4) en (x, y, z) respectivamente.

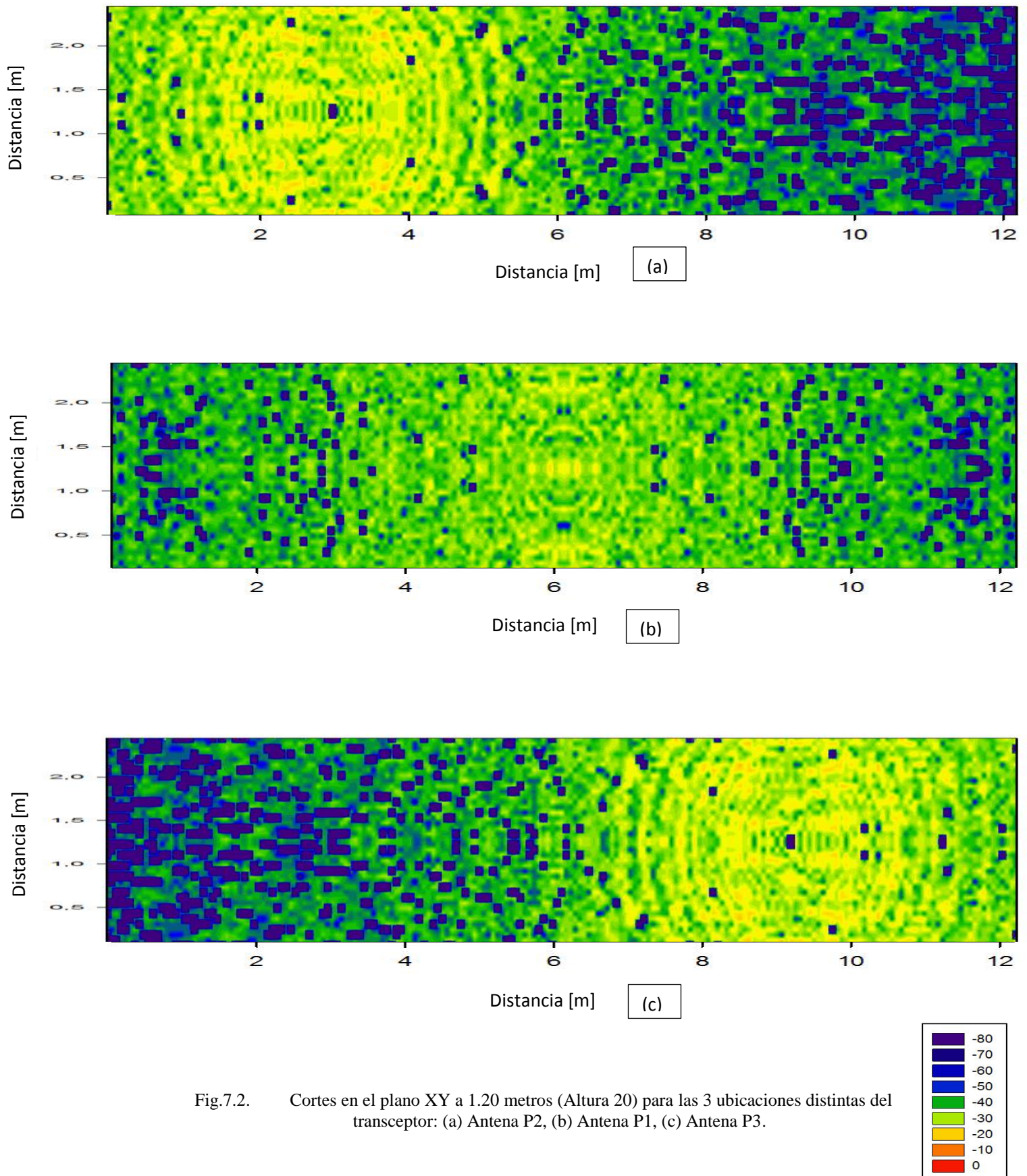
Los parámetros de simulación son los siguientes:

- Vagón dividido en cuboides de 6cm
- La antena omnidireccional con polarización lineal vertical y 1.7dB de ganancia
- Potencia de transmisión 2mW.
- Incremento del lanzamiento de rayos de la antena: incremento de ϕ y θ de $\pi/90$.
- Número de rebotes = 5.
- Frecuencia Operación = 900MHz
- Tasa Transmisión 106Kbps

Los resultados que se presentan a continuación corresponden con los niveles de potencia registrados en la Altura 20 (1.2 metros).

En 7.1.3 se expondrán los resultados obtenidos en diferentes alturas para tratar como disminuye el nivel de potencia recibida respecto de la distancia a la antena.

7.1.2.1. Mapas bidimensionales de potencia



Observando los mapas bidimensionales de potencia anteriormente presentados, la conclusión es clara. Existe una fuerte dependencia entre la ubicación de la antena y la distribución de potencia en un entorno interior reflexivo (con fuertes componentes de propagación multitrayecto) como es un vagón de mercancías vacío.

Se aprecia claramente donde está ubicada la antena en cualquiera de los tres casos, ya que en las inmediaciones de la misma se obtiene el máximo nivel de potencia, mientras que en las zonas más alejadas respecto de la ubicación de la antena, el nivel de potencia va disminuyendo progresivamente.

Es en estas zonas alejadas de la antena donde se pueden visualizar con mayor claridad los efectos producidos por las componentes multitrayecto, donde en unos puntos el nivel de potencia aumenta y en otros disminuye, debido a que los rayos pueden llegar en distintos instantes de tiempo, en mayor o menor medida y con potencias distintas.

Estos fenómenos se tratarán de manera exhaustiva en el apartado 7.1.3.

Para visualizar de otra manera como se distribuye la potencia a lo largo del vagón de mercancías se han obtenido radiales de potencia, en la misma altura que las simulaciones, Altura 20, para las tres ubicaciones de antena.

7.1.2.2. Radiales de Potencia

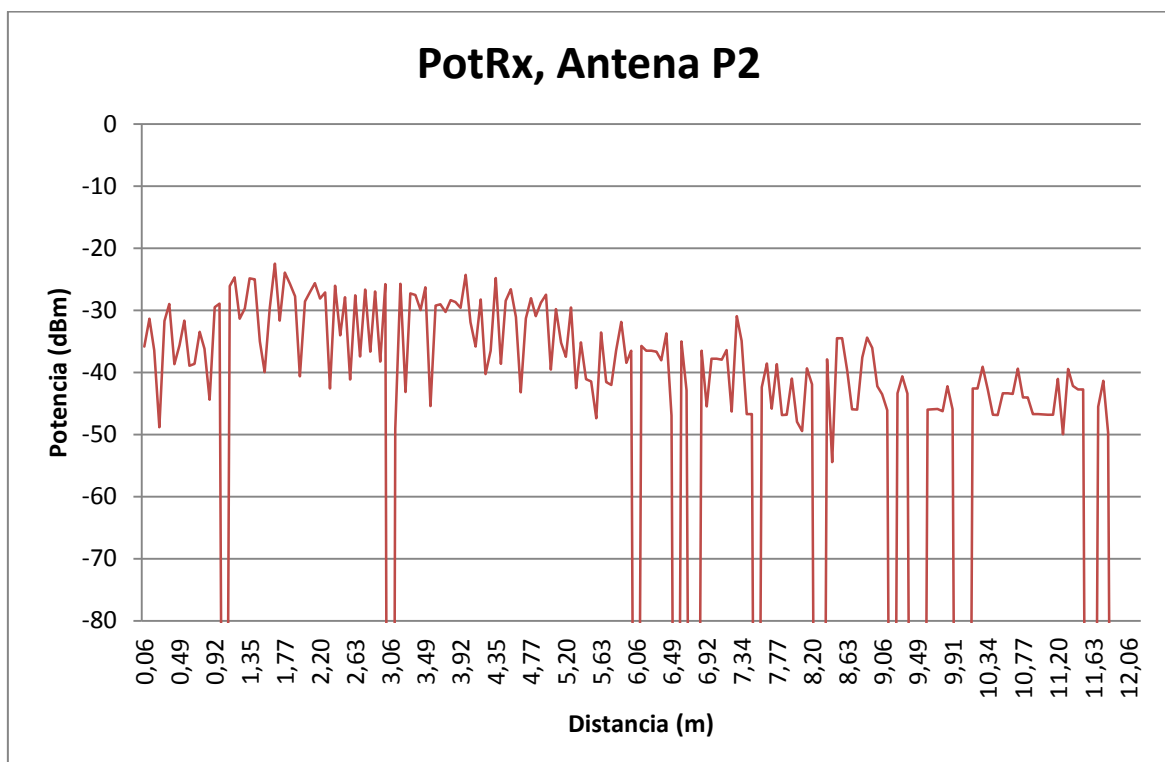


Fig.7.3. Radial de potencia referente al corte del plano XY a 1,20 metros (Altura 20) producido por el transceptor P2 de 2mW.

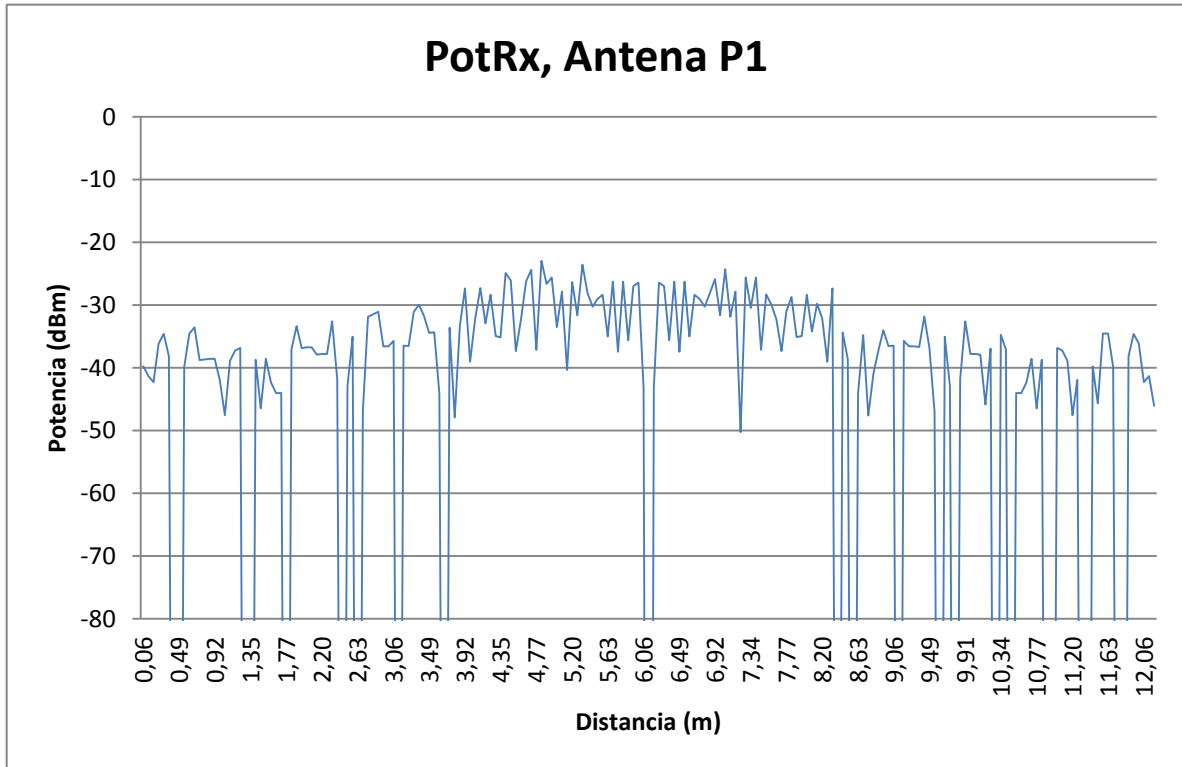


Fig.7.4. Radial de potencia referente al corte del plano XY a 1,20 metros (Altura 20) producido por el transceptor P1 de 2mW.

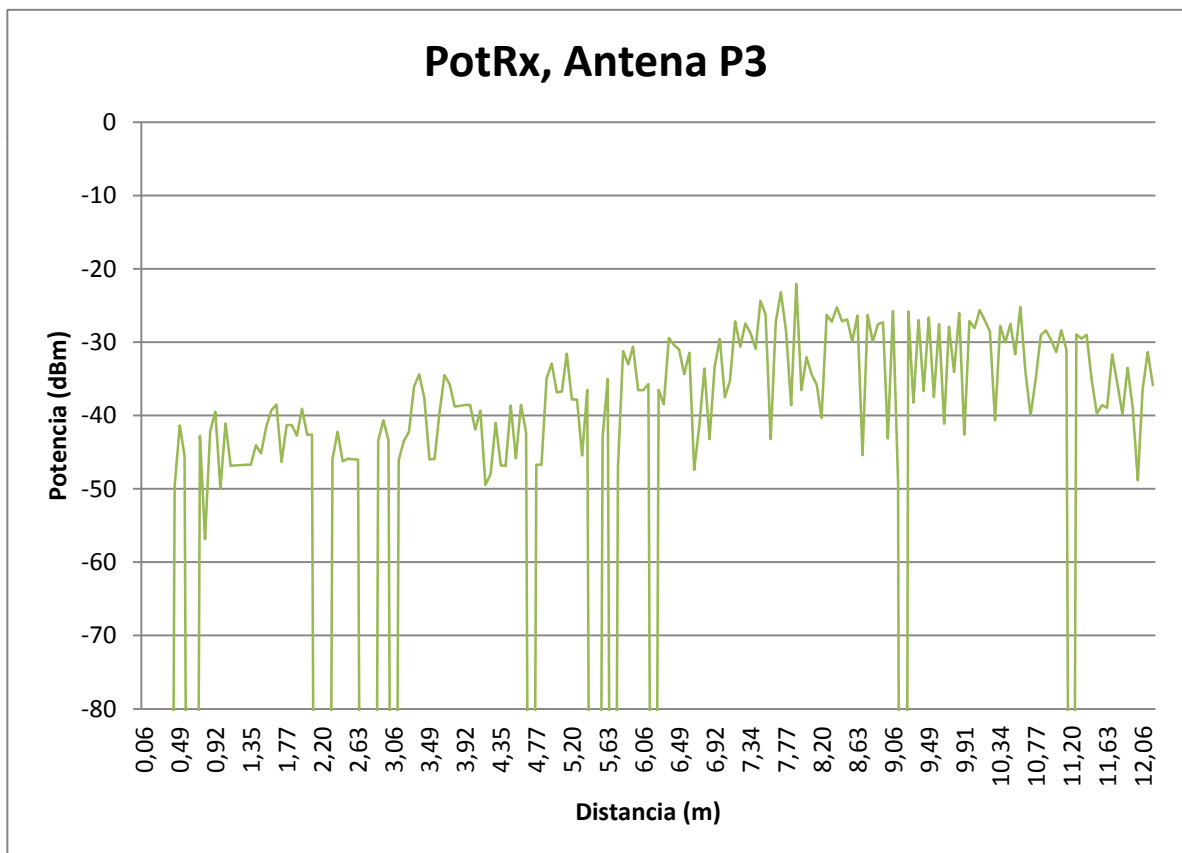


Fig.7.5. Radial de potencia referente al corte del plano XY a 1,20 metros (Altura 20) producido por el transceptor P3 de 2mW.

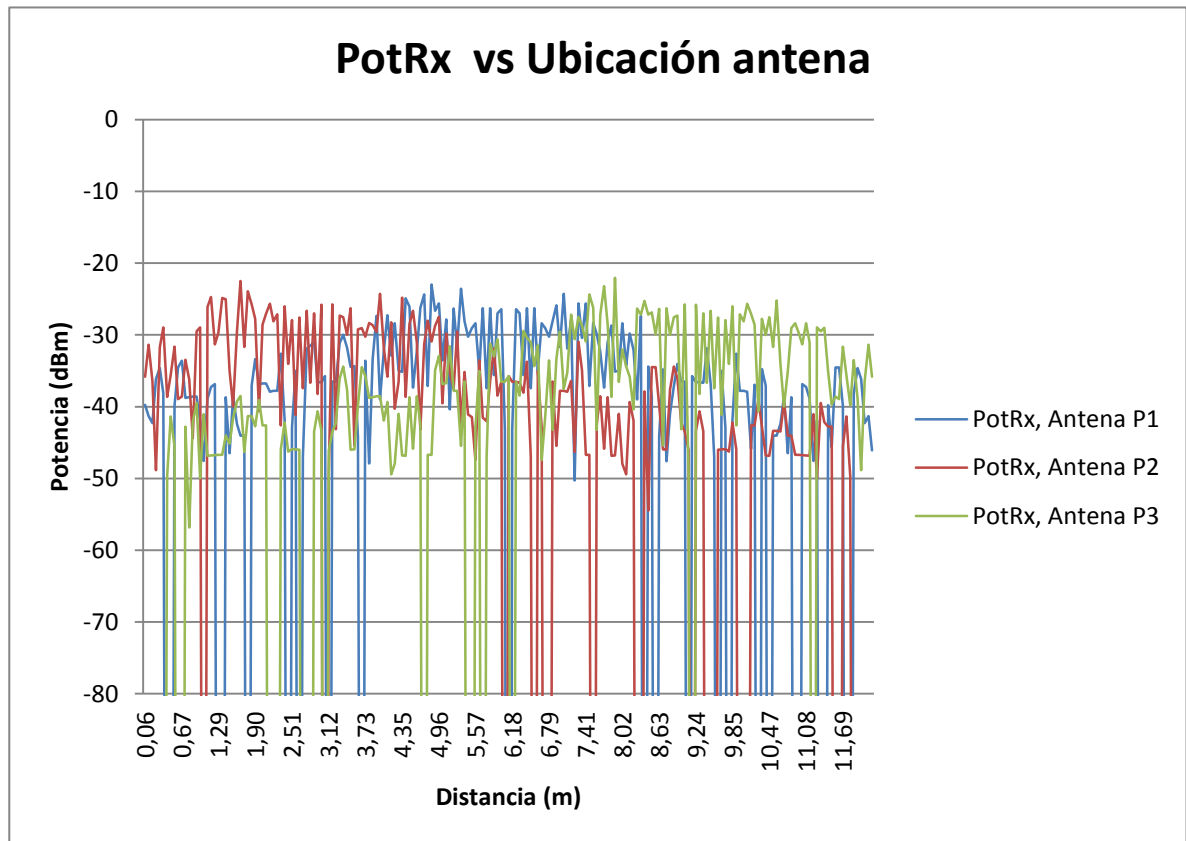


Fig.7.6. Comparativa entre las Radiales de potencia producidas por los transeceptores P1, P2, P3.

Tanto en el mapa bidimensional como en la radial de potencia referente a la simulación con la antena P1, se observa que la distribución de potencia es simétrica a ambos lados respecto de la posición de la antena, mientras que en los resultados obtenidos con las antenas P2 y P3, son opuestos entre sí, debido obviamente a la posición de ambas antenas respectivamente. Para las radiales obtenidas con las antenas P2 y P3, (Fig.7.3 y Fig.7.5 respectivamente) el nivel máximo de potencia se localiza en las inmediaciones de la antena y disminuyen progresivamente hacia los laterales del vagón opuestos a la ubicación de las antenas P2 y P3 respectivamente.

Como se ha querido mostrar, la caracterización del canal radioeléctrico permite una planificación radioeléctrica correcta del número de transeceptores que se deben utilizar y cual debe ser su ubicación para una aplicación concreta.

En este capítulo se ha visto la importancia de la ubicación del transeceptor en entornos indoor con alto índice reflexivo y como afecta este factor en la distribución de potencia en el interior de un vagón de mercancías vacío.

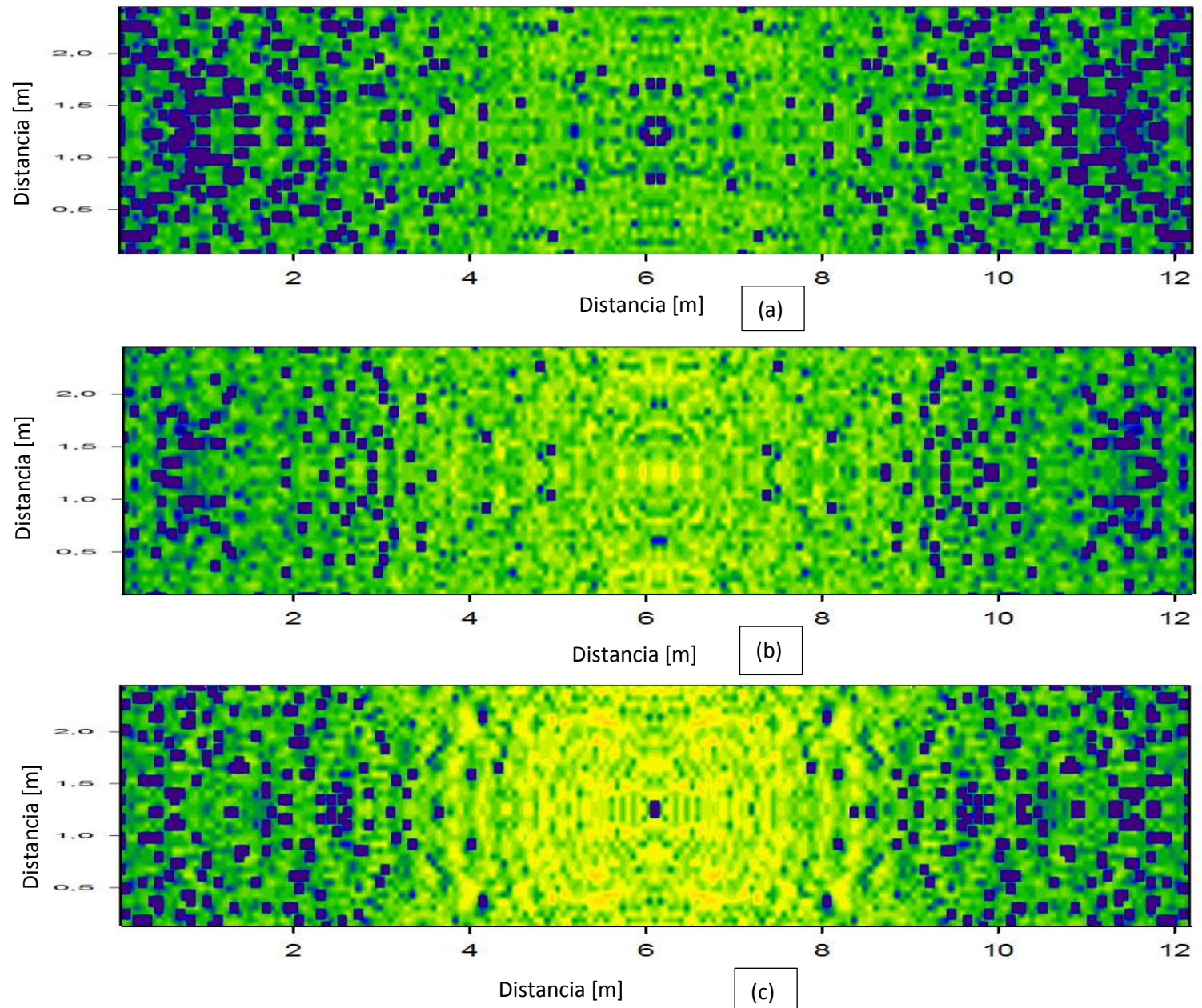
7.1.3. Nivel Potencia recibida en función de la distancia al transeptor.

Como ya se adelantó en el capítulo anterior, existe una fuerte dependencia entre el nivel de potencia recibido en un punto y la distancia del mismo a la antenna transmisora. Es decir, el nivel de potencia decrece según aumenta la distancia a la fuente, concretamente en un factor $1/d^2$ siendo d la distancia del punto evaluado a la antenna transmisora.

Para ilustrar este fenómeno, se han obtenido mapas bidimensionales y radiales de potencia para las cinco alturas de interés en las que se ha dividido el vagón, como se ilustró en la Fig.7.1.

Los resultados obtenidos han sido los siguientes.

7.1.3.1. Mapas bidimensionales de potencia a 900 MHz



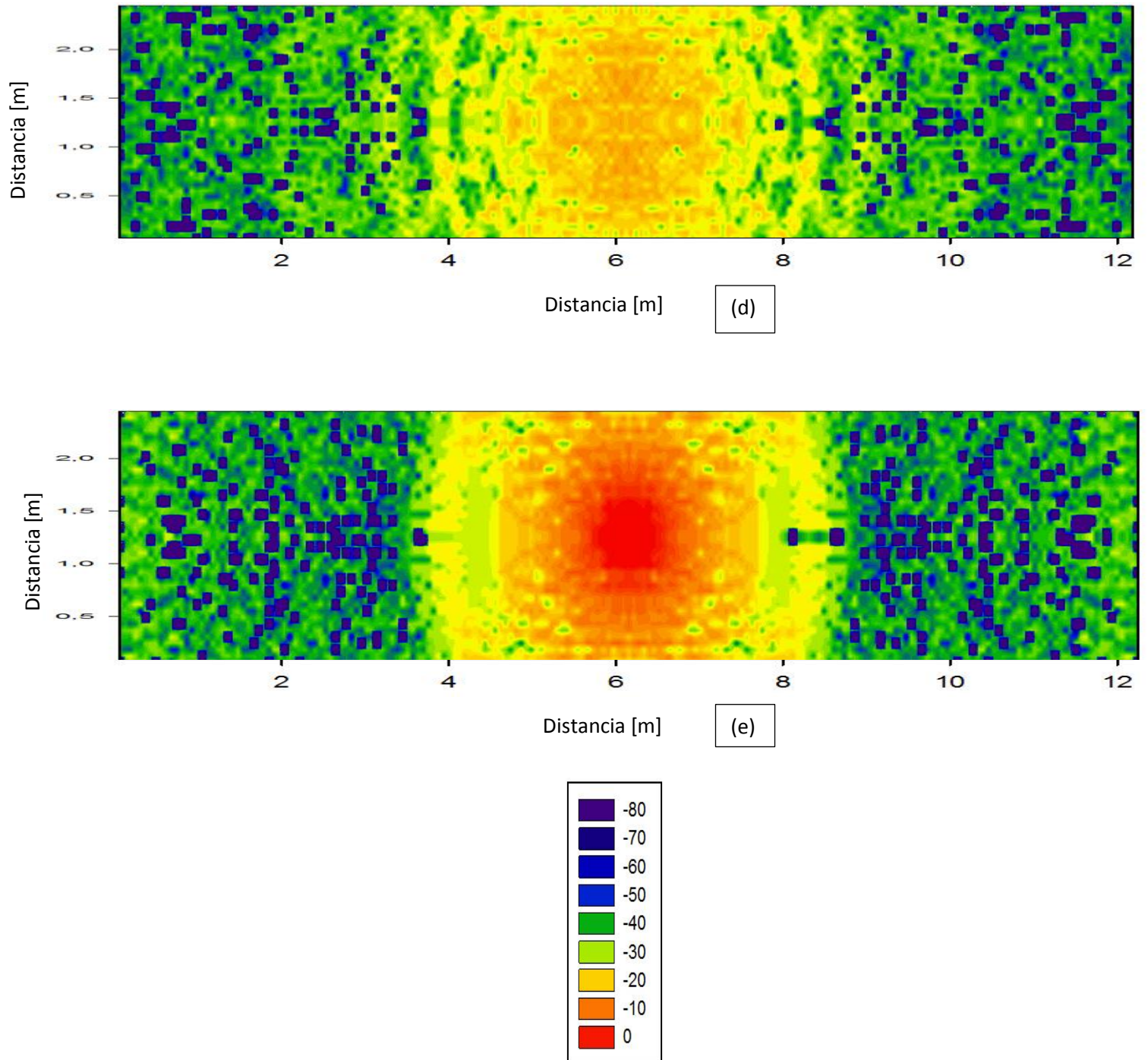


Fig.7.7. Mapas bidimensionales de potencia creados por el transceptor P1 de 2mW de potencia para distintos cortes del plano XY: (a) 0 metros, (b) 0.6 metros, (c) 1.2 metros, (d) 1.8 metros, (e) 2.4 metros.

A la vista de los resultados se observa perfectamente la dependencia del nivel de potencia en función de la distancia a la antena. Siguiendo el orden de los resultados expuestos, la Fig.7.7(a) corresponde con el plano mas alejado de la antena y la Fig.7.7(e) el plano donde está ubicada la antena, el nivel de potencia aumenta progresivamente plano a plano.

Este aumento del nivel de potencia se percibe claramente en las inmediaciones de la antena, mientras que en zonas cercanas a los laterales del vagón no se obtienen aumentos significativos del nivel de potencia.

7.1.3.2. Radiales de Potencia a 900MHz

Como se hizo en apartados anteriores, otra forma de ver como se distribuye la potencia en el interior del escenario simulado es por medio de radiales de potencia.

Se presentaran las radiales de potencia correspondientes a las cinco alturas de interés y posteriormente una grafica comparativa de todas ellas, donde se comprobará lo que se ha comentado en el apartado anterior.

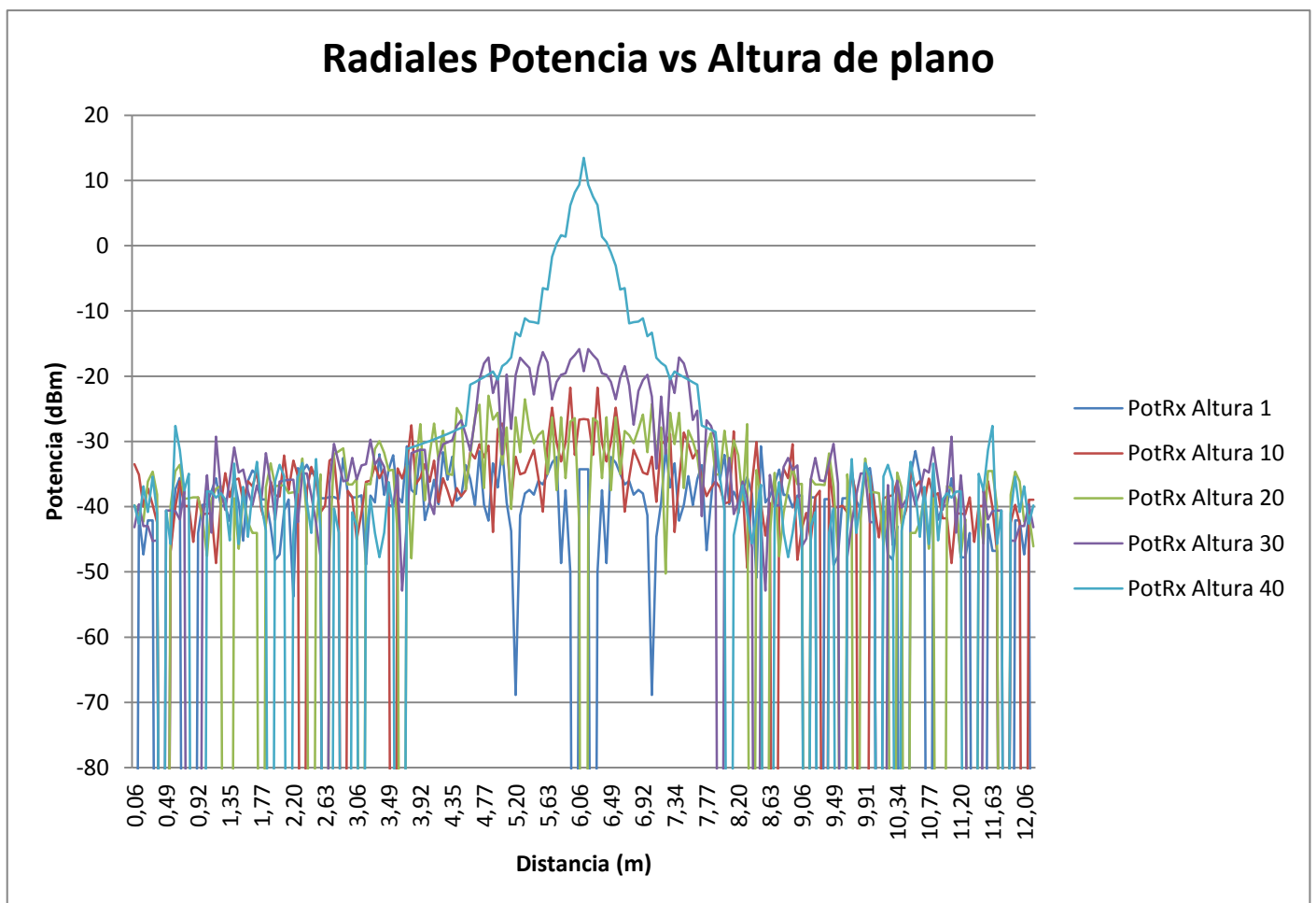


Fig.7.8. Comparativa entre las Radiales de potencia producidas por el transceptor P1 de 2 mW de potencia a las alturas indicadas.

También se han obtenido los mapas bidimensionales y radiales de potencia para las otras dos ubicaciones de antenas, P2 y P3. Estos resultados pueden consultarse en el Anexo.

7.1.3.3. Perfil de Retardo Potencia

Una de las características que presenta el entorno de los vagones es que se trata de espacios metálicos, por lo que implica la presencia de componentes multitrayectos relevantes, lo que dificulta la labor de planificación radioeléctrica de los sistemas que se han de implantar en el interior de los vagones para poder llevar a cabo las tareas de detección.

Para explicar los efectos de la propagación multitrayecto, con el fin de poder analizar el cambio en el comportamiento de dichas componentes, se ha estimado mediante lanzamiento de rayos 3D el valor de perfil retardo potencia para el caso de vagón vacío y se han obtenido Perfiles de Retardo Potencia (PDP, Power Delay Profile) para los siguientes puntos:

- Punto 1, situado en el plano Altura 1 (0 metros) con coordenadas:
 $X = 9.12$ metros
 $Y = 1.53$ metros
 $Z = 0$ metros.
- Punto 2, situado en el plano Altura 10 (0,6 metros) con coordenadas:
 $X = 9.12$ metros
 $Y = 1.53$ metros
 $Z = 0.6$ metros.
- Punto 3, situado en el plano Altura 20 (1,2 metros) con coordenadas:
 $X = 9.12$ metros
 $Y = 1.53$ metros
 $Z = 1.2$ metros.
- Punto 4, situado en el plano Altura 30 (1,8 metros) con coordenadas:
 $X = 9.12$ metros
 $Y = 1.53$ metros
 $Z = 1.8$ metros.
- Punto 5, situado en el plano Altura 40 (2,4 metros) con coordenadas:
 $X = 9.12$ metros
 $Y = 1.53$ metros
 $Z = 2.4$ metros.

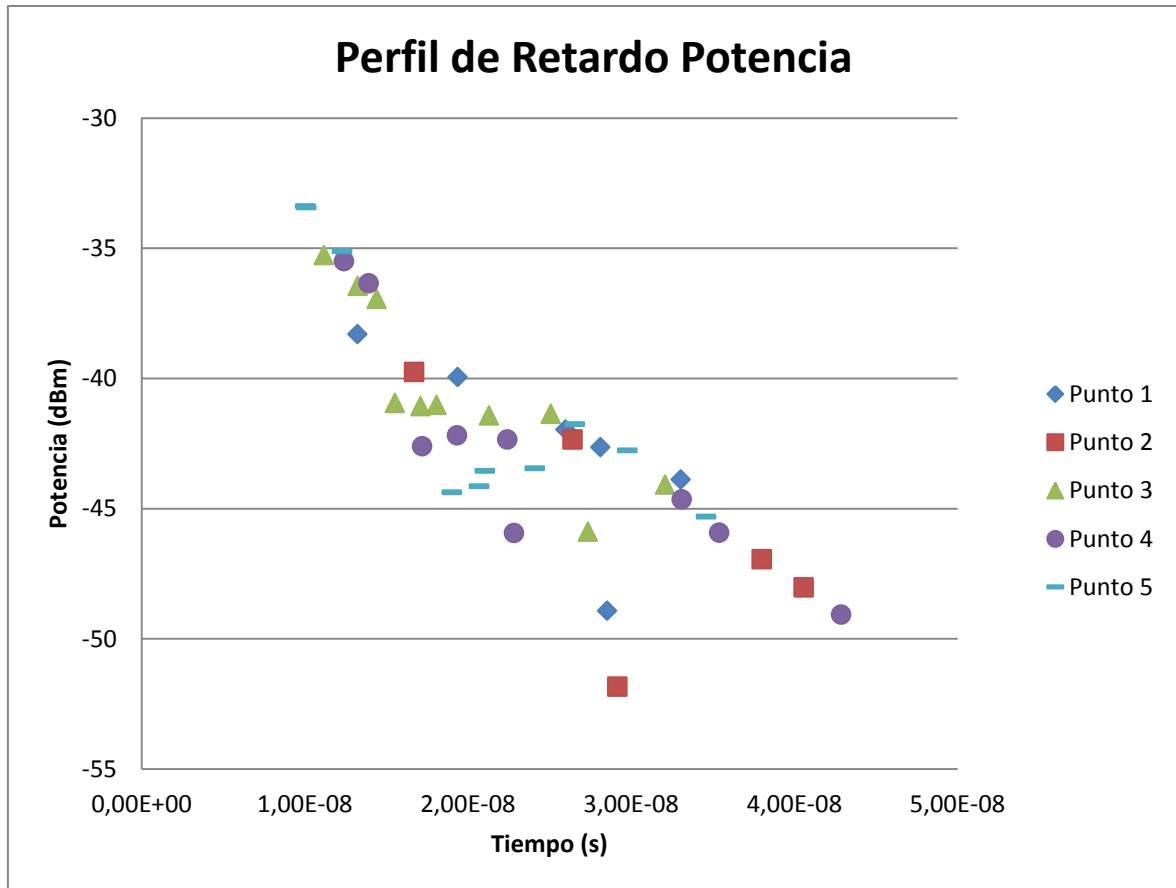


Fig.7.9. Perfil de Retardo Potencia para el transceptor P1 de 2mW de potencia para los puntos determinados anteriormente.

Como se puede apreciar en la Fig.7.9 para cada punto evaluado pueden llegar mayor o menor número de componentes multitrayecto, la potencia con la que estos llegan se ve disminuida con forme al incremento del tiempo con el que llegan al punto en cuestión.

7.1.4. Nivel de potencia recibida en función de la frecuencia de trabajo

Otro factor que hay que tener en cuenta para caracterizar el canal radioeléctrico en el interior de un vagón de mercancías vacío, es la frecuencia en la que se quiere trabajar.

Teniendo en cuenta las tecnologías descritas en el Capítulo V, se ha decidido realizar simulaciones tanto a 900Mhz como a 2,4GHz para analizar como afecta la banda frecuencial en la que se trabaje a la potencia recibida en el escenario de simulación.

Tanto para la simulación a 900MHz como 2,4GHz, los parámetros de simulación han sido los siguientes:

- Vagón dividido en cuboides de 6cm
- La antena omnidireccional con polarización lineal vertical y 1.7dB de ganancia

- Potencia de transmisión 2mW.
- Incremento del lanzamiento de rayos de la antena: incremento de ϕ y θ de $\pi/90$.
- Número de rebotes = 5.

7.1.4.1. Mapas bidimensionales de potencia 900 MHz y 2.4 GHz

Para ver con claridad las diferencias en los mapas de potencia para las dos frecuencias de simulación, se presentarán por alturas los mapas bidimensionales obtenidos para ambas frecuencias.

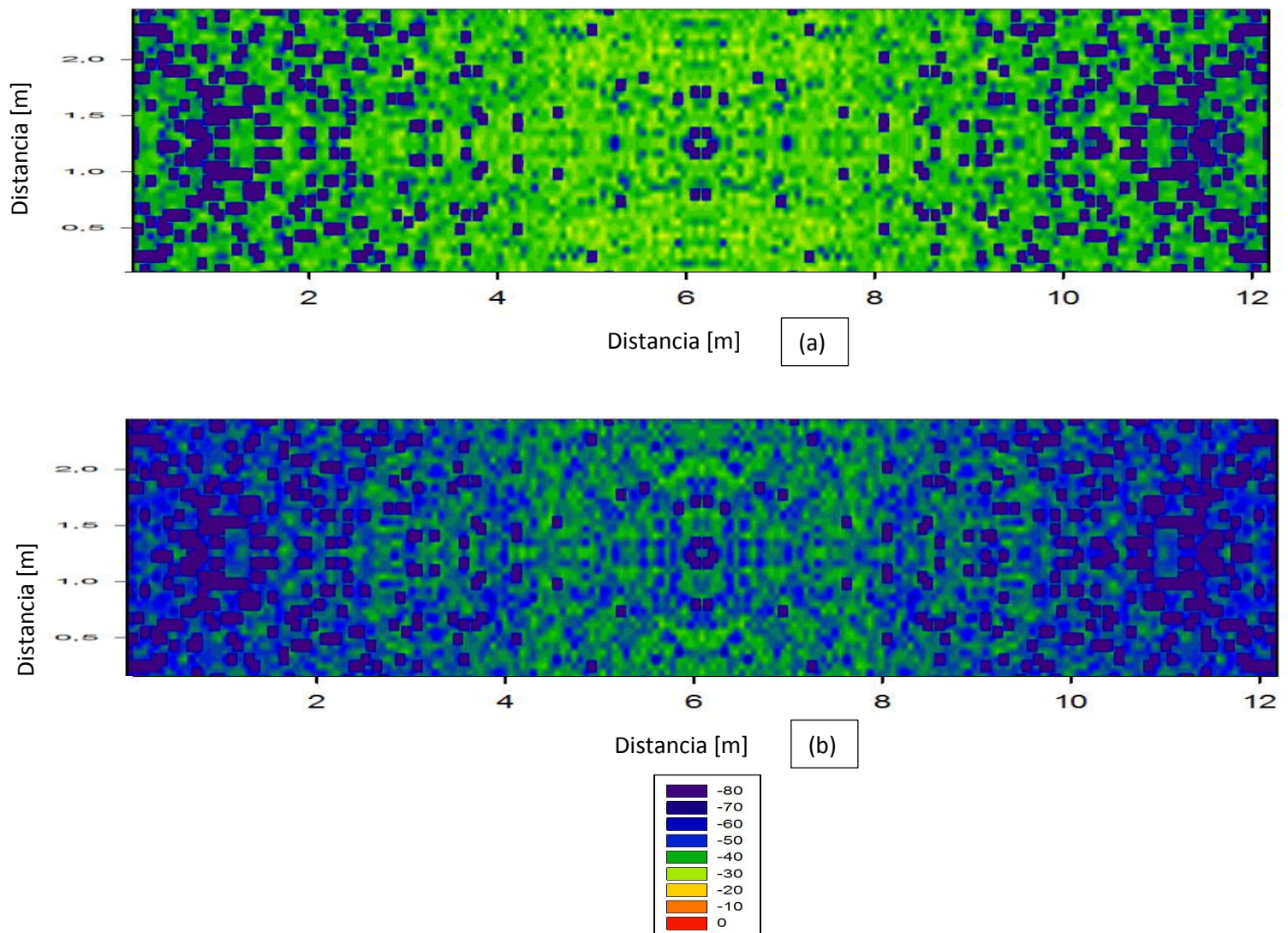


Fig.7.10. Cortes en el plano XY a 0 metros (Altura 1) creados por el transceptor P1 de 2mW de potencia para diferentes bandas de frecuencia: (a) 900MHz, (b) 2.4GHz

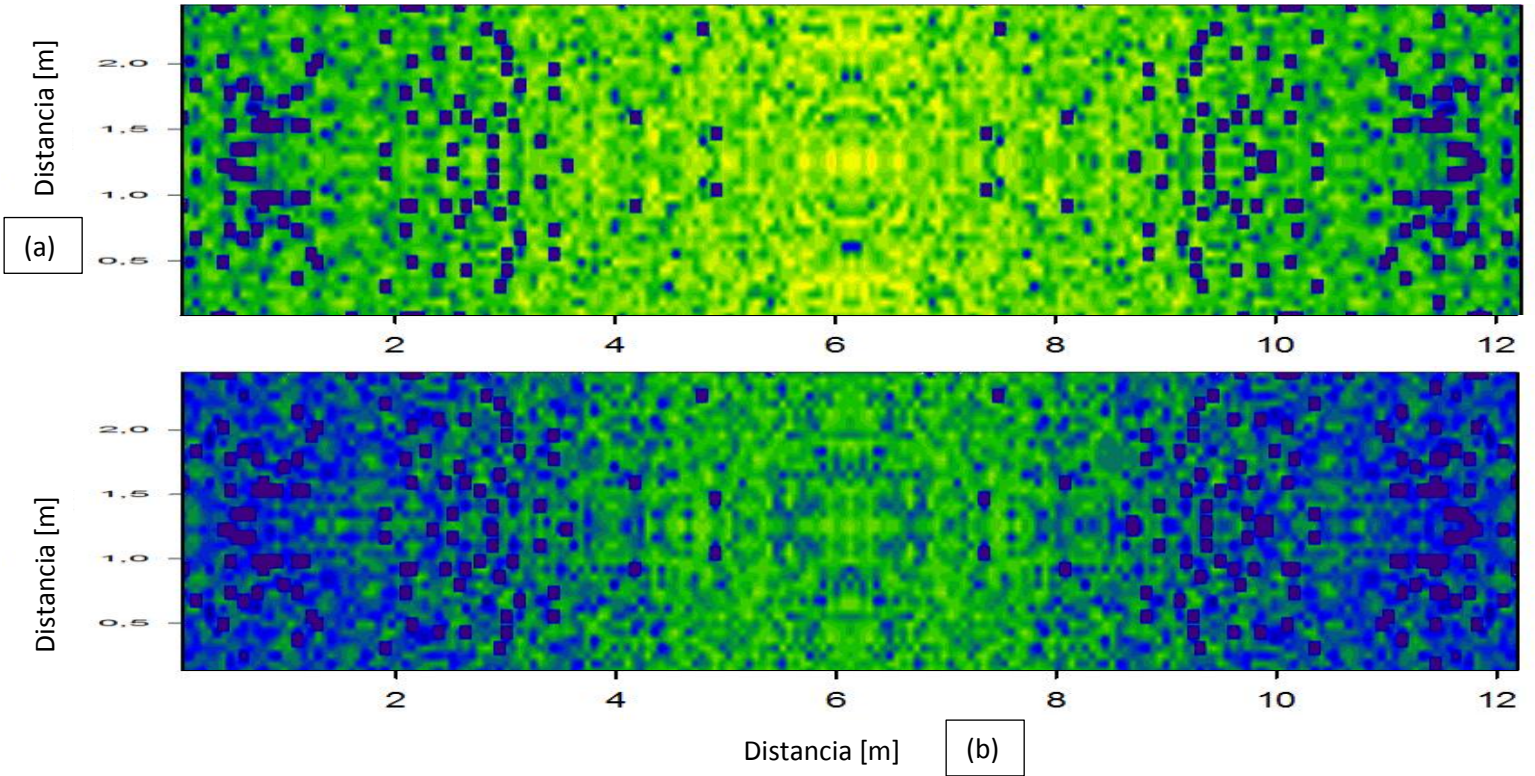


Fig.7.11. Cortes en el plano XY a 0,6 metros (Altura 10) creados por el tranceptor P1 de 2mW de potencia para diferentes bandas de frecuencia: (a) 900MHz, (b) 2.4GHz.

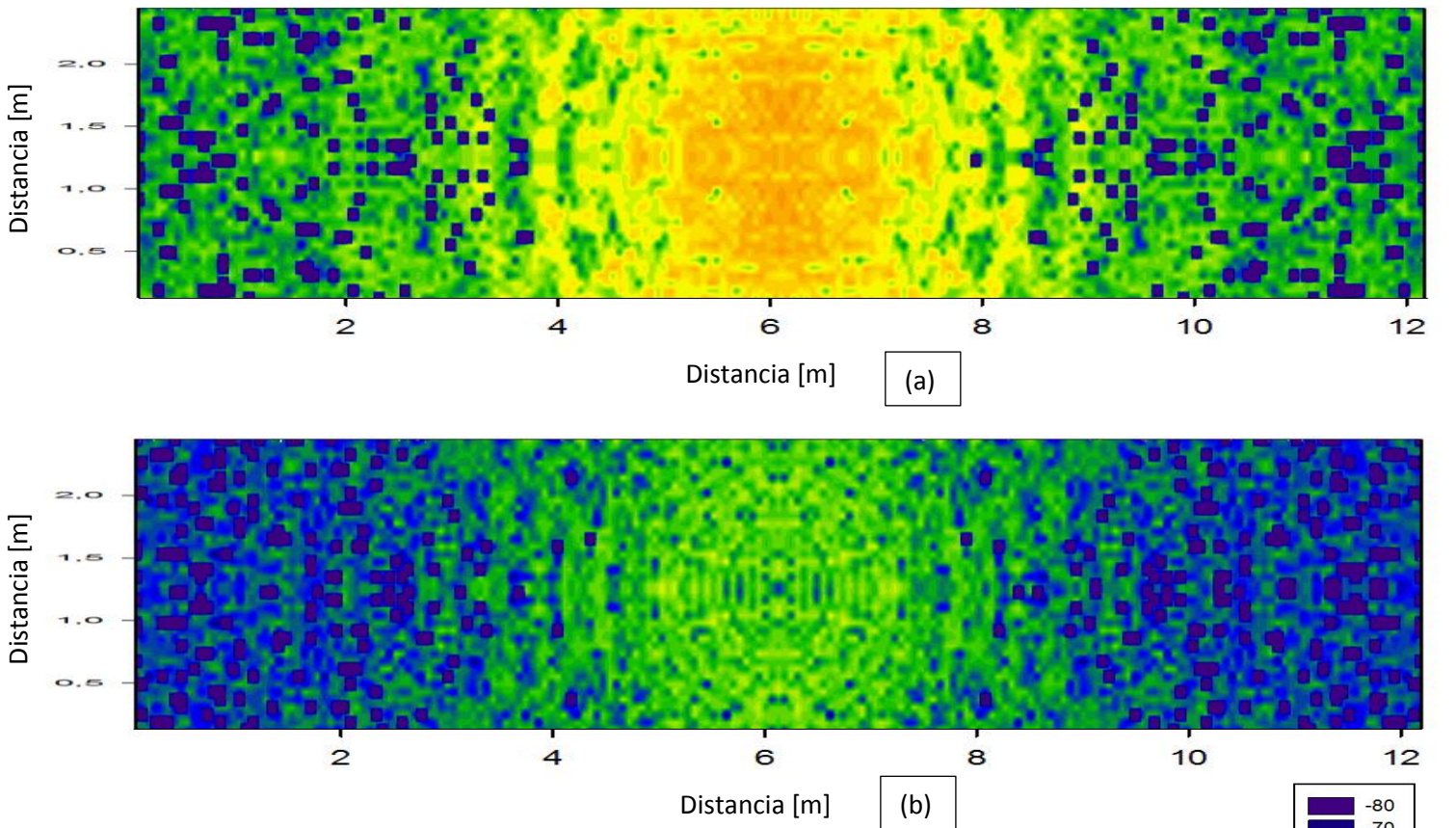


Fig.7.12. Cortes en el plano XY a 0,6 metros (Altura 20) creados por el tranceptor P1 de 2mW de potencia para diferentes bandas de frecuencia: (a) 900MHz, (b) 2.4GHz.

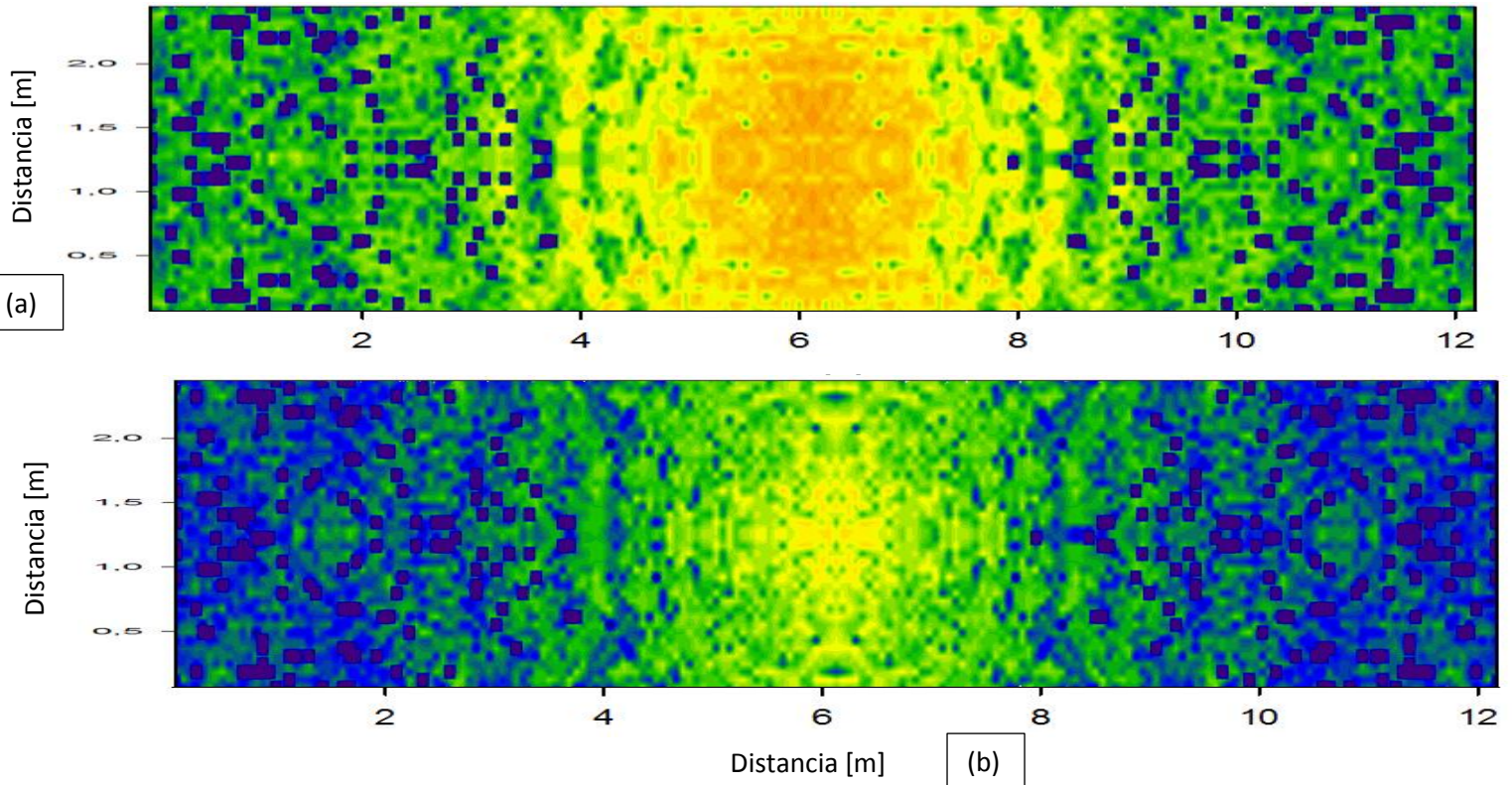


Fig.7.13. Cortes en el plano XY a 1,8 metros (Altura 30) creados por el transceptor P1 de 2mW de potencia para diferentes bandas de frecuencia: (a) 900MHz, (b) 2.4GHz.

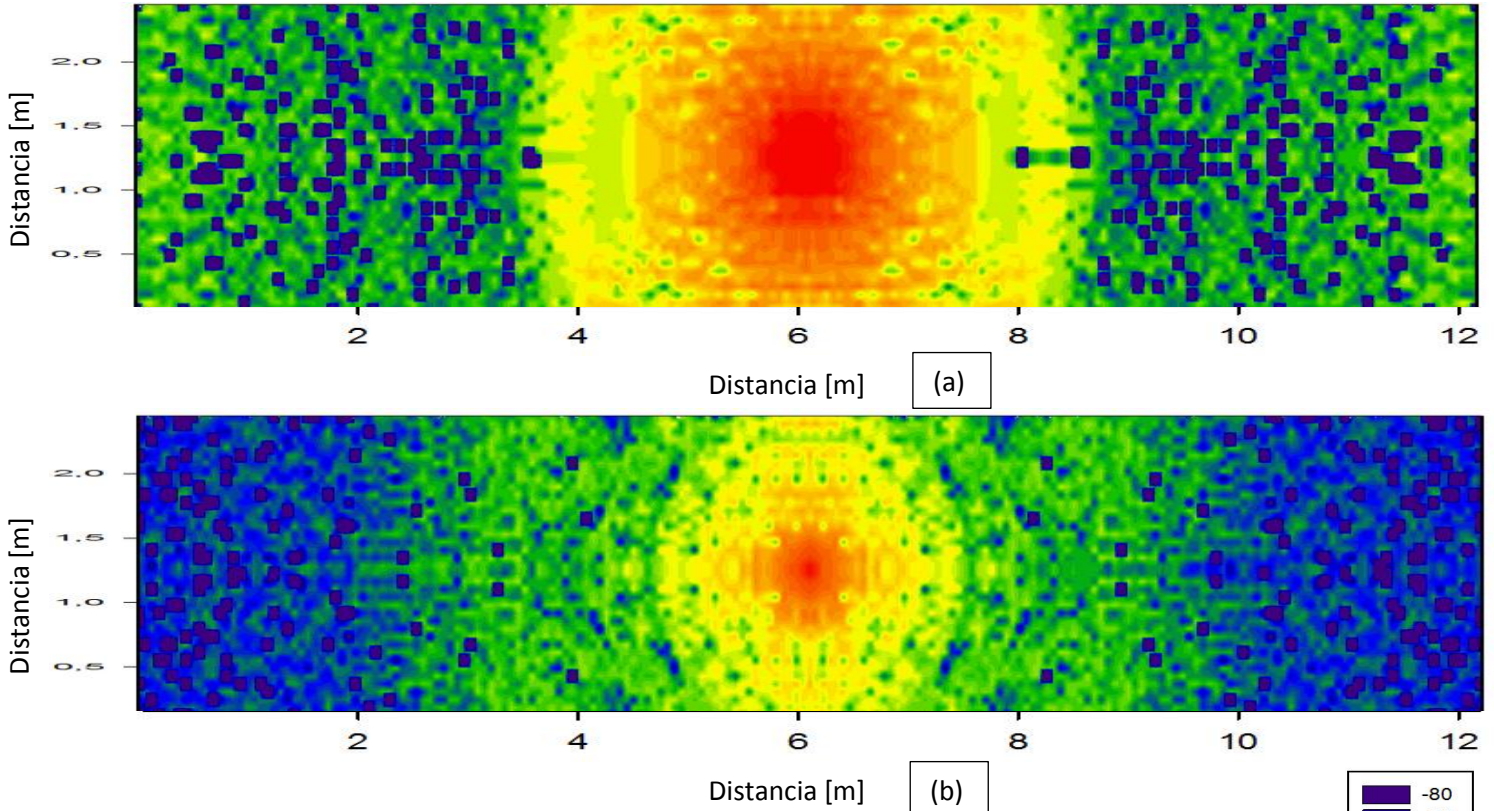


Fig.7.14. Cortes en el plano XY a 2,4 metros (Altura 40 / plano antena) creados por el transceptor P1 de 2mW de potencia para diferentes bandas de frecuencia: (a) 900MHz, (b) 2.4GHz.

Como se puede comprobar, el nivel de potencia recibida en la banda de 2.4GHz es significativamente menor que en la banda de 900MHz en todas las alturas anteriormente representadas.

Esto es debido a que, a mayor frecuencia de transmisión, mayores son las pérdidas por atenuación. Traducido en los mapas bidimensionales a 2,4GHz, la disminución del nivel de potencia recibido es más agresiva que en el caso de 900 MHz en función de la distancia a la antena, debido a que las pérdidas por atenuación aumentan según aumenta la frecuencia utilizada.

7.1.4.2. Radiales de Potencia 900 MHz y 2.4GHz

Como en otros apartados, otra manera de visualizar estos cambios del nivel de potencia recibida en el interior del vagón de mercancías vacío es por medio de radiales de potencia.

Siguiendo el esquema en el apartado anterior con los mapas bidimensionales de potencia, se presentaran las radiales comparativas de los niveles de potencia obtenidos en ambas bandas de frecuencia para las alturas de interés.

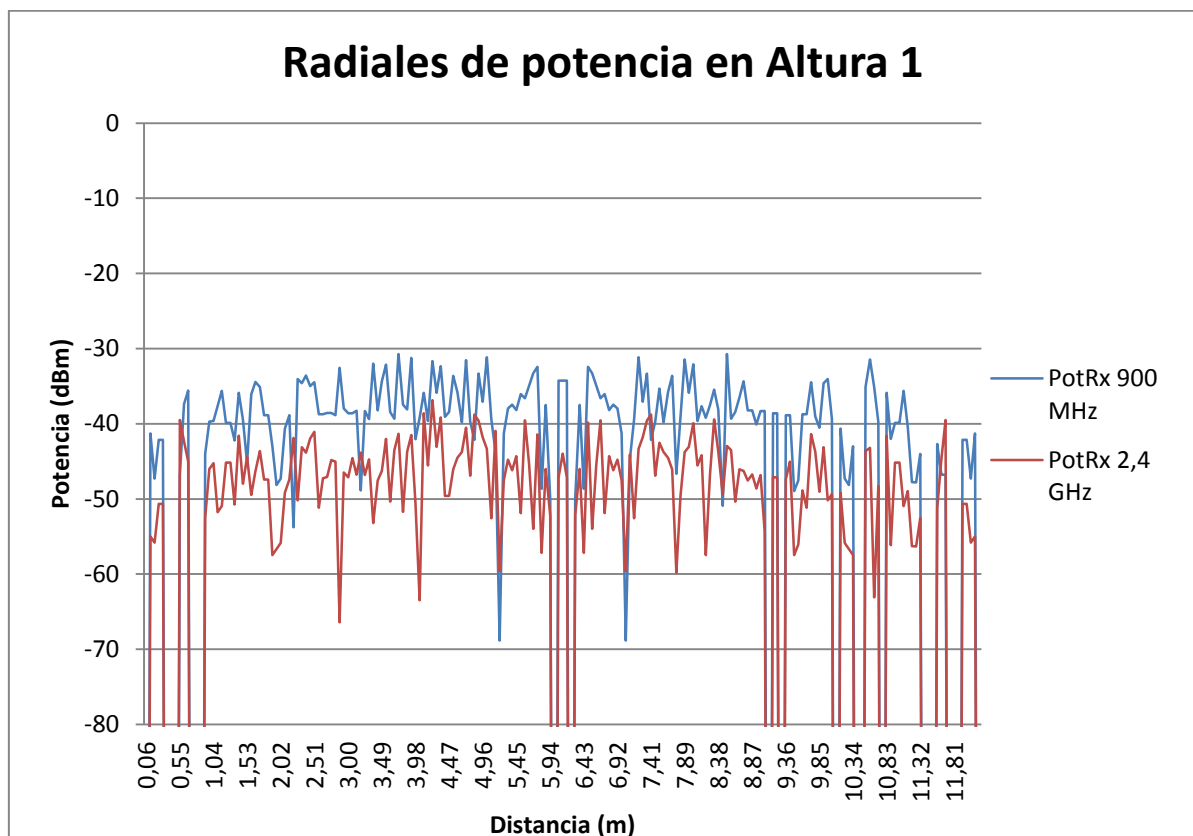


Fig.7.15. Comparativa entre las Radiales de potencia producidas por el transceptor P1 de 2 mW de potencia en la Altura 1 con las dos frecuencias utilizadas.

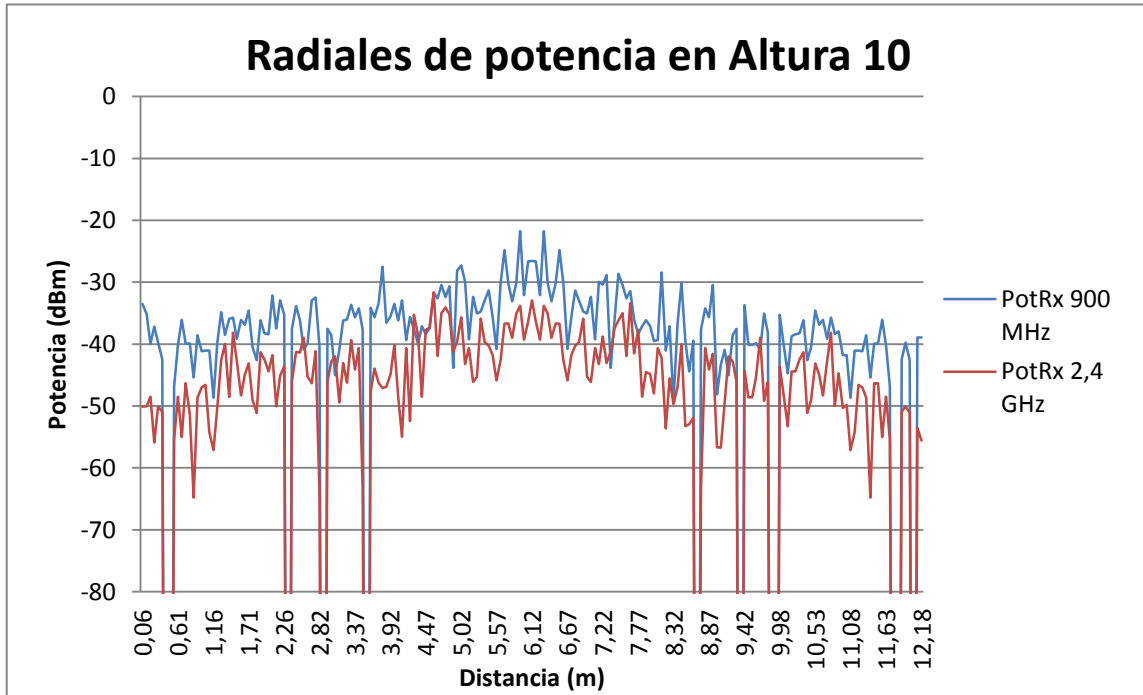


Fig.7.16. Comparativa entre las Radiales de potencia producidas por el transceptor P1 de 2 mW de potencia en la Altura 10 con las dos frecuencias utilizadas.

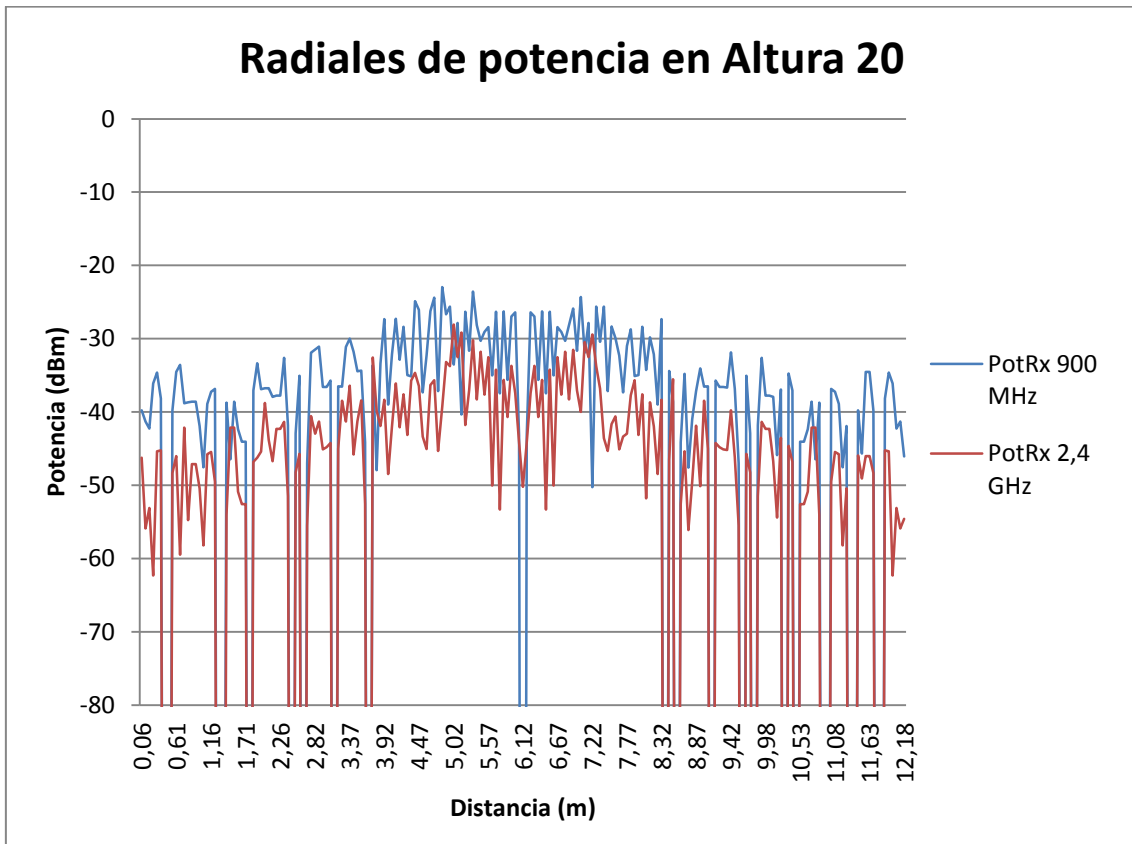


Fig.7.17. Comparativa entre las Radiales de potencia producidas por el transceptor P1 de 2 mW de potencia en la Altura 20 con las dos frecuencias utilizadas.

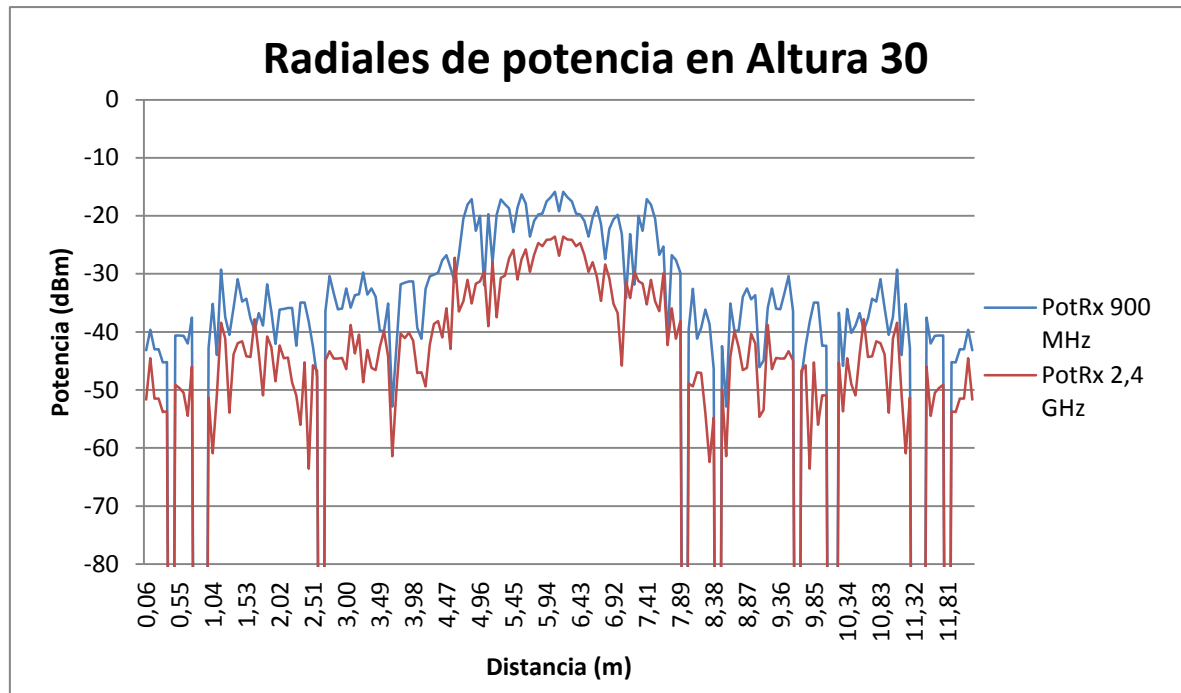


Fig.7.18. Comparativa entre las Radiales de potencia producidas por el transceptor P1 de 2 mW de potencia en la Altura 30 con las dos frecuencias utilizadas.

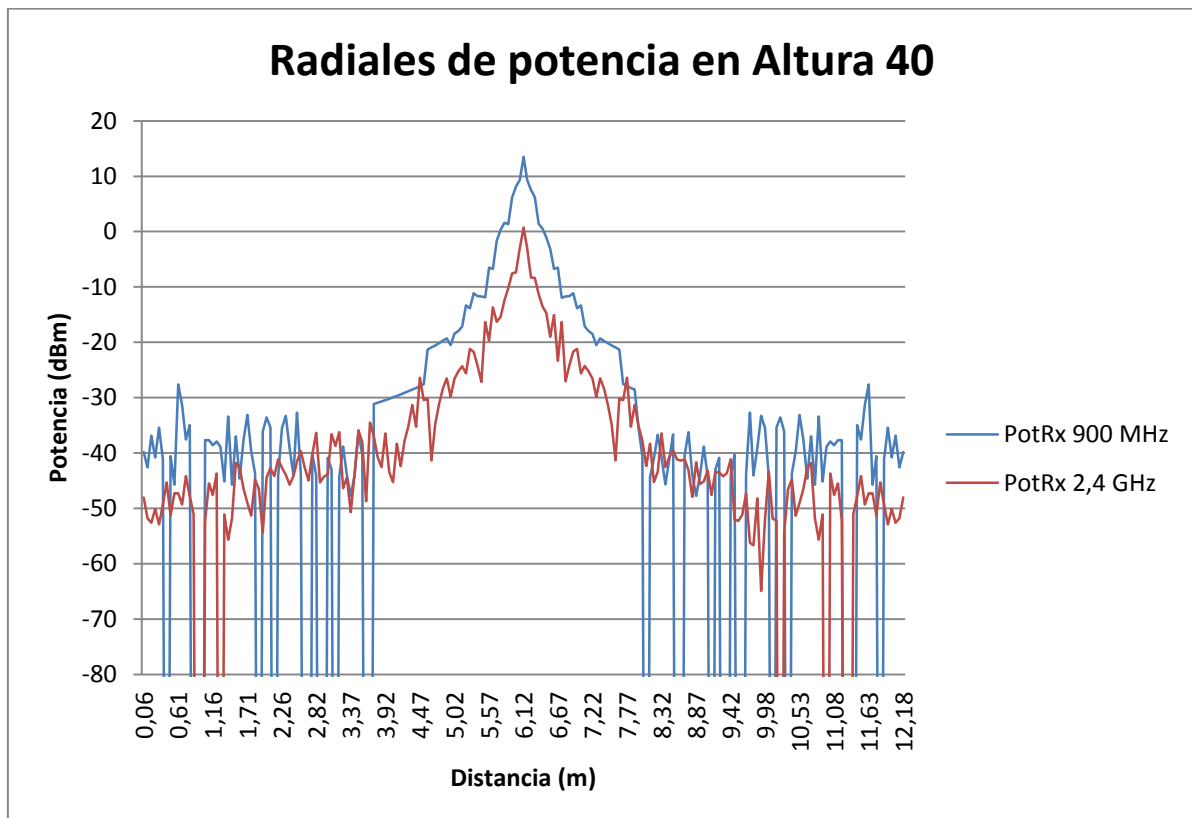


Fig.7.19. Comparativa entre las Radiales de potencia producidas por el transceptor P1 de 2 mW de potencia en la Altura 40 con las dos frecuencias utilizadas.

A la vista de los resultados presentados y como queríamos comprobar, el nivel de potencia para la banda de 900MHz es superior al nivel de potencia recibida en la banda de 2.4GHz para todas las alturas evaluadas.

En todas las radiales de potencia, como en casos anteriores, se aprecian los efectos producidos por las componentes multitrayecto.

Se pueden comprobar estos efectos observando que las curvas representadas tanto en 900MHz como en 2.4GHz presentan grandes variaciones de potencia en todo su rango. Recordemos que el escenario está constituido completamente por metal, por lo que posee un alto índice reflexivo.

7.1.4.3. Perfil de Retardo Potencia

Otra manera de comprobar que el nivel de potencia recibido en la banda de 2.4GHz es inferior al nivel de potencia recibido en la banda de 900MHz es comparar en un punto concreto de una altura determinada el Perfil de Retardo Potencia para ambas frecuencias.

El punto elegido ha sido el siguiente:

$$X = 2.26 \text{ metros}$$

$$Y = 0.24 \text{ metros}$$

$$Z = 1.8 \text{ metros}$$

Este punto esta situado en la Altura 30 (1.8 metros).

Tanto el punto elegido como el plano elegido han sido de forma aleatoria y no tienen incidencia en los resultados obtenidos en el espacio radioeléctrico.

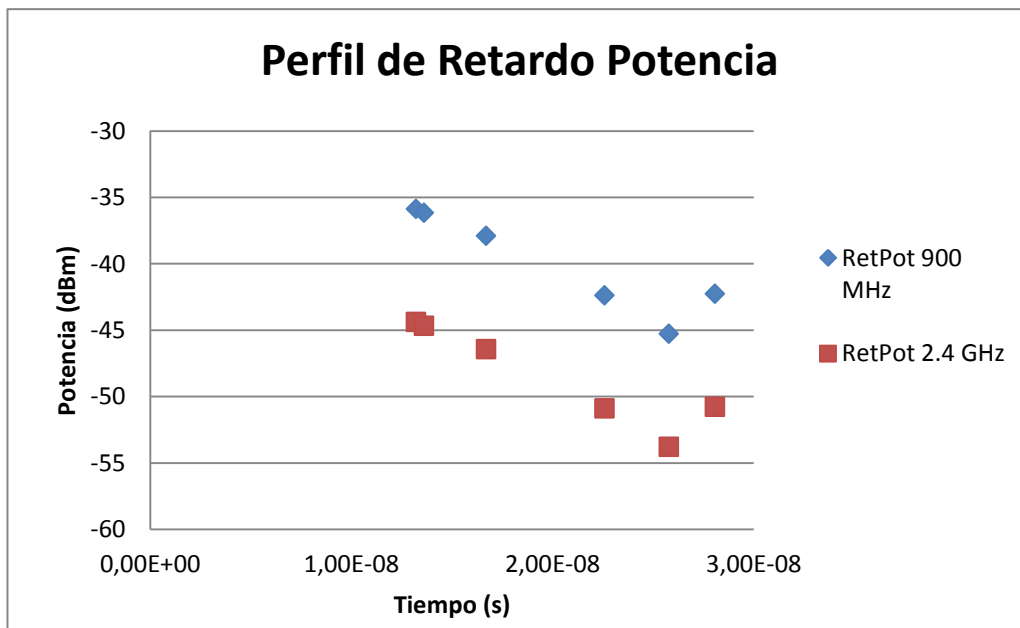


Fig.7.20. Perfil de Retardo Potencia para el transceptor P1 de 2mW de potencia de un mismo punto para ambas bandas frecuenciales.

El perfil de retardo potencia da información sobre el número de rayos que llegan a un punto, con que nivel de potencia lo hacen y en que instante de tiempo.

A la vista de los resultados, se puede afirmar que tanto el número de rayos que llegan al punto como el instante de tiempo en que lo hacen es igual para cualquiera de las dos bandas de frecuencia evaluadas.

Lo que determina que el nivel de potencia recibida en la banda de 900 MHz es superior respecto del nivel de potencia recibida en la banda de 2.4GHz es precisamente el nivel de potencia de las componentes multitrayecto que llegan al punto evaluado. Siendo éste obviamente mayor en las componentes multitrayecto producidas al simular en la banda de 90MHz.

Se concluye así el apartado 7.1.4, donde se ha tratado de ilustrar como afecta la elección de la frecuencia de trabajo en los niveles de potencia recibidos en el interior de un vagón de mercancías vacío. Para afirmar tal cuestión, se han presentado mapas bidimensionales de potencia en diferentes alturas para cada frecuencia evaluada. A parte de estos mapas bidimensionales de potencia se han sumando radiales y perfiles de retardo potencia en ambas frecuencias para reforzar lo que se quería demostrar.

Conocer esta diferencia del nivel de potencia con respecto a la frecuencia de trabajo utilizada, puede ser de gran ayuda a la hora de caracterizar el canal radioeléctrico del vagón de mercancías para una aplicación en concreto. Esto ayudará a realizar una correcta planificación radioeléctrica en cuanto a decidir en qué frecuencia conviene trabajar para que la futura aplicación funcione satisfactoriamente.

7.2. Vagón de mercancías en estado de máxima ocupación.

7.2.1. Descripción del escenario de simulación

Para comprobar que la respuesta del canal radioeléctrico interior del vagón depende directamente de la morfología del mismo, se ha considerado el caso de un contenedor de mercancías en un estado de máxima ocupación.

Como ocurrió en el caso del Vagón de mercancías vacío descrito en el apartado 7.1, se ha diseñado un escenario sencillo con forma de paralelepípedo rectangular y se ha llenado el contenedor de cajas, emulando un contenedor para el transporte de mercancías en estado de máxima ocupación [3].

El análisis radioeléctrico se realiza mediante el empleo de un algoritmo de lanzamiento de rayos 3D [4], implementado en *Matlab* y que tiene en cuenta los procesos de reflexión, refracción y difracción de primer orden, así como los parámetros de los materiales que componen el escenario en términos de su constante dieléctrica y tangente de pérdidas.

Las dimensiones de este escenario son iguales al escenario tratado en el apartado 6.2, se recuerda que las dimensiones son las siguientes:

X = 12.16 metros

Y = 2.44 metros

Z = 2.6 metros.

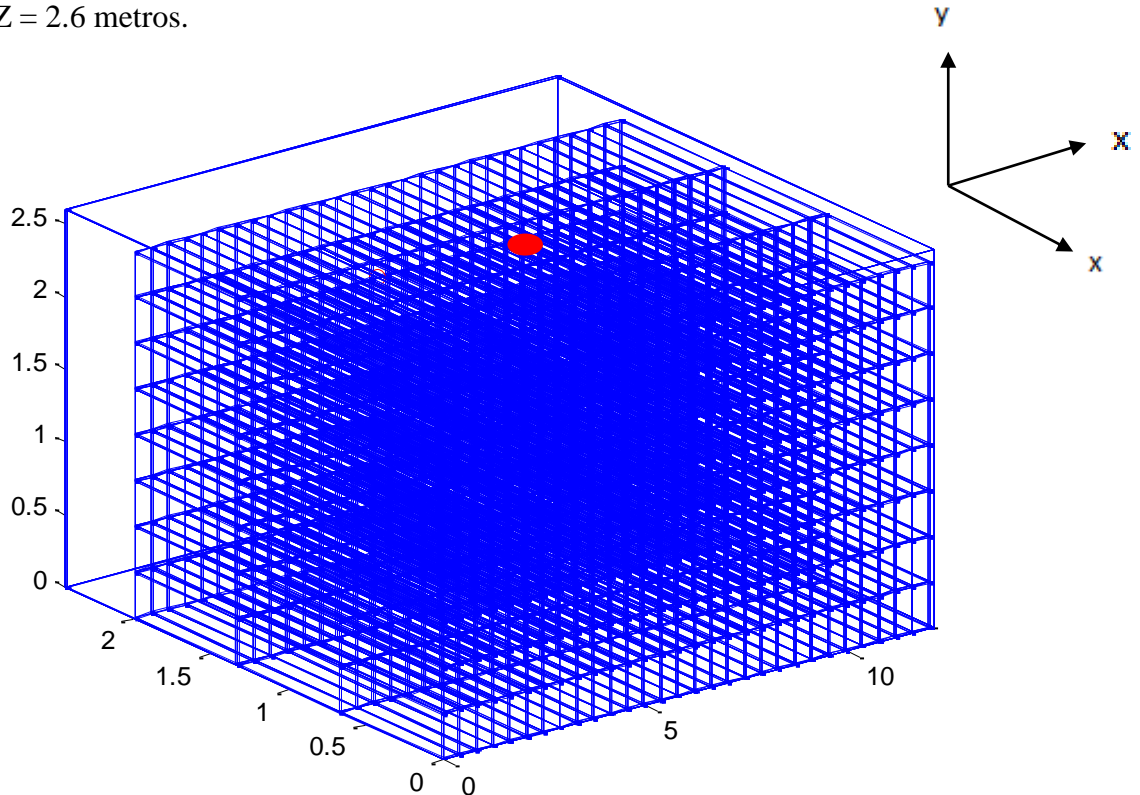


Fig.7.21. Escenario de medida y su representación para los cálculos mediante lanzamiento de rayos 3D para el vagón en estado de máxima ocupación. El círculo denota la ubicación de la antena empleada en las pruebas.

Tal y como se ha comentado anteriormente el objetivo de esta parte del proyecto es comprobar que la respuesta del canal radioeléctrico interior del vagón depende directamente de la morfología del mismo, se ha considerado el caso de un contenedor de mercancías en un estado de máxima ocupación.

Para llevar a cabo el objetivo, se ha simulado el escenario presentado anteriormente con los siguientes parámetros de simulación:

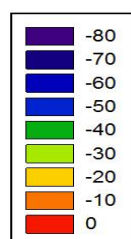
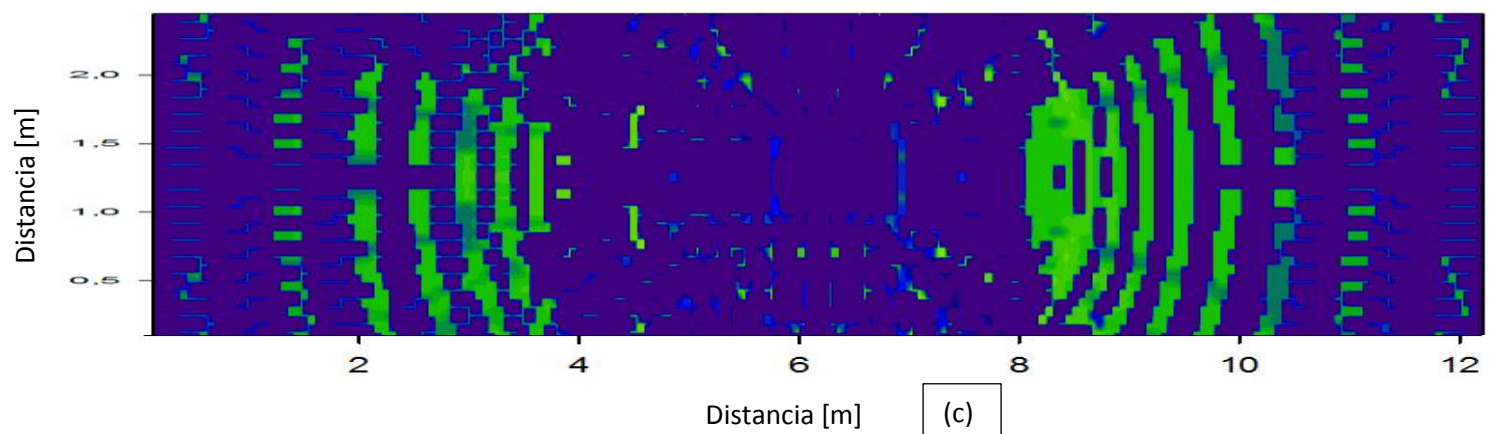
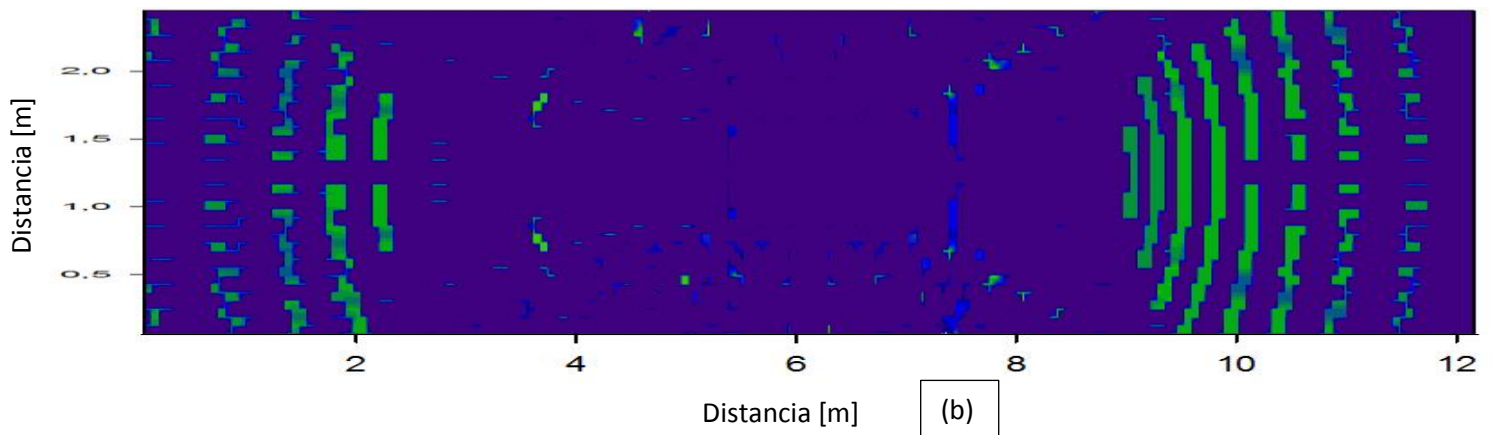
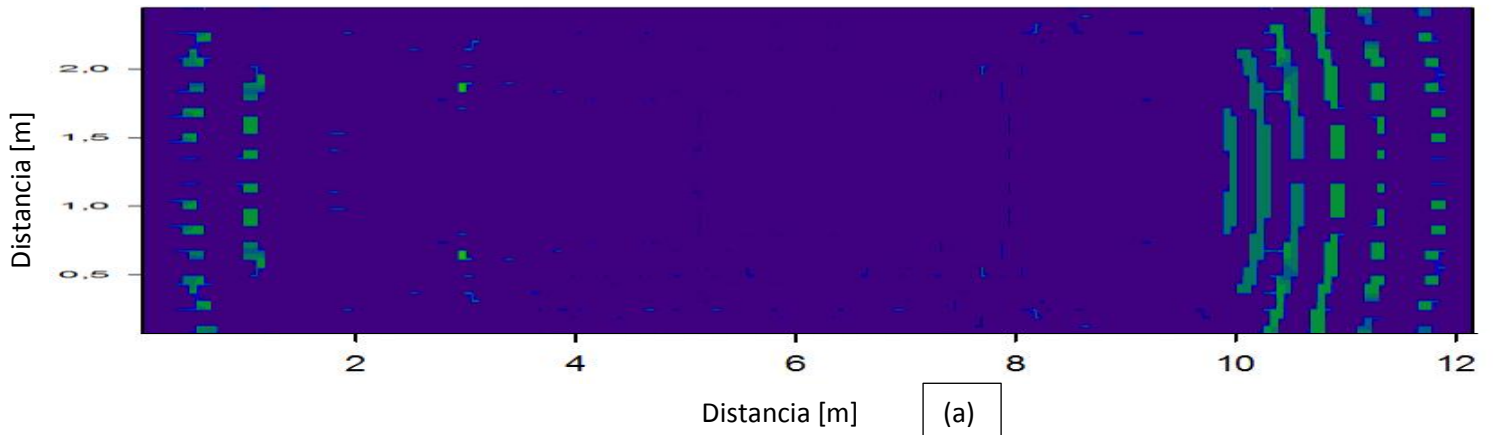
- Vagón dividido en cuboides de 6cm
- Antena P1 ubicada en $x = 6.08$ metros, $y = 1.22$ metros, $z = 2.4$ metros.
- La antena omnidireccional con polarización lineal vertical y 1.7dB de ganancia
- Potencia de transmisión 2mW.
- Incremento del lanzamiento de rayos de la antena: incremento de ϕ y θ de $\pi/90$.
- Número de rebotes = 5.
- Frecuencia Operación = 900MHz

El material que se ha considerado para la mercancía son cajas de polipropileno, caracterizadas con una constante dieléctrica de 2.6, conductividad de 0.11W/mK y tangente de pérdidas de 0.0003.

Teniendo en cuenta los resultados en el apartado 7.1.4 se ha determinado que la frecuencia de trabajo para las simulaciones de este escenario será la banda de 900 MHz, ya que al tener el vagón de mercancías en estado de máxima ocupación con cajas de polipropileno supondrán unas pérdidas extra en el nivel de potencia recibida debido a las propiedades de absorción del material empleado. Por todo esto, se ha elegido la banda de 900 MHz ya que el nivel de potencia recibida obtenida en el vagón de mercancías vacío era superior que en la banda de 2.4 GHz.

Siguiendo con el esquema de apartados anteriores, para comprobar la dependencia que existe entre el nivel de potencia recibida en un escenario y su morfología se han obtenido mapas bidimensionales y radiales de potencia en las alturas de interés, también se han obtenido perfiles de retardo potencia para analizar el cambio de las componentes multitrayecto en ambos escenarios.

7.2.2. Mapas bidimensionales de potencia a 900 MHz



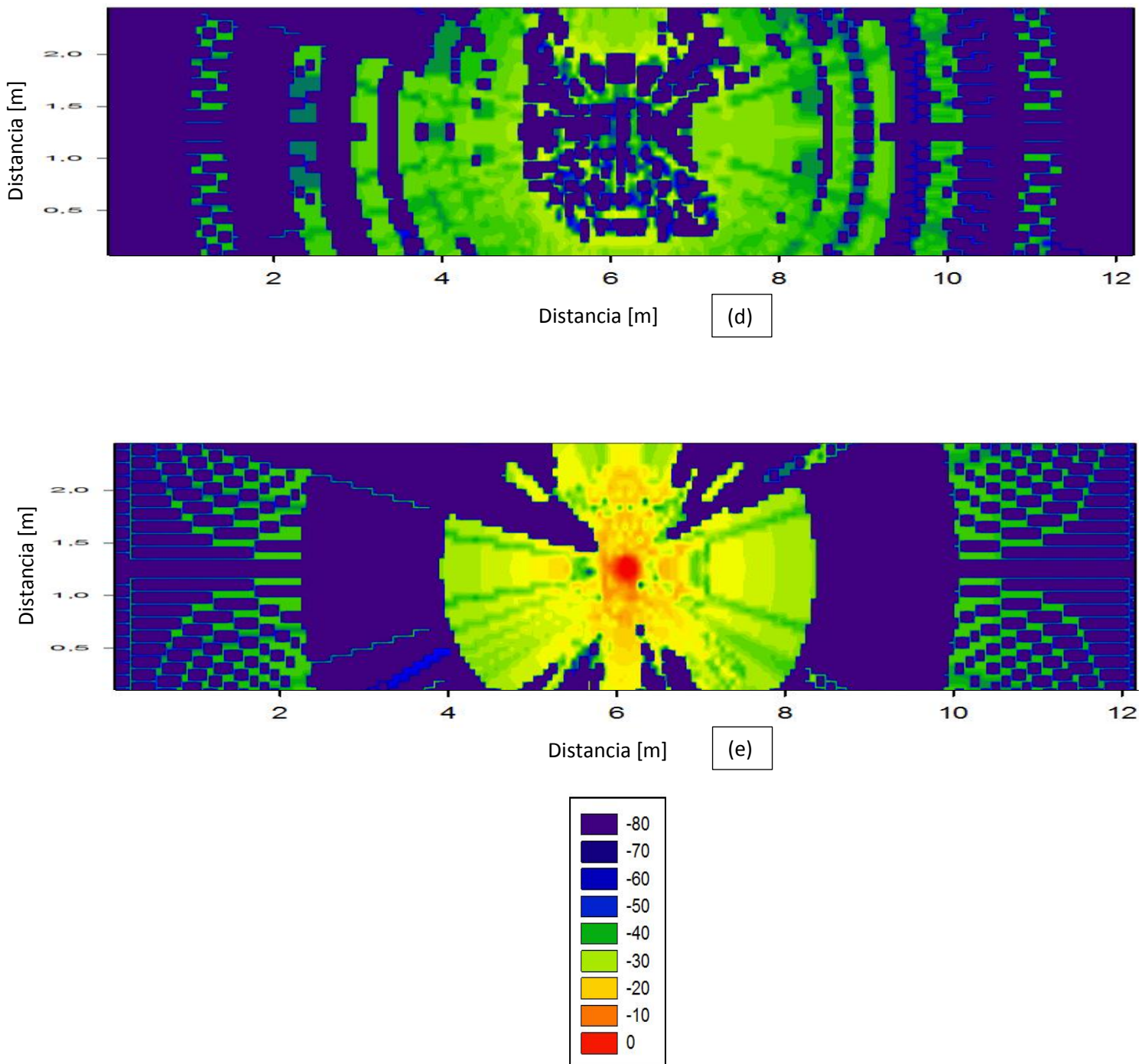


Fig.7.22. Mapas bidimensionales de potencia creados por el transceptor P1 de 2mW de potencia para distintos cortes del plano XY con el vagón en estado de máxima ocupación: (a) 0 metros, (b) 0.6 metros, (c) 1.2 metros, (d) 1.8 metros, (e) 2.4 metros.

Tal y como se observa, la distribución bidimensional de potencia recibida en el entorno radioeléctrico del interior del contenedor de mercancías máxima ocupación es notablemente diferente que en el caso del contenedor vacío.

Esto es debido al hecho de que se han considerado tanto las pérdidas del material, así como la constante dieléctrica del mismo. De esta manera, se modifica tanto la amplitud de las componentes que se propagan por la aproximación de lanzamiento de rayos, así como los ángulos tanto de componentes reflejadas como de las componentes refractadas. Dichas componentes, por la interacción con las cajas, modifican su comportamiento inicial.

Un ejemplo de lo comentado anteriormente:

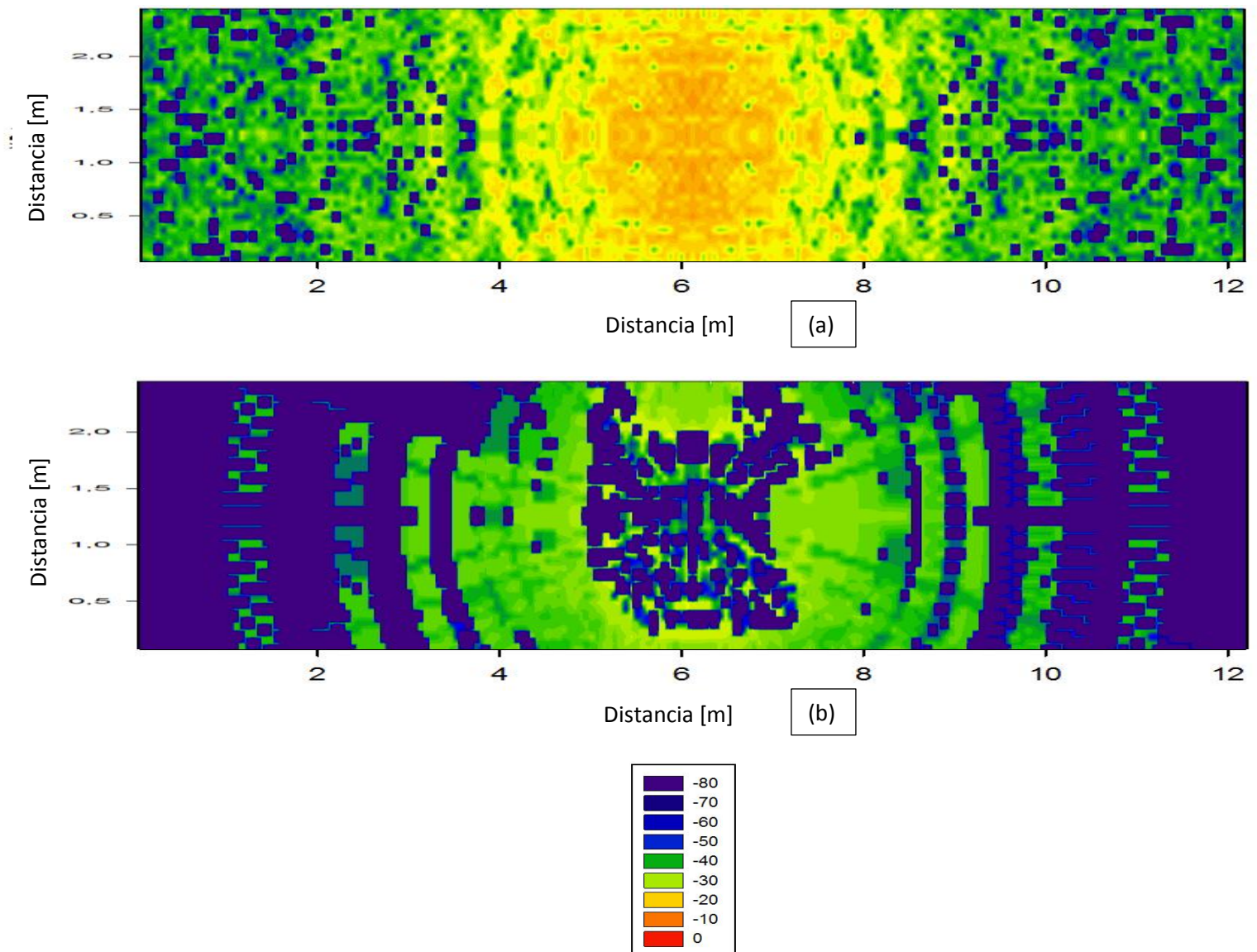


Fig.7.23. Mapas bidimensionales de potencia creados por el transceptor P1 de 2mW de potencia para la Altura 30 (1.8 metros) en ambos escenarios: (a) Vagón de mercancías vacío, (b) Vagón de mercancías en estado de máxima ocupación.

7.2.3. Radiales de potencia a 900 MHz

Otra forma de visualizar los cambios del nivel de potencia recibida en el interior del vagón de mercancías vacío respecto al vagón de máxima ocupación es por medio de radiales de potencia.

Se presentan a continuación una comparativa exhaustiva, altura por altura, de las radiales de potencia obtenidas tanto para el vagón vacío como para el vagón en estado de máxima ocupación.

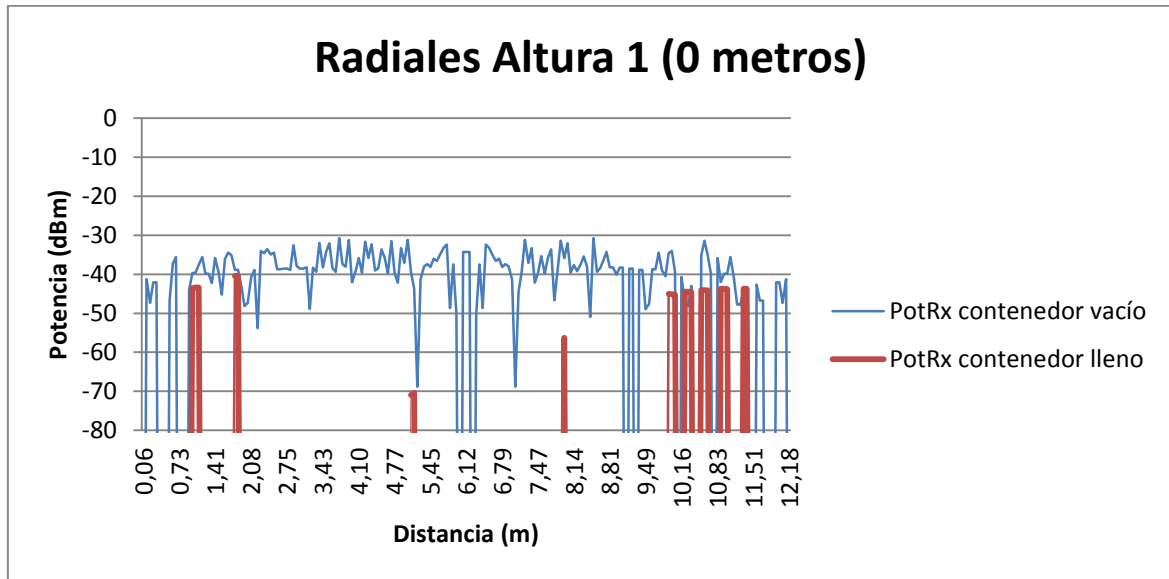


Fig.7.24. Comparativa entre las Radiales de potencia producidas por el transceptor P1 de 2 mW de potencia en la Altura 1 para ambos escenarios.

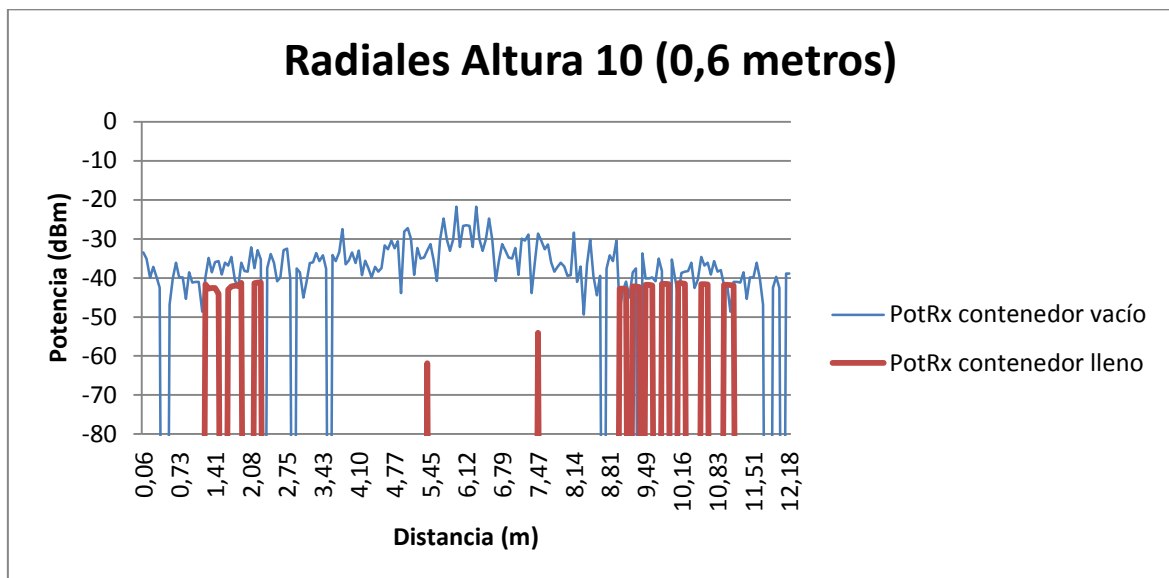


Fig.7.25. Comparativa entre las Radiales de potencia producidas por el transceptor P1 de 2 mW de potencia en la Altura 10 para ambos escenarios.

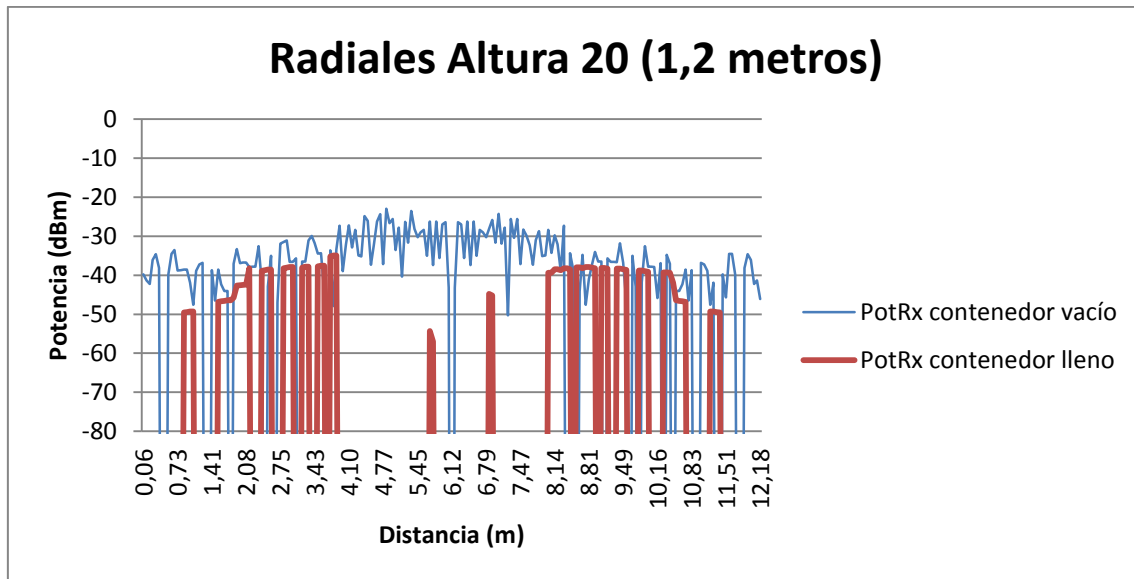


Fig.7.26. Comparativa entre las Radiales de potencia producidas por el transceptor P1 de 2 mW de potencia en la Altura 20 para ambos escenarios.

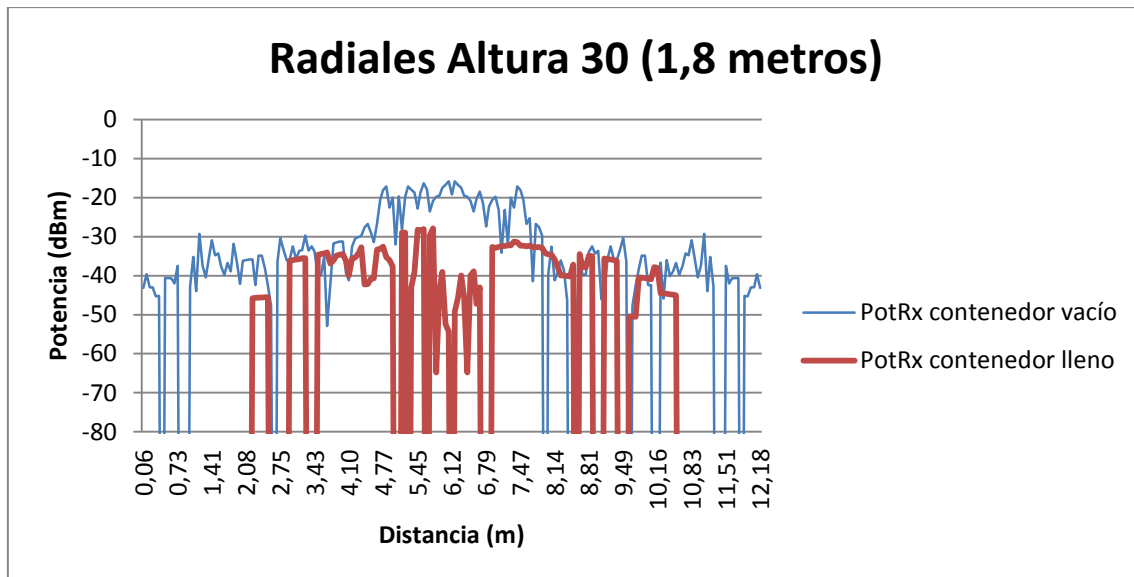


Fig.7.27. Comparativa entre las Radiales de potencia producidas por el transceptor P1 de 2 mW de potencia en la Altura 30 para ambos escenarios.

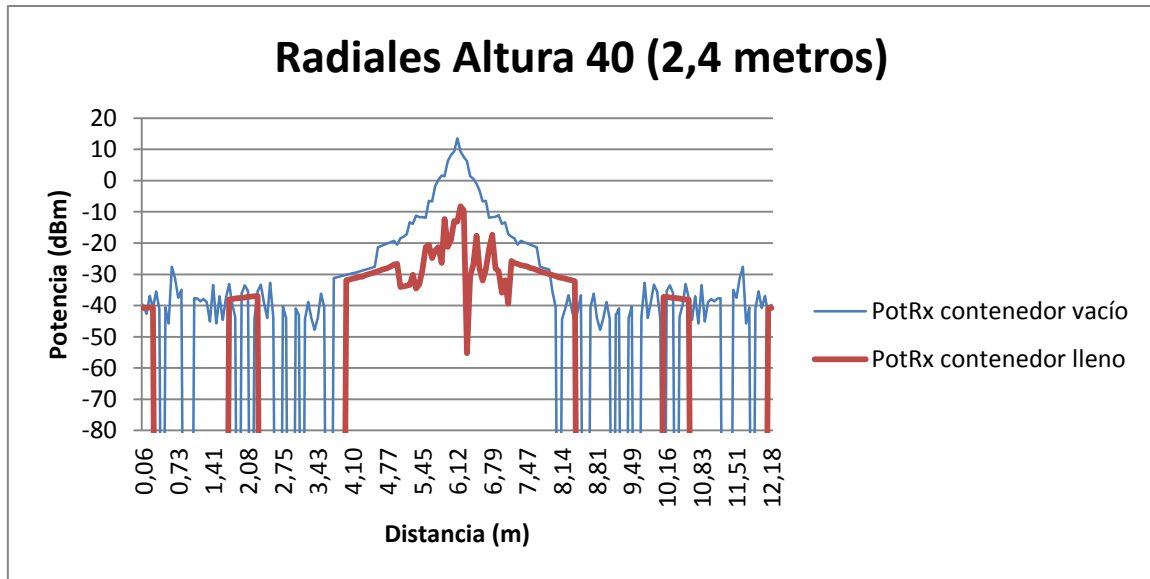


Fig.7.28. Comparativa entre las Radiales de potencia producidas por el transceptor P1 de 2 mW de potencia en la Altura 40 para ambos escenario.

7.2.4. Perfil de Retardo Potencia

Una de las características principales del escenario bajo análisis es la fuerte presencia de componentes de propagación multitrayecto. Con el fin de poder analizar el cambio en el comportamiento de dichas componentes, se estimó mediante lanzamiento de rayos 3D el valor de perfil retardo potencia para el caso de vagón vacío y de vagón cargado en el escenario de simulación.

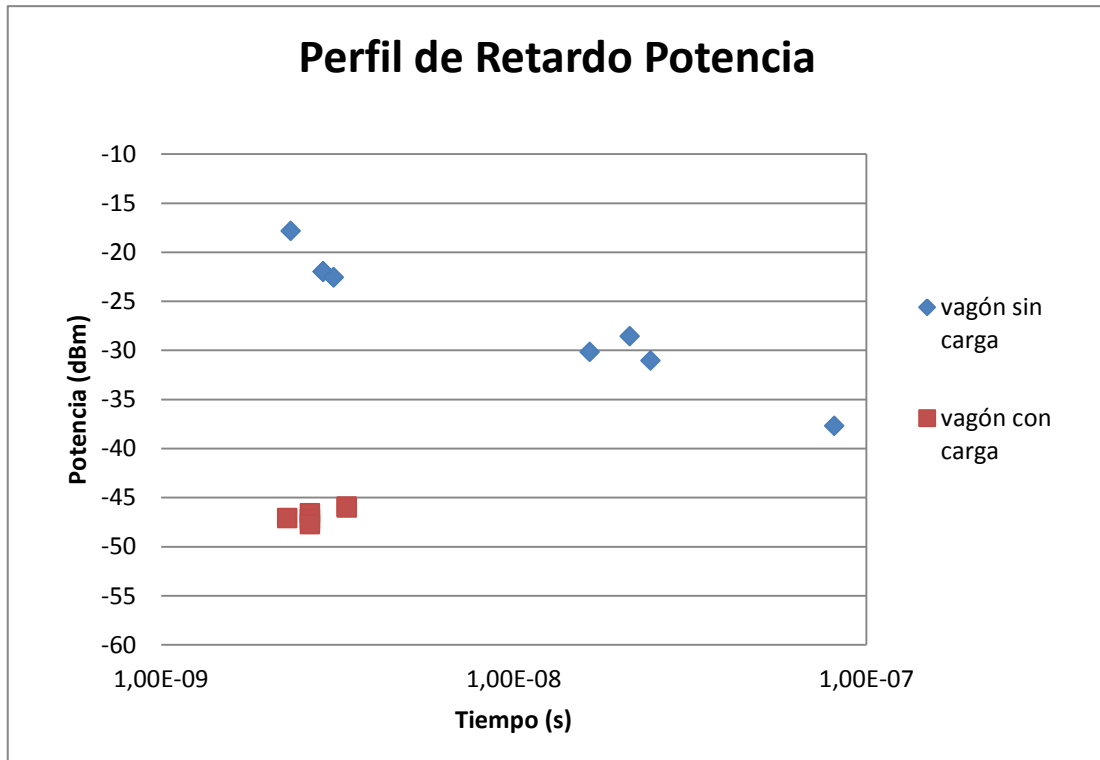


Fig.7.29. Perfil de Retardo Potencia para el transceptor P1 de 2mW de potencia para un punto concreto del vagón de mercancías vacío.

El punto elegido para el perfil de retardo potencia, tanto para el vagón vacío como para el vagón lleno, esta ubicado en las siguientes coordenadas:

$$X = 4.10 \text{ metros}$$

$$Y = 0.80 \text{ metros}$$

$$Z = 1.8 \text{ metros (Altura 30)}$$

Los valores de potencia de las componentes en el caso de vagón vacío son mayores que en el caso de vagón con carga, lo que es consecuencia de la inclusión de pérdidas por la consideración del material constitutivo de las cajas.

Por otra parte, las componentes en el caso vacío recorren una mayor distancia, lo cual es debido a que en el caso con carga, las pérdidas hacen que las componentes reflejadas entren en extinción antes, por lo que no se llega a la condición umbral de máximo número de reflexiones.

Respuesta del sistema frente a sensibilidad.

8.1. Configuración del escenario

Una vez analizados los resultados obtenidos en el capítulo 7.3, es importante saber si para la configuración del escenario propuesta como vagón de mercancías en estado de máxima ocupación, los niveles de potencia recibidos en el interior del mismo, superan los niveles de sensibilidad de RFID y por tanto, asegurarnos que una futura solución adoptada basada en tecnología RFID funcione satisfactoriamente.

Se recuerda que la configuración del vagón en estado de máxima ocupación es la siguiente:

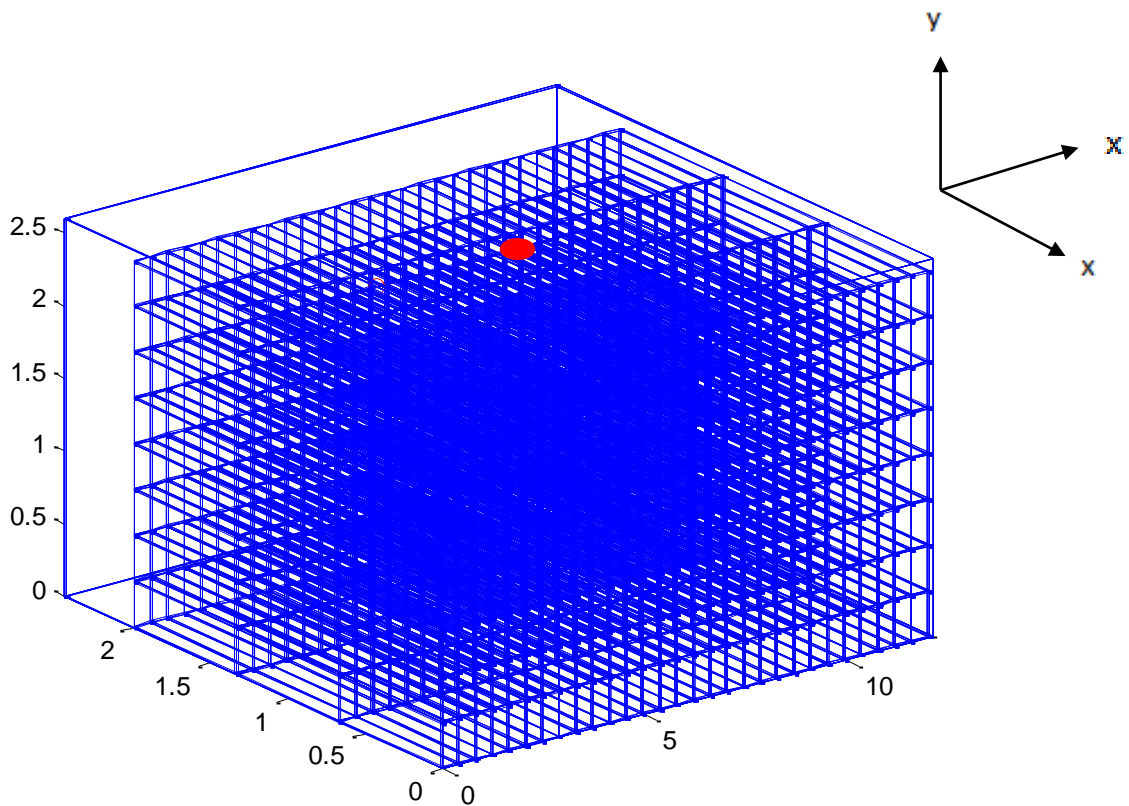


Fig. 8.1: Escenario de medida y su representación para los cálculos mediante lanzamiento de rayos 3D para el vagón en estado de máxima ocupación. El círculo denota la ubicación de la antena empleada en las pruebas

La ubicación antena corresponde con la ubicación P1: (6.08, 1.22, 2.4) en (x, y, z) respectivamente, que se utilizó en el 7.3 para las simulaciones. Es una antena omnidireccional con polarización lineal vertical y 1.7dB de ganancia, con una potencia de transmisión 2mW.

La banda de frecuencias de transmisión es 900MHz (UHF).

8.2. Nivel de potencia recibida frente a sensibilidad RFID

Para comprobar si el nivel de potencia recibido en el interior del vagón de mercancías en estado de máxima ocupación cumple el valor de sensibilidad RFID que se ha fijado en -80dBm, se han obtenido los siguientes resultados [20].

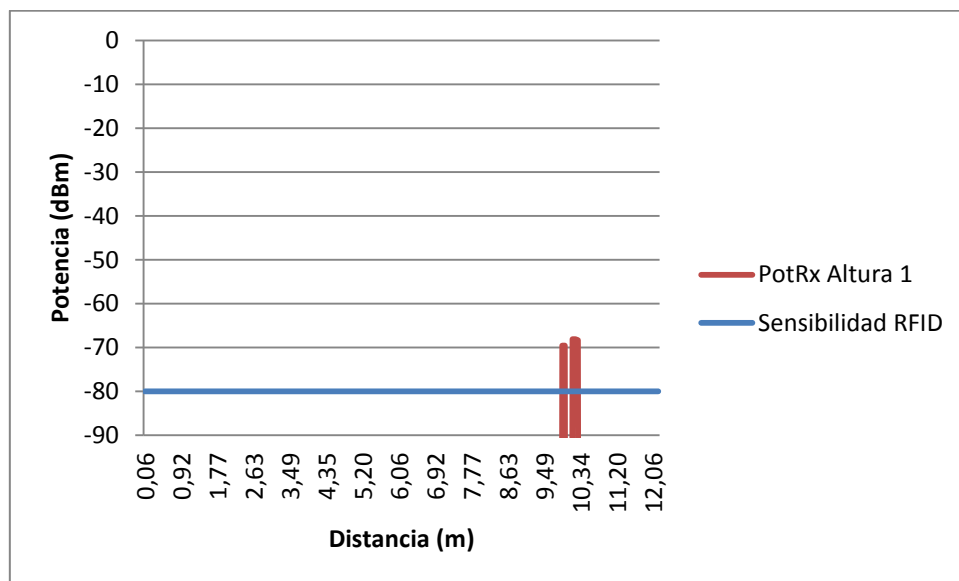


Fig. 8.2: Radial de potencia producida por el transceptor P1 de 2 mW de potencia en la Altura 1 (0 metros).

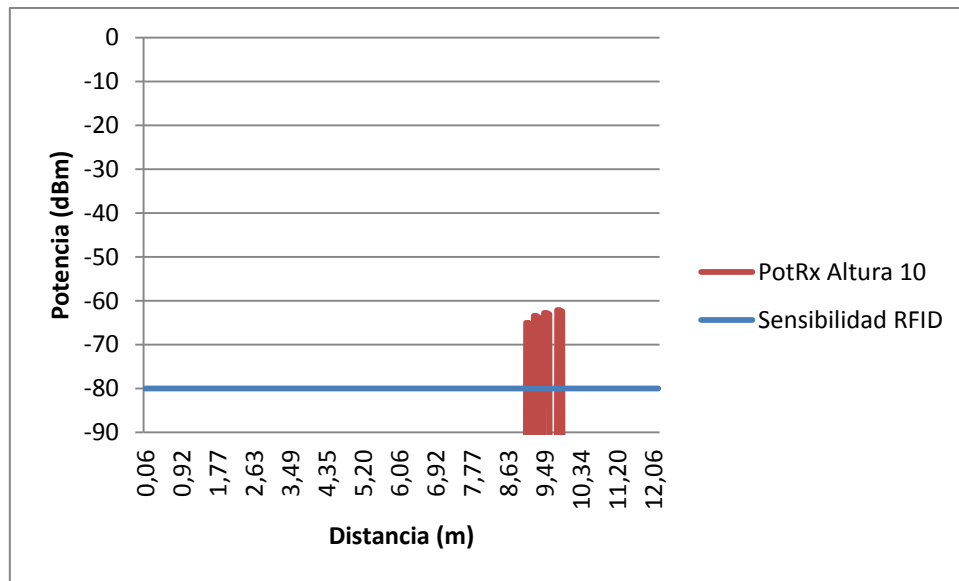


Fig.7.30. Fig. 8.3: Radial de potencia producida por el transceptor P1 de 2 mW de potencia en la Altura 10 (0.6 metros).

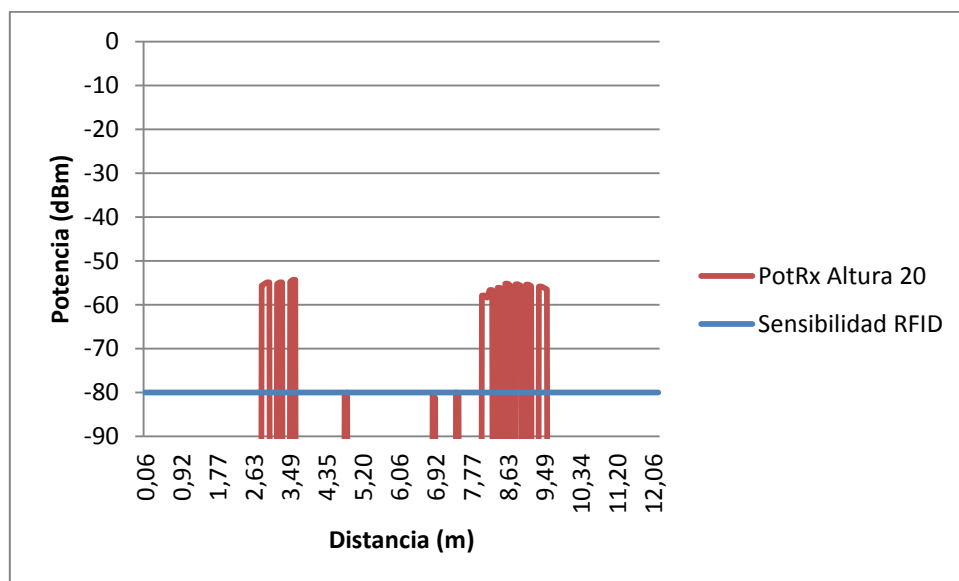


Fig.7.31. Fig. 8.5: Radial de potencia producida por el transceptor P1 de 2 mW de potencia en la Altura 20 (1.2 metros).

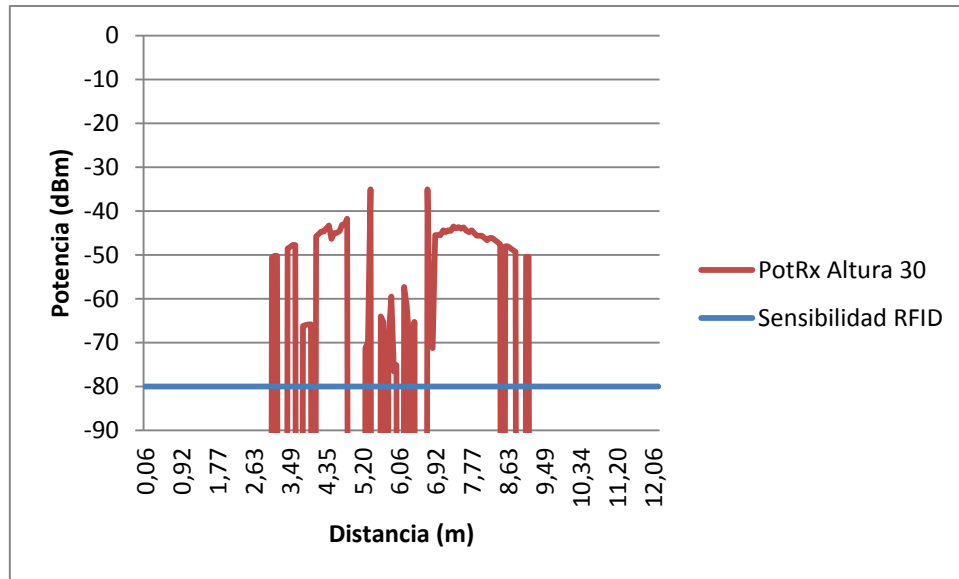


Fig.7.32. Fig. 8.4: Radial de potencia producida por el transceptor P1 de 2 mW de potencia en la Altura 30 (1.8 metros).

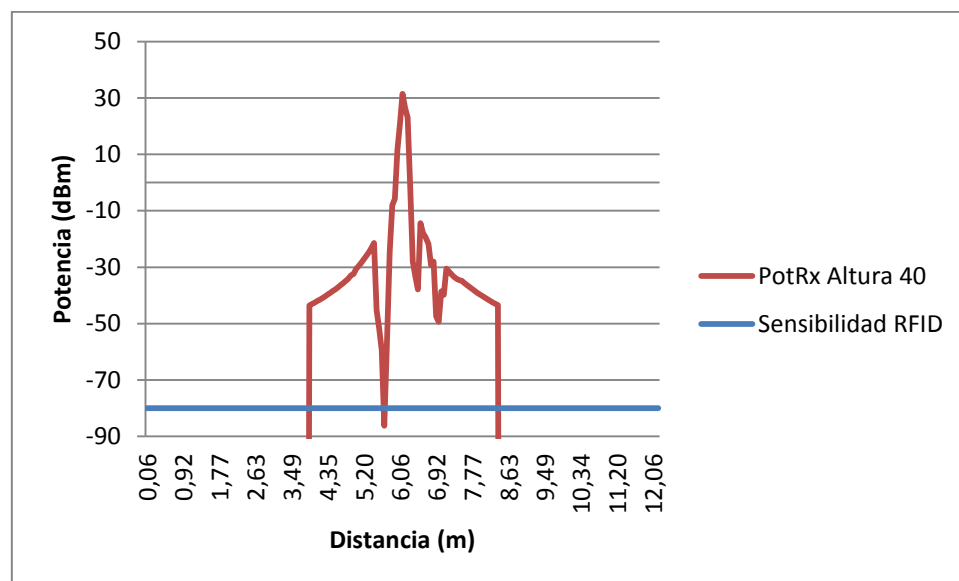


Fig.7.33. Fig. 8.6: Radial de potencia producida por el transceptor P1 de 2 mW de potencia en la Altura 40 (2.4 metros).

Se observa, que con esta configuración de antena (ubicación, potencia...) existen zonas del vagón donde la potencia está por debajo del umbral de sensibilidad y en otras donde el nivel de potencia recibida es nulo, por lo que el sistema no funcionaría correctamente.

Si nos fijamos en la figura 8.6, radial de potencia más cercana a la ubicación de la antena, vemos que solo recibimos potencia en la parte central del interior del vagón.

Una posible solución para que el interior del vagón estuviera bien cubierto, sería instalar dos antenas de 2mW de potencia a los lados de la que ya está instalada en el vagón

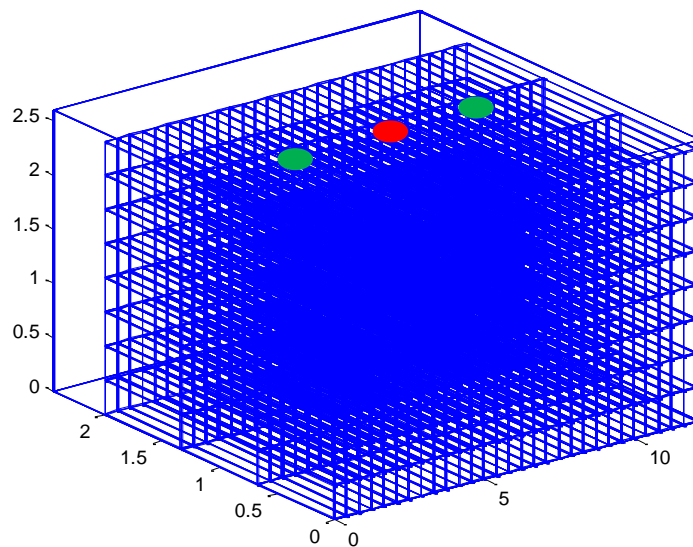


Fig.7.34. Fig. 8.7: Escenario con nueva configuración.

De esta manera se cubriría mejor todo el vagón de mercancías en cuanto a niveles de potencia recibida.

Como se explicó en el capítulo 7, el nivel de potencia recibida en el interior del vagón se ve disminuido tanto por las pérdidas de potencia en función de la distancia al transceptor como las pérdidas por absorción del material constituyente de las cajas, por lo que el nivel de potencia recibida en las alturas 1, 10 y 20, como se ven en las figuras 8.2, 8.3 y 8.4 no es el adecuado para cumplir el umbral de sensibilidad.

Una posible solución podría ser, cambiar la ubicación de las tres antenas. Si trasladamos las antenas de la parte superior del vagón, al lateral que está libre de carga, podríamos tener un nivel superior y más homogéneo en todas las alturas posibilitando así el cumplimiento del umbral de sensibilidad en mayor parte del rango del vagón.

Estas hipótesis claramente están incluidas en Líneas Futuras.

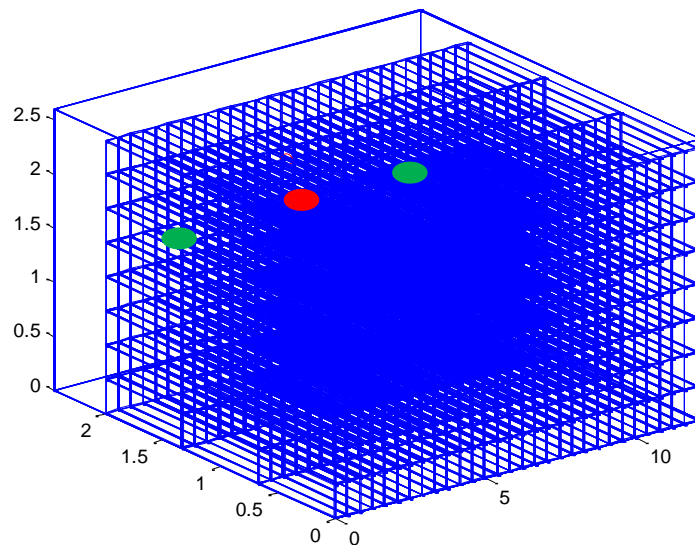


Fig.7.35. Fig. 8.8: Escenario con nueva configuración.

Como última opción, podríamos elegir antenas con potencias de transmisión mas altas para que el nivel de potencia recibida fuera mas elevado en el caso de no superar el umbral de sensibilidad.

Parte IV

Conclusiones y Líneas futuras

Conclusiones y Líneas futuras

Como se ha visto, distribución de potencia y su nivel de recepción tiene una fuerte dependencia con factores como, ubicación del transeptor, distancia al mismo, o la banda de frecuencias utilizada para transmitir.

Otro factor que influye de manera muy agresiva a la potencia recibida en el interior de un vagón de mercancías es la morfología del mismo. Un escenario con alto índice reflexivo con componentes multitrayecto afectan considerablemente a los niveles de potencia recibida.

Como se ha visto en el capítulo 7.3, la distribución de potencia y sus niveles recibidos en un vagón de mercancías y en un vagón en estado de máxima ocupación son completamente diferentes debidos a los cambios morfológicos en el escenario. Se ha comprobado que los materiales absorbentes juegan un papel importantísimo en el nivel de potencia recibida.

Hay que tener en cuenta estos factores explicados en la memoria si queremos lograr una planificación radioeléctrica que se ajuste a las necesidades tanto del entorno como de la aplicación y cumplir satisfactoriamente los requisitos impuestos por el sistema.

Como líneas futuras se podrían analizar distintas configuraciones de carga del vagón de mercancías, con disitintos materiales,etc..También lo comentado en el capítulo 8. es decir, variar de forma significativa tanto el número de antenas como la ubicación de las mismas o la potencia de transmisión con el objetivo de encontrar la configuración de número/tipo/ubicación de antena correcta con el menor coste pero que garantice un correcto funcionamiento del sistema a instalar.

Otra Línea futura muy ambiciosa podría ser el estudio y aplicación de estos sistemas en trenes de pasajeros.

Apéndice

A

ANEXO I

Compromiso coste computacional – precisión de resultados.

Planos bidimensionales y radiales de potencia en distintas alturas

Como se vio en el apartado 6.1, Compromiso coste computacional – precisión de los resultados, la elección del número de rebotes que se tienen en cuenta para la simulación del canal radioeléctrico afecta considerablemente a la precisión y calidad de los resultados.

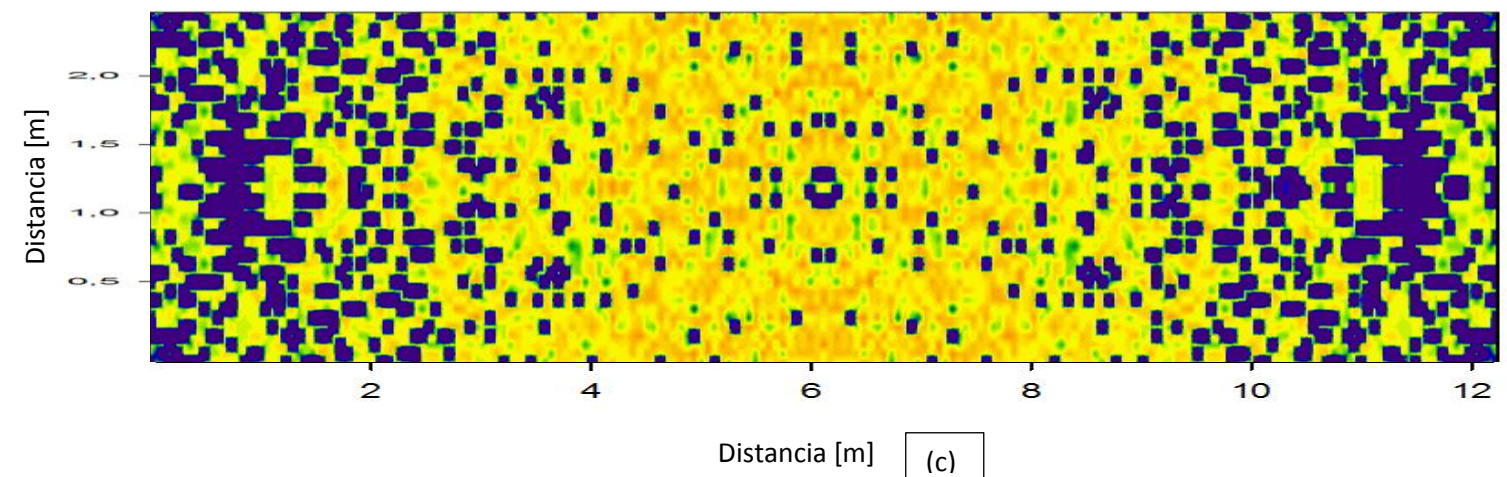
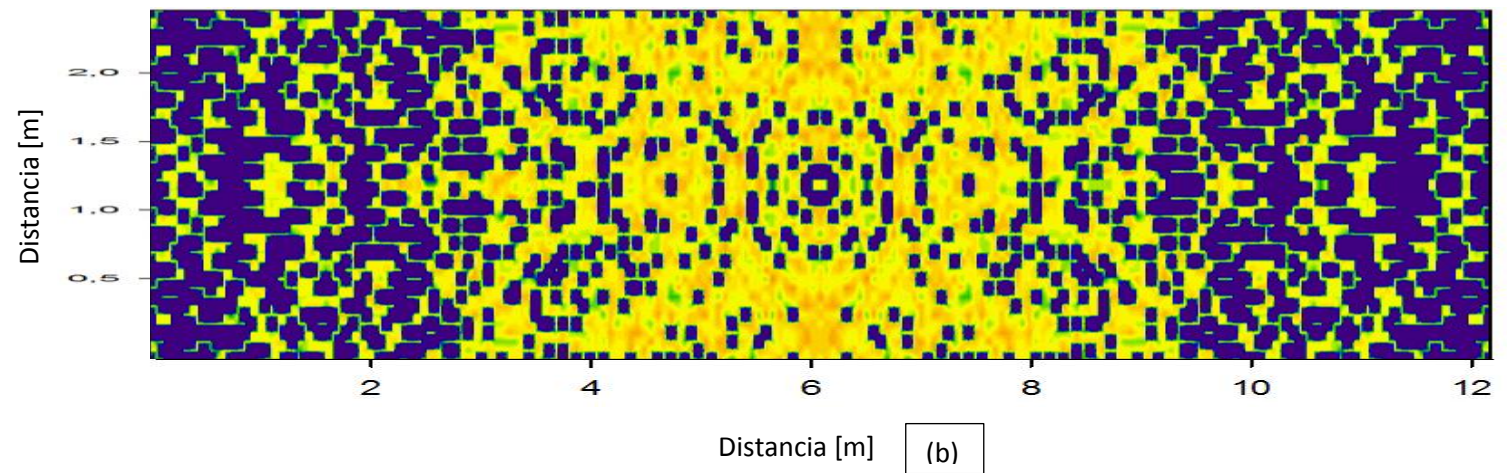
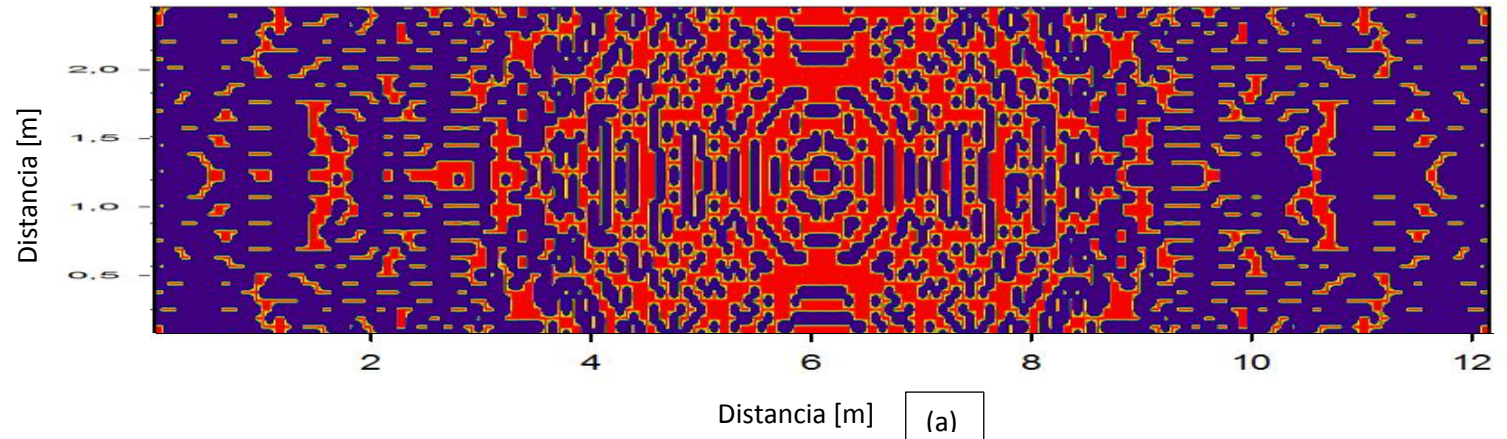
En el apartado 6.1 se presentaron los resultados obtenidos a la altura 40 (2,40 metros) para explicar dicho fenómeno. En este anexo se añadirán los resultados obtenidos a las restantes alturas en las que se ha dividido el vagón de mercancías.

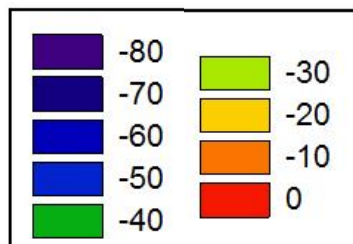
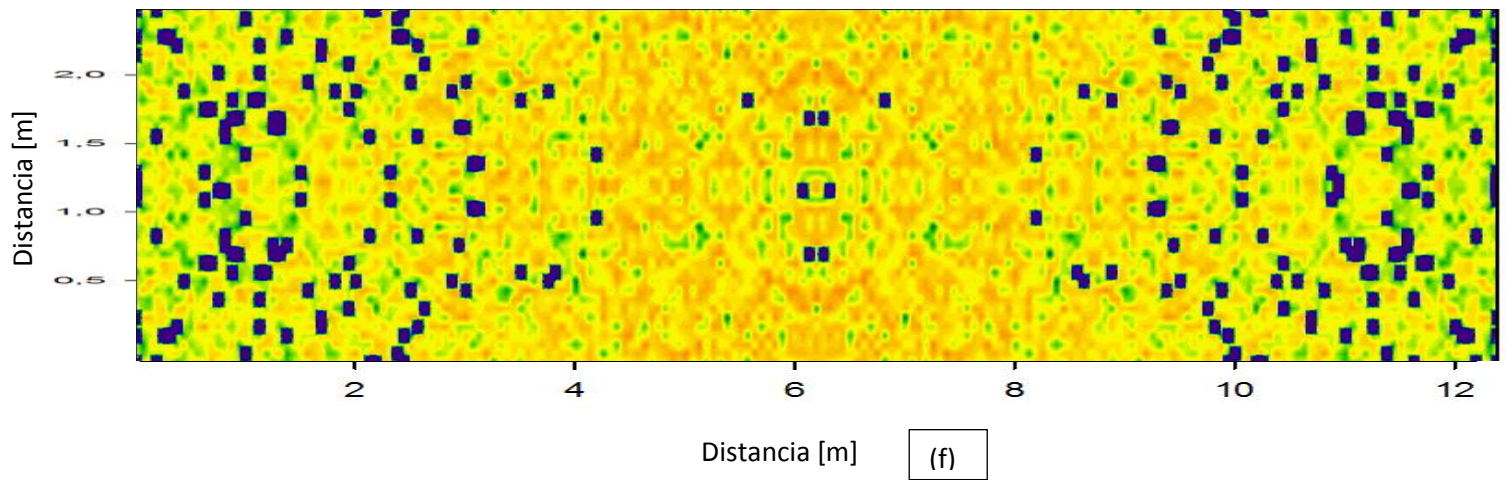
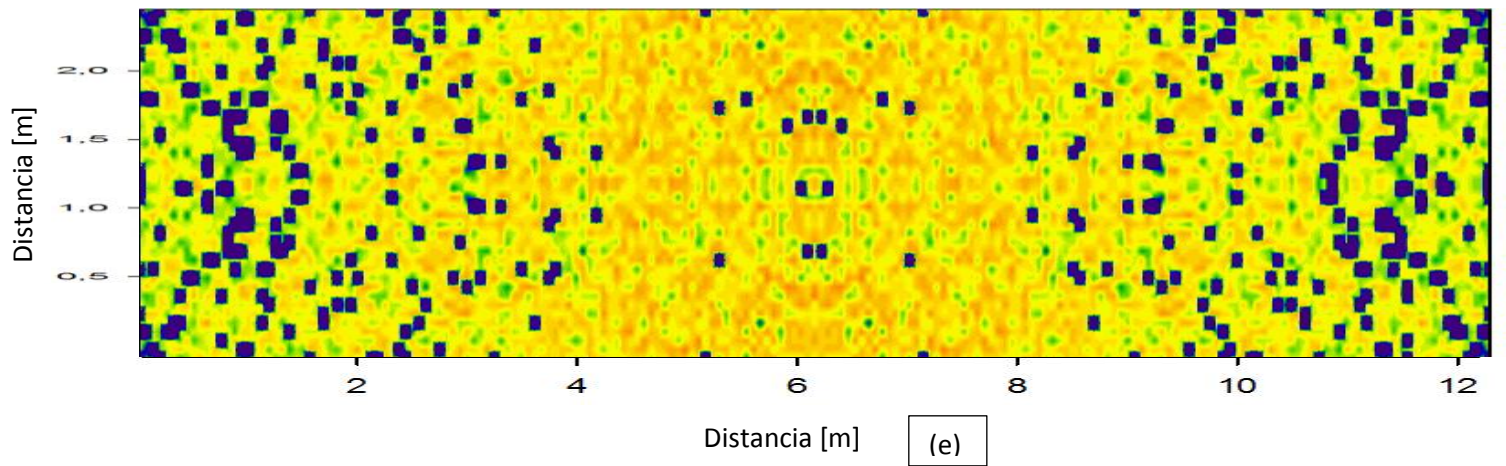
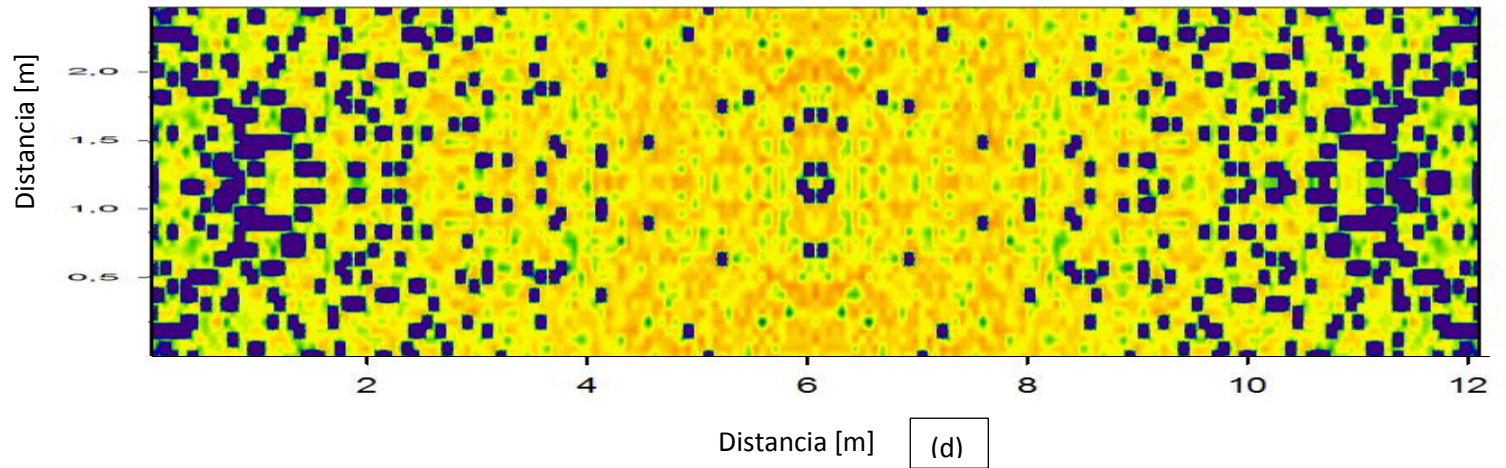
Se recuerda que los parámetros utilizados para la simulación son los mismo que en el apartado 6.1: ellas los parámetros de los transceptores han sido los siguientes: cuboides de 6cm, incremento de ϕ y θ de $\pi/90$, frecuencia de operación de 900MHz con tasa de transmisión de 106Kbps, y potencia de transmisión de 0.5W.

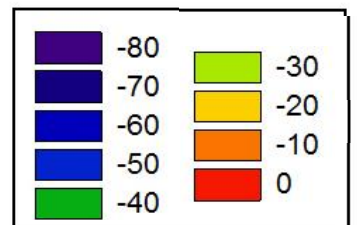
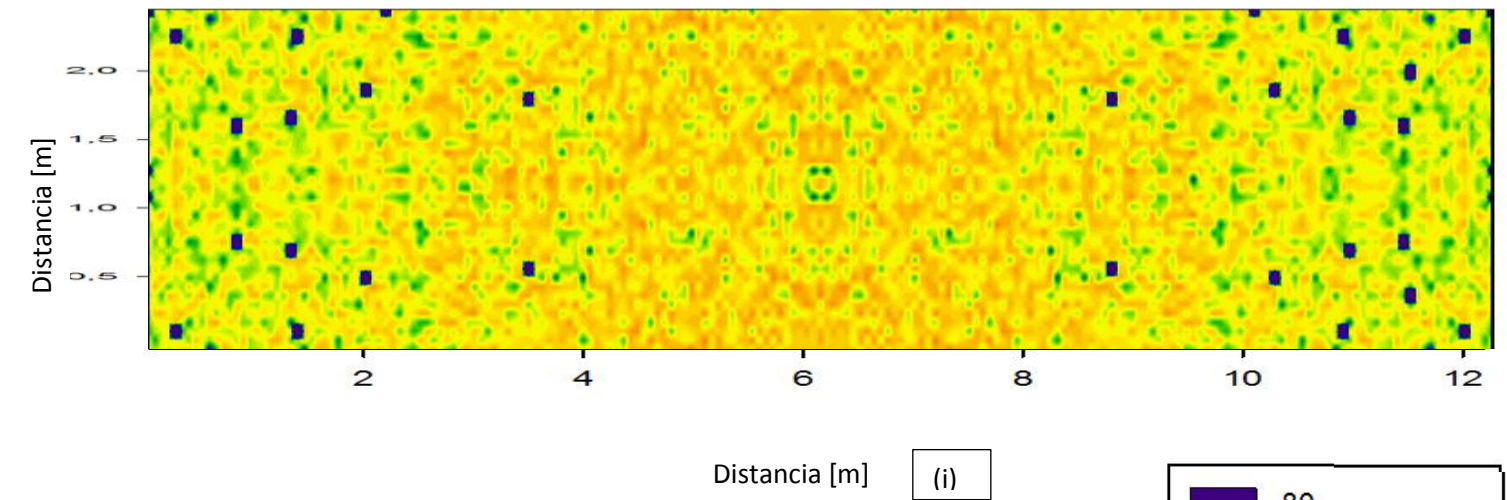
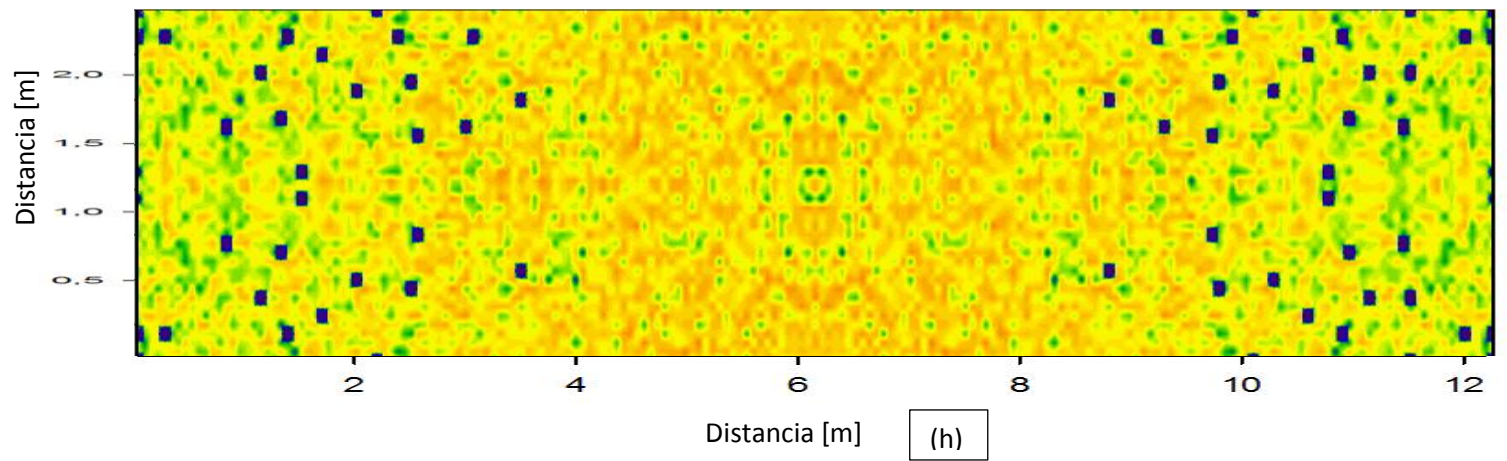
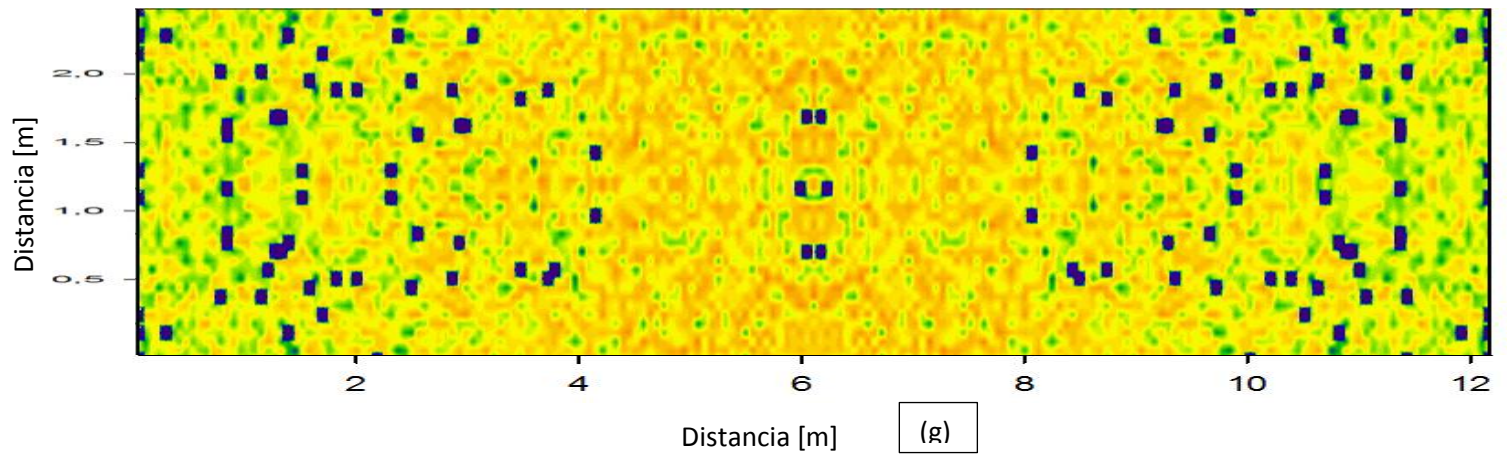
La antena utilizada es omnidireccional con polarización lineal vertical y 1.7dB de ganancia. La posición de la antena corresponde con la Fig. , en el centro del vagón y a 10 cm de distancia del techo. El incremento de rebotes es de 2 a 10.

A1. Planos bidimensionales y radiales de potencia obtenidos en la Altura 1 (0 metros).

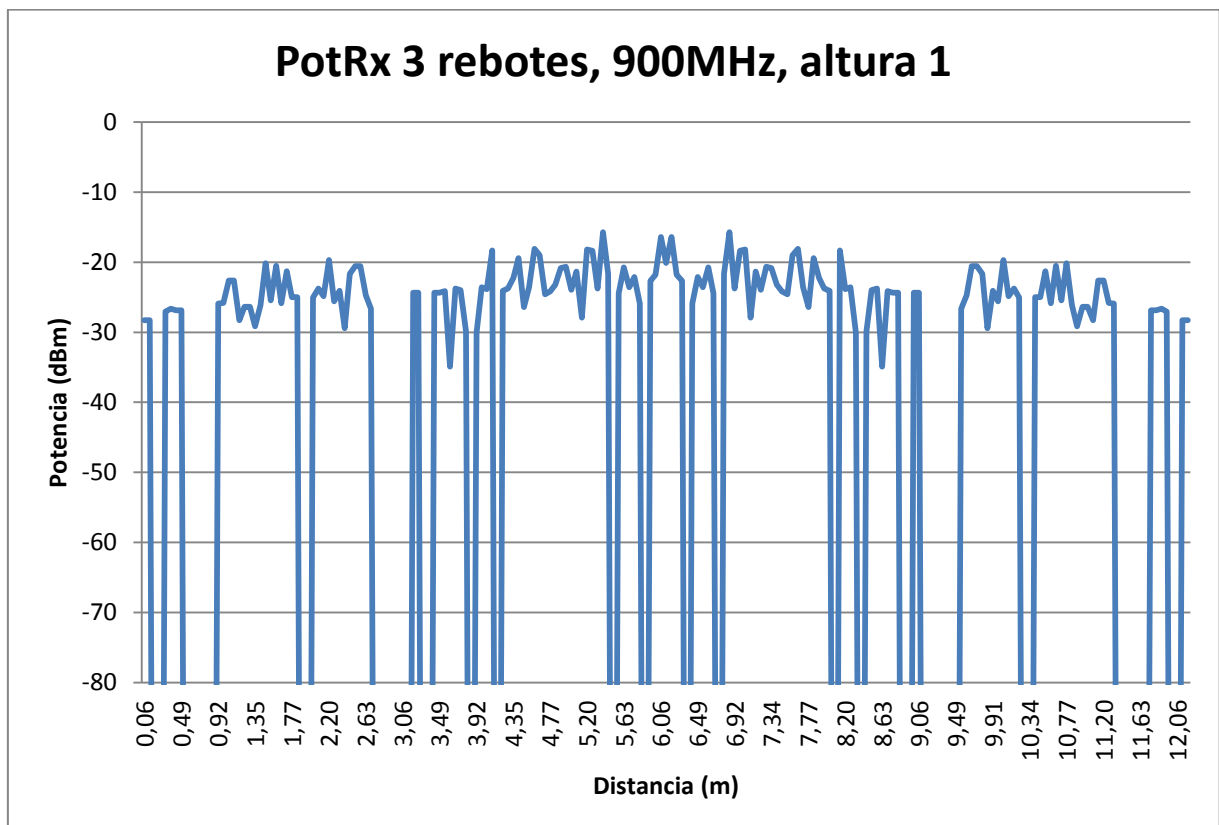
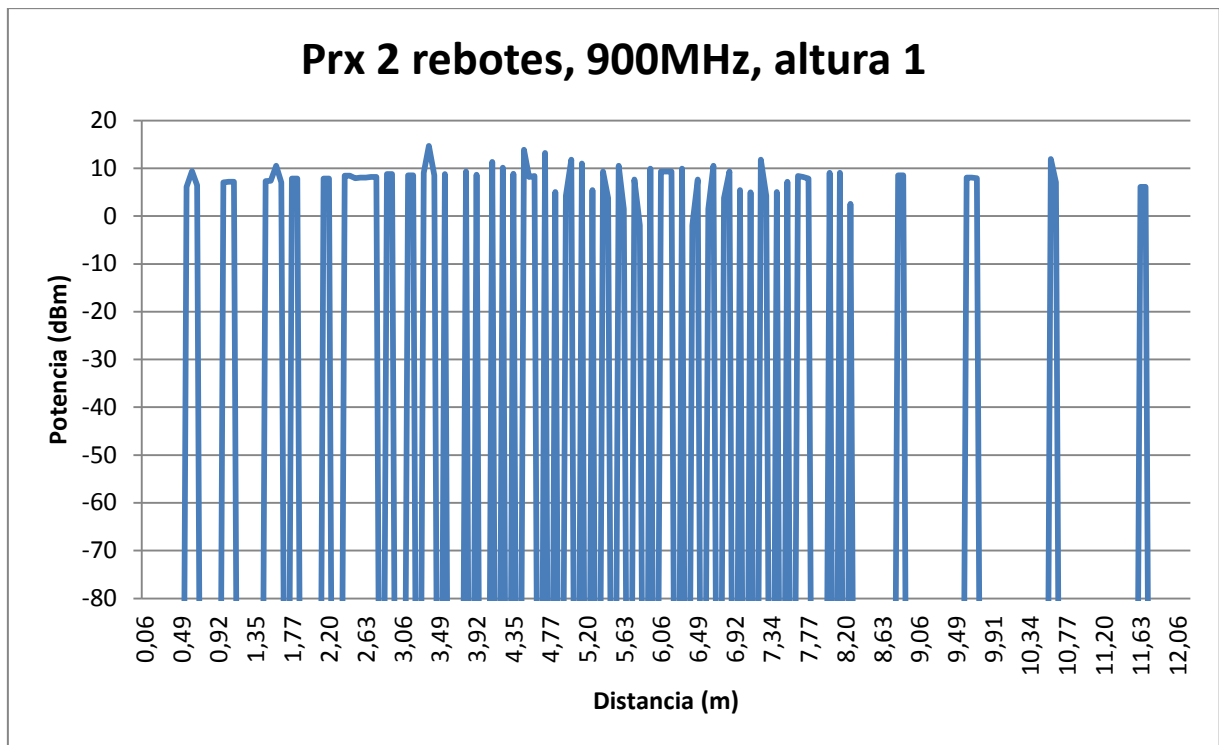
A2.a. Planos bidimensionales de potencia

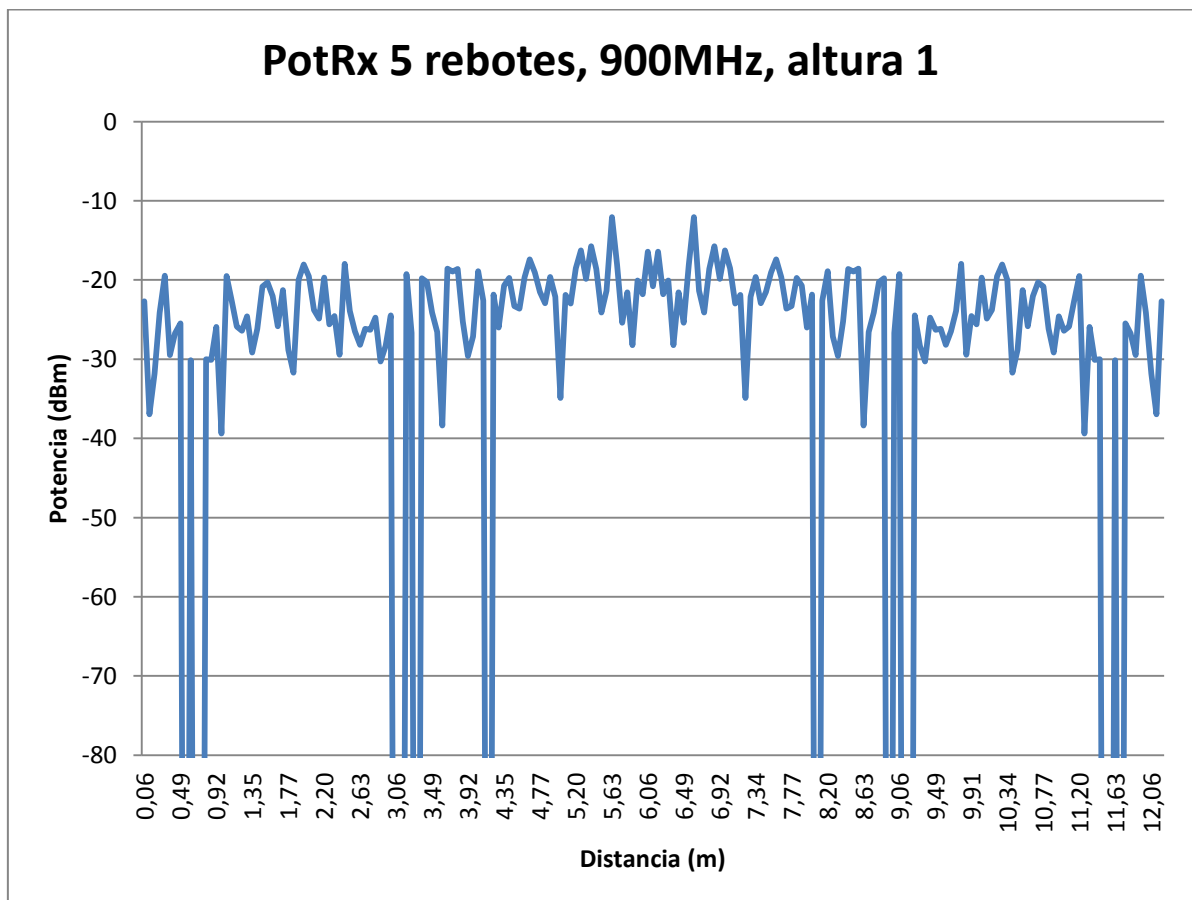
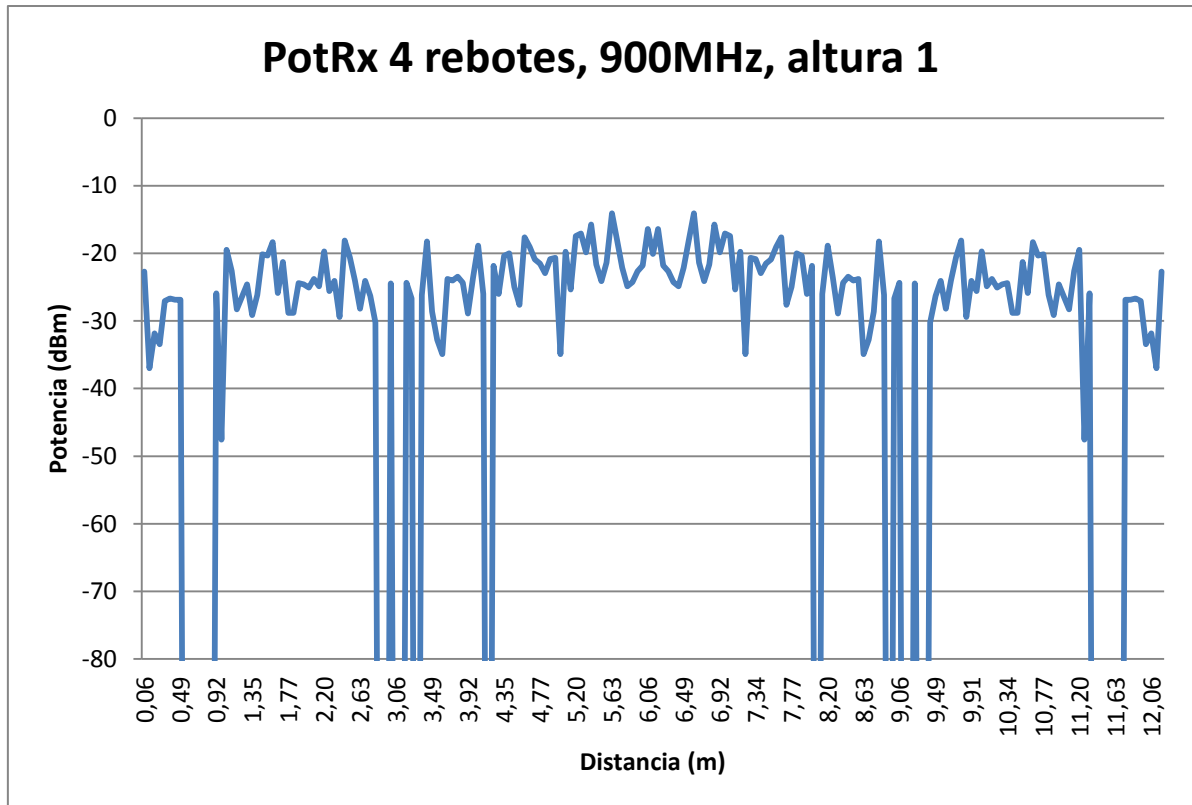


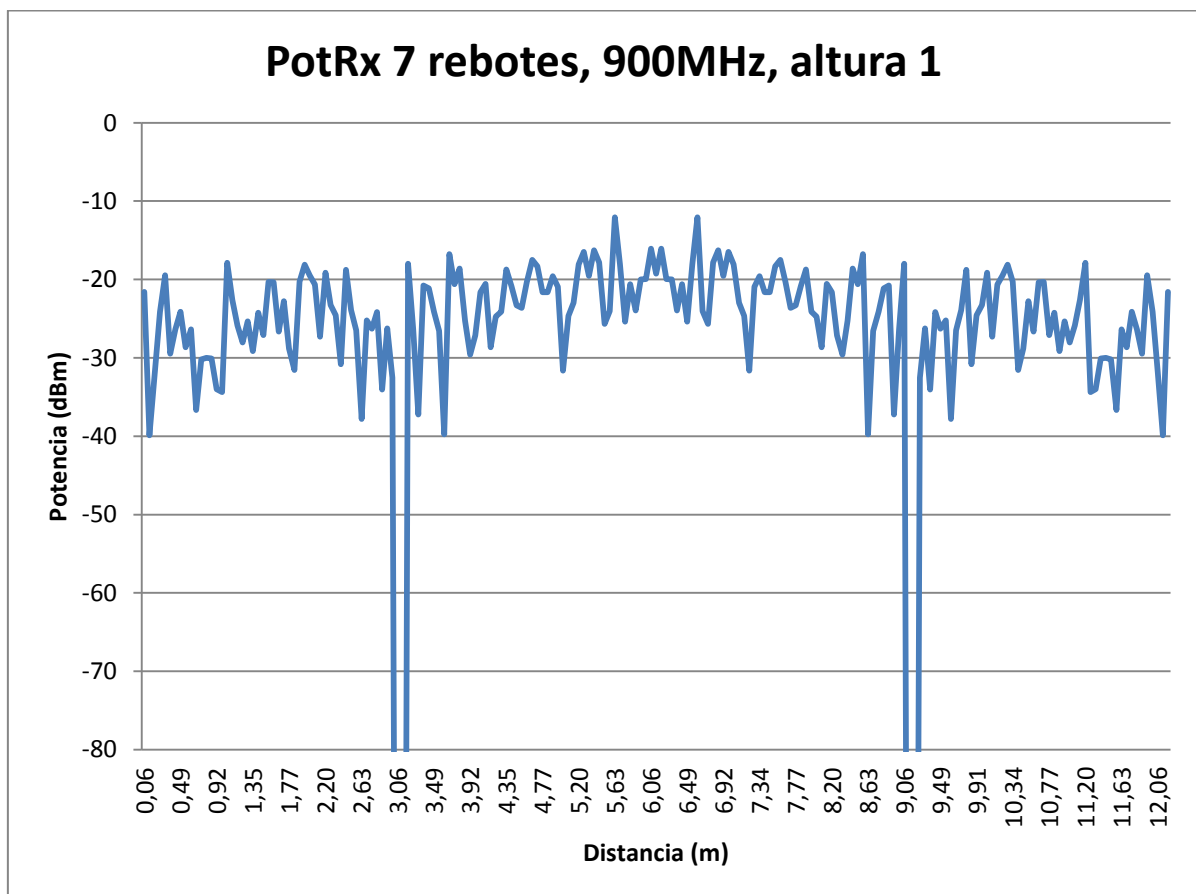
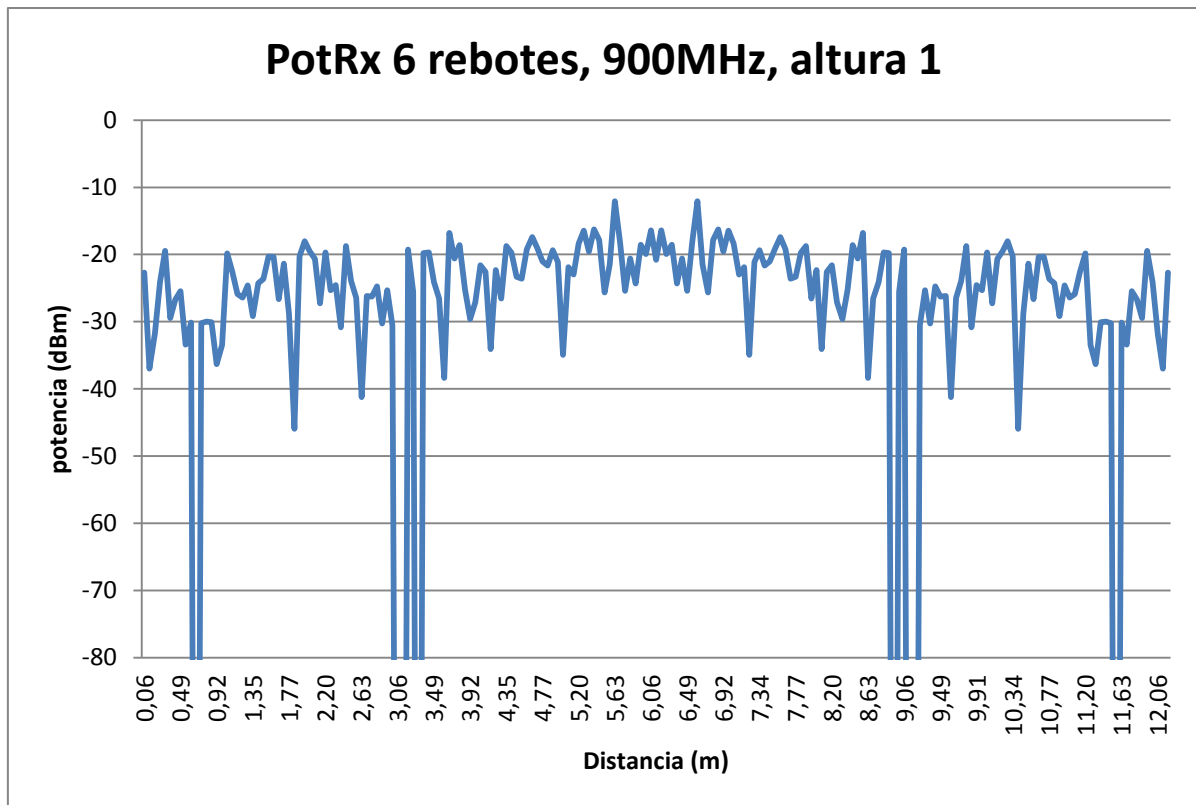


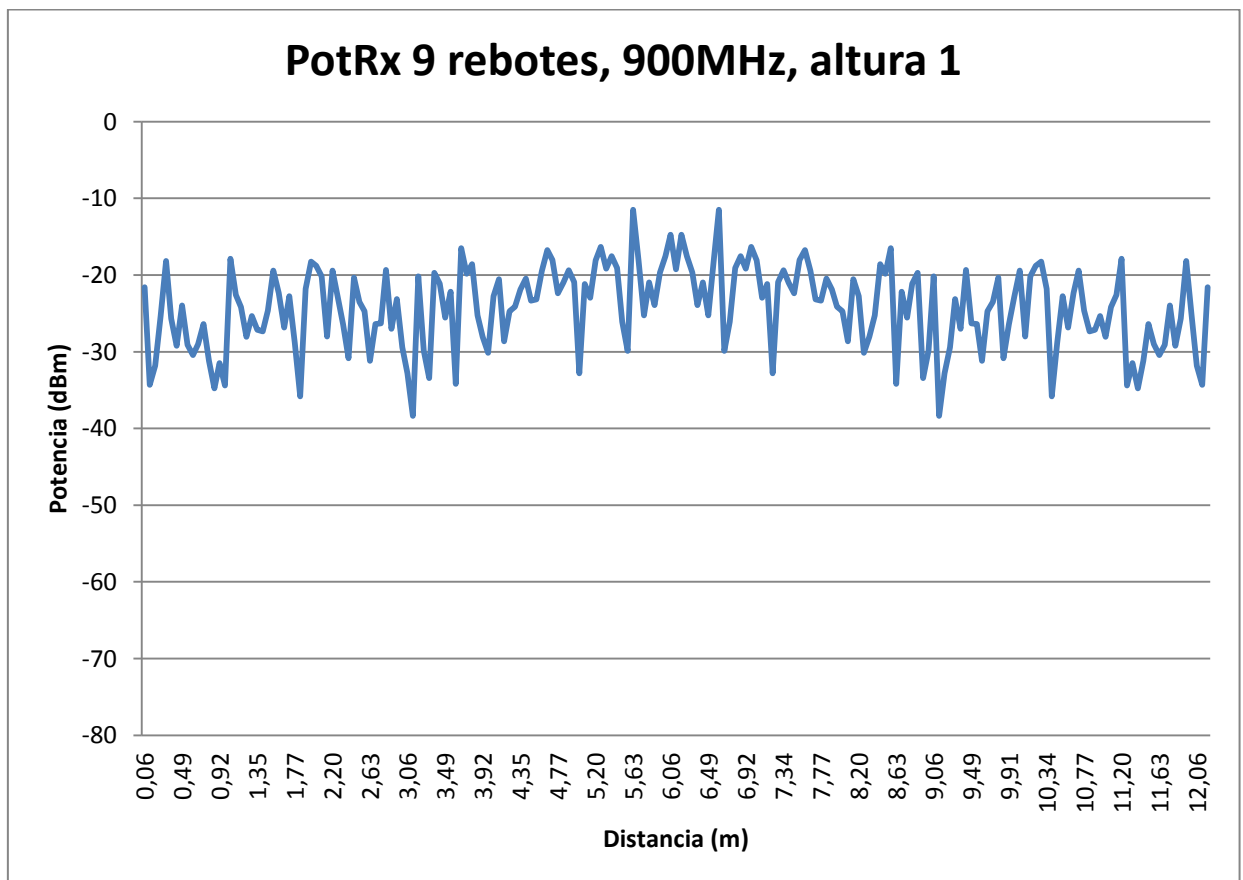
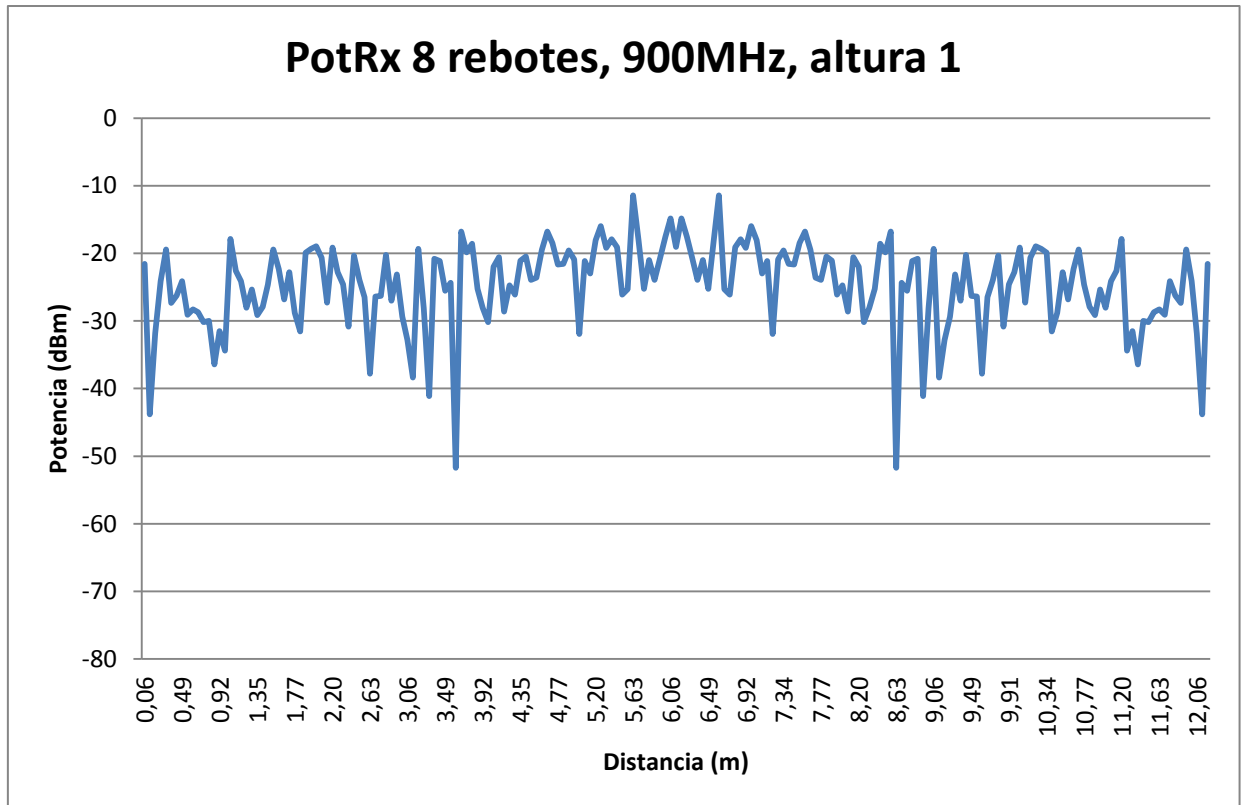


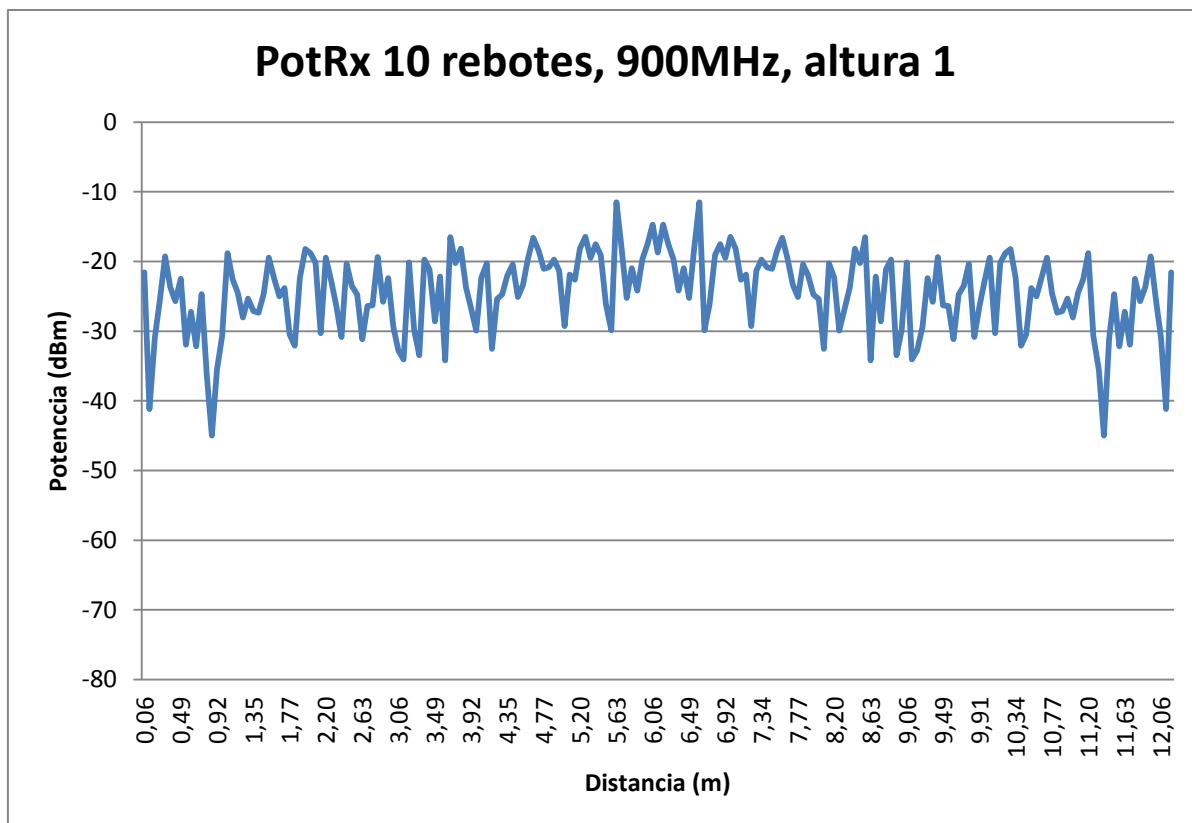
A2.b. Radiales de potencia





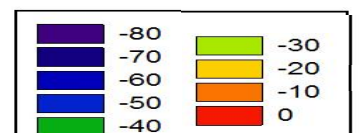
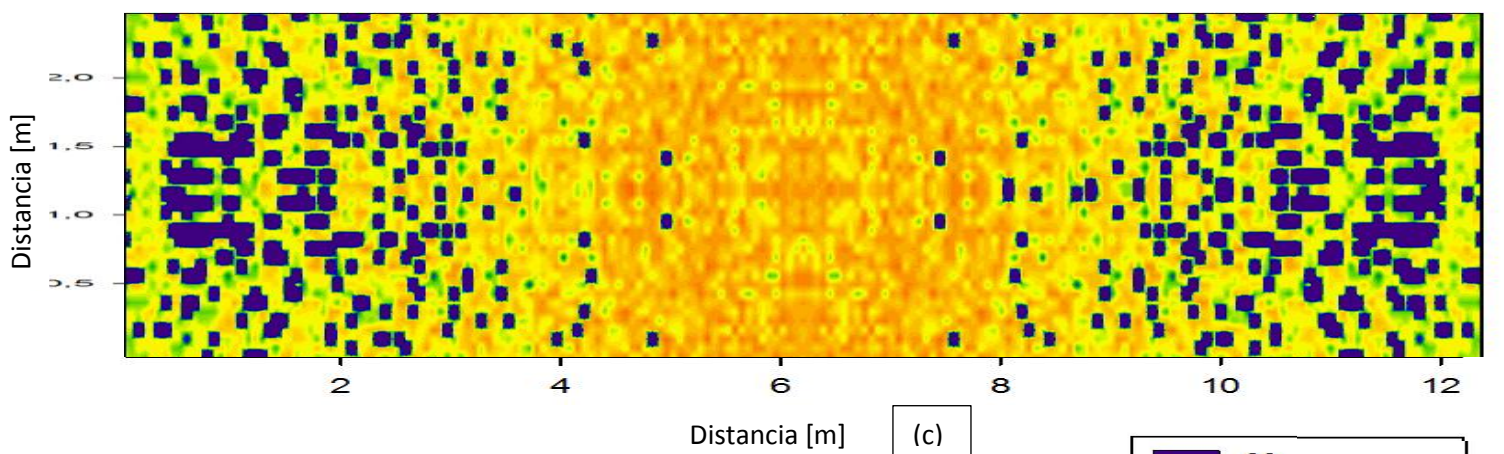
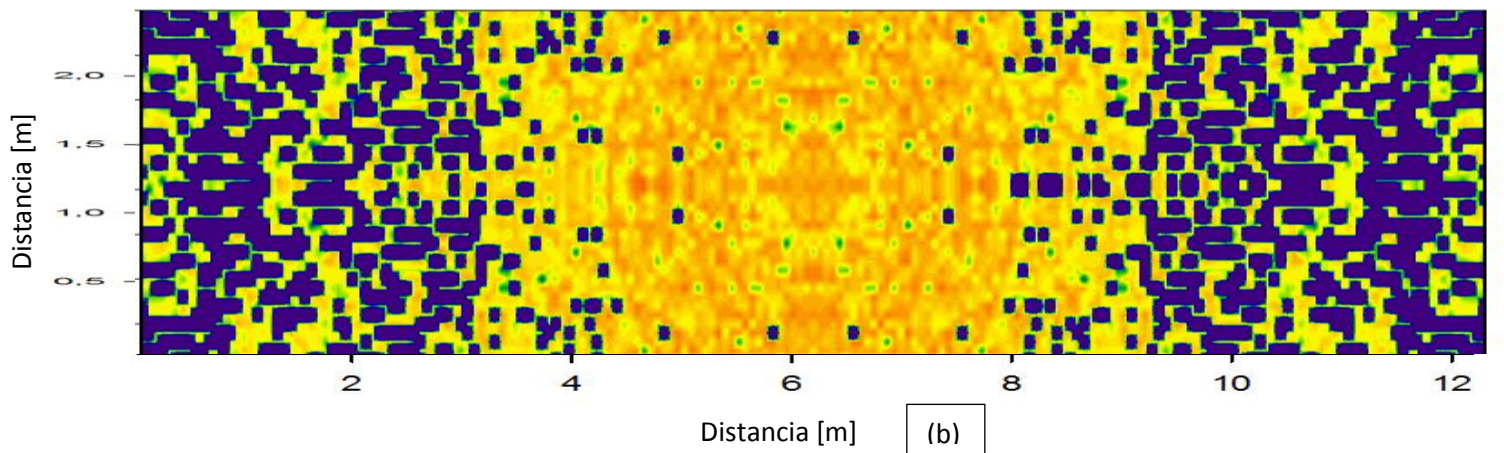
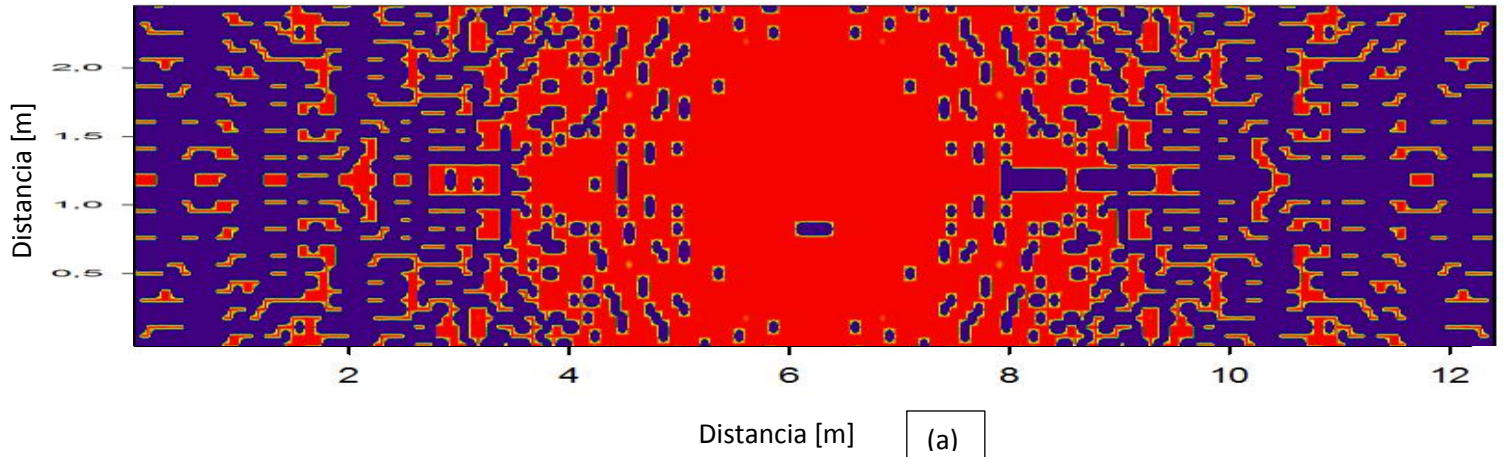


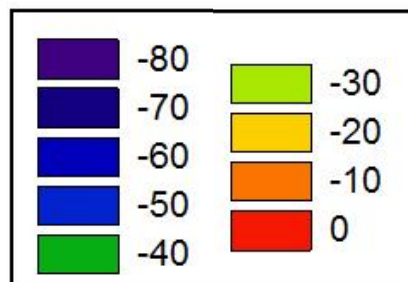
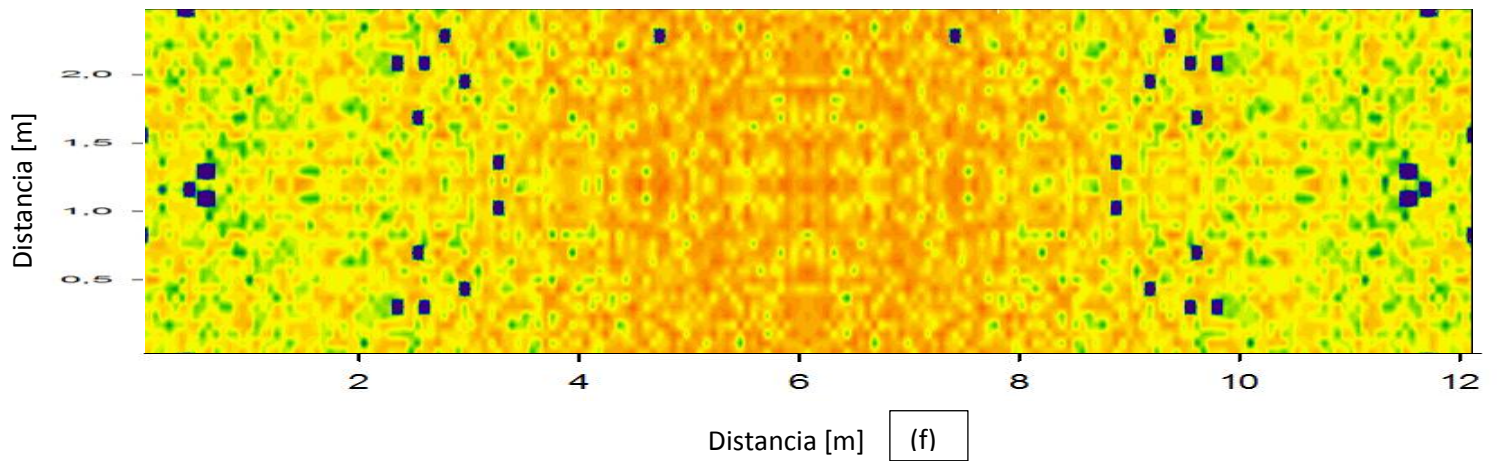
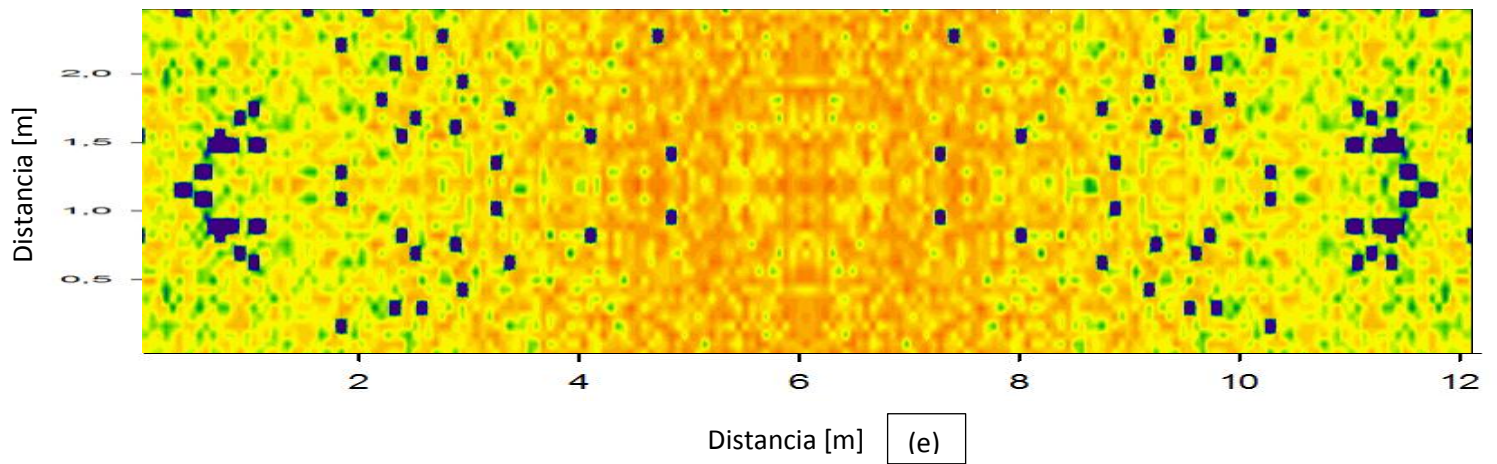
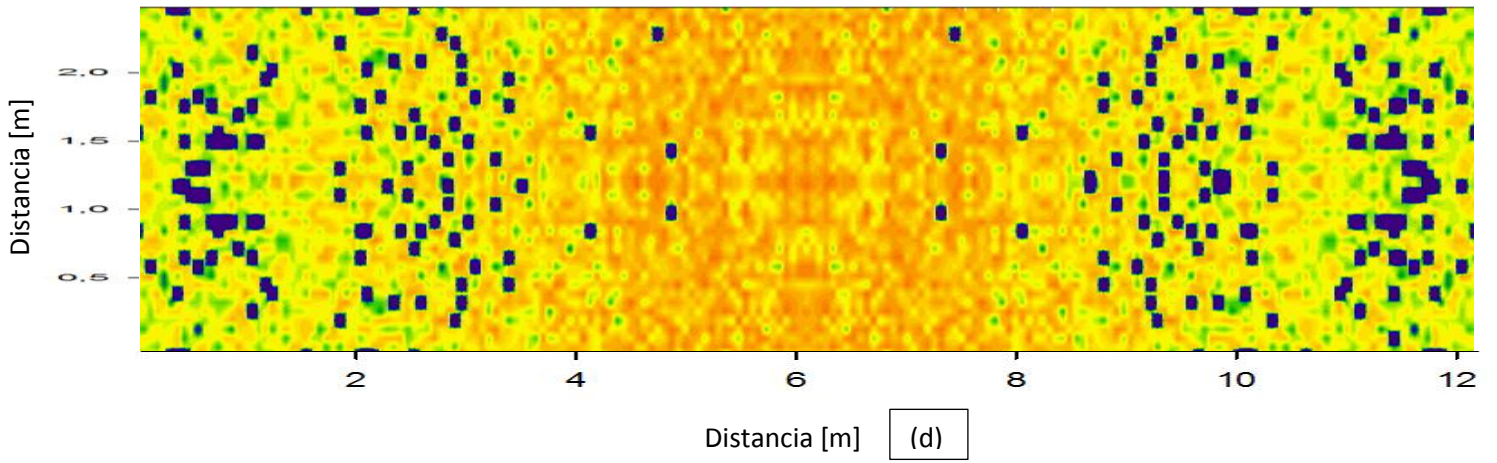


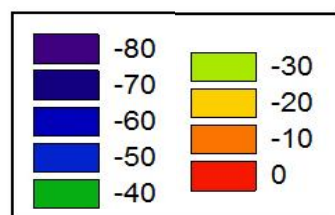
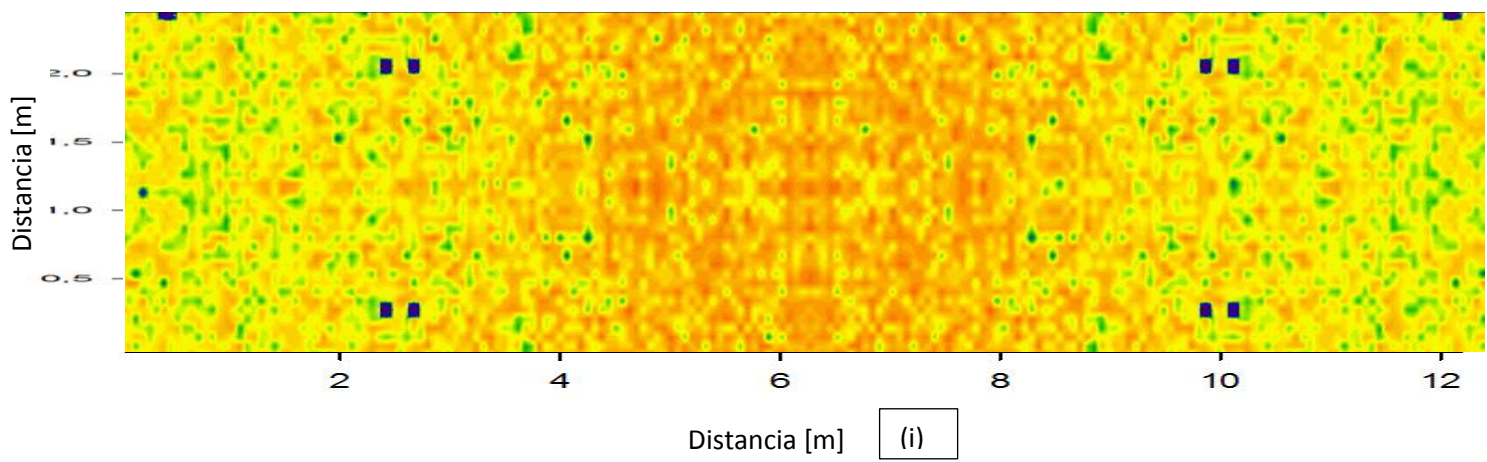
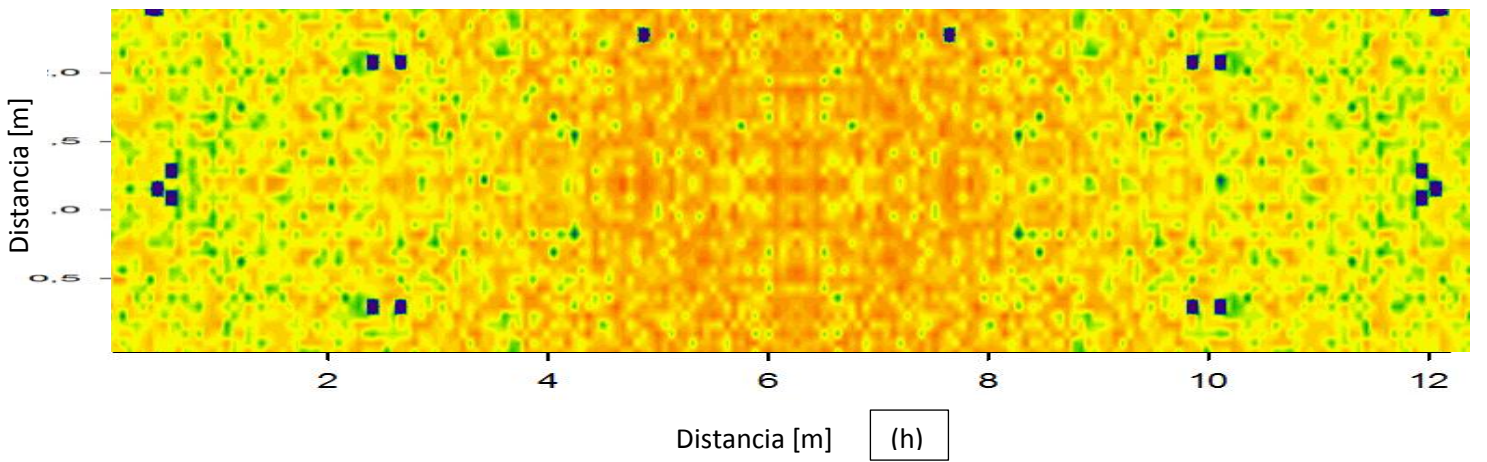
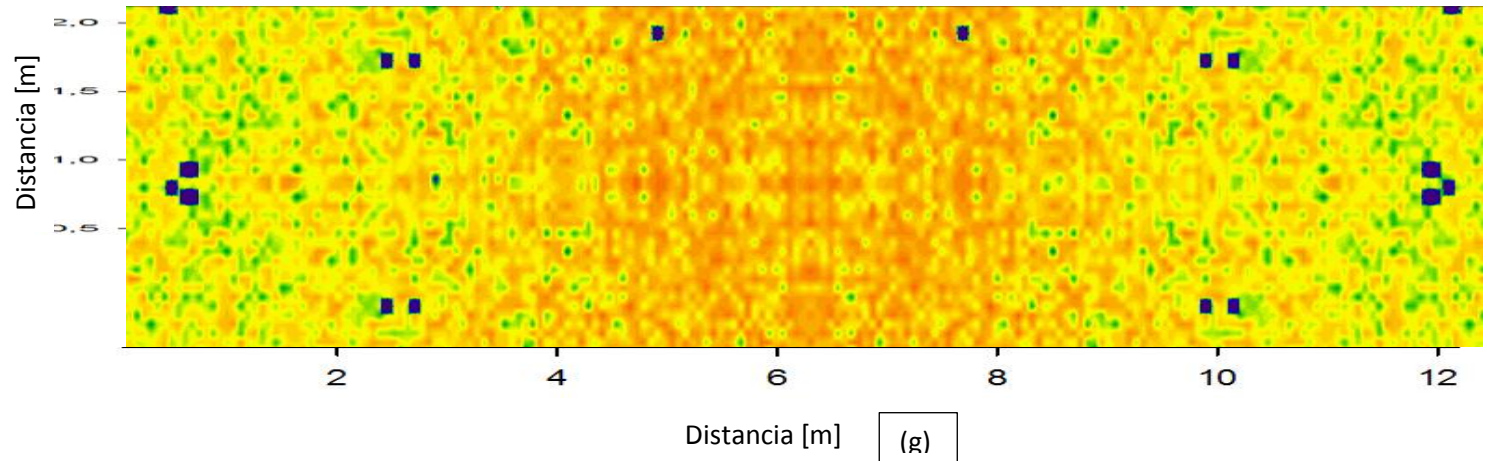


A2. Planos bidimensionales y radiales de potencia obtenidos en la Altura 10 (0,6 metros).

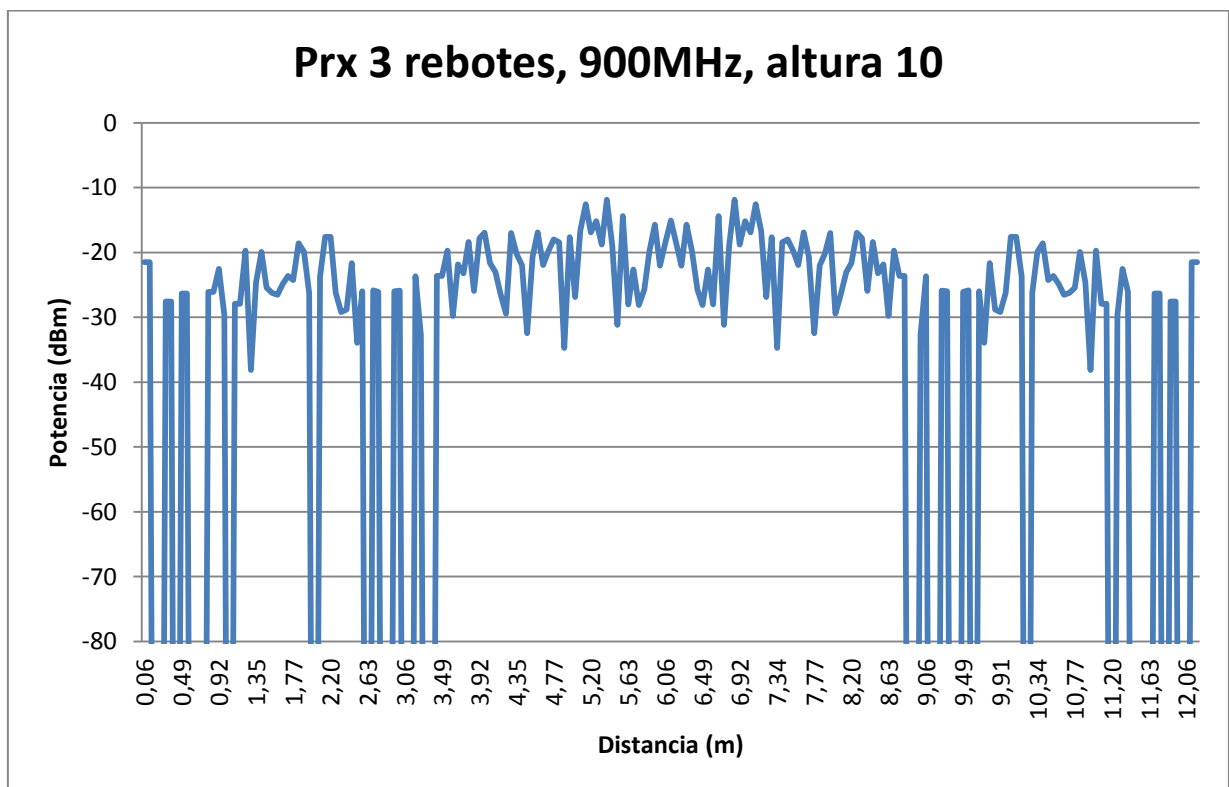
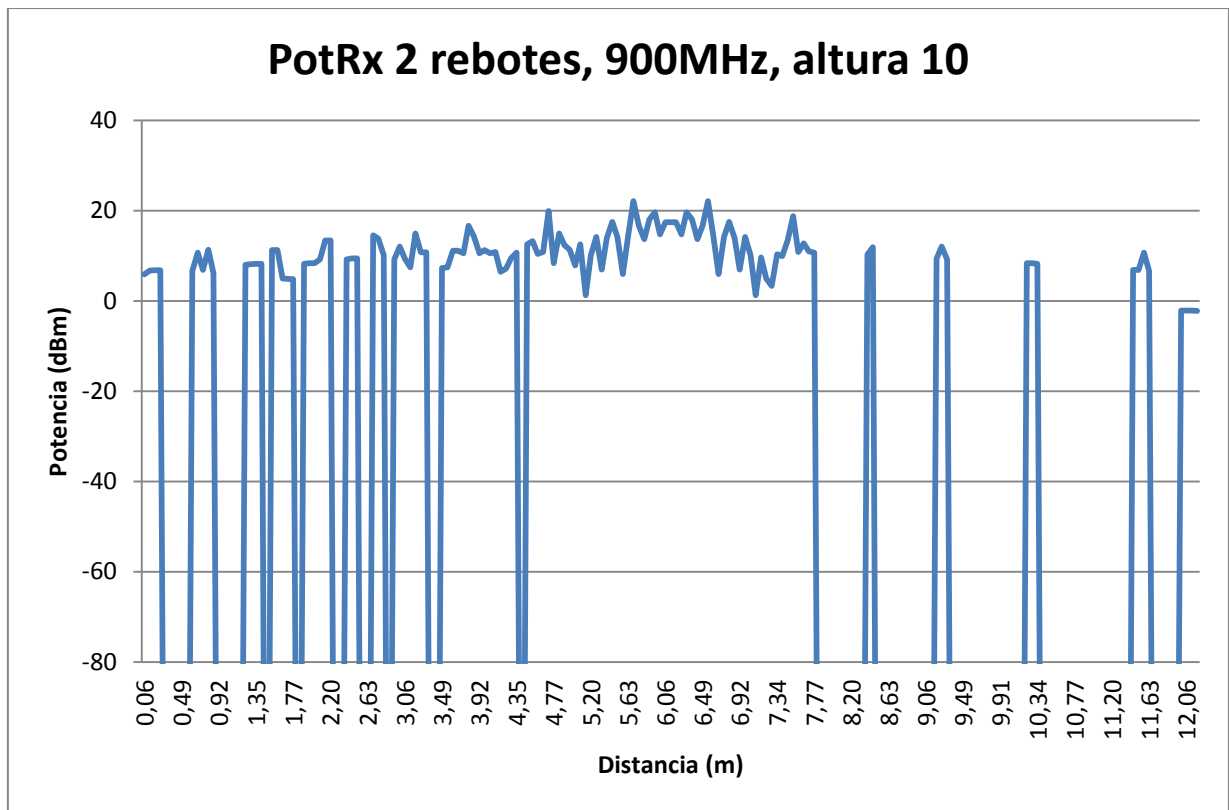
A2.a. Planos bidimensionales de potencia

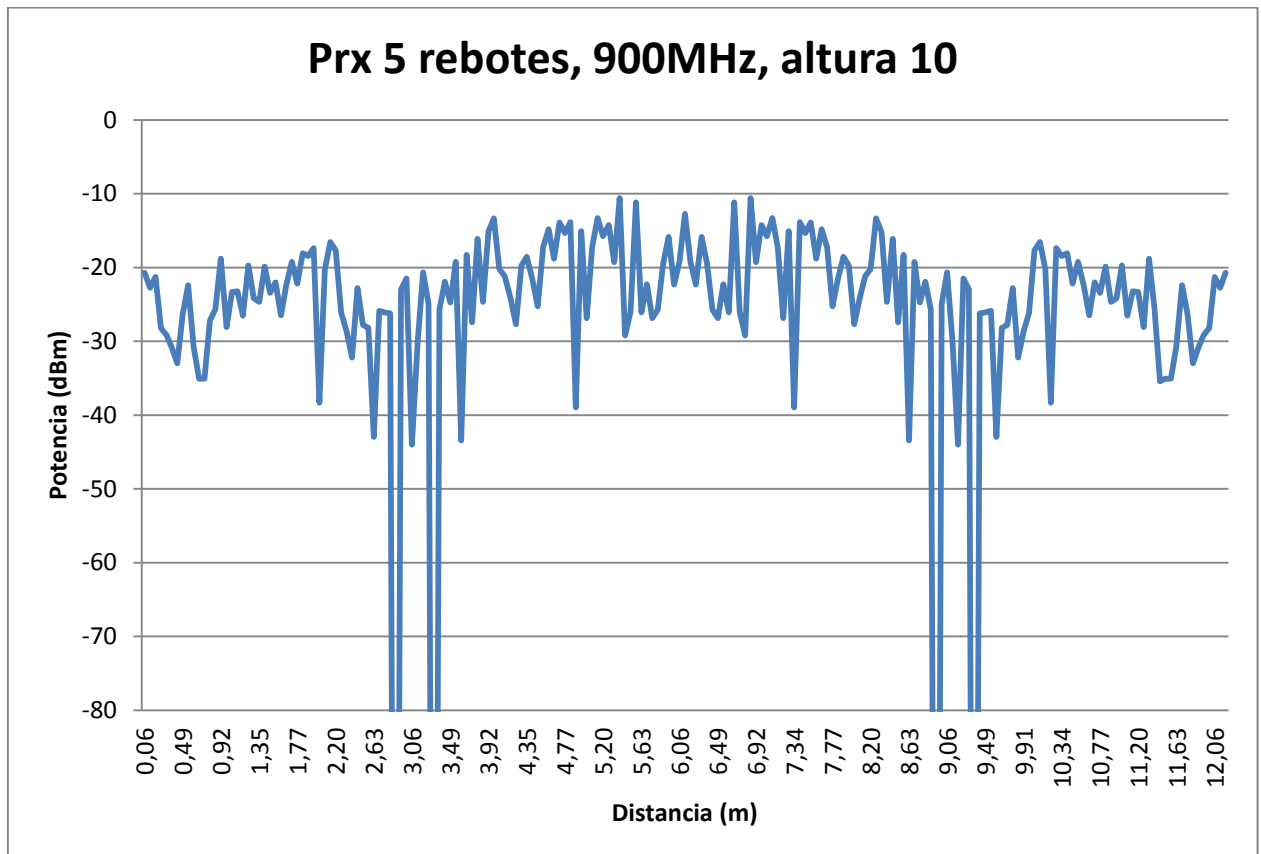
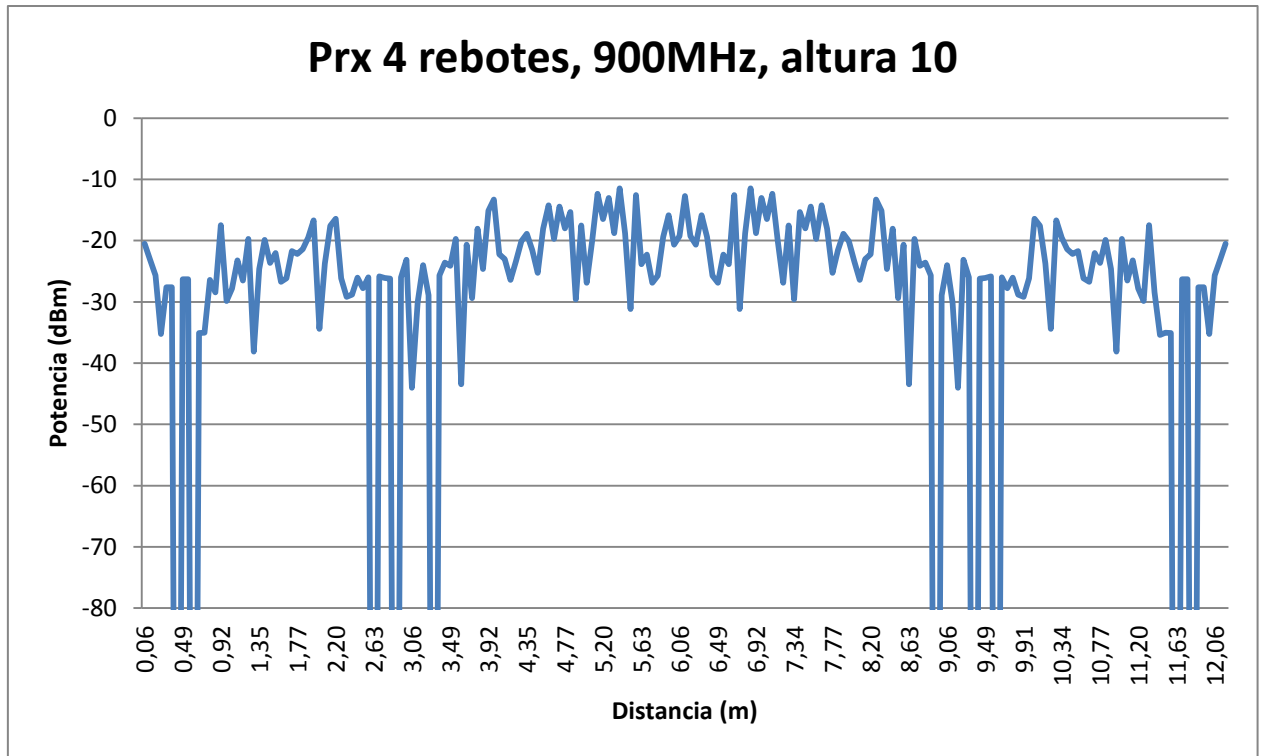


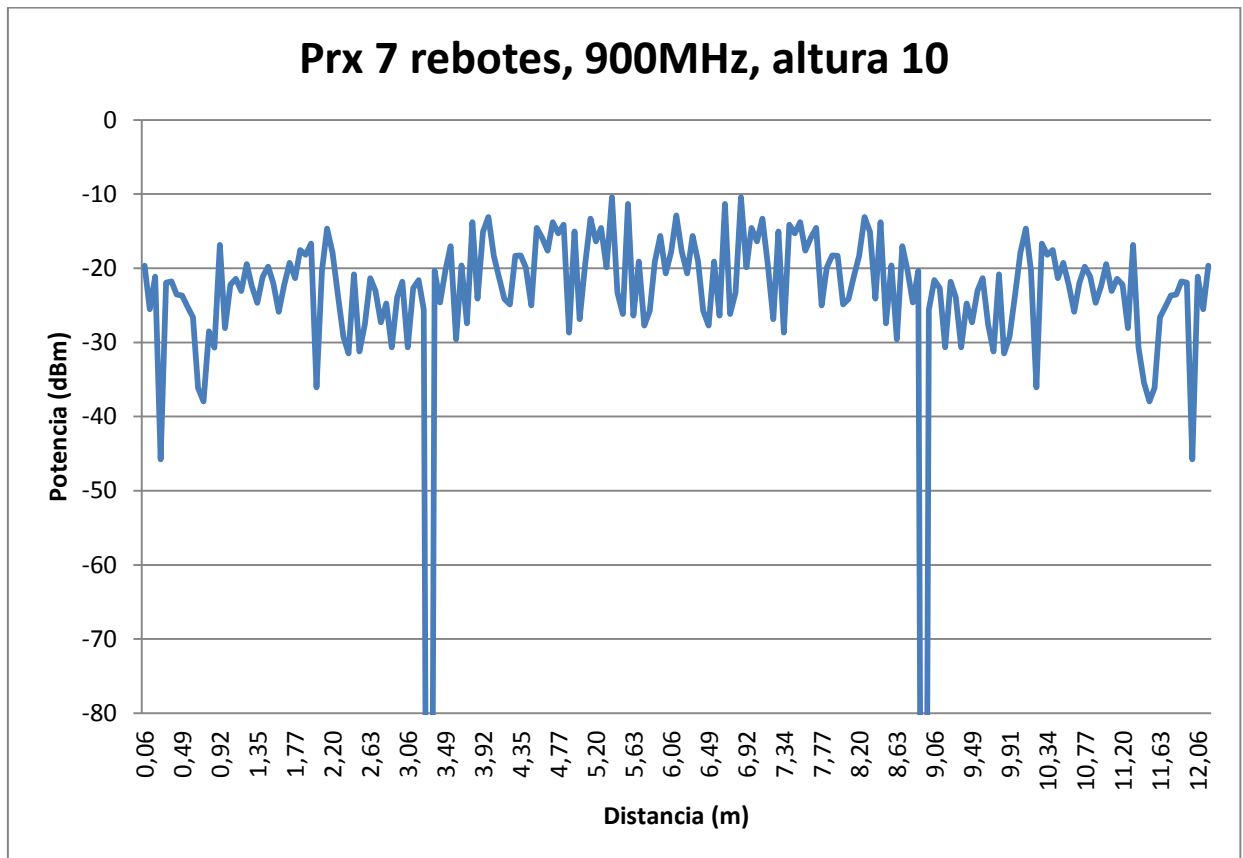
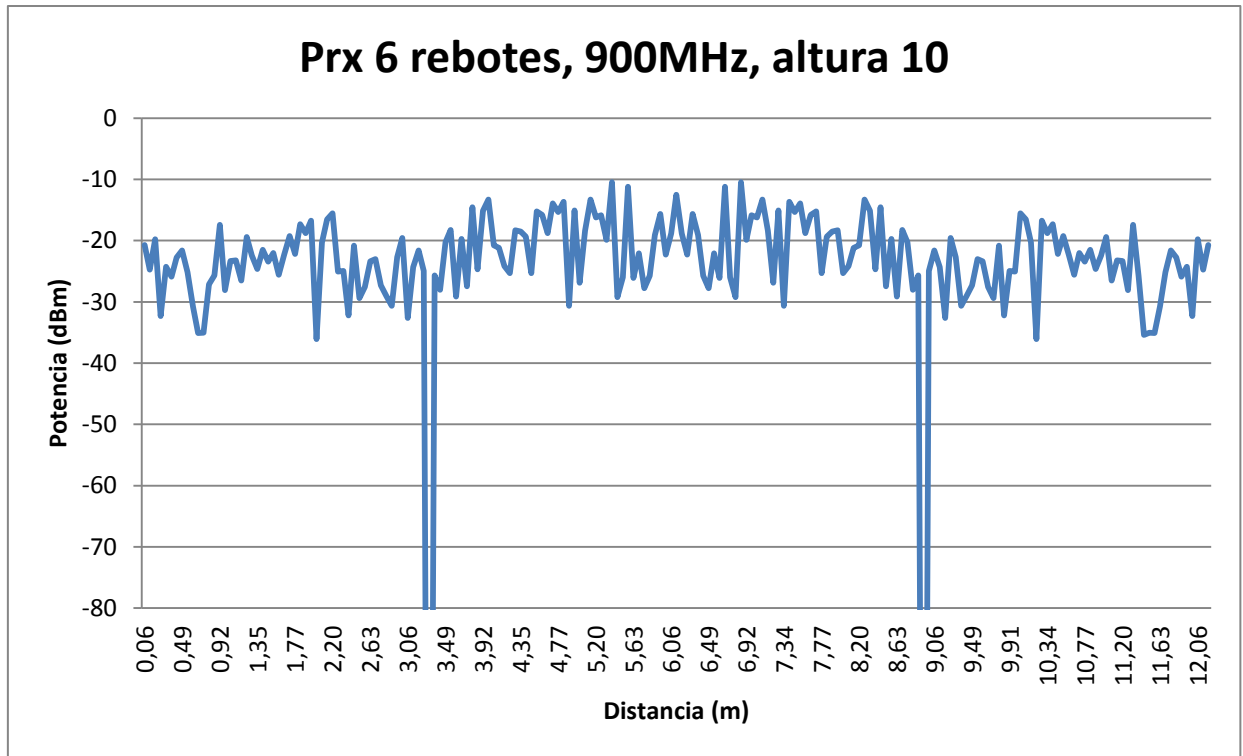


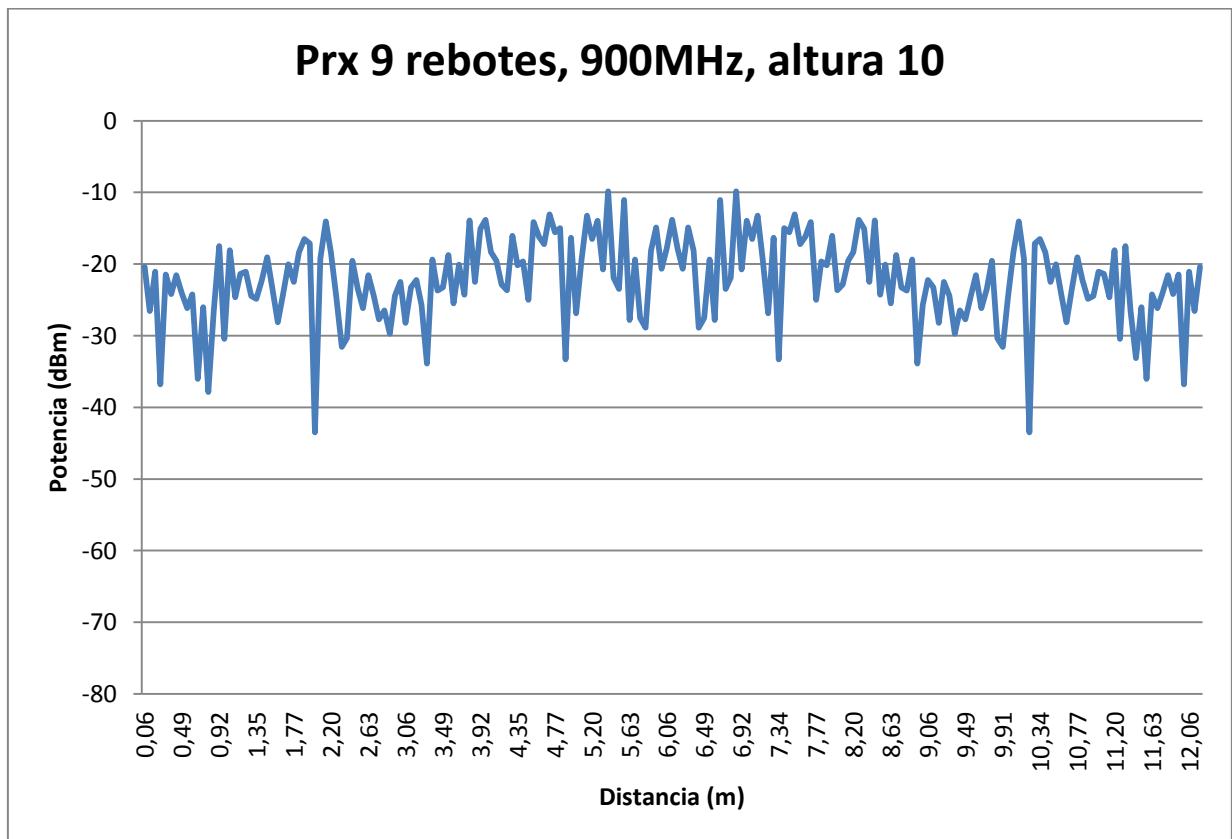
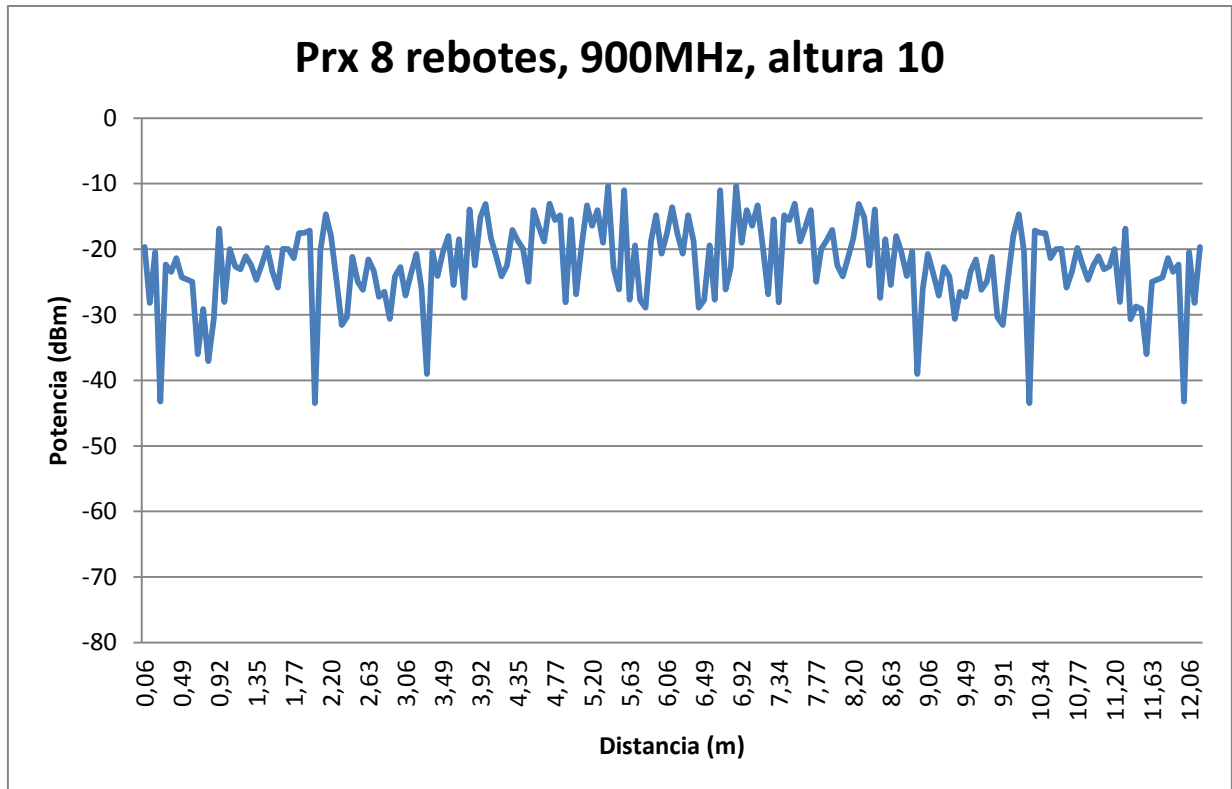


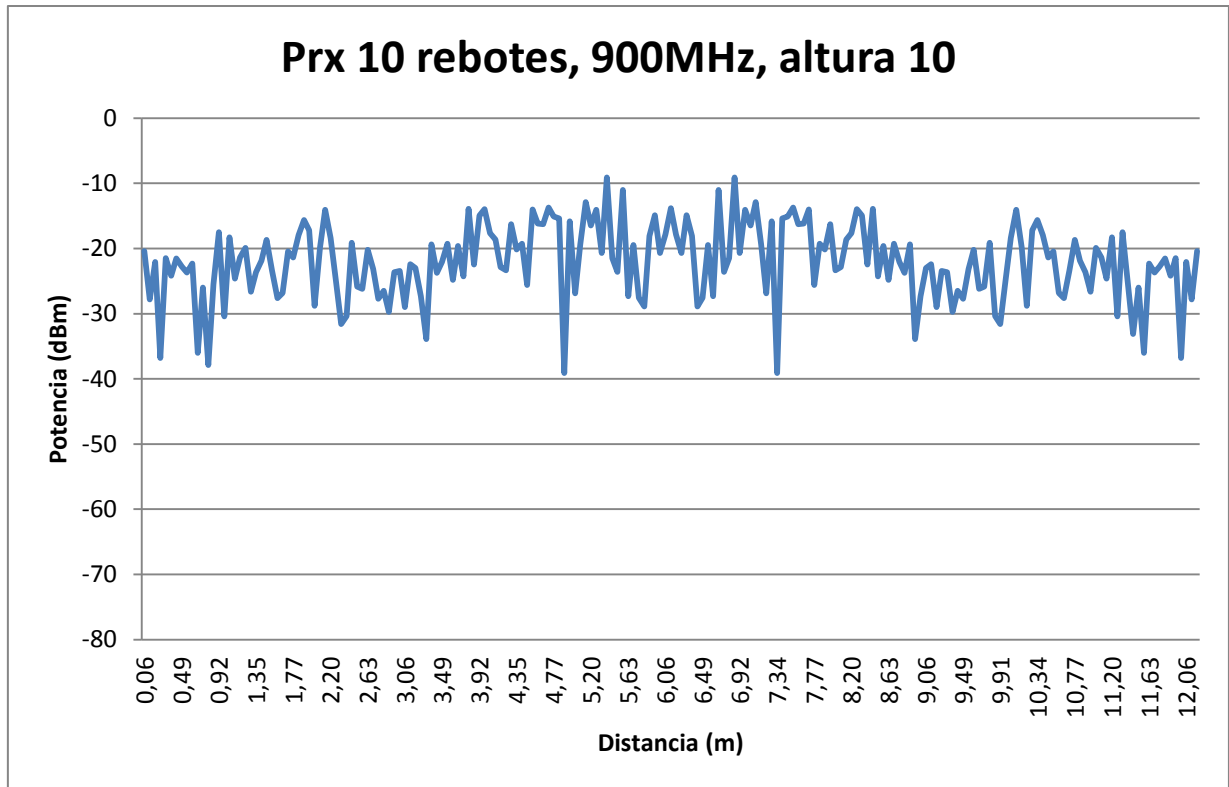
A2.b. Radiales de potencia











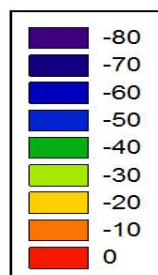
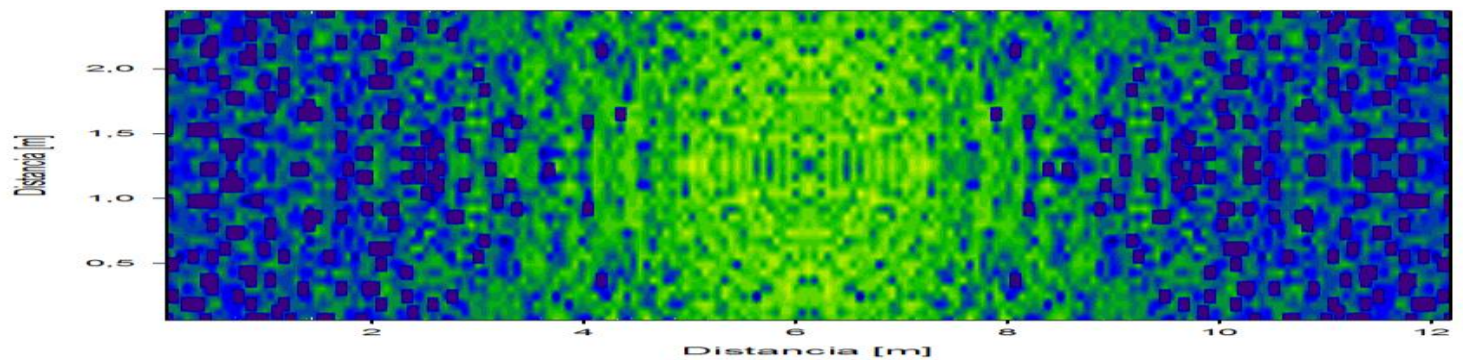
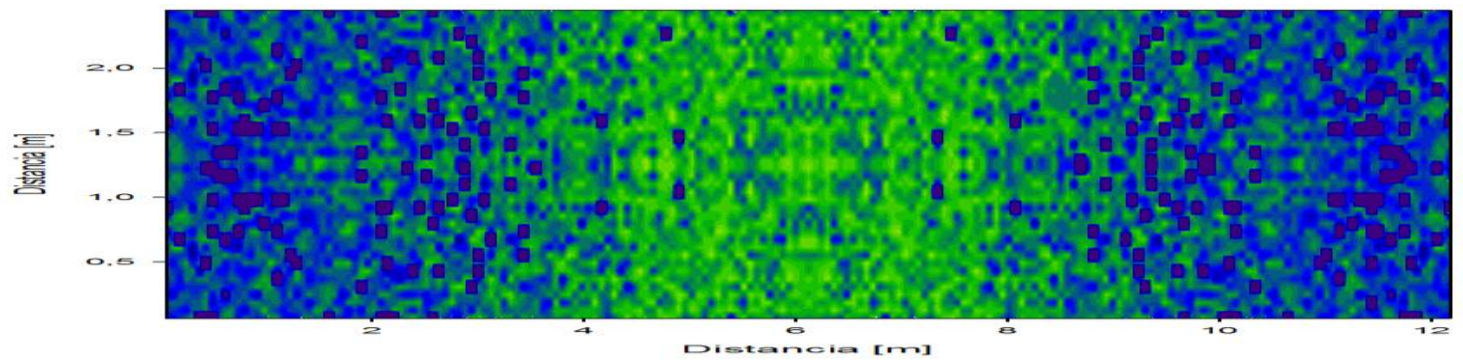
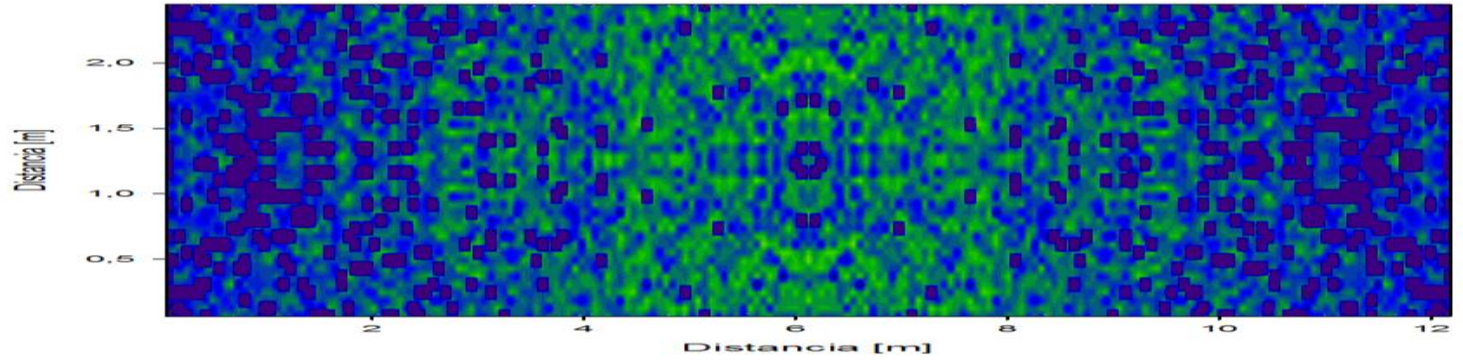
ANEXO II

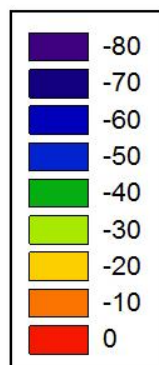
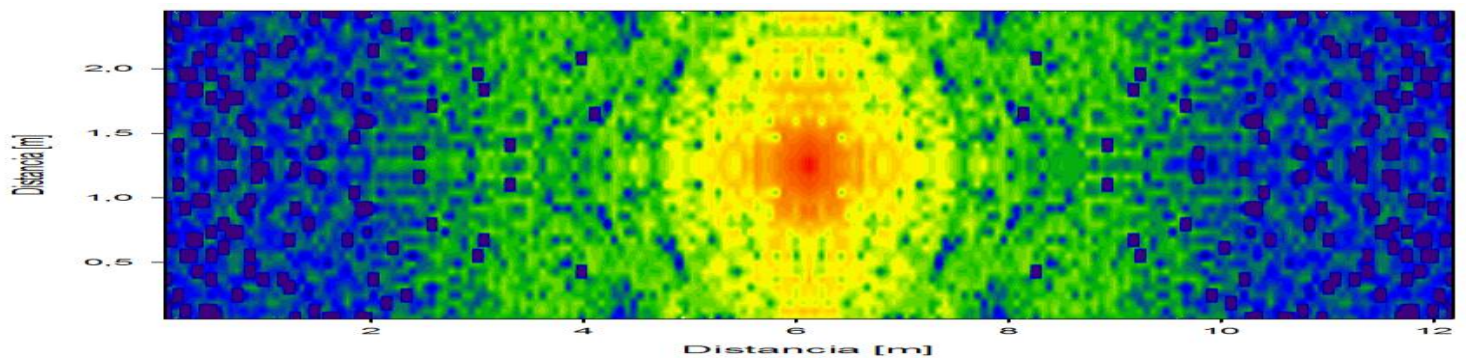
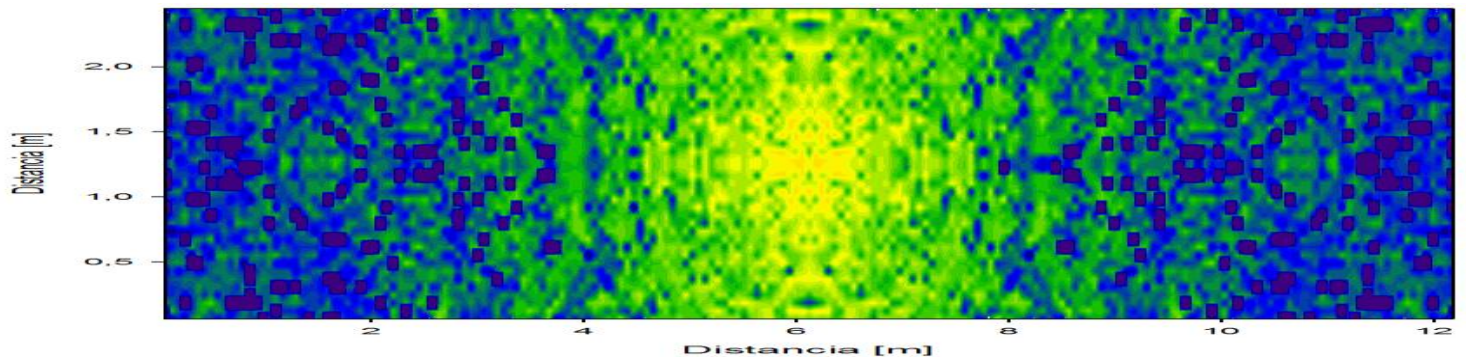
Nivel de potencia en función de la ubicación del transceptor y la frecuencia de trabajo.

Planos bidimensionales de potencia en distintas alturas

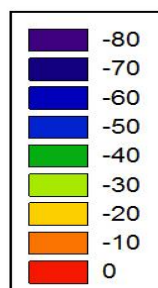
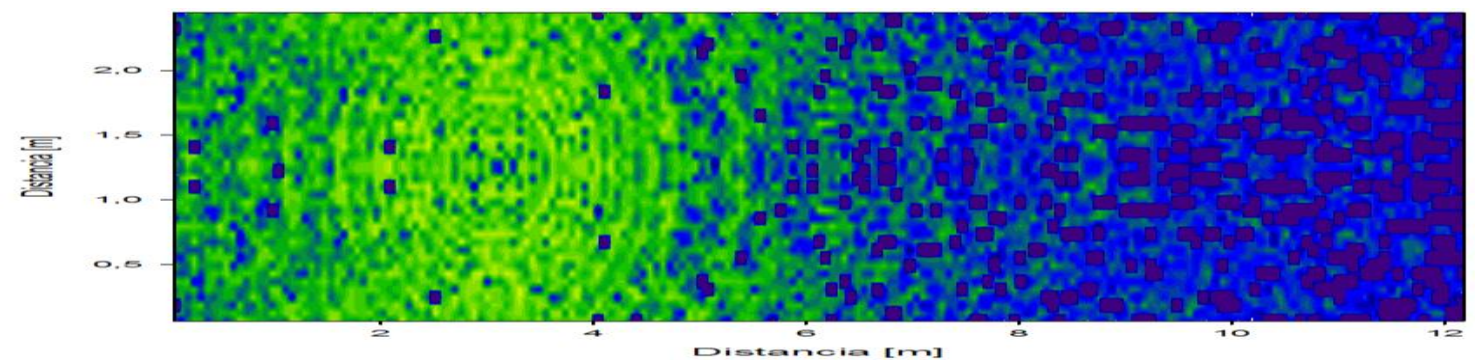
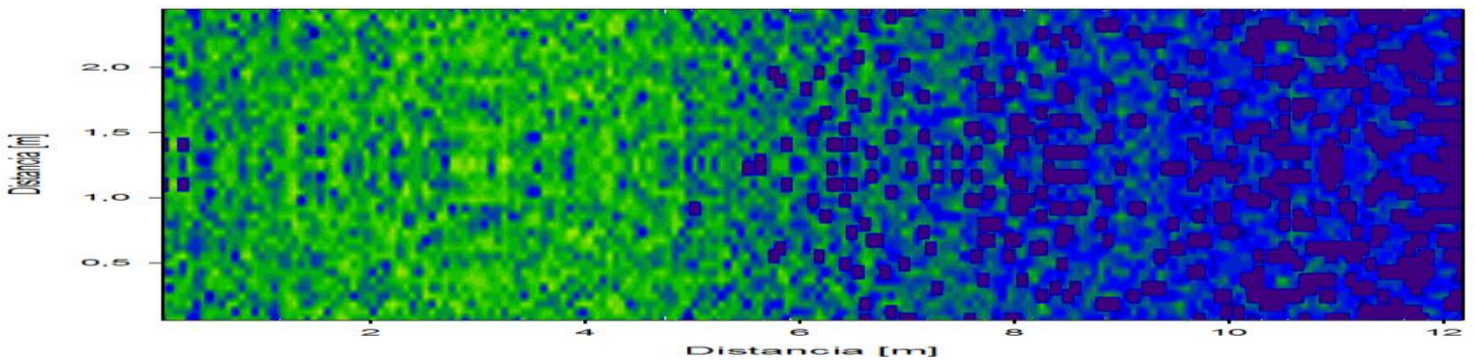
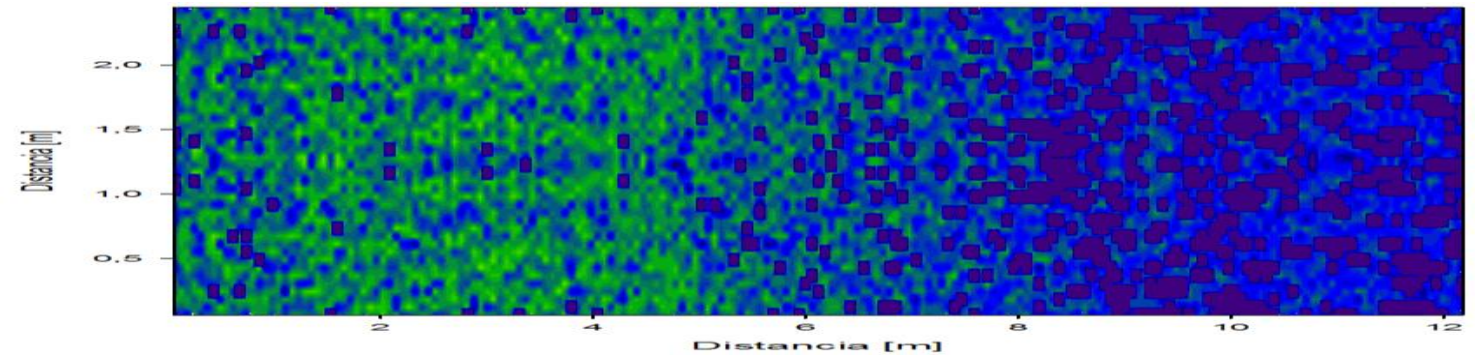
Diagramas Bidimensionales de potencia con $f=2.4\text{GHz}$ y una potencia de transmisión de antena de $P_{tx}=2,88\text{Mw}$.

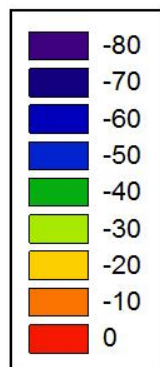
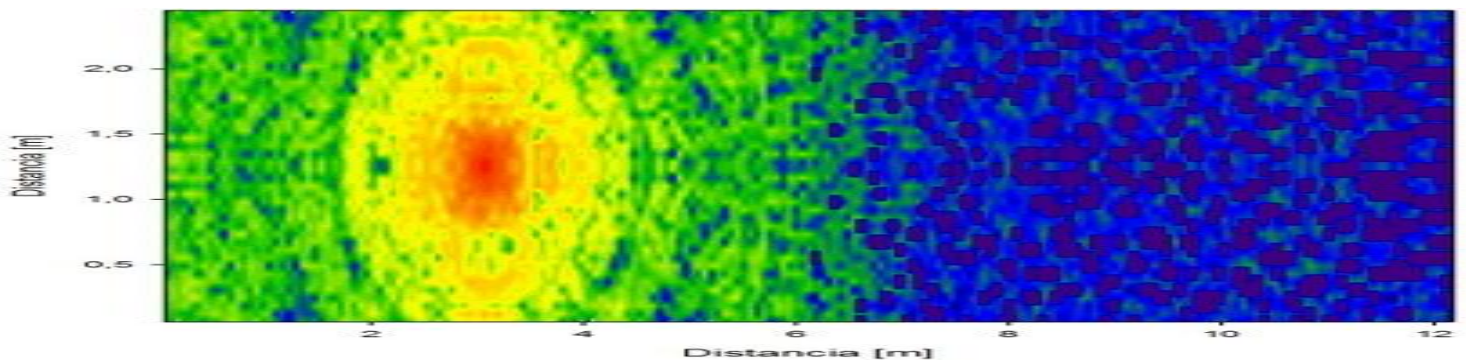
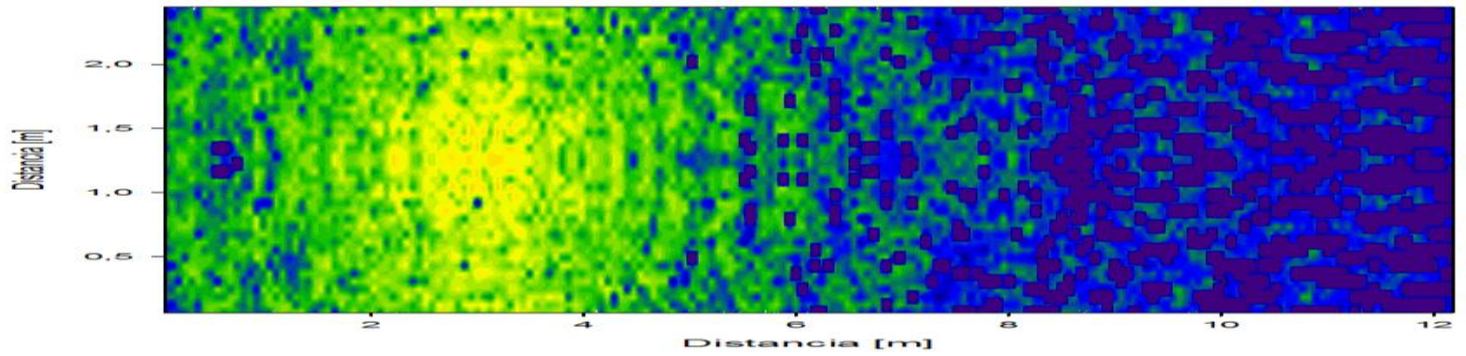
- Posicion P1 antena (6.04, 1.22, 2.5 en xyz respectivamente)



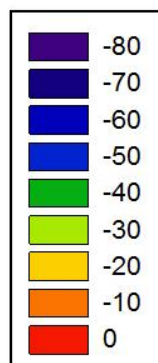
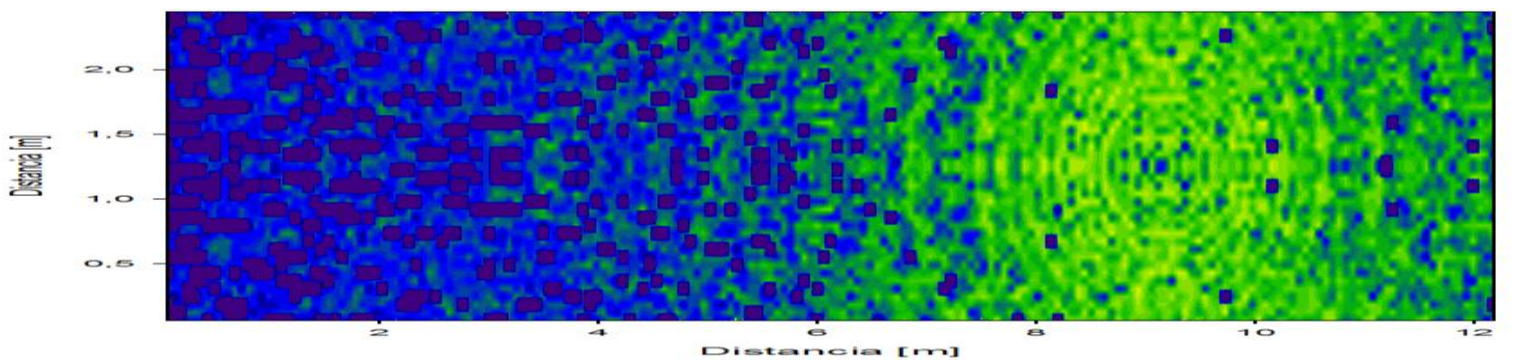
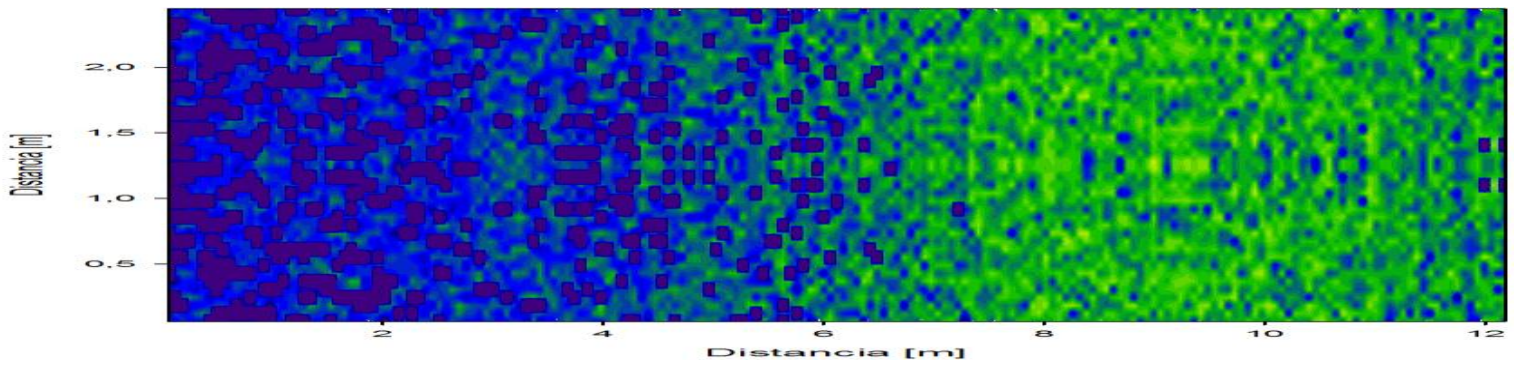
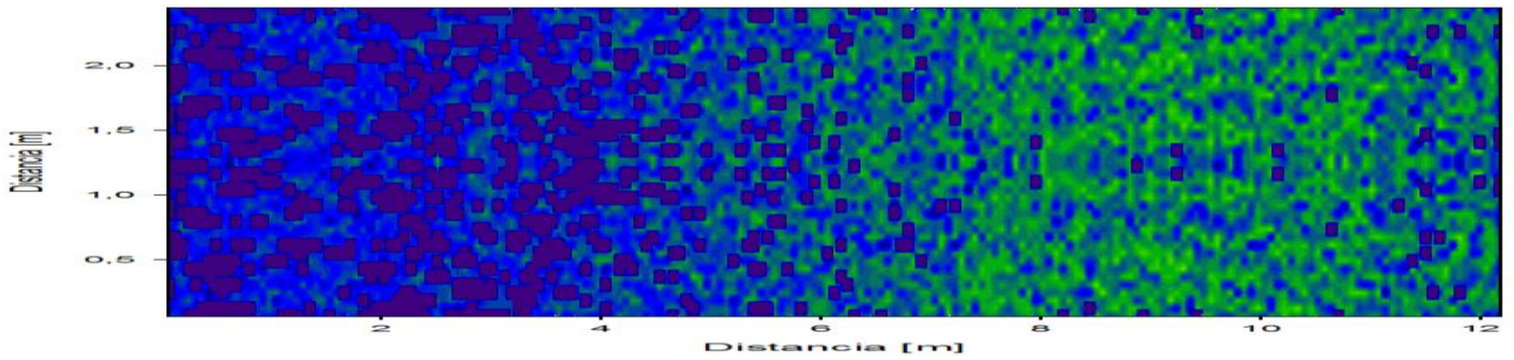


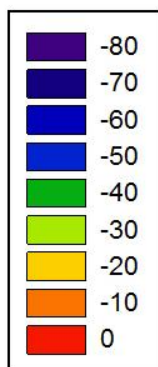
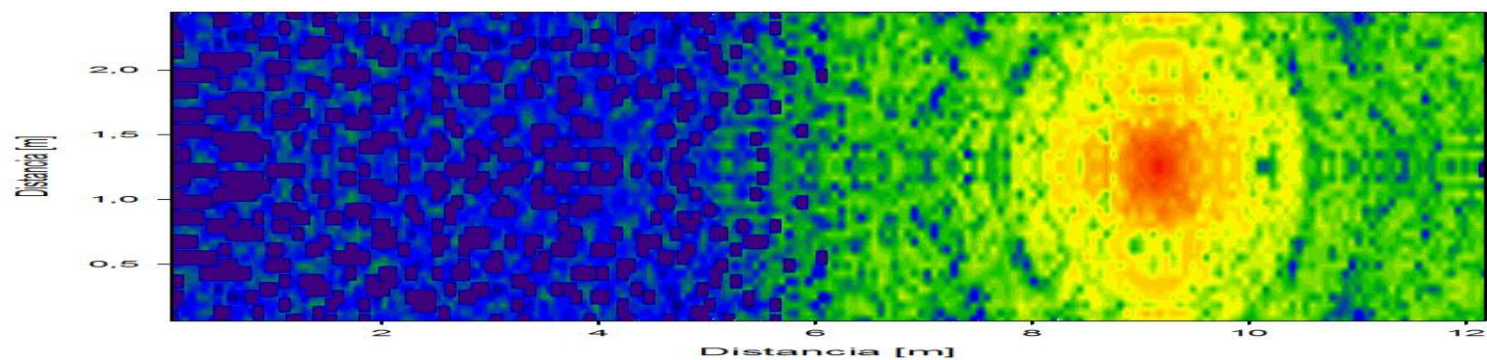
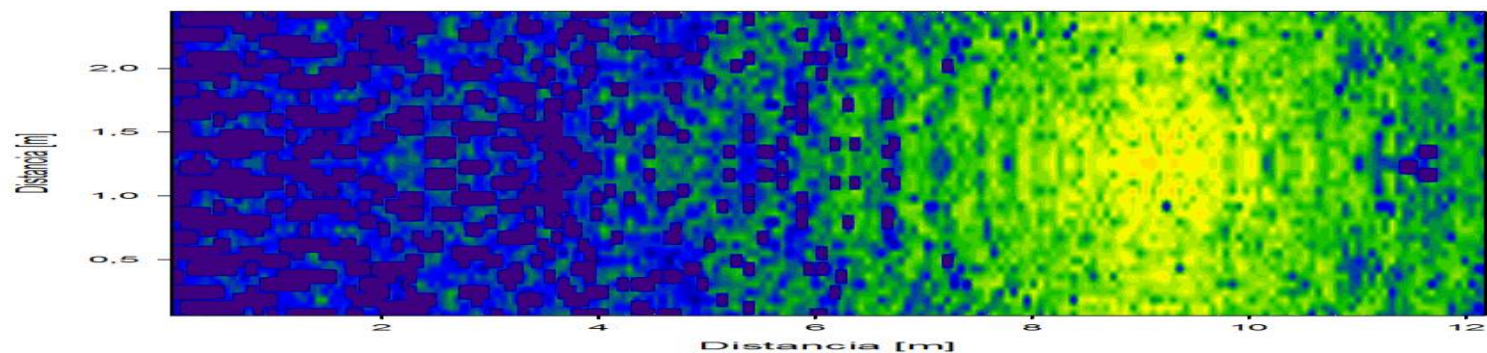
- Posicion P2 antena (3.04, 1.22, 2.5 en x,y,z respectivamente)





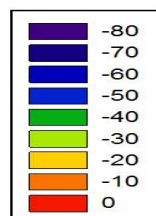
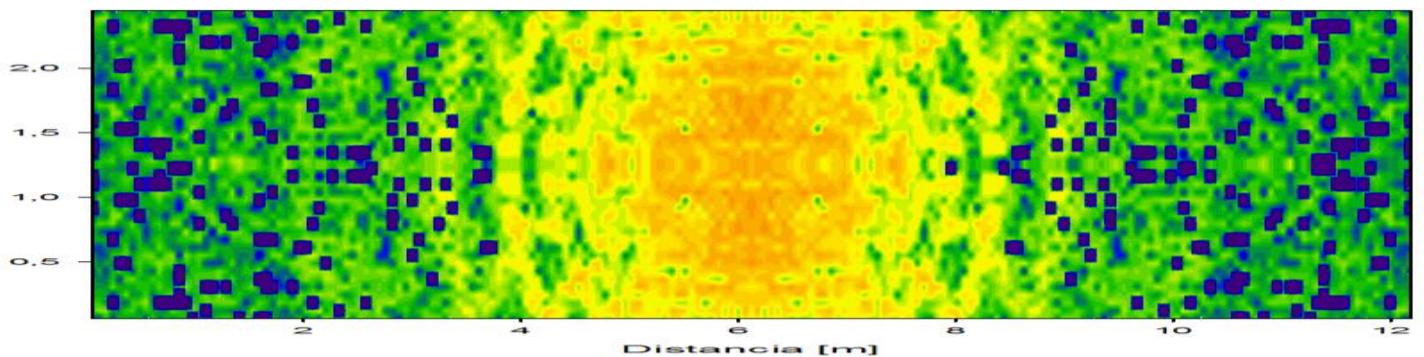
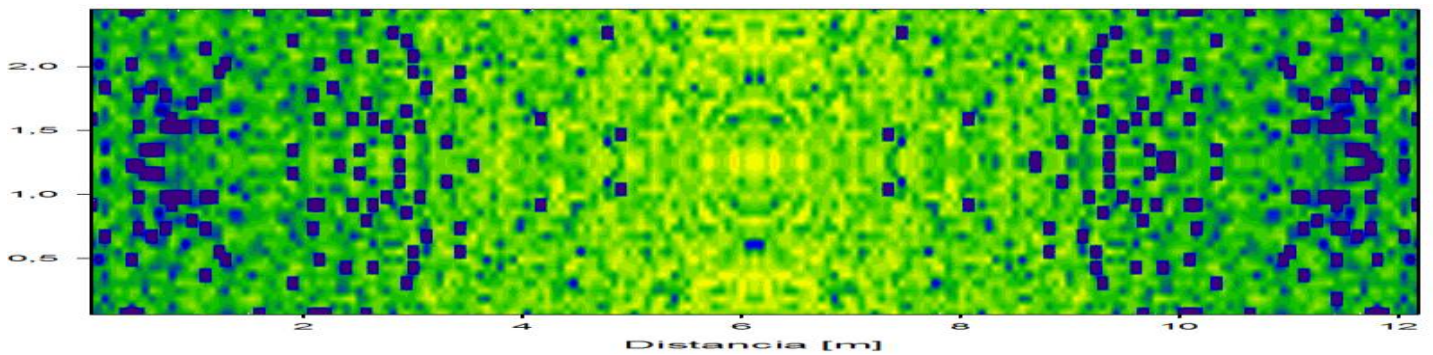
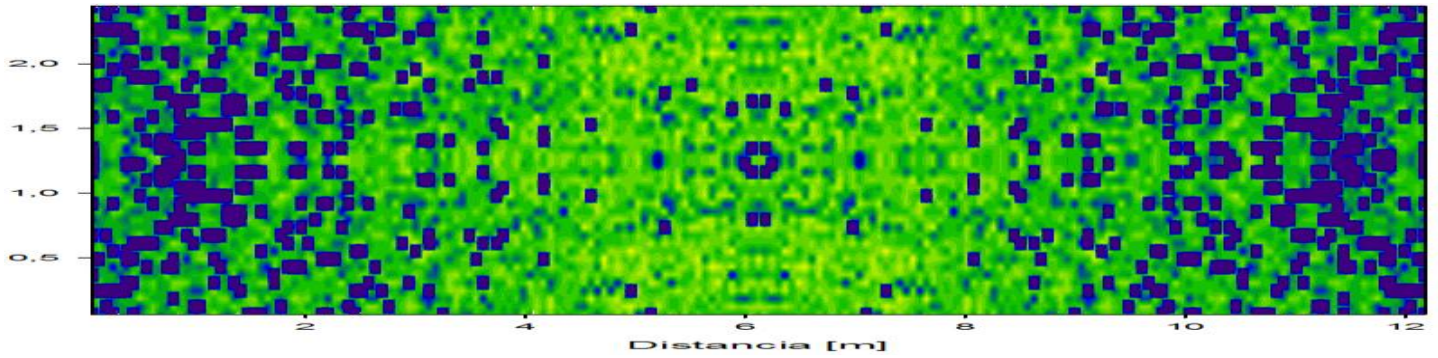
- Posicion P3 antena (9.12, 1.22, 2.5 en x,y,z respectivamente)

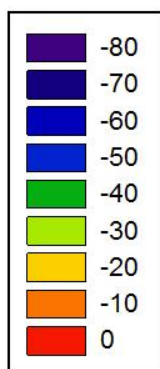
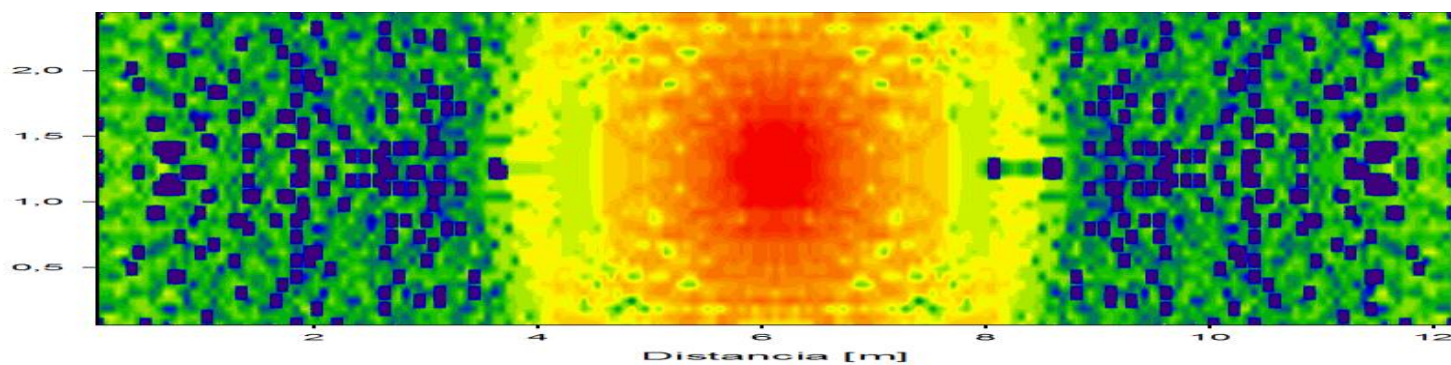
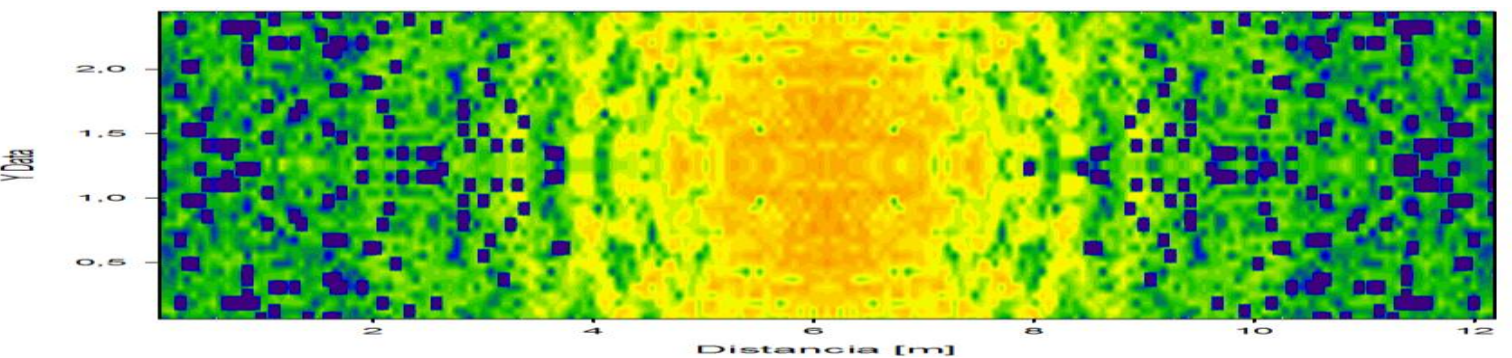




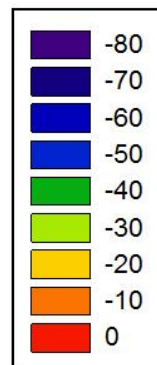
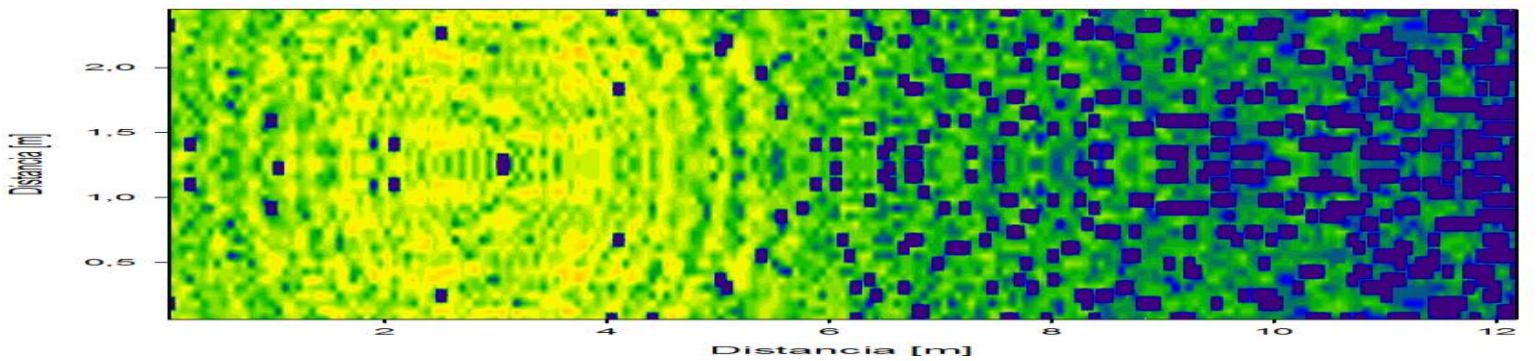
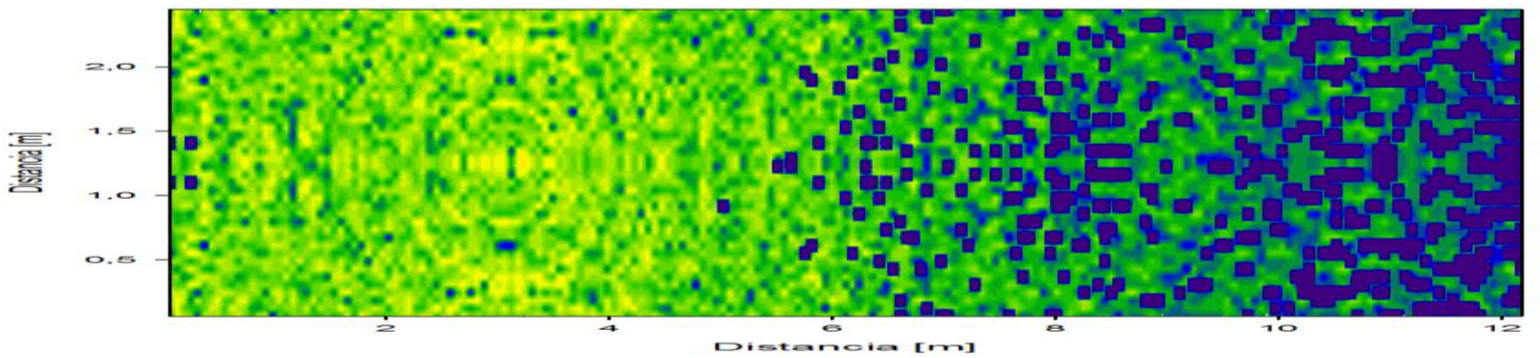
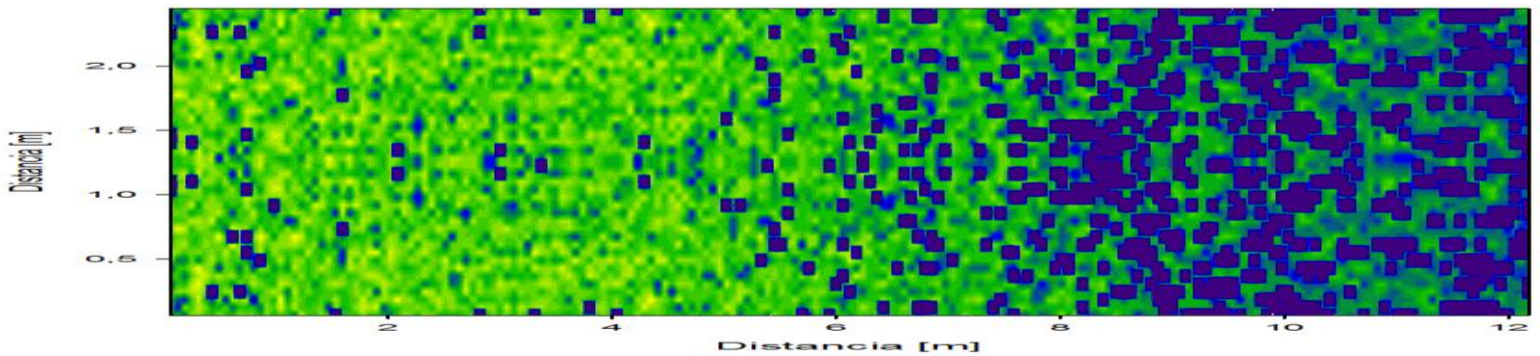
Diagramas Bidimensionales de potencia con $f=900\text{MHz}$ y una potencia de transmisión de antena de $P_{tx}=2,88\text{Mw}$.

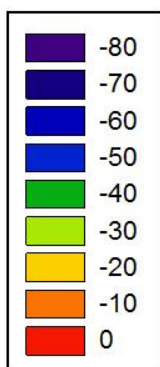
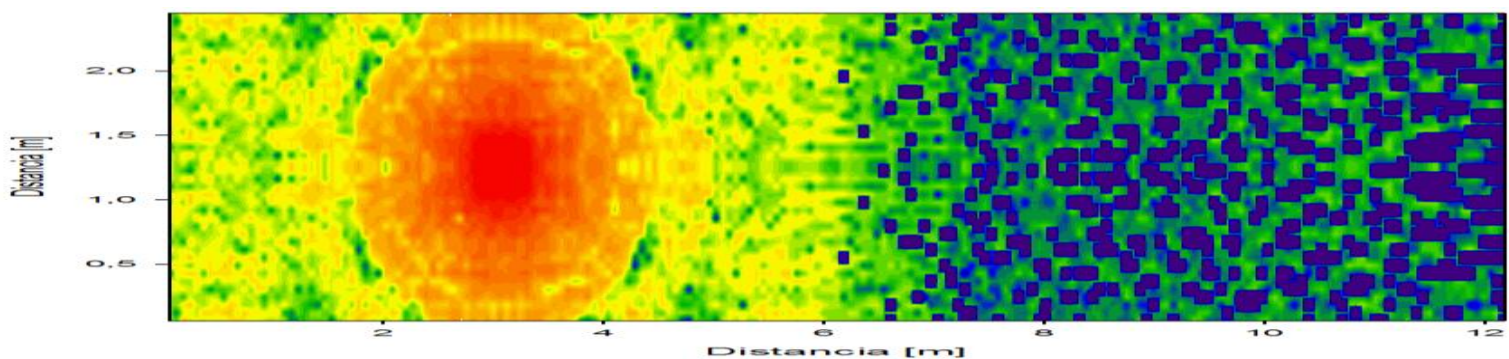
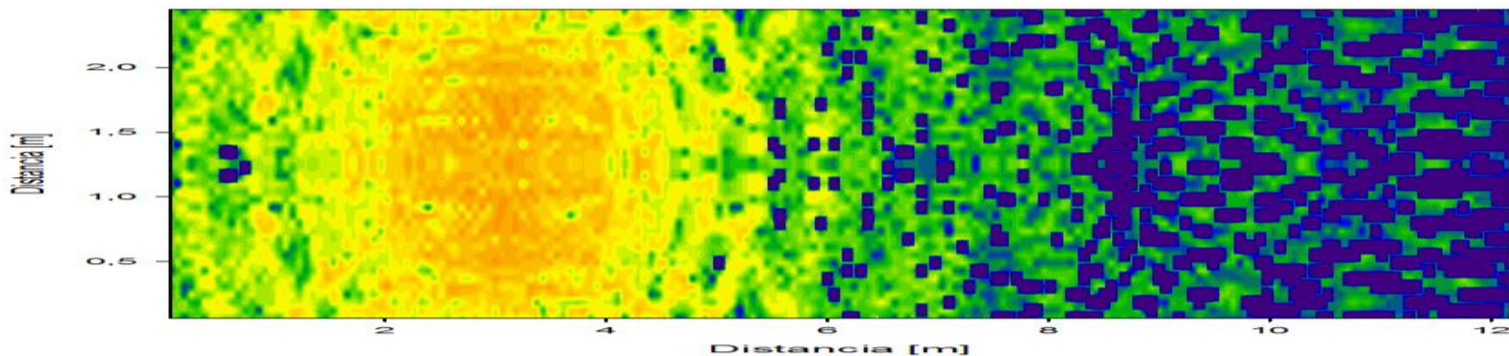
- Posicio Posicion P1 antena (6.04, 1.22, 2.5 en xyz respectivamente)



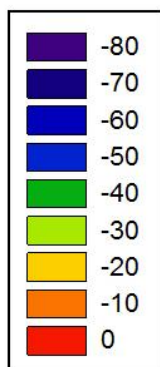
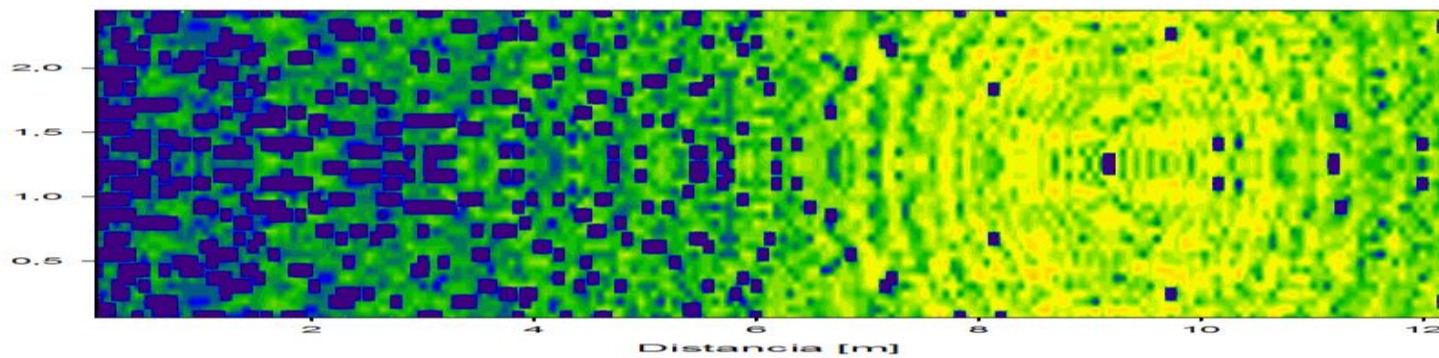
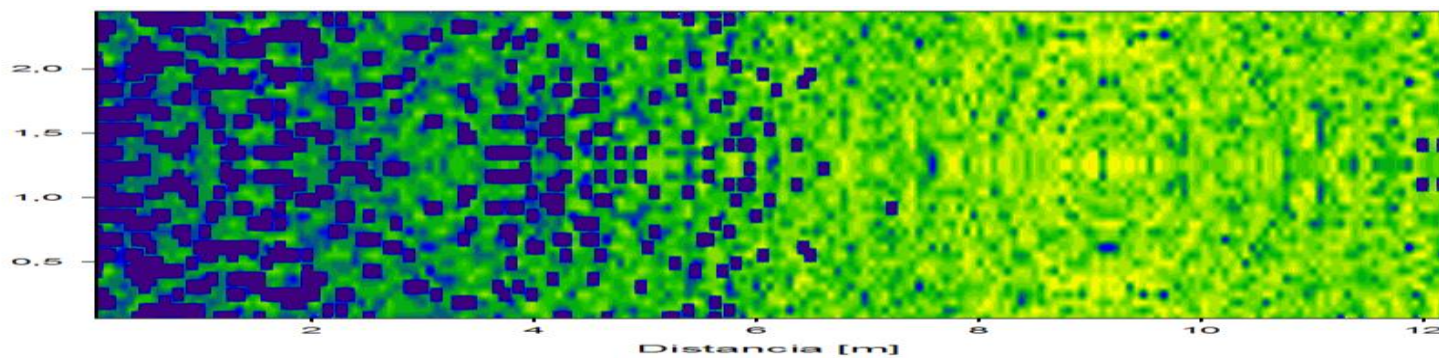
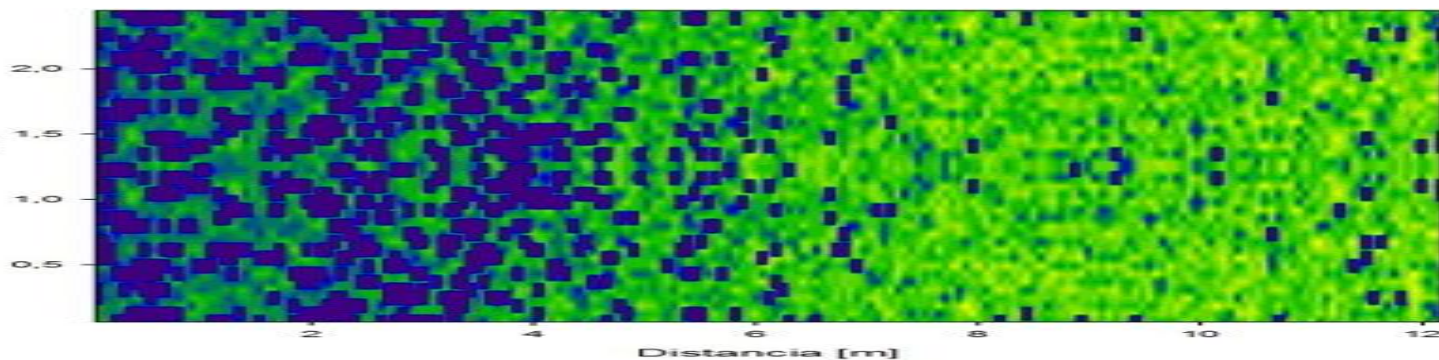


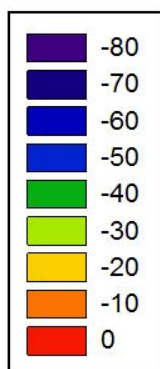
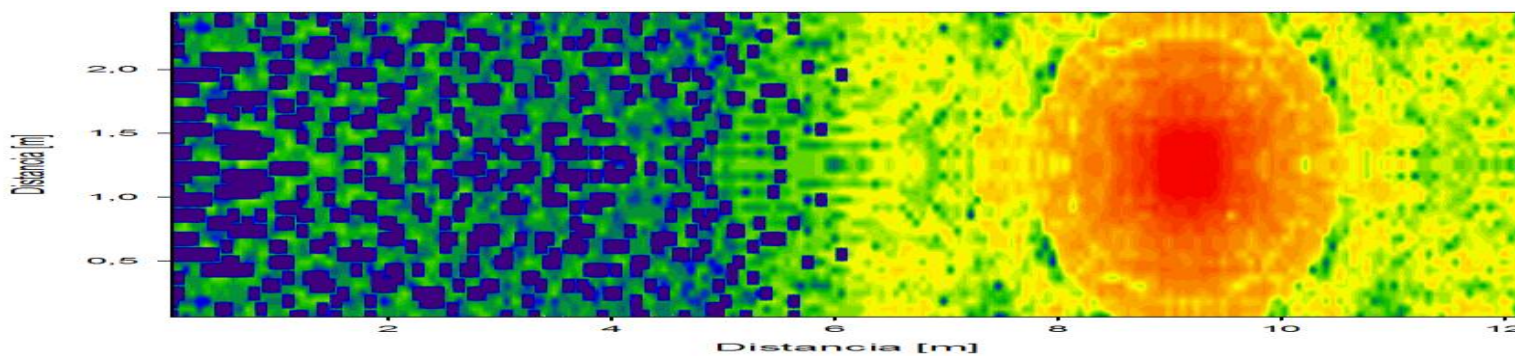
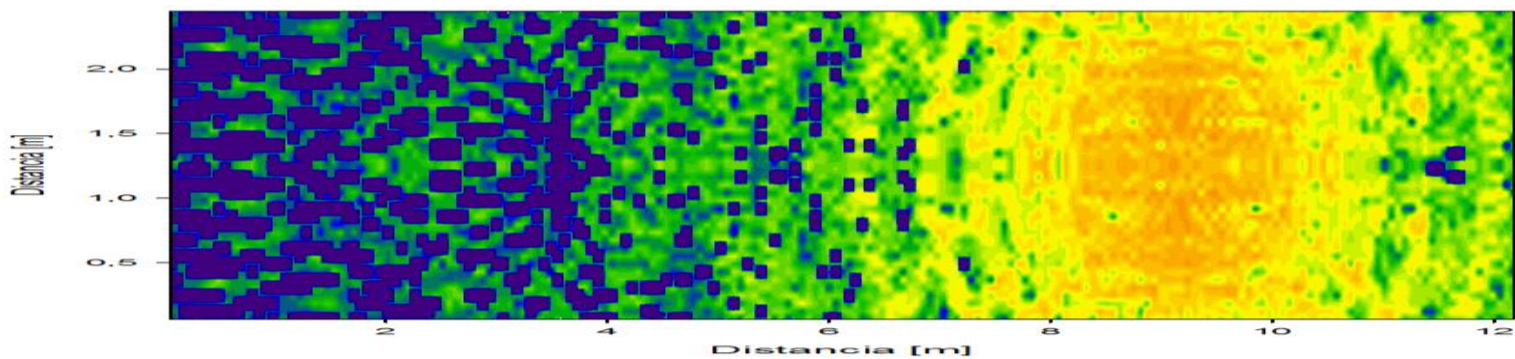
- Posicion P2 antena (3.04, 1.22, 2.5 en x,y,z respectivamente)





- Posicion P3 antena (9.12, 1.22, 2.5 en x,y,z respectivamente)





Análisis del Canal Radioeléctrico en el Interior de Vagones de Transporte en el Sector Ferroviario

Tomás Cantabrana Martínez⁽¹⁾, Víctor Garrido Calvo⁽¹⁾, Leyre Azpilicueta⁽¹⁾, José Javier Astráin⁽²⁾, Jesús Villadangos⁽²⁾, Francisco Falcone⁽¹⁾.

cantabrana.57715@e.unavarra.es, garrido.58222@e.unavarra.es, leyre.azpilicueta@unavarra.es, josej.astrain@unavarra.es, jesuv@unavarra.es, francisco.falcone@unavarra.es

⁽¹⁾ Dpto. de Ingeniería Eléctrica y Electrónica, Universidad Pública de Navarra.

⁽²⁾ Dpto. de Ingeniería Matemática e Informática, Universidad Pública de Navarra.

Abstract. In this work, the behavior of wireless channel propagation in a train transportation container is presented. The container is modeled with and without load, considering the existence of a transceiver which can establish communication with elements within the cargo load. An in house 3D ray launching code is applied in order to obtain estimation of received power levels as well as time domain characteristics. These results can aid in the adequate planning of the deployment of multiple transceivers in order to implement a real time logistics traceability system.

I. INTRODUCCIÓN

Uno de los grandes retos que tienen las empresas de distribución es optimizar el proceso logístico. Es cada vez más necesario tener un control en tiempo real tanto de las mercancías transportadas en términos de parámetros ambientales, como de cumplimiento de hitos temporales y de garantía en la entrega de manera adecuada tanto en términos del lugar de entrega como la hora de la misma.

Uno de los medios de transporte que mayor potencial tiene para incrementar el grado de competitividad a nivel europeo es el ferrocarril, debido fundamentalmente a las características orográficas como a la infraestructura desplegada. Los sistemas de gestión logística se amoldan a las características propias del sector ferroviario: número más reducido de operadores ferroviarios, gran volumen de mercancías transportadas y gran variedad de las mismas.

El empleo de tecnologías inalámbricas de diversos tipos es fundamental para poder implantar nuevas estrategias de trazabilidad, así como para poder mejorar los procesos existentes. De esta manera, se puede contar con intercomunicación del tren con infraestructura de comunicaciones pública (como puede ser el caso de redes móviles GPRS/UMTS), como redes de comunicaciones propias de la infraestructura ferroviaria (GSM-R, redes WLAN propias del gestor ferroviario o redes de trunking digitales, como TETRA v2.0 para posibilitar el envío de datos). A estas redes se les puede superponer redes de corto alcance, tales como WPAN o sistemas NFC, con el fin de posibilitar la detección y la trazabilidad en el entorno interior de los vagones que contienen las mercancías transportadas [1-2].

Uno de las características que presenta el entorno de los vagones es que se trata de espacios metálicos, que pueden ser diáfanos o contar con algún tipo de sistema de almacenaje, en forma de cubículos o estanterías. Esto implica la presencia de componentes multitrayectos relevantes, lo que dificulta la labor de planificación radioeléctrica de los sistemas que se han de implantar en el interior de los vagones para poder llevar a cabo las tareas de detección.

En este trabajo, se presenta el estudio del comportamiento del canal radioeléctrico para el escenario de un vagón de transporte de mercancías en el sector ferroviario. La influencia de la topología y de la morfología del escenario se tiene en cuenta mediante el empleo de un algoritmo de simulación de lanzamiento de rayos 3D, cuyos resultados se presentan a continuación.

II. DEFINICIÓN DEL ESPACIO Y METODOLOGÍA DE SIMULACION

Con el fin de comprobar cómo se distribuye la potencia radiada por una antena dentro de un entorno cerrado muy reflexivo como puede ser un vagón de mercancías, se ha diseñado un escenario sencillo con forma de paralelepípedo rectangular emulando un contenedor para el transporte de mercancías [3]. El análisis radioeléctrico se realiza mediante el empleo de un algoritmo de lanzamiento de rayos 3D [4], implementado en Matlab y que tiene en cuenta los procesos de reflexión, refracción y difracción de primer orden, así como los parámetros de los materiales que componen el escenario en términos de su constante dieléctrica y tangente de pérdidas. El escenario equivalente de simulación también se muestra en la Figura 1. La ventaja de utilizar lanzamiento de rayos 3D es la posibilidad de obtener resultados de alta precisión sin necesidad de recurrir a tiempos de cálculo excesivos, como puede ser el caso si se aplican técnicas de cálculo electromagnético completo 3D.

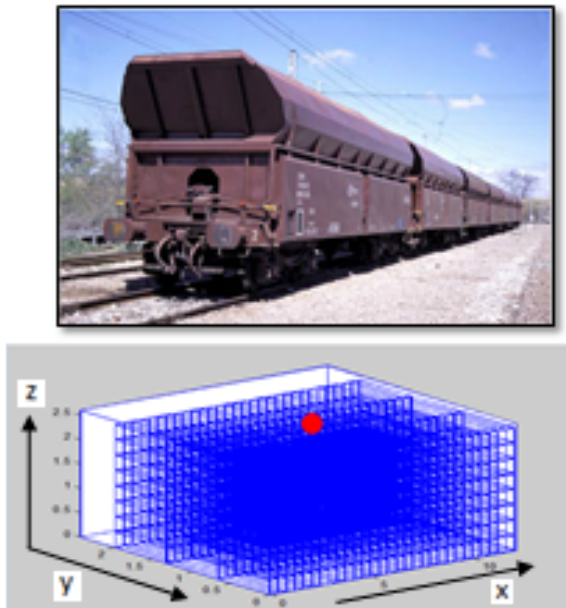


Fig. 1. Escenario de medida y su representación para los cálculos mediante lanzamiento de rayos 3D. El círculo denota la ubicación de la antena empleada en las pruebas.

En base a este escenario se han obtenido resultados de potencia recibida en el espacio radioeléctrico interior, que se presentan a continuación en forma de diagramas bidimensionales de potencia y perfiles de retardo potencia para un punto concreto del escenario de simulación. Los parámetros de simulación empleados han sido los siguientes: cuboides de 6cm, incremento de ϕ y θ de $\pi/90$, número de rebotes igual a 5, frecuencia de operación de 900MHz con tasa de transmisión de 106Kbps, y potencia de transmisión de 2mW. La antena utilizada es omnidireccional con polarización lineal vertical y 1.7dB de ganancia [5], situada en el centro del escenario a 10 cm del techo ($x=6.08m$, $y=1.22m$, $z=2.5m$) del contenedor de mercancías. El material que se ha considerado para la mercancía son cajas de polipropileno, caracterizadas con una constante dieléctrica de 2.6, conductividad de 0.11W/mK, y tangente de pérdidas de 0.0003.

III. CARACTERIZACIÓN DEL CANAL VEHICULAR INTERIOR

Con el fin de comprobar cómo se distribuye la potencia radiada por una antena en un espacio radioeléctrico interior de alto índice reflexivo se ha realizado una simulación mediante un algoritmo de trazado de rayos 3D para obtener los valores de potencia recibida en todo el volumen del espacio de simulación. En la Fig 2 se representa el diagrama bidimensional de potencia para el plano de altura 1.8m en el interior de un contenedor de mercancías vacío. El plano elegido ha sido de forma aleatoria y no tiene incidencia en los resultados obtenidos en el espacio radioeléctrico.

Como se puede comprobar la distribución de potencia no es uniforme debido a las características morfológicas del entorno de simulación (con fuertes componentes de propagación multitrayecto), con el máximo de potencia distribuido en las inmediaciones del transceptor que se ha colocado en el escenario.

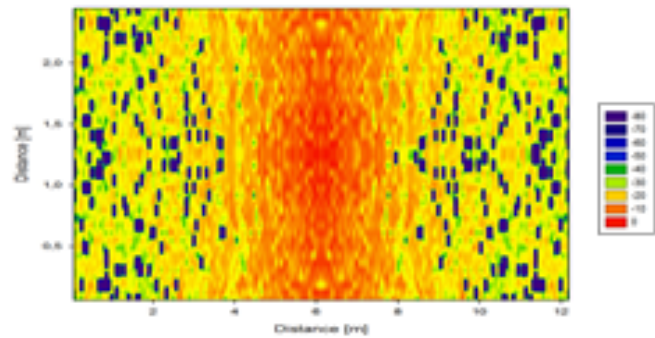


Fig. 2. Potencia Recibida (dBm) en el interior de un contenedor vacío conforme a la distancia.

Los tiempos de simulación para el vagón de mercancías vacío con los parámetros de simulación mencionados anteriormente, han sido los siguientes:

- ✓ Generación del escenario y lanzamiento de rayos : 813,06 segundos
- ✓ Extracción de parámetros: 272,24 segundos.

La distribución de potencia en función de la distancia en el escenario de simulación se muestra en la Figura 3. Esta radial muestra la potencia recibida en el plano $Y=1.22$ (metros) del eje representado en la figura anterior. Se ha elegido éste en concreto puesto que es el plano Y simétrico a los laterales del vagón, no por razones en la respuesta del canal radioeléctrico, con lo que se podría haber elegido cualquier otro para reflejar cómo varía la distribución de potencia en el espacio radioeléctrico en el interior de un vagón de mercancías. La potencia se distribuye entorno a la posición del transceptor, observando desvanecimientos propios de la propagación multitrayecto en el interior del vagón.

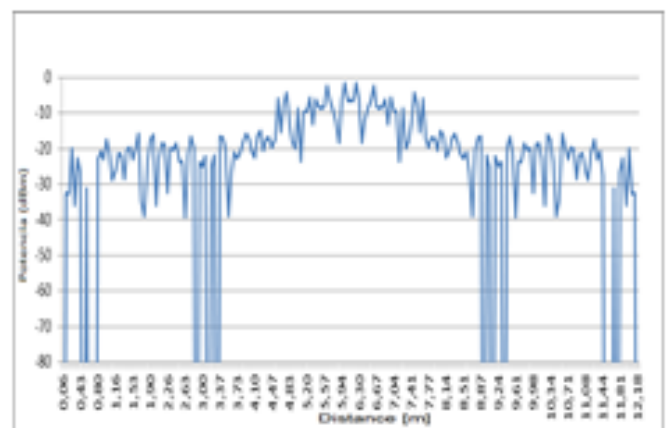


Fig. 3. Radial de Potencia Recibida (dBm) en el interior de un contenedor vacío conforme a la distancia.

Para comprobar que la respuesta del canal radioeléctrico interior del vagón depende directamente de la morfología del mismo, se ha considerado el caso de un contenedor de mercancías en un estado de máxima ocupación. Se ha llenado el contenedor de cajas de polipropileno, cuyo resultado se puede observar en la Figura 4.

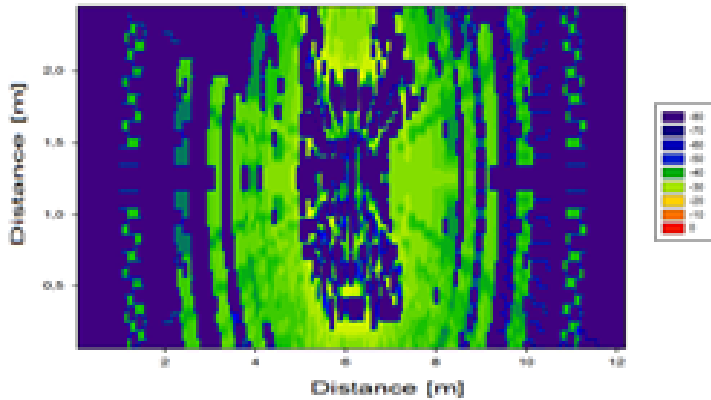


Fig. 4. Estimación de potencia recibida en el interior de un contenedor lleno.

Los tiempos de simulación para el vagón de mercancías vacío con los parámetros de simulación mencionados anteriormente, han sido los siguientes:

- ✓ Generación del escenario y lanzamiento de rayos: 3683,96 segundos
- ✓ Extracción de parámetros: 378,45 segundos.

Tal y como se observa, la distribución bidimensional de potencia recibida en el entorno radioeléctrico del interior del contenedor de mercancías máxima ocupación es notablemente diferente que en el caso del contenedor vacío. Esto es debido al hecho de que se han considerado tanto las pérdidas del material, así como la constante dieléctrica del mismo. De esta manera, se modifica tanto la amplitud de las componentes que se propagan por la aproximación de lanzamiento de rayos, así como los ángulos tanto de componentes reflejadas como de las componentes refractadas. Dichas componentes, por la interacción con las cajas, modifican su comportamiento inicial. La variación en el comportamiento de la potencia recibida, en el caso del contenedor vacío en comparación con el contenedor cargado se muestra en la figura 5:

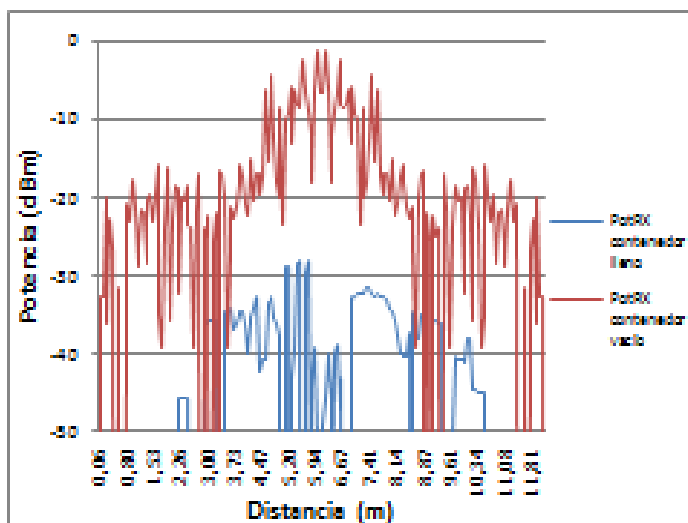


Fig. 5. Potencia Recibida (dBm) en el interior de un contenedor vacío conforme a la distancia.

Una de las características principales del escenario bajo análisis es la fuerte presencia de componentes de propagación **multitrayecto**. Con el fin de poder analizar el cambio en el comportamiento de dichas componentes, se estimó mediante lanzamiento de rayos 3D el valor de perfil retardo potencia para el caso de vagón vacío y de vagón cargado en el escenario de simulación. Dichos resultados se muestran en la Figura 6.

Los valores de potencia de las componentes en el caso de vagón vacío son mayores que en el caso de vagón con carga, lo que es consecuencia de la inclusión de pérdidas por la consideración del material constitutivo de las cajas.

Por otra parte, las componentes en el caso vacío recorren una mayor distancia, lo cual es debido a que en el caso con carga, las pérdidas hacen que las componentes reflejadas entren en extinción antes, por lo que no se llega a la condición umbral de máximo número de reflexiones.

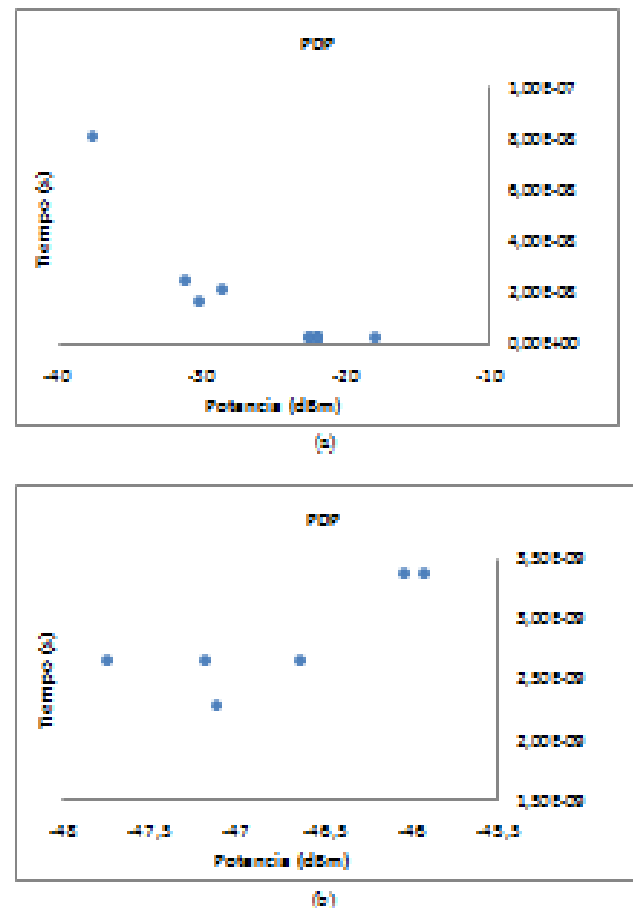


Fig. 6. Perfil de retardo potencia en un punto del interior del contenedor de mercancías para el caso (a) sin carga, (b) con carga

IV. CONCLUSIONES

El objetivo de este trabajo ha sido analizar como la distribución de potencia en el interior de un espacio radioeléctrico, determinado por un vagón de transporte de mercancías en el sector ferroviario, esta íntimamente relacionado con la morfología del mismo. Con los datos expuestos anteriormente se concluye que en función del volumen de carga que contenga el vagón de mercancías la potencia recibida en el interior del vagón se reducirá considerablemente debido a la propiedad absorbente de los materiales. La caracterización del comportamiento del canal radioeléctrico permite la planificación radioeléctrica de los transceptores que se pueden ubicar en su interior, optimizando su funcionamiento y minimizando el coste de implantación, ligado en principio pero no limitado a procesos logísticos en tiempo real.

V. AGRADECIMIENTOS

Se quiere agradecer la ayuda recibida al proyecto RAILTRACE por el desarrollo de un sistema de trazabilidad de mercancías en tiempo real para el ámbito ferroviario del subprograma INNFACTO.

VI. REFERENCIAS

- [1] Y. Xiao, Y. Pan, *Emerging Wireless LANs, Wireless PANs, and Wireless MANs: IEEE 802.11, IEEE 802.15, 802.16 Wireless Standard Family, 1st Edition*, Wiley Publishing, 2009.
- [2] H.-J. Chen, M. Guizani, *Next Generation Wireless Systems and Networks*, John Wiley, 2006.
- [3] <http://www.centricon.fr.com/40box.html>
- [4] B. S. Lee, A. R. Nix, J. P. McGeehan, *Indoor space-time propagation modelling using a ray launching technique*, IEE Conference Publications 2001 (CP480) (2001) 279-283.
- [5] <http://www.libellium.com/products/waagmetr>

Bibliografía

- [1] Y. Xiao, Y. Pan, Emerging Wireless LANs, Wireless PANs, and Wireless MANs: IEEE 802.11, IEEE 802.15, 802.16 Wireless Standard Family, 1st Edition, Wiley Publishing, 2009.
- [2] H.-H. Chen, M. Guizani, Next Generation Wireless Systems and Networks, John Wiley, 2006.
- [3] <http://www.contrenrenfe.com/40box.html>
- [4] B. S. Lee, A. R. Nix, J. P. McGeehan, Indoor space-time propagation modelling using a ray launching technique, IEE Conference Publications 2001 (CP480) (2001) 279–283.
- [5] <http://www.libelium.com>
- [6] J.M Hernando Rábanos C.L Mesquida. Comunicaciones Móviles de Tercera Generación. Telefónica Móviles, 1º edition, 2000.
- [7] L.M. Correia and P.O. Frances. Transmission and isolation of signals in buildings at 60 ghz. nt. Symp. on Personal, Indoor and Mobile Communications (PIMRC), 1995.
- [8] V.K. Varadan D. Ghodgaonkar, V.V. Varadan. Free space measurements of complex permittivity and complex permeability of magnetic materials at microwave frequencies. IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, 39:387–394, 1990.
- [9] Hristo D. Hristov. Fresnel Zones in wireless links, zone plate lenses and antennas. Artech House, 1º edition, 2000.
- [10] M. Hata. Empirical formula for propagation loss in land mobile radio services. IEEE Trans. Vehic. Technol., VT-29:317–325, 1980.
- [11] M. García Sánchez I. Cuiñas. Building material characterization from complex transmissivity measurements at 5.8 ghz. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 48:1269–1272, 2000.
- [12] T.S. Rappaport. Wireless Communications - Principles and Practice. Prentice Hall, 2º edition, 2001
- [13] y K. Fukuda T. Okumura, E. Ohmori. Field strength and its variability in vhf and uhf land mobile service. Review Electrical Communication Laboratory, 16:825–873, 1968.
- [14] K.W. Burgener W.D. Burnside. High frequency scattering by a thin lossless dielectric slab. IEEE Transactions on Antennas and Propagation

- [15] I. Cuiñas y M. García Sánchez. Permittivity and conductivity measurements of building materials at 5.8 ghz and 41.5 ghz. *Wireless Personal Communications*, 20:93–100, 2002.
- [16] Magdy F. Iskander y Zhengqing Yun. Propagation prediction models for wireless communication systems. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 50:662–673, 2002.
- [17] Urban transmission loss models for mobile radio in the 900 and 1800 mhz bands. European Cooperative in the Field of Science and Technical Research EURO-COST 231, 1991.
- [18] Farahani, S. *ZigBee Wireless Networks and Transceivers*, Newnes 2008.
- [19] Aetic, Ministerio de industria, turismo y comercio, *Tecnología RFID; Usos y oportunidades*
- [20] Radio Link Budgets for UHF RFID on Multipath Environments, Antonio Lázaro, Member, IEEE, David Girbau, Member, IEEE, and David Salinas

Proyecto Fin de Carrera

Ingeniería técnica de Telecomunicación

Caracterización del canal radioeléctrico en el interior de un vagón de mercancías en el sector ferroviario



Autor: Tomás Cantabrana Martínez

Tutor: Francisco Falcone Lanas



Caracterización del canal radioeléctrico en el interior de un vagón de mercancías en el sector ferroviario

Esquema de la presentación

1. Motivación
2. Objetivos
3. Estado del Arte
4. Resultados
5. Conclusiones



Caracterización del canal radioeléctrico en el interior de un vagón de mercancías en el sector ferroviario

1. Motivación

1. Motivación

2. Objetivos
3. Estado del Arte
4. Resultados
5. Conclusiones

- Proyecto Innovador
- Potenciar el carácter sostenible del ferrocarril
- Caracterización indoor del canal radio
- Tecnologías inalámbricas actuales



Caracterización del canal radioeléctrico en el interior de un vagón de mercancías en el sector ferroviario

2. Objetivos

1. Motivación
2. **Objetivos**
3. Estado del Arte
4. Resultados
5. Conclusiones

- Análisis Radioeléctrico teniendo en cuenta:
 - Ubicación de transceptores
 - Frecuencia de transmisión
 - Morfología y efectos del entorno
- Conocer las bases de una comunicación radio



Caracterización del canal radioeléctrico en el interior de un vagón de mercancías en el sector ferroviario

2. Objetivos

1. Motivación
2. **Objetivos**
3. Estado del Arte
4. Resultados
5. Conclusiones

- Conocer modelos de radio propagación
- Tecnologías inalámbricas

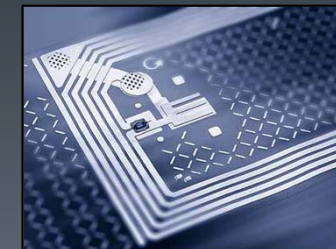


Caracterización del canal radioelétrico en el interior de un vagón de mercancías en el sector ferroviario

3. Estado del Arte

1. Motivación
2. Objetivos
3. **Estado del Arte**
4. Resultados
5. Conclusiones

1. Conceptos de radiocomunicación
2. Modelos de predicción de propagación
3. Tecnologías inalámbricas





Caracterización del canal radioeléctrico en el interior de un vagón de mercancías en el sector ferroviario

3. Estado del Arte

- 1. Motivación
- 2. Objetivos
- 3. Estado del Arte**
- 4. Resultados
- 5. Conclusiones

1. Conceptos de radiocomunicación

Fundamentos de electromagnetismo y radio comunicación:

- Ecuaciones de Maxwell

$$\nabla \times \vec{E} = -j\omega\mu\vec{H}$$

$$\nabla \times \vec{H} = -j\omega\varepsilon\vec{E} + \vec{J}$$

- Fenómenos de propagación





Caracterización del canal radioeléctrico en el interior de un vagón de mercancías en el sector ferroviario

3. Estado del Arte

1. Motivación
2. Objetivos
- 3. Estado del Arte**
4. Resultados
5. Conclusiones

2. Modelos de predicción de propagación

A. Modelos Empíricos

- Hokumura
- Hata
- Cost 231
- Anderson 2D

B. Modelos Deterministas

- Técnicas de trazado de rayos
- Método FDTD
- Método de los Momentos



Caracterización del canal radioelétrico en el interior de un vagón de mercancías en el sector ferroviario

3. Estado del Arte

1. Motivación
2. Objetivos
- 3. Estado del Arte**
4. Resultados
5. Conclusiones

ALGORITMO DE LANZADO DE RAYOS

Parámetros

E
N
T
R
A
D
A
S

- Dimensiones del escenario
- Materiales con sus índices reflexividad/absorción
- La posición de la antena.
- Frecuencia de transmisión
- La potencia de transmisión antena
- El tipo de directividad de la antena tanto emisora como receptora
- La cantidad de rebotes que se desee



Caracterización del canal radioeléctrico en el interior de un vagón de mercancías en el sector ferroviario

3. Estado del Arte

1. Motivación
2. Objetivos
3. **Estado del Arte**
4. Resultados
5. Conclusiones

ALGORITMO DE LANZADO DE RAYOS

Valores

- Campo Eléctrico
- **Potencia recibida**
- **Retardo - Potencia**

Representaciones

- Mapas bidimensionales de Potencia
- Radiales de Potencia
- Perfiles de Retardo potencia

S
A
L
I
D
A
S

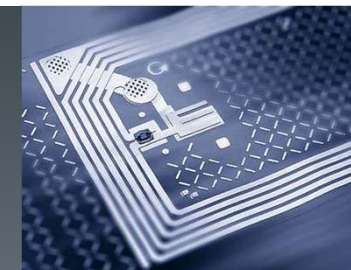
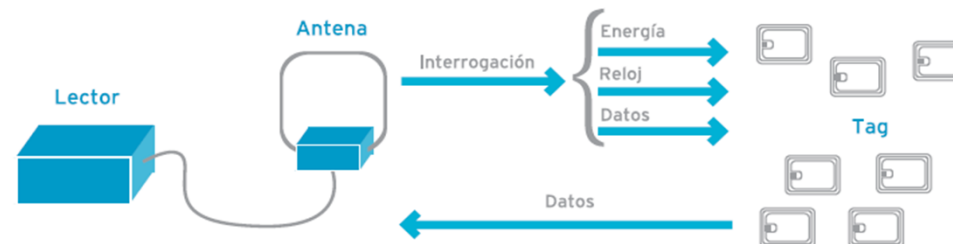


Caracterización del canal radioeléctrico en el interior de un vagón de mercancías en el sector ferroviario

3. Estado del Arte

3. Tecnologías inalámbricas Radio Frequency Identification (RFID)

1. Motivación
2. Objetivos
- 3. Estado del Arte**
4. Resultados
5. Conclusiones





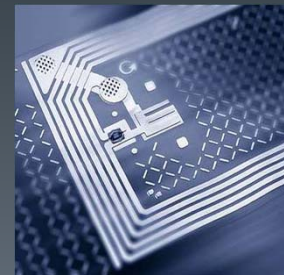
Caracterización del canal radioeléctrico en el interior de un vagón de mercancías en el sector ferroviario

3. Estado del Arte

1. Motivación
2. Objetivos
- 3. Estado del Arte**
4. Resultados
5. Conclusiones



Banda de Frecuencias	Descripción	Rango
125 kHz - 134 kHz	LF (Baja Frecuencia)	Hasta 45 cm.
13,553 MHz - 13,567 MHz	HF (Alta Frecuencia)	De 1 a 3 m.
400 MHz - 1.000 MHz	UHF (Ultra Alta Frecuencia)	De 3 a 10 m.
2,45 GHz - 5,4 GHz	Microondas	Más de 10 m.





Caracterización del canal radioeléctrico en el interior de un vagón de mercancías en el sector ferroviario

3. Estado del Arte

1. Motivación
2. Objetivos
- 3. Estado del Arte**
4. Resultados
5. Conclusiones

Banda de Frecuencias	Características del Sistema	Ejemplos de Aplicaciones
LF (de 100 a 500 kHz). Típico 125 a 134 kHz. Internacional	Corto alcance. Poca velocidad de transmisión Relativamente económico Gran penetración en los materiales (líquidos) Trabaja bien junto a metales	Control de acceso Identificación de animales Control de inventario EAS (Antirrobo) Llaves de automóvil
HF. Típico 13,56 MHz. Internacional	Corto/medio alcance Velocidad de transmisión media Puede leer a través de líquidos y en entornos húmedos Problemático junto a metales Moderadamente caro Posibilidad de actuar como lector o etiqueta en función del escenario de utilización (NFC)	Control de acceso Tarjetas inteligentes EAS (Antirrobo) Inventario en bibliotecas Gestión de almacén Control de equipajes Gestión de lavandería Identificación de pacientes Pago con el móvil y captura de datos con sólo acercar el móvil (NFC)
UHF (de 400 a 1.000 MHz) Típico 850 - 950 MHz	Largo alcance Alta velocidad de transmisión Mecanismos de anticolisión Problemático con líquidos y metales Problemático en entornos húmedos En metal genera interferencias Moderadamente caro	Gestión de artículos Gestión de la cadena de suministro Gestión de almacén Gestión de expediciones Trazabilidad
Microondas (de 2,4 a 6 GHz)	Medio alcance Características similares a los tags UHF pero con mayor velocidad de transmisión Mayor precio	Control ferroviario Peajes de autopista Localización



Caracterización del canal radioeléctrico en el interior de un vagón de mercancías en el sector ferroviario

4. Resultados

1. Motivación
2. Objetivos
3. Estado del Arte
- 4. Resultados**
5. Conclusiones

1. Coste computacional – Precisión resultados

- Número de rebotes de los rayos lanzados

2. Vagón de mercancías vacío

- Ubicación antena
- Distancia a la antena
- Frecuencia de trabajo

3. Vagón de mercancías con carga

- Efectos de la morfología en la PotRx

4. Respuesta sistema frente sensibilidad

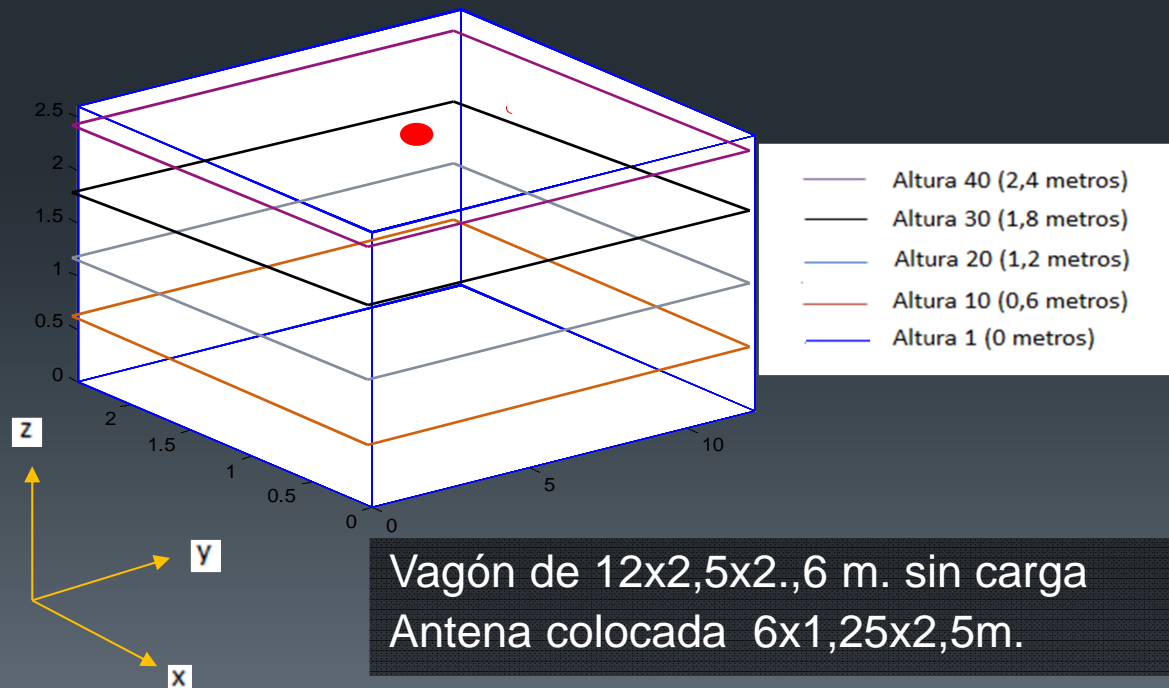


Caracterización del canal radioeléctrico en el interior de un vagón de mercancías en el sector ferroviario

4. Resultados

- 1. Motivación
- 2. Objetivos
- 3. Estado del Arte
- 4. Resultados**
- 5. Conclusiones

1. Coste computacional – Precisión resultados



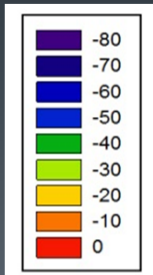


Caracterización del canal radioeléctrico en el interior de un vagón de mercancías en el sector ferroviario

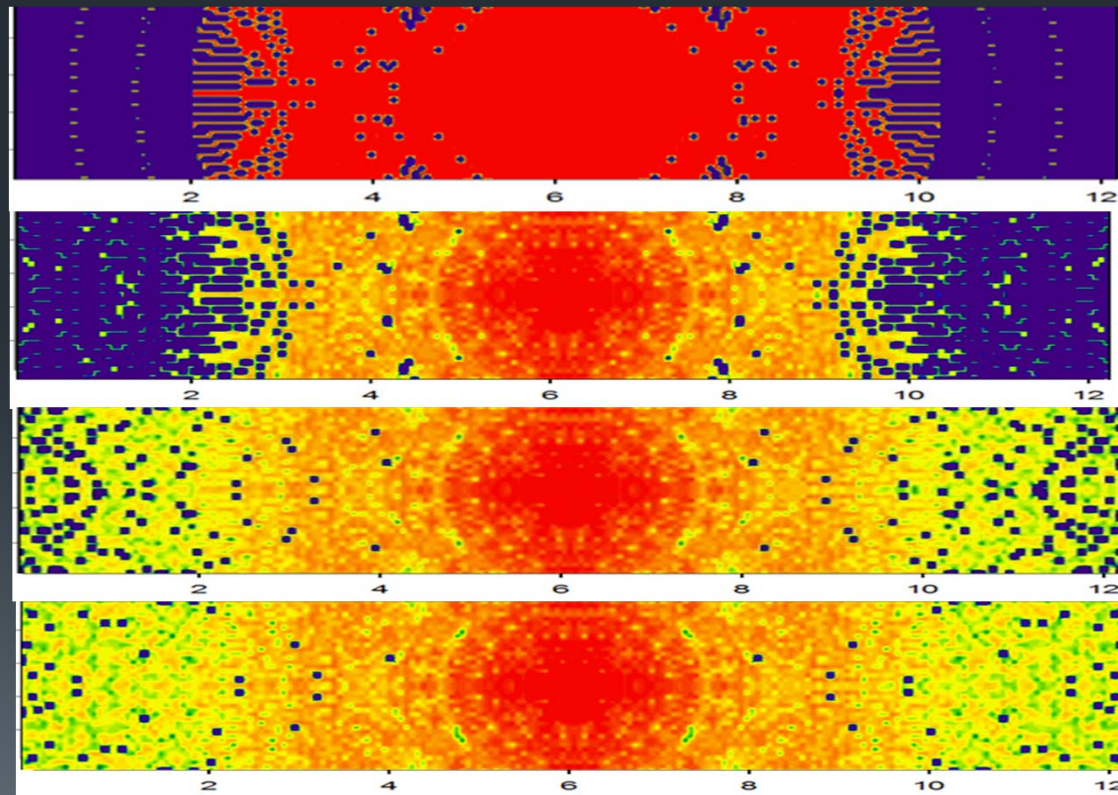
4. Resultados

- 1. Motivación
- 2. Objetivos
- 3. Estado del Arte
- 4. Resultados**
- 5. Conclusiones

9 simulaciones , incrementando el nº de rebotes de 2 a 10



[dBm]



2 reb

3 reb

5 reb

10 reb

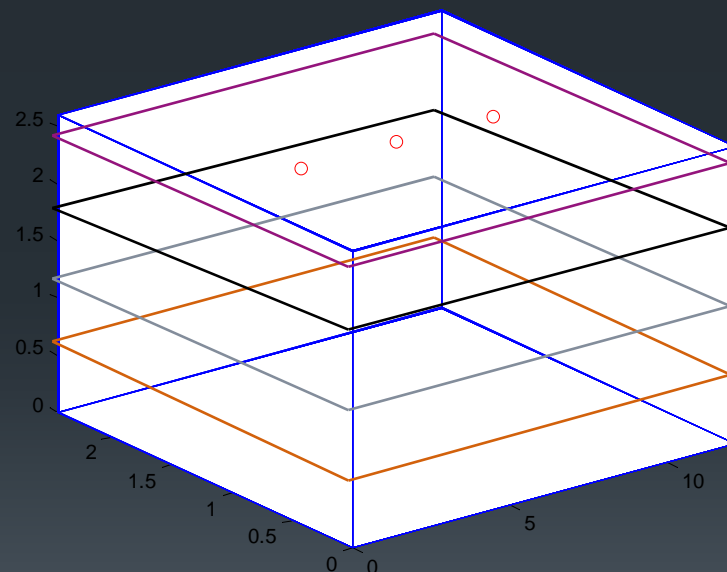


Caracterización del canal radioeléctrico en el interior de un vagón de mercancías en el sector ferroviario

4. Resultados

2. Vagón de mercancías vacío

- 1. Motivación
- 2. Objetivos
- 3. Estado del Arte
- 4. Resultados**
- 5. Conclusiones



- Altura 40 (2,4 metros)
- Altura 30 (1,8 metros)
- Altura 20 (1,2 metros)
- Altura 10 (0,6 metros)
- Altura 1 (0 metros)

Ubicación de las antenas (x, y, z)

- P1 : 6 , 1.25 , 2.5 m
- P1 : 3 , 1.25 , 2.5 m
- P1 : 9 , 1.25 , 2.5 m



Caracterización del canal radioeléctrico en el interior de un vagón de mercancías en el sector ferroviario

4. Resultados

1. Motivación
2. Objetivos
3. Estado del Arte
- 4. Resultados**
5. Conclusiones

Parámetros de simulación :

- Vagón dividido en cuboides de 6cm
- La antena omnidireccional con polarización lineal vertical y 1.7dB de ganancia
- Potencia de transmisión 2mW.
- Incremento del lanzamiento de rayos de la antena: incremento de θ y Φ de $\pi/90$.
- Número de rebotes = 5.
- Frecuencia Operación = 900MHz (UHF RFID)

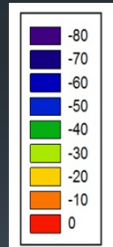
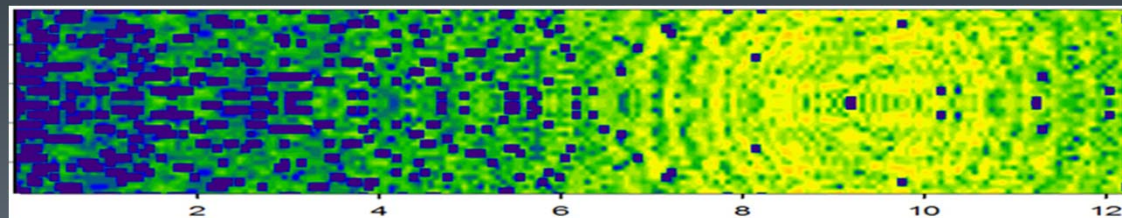
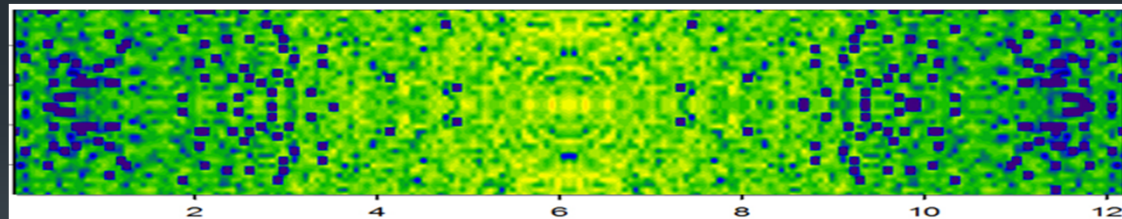
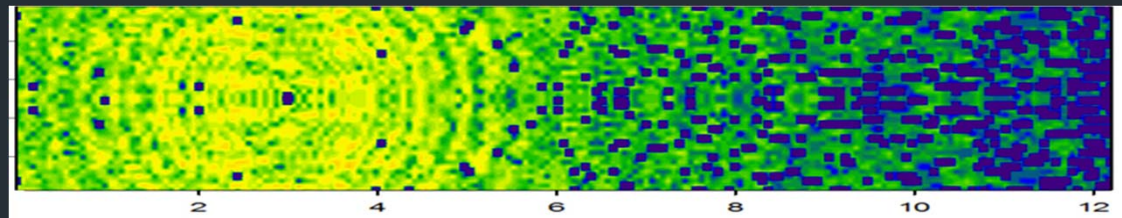


Caracterización del canal radioeléctrico en el interior de un vagón de mercancías en el sector ferroviario

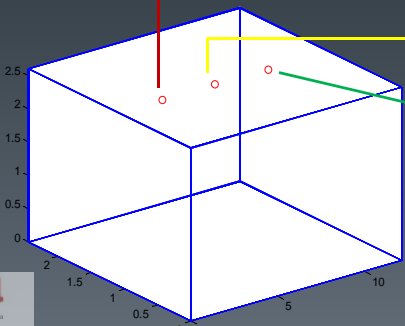
4. Resultados

- Nivel de potencia en función de la ubicación del transceptor

- Motivación
- Objetivos
- Estado del Arte
- Resultados**
- Conclusiones



[dBm]



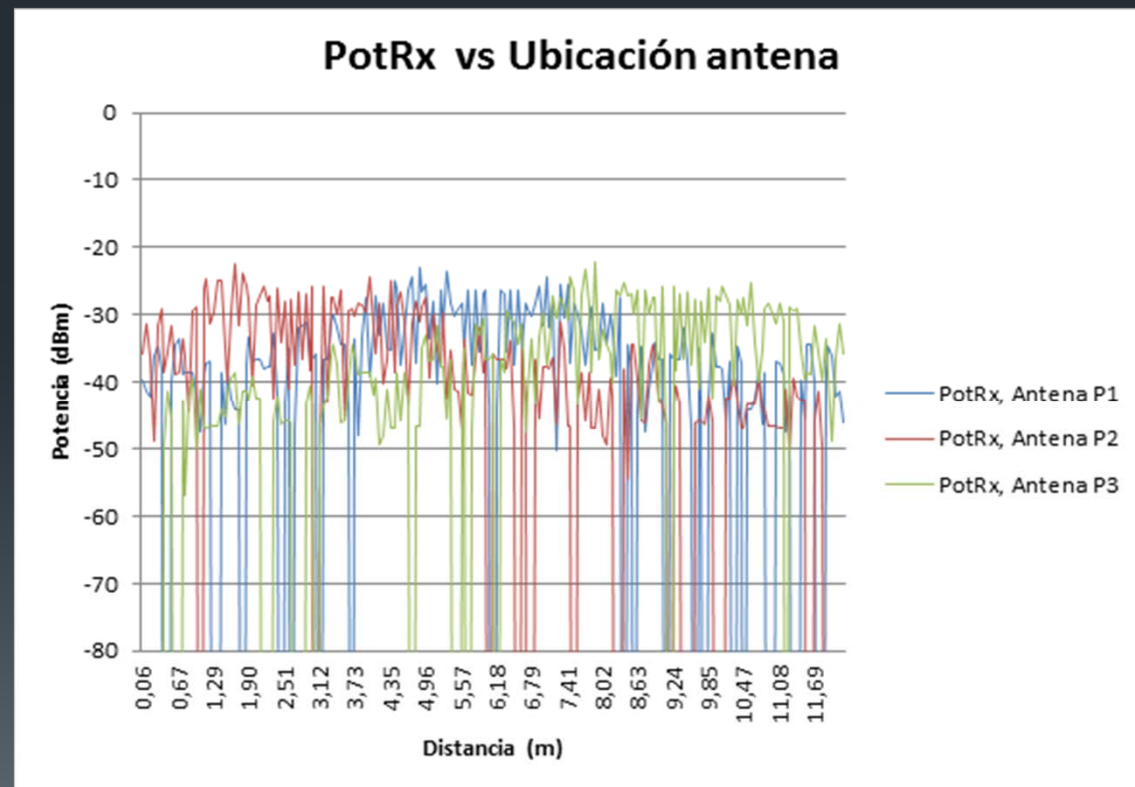


Caracterización del canal radioeléctrico en el interior de un vagón de mercancías en el sector ferroviario

4. Resultados

Radiales de Potencia para las 3 antenas evaluadas

1. Motivación
2. Objetivos
3. Estado del Arte
- 4. Resultados**
5. Conclusiones



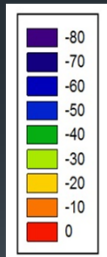
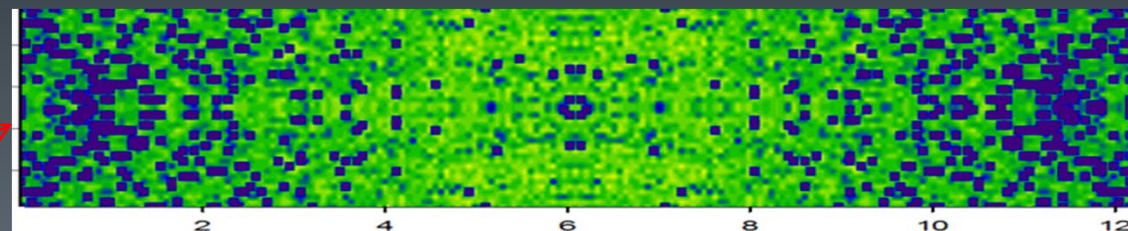
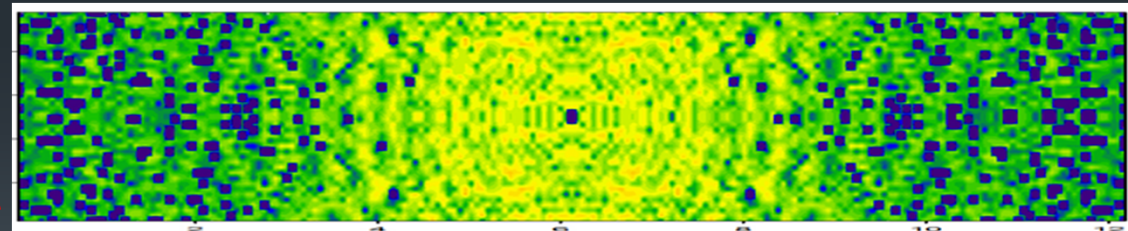
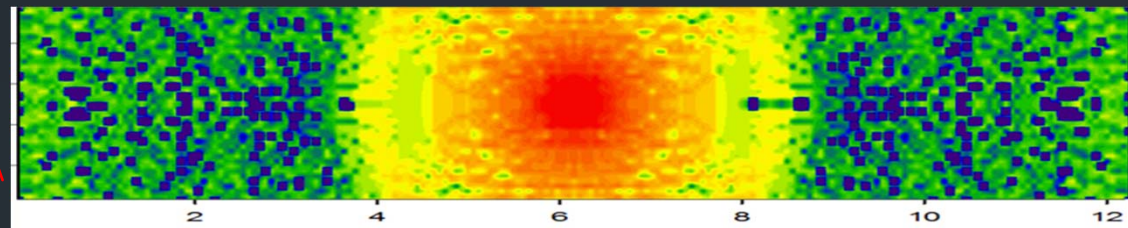


Caracterización del canal radioeléctrico en el interior de un vagón de mercancías en el sector ferroviario

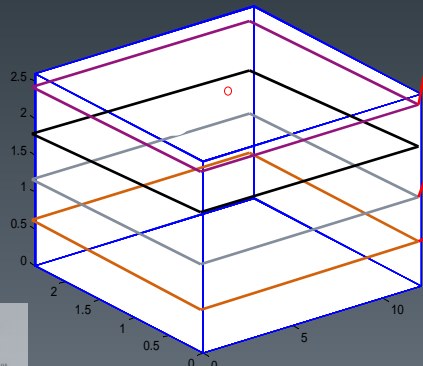
4. Resultados

- 1. Motivación
- 2. Objetivos
- 3. Estado del Arte
- 4. Resultados**
- 5. Conclusiones

- Nivel de potencia en función de la distancia a la antena.



[dBm]



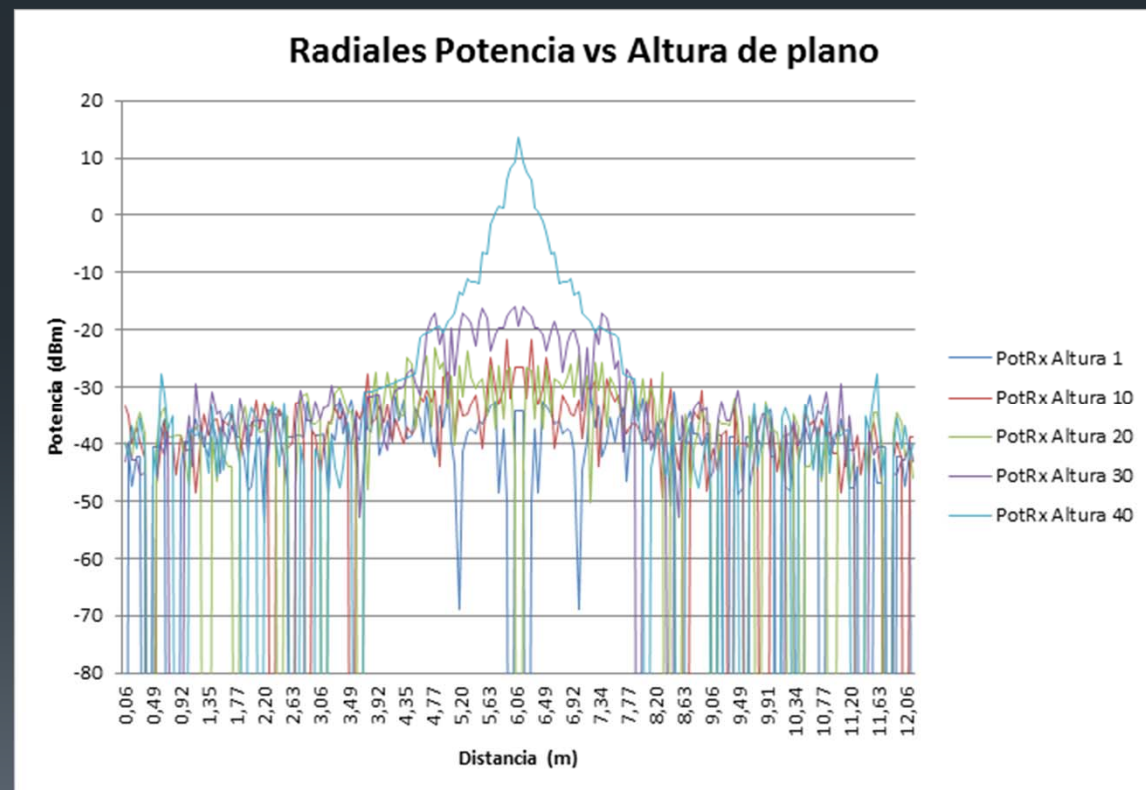


Caracterización del canal radioeléctrico en el interior de un vagón de mercancías en el sector ferroviario

4. Resultados

Radiales de Potencia para todas las alturas del vagón

1. Motivación
2. Objetivos
3. Estado del Arte
- 4. Resultados**
5. Conclusiones





Caracterización del canal radioeléctrico en el interior de un vagón de mercancías en el sector ferroviario

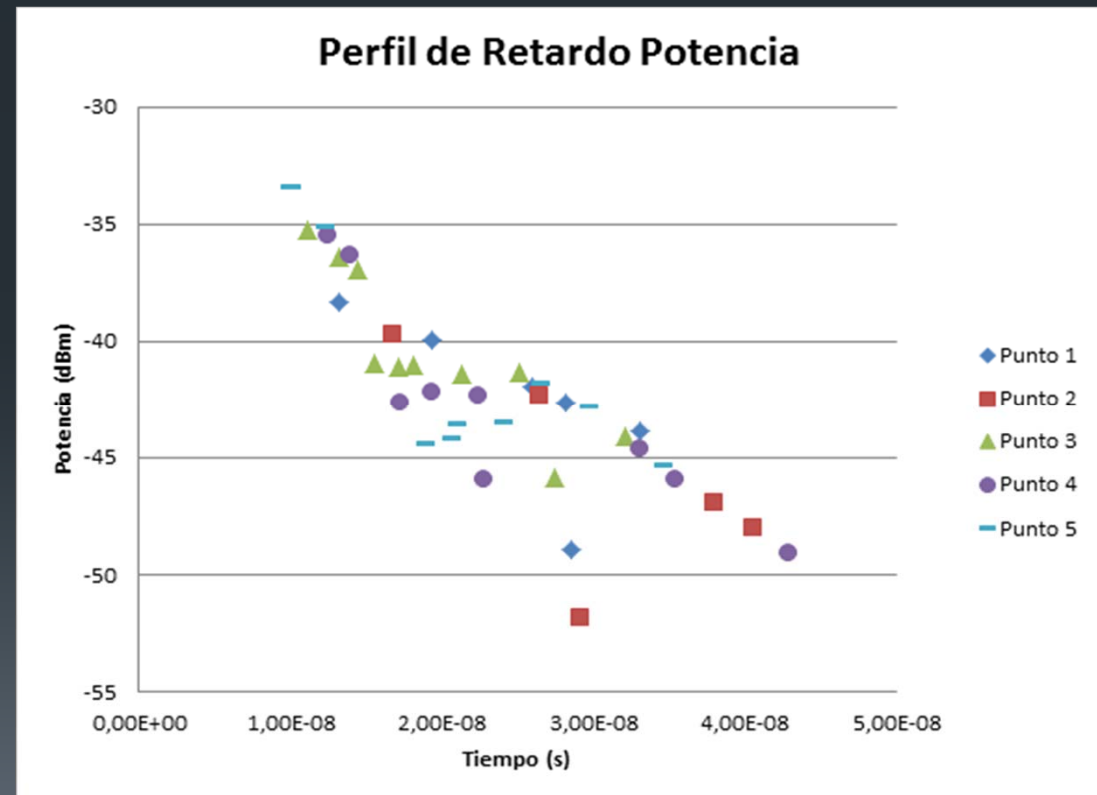
4. Resultados

1. Motivación
2. Objetivos
3. Estado del Arte
- 4. Resultados**
5. Conclusiones

Entorno
muy
reflexivo



Perfil de Retardo Potencia : Componentes Multitrayecto





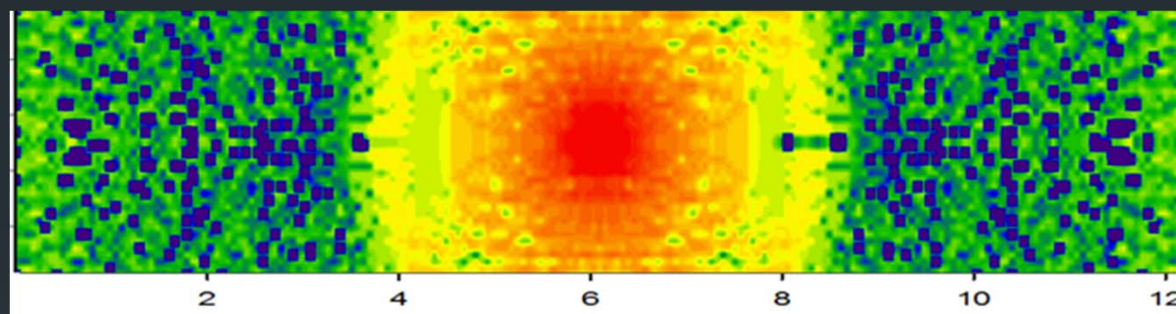
Caracterización del canal radioeléctrico en el interior de un vagón de mercancías en el sector ferroviario

4. Resultados

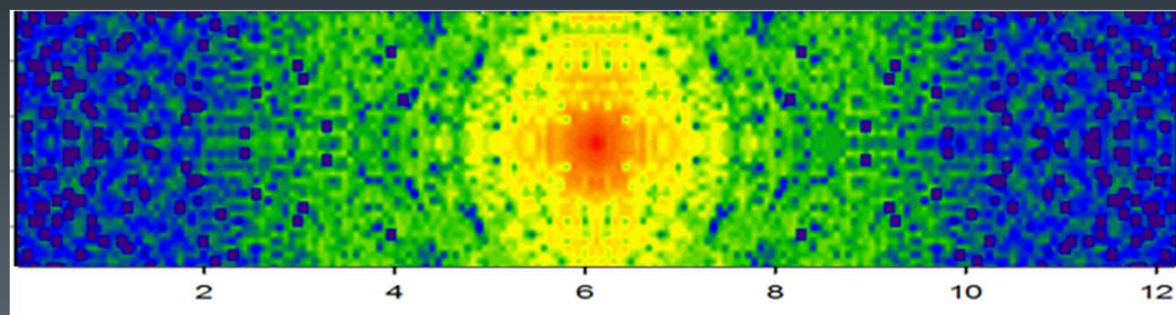
1. Motivación
2. Objetivos
3. Estado del Arte
- 4. Resultados**
5. Conclusiones

- Nivel de potencia en función de la Frecuencia de transmisión

- 900MHz



- 2.4GHz



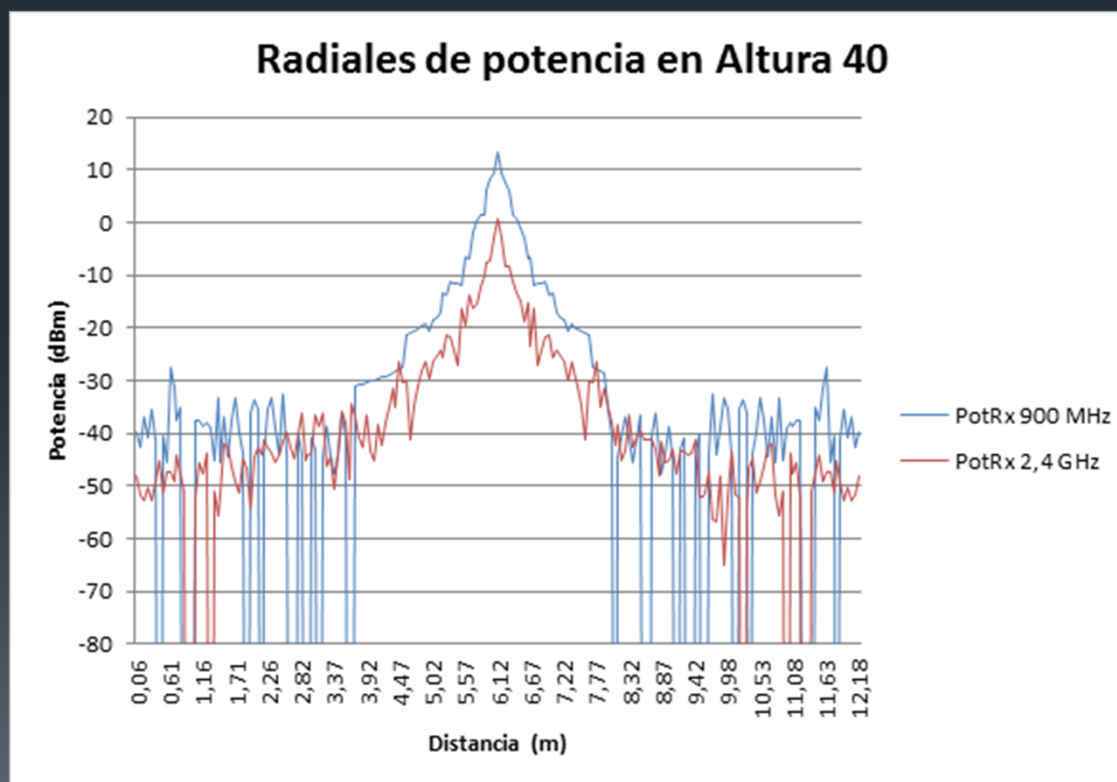


Caracterización del canal radioeléctrico en el interior de un vagón de mercancías en el sector ferroviario

4. Resultados

Radiales de Potencia para todas las alturas del vagón

1. Motivación
2. Objetivos
3. Estado del Arte
- 4. Resultados**
5. Conclusiones



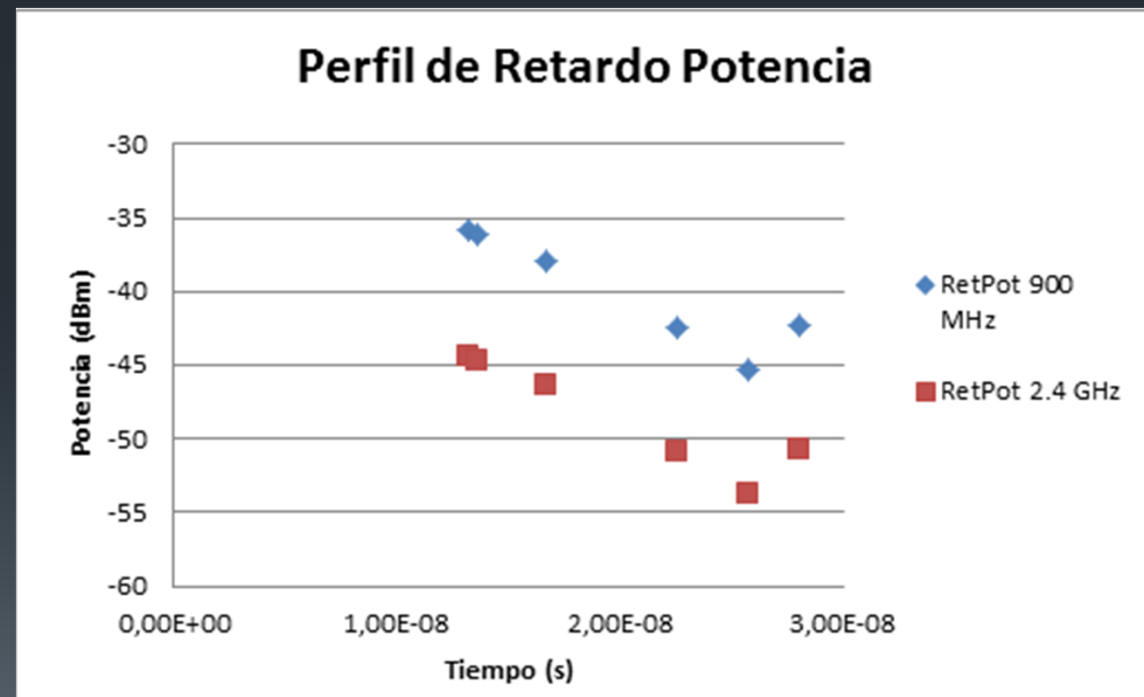


Caracterización del canal radioeléctrico en el interior de un vagón de mercancías en el sector ferroviario

4. Resultados

Perfil de Retardo Potencia : Componentes Multitrayecto

1. Motivación
2. Objetivos
3. Estado del Arte
- 4. Resultados**
5. Conclusiones



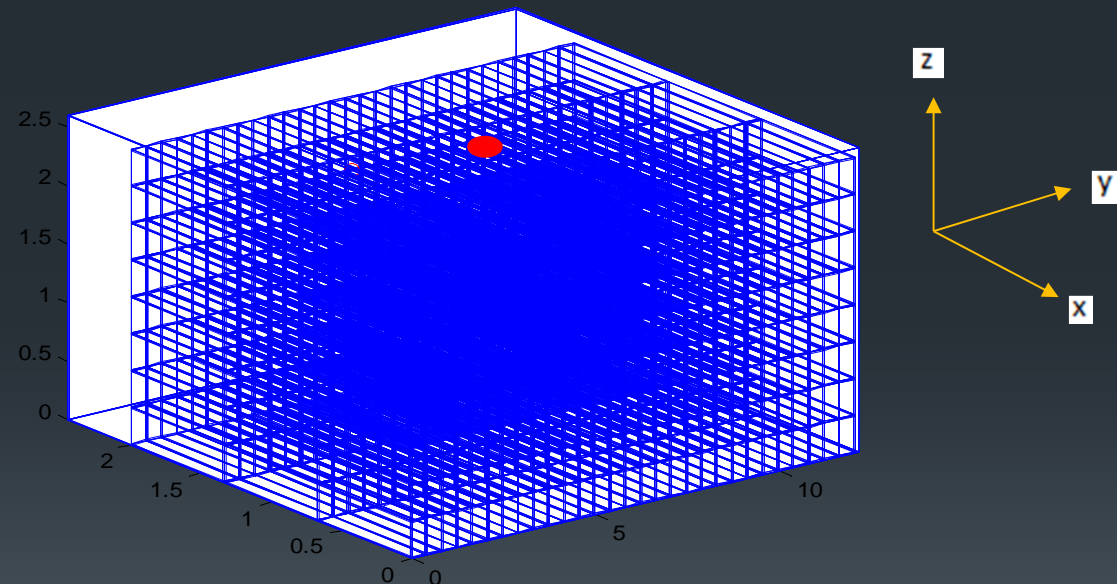


Caracterización del canal radioeléctrico en el interior de un vagón de mercancías en el sector ferroviario

4. Resultados

3. Vagón de mercancías con carga

1. Motivación
2. Objetivos
3. Estado del Arte
- 4. Resultados**
5. Conclusiones



- Mismas dimensiones vagón vacío
 - Cajas polipropileno
- Antena ubicada $x=6$, $y=1.25$ $z= 2.4$ metros



Caracterización del canal radioeléctrico en el interior de un vagón de mercancías en el sector ferroviario

4. Resultados

Parámetros de simulación :

1. Motivación
2. Objetivos
3. Estado del Arte
- 4. Resultados**
5. Conclusiones

- Vagón dividido en cuboides de 6cm
- La antena omnidireccional con polarización lineal vertical y 1.7dB de ganancia
- Potencia de transmisión 2mW.
- Incremento del lanzamiento de rayos de la antena: incremento de θ y Φ de $\pi/90$.
- Número de rebotes = 5.
- Frecuencia Operación = 900MHz (UHF RFID)
- Material polipropileno: constante dieléctrica de 2.6, conductividad de 0.11W/mK y tangente de pérdidas de 0.0003.

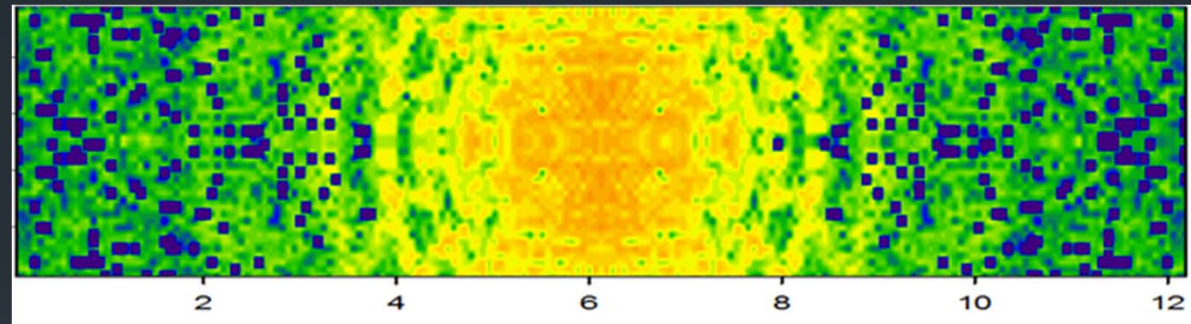


Caracterización del canal radioeléctrico en el interior de un vagón de mercancías en el sector ferroviario

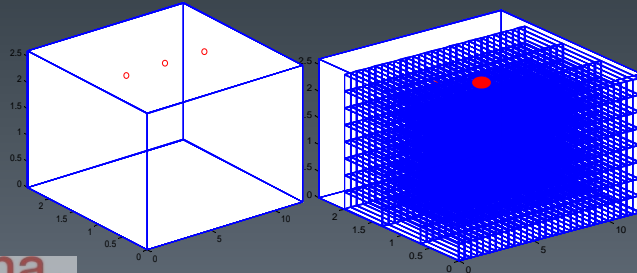
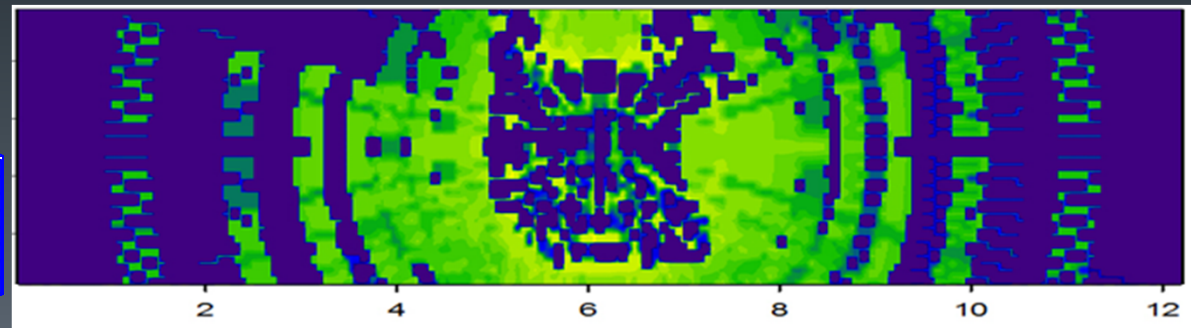
4. Resultados

1. Motivación
2. Objetivos
3. Estado del Arte
- 4. Resultados**
5. Conclusiones

- Comparación niveles de potencia en función de la morfología del escenario
 - Sin carga



- Con carga



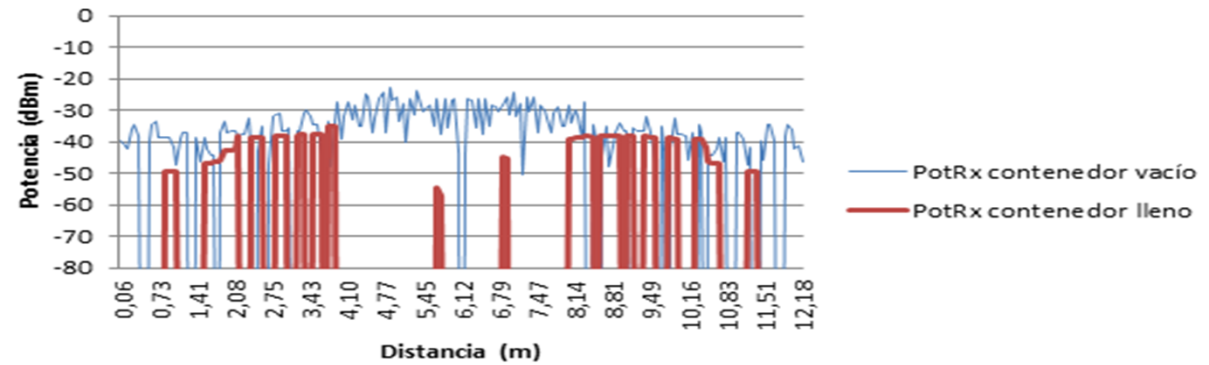


Caracterización del canal radioeléctrico en el interior de un vagón de mercancías en el sector ferroviario

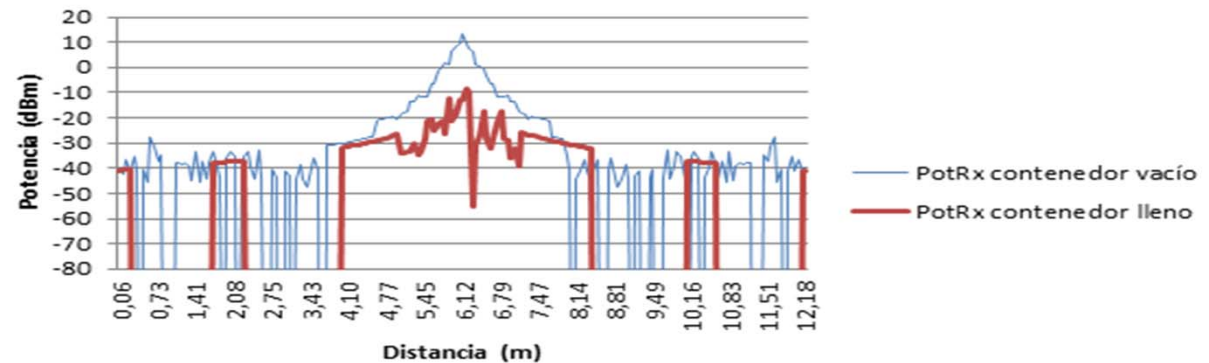
4. Resultados

1. Motivación
2. Objetivos
3. Estado del Arte
- 4. Resultados**
5. Conclusiones

Radiales Altura 20 (1,2 metros)



Radiales Altura 40 (2,4 metros)

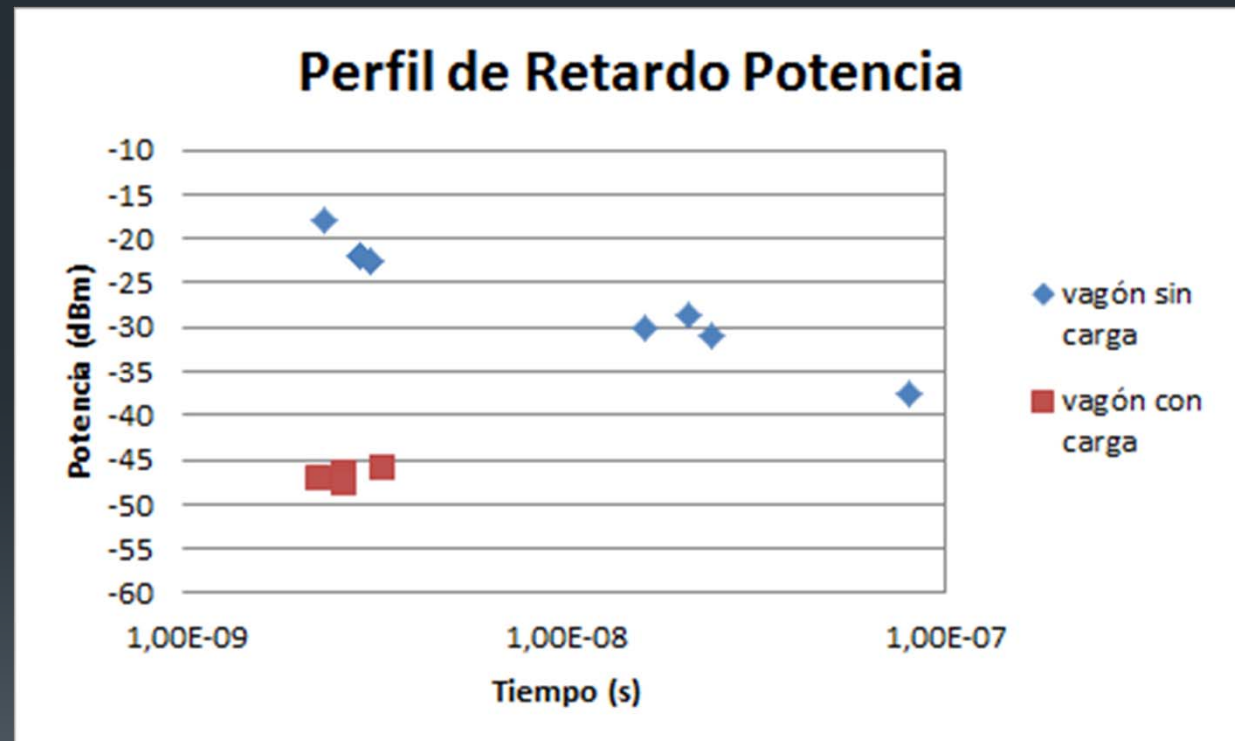




Caracterización del canal radioelétrico en el interior de un vagón de mercancías en el sector ferroviario

4. Resultados

1. Motivación
2. Objetivos
3. Estado del Arte
- 4. Resultados**
5. Conclusiones





Caracterización del canal radioeléctrico en el interior de un vagón de mercancías en el sector ferroviario

4. Resultados

1. Motivación
2. Objetivos
3. Estado del Arte
- 4. Resultados**
5. Conclusiones

4. Respuesta sistema frente a sensibilidad

- 1 única antena | $x=6$, $y=1.25$, $z=2.5$ metros
- La antena omnidireccional con polarización lineal vertical y 1.7dB de ganancia
- Potencia de transmisión 2mW.
- Frecuencia Operación = 900MHz (UHF RFID)

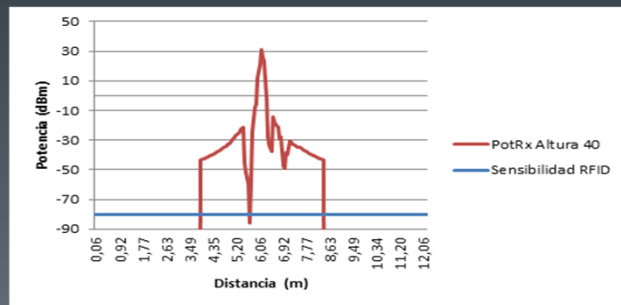
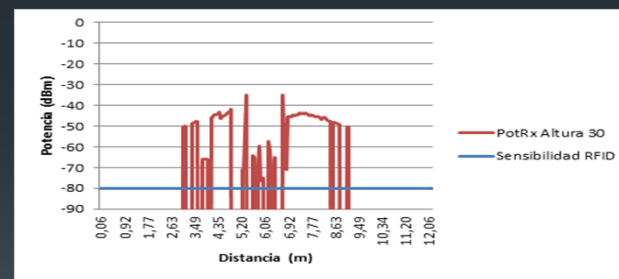
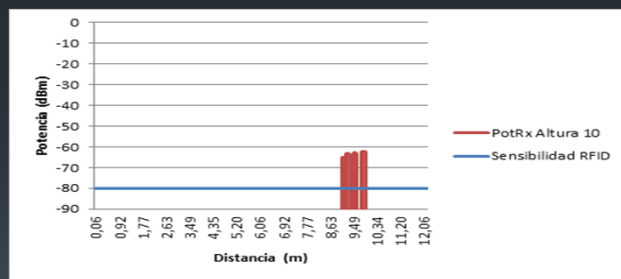
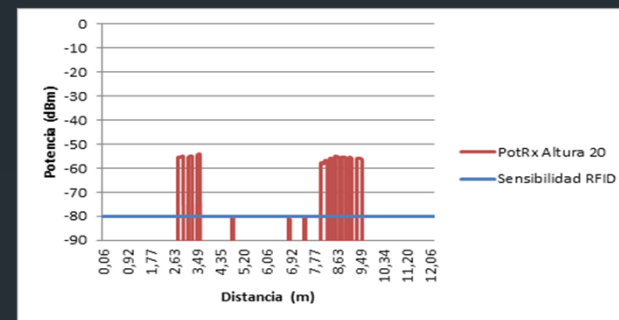
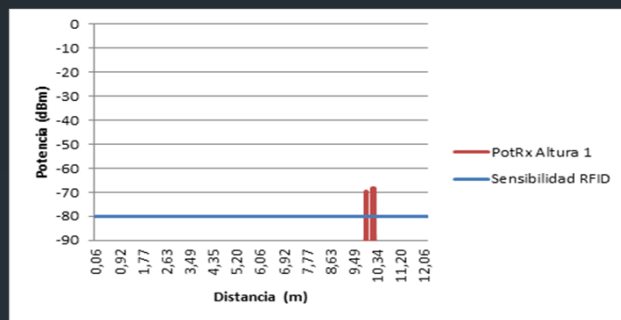


Caracterización del canal radioeléctrico en el interior de un vagón de mercancías en el sector ferroviario

4. Resultados

4. Respuesta sistema frente a sensibilidad

- 1. Motivación
- 2. Objetivos
- 3. Estado del Arte
- 4. Resultados**
- 5. Conclusiones



El sistema no cumple el umbral de sensibilidad



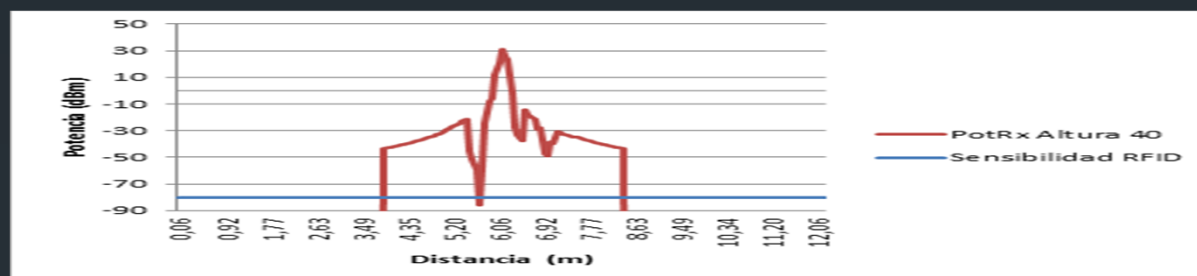


Caracterización del canal radioeléctrico en el interior de un vagón de mercancías en el sector ferroviario

4. Resultados

4. Respuesta sistema frente a sensibilidad

1. Motivación
2. Objetivos
3. Estado del Arte
- 4. Resultados**
5. Conclusiones



CALCULO MEDIANTE



$$\begin{aligned} P_{r,reader} \text{ (dBm)} &= P_{reader} \text{ (dBm)} + 2G_{reader} \text{ (dB)} - 2L_{sys} \text{ (dB)} \\ &\quad + 20 \log |\rho'| + 2G_{tag} \text{ (dB)} \\ &\quad + 2\Delta G \text{ (dB)} - 2L_p. \end{aligned}$$



Caracterización del canal radioeléctrico en el interior de un vagón de mercancías en el sector ferroviario

5. Conclusiones y Líneas Futuras

1. Motivación
2. Objetivos
3. Estado del Arte
4. Resultados
5. **Conclusiones**

- Dependencia entre la Potencia recibida y :
 - Ubicación antena
 - Distancia antena
 - Frecuencia de Transmisión
 - Morfología del escenario
- Tener en cuenta estos factores para una correcta planificación radioeléctrica
- El sistema evaluado no cumple el umbral de sensibilidad en todo el vagón de mercancías en estado de máxima ocupación.



Caracterización del canal radioeléctrico en el interior de un vagón de mercancías en el sector ferroviario

5. Conclusiones y Líneas Futuras

1. Motivación
2. Objetivos
3. Estado del Arte
4. Resultados
5. **Conclusiones**

- Modificar el número de antenas utilizadas en el vagón.
- Modificar la ubicación de las antenas
- Elegir otro tipo de antena transmisora.
- Analizar otro tipo de configuraciones de carga en el vagón de mercancías
- Caracterizar el canal radioeléctrico a trenes de pasajeros para introducir tecnología inalámbrica
- Medidas Reales in situ



Caracterización del canal radioeléctrico en el interior de un vagón de mercancías en el sector ferroviario

Contribuciones a Congresos

<<Caracterización del canal radioeléctrico en el interior de un vagón de mercancías en el sector ferroviario>>

<<Caracterización del canal radioeléctrico aplicado a la interconexión de vagones de tren>>



Caracterización del canal radioeléctrico en el interior de un vagón de mercancías en el sector ferroviario

MUCHAS GRACIAS POR SU ATENCIÓN

Autor : Tomás Cantabrana Martínez

Tutor : Francisco Falcone Lanas

Titulación : Ingeniería técnica de Telecomunicaciones

