
**CARACTERIZACIÓN
EXPERIMENTAL Y MODELADO DEL
CANAL DE PROPAGACIÓN
INALÁMBRICO A 5.8 GHZ EN
ENTORNOS MARINOS**



TESIS DOCTORAL

José Carlos Reyes Guerrero

Área de Teoría de la Señal y Comunicaciones

Universidad de Cádiz

Cádiz, 2013

CARACTERIZACIÓN
EXPERIMENTAL Y MODELADO
DEL CANAL DE PROPAGACIÓN
INALÁMBRICO A 5.8 GHZ EN
ENTORNOS MARINOS

TESIS DOCTORAL

Dirigida por el Doctor

Luis Antonio Mariscal Rico

**Área de Teoría de la Señal y Comunicaciones
Universidad de Cádiz**

Cádiz, 2013

Copyright © José Carlos Reyes Guerrero

A mis padres, José y Mercedes
y
a mis hermanos, Leonardo y Francisco

Luis Antonio Mariscal Rico, Profesor Titular de Universidad del área de Teoría de la Señal y Comunicaciones de la Universidad de Cádiz.

CERTIFICA:

Que D. José Carlos Reyes Guerrero, ha realizado bajo mi dirección, en el Departamento de Ingeniería Informática de la Universidad de Cádiz, el siguiente trabajo de investigación: **CARACTERIZACIÓN EXPERIMENTAL Y MODELADO DEL CANAL DE PROPAGACIÓN INALÁMBRICO A 5.8 GHZ EN ENTORNOS MARINOS**. Considero que dicho trabajo reúne los requisitos necesarios para su presentación y defensa como Tesis Doctoral.

Cádiz, Abril de 2013

Luis Antonio Mariscal Rico

Agradecimientos

En esta memoria presento los resultados obtenidos tras los diferentes trabajos de investigación realizados durante los últimos años en la Universidad de Cádiz. Tengo que admitir que pese al duro trabajo, han sido unos años de gran satisfacción personal y profesional. Sin duda alguna, esto no hubiera sido posible sin la colaboración de un gran número de personas. Por ello, es un placer dedicar las siguientes líneas a las personas que, de un modo u otro, me han apoyado durante todo este tiempo.

Muchas gracias a D. Luis Antonio Mariscal, mi director de Tesis. Su paciencia y constante dedicación en tareas técnicas y de gestión vinculadas al presente trabajo han sido imprescindibles. Agradezco enormemente también su forma de ser.

Al grupo de investigación *Oceanografía Física: Dinámica*. Especial mención merecen los docentes e investigadores D. Miguel Bruno y D. Óscar Álvarez, como responsables del grupo de investigación, a lo largo de estos años, han apoyado los trabajos de investigación derivados de la línea de trabajo en la que se enmarca esta Tesis Doctoral. Además, la ayuda desinteresada de los investigadores D. Carlos Dastis, D. Juan Jesús Gómiz y D. Juan Vidal ha sido de vital importancia para la planificación y desarrollo de las campañas marinas.

Al Instituto Hidrográfico de la Marina (IHM) de la Armada Española. En particular, al Jefe de Oceanografía, D. José Quijano, por su colaboración y apoyo en la logística de las pruebas de campo. Su implicación para la disposición de las embarcaciones fue enorme. Además, la colaboración de personal del buque *Antares* y *Rigel* (desde los militares de tropa y marinería a los oficiales y suboficiales) resultó indispensable para la organización y ejecución de las pruebas de campo.

A Agilent Technologies España y todo el personal involucrado. Especialmente a los Ingenieros de Aplicaciones, D. Héctor Carreño y D. Julián

Arribas, por su constante asesoramiento, interés y apoyo en la configuración y puesta a punto de los equipos utilizados en las campañas experimentales.

A la empresa Aquabiotechnology, por su apoyo con patrones de embarcación que participaron en parte de las campañas. El hecho de que dichos ensayos resultasen tremendamente satisfactorios se debió, en gran parte, a la inestimable ayuda de mi compañero Pablo Rodríguez, por su entusiasmo y apoyo en tareas experimentales.

A todos los investigadores que he tenido el placer de conocer durante mis estancias en centros de investigación y en congresos científicos internacionales. En especial, a los investigadores Zvonimir Sipus, Radovan Zentner, Pavel Najman y Kun Yang. Sus comentarios y sugerencias han enriquecido sustancialmente este trabajo.

Al docente e investigador D. Manuel Bethencourt, por su pasión e implicación en las campañas experimentales. Su experiencia como patrón de embarcación en la primera campaña resultó muy útil y enriquecedora para mí y para todos los investigadores implicados.

A D. Juan José Murillo y D. F. Javier Payán, docentes e investigadores del Departamento de Teoría de la Señal y Comunicaciones de la Universidad de Sevilla. Gracias a ellos, me embarqué en tareas de investigación relacionadas con las comunicaciones inalámbricas.

A los hermanos Gómez Martín, Marco Antonio y Pedro Pablo, por crear la plantilla de LaTeX en la que se basa el presente trabajo.

A mi familia, sin ella no sería la persona que soy.

A M^a Tere. La he dejando para el final intencionalmente. No sé si realmente es consciente de lo agradecido que me siento por el mero hecho de tenerla a mi lado.

José Carlos Reyes Guerrero
Cádiz, 2013.

Este trabajo de investigación ha sido financiado por la Universidad de Cádiz (beca de Formación de Personal Investigador, referencia PU2009-076-FPI) y la AECID (Agencia Española de Cooperación Internacional para el Desarrollo), a través de dos proyectos de cooperación internacional (Proyectos A/024601/09 y A/030750/10) en el área de tecnología electrónica y de las comunicaciones.

Resumen

Las tecnologías inalámbricas actualmente empleadas en aplicaciones marinas están basadas principalmente en sistemas propietarios VHF, sistemas de comunicaciones móviles celulares (GSM, GPRS, UMTS, etc.) y sistemas de comunicaciones por satélite (INMARSAT, VSAT, etc.). Sin embargo, estos sistemas conllevan una serie de limitaciones tales como: baja capacidad de red y reducidos anchos de banda disponibles (sistemas GSM, VHF y satélite), corto alcance (sistemas de comunicaciones móviles celulares), alto coste para ciertas aplicaciones (sistemas de comunicaciones móviles celulares y de satélite), y gran tamaño y peso de antenas y hardware de transceptores (sistemas VHF). Estas limitaciones han motivado una nueva línea de investigación cuyo objetivo general es diseñar y desarrollar un sistema de comunicación inalámbrico de banda ancha que soporte aplicaciones emergentes como, por ejemplo, aquellas relacionadas con la monitorización en tiempo real del entorno marino a través de medidas de múltiples parámetros físicos del mismo.

Una red inalámbrica de sensores (WSN) basada en la tecnología WiMAX podría ser una buena opción para llevar a cabo dicho objetivo. Las WSN ofrecen un nuevo paradigma en aplicaciones de monitorización del medio marino. Pueden ser un tipo de red auto organizada y autónoma, compuesta por nodos sensores inteligentes que se pueden instalar a bordo de buques, boyas o plataformas flotantes, de tal manera que al menos uno de los nodos actúa como estación base de la red marítima, y el resto de los nodos se pueden apoyar entre sí para que todos los datos recogidos lleguen a su destino –la estación base– con el fin de monitorizar y procesar los datos de la red. WiMAX es una tecnología en desarrollo originalmente diseñada para operar en entornos terrestres, donde su buen rendimiento ha sido extensamente demostrado. Dentro de las bandas de frecuencias propuestas en el estándar IEEE 802.16 para la explotación de esta tecnología, la banda de frecuencia

de 5 GHz es especialmente interesante para despliegues en mercados con baja densidad de usuarios, como el marítimo. Se trata de una banda destinada a aplicaciones industriales, científicas y médicas (ISM) de uso común disponible mundialmente. En particular, la sub-banda alta (5.725 GHz-5.850 GHz) es la más atractiva debido al hecho de que muchos países permiten potencias transmitidas superiores en comparación con otras bandas, por lo que el coste de despliegue de una WSN se reduce atendiendo al menor número de nodos necesarios en la red para cubrir un área de cobertura determinada. Además, cabe destacar que se han obtenido tasas de transmisión de datos del orden de varias decenas de Mbps y rangos de cobertura de hasta varias decenas de km. Todas estas características pueden ser útiles en el intento de superar las limitaciones e inconvenientes que presentan los sistemas inalámbricos marinos actuales. Sin embargo, el rendimiento de redes WiMAX no es óptimo en entornos marítimos debido a los diferentes condicionantes que impone el entorno a la propagación de las señales. Por lo tanto, es necesario adaptar la tecnología WiMAX para que su aplicación a escenarios marítimos sea de interés. Para ello, una tarea inicial y de vital importancia es investigar el comportamiento de las ondas de radio cuando se propagan por el canal físico de transmisión, en estos entornos, en la banda de frecuencia de interés.

Hasta la fecha, diversos modelos de propagación y multitud de campañas de medidas experimentales han sido analizados en entornos terrestres tradicionales. Para enlaces radio marítimos, algunos estudios experimentales previos destacan características de propagación para diferentes condiciones y configuraciones. Sin embargo, dichos estudios no contemplan las condiciones cubiertas por el presente trabajo. En particular, el canal de propagación a 5.8 GHz en entornos marinos no ha sido investigado aún en profundidad para configuraciones con alturas bajas de los elementos radiantes respecto al nivel medio del mar.

Esta Tesis Doctoral proporciona modelos del canal de propagación inalámbrico a partir de la caracterización estadística del mismo en entornos marinos a 5.8 GHz, basado en medidas experimentales de banda estrecha y banda ancha. Se presentan medidas de propagación experimentales para enlaces boyabuque, boya-bote, barco-costa y boya-costa. Las propiedades de un canal inalámbrico se pueden describir mediante varios parámetros. Aunque se investigan otros parámetros, la atención se centra en la pérdida de transmisión y en las características de dispersión del retardo, para caracterizar trayectos LOS y NLOS.

Se han llevado a cabo tres campañas de medidas, que contemplan diferentes condiciones operacionales, empleando señales de sondeo de banda estrecha para caracterizar la pérdida de transmisión. Esta característica proporciona la información necesaria para establecer el balance de potencias del enlace y predecir la cobertura de un sistema inalámbrico. Se han identificado tres causas principales que afectan a la pérdida de transmisión: la distancia entre transmisor y receptor, la obstrucción de la señal, y el multitrayecto. Dichas causas imponen tres tasas de variación a la pérdida de transmisión: variaciones muy lentas y lentas (gran escala), y rápidas (pequeña escala). La caracterización de los parámetros de banda estrecha permite llevar a cabo tareas de despliegue de sistemas WiMAX en estos entornos tan complejos.

Para separar las variaciones a pequeña escala de las variaciones a gran escala se ha promediado la señal recibida utilizando ventanas espaciales. Así, se estiman los valores de potencia media local en función de la distancia. Dichos valores reflejan las variaciones lentas y muy lentas de la potencia de la señal recibida (gran escala). Las variaciones muy lentas de la potencia media local se deben principalmente a la distancia, y se caracterizan generalmente mediante modelos de pérdida de trayecto. El exponente de pérdidas es el parámetro principal del modelo. Por otra parte, se ha observado que las variaciones de los niveles medios locales, respecto de su valor esperado con la distancia, siguen aproximadamente una distribución Gaussiana. La desviación estándar del proceso aleatorio caracteriza dichas variaciones. En general, se ha observado que cuanto mayor es el nivel de obstrucción que impone el escenario, mayores valores para el exponente de pérdidas y la desviación estándar se obtienen.

Asimismo, se ha observado que la pérdida de trayecto experimental se ajusta bien al modelo de dos rayos en condiciones LOS. Sin embargo, cuando diversos obstáculos –como por ejemplo, edificios, grandes infraestructuras y embarcaciones– bloquean la señal transmitida, se ha observado que la señal recibida sufre una mayor atenuación. Se incluyen, también, resultados que contemplan situaciones en las que el receptor se encuentra en condiciones NLOS. Específicamente, se describen los efectos de la obstrucción debidos a buques, puentes y edificios, que se interponen en la línea de vista entre transmisor y receptor, resultando en desvanecimientos a gran escala de más de 22 dB. En general, en estas zonas, se han observado mayores pérdidas de señal y valores de desviación estándar, como consecuencia de los mecanismos severos de absorción, difracción y dispersión. Dichos efectos pueden limitar

sobremana la zona de cobertura de redes WiMAX. Por lo tanto, se requiere prestar especial atención a la planificación de la red con el objeto de asegurar los enlaces de banda ancha de forma ubicua sobre el mar.

Respecto a las variaciones a pequeña escala, se ha observado que la distribución de las variaciones de los niveles de la señal recibida se ajusta a la función de distribución de Valor Extremo. Este análisis contempla condiciones de propagación LOS y NLOS. Los estudios realizados en escenarios en los que domina la condición NLOS, muestran que la función de Rayleigh es más apropiada para describir las variaciones a pequeña escala de la envolvente de la señal recibida. Sin embargo, la función de Rice se presenta como la que mejor ajusta dichas variaciones en el caso de que exista una componente dominante LOS.

Las tareas de modelado del canal inalámbrico, además de predecir la pérdida de transmisión, requieren caracterizar la respuesta impulsiva del canal. Dicha caracterización permite a los diseñadores predecir el comportamiento en frecuencia de la señal transmitida, lo que ayuda a diseñar transmisores y receptores más eficientes. Este proceso se suele realizar típicamente cuantificando la dispersión del retardo que experimenta la señal en propagación, mediante el sondeo del canal con señales de banda ancha. En particular, el sondeo de canal se ha llevado a cabo mediante una señal periódica pulsada. Las características dispersivas del canal se cuantifican generalmente mediante el análisis estadístico de los parámetros de dispersión del retardo (el retardo medio y la dispersión eficaz del retardo, principalmente). La dispersión eficaz del retardo es útil para estimar la tasa de datos máxima de un canal sin la necesidad de implementar técnicas de procesamiento de señal adicionales como, por ejemplo, ecualización. Estos parámetros se extraen de los perfiles del retardo de potencia (PDP), que es la medida de interés de acuerdo al diseño del sistema de medida propuesto. Además, se analiza la dependencia de los parámetros del retardo con el entorno de propagación y otros aspectos, tales como las condiciones operacionales y los patrones de radiación de las antenas.

Como principales resultados, cabe destacar el hecho de que los perfiles del retardo de potencia presentan una forma discontinua, en forma de picos, pudiéndose explicar por la geometría del escenario. Además, se ha observado que la forma de dichos perfiles depende de la estabilidad de los elementos que sustentan los sistemas radiantes sobre la mar, por lo tanto el diagrama de radiación de las antenas se presenta como una característica de vital impor-

tancia para este tipo de sistemas. Para el escenario bajo estudio, los valores de los parámetros de dispersión del retardo son tan bajos que el canal se podría modelar como un canal de banda estrecha, dependiendo del ancho de banda de la señal transmitida. Por otra parte, se han estimado valores elevados para el ancho de banda de coherencia, indicando que estos canales podrían soportar altas tasas de transmisión de datos. Finalmente, se ha observado que dichos valores están inversamente relacionados con los correspondientes a la dispersión eficaz del retardo.

Abstract

Current wireless technologies used in marine applications are mainly based on VHF, cellular mobile telecommunication systems (GSM, GPRS, UMTS, etc.) and satellite communication systems (INMARSAT, VSAT, etc.). However, these systems suffer from lots of weaknesses like low bandwidth and capacity (GSM, Satellite and VHF systems), short range (cellular mobile telecommunication systems), high cost for certain applications (satellite and cellular mobile telecommunication systems) and large size and weight of antennas and hardware transceivers (VHF systems). These limitations have motivated a new research activity aiming to design and develop a novel broadband wireless communication system to perform applications like those related to real-time monitoring of the marine environment through sensing multiple physical parameters.

A Wireless Sensor Network (WSN) based on WiMAX technology could be a good candidate to accomplish that task. WSNs offer a new paradigm for marine monitoring. It may be a type of autonomous, self-organized ad-hoc network composed of sensor nodes which could be generally buoys, ships or stable platforms over sea which, in their turn, transmit the data wirelessly to a sink node (the base station) by using multihop communications; i.e., a node could send the measured data to the base station through intermediate nodes for processing and monitoring purposes. WiMAX is an evolving technology optimized to operate on land environments where its good performance has been extensively demonstrated. Several frequency bands can be used for deploying this system. The license-exempt 5 GHz band is of interest to WiMAX, because it is generally available worldwide and free for anyone to use, i.e. it could enable deployments in underserved markets like the maritime ones. In particular, it is the upper 5.725 GHz-5.850 GHz band that is most attractive due to the fact that many countries allow higher power output compared to other bands. This facilitates less costly deployments.

Regarding range and peak data rates, field tests, on land, have shown tens of kilometers and Mbps, respectively. All these potential characteristics overcome the weaknesses described above. However, the performance of WiMAX networks in marine environments is not optimum due to the different radio propagation conditions. Hence, the main goal is to optimize the WiMAX technology for maritime applications. As a first step, knowledge of 5.8 GHz radio propagation over sea is required.

Propagation measurements for land have been discussed extensively. Further works in this field have been done in urban and suburban environments. In maritime radio links, experimental propagation characteristics, for different radio conditions and configurations, were shown in previous studies. However, they do not apply to conditions covered by our study. To the best of the authors' knowledge, propagation characteristics of wireless links over sea at 5.8 GHz have not been investigated in depth for that configurations where low-height antennas are used.

This thesis work provides statistical characterization and modeling of wireless propagation channels in marine environments at 5.8 GHz based on narrowband and wideband experimental measurements. Experimental propagation measurements over sea for buoy-to-ship, buoy-to-boat, boat-to-land and buoy-to-land radio channels are presented. The propagation properties of a radio channel can be described by many parameters. Although other parameters are investigated, we focus on transmission loss and time delay characteristics for characterizing both, LOS (Line-Of-Sight) and NLOS (Non-Line-Of-Sight) paths.

Three extensive measurement campaigns were made for different operational conditions using continuous-wave (CW) signals to characterize the transmission loss. Transmission loss is considered since it provides a means to plan a wireless link budget and to predict coverage of a wireless system. We can identify three main effects affecting the estimated transmission loss: distance between transmitter and receiver, shadowing and multipath. These effects impose, in their turn, three different rates of change on the transmission loss: very slow variations, slow or large-scale fading (large-scale variations) and fast or small-scale fading (small-scale variations), respectively. Characterization of narrowband parameters are helpful, among others, to deploy WiMAX systems in these challenges scenarios.

Measured instantaneous received signal from a CW transmission does not only present the range dependent and shadowing effects (large-scale varia-

tions), but also multipath effects (small-scale variations). We need to separate both types of variations in order to perform an independent study. The separation is performed by means of a spatial window that is slid through the data and calculates the local mean power over distance. Due to ship natural movements on the sea and speed, the mean operation was made over a distance of several wavelengths. The local mean power values include path loss and shadowing effects. We show averaged received power values along the three planned routes.

Very slow variations mainly due to range are commonly characterized through path loss models. The path loss exponent is the main parameter of this type of model. On other hand, the distribution of large-scale fading measurements was found to approximate the Gaussian distribution. The standard deviation of the shadowing random process is the main parameter. It was found that the more obstructed the propagation environment was, the higher values for the path loss exponent and the standard deviation were estimated. Specifically, the path loss exponent varies from 2.6 to 5.6, and the standard deviation varies from 4.9 to 6.4.

It was also found that path loss measurements fit reasonably well the two-ray model while LOS condition remains. However, when several obstacles, e.g. buildings, large infrastructures and ships, block the transmitted signal, the received signal was found to attenuate at a higher rate. Results that determine the propagation characteristics to shadow sensor nodes are also shown. Specifically, shadowing effects due to moving ships crossing the LOS path, large bridges and buildings are presented, indicating that they can impose a signal fading of more than 22 dB below path loss. Generally, higher losses and values of the standard deviation were found along these zones. This is likely due to severe absorption, diffraction and scattering mechanisms. All these effects can limit the coverage zone of WiMAX networks. Therefore, careful networking planning is needed in order to ensure broadband connectivity everywhere over sea.

The distribution of small-scale fading measurements (log power values) was found to approximate the Extreme Value distribution function. LOS and NLOS propagation conditions were included in that analysis. The Rayleigh distribution was found to be more appropriated for fading measurements (voltage values) along locations which are heavily shadowed by surrounding scatters. However, for locations in which a strong multipath component reaches the receiver dominating the received signal, the Rice distribution function

was found to approximate the measurement results better.

Wireless propagation channel modeling requires not only predicting the transmission loss but also characterizing the impulse response of the channel. The characterization of the channel impulse response enables designers to predict the range of behaviors of the received signal, and this helps the design of better and more efficient transmitters and receivers. It is typically done by quantifying the delay spread experienced by the propagating signal. The time dependence of the received signal has been characterized by sounding the channel with a wideband signal. In particular, it has been measured when the channel is excited by a periodic pulse signal. Delay dispersion characteristics are characterized through time delay parameters (rms delay spread and mean delay spread) statistical analysis. Rms delay spread is useful for determining the maximum data rate of a channel without additional signal processing, e.g. a channel equalizer. These parameters are extracted from Power Delay Profiles (PDP), which is the measured quantity according to our designed system.

We discuss how all those statistical quantities that characterize the radio channel depend on the propagation environment and other issues, such as operational conditions and antenna patterns. In general, when the transmitter, the receiver, or both are close to the shore or a large vessel or building, the number of reflections is high and relatively strong. Estimated PDPs were found with a spiky shape that can be explained by the nature of the channel. This result is significantly different from the ones found for traditional environments, where a continuous shape can generally describe the PDP.

It was also found that the delay parameters are quite different, for different sea states, even when they were obtained in similar operational conditions. Therefore, the antenna radiation patterns should be chosen carefully due to they can affect PDP estimations significantly. For the measured scenario, values for the rms delay spread parameter reach $0.3 \mu s$. For certain propagation conditions, delay parameters remain small. Thus, depending on the signal bandwidth of a wireless system operating in this channel, the fading can be regarded as flat and, hence, the channel could be modeled as narrowband. On the other hand, coherence bandwidth values vary from 800 KHz to 17.2 MHz, and the estimated median value is 8 MHz. Therefore, these channels are feasible to support relatively high transmission rates. Moreover, in general, coherence bandwidth values were found to be inversely related to rms delay spread values. Particularly, the median value for the estimated

factor is about 10.

According to the presented results, and taking into account the obtained results for traditional environments, we may conclude that systems operating at 5.8 GHz can experience good propagation conditions over sea in this frequency band as long as a strong component is present.

Prefacio

Este documento conforma la memoria de la Tesis Doctoral titulada *CARACTERIZACIÓN EXPERIMENTAL Y MODELADO DEL CANAL DE PROPAGACIÓN INALÁMBRICO A 5.8 GHZ EN ENTORNOS MARINOS*, realizada por D. José Carlos Reyes Guerrero, y dirigida por D. Luis Antonio Mariscal Rico.

Parte del trabajo de investigación se ha desarrollado en otras instituciones externas a la Universidad de Cádiz. En concreto, el autor ha llevado estancias de investigación, de 3 meses de duración cada una, en los siguientes centros de investigación:

- Departamento de Comunicaciones Inalámbricas. Facultad de Ingeniería Eléctrica y Computación. Universidad de Zagreb (Croacia). Supervisor: Dr. D. Zvonimir Sipus.
- Departamento de Teoría de la Señal y Comunicaciones. Escuela Superior de Ingenieros. Universidad de Sevilla (España). Supervisor: Dr. D. Juan José Murillo Fuentes.

Sobre la base de lo anterior y el cumplimiento del resto de los requisitos necesarios, establecidos en la regulación propia de la Universidad de Cádiz al respecto, para optar a la mención de *Doctorado Europeo/Internacional*, se considera oportuno solicitar dicha mención a la presente Tesis.

En este contexto, dado que uno de los requisitos exige la evaluación de la Tesis por parte de al menos dos investigadores doctores, diferentes a los supervisores de la estancia, pertenecientes a centros de enseñanza o institutos de investigación de dos países europeos, se ha considerado conveniente preparar un resumen de la Tesis en inglés que incluya los resultados más relevantes y las conclusiones. Además, parte de los resultados incluidos en el presente trabajo han sido presentados y publicados en diversos congresos científicos internacionales de reconocido prestigio.

Lista de acrónimos

<i>CIR</i>	Channel Impulse Response
<i>CW</i>	Continuous Wave
<i>GPRS</i>	General Packet Radio Service
<i>GPS</i>	Global Positioning System
<i>GSM</i>	Global System for Mobile Communications
<i>HSPA</i>	High Speed Packet Access
<i>IQ</i>	In-phase and Quadrature
<i>INMARSAT</i>	International Maritime Satellite Organization
<i>ISI</i>	Inter Symbol Interference
<i>ISM</i>	Industrial Scientific and Medical
<i>ITU</i>	International Telecommunication Union
<i>LDPC</i>	Low Density Parity Check
<i>LOS</i>	Line Of Sight
<i>LTE</i>	Long Term Evolution
<i>LTI</i>	Linear Time Invariant
<i>LTV</i>	Linear Time Variant
<i>Mbps</i>	Mega bits per second
<i>MIMO</i>	Multiple Input Multiple Output
<i>MSE</i>	Mean Square Error
<i>NLOS</i>	Non-Line Of Sight
<i>SS</i>	Spread Spectrum
<i>SISO</i>	Single Input Single Output
<i>OFDM</i>	Ortogonal Frequency Division Multiplexing
<i>PC</i>	Personal Computer
<i>PDP</i>	Power Delay Profile
<i>UHF</i>	Ultra High Frequency
<i>UMTS</i>	Universal Mobile Telecommunication System
<i>US</i>	Uncorrelated Scatterer

<i>VHF</i>	Very High Frequency
<i>VSA</i>	Vector Signal Analyzer
<i>VSAT</i>	Very Small Aperture Terminal
<i>WiMAX</i>	Worldwide Interoperability for Microwave Access
<i>WLAN</i>	Wireless Local Area Network
<i>WPAN</i>	Wireless Personal Area Network
<i>WSN</i>	Wireless Sensor Network
<i>WSS</i>	Wide Sense Stationary
<i>WSSUS</i>	Wide Sense Stationary Uncorrelated Scatterer

Índice

Agradecimientos	IX
Resumen	XIII
Abstract	XIX
Prefacio	XXV
Lista de acrónimos	XXVII
1. Introducción	1
1.1. Contexto y motivación	1
1.2. Objetivos	8
1.3. Revisión de la literatura	9
1.4. Estructura de la Tesis	13
2. Modelado de canales de propagación inalámbricos	15
2.1. Introducción	15
2.2. Mecanismos de propagación de una onda electromagnética	17
2.3. Métodos de modelado de canal	21
2.4. Caracterización de canales inalámbricos	23
2.4.1. Modelo de canal lineal y variante en el tiempo	23
2.4.2. Modelos de canal de banda estrecha y banda ancha	26
2.5. Banda estrecha: variaciones de la potencia de la señal recibida	28
2.5.1. Modelo de desvanecimiento a gran escala: pérdida de trayecto	29
2.5.2. Modelo de desvanecimiento a gran escala: distribución de los niveles medios locales de la señal recibida	32

2.5.3.	Modelos de desvanecimiento a pequeña escala	34
2.6.	Banda ancha: parámetros de canales multitrayecto	37
2.6.1.	Retardo medio	38
2.6.2.	Dispersión (valor eficaz) del retardo	38
2.6.3.	Ancho de banda de coherencia	39
3.	Sondeo de canal: medidas de propagación	41
3.1.	Introducción	41
3.2.	Descripción del escenario de propagación	42
3.3.	Elementos del sistema de medida: boya y embarcaciones	43
3.4.	Sistema de medida de banda estrecha	46
3.5.	Sistema de medida de banda ancha	54
4.	Caracterización en banda estrecha	61
4.1.	Introducción	61
4.2.	Planificación de las campañas de medidas	62
4.2.1.	Campaña experimental Boya-Buque	62
4.2.2.	Campaña experimental Boya-Bote	63
4.2.3.	Campaña experimental Barco-Costa	64
4.3.	Modelos teóricos de referencia	67
4.4.	Resultados experimentales. Campaña Boya-Bote	74
4.4.1.	Modelo a gran escala	75
4.4.2.	Modelo a pequeña escala	75
4.5.	Resultados experimentales. Campaña Boya-Buque	80
4.5.1.	Modelo a gran escala	81
4.5.2.	Modelo a pequeña escala	86
4.6.	Resultados experimentales. Campaña Barco-Costa	86
4.6.1.	Modelo a gran escala	87
4.6.2.	Modelo a pequeña escala	92
4.7.	Resumen de resultados	92
4.7.1.	Modelo a gran escala	92
4.7.2.	Modelo a pequeña escala	95
5.	Caracterización en banda ancha	101
5.1.	Introducción	101
5.2.	Planificación de la campaña de medidas	102

5.3. Análisis preliminar	104
5.3.1. Definición de los intervalos de análisis	105
5.3.2. Procesado de los perfiles	111
5.4. Resultados	113
5.4.1. Potencia media de la señal recibida	113
5.4.2. Caracterización a pequeña escala	117
5.4.3. Caracterización a gran escala	122
6. Conclusiones y líneas futuras de investigación	127
6.1. Conclusiones	127
6.2. Trabajos futuros	130
A. Código Matlab. Caracterización en banda estrecha	133
A.1. Introducción	133
A.2. Modelo de dos rayos	133
A.3. Análisis del desvanecimiento a gran escala	135
A.4. Análisis del desvanecimiento a pequeña escala	138
B. Código Matlab. Caracterización en banda ancha	143
B.1. Introducción	143
B.2. Obtención de parámetros multitrayecto	143
C. Resultados complementarios al estudio de banda estrecha	155
C.1. Introducción	155
C.2. Simulación de parámetros del modelo de dos rayos	155
C.3. Análisis del desvanecimiento a gran escala	156
C.3.1. Campaña Boya-Buque	156
C.3.2. Campaña Boya-Bote	156
C.3.3. Campaña Barco-Costa	156
C.4. Análisis del desvanecimiento a pequeña escala	156
D. Resultados complementarios al estudio de banda ancha	169
D.1. Introducción	169
D.2. Estudios de correlación	169
D.3. Perfiles del retardo de potencia	213
Bibliografía	235

Índice de figuras

1.1. Arquitectura general de una WSN marítima sobre el mar.	4
1.2. Componentes de un nodo sensor integrados en una boya.	6
2.1. Sistema de comunicación inalámbrico.	16
2.2. El canal de propagación multitrayecto marítimo.	18
2.3. Filtro lineal variante en el tiempo.	25
2.4. Desvanecimiento a pequeña y gran escala.	30
3.1. Vista aérea de la ciudad de Cádiz.	43
3.2. Buque hidrográfico <i>Antares</i> (A-23).	44
3.3. Bote hidrográfico. Embarcación auxiliar del buque <i>Antares</i>	46
3.4. Embarcación <i>Bryan Primero</i> en una de las campañas.	47
3.5. Boya oceanográfica <i>Waverider</i>	47
3.6. Instalación de la antena en la embarcación <i>Bryan Primero</i>	48
3.7. Instalación de la antena en la embarcación <i>Antares</i>	49
3.8. Diagrama de bloques del sistema de medida.	50
3.9. Elementos del transmisor instalados en la embarcación.	51
3.10. Ejemplo de traza de PDP instantáneo.	58
4.1. Boya y derrota del <i>Antares</i> en la campaña Boya-Buque.	63
4.2. Boya y derrota del bote en la campaña Boya-Bote.	65
4.3. Campaña de medidas de banda estrecha Barco-Costa.	66
4.4. Diagrama del modelo de dos rayos.	68
4.5. Atenuación que sufre el rayo reflejado respecto al rayo directo.	71
4.6. Módulo y fase del coeficiente de reflexión.	72
4.7. Pérdida de transmisión modelos de dos rayos y espacio libre.	73
4.8. Análisis de regresión campaña Boya-Bote.	76

4.9. Función de distribución variaciones lentas Boya-Bote.	77
4.10. PDF y CDF pequeña escala Boya-Bote.	78
4.11. PDF y CDF pequeña escala tramo NLOS.	80
4.12. PDF y CDF pequeña escala tramo LOS.	81
4.13. PDF y CDF pequeña escala tramo LOS intenso.	82
4.14. Análisis de regresión campaña Boya-Buque.	83
4.15. Función de distribución variaciones lentas Boya-Buque.	84
4.16. Nivel medio recibido primera parte Boya-Buque.	85
4.17. PDF y CDF pequeña escala Boya-Buque.	87
4.18. Análisis de regresión campaña Barco-Costa.	89
4.19. Función de distribución variaciones lentas Barco-Costa.	90
4.20. Niveles medios y evento puntual Barco-Costa.	91
4.21. PDF y CDF pequeña escala Barco-Costa.	93
4.22. CDF y PDF todas las variaciones lentas normalizadas.	97
4.23. PDFs variaciones rápidas para las 3 campañas.	98
4.24. CDF y PDF pequeña escala todas las campañas.	99
5.1. Ubicación receptor y ubicaciones transmisor banda ancha.	104
5.2. Coeficiente de correlación de tipo A para dos intervalos.	108
5.3. Coeficiente de correlación de tipo B. Intervalo=0.5 ms.	110
5.4. Ubicaciones válidas del transmisor.	115
5.5. Balance de potencias campaña de banda ancha.	118
5.6. Primer PDP en trazas 33 y 34.	120
5.7. PDP y función de correlación de frecuencias.	121
5.8. CDF para el retardo medio y dispersión rms en 33 y 34.	123
5.9. CDF para el ancho de banda de coherencia en 33 y 34.	124
5.10. CDF gran escala: retardo medio y dispersión rms.	125
5.11. CDF gran escala: ancho de banda de coherencia y X.	126
C.1. Diferencia de recorridos y ángulo de incidencia.	157
C.2. Potencia recibida (dBm) modelo dos rayos.	158
C.3. Detalle derrota campaña Boya-Buque.	160
C.4. Variaciones lentas y PDF campaña Boya-Buque.	161
C.5. Variaciones lentas y PDF campaña Boya-Bote.	162
C.6. Variaciones lentas y PDF campaña Barco-Costa.	163

C.7. Potencia recibida en tramos LOS y NLOS.	164
C.8. Potencia recibida y variaciones lentas LOS y NLOS.	165
C.9. Variaciones pequeña escala LOS y NLOS.	166
C.10.CDF variaciones a pequeña escala LOS y NLOS.	167
C.11.CDF y PDF variaciones a pequeña escala LOS y NLOS.	168
D.1. Ejemplo coeficiente de correlación entre PDP tres intervalos. . .	170
D.2. Coeficiente de correlación de tipo A. Ubicación TX1.	170
D.3. Coeficiente de correlación de tipo B. Ubicación TX1.	171
D.4. Coeficiente de correlación de tipo A. Ubicación TX2.	171
D.5. Coeficiente de correlación de tipo B. Ubicación TX2.	172
D.6. Coeficiente de correlación de tipo A. Ubicación TX3.	172
D.7. Coeficiente de correlación de tipo B. Ubicación TX3.	173
D.8. Coeficiente de correlación de tipo A. Ubicación TX4.	173
D.9. Coeficiente de correlación de tipo B. Ubicación TX4.	174
D.10.Coeficiente de correlación de tipo A. Ubicación TX5.	174
D.11.Coeficiente de correlación de tipo B. Ubicación TX5.	175
D.12.Coeficiente de correlación de tipo A. Ubicación TX6.	175
D.13.Coeficiente de correlación de tipo B. Ubicación TX6.	176
D.14.Coeficiente de correlación de tipo A. Ubicación TX7.	176
D.15.Coeficiente de correlación de tipo B. Ubicación TX7.	177
D.16.Coeficiente de correlación de tipo A. Ubicación TX8.	177
D.17.Coeficiente de correlación de tipo B. Ubicación TX8.	178
D.18.Coeficiente de correlación de tipo A. Ubicación TX9.	178
D.19.Coeficiente de correlación de tipo B. Ubicación TX9.	179
D.20.Coeficiente de correlación de tipo A. Ubicación TX10.	179
D.21.Coeficiente de correlación de tipo B. Ubicación TX10.	180
D.22.Coeficiente de correlación de tipo A. Ubicación TX11.	180
D.23.Coeficiente de correlación de tipo B. Ubicación TX11.	181
D.24.Coeficiente de correlación de tipo A. Ubicación TX12.	181
D.25.Coeficiente de correlación de tipo B. Ubicación TX12.	182
D.26.Coeficiente de correlación de tipo A. Ubicación TX13.	182
D.27.Coeficiente de correlación de tipo B. Ubicación TX13.	183
D.28.Coeficiente de correlación de tipo A. Ubicación TX14.	183
D.29.Coeficiente de correlación de tipo B. Ubicación TX14.	184

D.30.	Coefficiente de correlación de tipo A. Ubicación TX15.	184
D.31.	Coefficiente de correlación de tipo B. Ubicación TX15.	185
D.32.	Coefficiente de correlación de tipo A. Ubicación TX16.	185
D.33.	Coefficiente de correlación de tipo B. Ubicación TX16.	186
D.34.	Coefficiente de correlación de tipo A. Ubicación TX17.	186
D.35.	Coefficiente de correlación de tipo B. Ubicación TX17.	187
D.36.	Coefficiente de correlación de tipo A. Ubicación TX18.	187
D.37.	Coefficiente de correlación de tipo B. Ubicación TX18.	188
D.38.	Coefficiente de correlación de tipo A. Ubicación TX19.	188
D.39.	Coefficiente de correlación de tipo B. Ubicación TX19.	189
D.40.	Coefficiente de correlación de tipo A. Ubicación TX20.	189
D.41.	Coefficiente de correlación de tipo B. Ubicación TX20.	190
D.42.	Coefficiente de correlación de tipo A. Ubicación TX21.	190
D.43.	Coefficiente de correlación de tipo B. Ubicación TX21.	191
D.44.	Coefficiente de correlación de tipo A. Ubicación TX22.	191
D.45.	Coefficiente de correlación de tipo B. Ubicación TX22.	192
D.46.	Coefficiente de correlación de tipo A. Ubicación TX23.	192
D.47.	Coefficiente de correlación de tipo B. Ubicación TX23.	193
D.48.	Coefficiente de correlación de tipo A. Ubicación TX24.	193
D.49.	Coefficiente de correlación de tipo B. Ubicación TX24.	194
D.50.	Coefficiente de correlación de tipo A. Ubicación TX25.	194
D.51.	Coefficiente de correlación de tipo B. Ubicación TX25.	195
D.52.	Coefficiente de correlación de tipo A. Ubicación TX26.	195
D.53.	Coefficiente de correlación de tipo B. Ubicación TX26.	196
D.54.	Coefficiente de correlación de tipo A. Ubicación TX27.	196
D.55.	Coefficiente de correlación de tipo B. Ubicación TX27.	197
D.56.	Coefficiente de correlación de tipo A. Ubicación TX28.	197
D.57.	Coefficiente de correlación de tipo B. Ubicación TX28.	198
D.58.	Coefficiente de correlación de tipo A. Ubicación TX29.	198
D.59.	Coefficiente de correlación de tipo B. Ubicación TX29.	199
D.60.	Coefficiente de correlación de tipo A. Ubicación TX30.	199
D.61.	Coefficiente de correlación de tipo B. Ubicación TX30.	200
D.62.	Coefficiente de correlación de tipo A. Ubicación TX31.	200
D.63.	Coefficiente de correlación de tipo B. Ubicación TX31.	201
D.64.	Coefficiente de correlación de tipo A. Ubicación TX32.	201

D.65.Coeficiente de correlación de tipo B. Ubicación TX32.	202
D.66.Coeficiente de correlación de tipo A. Ubicación TX33.	202
D.67.Coeficiente de correlación de tipo B. Ubicación TX33.	203
D.68.Coeficiente de correlación de tipo A. Ubicación TX34.	203
D.69.Coeficiente de correlación de tipo B. Ubicación TX34.	204
D.70.Coeficiente de correlación de tipo A. Ubicación TX35.	204
D.71.Coeficiente de correlación de tipo B. Ubicación TX35.	205
D.72.Coeficiente de correlación de tipo A. Ubicación TX36.	205
D.73.Coeficiente de correlación de tipo B. Ubicación TX36.	206
D.74.Coeficiente de correlación de tipo A. Ubicación TX37.	206
D.75.Coeficiente de correlación de tipo B. Ubicación TX37.	207
D.76.Coeficiente de correlación de tipo A. Ubicación TX38.	207
D.77.Coeficiente de correlación de tipo B. Ubicación TX38.	208
D.78.Coeficiente de correlación de tipo A. Ubicación TX39.	208
D.79.Coeficiente de correlación de tipo B. Ubicación TX39.	209
D.80.Coeficiente de correlación de tipo A. Ubicación TX40.	209
D.81.Coeficiente de correlación de tipo B. Ubicación TX40.	210
D.82.Coeficiente de correlación de tipo A. Ubicación TX41.	210
D.83.Coeficiente de correlación de tipo B. Ubicación TX41.	211
D.84.Coeficiente de correlación de tipo A. Ubicación TX42.	211
D.85.Coeficiente de correlación de tipo B. Ubicación TX42.	212
D.86.Primer perfil del retardo de potencia. Ubicación TX1.	213
D.87.Primer perfil del retardo de potencia. Ubicación TX2.	214
D.88.Primer perfil del retardo de potencia. Ubicación TX3.	214
D.89.Primer perfil del retardo de potencia. Ubicación TX4.	215
D.90.Primer perfil del retardo de potencia. Ubicación TX5.	215
D.91.Primer perfil del retardo de potencia. Ubicación TX6.	216
D.92.Primer perfil del retardo de potencia. Ubicación TX7.	216
D.93.Primer perfil del retardo de potencia. Ubicación TX8.	217
D.94.Primer perfil del retardo de potencia. Ubicación TX9.	217
D.95.Primer perfil del retardo de potencia. Ubicación TX10.	218
D.96.Primer perfil del retardo de potencia. Ubicación TX11.	218
D.97.Primer perfil del retardo de potencia. Ubicación TX12.	219
D.98.Primer perfil del retardo de potencia. Ubicación TX13.	219
D.99.Primer perfil del retardo de potencia. Ubicación TX14.	220

D.100.Primer perfil del retardo de potencia. Ubicación TX15.	220
D.101.Primer perfil del retardo de potencia. Ubicación TX16.	221
D.102.Primer perfil del retardo de potencia. Ubicación TX17.	221
D.103.Primer perfil del retardo de potencia. Ubicación TX18.	222
D.104.Primer perfil del retardo de potencia. Ubicación TX19.	222
D.105.Primer perfil del retardo de potencia. Ubicación TX20.	223
D.106.Primer perfil del retardo de potencia. Ubicación TX21.	223
D.107.Primer perfil del retardo de potencia. Ubicación TX22.	224
D.108.Primer perfil del retardo de potencia. Ubicación TX23.	224
D.109.Primer perfil del retardo de potencia. Ubicación TX24.	225
D.110.Primer perfil del retardo de potencia. Ubicación TX25.	225
D.111.Primer perfil del retardo de potencia. Ubicación TX26.	226
D.112.Primer perfil del retardo de potencia. Ubicación TX27.	226
D.113.Primer perfil del retardo de potencia. Ubicación TX28.	227
D.114.Primer perfil del retardo de potencia. Ubicación TX29.	227
D.115.Primer perfil del retardo de potencia. Ubicación TX30.	228
D.116.Primer perfil del retardo de potencia. Ubicación TX31.	228
D.117.Primer perfil del retardo de potencia. Ubicación TX32.	229
D.118.Primer perfil del retardo de potencia. Ubicación TX33.	229
D.119.Primer perfil del retardo de potencia. Ubicación TX34.	230
D.120.Primer perfil del retardo de potencia. Ubicación TX35.	230
D.121.Primer perfil del retardo de potencia. Ubicación TX36.	231
D.122.Primer perfil del retardo de potencia. Ubicación TX37.	231
D.123.Primer perfil del retardo de potencia. Ubicación TX38.	232
D.124.Primer perfil del retardo de potencia. Ubicación TX39.	232
D.125.Primer perfil del retardo de potencia. Ubicación TX40.	233
D.126.Primer perfil del retardo de potencia. Ubicación TX41.	233
D.127.Primer perfil del retardo de potencia. Ubicación TX42.	234

Índice de Tablas

3.1. Algunas características de interés del buque <i>Antares</i>	45
3.2. Parámetros del sistema de medida de banda estrecha.	50
3.3. Parámetros obtenidos en cada traza de medidas.	52
3.4. Parámetros del sistema de medida de banda ancha.	55
4.1. Valores de los parámetros utilizados en el balance de potencias	74
4.2. Parámetros modelo pequeña escala. Campaña Boya-Bote. . . .	77
4.3. Parámetros modelo pequeña escala. Campaña Boya-Buque. . .	86
4.4. Parámetros modelo pequeña escala. Campaña Barco-Costa. . .	92
4.5. Parámetros obtenidos para el modelo a gran escala.	94
4.6. Parámetros obtenidos para el modelo a pequeña escala.	95
4.7. Parámetros del modelo global de pequeña escala.	96
5.1. Parámetros climatológicos registrados durante la campaña. . .	103
5.2. Modo de transmisión en cada ubicación de la campaña.	104
5.3. Notas tomadas durante la campaña experimental.	114
5.4. Valores de los parámetros utilizados en el balance de potencias.	117

Capítulo 1

Introducción

*Estudia el pasado
si quieres pronosticar el futuro.*

Confucio.

1.1. Contexto y motivación

El origen y los primeros pasos de la tecnología inalámbrica están íntimamente ligados a aplicaciones marítimas. Aunque no exento de polémica, Guglielmo Marconi es quien ha pasado a la historia como el inventor del primer transceptor de radio operativo, patentado en 1896. Después de realizar diversos experimentos en tierra a corta distancia, en 1897 consiguió realizar transmisiones experimentales entre navíos de guerra italianos y una estación terrestre que instaló en el puerto de La Spezia, donde se pudieron intercambiar mensajes entre equipos separados por una distancia de hasta 12 millas aproximadamente. Más tarde, en 1899 logró comunicar la localidad francesa de Wimereux con el faro inglés de South Foreland, culminando así el trabajo iniciado varios años atrás en el canal de la Mancha. Sin embargo, fue en 1901 cuando Marconi consiguió el hito más importante por el que se le recuerda, al llevar a cabo la primera transmisión transoceánica de la historia. Desde una antena instalada en Poldhu, en la costa inglesa de Cornualles, transmitió un mensaje en Morse que se recibió en Terranova (Canadá), a unos 3400 km de distancia (Esteban-Yago, 2005). Desde entonces, a pesar del enorme desarrollo de las tecnologías inalámbricas, los avances tecnológicos de las redes de comunicaciones marítimas se han quedado claramente muy atrás respecto

a los avances de sus homólogas terrestres.

La industria inalámbrica no sólo se ha convertido en el sector de mayor crecimiento del campo de la telecomunicaciones en los últimos años, sino que su evolución está siendo espectacular desde diferentes puntos de vista. Desde un enfoque puramente científico los avances han sido ciertamente enormes, siendo necesaria una revisión continua de nuevas tecnologías emergentes, como por ejemplo las recientes técnicas de antena de múltiples elementos, los sistemas de codificación mediante códigos LDPC y turbocódigos, el sistema de modulación OFDM, y un largo etcétera. Todos estos nuevos conceptos han pasado de ser mera materia de debate para la comunidad científica a constituir las bases de diseño y desarrollo de los nuevos sistemas de comunicaciones inalámbricos. Por otro lado, desde una perspectiva industrial, la proliferación de nuevas empresas del sector, y la consolidación de otras muchas, desarrollando nuevos dispositivos con cada vez más y mejores prestaciones, ha sido una constante. Lógicamente, todo ello no hubiera sido posible sin una gran aceptación por parte de los usuarios. Y es que el impacto en la sociedad de las tecnologías inalámbricas ha sido notorio, sobre todo en los últimos años.

Hoy en día prácticamente cualquier persona en el mundo es usuaria, de una manera u otra, de la tecnología inalámbrica. Tanto es así que la familiarización con el uso de muchos dispositivos, que hasta no hace mucho resultaba impensable, es casi total. No hay más que observar el modo en el que se utilizan los terminales de los sistemas de telefonía móvil (por ejemplo, GSM/GPRS, UMTS, HSPA y LTE); las redes de área local inalámbricas (WLAN); las redes de área personal inalámbricas (WPAN), cuya gama de dispositivos y periféricos estandarizados, como por ejemplo *Bluetooth*, es muy variada; o las nuevas redes de sensores inalámbricas (WSN), que están empezando a ser desplegadas a escala mundial en aplicaciones de muy diversa índole. En definitiva, estamos, cada vez más, rodeados de dispositivos inalámbricos que están cambiando nuestros hábitos de vida, tanto en el ámbito social como en el laboral.

No obstante, el impacto de las nuevas tecnologías inalámbricas en el sector marítimo ha sido menor, debido principalmente a la baja rentabilidad que los operadores han venido obteniendo por los servicios ofertados, prácticamente, desde la aparición de las comunicaciones marítimas (Fjørtoft et al., 2009). Sin embargo, el desarrollo de nuevos equipos y dispositivos de comunicación con diferentes formatos y configuraciones está favoreciendo la viabilidad de nuevos modelos de negocio para este tipo de escenarios, donde

un creciente número de usuarios demandan soluciones prácticas a sus necesidades específicas. Recientemente, numerosos estudios han identificado una demanda emergente de servicios de telecomunicaciones marinos que requieren el uso de tecnologías inalámbricas para su implementación (Bekkadal, 2009). Este hecho se refleja en el gran número de grupos de investigación y compañías del sector que trabaja actualmente en este campo.

Se podría realizar una primera clasificación básica de las aplicaciones de las tecnologías inalámbricas en el ámbito marino atendiendo a si los sistemas inalámbricos correspondientes operan sobre la superficie del mar o bajo esta. Es decir, por un lado se tendrían los sistemas instalados sobre la plataforma marina, cuyo medio de propagación es el aire, y por otro los sistemas que operan en el medio submarino, cuyo medio de transmisión es fundamentalmente el agua marina. El hecho de que la naturaleza de ambos medios de transmisión sea tan dispar impone desafíos de diferente índole a científicos e ingenieros en todas las fases del proceso de diseño, construcción y validación de la red inalámbrica. La consecuencia es que los sistemas de telecomunicación correspondientes incluyen técnicas de transmisión y recepción adaptadas al medio de propagación. En esta Tesis se estudia el canal inalámbrico marítimo sobre el mar en unas condiciones específicas.

El número de aplicaciones que demandan una transmisión remota y eficaz de datos sobre la plataforma marina es actualmente muy amplio, algunas de ellas están adquiriendo especial interés para la comunidad científica. Este es el caso, por ejemplo, de aquellas relacionadas con la monitorización en tiempo real del entorno a través de medidas de múltiples parámetros físicos del mismo. A pesar de que el número y el tipo de parámetros de interés depende en última instancia de la aplicación final a la que se destina el sistema de monitorización -por ejemplo, parámetros físicos, químicos y/o biológicos (temperatura, pH, salinidad, turbidez, etc.)- dichos sistemas son muy similares en la mayoría de los casos. Específicamente, estos están compuestos por diferentes nodos sensores -generalmente boyas, buques y estaciones estables sobre la superficie marina- que transmiten los datos de interés vía radio a una estación de control o centro de procesamiento de datos. Dicha estación de control se puede instalar en tierra o a bordo de un buque, siendo este último caso particularmente interesante en aplicaciones relacionadas con campañas oceanográficas (Figura 1.1).

Actualmente, las tecnologías inalámbricas empleadas en los enlaces radioeléctricos sobre la plataforma marina están basadas principalmente en siste-

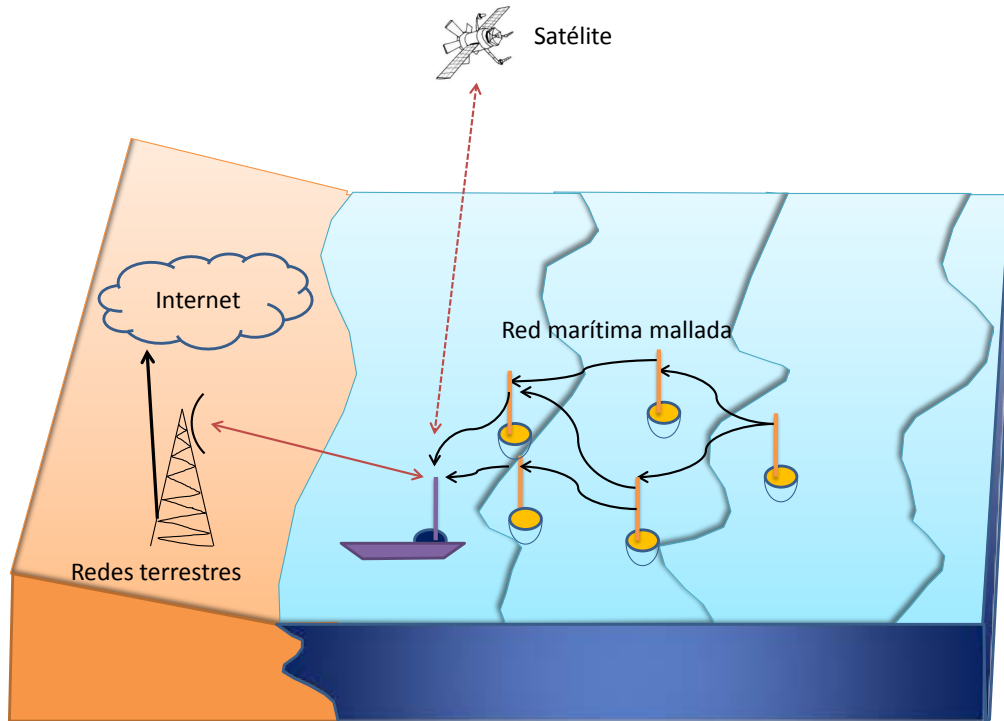


Figura 1.1: Arquitectura general de una WSN marítima sobre el mar.

mas propietarios VHF, sistemas de comunicaciones móviles celulares (GSM, GPRS, UMTS, etc.) y sistemas de comunicaciones por satélite (INMARSAT, VSAT, etc.).

Numerosos organismos internacionales disponen actualmente de boyas fondeadas en diferentes puntos del globo con diferentes propósitos. Normalmente se tratan de boyas costeras operando en aguas poco profundas o, a lo sumo, intermedias, que comunican los datos de interés a una estación costera mediante enlaces punto a punto que utilizan las bandas de radio de VHF y UHF. Además, las estaciones ubicadas a no más de algunas millas de la costa generalmente incorporan un enlace de respaldo via GSM/GPRS. Otras aplicaciones requieren de estaciones fondeadas en aguas profundas, como por ejemplo los sistemas de detección temprana de condiciones meteorológicas peligrosas. Estos sistemas necesitan enlaces de satélite para comunicar sus datos.

Los sistemas radioeléctricos marinos actuales conllevan una serie de difi-

cultades y limitaciones para la transmisión de datos (Bekkadal y Yang, 2010), como por ejemplo: baja capacidad de red y reducidos anchos de banda disponibles, en el caso de GSM, los sistemas VHF y de satélite; corto alcance, en el caso de sistemas de comunicaciones móviles celulares, con rangos de cobertura que no van más allá de varias millas de la costa; alto coste para ciertas aplicaciones, en el caso de sistemas de comunicaciones móviles celulares y de satélite, impuesto por los operadores y por el coste de la puesta en órbita y la necesidad de estabilizadores en los sistemas de abordaje; y gran tamaño, peso y perfil de antenas y hardware de transceptores, en el caso de los sistemas VHF, que pueden llegar a limitar sobremanera la operación de una boya.

Todas estas limitaciones justifican las nuevas líneas de investigación y desarrollo abiertas, que van encaminadas a la búsqueda de nuevas soluciones tecnológicas que mejoren el rendimiento de los radioenlaces que discurren, total o parcialmente, sobre plataformas marinas o fluviales. El objetivo general es diseñar y desarrollar un sistema de comunicación inalámbrico de banda ancha que soporte aplicaciones emergentes como las citadas anteriormente. En este contexto, una red inalámbrica de sensores (WSN) (Dargie y Poellabauer, 2010) basada en el estándar WiMAX (Andrews et al., 2007) podría ser una buena opción para llevar a cabo este objetivo, tal y como señalan numerosas propuestas por parte de la comunidad científica e industrial (por ejemplo, Pathmasuntharam et al., 2007; Bekkadal y Yang, 2010; Garroppo et al., 2008; Zhou et al., 2007; Tie et al., 2010).

Del mismo modo que ha quedado probado que las WSNs son idóneas para infinidad de aplicaciones en entornos terrestres aislados de difícil acceso y agresivos, este tipo de redes ofrecen un nuevo paradigma en aplicaciones de monitorización del medio marino. Las WSNs pueden estar compuestas por decenas, centenas o incluso miles de nodos sensores inteligentes, que constituyen una red auto organizada y autónoma, con el objeto, entre otros, de monitorizar diversidad de variables de interés en grandes áreas geográficas. En la Figura 1.1 se ilustra la arquitectura de este tipo de redes con topología mallada. Los nodos se pueden instalar a bordo de buques, boyas o plataformas flotantes, de tal manera que al menos uno de los nodos actúa como estación base de la red marítima, y el resto de los nodos se pueden apoyar entre sí para que todos los datos recogidos lleguen a su destino, la estación base. Este último nodo puede tener recursos adicionales de comunicación, como por ejemplo enlaces de respaldo GSM/GPRS con estaciones costeras o enlaces de

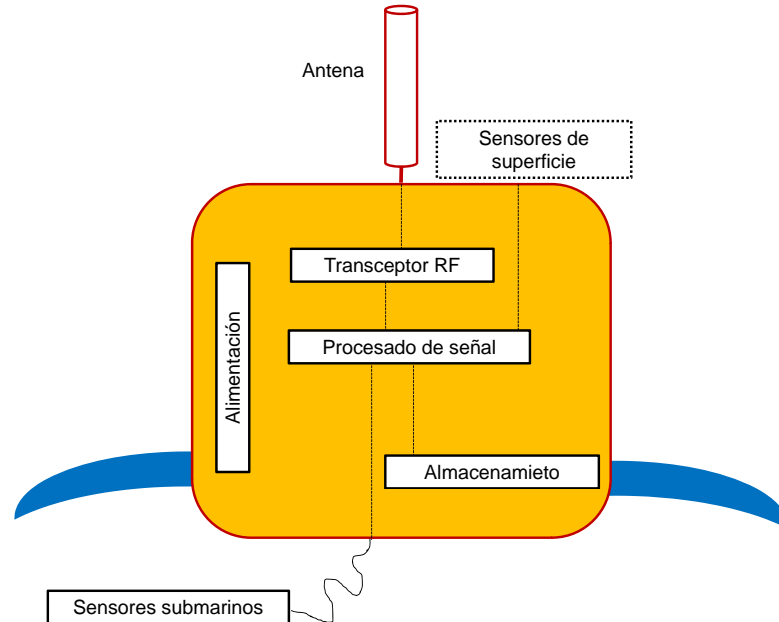


Figura 1.2: Componentes de un nodo sensor integrados en una boya.

satélite.

En una WSN, los nodos sensores no están compuestos únicamente por los subsistemas de sensores, sino que además poseen otros subsistemas: sistemas de procesamiento de información, de alimentación, de comunicaciones inalámbricas y de almacenamiento. En la Figura 1.2 se muestra la disposición de estos componentes integrados en una boya marina. Todos los recursos presentes en un nodo sensor son limitados por la propia naturaleza de este tipo de redes, por lo que su diseño sigue unas pautas claramente diferenciadas respecto a las existentes en redes tradicionales.

Además, estas especificaciones de diseño son a su vez diferentes para WSNs que operan en entornos marinos, debido a que este medio impone nuevos retos respecto a los ya conocidos en escenarios terrestres. Específicamente, los condicionantes más importantes que aparecen en el diseño, implementación y despliegue de una WSN marina son los siguientes (Albaladejo et al., 2010):

- El consumo de energía es la principal restricción en el diseño de los nodos y sus componentes. El requerimiento energético es generalmente alto, debido a que normalmente es deseable cubrir grandes distancias y transmitir un gran volumen de datos.
- Se requieren altos niveles de protección de los dispositivos debido a la degradación que impone el medio marino. Este aspecto influye directamente en el coste de los elementos de la red.
- La influencia del movimiento continuo y con patrones muy específicos de los nodos (por ejemplo, debido al oleaje, corrientes, así como a otras condiciones climáticas) en el rendimiento de la red tiene que ser estudiado en profundidad, no siendo válidos estudios anteriores de estas características en entornos terrestres.
- Otros problemas añadidos en las fases de despliegue y mantenimiento de la red son consecuencia de la integración de los nodos sensores en plataformas marinas concretas, como por ejemplo boyas con sus correspondientes dispositivos de flotación, amarre, etc.

La tecnología WIMAX, basada en la familia de estándares IEEE 802.16, ha irrumpido con éxito en el mercado de los radioenlaces terrestres. El empleo de dicha tecnología se ha demostrado muy eficaz en dichos entornos y se postula como candidata en el diseño y desarrollo de los modernos subsistemas de comunicaciones marinas.

Dentro de las bandas de frecuencias propuestas en el estándar IEEE 802.16 para la explotación de esta tecnología, la banda de frecuencia de 5 GHz es especialmente interesante para despliegues en mercados con baja densidad de usuarios, como el marítimo. Se trata de una banda destinada a aplicaciones industriales, científicas y médicas (ISM) de uso común disponible mundialmente. En particular, la sub-banda alta (5.725 GHz-5.850 GHz) es la más atractiva debido al hecho de que muchos países permiten potencias transmitidas superiores en comparación con otras bandas, por lo que el coste de despliegue de una WSN se reduce atendiendo al menor número de nodos necesarios en la red para cubrir un área de cobertura determinada. Asimismo, dada la alta frecuencia de operación, el tamaño de las antenas y de los transceptores disminuye considerablemente.

Numerosos tests de campo en multitud de entornos terrestres han mostrado características muy atractivas de esta tecnología. En particular, cabe

destacar que se han obtenido tasas de transmisión de datos del orden de varias decenas de *Mbps* y rangos de cobertura de hasta varias decenas de km (Andrews et al., 2007).

En resumen, las características mencionadas anteriormente pueden ser útiles en el intento de superar las limitaciones e inconvenientes que presentan los sistemas inalámbricos marinos actuales. Es por ello, por lo que el empleo de este tipo de sistemas de acceso inalámbrico de banda ancha, en escenarios marítimos, está despertando un gran interés entre la comunidad científica e industrial. Sin embargo, el rendimiento de redes WiMAX no es óptimo en entornos marítimos debido a los diferentes condicionantes que impone el entorno a la propagación de las señales.

1.2. Objetivos

Según se ha expuesto en el apartado anterior, es necesario adaptar el estándar WiMAX para que su aplicación a escenarios marítimos sea de interés. Una tarea inicial y de vital importancia, para la optimización de este estándar en escenarios marinos, es investigar el comportamiento de las ondas de radio cuando se propagan por el canal físico de transmisión, en estos entornos, en la banda de frecuencia de interés.

En general, la información obtenida sobre el comportamiento del radio-canal resulta crucial para el diseño de transmisores y receptores del sistema. Así, tras caracterizar el canal radioeléctrico, es posible predecir los valores de los parámetros más relevantes de un enlace: cobertura, ancho de banda de transmisión, etc. La elección del esquema final del sistema de radiocomunicación se hace con la mirada puesta en la optimización de dichos parámetros.

Con todo ello, el objetivo general de este trabajo de investigación es la obtención de modelos de propagación que puedan ser utilizados en el diseño de redes de radiocomunicaciones cuyo despliegue se realiza en entornos marinos. En esta Tesis se caracterizan experimentalmente, y se modelan, canales de propagación inalámbricos en la banda de 5.8 GHz en escenarios marítimos, bajo condiciones que no han sido estudiadas hasta la fecha. En concreto, en este trabajo se estudian enlaces boya-buque, boya-bote, barco-costa y boya-costa. Para ello, se diseña e integra un sistema de medida específico y se planifican las campañas experimentales acorde al escenario de estudio seleccionado.

En definitiva, este trabajo constituye un primer paso para el estudio en profundidad de canales inalámbricos no investigados hasta la fecha. El propósito es, pues, establecer unas bases teóricas y prácticas, a partir del nuevo conocimiento científico generado sobre la base de los estudios y ensayos realizados, que faciliten las tareas de diseño, simulación y planificación de nuevas redes de comunicaciones inalámbricas en el sector marítimo. Respecto a estudios similares, difieren la banda de frecuencia, el tipo de terminal inalámbrico involucrado, la técnica de medida utilizada, y el escenario concreto de ensayos.

1.3. Revisión de la literatura

Existen modelos que facilitan los cálculos de los enlaces para diferentes tipos de canales radioeléctricos. Estos canales han sido medidos experimentalmente a distintas frecuencias de microondas, teniendo en cuenta las características de los mismos. Hasta la fecha, diversos modelos de propagación y multitud de campañas de medidas experimentales han sido analizados en entornos terrestres tradicionales (Rappaport, 2002). En particular, se han realizado numerosos estudios, tanto teóricos como experimentales, en áreas geográficas terrestres densamente pobladas y bajo diferentes condiciones de propagación (por ejemplo, Erceg et al., 2003, 1999).

Con respecto a trabajos realizados en escenarios terrestres que contemplan transmisiones a la frecuencia de operación de 5.8 GHz, (Schwengler y Gilbert, 2000) presenta, entre otros, varios tests de campo realizados en una área residencial con el objeto de analizar los niveles medios de potencia de señal recibida en configuraciones típicas de los sistemas de comunicaciones móviles celulares. Cabe destacar las similitudes encontradas con los modelos tradicionales. Para transmisiones LOS, el exponente de pérdidas estimado es de 2, mientras que la desviación estándar de las fluctuaciones respecto al valor esperado es de 6.9. Para transmisiones NLOS, dichos valores resultan 3.5 y 9.5, respectivamente.

Otros estudios de propagación están motivados por la aplicación de nuevos sistemas. Así, por ejemplo, para impulsar nuevas aplicaciones de comunicaciones móviles y personales de corto alcance, la Unión Internacional de Telecomunicaciones (ITU) proporciona datos de propagación y métodos de predicción para la planificación de sistemas de radiocomunicaciones de exte-

riores, en rangos de distancias inferiores a 1 km, en la gama de frecuencias de 300 MHz a 100 GHz (ITU, 2012). En cambio, otros estudios se centran en evaluar el impacto de algunos agentes meteorológicos. Este es el caso de (Kesavan et al., 2012), donde se llevan a cabo estudios experimentales que analizan el efecto de la lluvia en enlaces de microondas terrestres punto a punto a 5.8 GHz, indicando que su efecto sobre los niveles de la señal recibida es despreciable.

En los últimos años, el interés por nuevos sistemas que operan en la banda de 5.8 GHz ha crecido enormemente. Dada la amplia diversidad de entornos de aplicación, se han llevado a cabo nuevos estudios teóricos y experimentales en los mismos. En (Cuinas et al., 2010), se presentan estudios de propagación en dos escenarios boscosos de diversa naturaleza. Las medidas se realizan en condiciones LOS y NLOS para diferentes configuraciones. Se miden niveles de señal recibida a lo largo de varios radiales, siendo la distancia máxima 110 metros aproximadamente. La atención se centra en estimar el exponente de pérdidas para analizar el rango de cobertura del transmisor, con el objeto de optimizar el despliegue de los nodos de red. Se obtienen valores, según el tipo de bosque y la configuración, comprendidos entre 1.9 y 2.9 para transmisiones LOS, y 1.8 y 2.5 para transmisiones NLOS. Dichos autores presentan estudios similares para rangos de distancias más cortos en (Cuinas et al., 2009), estimando valores para el exponente de pérdidas que oscilan entre 3.3 y 3.6, según el tipo de bosque. Ensayos en este mismo tipo de entornos se incluyen en (Phaebua et al., 2008). En este caso, las medidas se realizan en condiciones LOS en diferentes configuraciones. Se miden niveles de señal recibida en varias ubicaciones, siendo la distancia máxima de 104 metros. El análisis se centra en estimar el parámetro K de Rice, con el objeto de evaluar el rendimiento de enlaces punto a punto en redes inalámbricas de sensores. Se obtienen valores comprendidos entre 2.6 dB y 12.8 dB. Conforme aumenta la distancia entre transmisor y receptor, los niveles medios de señal recibidos disminuyen de forma significativa, y las fluctuaciones sobre el nivel medio esperado aumentan.

Otros escenarios que han suscitado un interés reciente son los túneles subterráneos, ya sean utilizados para el transporte de personas y mercancías, o para la explotación de minas. En (Masson et al., 2011), se presentan resultados experimentales, y simulaciones teóricas, con el objetivo de diseñar nuevos métodos teóricos que ayuden a comprender mejor este tipo de canales. En relación a los estudios anteriores, los autores presentan resultados

experimentales derivados del sondeo del canal MIMO (Masson et al., 2012). Del mismo modo, en (Alonso et al., 2009) se presentan resultados experimentales en condiciones similares, para el mismo tipo de aplicaciones, para sistemas SISO y MIMO. Con respecto a escenario mineros, (Boutin et al., 2008) es un ejemplo de estudio en el que se destacan algunas particularidades que presentan este tipo de canales tras analizar los resultados experimentales obtenidos.

Centrando la atención en escenarios marítimos, es importante destacar que, hasta el momento, pocos estudios han sido realizados en la banda de 5.8 GHz, cercanos a la costa o en alta mar. Aún así, es interesante destacar dichos estudios y algunos resultados relevantes obtenidos en estos escenarios a otras frecuencias de operación.

(An, 2004) presenta características de los canales de propagación marinos a 1.8 GHz, y se centra en estudiar el desvanecimiento a pequeña escala del nivel de la señal recibida ante diferentes estados de la mar. Las alturas del transmisor y del receptor son de 45 y de 3.6 metros, respectivamente, y la distancia de separación se fija en 235 metros. Como resultado más relevante, cabe destacar que la envolvente de la señal recibida sigue una distribución mixta entre una función de Rice y una función Log-normal.

En (Maliatsos et al., 2006a) y otros trabajos derivados (Maliatsos et al., 2006b,c,d), se presentan resultados obtenidos a 1.9 GHz en una amplia diversidad de escenarios marítimos. Las alturas de las antenas utilizadas son superiores a 8 metros, y la distancia máxima cubierta por las campañas alcanza los 30 km. En relación a la caracterización del canal a gran escala, para transmisiones LOS, se ha estimado un valor próximo a 3 para el exponente de pérdidas, y un valor que oscila entre 1.5 dB y 4 dB, dependiendo del escenario, para la desviación estándar. Para transmisiones NLOS, se estiman valores mayores: 3.6 y 4.5 dB para el exponente de pérdidas y para la desviación estándar, respectivamente. Además, cabe destacar el ajuste que presentan las medidas al modelo teórico de dos rayos en determinados rangos de distancias. Respecto a la caracterización a pequeña escala, las variaciones de la envolvente de la señal recibida siguen una estadística de Rice (parámetro K estimado en torno a 18 dB para las medidas presentadas) y Rayleigh, en condiciones LOS y NLOS, respectivamente. Por otro lado, en relación con las características dispersivas del canal, se destaca la forma discontinua que presentan los perfiles del retardo de potencia, así como los valores tan bajos que se obtienen de los parámetros de dispersión del retardo para transmisiones

LOS.

En (Yang et al., 2011b) y otros trabajos relacionados (Yang et al., 2010b,c,a, 2011a), se presentan estudios de canal medidos a 2 GHz. La altura mínima de las antenas utilizadas está en torno a 10 metros. La estación base se instala en la costa y el transmisor en un buque. Algunos ensayos contemplan medidas a 45 km de distancia en condiciones LOS. Se identifica, experimentalmente, el mejor emplazamiento para la antena en el buque, según los materiales constitutivos del mismo. Algunos emplazamientos imponen una severa obstrucción a la señal transmitida (en torno a 6 dB para los ensayos presentados). Los ensayos permiten validar la efectividad de técnicas de diversidad espacial, a distancias cortas, mediante el uso de dos antenas separadas verticalmente. Además, cabe destacar la validez del modelo de dos rayos en dicho rango de distancias.

En (Garroppo et al., 2008, 2009) se presentan transmisiones experimentales a 2.5 GHz, junto con pruebas de rendimiento de equipos comerciales basados en la tecnología WiMAX. La estación base se instala en la costa a 30 metros de altura, y la altura del receptor en el barco se fija en 10 metros. En los ensayos de propagación, se muestra un buen ajuste del nivel medio de la señal recibida a los niveles predichos por el modelo de dos rayos, hasta una distancia de 14.5 km. Particularmente llamativo resulta el buen ajuste en las zonas en las que se registran picos de atenuación.

En (Yvon-Marie et al., 2009), se presentan resultados experimentales obtenidos con equipos diseñados para caracterizar el canal marino a 3.5 GHz, centrando la atención en el impacto que provocan las olas, y la obstrucción que provocan el relieve costero y algunas islas. Se muestran dos tipos de ensayos: costa-barco y costa-costa, recogiendo series de datos de larga duración. En el primero de los ensayos, el receptor se instala en la costa a una altura de 52 metros, y el transmisor se instala en una embarcación a dos alturas diferentes: 3 y 12 metros sobre el nivel medio del mar. Los valores de potencia media de señal recibida se comparan con el modelo de dos rayos, mostrando un buen ajuste, excepto ante efectos de obstrucción provocados por algunos islotes y accidentes costeros. En el segundo experimento, se muestra la influencia del oleaje sobre el nivel de campo recibido para un enlace fijo punto a punto que transcurre sobre la plataforma marina. Resulta destacable la diferencia, de casi 20 dB, existente entre los valores máximo y mínimo en una serie temporal inferior a 48 horas.

Entre los trabajos experimentales llevados a cabo a 5.8 GHz en escenarios

marítimos destacan (Joe et al., 2007a,b) y (Zhou et al., 2006). Los autores centran la atención en modelar las características de gran escala del canal. Los ensayos se basan en transmisiones desde una estación base instalada en tierra a tres diferentes alturas: 4, 76 y 185 metros. El receptor se instala en una embarcación, a una altura sobre el nivel medio del mar de 8 metros. La distancia máxima entre transmisor y receptor en los ensayos es de 18 km. El exponente de pérdidas oscila entre 2.1 y 2.5, mientras que la desviación estándar varía entre 3.4 y 10.1 dB. En el escenario bajo estudio, conforme se aumentan las alturas de las antenas, los valores de los parámetros del modelo de canal disminuyen, indicando mejores condiciones de propagación.

Como se ha expuesto, la mayoría de los trabajos se centran en el análisis del enlace entre una estación base instalada en la costa y una embarcación. Además, es de destacar que no se han encontrado trabajos relevantes que estudien el canal de propagación marino en la banda de 5.8 GHz, para enlaces en los que el transmisor esté instalado en una boya marina. Este tipo de enlaces operan sobre trayectos con ángulos de elevación muy bajos, respecto a la plataforma marina. Por tanto, los efectos de dispersión y reflexión debidos a las irregularidades que presenta dicha plataforma pueden resultar severos. Estos condicionantes no están presentes en la mayoría de los estudios llevados a cabo por los investigadores en este campo. Ello justifica la necesidad de estudiar este tipo de enlaces, que imponen unas condiciones muy particulares.

Se hacen necesarios, pues, estudios teóricos y ensayos experimentales de propagación que permitan determinar modelos fiables para el canal marino en estas condiciones, de modo que ayuden a predecir el alcance de cobertura de los sistemas y a identificar mejoras en el rendimiento de los radioenlaces, por ejemplo, mediante la aplicación de técnicas de diversidad y/o de sistemas de antenas inteligentes.

1.4. Estructura de la Tesis

Esta memoria se estructura en seis capítulos como sigue: el Capítulo 1 introduce la Tesis, incluyendo la motivación, los objetivos y la revisión de la literatura. En el Capítulo 2, se tratan aspectos de modelado de canales de propagación inalámbricos, destacando las particularidades de los canales marítimos; indicando los retos que imponen a los sistemas radioeléctricos. Además, se introducen las bases teóricas y los modelos sobre los que se apoya

el presente trabajo. En el Capítulo 3, se analizan las técnicas de sondeo de canal existentes, y se detallan las técnicas utilizadas en este trabajo, así como la metodología seguida. En los Capítulos 4 y 5, se presentan los resultados obtenidos. En particular, el Capítulo 4 se centra en la caracterización del canal en banda estrecha a partir del análisis de la potencia de la señal recibida, mientras que el Capítulo 5 se centra en la caracterización en banda ancha, donde se estudian las características dispersivas del canal, analizando los perfiles del retardo de potencia medidos en el escenario de propagación bajo estudio. Finalmente, el Capítulo 6 presenta las conclusiones y los posibles trabajos a desarrollar a partir de este trabajo.

El trabajo incluye, además, cuatro apéndices. Los Apéndices 1 y 2 explican e incluyen el código en lenguaje Matlab© desarrollado para obtener los resultados mostrados en el Capítulo 4 y el Capítulo 5, respectivamente. En los Apéndices 3 y 4, se aportan resultados que complementan los estudios presentados en el Capítulo 4 y en el Capítulo 5, respectivamente.

Capítulo 2

Modelado de canales de propagación inalámbricos

*I do not think that the wireless waves
I have discovered will have any
practical application*

Heinrich R. Hertz

2.1. Introducción

El canal de propagación inalámbrico -en adelante simplemente canal- es el medio que enlaza un extremo transmisor con otro receptor de un sistema de comunicación inalámbrico. Específicamente, es el medio entre las antenas de ambos extremos (Figura 2.1). Las comunicaciones fiables a través de un canal, con tasas de transmisión de datos cada vez más elevadas, presentan numerosos retos a científicos e ingenieros en todas las fases del proceso de diseño de una red de comunicación inalámbrica.

Las propiedades del canal determinan el rendimiento último de las comunicaciones inalámbricas, tal y como demostró Shannon (Shannon, 1948). En concreto, el canal impone un límite teórico a la capacidad de transmisión de la información. Este hecho justifica por sí mismo la realización de estudios en profundidad para conocer y entender su comportamiento en determinadas situaciones de propagación. Los resultados de dichos estudios son esenciales para asegurar la operatividad de los sistemas inalámbricos y emprender con éxito el diseño de los mismos. De hecho, un determinado diseño que no uti-

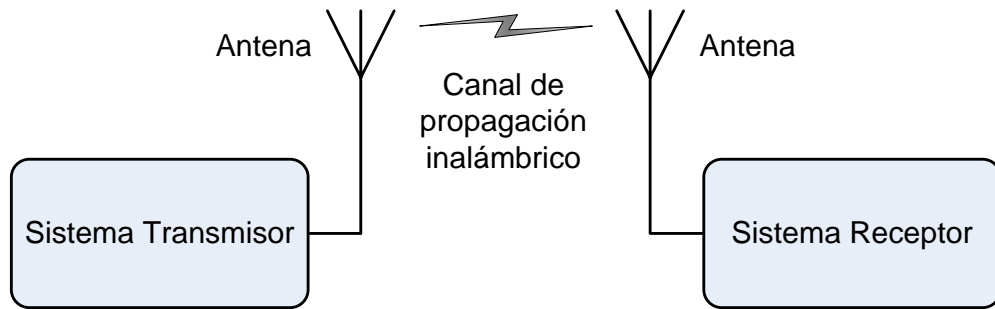


Figura 2.1: Diagrama de bloques genérico de un sistema de comunicación inalámbrico.

lice un modelo de canal lo suficientemente aproximado al escenario real de propagación difícilmente podrá funcionar, una vez implementado, en dicho entorno de operación.

Pero, para que el modelo propuesto sea, en general, compacto y eficiente, y resulte de utilidad práctica, este debe ser capaz de describir el canal de forma simplificada. Ello conlleva, necesariamente, una pérdida de precisión en la predicción del modelo, pues el proceso de propagación de una onda electromagnética puede llegar a ser de una enorme complejidad. Por lo tanto, el modelado del canal será siempre un compromiso. Por un lado, el modelo debe ser tan preciso como sea posible, sin embargo, por otro lado, el modelo debe ser lo suficientemente simple como para resultar útil e interpretable en la fase de diseño para la que esté destinado.

Buscando este objetivo, no se puede pretender encontrar un único modelo de canal que explique la amplia variedad de escenarios de propagación y efectos que se dan en la práctica. En cambio, determinados modelos se aplican en diferentes fases de diseño de un sistema inalámbrico. Por ejemplo, como se expondrá a lo largo de este capítulo, un cierto modelo permite analizar el rango de cobertura de un transmisor, mientras que mediante otro, se pueden establecer las tasas de transmisión máximas del mismo sin emplear técnicas de procesamiento de señal adicionales. Incluso para el análisis de los rangos de cobertura, no es posible proponer un único modelo útil para diseñar cualquier tipo de sistema. El modelo dependerá de las frecuencias portadoras que utilice el sistema, del entorno específico en el que opere, e incluso del tipo de señal transmitida, entre otros muchos factores.

Como ya se ha mencionado, la evolución de los sistemas inalámbricos en los últimos años está siendo espectacular. Este hecho está provocando que los modelos también lo hagan con la misión de sentar las bases de diseño de los sistemas futuros. Por ejemplo, los sistemas MIMO necesitan modelos que recojan las propiedades del canal en diferentes direcciones del espacio.

Respecto de los entornos de aplicación de los nuevos sistemas de comunicación inalámbricos, cabe decir que son cada vez más variados. Estos entornos requieren nuevos modelos y, por lo tanto, nuevas medidas experimentales que validen dichos modelos, y que describan las características singulares y específicas de los mismos. Los modelos de canales utilizados por los sistemas móviles celulares y por las redes de área local inalámbricas han tenido como primer objetivo la optimización de las ubicaciones de las estaciones base. Sin embargo, los terminales de algunos sistemas inalámbricos que se están desarrollando en la actualidad, como por ejemplo las redes de sensores inalámbricas (WSN), deben ubicarse allá donde los sensores necesiten estar para recoger los datos de interés. Ello provoca la necesidad de estudiar los canales desde una perspectiva diferente, no considerada anteriormente.

2.2. Mecanismos de propagación de una onda electromagnética

En la Figura 2.2 se muestran algunas de las interacciones entre los elementos que conforman un escenario particular marítimo y las ondas electromagnéticas que se propagan por el medio, cuando estas son radiadas y finalmente recibidas por una antena transmisora y una antena receptora, respectivamente. La señal es emitida por una estación costera (TX), y recibida por el equipo receptor instalado en la boya (RX). Como se puede observar, a diferencia de los canales cableados, el canal inalámbrico se caracteriza por la interferencia de un conjunto, posiblemente muy numeroso, de componentes multitrayecto que van desde el transmisor al receptor¹ (Sounders y Aragón-Zavala, 2007). Una onda electromagnética transmitida a través del espacio sufre diversas perturbaciones debido a diferentes mecanismos físicos que tienen lugar durante la propagación. De forma general, estos son la pérdida en espacio libre, la absorción, la reflexión, la dispersión, la difracción y la refracción.

¹La aproximación de la propagación electromagnética mediante la técnica de trazado de rayos es válida en el rango de frecuencias de microondas.

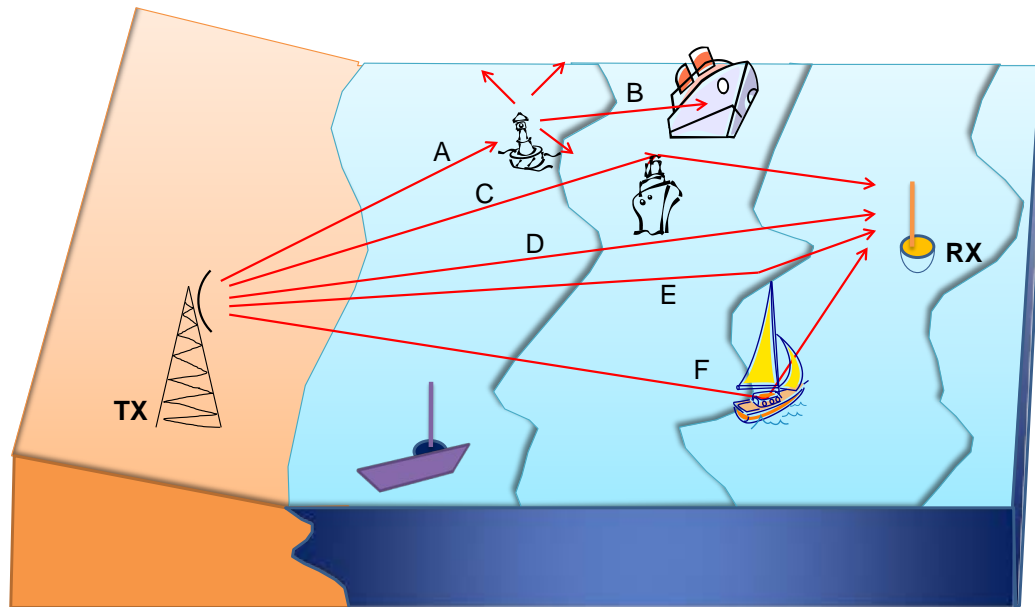


Figura 2.2: El canal de propagación multitrayecto marítimo.

La radiopropagación a través de escenarios marítimos está influenciada por una serie de características peculiares que deben ser tenidas en cuenta a la hora del diseño de las redes de comunicaciones de microondas. Principalmente, la presencia de la plataforma marina y de objetos dispersores² en el entorno, que imponen un estructura multitrayecto muy particular a la propagación.

El escenario de propagación más simple que se puede presentar es aquel que se desarrolla entre un transmisor y un receptor en espacio libre. Es decir, el medio de propagación es exclusivamente el vacío³. Incluso en estas condiciones, la potencia de la señal recibida decrece con la distancia entre las dos antenas. La justificación es intuitiva y se debe exclusivamente a la expansión de la onda electromagnética en su propagación, según frentes de ondas esféricos. En este caso, la ecuación que expresa dicha pérdida se deriva de la fórmula de Friis, válida en condiciones de campo lejano, que predice que la potencia recibida es inversamente proporcional al cuadrado de la distancia

²En la literatura es común denominar objeto dispersor (*scatter*) a cualquier elemento del escenario, aunque este no de lugar a una dispersión de la señal.

³Se suele considerar que la propagación a través del aire presenta un comportamiento similar al del vacío.

entre transmisor y receptor, como se indica en la Ecuación 2.1, donde p_{rx} y p_{tx} denotan la potencia de la señal recibida y transmitida, respectivamente, g_{tx} y g_{rx} son las ganancias máximas isotrópicas de las antenas transmisora y receptora, respectivamente, d es la distancia entre ambas antenas, y λ es la longitud de onda de transmisión (Molisch, 2011, pp. 47-49).

$$p_{rx} = p_{tx} g_{tx} g_{rx} \left(\frac{\lambda}{4\pi d} \right)^2 \quad (2.1)$$

De la ecuación de Friis, es fácil extraer el factor de pérdida de este canal básico (Ecuación 2.2), en el que se puede apreciar la dependencia cuadrática de la pérdida básica con la distancia. En la Figura 2.2, se puede considerar que la señal correspondiente al trayecto D se propaga libre de obstáculos y, por lo tanto, se dice que esta componente experimenta atenuación en espacio libre.

$$l_b = \left(\frac{4\pi d}{\lambda} \right)^2 \quad (2.2)$$

Lógicamente, los escenarios reales de propagación se componen de elementos físicos cuyas características dieléctricas y conductoras imponen multitud de condiciones de contorno no contempladas en la Ecuación 2.2. Por ejemplo, se podría dar la situación de que la línea de visión (LOS) entre transmisor y receptor quedase bloqueada por algún obstáculo ubicado entre las antenas transmisora y receptora. En este caso se dice que el sistema trabaja en condiciones de no visibilidad directa (NLOS) debido a que el trayecto de propagación queda obstruido total o parcialmente. En la Figura 2.2, las señales correspondientes a los trayectos A, B, C, E y F se propagan en condiciones NLOS, siendo la pérdida con la distancia mayor, por regla general, que en el caso de propagación LOS.

Cuando una componente multitrayecto incide sobre un objeto de superficie lisa de grandes dimensiones⁴, como por ejemplo la pared de un edificio, la superficie lisa de una colina, la superficie del mar cuando está en calma, etc., tiene lugar el mecanismo de *reflexión*, reflejándose parte de la energía incidente. Además, dependiendo de las características del objeto, este puede absorber (se transmite energía al objeto), o no, parte de la energía. Cuando la

⁴En este contexto, el tamaño es relativo a la longitud de onda de transmisión; es decir, un elemento es grande o pequeño si lo es respecto a la longitud de onda.

superficie presenta pequeñas irregularidades, la reflexión es difusa (fenómeno similar a la dispersión, que se describe a continuación). En la Figura 2.2, en los trayectos E y F tiene lugar el mecanismo de reflexión. En el primer caso, la señal se refleja en la superficie marina, y en el segundo lo hace en la superficie metálica de un barco.

Por su parte, la *dispersión* tiene lugar cuando una onda electromagnética incide sobre obstáculos de pequeño tamaño, como por ejemplo ramas de árboles, vegetación, superficie rugosa del mar, suelo muy irregular, etc. El resultado es que la energía de la señal se dispersa en diferentes direcciones del espacio. En la Figura 2.2, el trayecto A experimenta el mecanismo de reflexión difusa al incidir en una boya de señalización que presenta múltiples irregularidades de pequeñas dimensiones en su superficie. El resultado es que la energía incidente se dispersa en múltiples direcciones del espacio, originándose nuevas componentes cuyas propiedades dependerán del obstáculo particular. En este escenario se muestra como una de las componentes dispersadas, trayecto B , incide en un buque de grandes dimensiones, obstruyendo dicha componente (la energía se transmite a la embarcación).

Finalmente, si una onda electromagnética se encuentra con objetos que presentan irregularidades en forma de bordes y esquinas (esquinas de buques, edificios, etc.) se produce el mecanismo de *difracción*. Este fenómeno permite que la onda pueda rodear al obstáculo, permitiéndole incluso alcanzar el receptor en condiciones NLOS. Este es el caso del trayecto C en el escenario presente en la Figura 2.2. Esta componente se difracta al encontrarse un obstáculo en forma de borde o esquina, como puede ser el caso de los materiales dispuestos en la cubierta de algunos buques.

Como se puede intuir, los mecanismos de propagación coexisten y no es posible realizar una separación abrupta entre los mismos en condiciones de propagación reales. No obstante, generalmente se hace referencia al mecanismo de propagación dominante, en base a lo expuesto anteriormente. Así, pues, las posibilidades son casi infinitas, ya que no sólo coexisten todos los mecanismos de propagación descritos, sino que las características de los materiales constitutivos de los objetos presentes en el escenario, y las condiciones físicas del medio, pueden ser muy diversas.

En definitiva, cada trayecto de propagación (componente multitrayecto) puede experimentar uno o varios de estos mecanismos de propagación. Por lo tanto, es necesario interpretar el resultado de la interacción de todas las componentes multitrayecto descritas para disponer de información relevan-

te sobre los efectos que introduce el canal en la transmisión de señales de radio. De lo expuesto hasta este punto, parece claro que intentar comprender el comportamiento del canal inalámbrico acudiendo a los mecanismos de propagación es, cuanto menos, complejo.

2.3. Métodos de modelado de canal

Las tareas de modelado de canal han sido históricamente unos de los trabajos más difíciles dentro del proceso de diseño de un sistema inalámbrico. Para la obtención de modelos se han venido siguiendo diferentes estrategias y criterios. Por ejemplo, acorde a la relación del ancho de banda de la señal transmitida con la dispersión del retardo que provoca el entorno, se pueden tener modelos de banda estrecha y modelos de banda ancha. Una de las clasificaciones más extendidas es aquella que diferencia entre modelos deterministas, estocásticos y experimentales o basados en medidas de sondeo de canal.

Los modelos deterministas pueden presumir de ser los más precisos si están basados en la resolución de las ecuaciones de Maxwell, con las condiciones de contorno específicas del escenario particular bajo estudio. En este caso, se requiere de información muy detallada del escenario: localización, geometría y características electromagnéticas de todos y cada uno de los objetos, condiciones físicas exactas, etc. A pesar de que existen métodos de resolución aproximados que permiten obtener modelos analíticos, la capacidad computacional que se requiere para llevar a cabo todos los cálculos es en general muy alta, limitando la utilidad del modelo para ciertos propósitos. Además, las ineficiencias del modelo vienen de la imprecisión de las bases de datos geográficas utilizadas y de la propia naturaleza aproximada de la computación numérica. Como ventajas, se pueden citar la posibilidad de estudiar los mecanismos de propagación de forma aislada; adquiriendo un conocimiento muy valioso para determinadas fases de diseño, y la comodidad para obtener los modelos con los recursos computacionales adecuados.

Por otra parte, se puede optar por un modelado mediante la realización de medidas experimentales de sondeo de canal. Estos modelos se basan en la medida, digitalización y almacenamiento de respuestas impulsivas en un escenario particular mediante medidas de propagación. Por lo tanto, este tipo de modelado presenta la misma filosofía que el modelado determinista, siendo

ambos específicos del escenario de propagación. Así, en este caso, se obtienen medidas reales y precisas en un escenario real. Además, los modelos son útiles para la simulación de cualquier sistema ya que quedan almacenados y, por lo tanto, son reutilizables. Como desventajas, estos modelos requieren un gran esfuerzo en la adquisición y almacenamiento de los datos, y hay que tener en cuenta que los modelos no tienen por qué ser válidos en otros escenarios.

Una estrategia alternativa para entender el comportamiento del canal, desde un punto de vista más fenomenológico, es estudiar los parámetros clave del mismo y analizar sus estadísticas. Es decir, no se consideran las interacciones de los componentes multitrayecto específicos que tienen lugar en un instante dado, sino que el interés se centra en conocer la probabilidad de que un parámetro de canal alcance un determinado valor. En general, este tipo de modelos, los modelos de canal estocásticos, se centran en la obtención de la función de densidad de probabilidad de la respuesta impulsiva, de sus funciones equivalentes o de parámetros derivados de estas funciones. Por lo tanto, estos modelos no predicen la respuesta impulsiva en una ubicación específica, sino que describen la función densidad de probabilidad de la misma sobre escenarios determinados. Por ejemplo, un parámetro de gran interés es la potencia recibida; tanto es así que los canales de banda estrecha quedan caracterizados con dicho parámetro. En el Capítulo 4 se muestran valores experimentales de potencia recibida y se demuestra que estos, en media, disminuyen con la distancia. Sin embargo, existen variaciones alrededor de este valor medio, sobre áreas locales, que se pueden modelizar de forma estadística.

Generalmente los modelos estocásticos se utilizan para diseñar, simular, analizar y comparar sistemas, mientras que los modelos específicos del entorno (deterministas y basados en medidas) se suelen emplear en tareas de planificación y despliegue. Lo usual es que se combinen diferentes tipos de modelos para mejorar la eficiencia del modelo final. Así, un modelo estocástico puede estar basado en medidas experimentales. Estos modelos se construyen con la premisa de reproducir las principales características recogidas en las medidas de canal. Esta última estrategia es la empleada en esta Tesis.

2.4. Caracterización de canales inalámbricos

El canal de propagación inalámbrico se puede modelar, en general, mediante su respuesta impulsiva compleja $h(t, \tau)$ o, utilizando la transformada de Fourier, su correspondiente función de transferencia $H(t, f)$ ⁵.

La función de transferencia del canal radioeléctrico queda condicionada a las características particulares del escenario, pudiendo variar de una forma muy específica con el tiempo, t , las ubicaciones (si los terminales son móviles) y la frecuencia, f (variable dual del retardo, τ). Por lo tanto, las principales características de la función de transferencia, o de sus funciones equivalentes, se deben contemplar en los modelos utilizados para diseñar sistemas que operen de forma óptima sobre estos canales, cumpliendo con los requerimientos del usuario final.

2.4.1. Modelo de canal lineal y variante en el tiempo

En el supuesto de que el transmisor, el receptor y los elementos del escenario de propagación permanecieran estáticos, el canal se podría modelar mediante un sistema lineal e invariante en el tiempo (LTI). En este caso, el efecto de la propagación por trayectos múltiples podría ser descrito mediante la Ecuación 2.3, donde τ es la variable dispersión del retardo, h_i es el coeficiente i -ésimo del canal, en general complejo, y $N + 1$ es el número de componentes multitrayecto a considerar entre el transmisor y el receptor para una determinada ubicación de los mismos. Esta notación permite la representación circuital de dicho modelo mediante un filtro de retardos de N etapas, y sería aplicable la teoría de sistemas lineales e invariantes en el tiempo para su análisis.

$$h(\tau) = \sum_{i=0}^N h_i \delta(\tau - \tau_i) \quad (2.3)$$

Sin embargo, como ya se ha justificado en varias ocasiones, el canal inalámbrico tiene una naturaleza variante en el tiempo. Este hecho es evidente en los sistemas inalámbricos móviles, donde al menos uno de los terminales

⁵Estas funciones complejas son las equivalentes paso bajo de las funciones reales. Es importante destacar que, dado que la respuesta impulsiva del canal depende de dos variables, es posible representarla mediante cuatro funciones equivalentes.

involucrados en el proceso de comunicación es móvil y, por lo tanto, las características del canal variarán más rápidamente cuanto mayor sea la velocidad del terminal móvil. Incluso en el supuesto de que los dos terminales permaneciesen estáticos, el comportamiento del canal sería variante en el tiempo siempre que algún elemento del escenario fuese móvil. Lo anterior explica por qué la teoría de los sistemas LTI no puede ser aplicada directamente.

En general, el canal inalámbrico se puede interpretar como un sistema estocástico variante en el tiempo y, por lo tanto, una completa descripción del mismo requiere de la estimación de la función densidad de probabilidad conjunta de las variables que lo definen (t y τ en el caso de la respuesta impulsiva). Debido a que este proceso es realmente complicado en la práctica, el estudio se suele restringir a un análisis de segundo orden, a través de funciones de autocorrelación. Aún así, la caracterización de canales inalámbricos mediante funciones de correlación resulta una tarea difícil. Es muy común aplicar ciertas restricciones relacionadas con la física del canal que simplifiquen estas funciones. De acuerdo con (Molisch, 2011, pp. 106-112), las hipótesis más empleadas son las que consideran al canal estacionario en sentido amplio (WSS) y a los dispersores incorrelados (US).

La hipótesis *WSS* implica que la función de autocorrelación de la respuesta impulsiva en el tiempo no depende de los instantes de tiempo específicos, sino que pasa a depender de la diferencia entre los dos instantes de tiempo considerados. Como consecuencia, las estadísticas de segundo orden no cambian con el tiempo⁶. Estrictamente, esta condición se debe cumplir para cualquier instante de tiempo, lo cual no se puede dar en canales prácticos. Afortunadamente, los canales estudiados varían sus características de propagación de forma lenta en el tiempo, por lo que se pueden considerar cuasiestáticos durante intervalos de tiempo suficientemente cortos, típicamente durante movimientos espaciales de varias decenas de longitudes de onda del terminal móvil, donde las estadísticas del canal no cambian considerablemente.

Por su parte, la hipótesis *US* implica que las componentes multitrayecto con diferente retardo están incorreladas. Esta hipótesis se cumple en la práctica si la fase de cualquier componente multitrayecto no contiene información de la fase de otra componente con diferente retardo de propagación. Se puede demostrar que, en este caso, la función de autocorrelación de la función de

⁶Esto no quiere decir que el canal sea estático, caso en el que el canal permitiría una representación como la indicada en la Ecuación 2.3.

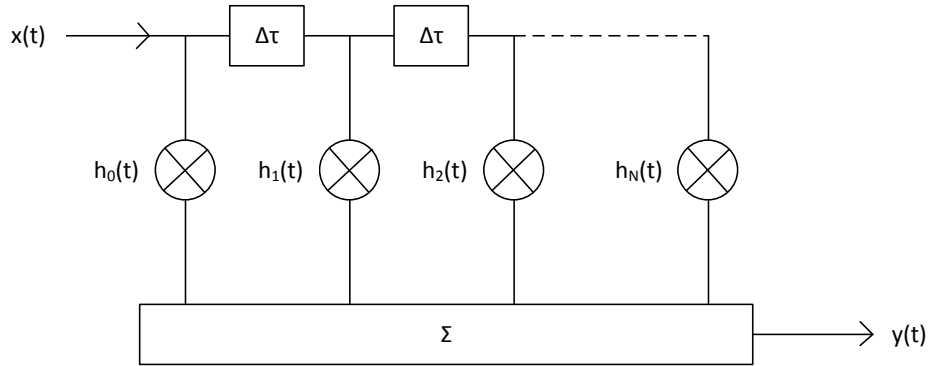


Figura 2.3: Representación circuital del filtro lineal variante en el tiempo indicado en el Ecuación 2.4.

transferencia depende de la diferencia de frecuencias, y no de la frecuencia absoluta.

Los modelos que usan ambas hipótesis simultáneamente se denominan modelos WSSUS y se pueden representar mediante filtros lineales variantes en el tiempo (LTV), con la estructura que se muestra de la Figura 2.3. En la Ecuación 2.4, se incluye explícitamente la variabilidad temporal en los coeficientes h_i , siendo válido este modelo, bajo la hipótesis WSSUS, en un intervalo de tiempo suficientemente corto, como se ha mencionado.

$$h(t, \tau) = \sum_{i=0}^N h_i(t) \delta(\tau - \tau_i) \quad (2.4)$$

El resultado es que el canal presenta un comportamiento selectivo en el tiempo. Este desvanecimiento temporal se puede describir de forma equivalente en su dominio transformado, apreciando una dispersión en la frecuencia portadora, fenómeno también conocido como ensanchamiento Doppler. Así, la selectividad en el tiempo del canal se puede estudiar mediante la función de autocorrelación en el tiempo, o alternativamente acudiendo al dominio transformado, mediante el modelado del espectro Doppler para cada tap del filtro.

Utilizando la representación de la Ecuación 2.4, y asumiendo que el canal es invariante en el tiempo durante un periodo de τ_N segundos, es posible hallar la señal de salida del canal mediante la Ecuación 2.5. La señal transmi-

tida es $x(t)$, y $h(\tau)$ se puede interpretar como una realización de un proceso aleatorio válida en el intervalo de interés.

$$y(\tau) = \int_{-\infty}^{\infty} h(\tau)x(\tau - u)du \quad (2.5)$$

2.4.2. Modelos de canal de banda estrecha y banda ancha

Haciendo referencia al modelo de canal indicado en la Ecuación 2.4, el receptor de un sistema inalámbrico que presente un filtro a la entrada de ancho de banda W , expresado en Hz, no será capaz de distinguir entre dos componentes multitrayecto retardadas una determinada cantidad $\Delta\tau_t$, entre sí, si se cumple que $\Delta\tau_t \ll 1/W$. Esto implica que si $\Delta\tau_t = \tau_N - \tau_0$, según nuestro modelo, y se cumple la condición mencionada, el canal se podría modelar mediante un único coeficiente complejo, puesto que en este caso todas las señales se reciben con el mismo retardo temporal efectivo. Es decir, los diferentes trayectos no son resolubles para el sistema (Goldsmith, 2005, pp. 64-71).

Los sistemas que cumplen con la condición anterior se denominan sistemas de banda estrecha, y la respuesta al impulso del canal viene dada por el producto de una función delta y un coeficiente complejo de atenuación variante en el tiempo. De esta manera, siguiendo con las consideraciones indicadas hasta ahora, los canales variantes en el tiempo de forma lenta se pueden modelar en este caso mediante la Ecuación 2.6, donde τ_0 es el retardo de propagación.

$$h(t, \tau) = \alpha(t)\delta(\tau - \tau_0) \quad (2.6)$$

Por lo tanto, la caracterización de los canales de banda estrecha se centra en el estudio del proceso estocástico $\alpha(t)$. Nótese que este canal presenta un comportamiento no dispersivo en el dominio del retardo, τ , y, por lo tanto, no selectivo en frecuencia. En este supuesto, el interés radica en caracterizar el desvanecimiento del nivel de la señal recibida. Las variaciones en amplitud dentro de un área local se modelan típicamente utilizando las distribuciones estadísticas de Rice y Rayleigh, según la existencia o no de una componente de señal dominante, respectivamente. Las variaciones en escalas espaciales mayores de los valores promedios de pequeña escala obedecen generalmente

a una distribución Log-normal. La potencia media de la señal recibida se puede obtener a partir del valor medio del proceso estocástico $\alpha(t)$, si se asume que la potencia transmitida es 1 W ⁷. En el Apartado 2.5 se describen estas variaciones en sus diferentes escalas.

Siguiendo la misma argumentación, el modelo de canal indicado en la Ecuación 2.4 se considera de banda ancha. Los sistemas actuales y futuros requieren anchos de banda cada vez mayores, ya sea porque necesitan transmitir a tasas de datos muy elevadas, o porque emplean técnicas de transmisión de espectro ensanchado (SS). Por lo tanto, resulta necesaria una descripción del canal cuando la señal transmitida es de banda ancha.

Los modelos de canal de banda ancha son útiles para describir las variaciones que sufre la señal transmitida en frecuencia, dentro de su ancho de banda. En la Ecuación 2.4 se puede observar que el canal es dispersivo en el dominio del retardo; es decir, este distorsiona la señal transmitida provocando un aumento de la duración de la misma ($\tau_N - \tau_0$ segundos). Ello ocasiona interferencia entre símbolos (ISI) transmitidos, si el tiempo de símbolo de la señal transmitida, T_s , es muy inferior a la dispersión del retardo del canal, S_τ (definida en el Apartado 2.6). Mediante una descripción equivalente en el dominio de la frecuencia, si el ancho de banda de la señal transmitida es mucho mayor que el ancho de banda de coherencia del canal (definido en el Apartado 2.6), el canal se considera selectivo en frecuencia, siendo la respuesta del canal diferente para diferentes frecuencias.

El número de etapas, N , del modelo de banda ancha, que por otra parte se asume invariante con el tiempo para el rango temporal de interés, se puede estimar a partir del retardo medio, T_m (definido en el Apartado 2.6), y del tiempo de símbolo de la señal transmitida, T_s , como (Payán-Somet, 2009, pp. 15-21):

$$N = \left\lfloor \frac{T_m}{T_s} \right\rfloor + 1 \quad (2.7)$$

Las variaciones de los niveles de la señal recibida son también de interés para los sistemas de banda ancha. En este caso, el valor medio de potencia recibida se puede estimar como: $p_{rx} = E\|\mathbf{h}\|^2$, donde el operador E denota el valor esperado o la media matemática, y \mathbf{h} es el vector que contiene los valores de los coeficientes del canal, según el modelo de canal de banda ancha propuesto en la Ecuación 2.4.

⁷La potencia recibida es la ganancia de canal por la potencia transmitida.

2.5. Banda estrecha: variaciones de la potencia de la señal recibida

Además de la influencia de las fuentes de ruido de diferente naturaleza (tanto internas -originadas en el propio receptor- como externas -procedentes de efectos atmosféricos, radiación cósmica, etc.) y de las interferencias de otros sistemas inalámbricos, hay un aspecto fundamental que caracteriza al canal inalámbrico: la variación de los parámetros que lo describen.

Si bien la representación del canal mediante un modelo de línea de retardos es precisa bajo las consideraciones citadas, resulta aún ciertamente complicado, y poco práctico en muchas ocasiones, realizar el diseño de cualquier sistema de comunicación inalámbrico sin conocer algunas de las principales características de $h(t, \tau)$. Normalmente, es deseable obtener funciones de una sola variable, o incluso parámetros de estas, aunque ello lleve implícito una pérdida de información.

Uno de los parámetros de canal más importantes es la pérdida de nivel de señal en la transmisión. La estimación del desvanecimiento (*fading*) de la señal recibida es el principal reto del modelado de canal. Para ello, una posible clasificación de estas variaciones, ampliamente utilizada, es la que distingue entre dos escalas espaciales (Molisch, 2011, pp. 69-71), (Tse y Viswanath, 2005, pp. 10-20):

- Los modelos de desvanecimiento a pequeña escala describen estadísticamente las variaciones del nivel de la señal recibida en escalas espaciales pequeñas, del orden de la longitud de onda de transmisión⁸. La interferencia constructiva y/o destructiva de las diferentes componentes multitrayecto (*multipath*) está en el origen de dichas variaciones.
- Los modelos de desvanecimiento a gran escala describen la distribución estadística de los valores medios del nivel de la señal recibida en función de la distancia entre transmisor y receptor. El promediado se realiza sobre los niveles de señal recibida, medidos a pequeña escala en segmentos espaciales del orden de, al menos, varias decenas de longitudes de onda⁹. Los ensayos de propagación demuestran que para una misma

⁸De ahí que, acudiendo a una escala temporal equivalente utilizando la velocidad del terminal móvil, también se denominen desvanecimientos rápidos o a corto plazo.

⁹Por ello, frecuentemente, este tipo de variaciones se denominan desvanecimientos lentos

distancia de separación entre transmisor y receptor, los niveles medios de la señal recibida presentan variaciones según el trayecto seguido, debidas al efecto de bloqueo provocado por los obstáculos interpuestos en el espacio de propagación de la señal (*shadowing*). Por lo tanto, es necesario describir estadísticamente el comportamiento de los valores medios de los niveles de señal observados (desvanecimiento a gran escala). El promediado espacial de dichos valores medios (generalmente estimado mediante análisis de regresión) describe lo que se conoce como la pérdida de trayecto (*path loss*), y se utiliza para predecir el nivel medio esperado de la señal recibida en función de la distancia, entre transmisor y receptor, de una manera determinista¹⁰. Es decir, los modelos de gran escala abordan el análisis de los niveles medios de la señal recibida con la distancia desde dos perspectivas: la tendencia lineal a decrecer con la distancia (variaciones muy lentas) y la distribución probabilística de las desviaciones respecto de dicha tendencia (variaciones lentas).

En la Figura 2.4 se muestran estos dos fenómenos en una traza corta de medidas tomada en escenarios marítimos para un enlace entre una embarcación (transmisor) y una estación costera (receptor). En particular, las medidas representan la potencia recibida (incluye variaciones a gran escala y pequeña escala), expresada en dBm, en función del tiempo, que se tomaron mientras la embarcación se encontraba en movimiento a una velocidad constante. En este caso, la distancia recorrida por segundo se corresponde con 35 longitudes de onda aproximadamente.

2.5.1. Modelo de desvanecimiento a gran escala: pérdida de trayecto

Los modelos de desvanecimiento que describen las variaciones lentas y muy lentas realizan dos tipos de análisis sobre los efectos de la propagación a gran escala. Por un lado, realizan el modelado de la pérdida de trayecto, que predice el nivel medio esperado de los niveles medios de la señal recibida en

o a largo plazo.

¹⁰Varios autores califican estas “variaciones” como muy lentas; distinguiendo, por tanto, tres escalas: pequeña (variaciones rápidas), intermedia (variaciones lentas) y grande (variaciones muy lentas).

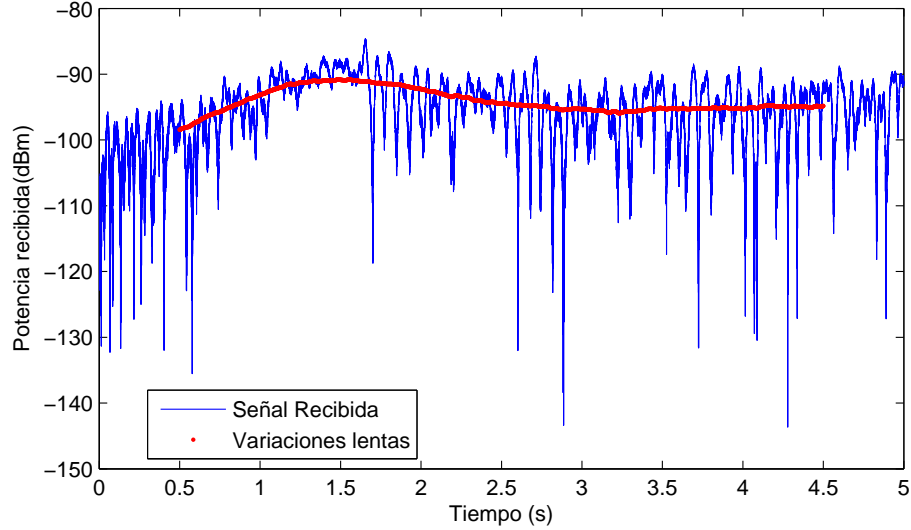


Figura 2.4: Desvanecimiento de pequeña escala y de gran escala de la potencia recibida.

función de la distancia entre transmisor y receptor; y por otro, el modelado de desviaciones de dichos niveles medios respecto del nivel medio local esperado.

Así, pues, los modelos que predicen el valor medio esperado del nivel de señal recibida, mediante un promediado espacial del desvanecimiento a gran escala, se denominan modelos de pérdida de trayecto. Debido a lo anterior, y teniendo en cuenta que la pérdida de trayecto estimada por los modelos de gran escala se obtiene, a su vez, tras un promediado de los niveles de la señal recibida (que son predichos por los modelos de pequeña escala dentro de un área local), se dice también que los modelos de pérdida de trayecto modelizan el nivel de la señal recibida promediada sobre los dos regímenes de variación descritos anteriormente.

Numerosos estudios teóricos y experimentales han mostrado que el valor esperado de la potencia media local de la señal recibida se puede describir mediante una ley de potencia como se indica en la siguiente expresión (Karedal, 2009):

$$\overline{p_{rx}}(d) = \overline{p_{rx}}(d_{ref}) \left(\frac{d_{ref}}{d} \right)^n, \quad (2.8)$$

donde n es el exponente de pérdidas, d es la distancia entre transmisor y receptor, $\overline{p_{rx}}(d)$ denota el valor esperado de la potencia media recibida a la

distancia d , y $\overline{p_{rx}}(d_{ref})$ el valor esperado de la potencia media recibida a una determinada distancia de referencia d_{ref} , normalmente estimada a partir de medidas de propagación. Nótese que el efecto de las antenas está incluido en la Ecuación 2.8, por lo que estas afectan a los modelos obtenidos.

Generalmente se trabaja en unidades logarítmicas, siendo, por tanto, la Ecuación 2.9 comúnmente empleada.

$$\overline{P_{RX}}(d) = \overline{P_{RX}}(d_{ref}) - 10n \log_{10} \left(\frac{d}{d_{ref}} \right) \quad (2.9)$$

Un modelo alternativo, utilizado por numerosos autores, es el indicado en la siguiente expresión (Rappaport, 2002, pp. 138-139):

$$\overline{PL}(d) = P_{TX} - \overline{P_{RX}}(d) = \overline{PL}(d_{ref}) + 10n \log_{10} \left(\frac{d}{d_{ref}} \right), \quad (2.10)$$

donde $\overline{PL}(d)$ es el valor esperado de la pérdida de transmisión del enlace a una distancia d , expresada en dB, siendo $\overline{PL}(d_{ref})$ el valor esperado de la pérdida de transmisión a una cierta distancia de referencia. Además, $\overline{P_{RX}}(d)$ denota el nivel medio esperado de la señal recibida, y P_{TX} es el nivel de la señal transmitida, que se asume constante.

Nótese que el exponente de pérdidas, n , tiene el mismo significado en las Ecuaciones 2.9 y 2.10. Se trata del parámetro de mayor relevancia de este modelo e indica la tasa de atenuación del nivel medio esperado de la señal recibida en función de la distancia. Su valor depende del entorno específico y, por ello, se proporciona en numerosos trabajos de investigación. Aunque se pueden emplear varios métodos para estimar este parámetro, el análisis de regresión lineal es un método ampliamente utilizado, típicamente siguiendo el criterio de minimizar el error cuadrático medio (MSE) entre los valores medios de los niveles de la señal recibida experimentales y los valores de la recta de regresión estimada.

El valor $\overline{P_{RX}}(d_{ref})$ generalmente se fija mediante medidas de propagación, aunque también se puede estimar como el nivel de señal recibida a la distancia de referencia en condiciones de espacio libre, o a partir del análisis de regresión junto con el exponente de pérdidas.

La Ecuación 2.9, a pesar de su sencillez (queda definida sólo por dos parámetros), es de referencia para describir la mayoría de las tendencias típicas que se dan en la pérdida de transmisión, al menos sobre un rango

de distancias de interés. Así, por ejemplo, el modelo de dos rayos (Sounders y Aragón-Zavala, 2007, pp. 98-101), que es un modelo simple ampliamente utilizado como referencia (bajo ciertas condiciones) en escenarios marítimos, contempla un exponente de pérdidas de 2, hasta una cierta distancia, y de 4, a partir de la misma. Asimismo, el modelo de espacio libre, descrito en la Ecuación 2.1, presenta un exponente de pérdidas de 2. Para apreciarlo claramente, se puede reescribir dicha expresión como:

$$P_{fs}(d) = P_{fs}(d_{ref}) - 20 \log_{10} \left(\frac{d}{d_{ref}} \right), \quad (2.11)$$

donde $P_{fs}(d)$ denota aquí el nivel de la señal recibida en condiciones de espacio libre a una distancia del transmisor d .

En otros modelos más sofisticados, además de la dependencia con la distancia, aparecen dependencias explícitas con parámetros como la altura efectiva del terreno, tipo de escenario (rural, urbano, etc.), la frecuencia portadora, alturas de las antenas, etc.

2.5.2. Modelo de desvanecimiento a gran escala: distribución de los niveles medios locales de la señal recibida

La *absorción* o apantallamiento de la señal transmitida está provocada, principalmente, por elementos de gran tamaño tales como edificios, zonas montañosas, accidentes del terreno, embarcaciones, etc., que generan zonas de sombra radioeléctrica en un área geográfica de interés. La propia plataforma marina, a partir de una distancia dada, obstaculiza la propagación de la señal al invadir la primera zona de Fresnel. Este mecanismo puede ser más o menos severo dependiendo del entorno, pudiendo llegar a bloquear totalmente alguna componente multitrayecto. Como consecuencia de ello, pueden esperarse elevadas atenuaciones medias del nivel de la señal recibida en diversas ubicaciones del escenario de propagación de las señales.

La forma ideal de medir el desvanecimiento a gran escala sería realizando un conjunto extenso de medidas de potencia media recibida, en diferentes ubicaciones, a una distancia fija del transmisor. Sin embargo, en la práctica, dado que este proceso implicaría un esfuerzo enorme en la etapa de realización de las medidas experimentales, se recurre a otro procedimiento. Este

fenómeno se suele caracterizar mediante las fluctuaciones de los valores medios del nivel de la señal recibida alrededor de la pérdida de trayecto a lo largo de la distancia, habiendo realizado medidas sobre un número limitado de radiales.

Las variaciones lentas del nivel medio local de la señal recibida respecto a la pérdida de trayecto, se pueden modelizar conjuntamente con esta, según la Ecuación 2.9 como sigue:

$$P_{RX}(d) = \overline{P_{RX}}(d_{ref}) - 10n \log_{10} \left(\frac{d}{d_{ref}} \right) - \chi, \quad (2.12)$$

donde $P_{RX}(d)$ es el nivel medio de la señal recibida a una distancia del transmisor d , y χ es una variable aleatoria que representa el fenómeno de la obstrucción. Por lo tanto, el nivel medio de la señal recibida deja de ser modelado como una variable determinista, como se ha propuesto en la Ecuación 2.9, pasando a ser una variable aleatoria. En la Ecuación 2.12 se incluye, pues, no sólo el efecto de la distancia sobre el nivel medio de la señal recibida sino, también, las variaciones que los obstáculos provocan en los niveles medios locales respecto de sus valores esperados, predichos por la pérdida de trayecto. A este tipo de desvanecimiento se le atribuye el nombre de desvanecimiento a gran escala debido a que se produce por el impacto que provocan objetos macroscópicos, de tamaño siempre superior a la longitud de onda de transmisión en varios órdenes de magnitud. De esta manera, se puede evaluar el efecto de los obstáculos sobre la propagación a lo largo de grandes distancias, pero a la vez se pueden estimar las fluctuaciones locales de dichos efectos.

Numerosas campañas experimentales han mostrado que la variable aleatoria χ sigue una distribución normal cuando se expresa en unidades logarítmicas, es decir, $\chi \sim N(0, \sigma_\chi)$, donde σ_χ^2 es la varianza asociada al efecto de la obstrucción, expresada, también, en unidades logarítmicas. Por lo tanto, la función densidad de probabilidad de la variable χ es (Rappaport, 2002, pp. 139-141):

$$p(\chi) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_\chi^2}} \exp \left\{ -\frac{\chi^2}{2\sigma_\chi^2} \right\} \quad (2.13)$$

Del mismo modo, si dicha variable aleatoria se expresa en unidades lineales, se puede demostrar que esta sigue una distribución Log-normal (Andrews et al., 2007, pp. 74-77).

Siguiendo la notación alternativa indicada en la Ecuación 2.10 para la pérdida de trayecto, el efecto de la obstrucción quedaría incluido en dicho modelo tal y como se indica en la Ecuación 2.14.

$$PL(d) = \overline{PL}(d) + \chi = \overline{PL}(d_{ref}) + 10n \log_{10} \left(\frac{d}{d_{ref}} \right) + \chi. \quad (2.14)$$

En definitiva, los parámetros requeridos para describir estadísticamente el desvanecimiento a gran escala mediante un modelo como el indicado en la Ecuación 2.12 son: la distancia de referencia, d_{ref} , el exponente de pérdidas, n , y la desviación típica, σ , de la variable aleatoria normal, χ , expresada en dB, que describe el efecto de los obstáculos.

2.5.3. Modelos de desvanecimiento a pequeña escala

Los modelos que predicen la potencia de la señal recibida sobre rangos de distancias cortos, del orden de varias longitudes de onda de transmisión, se conocen como modelos de desvanecimiento a pequeña escala, y describen las variaciones del nivel de la señal recibida respecto del nivel medio local. Así, pues, estos modelos son complementarios a los modelos de gran escala. Por ello, los niveles de la señal recibida, en un área local, pueden descomponerse en dos partes, indicadas explícitamente en la Ecuación 2.15: nivel medio local, $P_G(d)$, y desviaciones a pequeña escala respecto a dicho nivel, $P_P(d)$ ¹¹.

$$P_T(d) = P_G(d) + P_P(d) \quad (2.15)$$

Como se ha expuesto, los niveles medios locales de la señal recibida se obtienen promediando valores de potencia de la señal recibida. Este promediado debe realizarse sobre una sección espacial cuya longitud corresponda a varias decenas de longitud de onda, λ ; típicamente, se utilizan secciones de $10\lambda - 40\lambda$ (Pérez-Fontán y Espiñeira, 2008). A este segmento se le suele denominar área o región local. Precisamente, dentro de estas regiones locales es donde se estudian las variaciones rápidas de la señal recibida.

Si bien, los desvanecimientos a gran escala, son debidos a la obstrucción de la señal que se propaga, el desvanecimiento rápido o de pequeña escala

¹¹De acuerdo a nuestro modelo, el nivel medio local se supone constante dentro de un área local.

es consecuencia de la interferencia entre componentes de señal que se propagan por caminos diferentes en el escenario de propagación. En la Ecuación 2.15, se asume que las variaciones a pequeña escala están superpuestas a las de gran escala, y que dicha variación se produce en el dominio espacial. No obstante, se podría expresar la potencia recibida en función del tiempo mediante un simple escalado, siempre y cuando la velocidad del terminal móvil sea constante.

Existen dos distribuciones estadísticas ampliamente empleadas para describir las variaciones de la envolvente de la señal recibida en un área local, debidas a la interferencia multitrayecto. Cuando no existe una componente LOS, o una componente multitrayecto dominante sobre las restantes, se puede considerar que las amplitudes de las diferentes componentes son del mismo orden de magnitud, y el nivel de la señal resultante, expresado en voltios, tiende a distribuirse según una estadística de Rayleigh, cuya función de densidad de probabilidad es:

$$p(r) = \frac{r}{\sigma^2} \exp \left\{ -\frac{r^2}{2\sigma^2} \right\}, \quad (2.16)$$

donde r es la envolvente de la señal recibida; por lo tanto, no puede tomar valores negativos. Se puede demostrar que la media de esta distribución, en función del parámetro σ , resulta ser: $\langle r \rangle = \sigma\sqrt{\pi/2}$. Por lo tanto, en escenarios en los que no exista una componente de señal dominante, las propiedades estadísticas de la señal recibida quedan caracterizadas mediante el valor medio. Si la magnitud de interés es la potencia recibida, es decir, la envolvente al cuadrado, se puede demostrar que esta sigue una distribución exponencial, cuya función de densidad de probabilidad viene dada por (Karedal, 2009):

$$p(s) = \frac{1}{2\sigma^2} \exp \left\{ -\frac{s}{2\sigma^2} \right\}, \quad (2.17)$$

donde s es la envolvente al cuadrado de la señal recibida, es decir, r^2 .

Si, en cambio, existe una componente dominante, la envolvente de la señal resultante tiende a distribuirse según una estadística de Rice, cuya función de densidad de probabilidad es:

$$p(r) = \frac{r}{\sigma^2} \exp \left\{ -\frac{r^2 + A^2}{2\sigma^2} \right\} I_0 \left(\frac{rA}{\sigma^2} \right), \quad (2.18)$$

donde r representa, de nuevo, a la envolvente de la señal recibida y, por lo tanto, no puede tomar valores negativos, A es la envolvente de la componente

dominante, e I_0 es la función de Bessel modificada de orden cero de primera especie. La distribución de Rice se caracteriza por un factor, denominado factor K o factor Rice, definido como:

$$K = \frac{A^2}{2\sigma^2}, \quad (2.19)$$

donde A^2 es la potencia de la componente dominante, y $2\sigma^2$ es la potencia del resto de las componentes. Cuando no existe componente dominante, el parámetro K toma el valor cero y la expresión de la Ecuación 2.18 se simplifica a una distribución de Rayleigh, mientras que cuando la amplitud de la componente dominante toma valores grandes, el parámetro K tiende a infinito y la expresión de la Ecuación 2.18 se aproxima a una distribución Gaussiana de media A (Bertoni, 2000).

Si bien las distribuciones anteriores son las más empleadas por constituir una base teórica que ha sido contrastada experimentalmente en diversidad de situaciones, se ha demostrado que estas son insuficientes para describir las variaciones a pequeña escala de la señal recibida en otros casos. Por ejemplo, las distribuciones de Nakagami y Weibull han sido propuestas en varias investigaciones experimentales para escenarios de exterior (Tzeremes y Christodoulou, 2002). La distribución de Weibull está relacionada con la función de valor extremo de tipo 1. De hecho, si una variable aleatoria T sigue una distribución de Weibull con parámetros a y b , la variable aleatoria $\log(T)$ sigue una distribución de valor extremo de tipo 1 con parámetros $\nu = \log(a)$ y $\zeta = 1/b$. La función de densidad de probabilidad para la distribución de valor extremo se define en la Ecuación 2.20:

$$p(s) = \frac{1}{\zeta} \exp \left\{ \frac{s - \nu}{\zeta} \right\} \exp \left\{ - \exp \left\{ \frac{s - \nu}{\zeta} \right\} \right\}, \quad (2.20)$$

donde s es la envolvente al cuadrado de la señal recibida, es decir, r^2 . El modelo queda definido por el parámetro de localización, ν , y el parámetro de escala, ζ .

2.6. Banda ancha: parámetros de canales multitrayecto

Una de las funciones de interés del canal inalámbrico es el perfil del retardo de potencia (PDP). El PDP proporciona información sobre la distribución de la potencia de los diferentes componentes multitrayecto recibidos en el dominio del retardo, y se puede obtener a partir de la respuesta impulsiva $h(t, \tau)$ como (Molisch, 2011, pp. 113-116):

$$PDP(\tau) = \frac{1}{2T} \int_{-T}^T |h(t, \tau)|^2 dt, \quad (2.21)$$

donde la integral se computa sobre un intervalo temporal en el que el canal se puede asumir cuasi estacionario.

La potencia media recibida, en el intervalo de tiempo de interés, se puede hallar a partir del PDP como:

$$P_m = \int_{\tau_0}^{\tau_N} PDP(\tau) d\tau, \quad (2.22)$$

donde se ha asumido que la función PDP tiene una duración finita; en concreto, con valores de densidad de potencia no nulos entre los valores de retardo τ_0 y τ_N .

El PDP es una función útil, también, para describir otro efecto que introduce el canal inalámbrico: la dispersión del retardo, originada por la naturaleza dispersiva de la propagación multitrayecto. En el Apartado 2.5 se describió el efecto de la interferencia de las diferentes componentes multitrayecto sobre la señal transmitida en sistemas de banda estrecha. Como se puede apreciar en la Ecuación 2.4, para sistemas de banda ancha, el fenómeno del multitrayecto también crea dispersión del retardo sobre la señal transmitida. Esta dispersión tiene una especial influencia en los sistemas digitales actuales cuyas tasas de transmisión de datos son cada vez más elevadas. Por lo tanto, se requieren de parámetros de canal y métodos de descripción adicionales que cuantifiquen estas características. En este sentido, a partir del PDP del canal, es una práctica común obtener dos parámetros que caracterizan la dispersión del retardo: el retardo medio y el valor eficaz de la dispersión del retardo (ITU, 2010).

2.6.1. Retardo medio

El retardo medio es la media de los retardos en exceso ponderados por su potencia y viene dado por el momento de primer orden normalizado del perfil del retardo de potencia:

$$T_m = \frac{\int_{\tau_0}^{\tau_N} PDP(\tau)\tau d\tau}{P_m} \quad (2.23)$$

El retardo medio en tiempo discreto se puede expresar como se indica en la Ecuación 2.24, donde T_i es el instante de muestreo de la variable del retardo, siendo $i = 1$ y N los índices de la primera y la última muestra del perfil, y M el índice de la primera componente multitrayecto recibida. Generalmente esta componente se corresponde con la cresta de mayor potencia y, a veces, se representa el perfil de tal manera que T_M toma el valor nulo.

$$T_D = \frac{\sum_{i=1}^N PDP(T_i)T_i}{\sum_{i=1}^N PDP(T_i)} - T_M \quad (2.24)$$

2.6.2. Dispersión (valor eficaz) del retardo

La dispersión del retardo viene dada por el momento central de segundo orden normalizado del perfil del retardo de potencia, tal y como se define en la Ecuación 2.25. Este parámetro proporciona, por tanto, una medida de la variabilidad del retardo medio.

$$S_\tau = \sqrt{\frac{\int_{\tau_0}^{\tau_N} PDP(\tau)\tau^2 d\tau}{P_m} - T_m^2} \quad (2.25)$$

La versión en tiempo discreto de este parámetro se indica en la Ecuación 2.26:

$$S_D = \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^N PDP(T_i)(T_i - T_D - T_M)^2}{\sum_{i=1}^N PDP(T_i)}} \quad (2.26)$$

Este parámetro tiene una especial relevancia, ya que se ha demostrado que, bajo ciertas circunstancias, la probabilidad de error debida a la dispersión del retardo depende exclusivamente de este parámetro, mientras que la forma específica del PDP no influye significativamente (Molisch, 2011, p. 113).

2.6.3. Ancho de banda de coherencia

En el dominio transformado del retardo, la frecuencia, el parámetro más importante es el ancho de banda de coherencia. Este parámetro se puede obtener a partir de una función, denominada función de correlación en frecuencia o función de coherencia $R(\Delta f)$, que a su vez está relacionada con el PDP, mediante la transformada de Fourier, como se indica en la Ecuación 2.27 (Pérez-Fontán y Espiñeira, 2008, pp. 172-176):

$$R(\Delta f) = \int_{-\tau_0}^{\tau_N} PDP(\tau) e^{-j2\pi\Delta f\tau} d\tau \quad (2.27)$$

$R(\Delta f)$ se puede interpretar como la correlación existente entre el desvanecimiento que sufren dos componentes espectrales de una señal transmitida que estén separadas Δf Hz. En principio, cabría esperar que cuanto más separadas en frecuencia estén dos componentes espectrales, menor será el valor de este coeficiente de correlación.

El ancho de banda de coherencia se define como la separación en frecuencias que provoca que la función $R(\Delta f)$ tome un valor inferior a un determinado umbral. Así, cuando se normaliza $R(\Delta f)$ en amplitud respecto a su valor máximo, se define el ancho de banda de coherencia del 90 % como la separación en frecuencias que hace que $R(\Delta f)$ normalizada tome un valor igual a 0.9. De la misma manera, se podría definir el ancho de banda de coherencia del 50 % como el rango de frecuencias que provoca que $R(\Delta f)$ normalizada sea igual a 0.5. En este contexto, el ancho de banda de coherencia se utiliza como un parámetro estadístico que indica el ancho de banda de una señal transmitida que experimenta aproximadamente las mismas características de propagación. Por ello, se suele considerar que las componentes espectrales, de una señal transmitida, cuya separación en frecuencia sea inferior al ancho de banda de coherencia, sufren aproximadamente la misma atenuación, mientras que el desfase es proporcional a la frecuencia (desvanecimiento plano o no selectivo en frecuencia).

Capítulo 3

Sondeo de canal: medidas de propagación

*To measure is to know. If you can not
measure it, you can not improve it*

Lord Kelvin

3.1. Introducción

Como en cualquier rama de la ciencia, las medidas son indispensables para validar modelos que simulen fielmente la magnitud real representada. En el caso de medidas de propagación, estas ayudan a conocer en profundidad las características de los canales de propagación inalámbricos. La característica esencial que se puede medir es la respuesta impulsiva entre la antena transmisora y la antena receptora. A partir de esta función, es posible obtener parámetros secundarios de gran utilidad práctica.

De forma general, es importante destacar que el proceso de realización de medidas de propagación no consiste únicamente en encender un sondeador de canal y analizar el modelo de canal obtenido por este. Antes de empezar a tomar medidas existe todo un proceso completo de planificación de las mismas. En concreto, es necesario definir *qué* se necesita medir (magnitud de interés), *dónde* se tomarán las medidas (entorno bajo estudio) y *cómo* se hará (requerimientos del sistema de sondeo). Por ejemplo, se podría estar interesado en medir el perfil del retardo de potencia (PDP) del canal en escenarios típicos costeros con una frecuencia de muestreo mínima determinada.

Por supuesto, todo ello sin olvidar cuáles son los parámetros secundarios que se desean extraer de las medidas de propagación. La complejidad de todo el proceso radica en la dificultad implícita en cada fase del mismo. Por ejemplo, como se ha expuesto en el Capítulo 2, para obtener las características de gran escala es necesario realizar el promediado de la señal recibida sobre un área local, constituyendo la definición de esta área local un tema de investigación por sí solo. Como este, se podrían citar otros muchos.

Una vez realizadas las medidas de propagación durante las campañas experimentales correspondientes, el proceso de modelado de canal contempla el análisis de las muestras recogidas con el objeto de explicar los efectos más importantes. El objetivo último es proponer un modelo descriptivo (generalmente estocástico) capaz de reproducir las mismas propiedades.

A continuación se describe el escenario de propagación elegido para la realización de las campañas experimentales, los sistemas de medida propuestos y los elementos utilizados para instalar dichos sistemas. Se emplean dos tipos de medidas: de banda estrecha y de banda ancha.

3.2. Descripción del escenario de propagación

En general, con el objeto de comprender los resultados obtenidos de las medidas de propagación, es necesario tener una descripción adecuada del entorno de propagación bajo estudio. Esta descripción es fundamental a la hora de justificar algunos efectos importantes que aparecen en la señal recibida, y poder justificarlos, por lo tanto, con características físicas específicas, o singularidades, del escenario concreto.

El escenario de propagación elegido es el entorno de la bahía de Cádiz. En la Figura 3.1 se observa una vista aérea del entorno global en el que se desarrollaron los diferentes ensayos. Dicho entorno se consideró idóneo para la realización de los ensayos por su variada topografía, característica que permite considerar una gran diversidad de situaciones en las que la propagación de una señal de radio puede ser medida.

Eligiendo adecuadamente la ubicación del sistema de medida, es posible tener en cuenta, además, la influencia en la propagación de segmentos de tierra densamente poblados, incluyendo instalaciones y edificios de gran tamaño.

A lo largo de la costa se ubican varios clubes náuticos deportivos, y un



Figura 3.1: Escenario de propagación bajo estudio: vista aérea de la ciudad de Cádiz y su entorno.

gran puerto comercial de transporte de pasajeros y mercancías, que generen un continuo tráfico de embarcaciones, de diferentes tamaños y formas, siguiendo rutas aparentemente aleatorias. Esta característica da una idea de la dinámica intrínseca del entorno.

Las condiciones climáticas y singularidades ocurridas en el escenario durante los ensayos se detallan, para cada campaña, en los Capítulos 4 y 5.

3.3. Elementos del sistema de medida: boya y embarcaciones

Entre otros elementos de apoyo logístico, para la realización de las diferentes campañas de medidas, se ha contado con tres buques de investigación y una boya marina.



Figura 3.2: Buque hidrográfico *Antares* (A-23).

El buque hidrográfico *Antares* (A-23) es propiedad de la Armada Española (Armada, 2012), depende del Instituto Hidrográfico de la Marina, y tiene su base en la Estación Naval de Puntales (Cádiz). En la Figura 3.2 se muestra una vista general de este buque, y en la Tabla 3.1 se recogen sus principales características. Hay que destacar las grandes dimensiones de la embarcación y sus particulares estructuras metálicas distribuidas a lo largo de la cubierta. Por su parte, la dotación de personal a bordo, que ha colaborado durante las campañas en la realización de las diferentes maniobras planificadas, fue muy variada. Además, la velocidad máxima del buque es de 11 nudos, lo cual impone una restricción global de tiempo para la campaña. En cuanto a los equipos hidrográficos y oceanográficos a bordo, cabe destacar el sistema de posicionamiento diferencial GPS *OMNISTAR* por su gran exactitud y precisión. Los errores en posición son inferiores a 15 cm.

Una de las embarcaciones auxiliares del buque *Antares* también fue utilizada en una de las campañas. En concreto, se contó con el bote hidrográfico, cuya vista exterior se muestra en la Figura 3.3. La eslora de esta embarcación es de 6.35 metros, y la velocidad máxima es de 18 nudos.

La embarcación *Bryan Primero* (8^a AT-3-1-2008) es propiedad de la Uni-

Característica	Descripción
Dimensiones	Eslora: 38.325 metros Manga: 7.60 metros Desplazamiento: 380 toneladas Calado: 3.10 metros
Dotación	5 oficiales 6 suboficiales 29 militares de tropa y marinería
Velocidad máxima	11 nudos
Embarcaciones auxiliares	Bote hidrográfico y zódiac
Equipos	Entre otros, GPS OMNISTAR

Tabla 3.1: Algunas características de interés del buque *Antares*.

versidad de Cádiz, y se utiliza generalmente en campañas de muestreo con fines de investigación. En la Figura 3.4 se muestra este buque, operando en una de las campañas.

La boya oceanográfica Waverider (Datawell, 1988) ha sido utilizada en varias campañas como plataforma flotante, sobre la que se ha instalado la antena transmisora. Su aspecto se muestra en la Figura 3.5, estando fondeada en una de las campañas. El diámetro del casco es de 0.9 metros (1 metro, si se tiene en cuenta el paragolpes), y la altura es de 1.30 metros, teniendo en cuenta el ojo del sistema de amarre presente en la base y el soporte del mástil de antena.

En total, se han llevado a cabo cuatro campañas experimentales. El sistema transmisor se ha ubicado, en todas las campañas, en el habitáculo disponible en la embarcación *Bryan Primero*, mientras que la antena transmisora ha sido instalada en un mástil en la cubierta del propio buque (en una de las campañas experimentales), o en un mástil acoplado a la boya oceanográfica (en tres de las campañas experimentales); que quedó fondeada a varios metros de distancia de dicha embarcación, y alimentada desde el transmisor a través de un cable coaxial correctamente protegido. En la Figura 3.6 se muestra, en detalle, la instalación de la antena sobre el mástil de la embarcación, mientras que en la Figura 3.5 se muestra la instalación sobre el mástil de la boya.

El sistema receptor se ubicó en el habitáculo del buque *Antares* (en tres de las campañas), o en el del bote (en una de las campañas). En la Figura



Figura 3.3: Bote hidrográfico. Embarcación auxiliar del buque *Antares*.

3.3 y en la Figura 3.7 se muestran la instalación de las antenas en el bote y en el buque *Antares*, respectivamente.

En los Capítulos 4 y 5, se detalla la planificación de las diferentes campañas de medida. En cualquier caso, la posiciones del transmisor y del receptor se establecieron mediante GPS. Las alturas de las antenas, sobre la línea de flotación, de los sistemas radiantes del transmisor y receptor varían según la campaña. En los apartados siguientes se describen los sistemas de medida.

3.4. Sistema de medida de banda estrecha

Para caracterizar el canal en banda estrecha, generalmente se realizan ensayos sistemáticos en los que se excita el canal de propagación inalámbrico mediante la transmisión de una onda continua (CW); es decir, se transmite una señal portadora sin modular.

El receptor del sistema consiste normalmente en un receptor de banda estrecha capaz de realizar medidas vectoriales; es decir, medidas en fase y en



Figura 3.4: Embarcación *Bryan Primero* en una de las campañas.



Figura 3.5: Boya oceanográfica *Waverider*.

cuadratura de la señal paso bajo equivalente. De esta forma, si los osciladores de los sistemas transmisor y receptor estuvieran correctamente sincronizados, sería posible medir la fase de la señal recibida y, por lo tanto, el desplazamiento Doppler.

Además de la medida de la señal recibida, el receptor debe registrar en tiempo real la posición (en el caso de que el receptor sea móvil, asumiendo que el transmisor es estático) y la marca de tiempo. Estos dos datos se pueden conseguir, por ejemplo, de una fuente de señal GPS. Finalmente, los datos se guardan en un PC para su posterior análisis.

El diagrama de bloques del sistema diseñado se muestra en la Figura 3.8. El método de medida empleado consiste en la transmisión de una onda continua de frecuencia 5.8 GHz y potencia radiada de 28 dBm. El transmisor se



Figura 3.6: Detalle de la instalación de la antena en la embarcación *Bryan Primero*.

basa en el generador de señal de microondas Agilent N5182A MXG (Agilent-Technologies, 2012a), que transmite una señal sinusoidal de 5.8 GHz con un nivel de 0 dBm. El conector de salida del generador se conecta al amplificador de banda ancha ZVE-3W-83+, de 32 dB de ganancia a la frecuencia de interés (Mini-Circuits, 2013). La señal de salida de dicho amplificador se acopla a la antena a través de un cable coaxial de bajas pérdidas (4 dB) de 15 m de longitud, protegido por una manguera convenientemente sellada para evitar mojaduras. Por lo tanto, la potencia media de la señal entregada a la antena es de 28 dBm. La antena transmisora utilizada es de tipo lineal, con polarización vertical, diagrama de radiación omnidireccional en el plano horizontal, y ancho de haz de 7° en el plano vertical. La ganancia de dicha antena es de 9 dBi (Alvarion, 2013).

En la Figura 3.9 se muestra el generador de señal, el amplificador de banda ancha, la fuente de alimentación, y los correspondientes latiguillos de cable instalados en el interior de la embarcación *Bryan*. Por otra parte, como se ha descrito en el Apartado 3.3, la antena transmisora y el mástil de antena se



Figura 3.7: Detalle de la instalación de la antena en la embarcación *Antares*.

instalaron en la boya (Figura 3.5), o en la cubierta de la embarcación *Bryan* (Figura 3.6), según la campaña.

El receptor está basado en un analizador vectorial de señal (VSA) de microondas (Agilent N9030A PXA), que mide las componentes en fase y cuadratura de la señal recibida (Agilent-Technologies, 2012b). La antena receptora -idéntica a la transmisora- se conecta con el receptor a través de un cable coaxial de bajas pérdidas (5 dB) de 20 m de longitud. Además, se utiliza un ordenador para controlar el proceso y registrar los datos obtenidos de las medidas realizadas. Dicho ordenador se conecta al analizador vectorial de señal y a un dispositivo GPS, que suministra información de posición y tiempo cada segundo (CSI-Wireless, 2004). De este modo, los datos relativos a los niveles de señal recibidos se asocian, cada segundo, con las posiciones GPS; permitiendo con ello la adquisición de la distancia y del nivel de la señal para cada posición relativa entre transmisor y receptor. Los parámetros básicos del sistema se recogen en la Tabla 3.2.

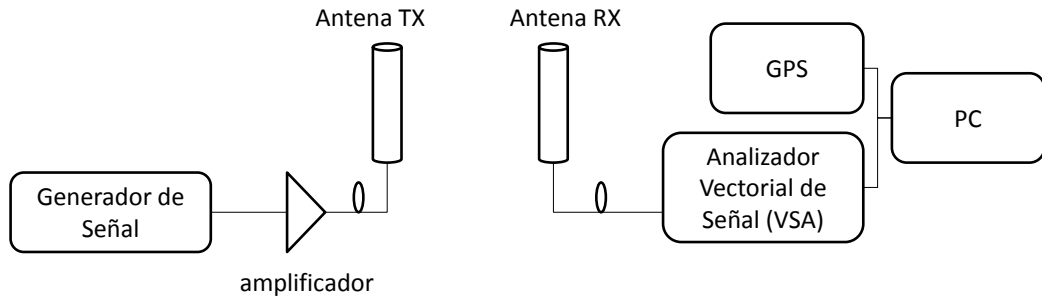


Figura 3.8: Diagrama de bloques del sistema de medida.

Parámetro	Valor
Potencia media transmitida por el generador	0 dBm
Ganancia del amplificador	32 dB
Pérdida en cables y conectores del transmisor	4 dB
Potencia media entregada a la antena	28 dBm
Ganancia de las antenas	9 dBi
Pérdida en cables y conectores del receptor	5 dB
Frecuencia central de transmisión	5.8 GHz
Frecuencia de muestreo de la señal recibida	12.8 KHz

Tabla 3.2: Parámetros del sistema de medida de banda estrecha.

Un aspecto clave en este punto es la velocidad de muestreo de la señal recibida. En general, se debe muestrear la señal a una velocidad suficientemente alta como para no perder información importante de la misma, como por ejemplo los desvanecimientos rápidos. Por lo tanto, la tasa de muestreo dependerá de la profundidad de los desvanecimientos que se deseen recoger. Por ello, es muy importante disponer, a priori, de información relativa al canal, para evitar recoger muestras innecesarias o redundantes.

Una vez tomadas las muestras a una tasa lo suficientemente elevada, para realizar un análisis de los efectos que introduce el canal, y poder compararlos con los que tienen lugar en otros canales, es necesario separar los dos tipos de desvanecimiento: desvanecimiento a gran escala y desvanecimiento a pequeña escala. Como se ha expuesto en el Capítulo 2, las variaciones a pequeña escala se superponen sobre las variaciones a gran escala. Para llevar a cabo esta separación, es necesario procesar la señal recibida, normalmente, apli-



Figura 3.9: Elementos del sistema transmisor instalados en el interior de la embarcación.

cando un filtro paso bajo de media deslizante (*running mean*). El número de muestras sobre las cuales se debe realizar el promediado depende del entorno de propagación específico, y debe ser fijado de forma adecuada para separar correctamente los dos tipos de variaciones. En entornos terrestres se suelen elegir longitudes espaciales del orden de decenas de longitudes de onda, con valores típicos en el rango $20\lambda - 40\lambda$ (Lee, 1985; Pérez-Fontán y Espiñeira, 2008), aunque en escenarios marítimos el promediado se puede realizar sobre secciones espaciales mayores (Maliatsos et al., 2006c; Joe et al., 2007a).

El sistema de medida se ha configurado para guardar la señal recibida en una variable de tipo estructurado, que almacena una serie de parámetros de la configuración de la medida. Todos estos parámetros de interés, junto a su descripción, se recogen en la Tabla 3.3. La variable Y es la envolvente compleja de la señal recibida, medida en voltios, expresada a través de sus componentes en fase y cuadratura de la siguiente forma:

Parámetro	Descripción
FreqValidMin	Frecuencia válida mínima
FreqValidMax	Frecuencia válida máxima
InputCenter	Frecuencia central
InputRange	Rango de entrada
InputReflmped	Impedancia de referencia
TimeString	Fecha y hora al inicio de la medida
XDelta	Tiempo de muestreo
XUnit	Unidad del eje de abscisas: s (segundo)
Y	Datos eje ordenadas: valores IQ tensión instantánea
YUnit	Unidad del eje de ordenadas: V (voltio)

Tabla 3.3: Parámetros obtenidos en cada traza de medidas.

$$r(d) = r_i(d) + jr_q(d), \quad (3.1)$$

donde d es la distancia entre transmisor y receptor.

Dado que la señal recibida está expresada en unidades de voltaje, la potencia recibida a una distancia d , expresada en W , vendrá dada por:

$$p(d) = \frac{|r(d)|^2}{R} = \frac{r_i^2(d) + r_q^2(d)}{R}, \quad (3.2)$$

donde R , la impedancia de carga, toma el valor de 50 ohmios. En este trabajo, generalmente, se expresa la potencia recibida en dBm, por lo tanto:

$$P(dBm) = 10 \log_{10} (p(W) \times 10^3), \quad (3.3)$$

donde $p(W)$ es la potencia recibida expresada en W .

Como se ha expuesto, la señal recibida experimenta desvanecimientos en escalas espaciales pequeñas. El cálculo de la potencia media requiere, por tanto, filtrar las variaciones rápidas de la señal. Las variaciones a gran escala de la señal recibida se extraen de las variaciones globales haciendo uso de un filtro paso bajo. El valor medio local de potencia recibida a una distancia del transmisor d_i , se obtiene promediando los valores de la envolvente al cuadrado de la señal recibida de la siguiente forma:

$$p_m(d_i) = \frac{\sum_{k=-N}^{k=N} p_{i+k}}{2N + 1} \quad (3.4)$$

donde el tamaño de la ventana deslizante es de $2N + 1$ puntos, correspondiéndose con secciones espaciales del orden de $20\lambda - 80\lambda$ (Maliatsos et al., 2006c). De forma alternativa, para reducir la carga computacional, el promediado se puede realizar en ventanas temporales consecutivas de la misma duración, siempre que estas correspondan a secciones espaciales de varias decenas de longitudes de onda (Bertoni, 2000).

En nuestro caso, dado que la frecuencia de muestreo de la señal es de 12800 KHz (el parámetro $XDelta$ recogido en la Tabla 3.3 es el tiempo de muestreo), y que el dispositivo GPS actualiza su posición cada segundo, se ha optado por realizar el promediado sobre intervalos temporales de un segundo de duración. Por lo tanto, el número de muestras promediadas para obtener cada valor de potencia media recibida es constante e igual a 12800. La elección de este tamaño de ventana, supone que a una velocidad del terminal de, por ejemplo, 5 nudos (9.26 km/h), este recorre una distancia de 2.57 metros; es decir, 49.73 longitudes de onda aproximadamente.

Las variaciones a pequeña escala se podrían analizar de forma independiente a partir de la señal normalizada p_f , obtenida como se indica en la Ecuación 3.5:

$$p_f(d_i) = \frac{p(d_i)}{p_{mi}}, \quad (3.5)$$

donde p_{mi} es la potencia media en el área local.

Sin embargo, es una práctica común analizar las variaciones rápidas de la señal recibida en unidades de tensión. De esta manera, a partir de la señal recibida, $r(d)$, se podría obtener la envolvente como:

$$v(d) = |r(d)| = \sqrt{r_i^2(d) + r_q^2(d)} \quad (3.6)$$

La señal promedio obtenida a través de una ventana deslizante sería $\sqrt{p_{mi}}$; por lo tanto, la señal de tensión normalizada que incluye únicamente las variaciones rápidas de la señal recibida resulta:

$$v_f(d_i) = \frac{v(d_i)}{\sqrt{p_{mi}}} \quad (3.7)$$

3.5. Sistema de medida de banda ancha

Dado el impacto que tiene la propagación multitrayecto sobre la señal recibida; particularmente, los efectos dispersivos que provoca, se hace imprescindible el sondeo de banda ancha del canal para caracterizar los parámetros más importantes: el perfil del retardo de potencia o perfil potencia retardo (PDP), y los parámetros derivados del mismo. Para llevar a cabo esta tarea, es posible utilizar varias técnicas: sondeo mediante pulsos periódicos, sondeo con técnicas de compresión de pulsos, y sondeo mediante barrido de frecuencias (Rappaport, 2002). Se describirá aquí la primera de ellas por ser la utilizada en el presente trabajo de Tesis.

La técnica de sondeo mediante pulsos periódicos consiste en la transmisión de una señal periódica pulsada a la frecuencia de interés. La señal recibida será el resultado del producto de convolución de esta señal con la respuesta impulsiva del canal. De forma rigurosa, asumiendo que el canal no varía en el tiempo durante la medida¹, la respuesta impulsiva medida vendrá dada por la Ecuación 3.8:

$$h_{medida}(t_0, \tau) = p(\tau) * h_{canal}(t_0, \tau) \quad (3.8)$$

donde $p(\tau)$ es la señal pulsada transmitida, y $h_{canal}(t_0, \tau)$ es la respuesta impulsiva del canal en el instante t_0 . En la Ecuación 3.8 queda implícito que el canal y el sistema de medida son sistemas lineales. Para ser aún más precisos, $p(\tau)$ estará influenciada por los filtros del transmisor y del receptor, y por otros efectos procedentes del procesado de la señal pulsada. Sin embargo, se suele asumir que estos no afectan a la medida, siempre y cuando se calibren los equipos correctamente en el laboratorio (Molisch, 2011, pp. 150-151).

Los equipos utilizados para conformar el sistema de sondeo de banda ancha son físicamente los mismos que los empleados en el sistema de banda estrecha descrito en el Apartado 3.4 (Figura 3.8). La diferencia radica en la configuración de los mismos, que tiene el efecto de adaptar el sistema de transmisión y recepción a los requerimientos que se describen a continuación.

Los elementos principales utilizados para la implementación del sistema transmisor consisten en un generador de señal y un amplificador de banda ancha de microondas -que se encargan de generar la señal pulsada periódica

¹Esta condición se suele cumplir para medidas de corta duración en canales que varían lentamente con el tiempo, pero es importante tener en cuenta esta condición.

Parámetro	Valor
Potencia media transmitida por el generador	0 dBm
Ganancia del amplificador	32 dB
Pérdida en cables y conectores del transmisor	4 dB
Potencia media entregada a la antena	28 dBm
Ganancia de las antenas	9 dBi
Pérdida en cables y conectores del receptor	5 dB
Frecuencia central de transmisión	5.8 GHz
Ancho mínimo del pulso transmitido	20 ns
Período de la señal transmitida	2.5 μ s
Frecuencia de muestreo de la señal recibida	179.2 MHz

Tabla 3.4: Parámetros del sistema de medida de banda ancha.

pulsada con el nivel especificado- y una antena omnidireccional. A su vez, el sistema receptor está basado en una antena, con las mismas características que la antena del sistema transmisor, y un analizador vectorial de señal, encargado de medir la señal recibida en el dominio del tiempo, utilizando un filtro de banda ancha a la entrada con la suficiente resolución. Además, en el sistema receptor se hace uso de un PC y de un dispositivo receptor GPS, con el objeto de grabar la señal recibida, y la posición del receptor y una marca temporal, respectivamente.

De acuerdo con la Figura 3.8, el generador de señal es el encargado de transmitir la señal periódica pulsada con forma de onda rectangular a la frecuencia central de 5.8 GHz y un nivel medio de señal de 0 dBm, limitada por las características del propio generador. Esta señal es amplificada, por el amplificador de microondas de banda ancha, hasta obtener un nivel medio de 28 dBm en el conector de antena. El ancho del pulso y el periodo de la señal transmitida han sido finalmente fijados en 20 ns y 2.5 μ s, respectivamente. Las antenas utilizadas son omnidireccionales, verticalmente polarizadas, presentan un ancho de haz en el plano vertical de 7° , y una ganancia directiva de 9 dBi. Los parámetros básicos del sistema de medida se recogen en la Tabla 3.4.

Así, pues, el transmisor tiene la función de radiar una señal periódica pulsada constituida por pulsos de corta duración; es decir, mediante esta técnica se sondea el canal transmitiendo pulsos periódicos a la frecuencia de interés. Por su parte, el receptor mide la señal recibida en el dominio del

tiempo, lo que proporciona información acerca de la variabilidad temporal del canal (analizando la señal recibida tras la transmisión de múltiples periodos de señal). Asimismo, este tipo de medida proporciona información de interés sobre la estructura multitrayecto que presenta el canal en un instante dado (analizando la distribución de los ecos que componen la señal recibida como resultado de la transmisión de un periodo de señal).

Entre los parámetros configurables de la señal transmitida están el período y la duración del pulso. El período de la señal transmitida debe ser pequeño para registrar la variabilidad temporal del canal pero, a su vez, debe ser lo suficientemente grande como para grabar todos los ecos significativos del escenario específico antes de que el siguiente pulso sea transmitido. Por otra parte, la duración del pulso debe ser pequeña para obtener una buena resolución espacial. Además, en general es deseable que la señal transmitida sea lo más parecida posible a la función delta de Dirac, ya que, de esta manera, la respuesta medida es directamente la respuesta impulsiva del canal y se evitaría tener que procesar, en cualquier otro caso, la señal medida para estimarla, con la consecuente introducción de errores. Sin embargo, la duración del pulso tiene que ser lo suficientemente grande como para iluminar los dispersores o elementos presentes en el entorno. De hecho, este método requiere potencias de pico altas y, por lo tanto, hay que tener presente las posibles interferencias que se puedan ocasionar a otros sistemas que operen en la misma banda. Como resultado, se tiene que llegar a una solución de compromiso.

La duración del pulso transmitido se ha fijado finalmente a la mínima permitida por el equipo de generación de señales utilizado. La razón por la cual se ha fijado un ancho de pulso tan pequeño es la de obtener la mayor resolución espacial posible. En este caso, sería posible resolver dos componentes multitrayecto cuya diferencia de recorridos fuese de tan solo 6 metros.

Por otra parte, el periodo de la señal transmitida se ha fijado de forma experimental. Por un lado, este periodo debe ser lo suficientemente grande como para registrar todas las componentes multitrayecto significativas recibidas antes de transmitirse el siguiente pulso. Por lo tanto, dependiendo de las características particulares del escenario físico concreto, el período debe ser fijado a un valor por encima de un umbral mínimo. Por otro lado, este debe ser lo suficientemente pequeño como para registrar las variaciones temporales que imponga el canal sobre las diferentes componentes, debido principalmente al movimiento del terminal móvil. Teniendo en cuenta las dos

restricciones anteriores, y tras realizar una serie de ensayos en el entorno con diferentes valores, finalmente se ha fijado un valor para el periodo de $2.5 \mu s$.

A partir de los perfiles del retardo de potencia, se pueden extraer diversos parámetros de interés, adecuados para la descripción estadística de los efectos de la propagación multitrayecto. Tales parámetros son: el retardo medio (*average delay*), la dispersión del retardo (*delay spread*), la ventana del retardo (*delay window*), el intervalo de retardo (*delay interval*) y la anchura de banda de correlación (*correlation bandwidth*) (ITU, 2010). Todos estos parámetros se pueden obtener a partir de perfiles del retardo de potencia, resultantes del promediado de perfiles instantáneos sobre intervalos temporales cortos o, equivalentemente, tramos de rutas de corto recorrido (de varias longitudes de onda), donde la estructura multitrayecto se asume prácticamente constante. Este tipo de perfil también se denomina perfil a corto plazo. Además, partiendo del análisis realizado en multitud de regiones locales (caracterización del canal a pequeña escala), se puede realizar un estudio estadístico de los principales parámetros con el objeto de llevar a cabo una caracterización de los mismos sobre un área geográfica extensa (caracterización del canal a gran escala).

El equipo receptor del sistema de medida no solo obtiene los datos referentes a los perfiles del retardo de potencia, sino que, además, almacena una serie de parámetros de la configuración de la medida. Los tipos de datos recogidos son los mismos que en el caso del sistema de sondeo de banda estrecha. Estos se pueden consultar en la Tabla 3.3.

Con el objeto de obtener información acerca de los perfiles del retardo de potencia, se analizan los datos de tensión instantánea IQ, obtenidos por el analizador vectorial de señal (recogidos en la variable Y , tal y como se muestra en la Tabla 3.3). Así, hay que tener en cuenta que lo que el sistema de medida realmente mide en primera instancia es la envolvente compleja de la señal recibida, medida en voltios, en la forma indicada en la Ecuación 3.9; es decir, la señal recibida expresada en términos de sus componentes en fase y cuadratura.

$$r(t) = r_i(t) + jr_q(t) \quad (3.9)$$

Por lo tanto, para computar la potencia instantánea de la señal recibida, hay que hallar la magnitud de la tensión al cuadrado y normalizar utilizando la impedancia de referencia, tal y como se indica en la Ecuación 3.10:

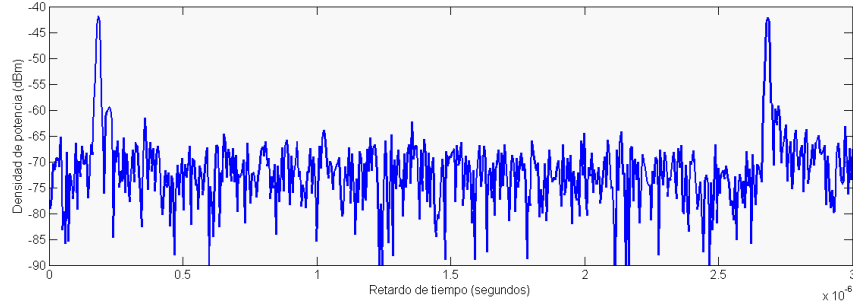


Figura 3.10: Ejemplo de traza de medida grabada con el sistema de sondeo de banda ancha.

$$p(t) = \frac{|r(t)|^2}{R} = \frac{\sqrt{r_i^2(t) + r_q^2(t)}}{R} \quad (3.10)$$

A efectos de ilustrar el proceso, en la Figura 3.10 se muestra un ejemplo de traza medida, tras el cómputo indicado en la Ecuación 3.10, utilizando el sistema de sondeo de banda ancha. En concreto, se muestra una traza recibida de $3 \mu\text{s}$ de duración, muestreada a una frecuencia de 179.2 MHz. En la misma, aunque se trata de una traza de señal instantánea, se pueden apreciar las contribuciones de algunos de los ecos, correspondientes a diferentes componentes multitrayecto.

Perfiles como el que se representa en la Figura 3.10 se denominan *perfiles instantáneos del retardo de potencia*, y describen la densidad de potencia de la respuesta al impulso en una determinada ubicación y en un instante dado. Así, el perfil instantáneo representa la potencia recibida en función del exceso de retardo respecto a un instante temporal fijo, que se toma como retardo de referencia, y que normalmente se trata del instante de recepción del primer eco.

Por otra parte, un tipo de perfil de mayor interés se obtiene realizando un promedio espacial (o temporal) de los perfiles instantáneos del retardo de potencia para varias longitudes de onda (o durante el intervalo de tiempo correspondiente, según la velocidad del receptor) de la gama en la que se mantienen los mismos componentes de multitrayecto, con el fin de suprimir la variación debida al desvanecimiento rápido. Este tipo de perfil se denomina *perfil a corto plazo del retardo de potencia*, y se considera como el perfil representativo del canal inalámbrico en la región local en la que ha sido obte-

nido. De hecho, generalmente, cuando se hace referencia al PDP de un canal concreto, este se refiere a dicho perfil. En este contexto, es posible interpretar el PDP desde dos enfoques diferentes. En el caso de que el perfil sea obtenido promediando los perfiles instantáneos recibidos con el receptor en reposo, este representaría a las variaciones que se producen en el entorno. Por su parte, este tipo de perfil se puede obtener asimismo con el receptor en movimiento, consiguiendo un promediado espacial local. La metodología óptima para obtener este perfil será, generalmente, aquella que simule las condiciones de operación reales del sistema inalámbrico. Por ejemplo, en nuestros ensayos, las medidas se toman mientras la boya transmisora experimenta una dinámica natural, sujeta a las inclemencias meteorológicas y condiciones de la mar. Esta circunstancia tiene el valor añadido de medir la señal recibida en condiciones prácticas y, por lo tanto, los parámetros obtenidos serán los adecuados para llevar a cabo el diseño posterior del sistema.

Dependiendo de la resolución del pulso transmitido y del tipo específico de canal multitrayecto, se suele muestrear en separaciones espaciales del orden de un cuarto de longitud de onda y sobre rutas de no más de 6 metros en entornos de exterior, en el rango de frecuencias de 450 MHz-6 GHz (Rappaport, 2002, pp. 197). Este promediado propicia la eliminación de los desvanecimientos rápidos en los parámetros obtenidos. En (Rappaport, 2002, pp. 198-200) se muestran perfiles típicos para diferentes escenarios, determinados tras realizar el promediado de un gran número de perfiles instantáneos muestreados en separaciones espaciales muy cortas.

Haciendo referencia a nuestros ensayos, como se expone en el Capítulo 5, dado que los datos de la velocidad relativa de la boya, respecto a la ubicación fija de la estación receptora, no están disponibles, no es posible realizar una correspondencia directa entre la escala espacial y temporal. Nótese, además, que esta velocidad no es constante en el tiempo. Por lo tanto, en estos casos, el estudio se debe realizar en el dominio del tiempo.

Si bien el perfil a corto plazo del retardo de potencia es representativo en un sector geográfico pequeño, también conocido como área local, es posible realizar un promediado espacial de los perfiles a corto plazo que hayan sido obtenidos a aproximadamente la misma distancia de la estación transmisora o estación base. Este tipo de perfil se denomina *perfil a largo plazo del retardo de potencia* y, aunque su utilidad práctica no está clara, tiene la ventaja de eliminar las variaciones debidas a las sombras (ITU, 2010). Una metodología alternativa, utilizada en este trabajo, para caracterizar a gran escala la natu-

raleza dispersiva del canal, es aquella que estudia y analiza las distribuciones probabilísticas de los parámetros de pequeña escala, obtenidos en regiones locales, sobre áreas o zonas extensas.

En definitiva, como se ha expuesto, el sistema de medida diseñado tiene el propósito de medir el PDP del canal. Esta medida se puede interpretar como la densidad de potencia de la respuesta impulsiva del canal (CIR) y da una idea de la distribución de los diferentes ecos recibidos en el dominio del retardo. Además, el sistema es sencillo y fácil de construir con equipos disponibles comercialmente. Como desventajas, podemos citar las altas potencias transmitidas de pico necesarias, lo que implica la utilización de amplificadores y otros componentes de radiofrecuencia de alto coste. Además, el ruido y las interferencias pueden afectar a la medida debido al gran ancho de banda utilizado por el receptor del sistema.

Capítulo 4

Caracterización en banda estrecha

4.1. Introducción

En el presente capítulo se presentan y explican los resultados obtenidos tras una serie de ensayos de propagación en banda estrecha realizados en el entorno de la Bahía de Cádiz. El objetivo es doble: en primer lugar, se obtienen modelos de desvanecimiento a gran escala, que describen la distribución estadística de los valores medios del nivel de la señal recibida en función de la distancia entre transmisor y receptor; y en segundo lugar, se obtienen modelos de desvanecimiento a pequeña escala, que describen estadísticamente las variaciones del nivel de la señal recibida en escalas espaciales pequeñas, del orden de la longitud de onda de transmisión. Finalmente, se caracterizan los parámetros fundamentales de dichos modelos, obtenidos en diferentes condiciones, y se comparan con los que contemplan varios modelos deterministas y estadísticos de referencia.

Una parte importante del modelo de desvanecimiento a gran escala, es la llamada pérdida de trayecto (*path loss*). La pérdida de trayecto, expresada en dB, generalmente se modeliza mediante una recta de regresión, y predice el nivel medio esperado de la señal recibida en función de la distancia entre transmisor y receptor. Los ensayos experimentales permiten estimar la pendiente de dicha recta (exponente de pérdidas). Además, este modelo incluye el efecto de la obstrucción parcial o total (*shadowing*) que experimentan las ondas de radio cuando se propagan a través del canal, generalmente debidas a la presencia de elementos de grandes dimensiones en el escenario; por ejemplo, olas y grandes estructuras interpuestas entre los dos extremos del ra-

dioenlace (embarcaciones, plataformas flotantes, e infraestructuras costeras, principalmente).

Los modelos de desvanecimiento a pequeña escala explican patrones extremos de atenuación en el canal en escalas espaciales del orden de la longitud de onda de transmisión, y son originados por la interferencia constructiva y/o destructiva de las diferentes componentes multitrayecto (*multipath*).

Los resultados obtenidos de la caracterización a gran escala son de especial interés para determinar el área de cobertura del transmisor, facilitando los cálculos del balance de potencias que explica el alcance deseado en un enlace punto a punto. En este sentido, el estudio es útil para planificar redes basadas en la tecnología WiMAX que operen en la frecuencia de 5.8 GHz en escenarios marítimos. Además, la caracterización a pequeña escala resulta de interés para diseñar subsistemas de comunicaciones.

4.2. Planificación de las campañas de medidas

En este apartado se describen las tres campañas experimentales planificadas para estudiar las características del canal de banda estrecha en diferentes condiciones de propagación. Las campañas se diferencian entre sí, en esencia, en el tipo de elemento en el cual se instalan los sistemas transmisor y receptor (boya y diversas embarcaciones), las alturas de los sistemas radiantes implicados respecto a la línea de flotación, áreas geográficas cubiertas, y estado de la mar.

4.2.1. Campaña experimental Boya-Buque

En primer lugar, se presenta la planificación de la campaña experimental Boya-Buque. En esta campaña se contó con el buque hidrográfico *Antares* de la Armada Española para instalar el sistema receptor.

El sistema transmisor se ubicó en la embarcación *Bryan Primero*, mientras que la antena transmisora fue instalada en la boya, que quedó fondeada a varios metros de distancia de dicha embarcación, y alimentada desde el transmisor a través de un cable coaxial correctamente protegido. En la Figura 3.4 y en la Figura 3.5 se puede observar el cable entre el sistema instalado en el buque y la antena instalada en la boya. Las posiciones de la boya y del buque *Antares* se establecieron mediante GPS. Las alturas de las antenas,



Figura 4.1: Ubicación de la boya (en rojo) y derrota seguida por el buque *Antares* (en azul) en la campaña de medidas de banda estrecha Boya-Buque.

sobre la línea de flotación, de la boya y del buque fueron de 1.9 metros y 9.8 metros, respectivamente.

Las medidas se realizaron en un día soleado. La temperatura se mantuvo entre 9°C y 10°C , la humedad relativa alcanzó el 96 %, el estado de la mar fue de marejadilla (lo que causó un continuo balanceo de la boya), y la presión atmosférica osciló entre 1014.3 hPa y 1018.5 hPa . Además, se registraron rachas de viento de hasta 13.9 m/s . Las condiciones meteorológicas descritas influyeron en la dinámica de la boya, haciendo que las medidas se llevasen a cabo en condiciones relativamente adversas.

La ubicación de la boya y la ruta seguida por el buque durante los ensayos de propagación se muestran en la Figura 4.1, donde se incluyen algunas marcas de posición que son útiles para explicar los resultados obtenidos.

4.2.2. Campaña experimental Boya-Bote

Con el objeto de comparar los resultados obtenidos en la campaña descrita en el Apartado 4.2.1, se llevó a cabo una segunda campaña donde el sistema receptor se instaló en el bote hidrográfico. Dicha embarcación se diferencia de la primera en diversos aspectos: tamaño, altura del sistema de radiación

sobre la línea de flotación, velocidad máxima alcanzable, etc. Además, la gama de distancias cubierta es más corta, y las medidas se realizaron con el mar en calma. La influencia de estas nuevas características se discuten en los apartados siguientes.

El sistema transmisor se instaló utilizando la misma configuración descrita para la campaña Boya-Buque. Es decir, este se ubicó en la embarcación *Bryan Primero*, mientras que la antena transmisora fue instalada en la boya, que quedó fondeada a varios metros de distancia de dicha embarcación, y alimentada desde el transmisor a través de un cable coaxial correctamente protegido (Figura 3.4). Las posiciones de la boya y del bote se establecieron, de nuevo, mediante GPS, mientras que, en este caso, las alturas de las antenas, sobre la línea de flotación, de la boya y del bote fueron de 1.9 metros y 3.3 metros, respectivamente.

Las medidas se realizaron en un día soleado y caluroso. La temperatura se mantuvo entre 20.5 °C y 27.3 °C, la humedad relativa alcanzó el 95 %, el estado de la mar fue calmado al inicio de la jornada y de marejadilla al final (lo que causó un continuo balanceo de la boya), y la presión atmosférica osciló entre 1012.8 hPa y 1014.8 hPa. Además, se registraron rachas de viento de 13.3 m/s. Las condiciones meteorológicas descritas influyeron en la dinámica de la boya, haciendo que, en determinadas franjas temporales, las medidas se llevaran a cabo en condiciones relativamente adversas.

La ubicación de la boya y la ruta seguida por el buque durante los ensayos de propagación se muestran en la Figura 4.2.

4.2.3. Campaña experimental Barco-Costa

Un tercer escenario de interés sería aquel en el que una embarcación de muestreo y monitorización de datos, recogidos y transmitidos de forma inalámbrica desde diferentes boyas desplegadas sobre el mar, tuviese que transmitir los mismos a una estación base instalada en tierra, por ejemplo, en un puerto marítimo. En estas condiciones, las plataformas inmersas en el proceso de comunicación serían, por tanto, un barco y una estación base costera (enlace entre el buque y la estación portuaria representado en la Figura 1.1). El objetivo de esta campaña es precisamente estudiar este tipo de canales.

Así, se llevó a cabo una campaña en la que el sistema receptor se instaló sobre una plataforma fija en puerto. En concreto, la instalación se llevó a cabo

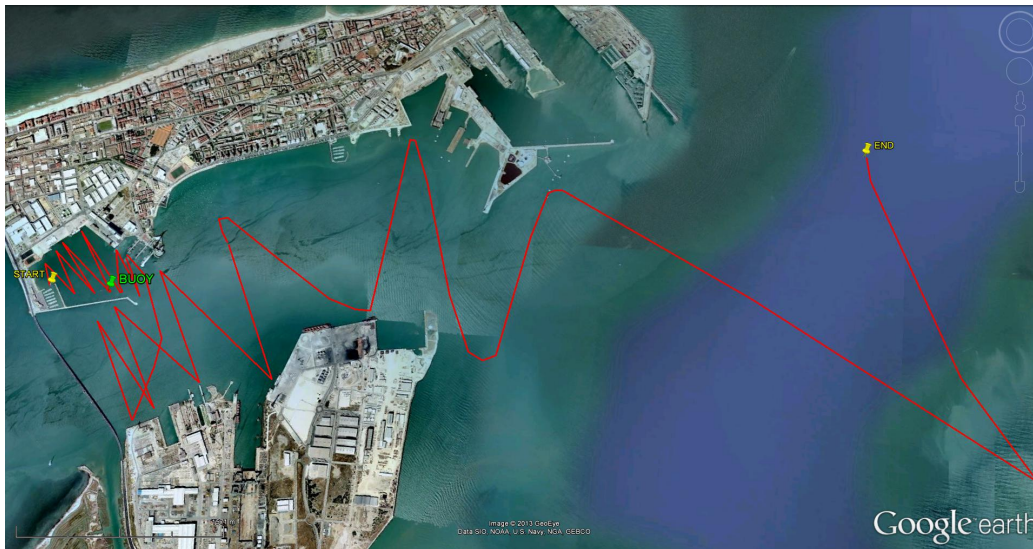


Figura 4.2: Ubicación de la boya (en verde) y derrota seguida por el bote (en rojo) en la campaña de medidas de banda estrecha Boya-Bote.

en el buque *Rigel*, una embarcación gemela del buque hidrográfico *Antares*, con el ánimo de simular un entorno típico de una estación base en un puerto marítimo. La influencia de estas nuevas características se discuten en los apartados siguientes.

El sistema transmisor consta de los mismos componentes descritos en apartados anteriores, con la salvedad de que, en este caso, la antena fue instalada en un mástil presente en la cubierta del buque. Es decir, todo el sistema se ubicó en la embarcación *Bryan Primero*, quedando la antena transmisora instalada sobre un mástil perteneciente a la misma embarcación. La posición de la embarcación se estableció mediante GPS, mientras que, en este caso, las alturas de las antenas, sobre la línea de flotación, de la embarcación y de la estación base fueron de 3 metros y 5.45 metros, respectivamente.

Las medidas se realizaron en un día soleado y caluroso. La temperatura se mantuvo entre 21 °C y 25.6 °C, la humedad relativa alcanzó el 97 %, el estado de la mar fue calmado, y la presión atmosférica osciló entre 1009.6 hPa y 1013.4 hPa. Además, se registraron rachas de viento de 12.5 m/s.

La ubicación de la estación base (RX) y la ruta seguida por el buque durante los ensayos de propagación se muestran en la Figura 4.3a, donde se especifican las marcas de inicio y de fin de la ruta, y se distinguen dos tramos:

la ruta de ida (en verde) y la ruta de vuelta (en amarillo). En la Figura 4.3b se muestra la ruta de ida con algunas marcas de posición que resultan útiles para explicar los resultados obtenidos.



(a) Ubicación de la estación base (en rojo) y derrota seguida por la embarcación (en verde, la ruta de ida; y en amarillo, la ruta de vuelta).



(b) Ubicación del receptor (en rojo) y ruta de ida seguida por el barco (en verde).

Figura 4.3: Campaña de medidas de banda estrecha Barco-Costa.

4.3. Modelos teóricos de referencia

Un modelo de propagación que se utiliza frecuentemente como referencia teórica es el *modelo de espacio libre* (ver Apartado 2.2). Este asume que el medio de propagación es el vacío y, por tanto, la propagación se modela con un único trayecto entre el transmisor y el receptor. Así, es posible calcular la pérdida de trayecto, expresada en dB , según se indica en la Ecuación 4.1, donde d es la distancia entre transmisor y receptor, y λ es la longitud de onda de transmisión.

$$L_B(d) = 20 \log_{10} \left(\frac{4\pi d}{\lambda} \right) \quad (4.1)$$

Otro modelo simplista que se propone generalmente para simular la propagación en entornos marítimos, asumiendo algunas restricciones, es el denominado *modelo de dos rayos* (Hernando-Rábanos, 2008, pp. 120-124), (Rappaport, 2002, pp. 120-125), (Sounders y Aragón-Zavala, 2007, pp. 98-101). Dicho modelo supone que la propagación de la señal de radio se produce a través de dos trayectorias o rayos: uno directo, siguiendo el eje imaginario que une los centros de radiación de las antenas transmisora y receptora, y otro reflejado en la superficie del mar. En la Figura 4.4 se muestra este esquema, incluyendo los parámetros de interés que se describen a continuación.

Este modelo supone que la intensidad de campo eléctrico total recibida se puede estimar a partir de la suma de una componente directa, \vec{E}_{dir} , y una reflejada, \vec{E}_{ref} , de la siguiente forma:

$$\vec{E}_r = \vec{E}_{dir} + \vec{E}_{ref} \approx \vec{E}_{dir}(1 + Re^{j\Delta}), \quad (4.2)$$

donde se ha asumido que la componente reflejada sufre la misma atenuación por espacio libre que la componente directa; hipótesis válida para distancias entre transmisor y receptor grandes, en comparación con las alturas de las antenas respecto a la superficie marina. R es el coeficiente de reflexión complejo en la superficie, que se puede expresar en función de su magnitud, $|R_v|$, y fase, β , como se indica en la Ecuación 4.3:

$$R = |R_v| e^{j\beta} \quad (4.3)$$

Dado que la potencia es proporcional a la intensidad del campo al cuadrado, el cociente de la potencia total recibida, p_r , y la potencia recibida debida

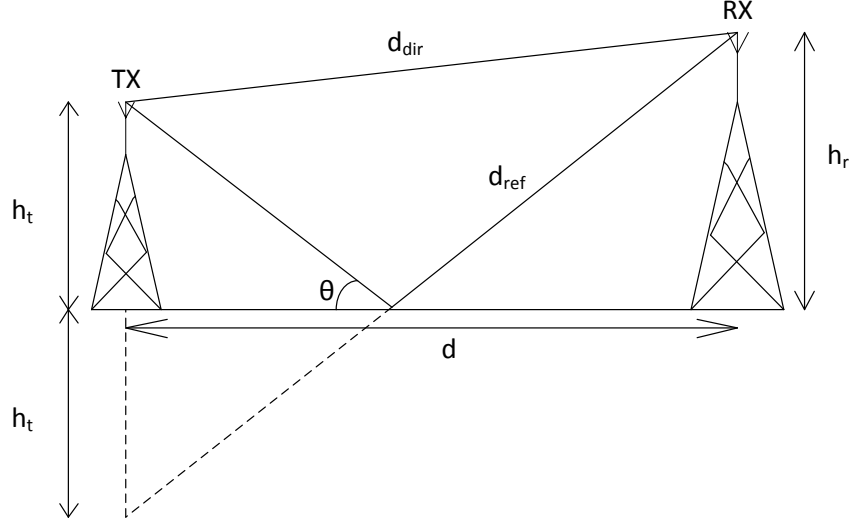


Figura 4.4: Diagrama del modelo de dos rayos.

exclusivamente a la componente directa, p_{dir} , se puede expresar como:

$$\frac{p_r}{p_{dir}} = \left| \frac{\vec{E}_r}{\vec{E}_{dir}} \right|^2 = |1 + Re^{j\Delta}|^2 \quad (4.4)$$

La potencia recibida debida a la componente directa se puede expresar en función de la distancia entre transmisor y receptor, d , la longitud de onda, λ , y la potencia transmitida, p_t , teniendo en cuenta que esta se ve afectada por atenuación en espacio libre:

$$p_{dir} = p_t \left(\frac{\lambda}{4\pi d} \right)^2 \quad (4.5)$$

Por lo tanto, combinando la Ecuación 4.4 y la Ecuación 4.5, la pérdida básica del modelo de dos rayos se puede obtener de:

$$l_{tv} = \frac{p_t}{p_r} = \frac{\left(\frac{4\pi d}{\lambda} \right)^2}{|1 + Re^{j\Delta}|^2}, \quad (4.6)$$

donde las magnitudes están en unidades lineales.

En la práctica, se trabaja en unidades logarítmicas, como se indica en la Ecuación 4.7:

$$L_{TV}(dB) = 20\log_{10}\left(\frac{4\pi d}{\lambda}\right) - 10\log_{10}(1 + |R_v|^2 + 2|R_v|\cos(\Delta + \beta)) \quad (4.7)$$

En las expresiones anteriores, el parámetro Δ denota la diferencia de fase debida a la diferencia de los recorridos de los rayos directo y reflejado, y viene dado por:

$$\Delta = \frac{2\pi}{\lambda}\Delta d, \quad (4.8)$$

donde Δd es la diferencia de recorridos entre el rayo directo y el rayo reflejado, que se puede obtener mediante simples relaciones geométricas a partir de la Figura 4.4 como:

$$\Delta d = d_{ref} - d_{dir} = \sqrt{(h_t^2 + h_r^2)^2 + d^2} - \sqrt{(h_r - h_t)^2 + d^2}, \quad (4.9)$$

donde h_t y h_r son las alturas de las antenas transmisora y receptora respecto del nivel del mar, respectivamente.

Por su parte, el coeficiente de reflexión depende del ángulo de incidencia de la onda reflejada, θ , y de la polarización de onda. Para polarización vertical, el coeficiente de reflexión viene dado por la siguiente expresión (Hernando-Rábanos, 2008):

$$R_v = \frac{\epsilon_0 \sin\theta - \sqrt{\epsilon_0 - \cos^2\theta}}{\epsilon_0 \sin\theta + \sqrt{\epsilon_0 - \cos^2\theta}}, \quad (4.10)$$

donde ϵ_0 es la permitividad compleja de la superficie, definida a partir de la constante dieléctrica relativa, ϵ_r , y de la conductividad, σ , como:

$$\epsilon_0 = \epsilon_r - j60\sigma\lambda. \quad (4.11)$$

El ángulo θ es función de las alturas de las antenas y de la distancia como:

$$\theta = \text{tg}^{-1}\left(\frac{h_t + h_r}{d}\right) \quad (4.12)$$

En definitiva, el modelo de dos rayos predice la pérdida básica de propagación, expresada en dB , según se indica en la Ecuación 4.7. Según este modelo, es posible calcular el nivel medio de atenuación de la señal transmitida, en

una ubicación determinada, conociendo los siguientes datos: distancia entre el transmisor y receptor, d , longitud de onda de transmisión, λ , diferencia de fase debida a la diferencia de los recorridos de los rayos directo y reflejado, Δ ; que a su vez depende de las alturas de las antenas transmisora y receptora respecto del nivel del mar (h_t y h_r), y del módulo y de la fase del coeficiente de reflexión en el mar, $|R_v|$ y β , respectivamente. El coeficiente de reflexión depende, asimismo, de la polarización de onda, del ángulo de incidencia del rayo reflejado en la superficie del mar, θ , y de las características eléctricas del agua (conductividad y permitividad relativa).

A continuación se muestran resultados de simulaciones de varios parámetros de este modelo. Para ello, se han utilizado unos valores de alturas de antenas transmisora y receptora de 3 metros y 5.45 metros, respectivamente, y unos valores de ϵ_r y σ de 70 y 10 S/m , respectivamente, indicados, estos últimos, en la Recomendación UIT-R P.527 (ITU, 1992), para una frecuencia de 5.8 GHz, y agua salada con salinidad media, a 20 °C de temperatura. El código de Matlab© utilizado para las simulaciones se muestra en el Apéndice A (Apartado A.2), y algunos resultados complementarios se muestran en el Apéndice C (Apartado C.2).

En la Figura 4.5 se muestra la atenuación adicional que sufre el rayo reflejado respecto al rayo directo por el simple hecho de recorrer una mayor distancia que este, asumiendo condiciones de propagación en espacio libre. Se puede observar que, a pesar de que esta atenuación tiende a cero con la distancia, no es despreciable a distancias cortas. Por lo tanto, hay que tener en cuenta que la hipótesis asumida en la Ecuación 4.2 no es válida en todo el rango de distancias, solo a distancias lo suficientemente grandes.

En la Figura 4.6 se muestra el módulo y la fase del coeficiente de reflexión en función de la distancia. Es de destacar que el módulo tiende a 1 y la fase a $-\pi$. Este comportamiento facilitará algunas simplificaciones adicionales del modelo, como se expone a continuación.

Teniendo en cuenta que, generalmente, las alturas de las antenas son pequeñas en comparación con la distancia de separación entre las dos antenas, la diferencia de fase, Δ , se puede aproximar por (Sounders y Aragón-Zavala, 2007):

$$\Delta \approx \frac{2\pi}{\lambda} \left(\frac{2h_t h_r}{d} \right), \quad (4.13)$$

Además, en estas condiciones, el ángulo de incidencia del rayo reflejado se

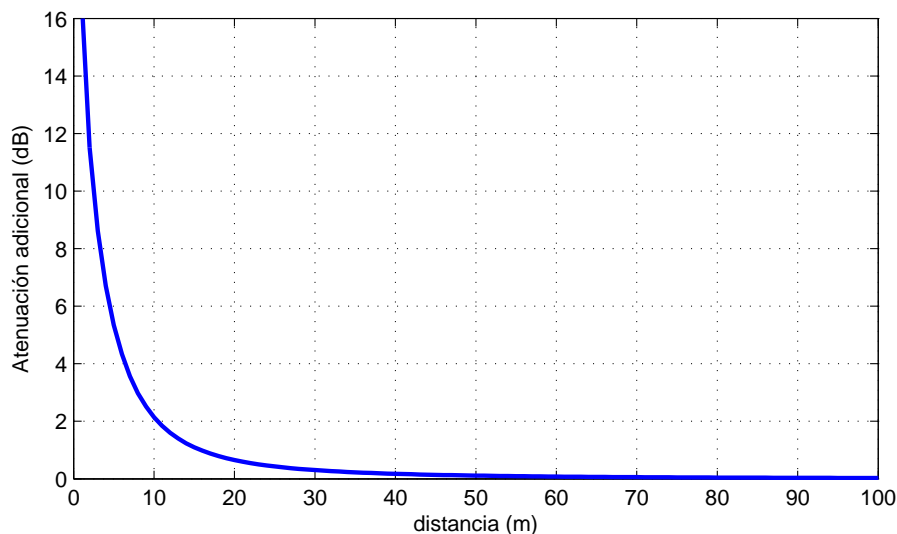


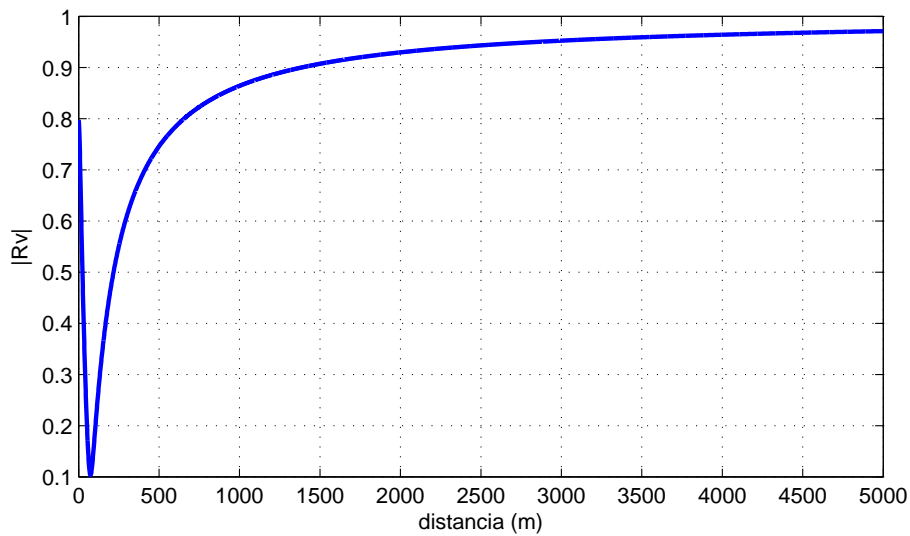
Figura 4.5: Atenuación adicional que sufre el rayo reflejado respecto al rayo directo, suponiendo condiciones de espacio libre, en función de la distancia. $h_t = 3$ y $h_r = 5.45$.

puede considerar cercano a cero. En este supuesto, la magnitud del coeficiente de reflexión será aproximadamente uno, mientras que la fase estará próxima a π radianes, independientemente de los valores concretos de las características eléctricas de la superficie (ver tendencia de la Figura 4.6a y de la Figura 4.6b para la configuración bajo estudio). Aplicando estas dos restricciones, la pérdida básica de este modelo se puede aproximar, para distancias grandes, como se indica en la Ecuación 4.14, expresada en dB :

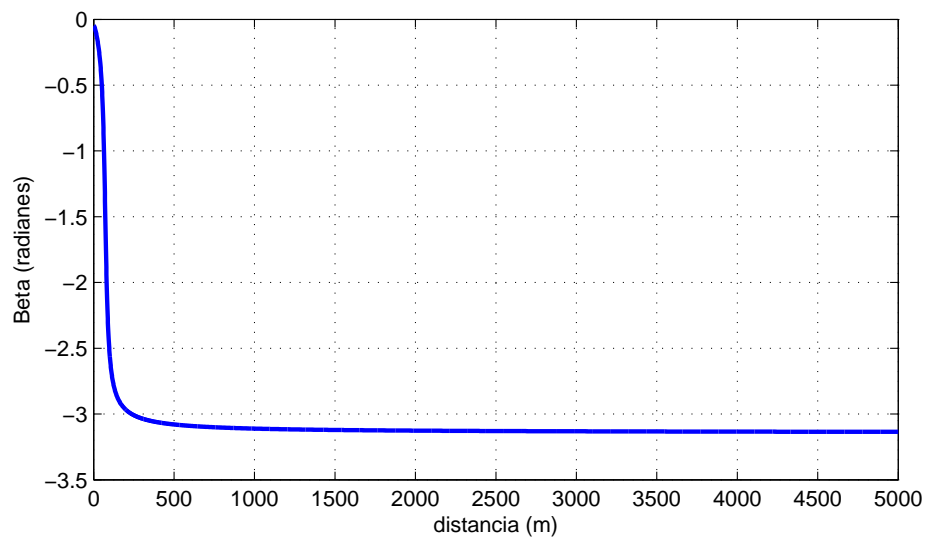
$$L_{2r} \approx 10 \log_{10} \left(\frac{d^4}{h_t^2 h_r^2} \right), \quad (4.14)$$

donde se puede apreciar la dependencia cuadrática con las alturas de las antenas, y que el exponente de pérdidas toma el valor de cuatro, el doble que el que predice el modelo de espacio libre. Hay que destacar que la dependencia con la frecuencia de transmisión, aunque no la recoja la expresión anterior, existe en la práctica, según muestran numerosas campañas de medidas de propagación (Andrews et al., 2007).

En la Figura 4.7 se muestra la pérdida de transmisión, L_{TV} (Ecuación 4.7), junto con la pérdida que predice el modelo de dos rayos simplificado,



(a) Módulo del coeficiente de reflexión.



(b) Fase del coeficiente de reflexión.

Figura 4.6: Módulo y fase del coeficiente de reflexión en función de la distancia. Polarización vertical, $h_t = 3$, $h_r = 5.45$, $f = 5.8 \text{ GHz}$, $\sigma = 10$, $\epsilon_r = 70$.

L_{2r} (Ecuación 4.14). Además, como referencia, se representa la pérdida predicha por el modelo de espacio libre (Ecuación 4.1). Se puede observar que el modelo de dos rayos presenta un comportamiento oscilatorio alrededor del

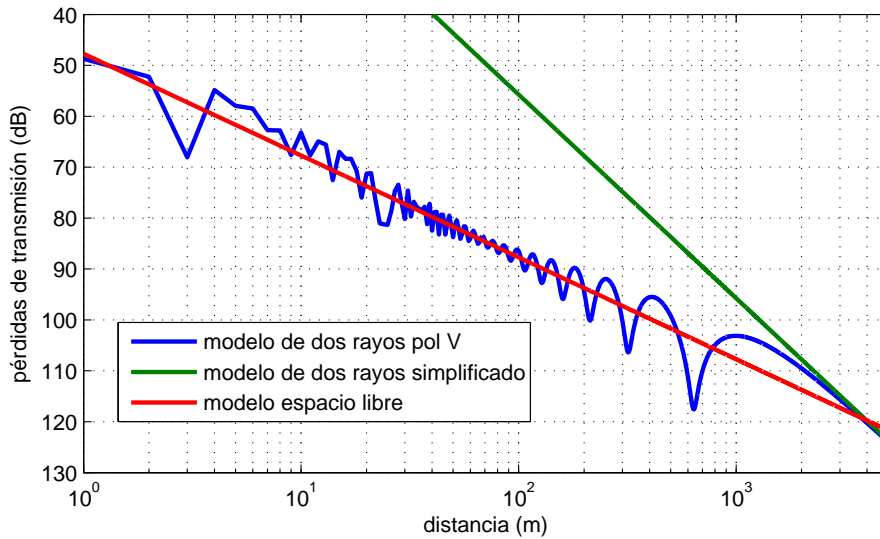


Figura 4.7: Pérdida de transmisión modelo dos rayos, modelo de dos rayos simplificado y modelo de espacio libre. $h_t = 3$, $h_r = 5.45$, $f = 5.8 \text{ GHz}$, $\sigma = 10$, $\epsilon_r = 70$.

modelo de espacio libre hasta una determinada distancia, que viene dada aproximadamente por la Ecuación 4.15 (Hernando-Rábanos, 2008), y para los datos fijados toma el valor de 3793 metros. A partir de dicha distancia, la pérdida es siempre superior a la del espacio libre. Nótese que el modelo simplificado proporciona valores válidos a partir de esta distancia (ver Figura 4.7).

$$d_{break} = \frac{12h_t h_r}{\lambda} \quad (4.15)$$

Hay que destacar que ambos modelos (espacio libre y dos rayos) predicen la pérdida de propagación asumiendo el uso de antenas isótropas. Por ello, para estimar la potencia recibida, usando los modelos de espacio libre, de dos rayos, y de dos rayos simplificado, es necesario utilizar las expresiones indicadas en la Ecuación 4.16, la Ecuación 4.17, y la Ecuación 4.18, respectivamente. En estas expresiones se han utilizado los datos correspondientes a la configuración física real del sistema de sondeo, común a todas las campañas de medidas, que se recogen en la Tabla 4.1.

Parámetro	Descripción	Valor
P_{TX}	Potencia de la señal transmitida	0 dBm
G_{AMP}	Ganancia del amplificador	32 dB
$L_{CAB_{TX}}$	Pérdidas en cables y conectores del transmisor	4 dB
G_{TX}	Ganancia de la antena transmisora	9 dB
L_B	Pérdidas canal modelo espacio libre	Eq. 4.1
L_{TV}	Pérdidas canal modelo dos rayos	Eq. 4.7
L_{2r}	Pérdidas canal modelo dos rayos simplificado	Eq. 4.14
G_{RX}	Ganancia de la antena receptora	9 dB
$L_{CAB_{RX}}$	Pérdidas en cables y conectores del receptor	5 dB

Tabla 4.1: Descripción y valor de los parámetros utilizados en el balance de potencias.

$$P_{lb} = P_{TX} + G_{AMP} - L_{CAB_{TX}} + G_{TX} - L_B + G_{RX} - L_{CAB_{RX}} \quad (4.16)$$

$$P_{ltv} = P_{TX} + G_{AMP} - L_{CAB_{TX}} + G_{TX} - L_{TV} + G_{RX} - L_{CAB_{RX}} \quad (4.17)$$

$$P_{l2r} = P_{TX} + G_{AMP} - L_{CAB_{TX}} + G_{TX} - L_{2r} + G_{RX} - L_{CAB_{RX}} \quad (4.18)$$

La potencia recibida es proporcional, en unidades lineales, a la pérdida que impone el canal. Por lo tanto, como se ha expuesto en el Capítulo 2, el análisis de las variaciones de la señal recibida se puede realizar indistintamente sobre los niveles de la señal recibida o la pérdida de propagación del canal.

4.4. Resultados experimentales. Campaña Boya-Bote

En este apartado se muestran los resultados obtenidos en la campaña experimental Boya-Bote.

4.4.1. Modelo a gran escala

En la Figura 4.8a se muestran los niveles medios de señal recibida en función de la distancia. Como referencia teórica, se muestra el nivel de señal recibida predicha por el modelo de dos rayos. Se puede observar el buen ajuste entre las medidas experimentales y el modelo de dos rayos, para algunas trazas de medidas. Esta situación se destaca en la figura anterior para un tramo en el que se comprobó que los ensayos se realizaron en condiciones LOS.

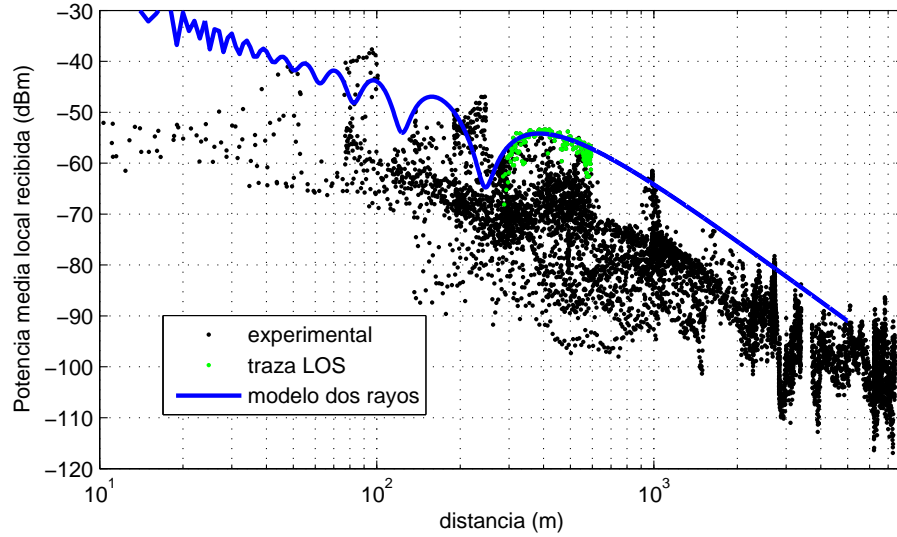
La velocidad que llevó el bote hidrográfico no alcanzó los 10 nudos (5.1444 m/s) aproximadamente. Ello significa que el promediado temporal de un segundo se realiza sobre segmentos espaciales de 5 metros aproximadamente. Con esta resolución, se ha realizado un promediado en distancia para estimar el modelo a gran escala correspondiente al escenario bajo estudio.

En la Figura 4.8b se muestra el análisis de regresión para todos los valores medios locales obtenidos en la campaña. La distancia de referencia se fijó en 10 metros; la distancia mínima a la que se dispone de medidas experimentales. El exponente de pérdidas obtenido es 2.6551, y el nivel medio esperado a la distancia de referencia resulta -26.3353 dBm.

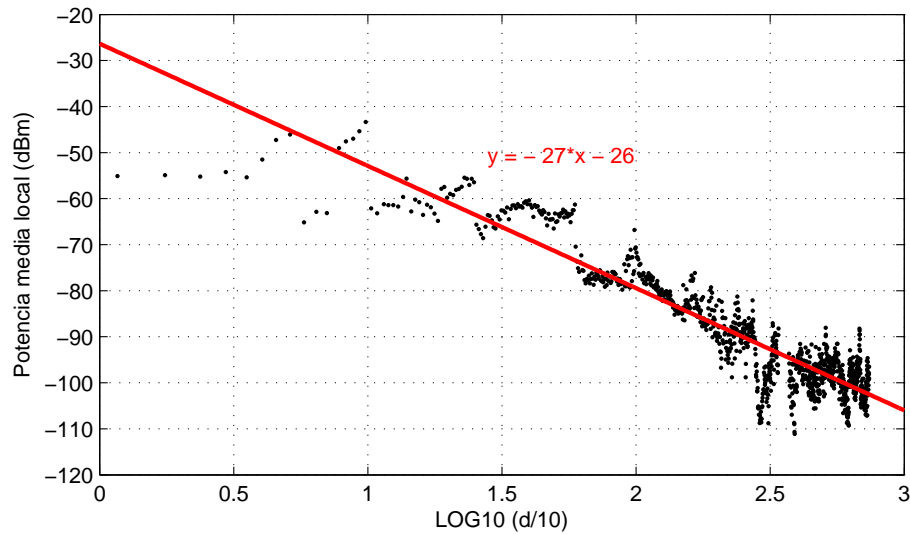
Las variaciones, debidas al efecto de la obstaculización, se pueden caracterizar de forma independiente, hallando la desviación de los valores promedios experimentales con la recta de regresión. El valor medio obtenido es próximo a cero ($1.4022 \cdot 10^{-5}$), como cabría esperar, y la desviación típica es de 4.9132 dB. En la Figura 4.9 se muestra la función de distribución acumulada de estas desviaciones, junto con la función de distribución teórica Gaussiana, cuyo valor medio y desviación típica fueron estimados de las desviaciones experimentales. En la Figura C.5b se muestran las funciones de densidad de probabilidad correspondientes.

4.4.2. Modelo a pequeña escala

En la Figura 4.10 se muestra la función de densidad de probabilidad y la función de distribución acumulada para las variaciones a pequeña escala. Además, se representa la función de distribución continua que mejor se ajusta a la función de distribución experimental. Dicha función resulta ser la función de valor extremo cuyos parámetros y estadísticos principales se recogen en la Tabla 4.2.



(a) Valores medios de potencia recibida (dBm). Como referencia: modelo de dos rayos con $h_t = 1.9$, $h_r = 3.3$, $f = 5.8$ GHz, $\sigma = 10$ y $\epsilon_r = 70$.



(b) Análisis de regresión de los valores medios locales del nivel de la señal recibida.

Figura 4.8: Niveles medios recibidos y análisis de regresión para la campaña de medidas de banda estrecha Boya-Bote.

Si bien la función de distribución de valor extremo se ajusta bien a los valores experimentales, en unidades logarítmicas, correspondientes a las variaciones rápidas, esta contempla una gran diversidad de condiciones de pro-

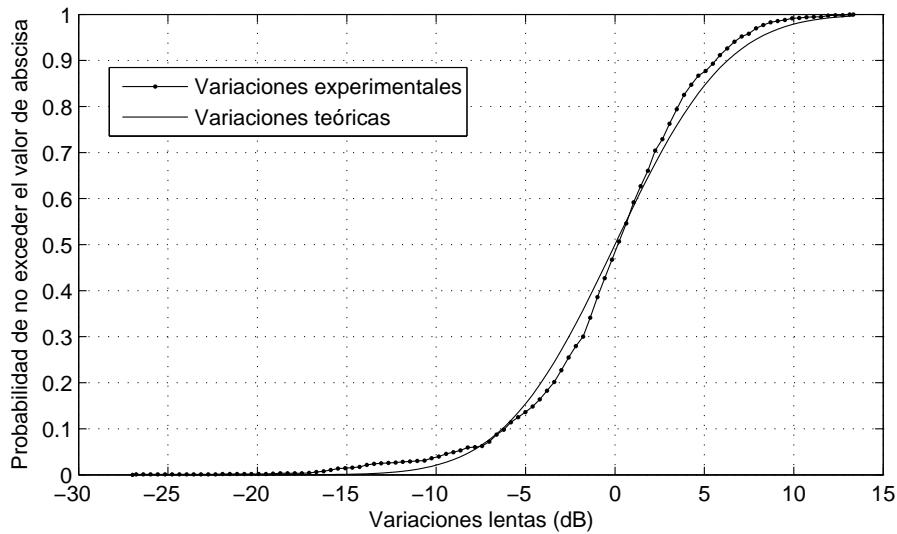


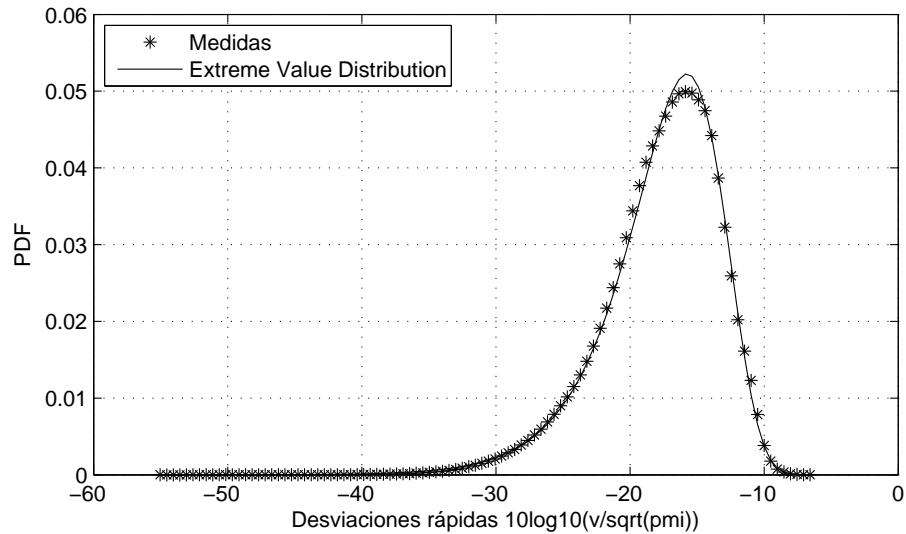
Figura 4.9: Función de distribución acumulada para las variaciones lentas. Campaña Boya-Bote.

Parámetro	Valor
Localización	-15.7496 dB
Escala	3.4469 dB
Media	-17.7392 dB
Desviación típica	4.4209 dB

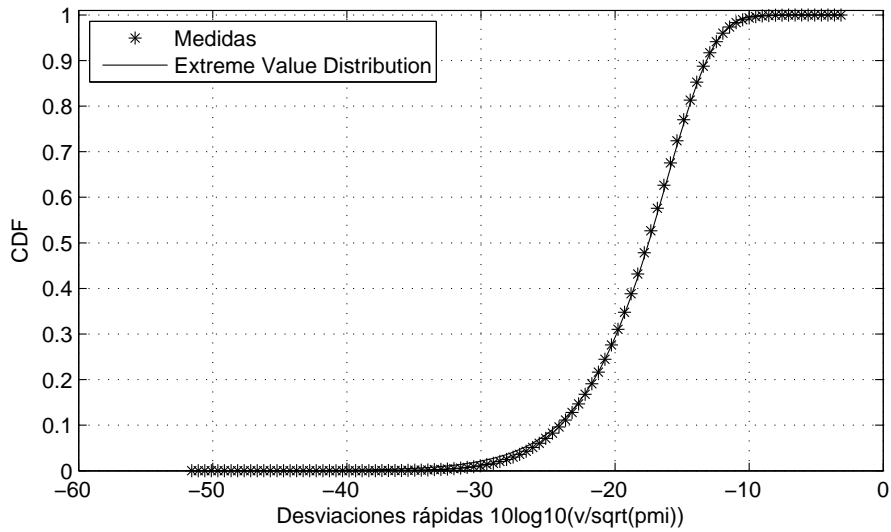
Tabla 4.2: Parámetros y estadísticos principales del modelo de pequeña escala. Campaña Boya-Bote.

pagación. Con el objeto de contrastar algunas funciones de distribución clásicas obtenidas en condiciones de propagación homogéneas, se ha realizado un estudio por tramos.

En el Apartado C.4 se ilustra el proceso de análisis de las variaciones a pequeña escala de la señal recibida mediante el estudio de dos tramos de señal de 5 segundos de duración correspondientes a condiciones de propagación diferentes -LOS y NLOS. Entre las conclusiones más notables, se destaca la idoneidad de las distribuciones de probabilidad de Rayleigh y Gauss para situaciones de propagación NLOS y LOS, respectivamente; donde, para este último caso, la potencia del trayecto dominante es muy superior a la



(a) Función de densidad de probabilidad.



(b) Función de distribución acumulada.

Figura 4.10: PDF y CDF para las variaciones a pequeña escala. Campaña Boya-Bote.

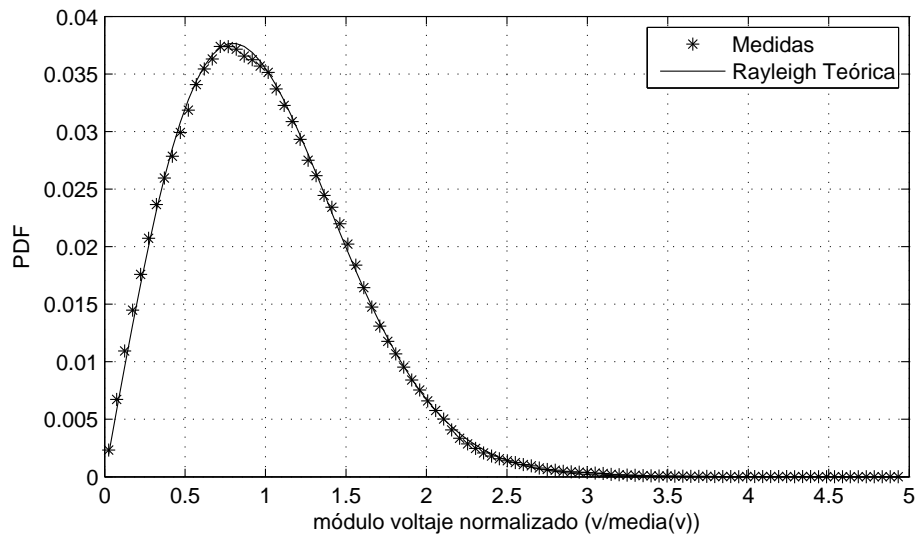
de las componentes restantes. Dicho estudio se extiende a rangos espaciales mayores, como se indica a continuación.

En la Figura 4.11 se muestra la función de densidad de probabilidad y la

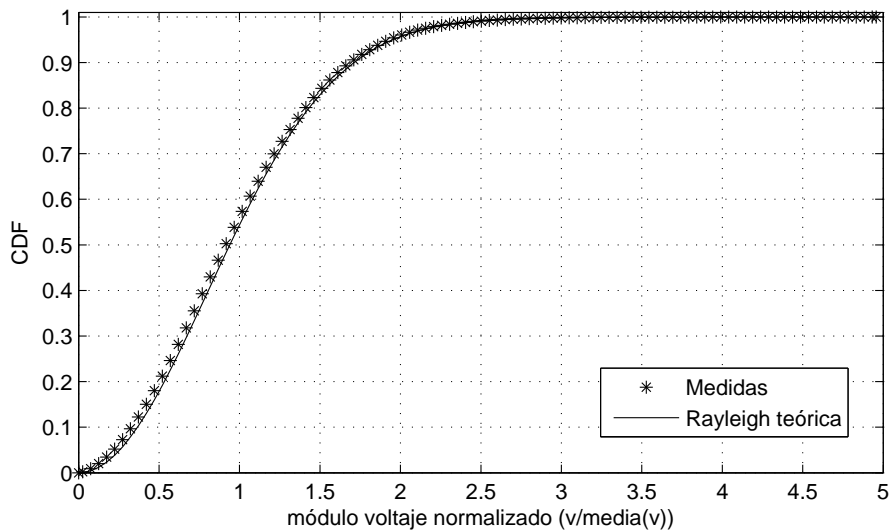
función de distribución acumulada de la señal de tensión recibida normalizada respecto al valor medio, para condiciones NLOS, durante un tramo en el que se comprobó experimentalmente que el trayecto directo queda bloqueado por obstáculos del escenario. Como se puede comprobar, las variaciones de la señal recibida siguen una estadística de Rayleigh. Esta misma característica ha sido observada en otras ubicaciones con similares condiciones de propagación. Por lo tanto, se puede concluir que, cuando se dan dichas condiciones, las variaciones de la señal recibida quedan definidas completamente mediante la función de Rayleigh, cuyo valor de moda se puede estimar directamente a partir del valor medio de la señal recibida.

Cuando existe un trayecto dominante sobre las restantes componentes multitrayecto, la señal recibida sigue una estadística de Rice. En la Figura 4.12 se muestra la función de densidad de probabilidad y la función de distribución acumulada para un conjunto de ubicaciones en las que se da dicha situación. El parámetro K , estimado a partir de los parámetros A y σ -obtenidos por la función *alldistfit* de Matlab[©] (Sheppard, 2013) al ajustar los datos experimentales a la función de Rice- resulta 1.6963. La característica anterior se da en otras ubicaciones con similares condiciones de propagación. Por lo tanto, la función de Rice es apropiada para modelar este tipo de variaciones.

Cuando la potencia del trayecto dominante es muy superior a la del resto de las componentes recibidas, el parámetro K de Rice toma un valor muy elevado y la función de Rice degenera en la función Gaussiana. En la Figura 4.13 se muestra la función de densidad de probabilidad de la señal de tensión recibida normalizada respecto a su media, para condiciones LOS, durante un tramo en el que se comprobó experimentalmente que el trayecto directo no queda bloqueado por obstáculos del escenario. Como se puede comprobar, las variaciones de la señal recibida siguen una estadística Gaussiana. Para el tramo anterior, el parámetro K resulta 243.2610. Dicha característica se da en otras ubicaciones con similares condiciones de propagación. Por lo tanto, se puede concluir que en dichas condiciones, la función Gaussiana es apropiada para modelar las variaciones de la señal recibida. El valor medio y la desviación típica se extraen de los datos experimentales.



(a) Función de densidad de probabilidad.

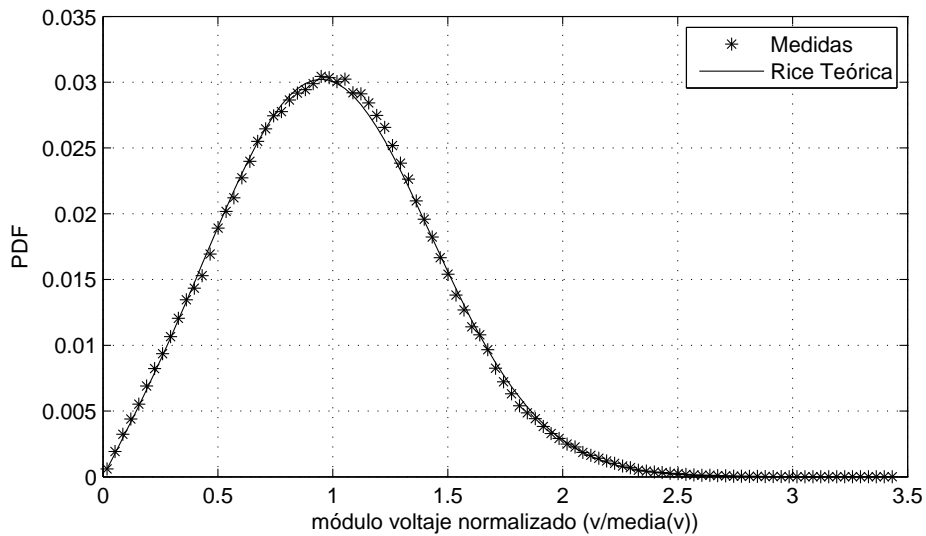


(b) Función de distribución acumulada.

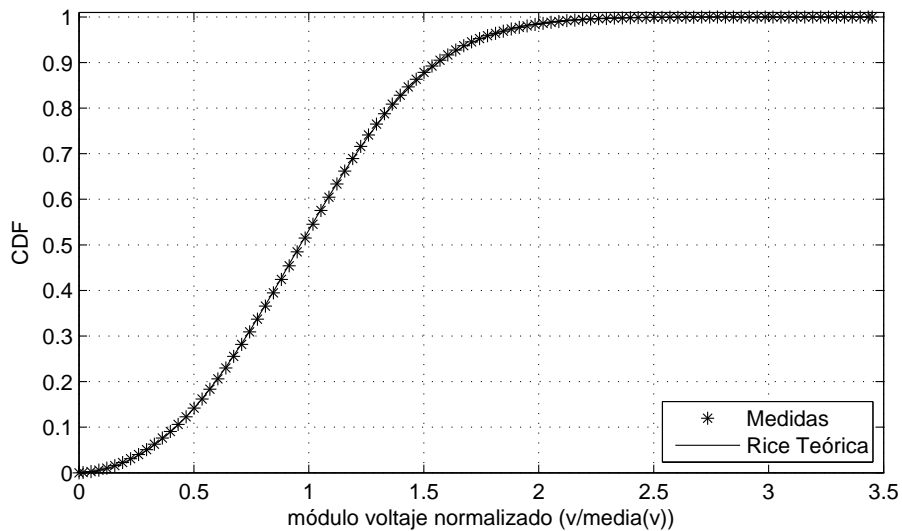
Figura 4.11: PDF y CDF para las variaciones a pequeña escala normalizadas respecto al valor medio en tramo NLOS. Campaña Boya-Bote.

4.5. Resultados experimentales. Campaña Boya-Buque

En este apartado se muestran los resultados obtenidos en la campaña experimental Boya-Buque.



(a) Función de densidad de probabilidad.

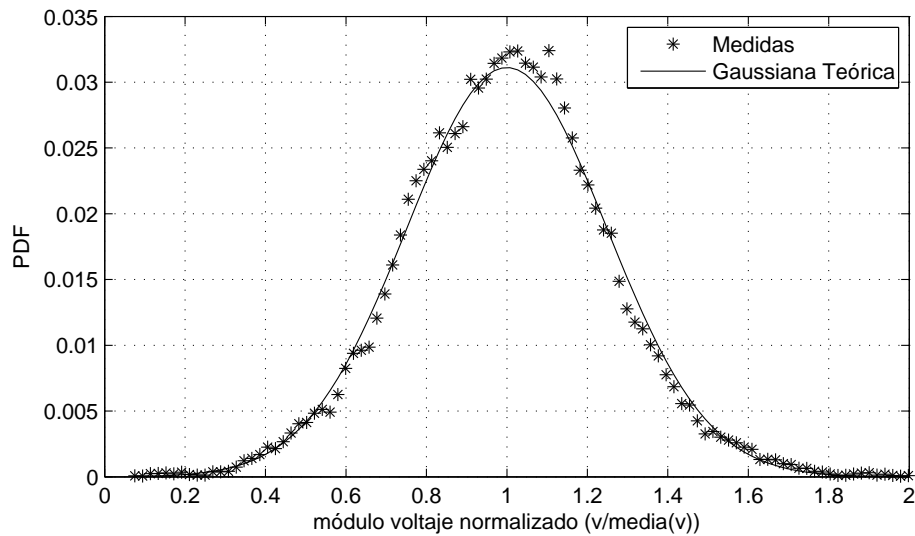


(b) Función de distribución acumulada.

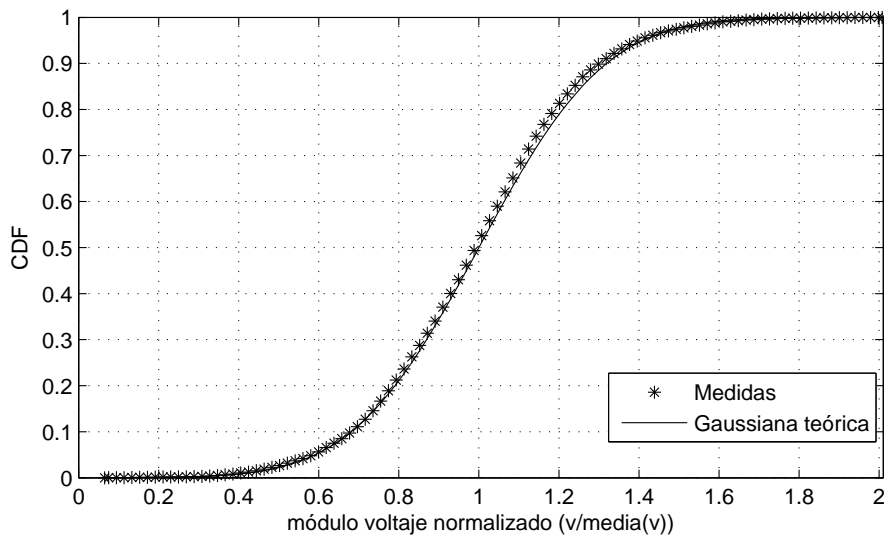
Figura 4.12: PDF y CDF para las variaciones a pequeña escala normalizadas respecto al valor medio en tramo LOS. Campaña Boya-Bote.

4.5.1. Modelo a gran escala

En la Figura 4.14a se muestran los niveles medios de señal recibida en función de la distancia. Como referencias teóricas, se muestran los niveles de



(a) Función de densidad de probabilidad.

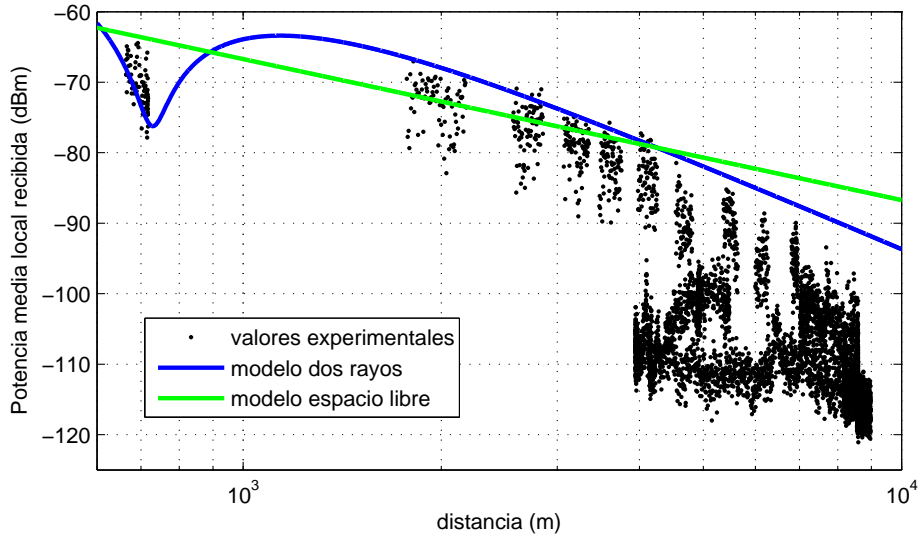


(b) Función de distribución acumulada.

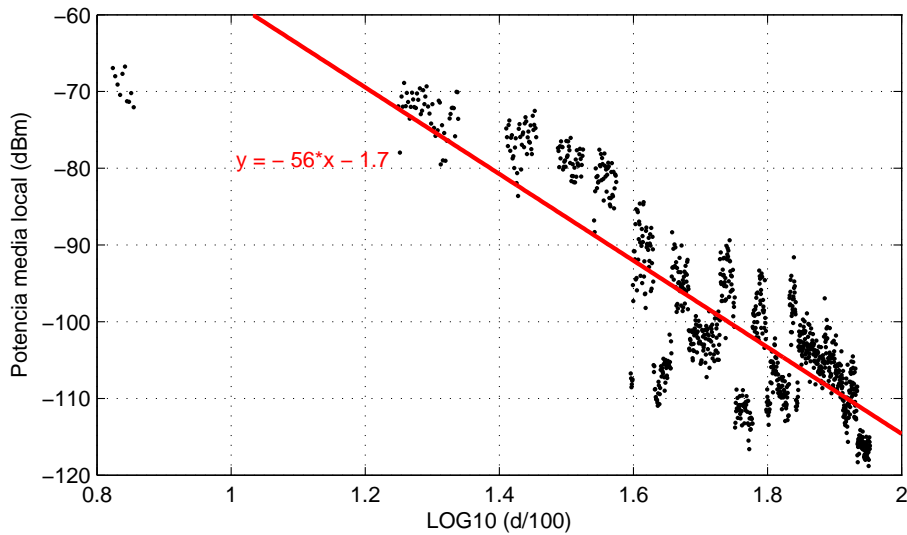
Figura 4.13: PDF y CDF para las variaciones a pequeña escala normalizadas respecto al valor medio en tramo LOS con trayecto directo muy dominante. Campaña Boya-Bote.

señal recibida predichos por el modelo de dos rayos y el modelo de espacio libre. Es de destacar, de nuevo, el buen ajuste entre las medidas experimentales y el modelo de dos rayos para algunas trazas de medidas. Esta situación se

aprecia, en la figura anterior, para los tramos de medidas tomadas a distancias cortas, donde se comprobó que los ensayos se realizaron en condiciones LOS.



(a) Valores medios de potencia recibida (dBm). Como referencia: modelo de espacio libre y modelo de dos rayos con $h_t = 1.9$, $h_r = 9.8$, $f = 5.8 \text{ GHz}$, $\sigma = 10$ y $\epsilon_r = 70$.



(b) Análisis de regresión de los valores medios locales del nivel de la señal recibida.

Figura 4.14: Niveles medios recibidos y análisis de regresión para la campaña de medidas de banda estrecha Boya-Buque.

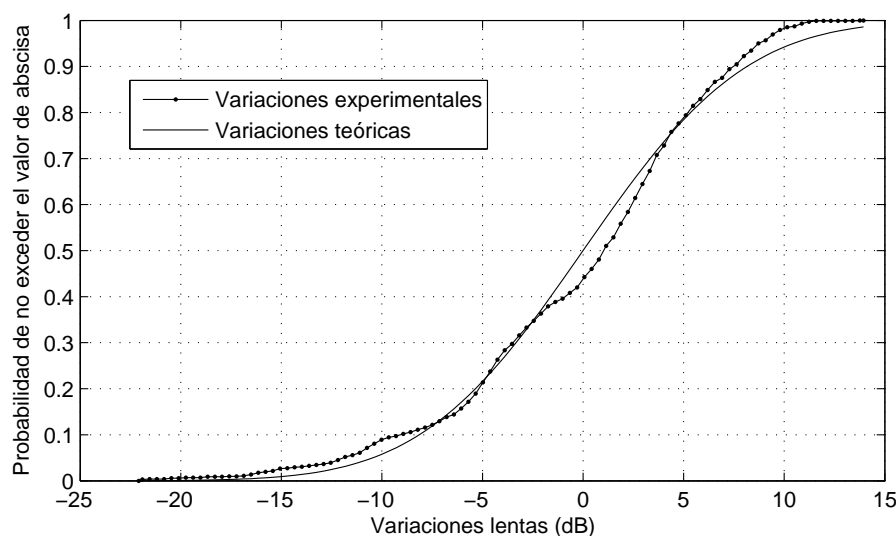


Figura 4.15: Función de distribución acumulada para las variaciones lentas. Campaña Boya-Buque

La velocidad que llevó el buque hidrográfico *Antares* no alcanzó los 10 nudos (5.1444 m/s) aproximadamente. Ello significa que el promediado temporal de un segundo se realiza sobre segmentos espaciales de 5 metros aproximadamente. Con esta resolución, se ha realizado un promediado en distancia para estimar el modelo de gran escala correspondiente al escenario bajo estudio.

En la Figura 4.14b se muestra el análisis de regresión para todos los valores medios locales obtenidos en la campaña. La distancia de referencia se fijó en 100 metros. El exponente de pérdidas obtenido es 5.6446.

Las variaciones, debidas al efecto de la obstaculización, se pueden caracterizar de forma independiente, hallando la desviación de los valores promedios experimentales con la recta de regresión. El valor medio obtenido es próximo a cero ($3.0697 \cdot 10^{-7}$), y la desviación típica es de 6.3562 dB. En la Figura 4.15 se muestra la función de distribución acumulada de estas desviaciones, junto con la función de distribución teórica Gaussiana, cuyo valor medio y desviación típica fueron estimados de las desviaciones experimentales. En la Figura C.4b se muestran las funciones de densidad de probabilidad correspondientes.

Dado que, para esta campaña, se dispone de un conjunto amplio de medidas realizadas en condiciones LOS, es interesante llevar a cabo una com-

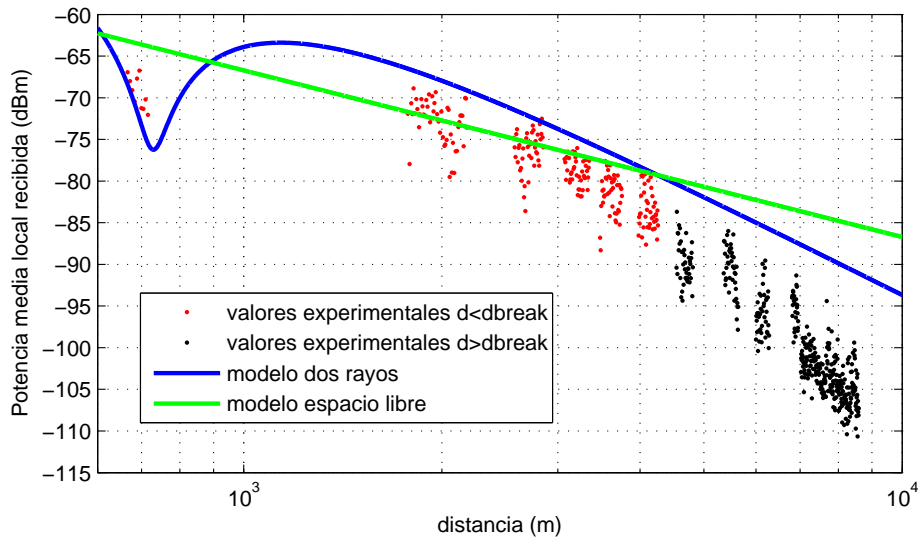


Figura 4.16: Valores medios de potencia recibida (dBm) de la primera parte de la campaña de medidas de banda estrecha Boya-Buque. Como referencia: modelo de espacio libre y modelo de dos rayos con $h_t = 1.9$, $h_r = 9.8$, $f = 5.8$ GHz, $\sigma = 10$ y $\epsilon_r = 70$.

paración con el modelo de dos rayos. Los resultados que se presentan a continuación se corresponden con la primera parte de la campaña, mostrada en la Figura C.3b. En la Figura 4.16 se muestran los niveles medios locales para dicha ruta. La distancia de corte entre las dos pendientes que identifica el modelo de dos rayos es 4319.8 metros (Ecuación 4.15).

A partir del análisis de regresión para el conjunto de datos recogido en rangos de distancias inferiores a la distancia de corte, se ha estimado un exponente de pérdidas de 2.2158, y un valor de desviación estándar de 2.8196 dB. Por su parte, del mismo análisis para el conjunto de datos recogido en rangos de distancias superiores a dicha distancia de corte, se ha estimado un exponente de pérdidas de 6.9508, y un valor de desviación estándar de 2.7286 dB.

El exponente de pérdidas estimado para el primer conjunto de datos es similar al predicho por el modelo de dos rayos (el modelo de dos rayos predice una atenuación con la distancia de la señal recibida de 20 dB por década para el rango de distancias previo a la distancia de corte). Sin embargo, para distancias superiores a esta distancia de corte, el exponente de pérdidas

Parámetro	Valor
Localización	-15.9344 dB
Escala	3.5972 dB
Media	-18.0108 dB
Desviación típica	4.6135 dB

Tabla 4.3: Parámetros y estadísticos principales del modelo de pequeña escala. Campaña Boya-Buque.

estimado es superior al predicho por el modelo teórico (40 dB por década), como cabía esperar, debido a la influencia de obstáculos no contemplados en el modelo teórico.

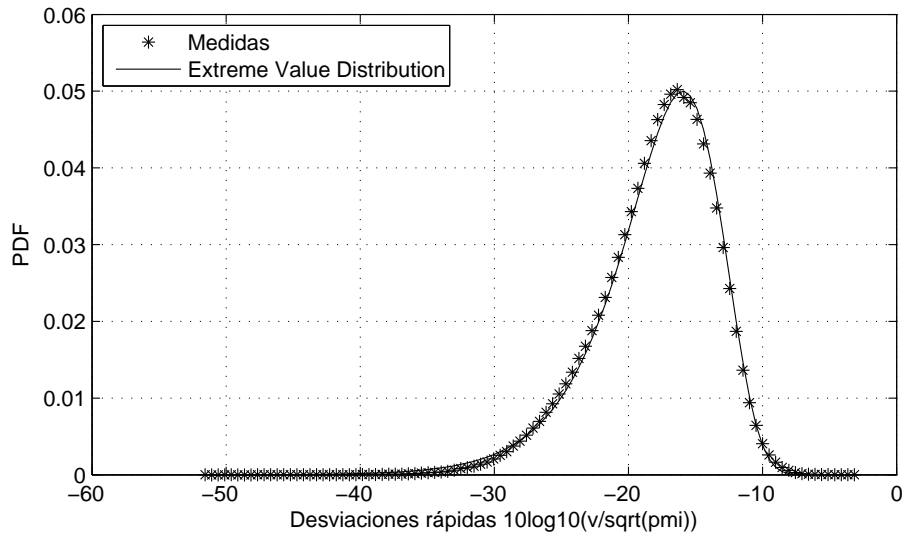
Respecto a la desviación estándar, se puede citar que el hecho de que esta sea ligeramente superior para la región previa a la distancia de corte, se debe a que no se disponen de suficientes datos en dicha región. De hecho, el mismo análisis sin tener en consideración el primer tramo de datos (en torno a 660 metros), proporciona un valor para la desviación estándar de 2.3406 dB; inferior al obtenido en el rango de distancias superior a la distancia de corte, como cabría esperar por el impacto de los obstáculos presentes a grandes distancias.

4.5.2. Modelo a pequeña escala

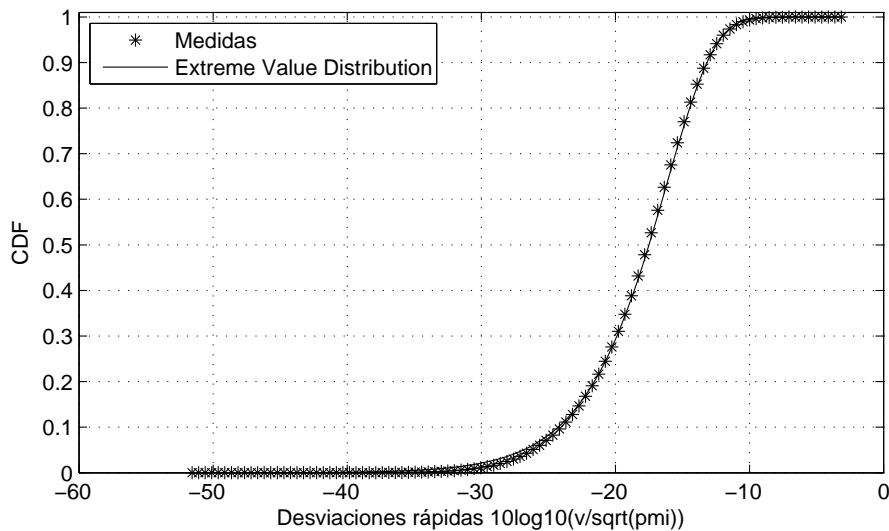
En la Figura 4.17 se muestra la función de densidad de probabilidad y la función de distribución acumulada para las variaciones a pequeña escala. Además, se representa la función de distribución continua que mejor se ajusta a la función de distribución experimental. Dicha función resulta ser, de nuevo, la función de valor extremo cuyos parámetros y estadísticos principales se recogen en la Tabla 4.3.

4.6. Resultados experimentales. Campaña Barco-Costa

En este apartado se muestran los resultados obtenidos en la campaña experimental Barco-Costa.



(a) Función de densidad de probabilidad.



(b) Función de distribución acumulada.

Figura 4.17: PDF y CDF para las variaciones a pequeña escala. Campaña Boya-Buque.

4.6.1. Modelo a gran escala

En la Figura 4.18a se muestran los niveles medios de señal recibida, obtenidos para todas las posiciones del transmisor, donde se diferencian los valores

de la ruta de ida y los valores de la ruta de vuelta. La velocidad constante que siguió la embarcación fue de 7.29 nudos aproximadamente (3.75 m/s). Como referencia teórica, se muestra el nivel de la señal recibida predicha por el modelo de dos rayos.

En la Figura 4.18b se muestra el análisis de regresión para todos los valores medios locales obtenidos en la campaña. Para ello, se ha realizado un promediado en el dominio espacial con una resolución de 3.75 metros. La distancia de referencia se fijó en 10 metros. El exponente de pérdidas obtenido es 3.3927.

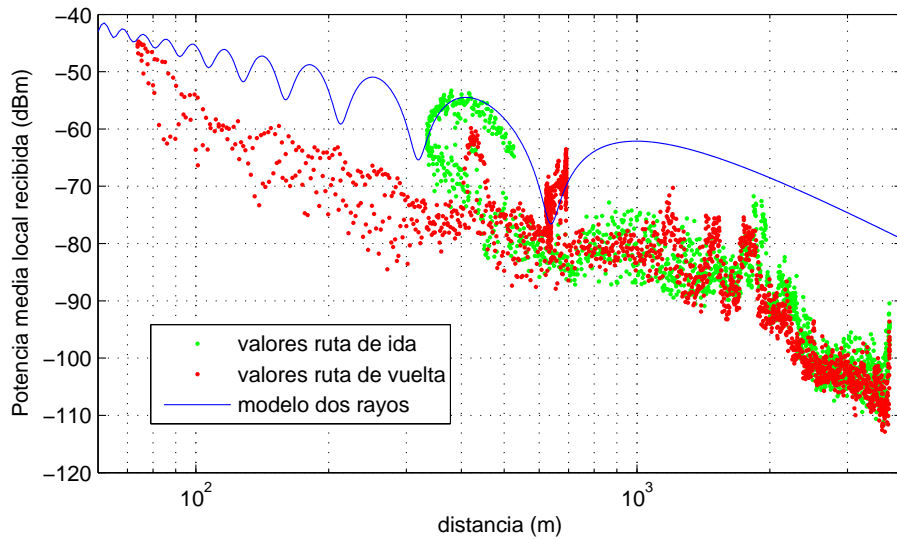
Las variaciones, debidas al efecto de la obstaculización, se pueden caracterizar de forma independiente, hallando la desviación de los valores promedios experimentales con la recta de regresión. El valor medio obtenido es próximo a cero ($1.8239 \cdot 10^{-5}$), y la desviación típica es de 5.4924 dB.

En la Figura 4.19 se muestra la función de distribución acumulada de estas desviaciones, junto con la función de distribución teórica Gaussiana, cuyo valor medio y desviación típica fueron estimados de las desviaciones experimentales. En la Figura C.6b se muestran las funciones de densidad de probabilidad correspondientes.

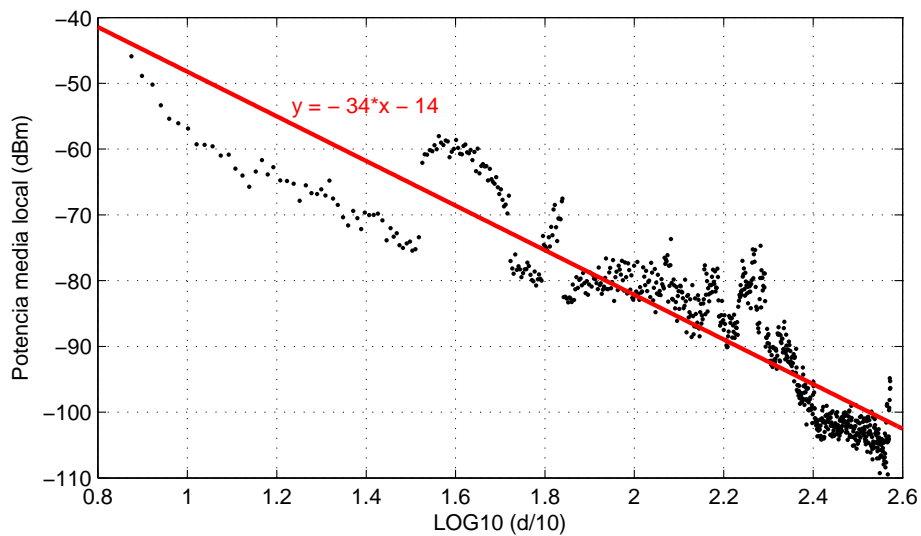
Es interesante analizar los valores medios locales obtenidos por tramos para explicar las variaciones que se dan de acuerdo con el escenario. En la Figura 4.3b se muestra la ruta de ida, incluyendo varias marcas de posición que ayudan a comprender los resultados. En la Figura 4.20a se muestran los resultados correspondientes a esta ruta junto con dichas marcas de posición.

El primer tramo de medidas (desde la marca A a la marca B) se llevó a cabo en condiciones LOS. Se observa que los valores obtenidos se ajustan bien a los predichos por el modelo de dos rayos.

Desde la marca B a la marca F, las medidas se realizaron en condiciones NLOS. En particular, desde la marca B, y hasta la marca C, se observa una zona de transición en la que los niveles medios de señal siguen una cierta tendencia. En este tramo, la línea de visión entre el transmisor y el receptor se obstaculiza progresivamente con la distancia. Numerosas embarcaciones de recreo se encontraron en el escenario, y algunas infraestructuras costeras obstaculizaron de forma severa la señal transmitida en esta zona. Además, en este mismo recorrido, se puede destacar un evento que fue anotado durante la campaña: una embarcación de la Armada Española de gran calado bloqueó la línea de visión directa durante algunos segundos. La variación ocasionada,



(a) Valores medios de potencia recibida (dBm) (en verde: valores de ruta de ida, en rojo: valores de ruta de vuelta). Como referencia: modelo de dos rayos con $h_t = 3$, $h_r = 5.45$, $f = 5.8$ GHz, $\sigma = 10$ y $\epsilon_r = 70$.



(b) Análisis de regresión de los valores medios locales del nivel de la señal recibida.

Figura 4.18: Niveles medios recibidos y análisis de regresión para la campaña de medidas de banda estrecha Barco-Costa.

sobre los niveles medios de la señal recibida, se puede observar entre las dos marcas de posición presentes en el trayecto de B a C. Con más detalle,

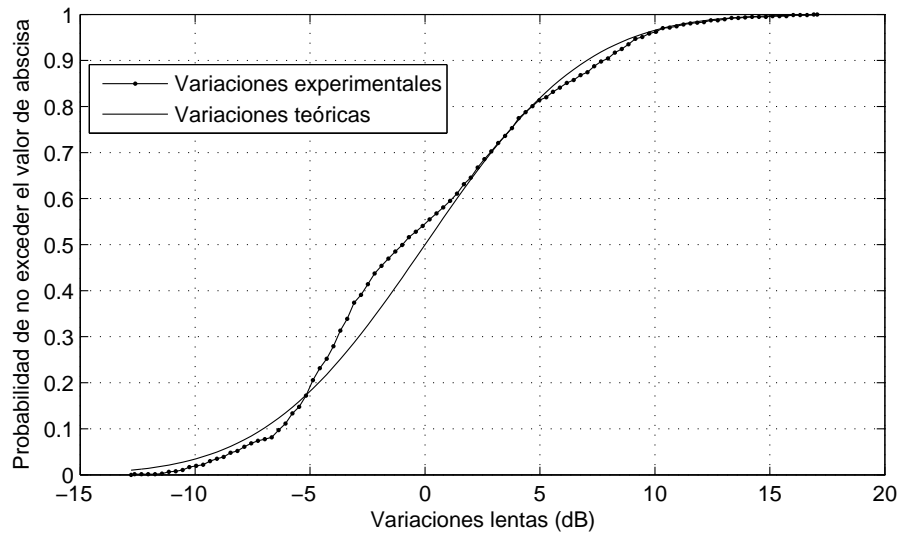
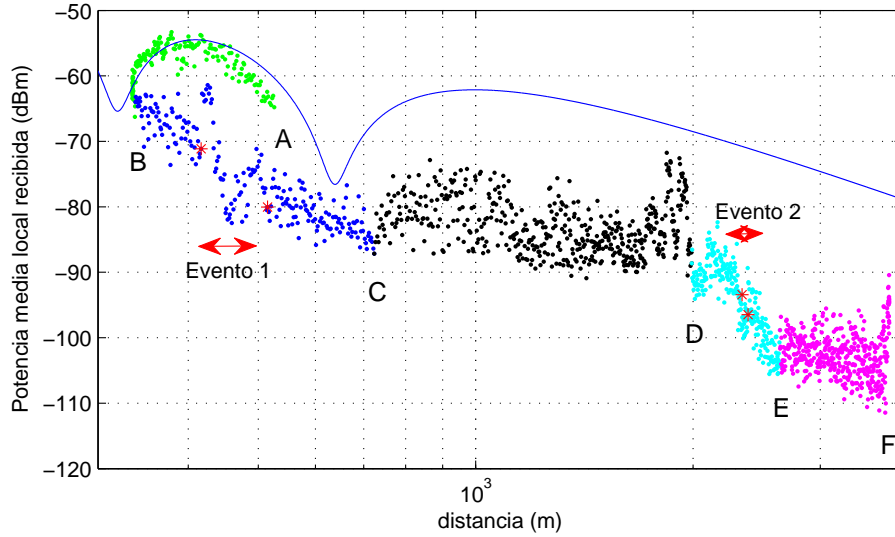


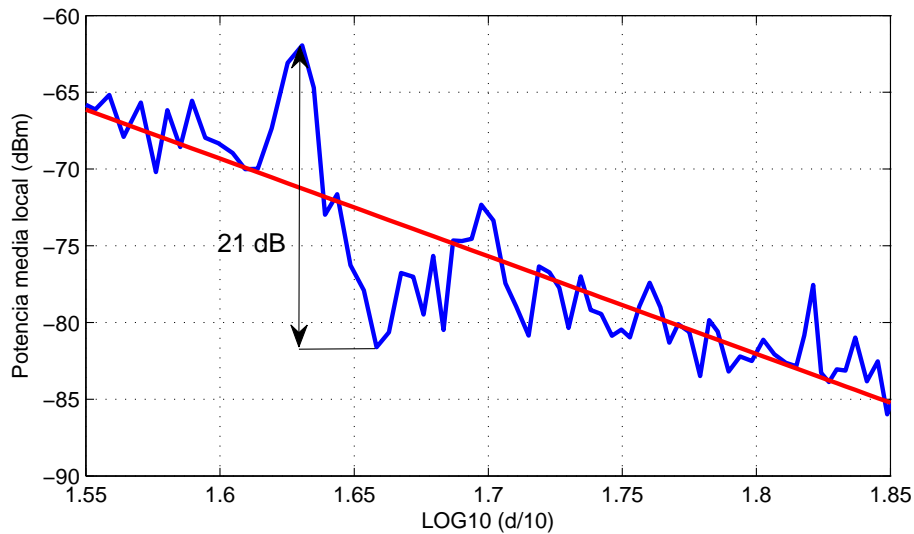
Figura 4.19: Función de distribución acumulada para las variaciones lentas. Campaña Barco-Costa.

en la Figura 4.20b se muestran los valores medios locales del nivel de la señal recibida para la ruta de B a C, junto con una recta de regresión para este conjunto de datos. Se puede observar el efecto que tiene, sobre la señal recibida, el bloqueo temporal del trayecto directo por parte de un buque de grandes dimensiones. Como se comprobó durante la campaña, este buque se encontraba en movimiento, y tardó unos segundos en cruzar la línea de visión entre el transmisor y el receptor. El desvanecimiento registrado alcanza los 21 dB.

Una nueva tendencia se observa entre las marcas de posición C y D, donde la línea de visión se encuentra totalmente obstruida. A partir de D, la caída es muy pronunciada; hecho que se explica por la obstrucción adicional que originan los grandes pilares del puente. En la ruta de D a E, se puede destacar otro evento registrado durante la campaña. La presencia de un Ferry de grandes dimensiones en las inmediaciones del transmisor se indica en el intervalo cuyo origen y fin son las marcas de posición mostradas. Se trata de un evento de similares características al registrado en la ruta de B a C; no obstante, su efecto sobre la señal recibida no es claramente apreciable, debido a que la línea de visión se encuentra totalmente obstruida en esta zona. Finalmente, en el camino de ida, en la ruta desde E hasta F se observa



(a) Valores medios de potencia recibida (dBm) en la ruta de ida de la campaña de medidas de banda estrecha Barco-Costa. Como referencia: modelo de dos rayos con $h_t = 3$, $h_r = 5.45$, $f = 5.8 \text{ GHz}$, $\sigma = 10$ y $\epsilon_r = 70$.



(b) Desvanecimiento a gran escala debido al bloqueo temporal de la línea de vista por parte de una embarcación de gran calado.

Figura 4.20: Niveles medios recibidos en la ruta de ida y evento puntual. Campaña Barco-Costa.

Parámetro	Valor
Localización	-15.1747 dB
Escala	2.5928 dB
Media	-16.6714 dB
Desviación típica	3.3254 dB

Tabla 4.4: Parámetros y estadísticos principales del modelo de pequeña escala. Campaña Barco-Costa.

una nueva tendencia, con mayor dispersión de los niveles medios de señal.

En el camino de vuelta se observan unos efectos similares, con la salvedad de que, en este caso, la propia embarcación obstruye parte de la señal transmitida cuando esta se dirige en la dirección de la antena receptora. Hay que destacar, también, que se cubren algunos rangos de distancia diferentes, y que el oleaje en la ruta de vuelta se incrementó notablemente, causando un movimiento no despreciable en la embarcación. Este hecho explica, al menos parcialmente, la mayor dispersión de los valores, a distancias cortas, en la ruta de vuelta de la campaña.

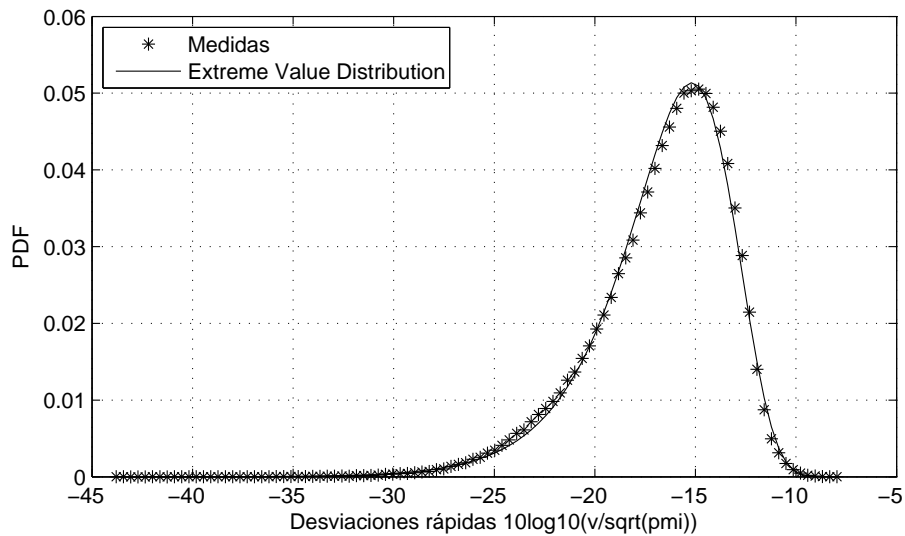
4.6.2. Modelo a pequeña escala

En la Figura 4.21 se muestra la función de densidad de probabilidad y la función de distribución acumulada para las variaciones a pequeña escala. Además, se representa la función de distribución continua que mejor se ajusta a la función de distribución experimental. Dicha función resulta ser, al igual que para las dos campañas anteriores, la función de valor extremo cuyos parámetros y estadísticos principales se recogen en la Tabla 4.4.

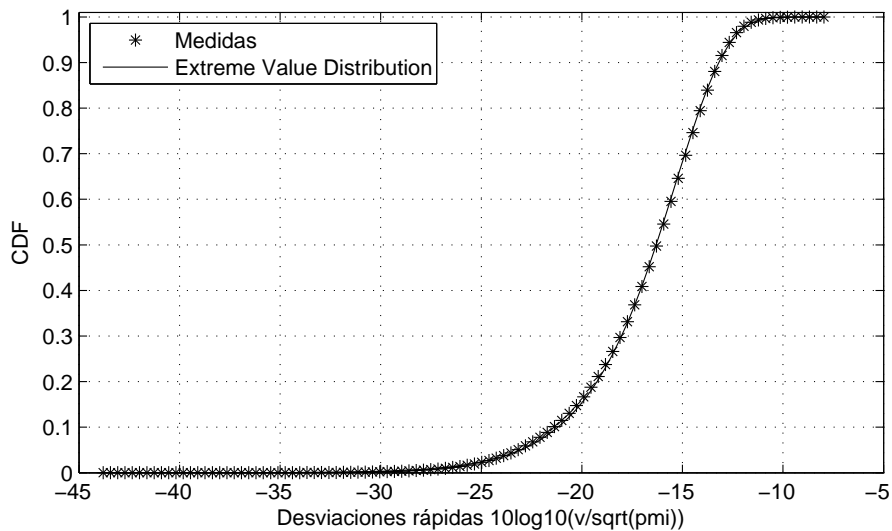
4.7. Resumen de resultados

4.7.1. Modelo a gran escala

En la Tabla 4.5 se muestran los principales resultados en relación al modelo a gran escala. Teniendo en cuenta los condicionantes que tienen lugar en cada una de las campañas, se ha verificado experimentalmente que cuanto más se obstaculiza la señal en propagación, mayores valores de los parámetros



(a) Función de densidad de probabilidad.



(b) Función de distribución acumulada.

Figura 4.21: PDF y CDF para las variaciones a pequeña escala. Campaña Barco-Costa.

n y σ se obtienen. En la campaña Boya-Bote, si bien las alturas de las antenas son bajas (1.9 y 3.3 metros), la obstaculización que provoca el escenario no es tan severa como en la campaña Barco-Costa; donde grandes infraestructuras costeras y marítimas se interponen entre transmisor y receptor,

Campana	Exponente de pérdidas (n)	Desviación estándar (σ)
<i>Boya – Bote</i>	2.6551	4.9132 dB
<i>Barco – Costa</i>	3.3927	5.4924 dB
<i>Boya – Buque</i>	5.6446	6.3562 dB

Tabla 4.5: Valores obtenidos de los parámetros del modelo a gran escala.

particularmente en las cercanías del receptor -en la costa- y en la campaña Boya-Buque; donde se tiene en consideración el efecto de la obstaculización de entornos urbanos densamente poblados interpuestos entre transmisor y receptor.

A la luz de los resultados experimentales, se puede concluir que el modelo de dos rayos es útil en escenarios marítimos, siempre y cuando las transmisiones se realicen en condiciones LOS. Las medidas disponibles en estas condiciones, en las tres campañas planificadas, reflejan un buen ajuste con el modelo teórico. No obstante, se debe considerar que dicho modelo teórico no tiene en cuenta la diversidad de condicionantes que impone un escenario real de propagación, y que, por lo tanto, este tendrá ciertas limitaciones. El modelo teórico no contempla la presencia de obstáculos, salvo el que representa la propia superficie marina. Así, la presencia de olas, buques, boyas, línea costera, etc., provoca, en general, un entorno multitrayecto -con más de dos trayectos- para la señal transmitida que puede llegar a originar desvanecimientos severos, como se ha comprobado. Asimismo, estos obstáculos pueden causar obstrucciones totales o parciales de la línea de visión directa. La propia dinámica natural del oleaje hace que las alturas relativas de las antenas no sean constantes y la reflexión no se produzca sobre una superficie lisa, dando lugar a una dispersión aleatoria de la señal incidente en diversos puntos de la superficie del mar. Además, debido a la misma causa, el apuntamiento de las antenas no será el óptimo en todo momento.

Mención especial merece el hecho de que se ha verificado experimentalmente el último nulo predicho por el modelo teórico de dos rayos. La presencia de mínimos de transmisión a lo largo del radiocanal condiciona el despliegue de nodos de red. Además, en general, se ha verificado que, en condiciones LOS, las desviaciones respecto al valor de la pérdida de trayecto resultan de menor rango dinámico que en condiciones NLOS.

En todo caso, las desviaciones de los valores medios locales del nivel de

Campaña	Parámetro de localización (ν)	Parámetro de escala (ζ)
<i>Barco – Costa</i>	-15.1747 dB	2.5928 dB
<i>Boya – Bote</i>	-15.7496 dB	3.4469 dB
<i>Boya – Buque</i>	-15.9344 dB	3.5972 dB

Tabla 4.6: Valores obtenidos de los parámetros del modelo a pequeña escala.

la señal recibida respecto a la pérdida de trayecto, siguen una distribución Gaussiana. Este hecho queda patente en la función de distribución acumulada y en la función de densidad de probabilidad para dichas desviaciones, obtenidas utilizando los datos de las tres campañas, mostradas en la Figura 4.22. Las muestras utilizadas, x_n , para el cómputo de dichas funciones, han sido obtenidas tras normalizar las desviaciones, utilizando el valor medio, μ , y la desviación típica, σ , como se indica en la Ecuación 4.19. Es decir, para computar la funciones de probabilidad, se han normalizado los datos (individualmente para cada campaña) mediante el valor medio -próximo a cero- y la desviación típica de cada campaña.

$$x_n = \frac{(x - \mu)}{\sigma} \quad (4.19)$$

4.7.2. Modelo a pequeña escala

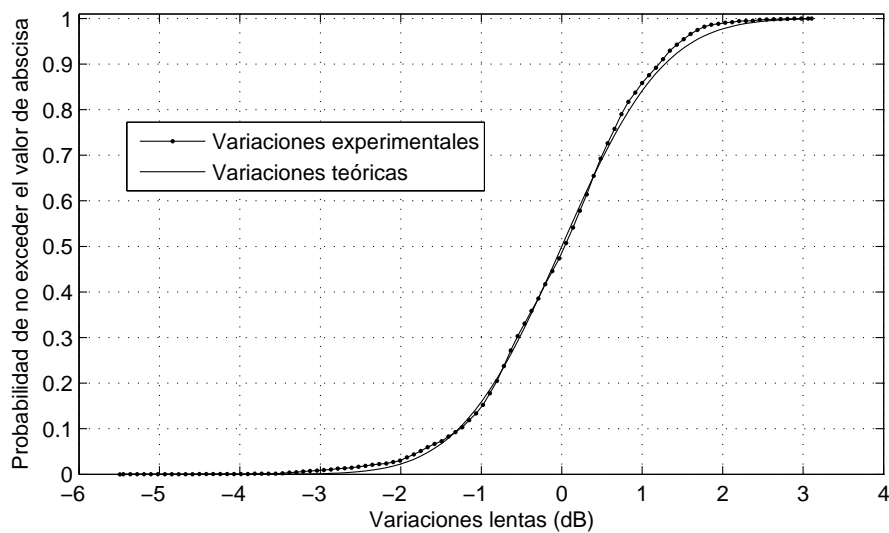
En la Figura 4.23 se muestran las tres funciones de densidad de probabilidad para las variaciones a pequeña escala correspondientes a las tres campañas planificadas. En la Tabla 4.6 se muestran los parámetros de la función de distribución de valor extremo que mejor se ajusta a la función de distribución experimental de cada campaña. Como se puede observar, los parámetros del modelo se mantienen en valores muy similares para las tres campañas. Quizás, merece especial mención el hecho de que el parámetro de escala para la campaña Barco-Costa sea relativamente inferior al obtenido en las otras dos campañas. Conviene recordar que en dicha campaña el receptor se mantuvo estático junto a la costa.

En la Figura 4.24 se muestra la función de densidad de probabilidad y la función de distribución acumulada para los valores experimentales obtenidos en las tres campañas. La Tabla 4.7 recoge los valores de los parámetros que

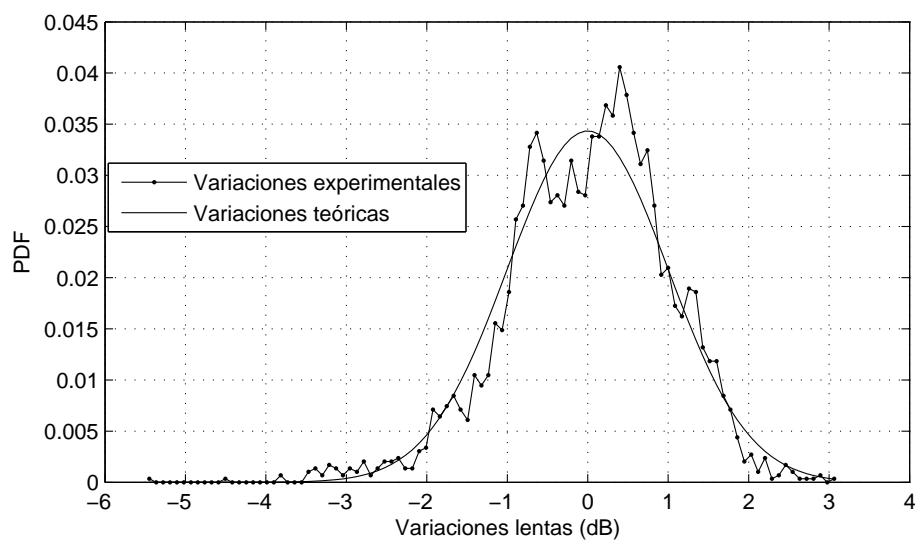
Parámetro	Valor
Localización	-15.6704 dB
Escala	3.3237 dB
Media	-17.5889 dB
Desviación típica	4.2628 dB

Tabla 4.7: Parámetros y estadísticos principales de la distribución de valor extremo que ajusta a todos los valores experimentales correspondientes a las variaciones a pequeña escala.

mejor ajustan el modelo teórico al modelo experimental, así como el valor medio y la desviación típica de dicho modelo.



(a) Función de distribución acumulada.



(b) Función de densidad de probabilidad.

Figura 4.22: CDF y PDF para las variaciones lentas (desviaciones normalizadas de los valores medios locales respecto a la pérdida de trayecto). Todas las campañas.

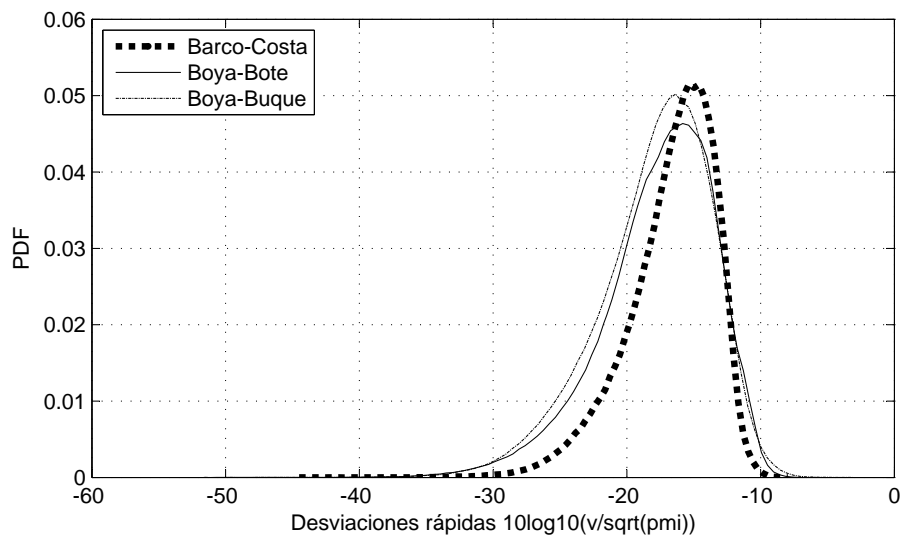
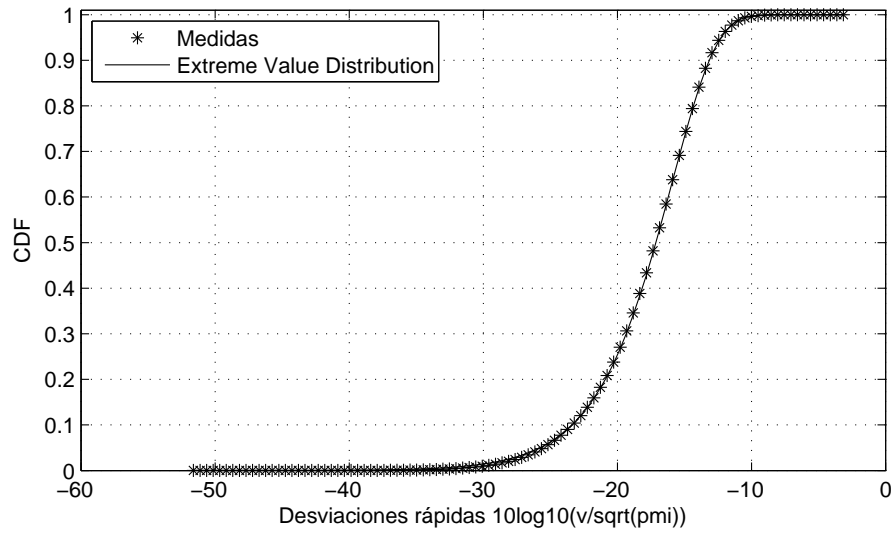
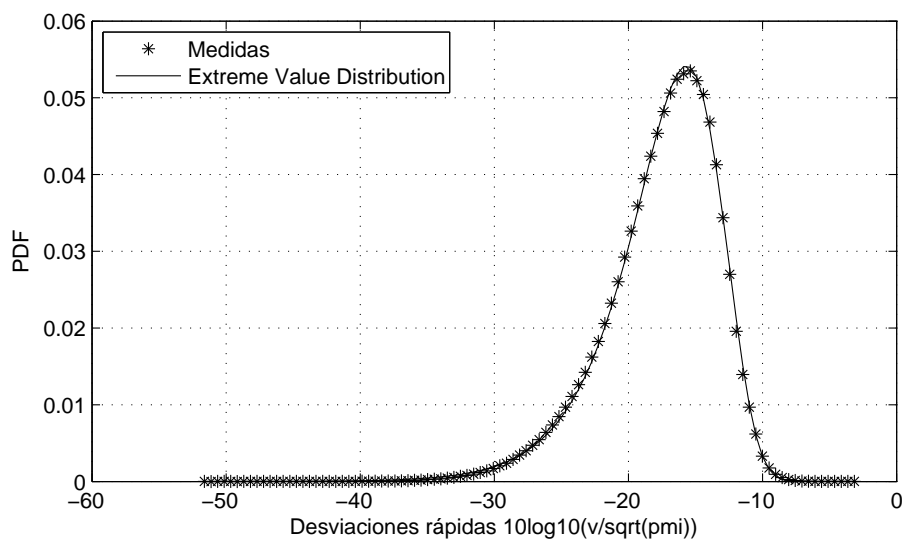


Figura 4.23: Funciones de densidad de probabilidad para las variaciones a pequeña escala.



(a) Función de distribución acumulada.



(b) Función de densidad de probabilidad.

Figura 4.24: CDF y PDF para las variaciones a pequeña escala. Todas las campañas.

Capítulo 5

Caracterización en banda ancha

5.1. Introducción

La propagación de ondas electromagnéticas a frecuencias de microondas se modela a través de un trayecto directo entre transmisor y receptor -si existe línea de visión directa (LOS) entre ambos- y múltiples trayectos indirectos, debidos fundamentalmente a reflexiones, dispersiones y difracciones sobre la señal en propagación que provocan los elementos del escenario. Como se citó en el Capítulo 2, la propagación multitrayecto es ciertamente característica en escenarios marítimos, donde, por nombrar alguna particularidad, la propia superficie del mar y las estructuras metálicas de buques de gran tamaño se presentan como elementos que reflejan la señal de forma intensa. Como resultado, la señal recibida consiste en la suma de diversas componentes que tienen, en general, diferentes amplitudes, ángulos de fase y direcciones de llegada.

El canal móvil multitrayecto queda caracterizado por su respuesta impulsiva, que varía temporalmente a una tasa que depende de la velocidad de los terminales implicados en la comunicación y de los dispersores presentes en el escenario. Por lo tanto, un receptor no sólo tiene que combatir la distorsión de la señal recibida originada por la propia naturaleza de la propagación multitrayecto, sino también la variabilidad temporal de dicha distorsión. Tales características del canal radio móvil son descritas por los perfiles del retardo de potencia (PDP) y el espectro Doppler, que a su vez se pueden obtener mediante medidas de sondeo de canal de banda ancha.

En el presente capítulo se presentan resultados obtenidos de la caracte-

rización experimental del canal, realizada a partir de señales de sondeo de banda ancha. En concreto, se estudia el enlace inalámbrico entre una antena instalada en una boya (transmisor) y una antena instalada en un buque (receptor), que quedó instalado en una posición fija junto a la costa, en un escenario costero típico. El estudio se centra en la caracterización del canal en el dominio del retardo a través de medidas del PDP. Para ello, el proceso se realiza en dos etapas: una caracterización a pequeña escala en intervalos de corta duración temporal (correspondiendo a rutas o trayectos espaciales del terminal móvil de varias longitudes de onda), y una caracterización a gran escala sobre una área de mayor extensión.

Para la caracterización a pequeña escala, se estima el PDP que representa a un intervalo determinado y se extraen dos parámetros de canal de interés: el *retardo medio* y la *dispersión del retardo*. En el dominio de la frecuencia, el parámetro más relevante es el *ancho de banda de coherencia*, que se extrae de la función de correlación de frecuencias separadas. El estudio se completa con el análisis de las funciones de distribución de los valores para dichos parámetros, obtenidos en una misma ubicación del transmisor. Por su parte, la caracterización a gran escala se lleva a cabo mediante la obtención de las funciones de distribución de los valores para los parámetros anteriores, obtenidos en todas las ubicaciones del transmisor, en el entorno de propagación bajo estudio.

5.2. Planificación de la campaña de medidas

Las medidas se realizaron en un día soleado, con una humedad relativa que alcanzó el 98 %, y el estado de la mar fue de marejadilla (lo que causó un continuo balanceo de la boya). Algunos datos climatológicos de interés recogidos por la estación climatológica de Cádiz en el día de las pruebas se muestran en la Tabla 5.1. La temperatura se mantuvo entre 21 °C y 25.6 °C, y la presión atmosférica máxima fue de 1013.4 hPa. Además, se registraron rachas de viento de 12.5 m/s. Las condiciones meteorológicas descritas influyeron en la dinámica de la boya, haciendo que las medidas se llevaran a cabo en condiciones relativamente adversas. La influencia de estos y otros condicionantes en las medidas de propagación se citan más adelante.

Para la realización de las medidas se contó con el buque hidrográfico *Rigel* de la Armada Española, y con la embarcación *Bryan Primero* y la

Parámetro	Valor
Temperatura máxima	25.6 °C
Temperatura mínima	21.0 °C
Velocidad media del viento	5.8 m/s
Racha máxima del viento	12.5 m/s
Precipitación	0 mm
Presión máxima	1013.4 hPa
Presión mínima	1009.6 hPa
Duración de la insolación	12.5 h

Tabla 5.1: Parámetros climatológicos de interés registrados por la estación de Cádiz el día 12/07/2011. Fuente: AEMET.

boya oceanográfica, propiedad de la Universidad de Cádiz. La antena del sistema transmisor fue instalada en el mástil presente en la boya. El resto de elementos del sistema transmisor (el generador de señal, el amplificador de banda ancha y la fuente de alimentación) fueron instalados en la cabina del la embarcación *Bryan*. Por su parte, la antena del sistema receptor fue instalada en un mástil presente en la cubierta del buque hidrográfico. Las posiciones de los dos sistemas se establecieron mediante GPS. Las alturas de las antenas de la boya y de la estación base -sobre la línea de flotación- fueron de 1.7 metros y 5.45 metros, respectivamente.

Las transmisiones se realizaron desde la boya, que fue fondeada en diferentes ubicaciones dentro del saco interno de la bahía de Cádiz; y la recepción se llevó a cabo en el buque hidrográfico, que estuvo varado en la base naval de Puntales. En la Figura 5.1 se ilustra la ubicación fija de la estación base receptora y las diferentes ubicaciones en las que se fondeó la boya transmisora.

Las transmisiones se llevaron a cabo estando la boya en uno de los dos modos siguientes: normal o estable. Mientras que en el primer modo la boya opera en condiciones operacionales normales; es decir, efectúa movimientos típicos, en el segundo se fuerza a la boya a mantener una cierta estabilidad, quedando esta instalada junto a la embarcación auxiliar utilizada. En la Tabla 5.2 se indica el modo de transmisión que se llevó a cabo en cada ubicación.



Figura 5.1: Ubicación fija del receptor (en rojo) y ubicaciones en las que se fondeó la boya transmisora (en amarillo) en la campaña de medidas de banda ancha.

Modo de transmisión	Ubicaciones TX
NORMAL	1-7, 9, 10, 16, 18, 22, 24, 26, 28, 29, 30, 32, 34 y 38, 39 y 42
ESTABLE	8, 11-15, 17, 19-21, 23, 25, 27, 31, 33, 35-37, 40 y 41

Tabla 5.2: Modo de transmisión en cada ubicación de la campaña.

5.3. Análisis preliminar

A continuación se describe la metodología llevada a cabo para obtener los perfiles del retardo de potencia, a partir de los cuales se obtienen los principales parámetros del canal multitrayecto. En primer lugar, se expone la metodología para definir los intervalos temporales en los que se computan los perfiles. Seguidamente, se explica el procesado previo de dichos perfiles, necesario para obtener los parámetros de canal de interés. Específicamente, se define un umbral para reducir la contribución de ruido y señales espurias de las mediciones, y se fija la relación mínima de nivel de cresta a señal no esencial requerida para incluir un determinado perfil en el análisis global de

los datos.

5.3.1. Definición de los intervalos de análisis

Como se ha mencionado anteriormente, la caracterización a pequeña escala del canal inalámbrico requiere definir previamente el intervalo temporal sobre el que se lleva a cabo el estudio. En dicho intervalo, se computa el perfil del retardo de potencia promedio, a partir de los perfiles instantáneos medidos, partiendo de la premisa de que las estadísticas de la señal recibida no cambian notablemente.

En general, para simplificar el proceso de modelado, es deseable que el canal pueda ser considerado WSSUS (Wide Sense Stationary Uncorrelated Scatterer) en ese intervalo. Por un lado, WSS (Wide Sense Stationary) significa que la función de autocorrelación de la respuesta impulsiva debe ser independiente de la variable tiempo. Por razones físicas, es obvio que la función de autocorrelación de la respuesta impulsiva para un retardo nulo (es decir, la potencia media) varía en función del tiempo, cuando el transmisor está en movimiento respecto del receptor. Sin embargo, la potencia media sí podría considerarse constante sobre un intervalo temporal lo suficientemente pequeño. De ahí la necesidad de definir correctamente dicho intervalo: si fuese demasiado largo no se cumpliría la hipótesis de estacionaridad mencionada; mientras que si fuese demasiado corto, el número de muestras obtenidas sería insuficiente para realizar el análisis. Por otro lado, US (Uncorrelated Scatterer) implica que los efectos de desvanecimiento, que provocan los diferentes elementos del escenario, están incorrelados entre sí. Esta condición se cumple generalmente en escenarios de exterior, aunque sea de forma aproximada (Molisch, 2011).

Para fijar de forma correcta el intervalo temporal se pueden seguir distintas estrategias. El procedimiento llevado a cabo en este trabajo está basado en un análisis de correlación temporal. En (Maliatsos et al., 2006c) se realiza un estudio basado en este mismo tipo de análisis, utilizando diferentes umbrales, y aplicado a condiciones y bandas de frecuencias diferentes. A continuación se detalla la metodología que se ha seguido.

- Sea $p(t)$ la potencia instantánea de la señal recibida, es inmediato obtener la función bidimensional $pdp(s, \tau)$, a partir de $p(t)$, siendo s la variable temporal, y τ la variable del retardo, de tal manera que por

cada valor de s se tiene un perfil del retardo de potencia instantáneo. Es decir, se estructuran los datos discretos obtenidos directamente por el sistema en una matriz cuyas filas se pueden interpretar, según se ha explicado anteriormente, como estimaciones del perfil del retardo de potencia instantáneo.

- Con el objeto de reducir la influencia de señales espurias, implícitas en la señal recibida, sobre los parámetros de interés, se computa la función $apdp(k, \tau)$, que se obtiene a partir de $pdp(s, \tau)$ promediando, sobre la variable tiempo s , en intervalos temporales cortos de la misma duración. Por ejemplo, se ha elegido un intervalo de prueba inicial que corresponde a 100 perfiles instantáneos consecutivos (0.25 ms según nuestra configuración). Se ha seguido el criterio de dividir la señal pdp en un número de intervalos entero, siendo estos lo suficientemente pequeños como para poder asumir que las condiciones multitrayecto no varían (esto se comprobará en el siguiente paso), y lo suficientemente grandes como para reducir considerablemente el nivel de ruido en la señal recibida. A modo de ejemplo, el primer perfil promediado ($k = 1$), $apdp(1, \tau)$, se calcula tal y como se indica en la Ecuación 5.1. Utilizando este tamaño de ventana, en un conjunto de datos de 0.1 segundos (40000 perfiles instantáneos), se computarían 400 perfiles promediados.

$$apdp(1, \tau) = \langle pdp(s, \tau) \rangle_{s \in [1, 100]} \quad (5.1)$$

- Como se ha expuesto, la elección final de la ventana temporal en la que se efectúa el estudio de pequeña escala debe ser tal que las estadísticas de la señal recibida no cambien notablemente. Esto se comprobará mediante un análisis de todos los conjuntos de datos recogidos. En particular, una primera comprobación se podría realizar a partir del estudio de la variación de la potencia recibida en función del tiempo. Sin embargo, un estudio más completo consiste en el análisis del coeficiente de correlación del primer PDP promediado con los siguientes; es decir, para cada traza de datos, partiendo de $apdp(k, \tau)$, se obtiene un vector cuyos elementos son los valores de correlación de cada PDP con el primero. Así pues, cada valor de correlación se ha obtenido según la Ecuación 5.2. Como se indica, el resultado es un vector, c , cuyo elemento $c(l)$ es la correlación entre $apdp(l, \tau)$ y $apdp(1, \tau)$.

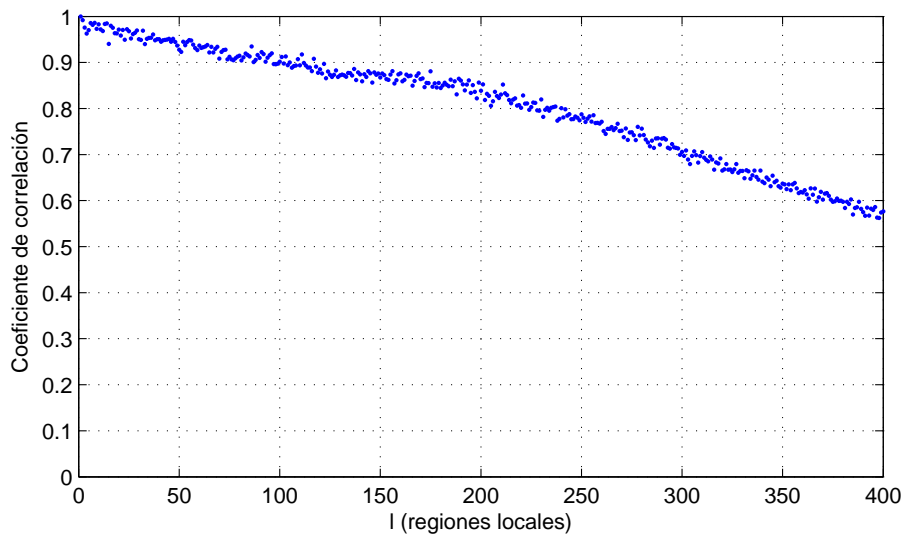
$$c(l) = \frac{\sum_{\tau} apdp(l, \tau) apdp(1, \tau)}{\max\{\sum_{\tau} apdp^2(l, \tau), \sum_{\tau} apdp^2(1, \tau)\}} \quad (5.2)$$

Con el ánimo de ilustrar gráficamente la metodología seguida, en la Figura 5.2a se muestra $c(l)$ para un conjunto particular de medidas experimentales (una traza completa de medidas tomada en una ubicación)¹. Como se observa, el coeficiente de correlación varía incluso en intervalos temporales tan cortos como el analizado (0.1 segundos). De hecho, en este caso presenta una cierta tendencia que se puede justificar, en parte, por la variabilidad de la directividad de la antena transmisora, dado el movimiento natural de la plataforma flotante que la sustenta.

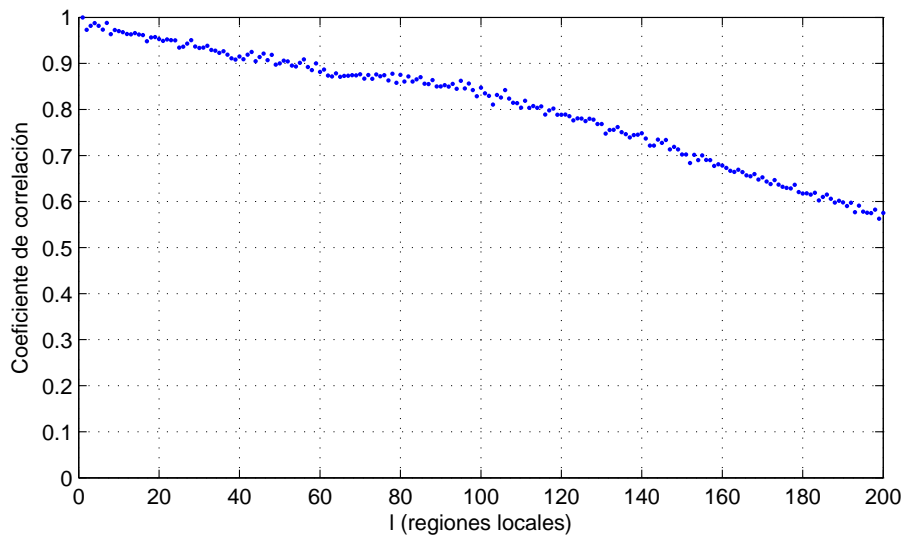
- Llegados a este punto, cabe preguntarse si el intervalo temporal elegido es el adecuado. Analizando la Figura 5.2a, se puede observar una cierta dispersión del coeficiente de correlación representado. Esta circunstancia puede deberse a la influencia de parte del ruido aditivo que aún está presente en los perfiles promediados. Esta hipótesis justificaría la elección de un intervalo temporal mayor. Así, se ha fijado el criterio de seleccionar un intervalo temporal mayor, múltiplo entero de 100 (el intervalo temporal de partida, equivalente a 100 perfiles instantáneos), que cumpla con la condición de ser el intervalo más pequeño que haga que el coeficiente de correlación (obtenido según indica la Ecuación 5.2) sea inferior a 0.95. Esta medida proporciona un criterio a partir del cual se puede decidir el intervalo temporal en el que se puede considerar que las condiciones multitrayecto se mantienen aproximadamente constantes. Para ello, se han analizado los coeficientes de todos los conjuntos de datos (ver Apartado D.2) y se ha obtenido un intervalo de 0.5 ms (200 perfiles instantáneos).

En la Figura 5.2b se muestra el mismo análisis utilizando el nuevo intervalo temporal; es decir, en este caso los perfiles promediados se hallan sobre un intervalo de 0.5 ms. Lógicamente, el número de coeficientes computados se ha reducido a la mitad respecto al analizado en la Figura 5.2a, ya que cada PDP se computa sobre un intervalo temporal que en este caso es el doble y, por lo tanto, el número de perfiles hallados en la misma unidad de tiempo es la mitad.

¹Este conjunto de datos se estudiará en detalle en el Apartado 5.4.2.



(a) El intervalo de cómputo de cada PDP es de 0.25 ms.



(b) El intervalo de cómputo de cada PDP es de 0.5 ms.

Figura 5.2: Coeficientes de correlación obtenidos, para diferentes intervalos de análisis, como se indica en la Ecuación 5.2 para un conjunto de datos experimentales.

Analizando la Figura 5.2b se observa que, efectivamente, en este caso la dispersión de los datos ha disminuido, como era de esperar, y la tendencia se mantiene. Esta afirmación se extiende a otros tamaños de ventana

temporal (ver Figura D.1). Resultados similares se han encontrado en todos los conjuntos de datos analizados para diferentes ubicaciones del transmisor.

- A partir de aquí, considerando que el efecto del ruido aditivo sobre las medidas se puede despreciar, se comprobará si el tamaño de ventana fijado es adecuado. Para ello, utilizando este, se calcula un nuevo vector, cp , cuyo elemento $cp(l)$ es el coeficiente de correlación cruzada de $apdp(l, \tau)$ y $apdp(l + 1, \tau)$. Esta operación se indica en la Ecuación 5.3. Es decir, se llevará a cabo la correlación entre perfiles consecutivos (los perfiles incluidos en $apdp$, se han hallado a partir de pdp usando el nuevo intervalo de 0.5 ms).

$$cp(l) = \frac{\sum_{\tau} apdp(l, \tau)apdp(l + 1, \tau)}{\max\{\sum_{\tau} apdp^2(l, \tau), \sum_{\tau} apdp^2(l + 1, \tau)\}} \quad (5.3)$$

En la Figura 5.3 se muestran estos coeficientes para el conjunto de datos bajo estudio. Como se puede observar, en ningún caso el coeficiente de correlación cruzada entre dos perfiles consecutivos es inferior a 0.97, lo que indica una alta correlación.

- Finalmente, el procedimiento seguido en el punto anterior se repite para todas las trazas de datos obtenidas (para todas las ubicaciones del transmisor), y se verifica que ningún elemento del vector cp es inferior a un determinado umbral suficientemente alto, fijado en 0.8. Por lo tanto, se tendrá un vector cp por cada traza de datos, las cuales se analizan como un conjunto en esta etapa. Si los coeficientes correspondientes a las correlaciones cruzadas son inferiores a este umbral prefijado, consideraríamos que el tamaño de la ventana temporal elegido es demasiado grande, lo reduciríamos, y repetiríamos el proceso, ya que esto sería indicativo de que dos perfiles consecutivos están muy poco correlados. En cambio, si no es así, y los coeficientes correspondientes a las correlaciones cruzadas se mantienen en valores cercanos a la unidad, significaría que cada par de perfiles consecutivos está altamente correlado entre sí y, por lo tanto, el intervalo temporal estaría bien elegido.

Para un intervalo temporal de 0.5 ms , el menor coeficiente de correlación cruzada encontrado, analizando todos los conjuntos de datos, es en todo caso superior a 0.84 (ver Apartado D.2). Por lo tanto, se está

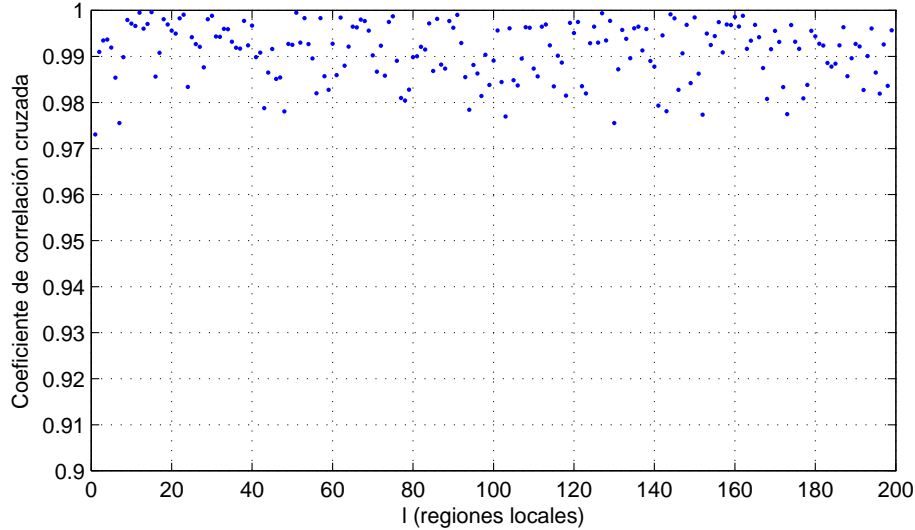


Figura 5.3: Ejemplo de coeficientes de correlación de perfiles obtenidos como se indica en la Ecuación 5.3 para un conjunto de datos experimentales. El intervalo de cómputo de cada PDP es de 0.5 ms.

en condiciones de afirmar, según nuestro criterio, que el intervalo está bien elegido.

Nótese que el efecto de fijar un intervalo temporal muy pequeño (aún disponiendo en el mismo de suficientes perfiles instantáneos para promediar) sería la obtención de parámetros de interés muy similares a los obtenidos en los intervalos de análisis adyacentes. Esto se explicará en detalle durante el análisis de los parámetros obtenidos.

Resumiendo, la metodología seguida para definir la duración temporal del intervalo de análisis consiste, en primer lugar, en el cómputo de perfiles promediados sobre intervalos temporales muy cortos. En segundo lugar, se estudia la correlación del primer PDP promediado con los siguientes (esta operación se lleva a cabo sobre cada conjunto de datos obtenidos en cada ubicación) para elegir una primera ventana temporal que cumpla la restricción mencionada. Finalmente, se decide que el intervalo es adecuado si la correlación entre pares de perfiles consecutivos no es inferior a un cierto umbral (de nuevo, la operación se lleva a cabo sobre cada conjunto de datos). Así, tras seguir esta metodología, el intervalo temporal elegido es el corres-

pondiente a 200 perfiles instantáneos; es decir, teniendo en cuenta que cada perfil instantáneo tiene una duración de $2.5 \mu s$, el intervalo de análisis se ha fijado en $0.50 ms$.

5.3.2. Procesado de los perfiles

Como se acaba de exponer, una vez definido el intervalo de análisis, se está en disposición de estimar el PDP representativo de dicho intervalo. A modo de referencia, en el Apartado D.3 se muestran 42 perfiles, correspondiendo cada uno de ellos al primero (de un total de 200) de los perfiles computados en cada ubicación en la que se fondeó la boya. Con el objeto de extraer de los perfiles los principales parámetros que caracterizan al canal, se requiere llevar a cabo un procesado previo como se indica a continuación.

Como primer paso, es necesario eliminar de los perfiles, en la medida de lo posible, la contribución del ruido y de las señales espurias de muy diversa naturaleza. No sólo es importante determinar con exactitud el nivel de suelo de ruido del equipo de medida, sino que, además, por la técnica de sondeo de canal utilizada, hay que tener en cuenta las posibles señales de microondas que emiten otras fuentes a frecuencias que caen dentro de la banda de interés del sistema de medida. Esto último obliga a medir el nivel de interferencia recibida en cada PDP promedio, ya que este puede ser variante en el tiempo. En la Recomendación ITU-R P.1407-4 (ITU, 2010), se cita la importancia de establecer un margen de seguridad sobre el nivel de ruido y/o señales no esenciales. De esta manera, tras realizar diversas medidas con el transmisor en diferentes ubicaciones del escenario, se ha determinado, finalmente, el umbral de ruido como el valor máximo de potencia media recibida, en un intervalo de tiempo en el que se comprueba que ningún componente multitrayecto alcanza al receptor, más un margen de seguridad de $0.5 dB$. El intervalo temporal elegido para computar el nivel de interferencia medio recibido se corresponde con el final de la traza de datos del PDP. En concreto, tras analizar todas las trazas válidas, se fijó un intervalo de 148 muestras al final de la traza. Es decir, de forma equivalente, el umbral de ruido se calcula sobre la última parte de la traza del PDP, de duración $0.8259 \mu s$, aproximadamente.

El segundo paso consiste en normalizar la variable retardo respecto al instante en el que se recibe la primera muestra del PDP. Así, de acuerdo con nuestro criterio, la primera muestra válida recibida es aquella que supera por primera vez el nivel de umbral fijado, y se representa en el origen del retardo

de tiempo. De la misma manera, la última es aquella que lo hace por última vez en el PDP.

Además, con el fin de asegurar la integridad de los datos, se propone, en la misma recomendación, utilizar una determinada relación mínima de nivel de cresta a señal no esencial (excluyendo el margen de seguridad sobre el umbral de ruido) para incluir un eco a la respuesta y, por lo tanto, tenerlo en cuenta en los cálculos estadísticos correspondientes. Con este criterio, se evita el análisis de perfiles cuyos componentes multitrayecto presentan ecos de niveles poco significativos y que, por lo tanto, pueden perturbar considerablemente los valores finales de los parámetros de canal computados. Se ha fijado un margen de 9 dB como criterio para incluir un determinado perfil en el análisis. Atendiendo al criterio anterior, los perfiles medidos en las ubicaciones etiquetadas como 7, 9, 10, 16, 22, 24, 26, 28, 39 y 42 (ver Figura 5.1) fueron descartados para el análisis por no cumplir con la restricción del mínimo ratio nivel de cresta a nivel de señal no esencial necesario para considerar al PDP como representativo del intervalo. En el Apartado D.3 se pueden visualizar los primeros perfiles computados en estas ubicaciones. Las ubicaciones finalmente tenidas en cuenta en el estudio se muestran en la Figura 5.4, donde se han mantenido las mismas etiquetas para cada ubicación.

La justificación se puede encontrar en las notas tomadas durante la campaña de medidas. Estas se recogen de forma resumida en la Tabla 5.3. Nótese que en las ubicaciones descartadas para el análisis, las transmisiones fueron realizadas con la boya operando en modo normal. En el caso de las medidas realizadas para las ubicaciones 7, 9 y 10, el transmisor no sólo se encuentra a una gran distancia del receptor, influyendo en la transmisión el espigón presente en el escenario, sino que, además, la estabilidad del mástil quedó comprometida por las rachas de viento que provocaron una corriente marina superficial no despreciable. En el caso de las mediciones realizadas para las ubicaciones 16, 22 y 24, además de la particularidad anterior, el espigón obstruye de forma considerable la señal transmitida. Por su parte, las trazas 26 y 28 se tomaron estando la boya expuesta a una corriente marina muy alta. Finalmente, las transmisiones 39 y 42 se realizaron manteniendo una distancia muy corta entre transmisor y receptor, y estando la boya sometida a unas rachas de viento moderadas.

Nótese que el ratio nivel de cresta a nivel de señal no esencial puede resultar ser tan bajo que el receptor del sistema de sondeo puede llegar a no

detectar el nivel de disparo, necesario para iniciar la captura de datos². Por ejemplo, cuando algún dispersor del entorno bloquea la señal transmitida, o el balanceo de la boya es tal que el apuntamiento de la antena transmisora no es óptimo, la potencia recibida correspondiente al primer eco puede no ser lo suficientemente alta como para activar el flanco de inicio de captura de la señal recibida. A modo de ejemplo, la Figura D.92 y la Figura D.113 muestran los perfiles computados en las ubicaciones 7 y 28, respectivamente. En definitiva, como se comprobó experimentalmente para las ubicaciones descartadas para el análisis, el ratio nivel de cresta a nivel de señal no esencial fue inferior al fijado debido a los efectos combinados citados anteriormente.

Es importante destacar que las mediciones que cumplen con la relación mínima de nivel de cresta a nivel de señal no esencial que se realizaron en modo normal, se llevaron a acabo en condiciones LOS a distancias no muy elevadas. La excepción se encontró en la traza 18, aunque para los perfiles computados en esta ubicación se puede apreciar una alta atenuación del rayo principal, debido a la obstrucción que impone el espigón interpuesto entre transmisor y receptor. Por otra parte, merece especial mención el hecho de que para todas las transmisiones realizadas en modo estable, se cumple la restricción del ratio mínimo nivel de cresta a nivel de señal no esencial. Por lo tanto, la estabilidad de la boya se presenta como un aspecto de gran relevancia.

El resto de las notas incluidas en la Tabla 5.3 son útiles para justificar algunos ecos no despreciables encontrados en las trazas correspondientes a las transmisiones 4 y 27, y que se deben a embarcaciones presentes en el escenario. En las trazas 5, 8 y 35 también se identificaron ecos significativos.

5.4. Resultados

5.4.1. Potencia media de la señal recibida

La potencia media de la señal recibida se puede hallar computando el momento de orden cero del perfil del retardo de potencia. En la Ecuación 5.4 se indica la versión en tiempo continuo de dicho cómputo, asumiendo la transmisión de un impulso como señal de sondeo. Con $p(\tau)$ se denota al perfil

²Para las ubicaciones 37-42 el suelo de ruido varía porque se modificó el rango dinámico del VSA.

Ubicación TX	Notas
7, 9 y 10	Modo Normal. Gran distancia y rachas de viento.
16, 22 y 24	Modo Normal. El espigón obstruye la señal y rachas de viento.
26 y 28	Modo Normal. Corriente marina muy alta.
39 y 42	Modo Normal. Distancias cortas y rachas de viento.
1-3, 5, 6, 18, 29, 30, 32, 34 y 38	Modo Normal.
4	Modo Normal. Buque de gran tamaño en las cercanías del transmisor.
8, 11-15, 17, 19-21, 23, 25, 31, 33, 35-37, 40 y 41	Modo Estable.
27	Modo Estable. Buque de pequeño tamaño en escenario.

Tabla 5.3: Notas tomadas durante la campaña experimental.

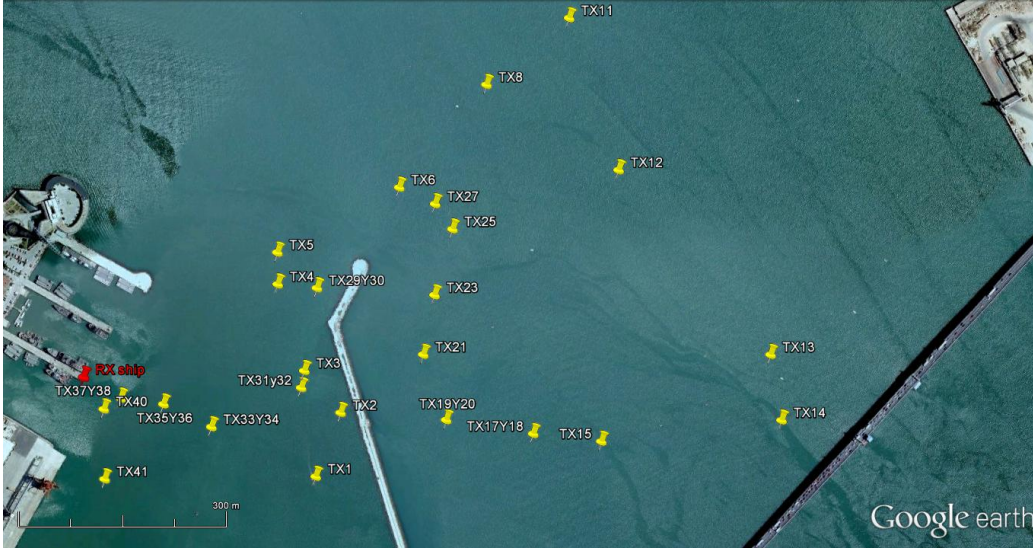


Figura 5.4: Ubicación fija del receptor y las ubicaciones válidas desde las que se realizaron las transmisiones con la boya.

del retardo de potencia, siendo τ_0 y τ_N los instantes en los que $p(\tau)$ rebasa el nivel de umbral por primera y última vez, respectivamente.

$$p_m = \int_{\tau_0}^{\tau_N} p(\tau) d\tau \quad (5.4)$$

Dado que la señal de sondeo consiste en una señal rectangular con un ancho de pulso finito, la resolución temporal es precisamente la duración del pulso (20 ns). Teniendo en cuenta que el receptor muestrea la señal recibida a una determinada frecuencia de muestreo (179.2 MHz), en cada periodo correspondiente a la duración del ancho del pulso transmitido se tomarán, en media, K muestras $(3.5840)^3$. De esta manera, la potencia media local se puede estimar a partir de cada PDP como se indica en la Ecuación 5.5, donde T_i es el tiempo de muestreo, y $i = 1$ y N son los índices de la primera y la última muestra del perfil que quedan por encima del umbral de ruido.

$$p_m = \frac{1}{K} \sum_{i=1}^N p(T_i) \quad (5.5)$$

³Aunque el número de muestras en un intervalo finito de tiempo es un número entero y positivo, el cálculo de la potencia media recibida es más exacto tomando este valor decimal.

En la Figura 5.5 se muestran los valores experimentales de potencia media recibida en unidades logarítmicas (Ecuación 5.6), junto con los valores de potencia media recibida que predicen dos modelos de propagación teóricos de referencia presentados anteriormente: el modelo de espacio libre y el modelo de dos rayos para polarización vertical. Es importante destacar que, para cada valor de distancia, se computan 200 valores de potencia recibida, ya que, como se ha mencionado anteriormente, en cada trama de medidas (40000 perfiles instantáneos en 0.1 segundos), cada perfil del retardo de potencia se obtiene promediando 200 perfiles instantáneos. Los medidas presentadas corresponden al valor medio obtenido para cada distancia.

$$P_m(dBm) = 10\log_{10}(p_m(mW)) \quad (5.6)$$

Los valores teóricos de potencia recibida que predicen los modelos de espacio libre y de dos rayos se han calculado como se indica en la Ecuación 5.7 y en la Ecuación 5.8, respectivamente. En ambas expresiones se han utilizado los datos de la configuración física del sistema de sondeo que se presentan en la Tabla 5.4.

$$P_{rb} = P_{TX} + G_{AMP} - L_{CAB_{TX}} + G_{TX} - L_B + G_{RX} - L_{CAB_{RX}} \quad (5.7)$$

$$P_{rl} = P_{TX} + G_{AMP} - L_{CAB_{TX}} + G_{TX} - L_{TV} + G_{RX} - L_{CAB_{RX}} \quad (5.8)$$

La pérdida de transmisión, que predice el modelo de espacio libre y el modelo de dos rayos, se calcula a través de las expresiones indicadas en las Ecuaciones 5.9 y 5.10, respectivamente; donde d es la distancia entre transmisor y receptor, λ es la longitud de onda de transmisión, R_v es el coeficiente de reflexión complejo (con módulo $|R_v|$ y fase β) en la superficie del mar, y Δ es la fase debida a la diferencia de recorridos del rayo directo y el rayo reflejado. Estos parámetros se definieron, también, en el Capítulo 4. El código de Matlab© desarrollado para obtener los datos mostrados en la Figura 5.5 se incluye en el Apéndice B.

Como se puede observar en la Figura 5.5, los valores experimentales se ajustan a los datos teóricos en varios rangos de distancia. Sin embargo, como era de esperar, existen desviaciones debidas a los diferentes efectos que introduce el canal de propagación, no incluidos en las funciones de los modelos teóricos representados.

Parámetro	Descripción	Valor
P_{TX}	Potencia media transmitida	0 dBm
G_{AMP}	Ganancia amplificador	32 dB
$L_{CAB_{TX}}$	Pérdidas en cables y conectores del transmisor	4 dB
G_{TX}	Ganancia de antena transmisora	9 dB
L_B	Pérdidas de transmisión modelo espacio libre	Eq. 5.9
L_{TV}	Pérdidas de transmisión modelo dos rayos	Eq. 5.10
G_{RX}	Ganancia de antena receptora	9 dB
$L_{CAB_{RX}}$	Pérdidas en cables y conectores del receptor	5 dB

Tabla 5.4: Descripción y valor de los parámetros utilizados en el balance de potencias.

$$L_B(dB) = 20 \log_{10} \left(\frac{4\pi d}{\lambda} \right) \quad (5.9)$$

$$L_{TV}(dB) = 10 \log_{10} \left(\frac{\left(\frac{4\pi d}{\lambda} \right)^2}{1 + |R_v|^2 + 2|R_v| \cos(\Delta + \beta)} \right) \quad (5.10)$$

5.4.2. Caracterización a pequeña escala

Como se ha expuesto en el Apartado 5.1, con el objeto de describir los efectos de la propagación multitrayecto, es necesario extraer los parámetros esenciales de estos canales. Dichos parámetros son útiles, también, para comparar diferentes canales multitrayecto y acotar el proceso general de diseño de sistemas inalámbricos para que operen de forma óptima en las condiciones bajo estudio.

El retardo medio, la dispersión del retardo, la ventana del retardo, el intervalo del retardo, el ancho de banda de coherencia y el número de componentes de señal de trayecto múltiple son parámetros que se utilizan frecuentemente para describir el canal móvil multitrayecto. Nuestro estudio se centra en las propiedades del canal multitrayecto en el dominio del retardo, y analiza el retardo medio, la dispersión del retardo y el ancho de banda de coherencia.

Como primera aproximación, y con el ánimo de ilustrar el proceso de análisis de cada PDP computado en cada intervalo de análisis de cada ubicación, en este apartado se estudian los datos recogidos en las transmisiones realizadas desde las ubicaciones etiquetadas como 33 y 34 (ver Figura 5.4).

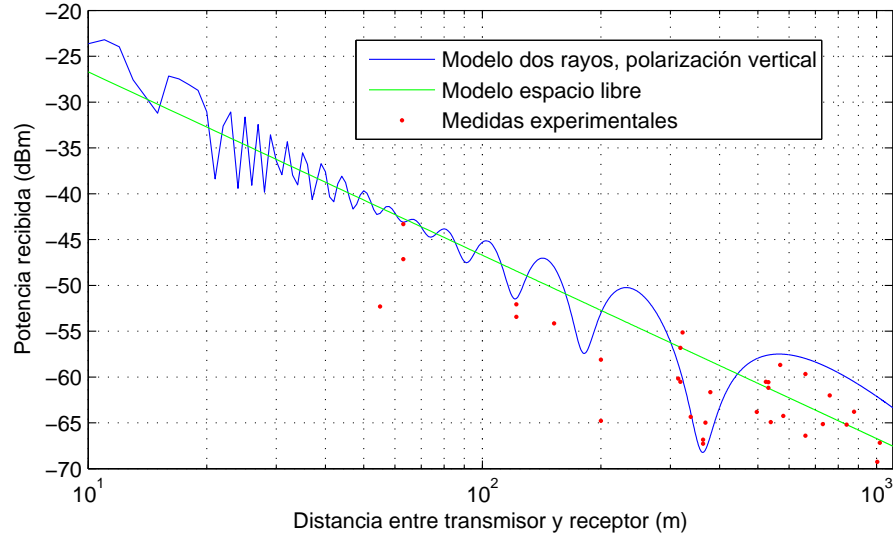


Figura 5.5: Comparativa de valores experimentales de potencia media recibida computada a partir de los perfiles y datos teóricos de los modelos de espacio libre y de dos rayos.

Es importante destacar que ambos conjuntos de datos se tomaron estando el transmisor del sistema en la misma ubicación⁴. Sin embargo, las transmisiones se realizaron en modos diferentes. En el primer caso (traza 33), la transmisión se llevó a cabo en modo estable, estando la antena transmisora apuntando directamente a la antena receptora, mientras que en el segundo caso (traza 34), la transmisión se realizó en modo normal, y el apuntamiento entre antenas no fue óptimo debido a que la corriente marina superficial provocó una inclinación del mástil de la boya con un ángulo superior a 15^o respecto a la vertical.

En la Figura 5.6a y en la Figura 5.6b se representan los primeros perfiles computados a partir de los datos recogidos en las trazas 33 y 34, respectivamente, junto con el nivel de umbral de ruido. Dicho umbral se ha hallado como se ha expuesto en el Apartado 5.3.2. Se puede observar que las formas que presentan ambos perfiles son diferentes. El PDP perteneciente al primer conjunto de datos contiene ecos de mayor potencia y de mayor retardo,

⁴Siendo estrictos, hay que decir que ambos conjuntos de medidas no se pudieron medir con el transmisor estático, ya que este varía su posición por la dinámica natural de las aguas.

indicando que se está radiando con mayor intensidad en las cercanías del receptor, donde se encuentran varios obstáculos de grandes dimensiones.

Merece especial mención el hecho de que la forma de los perfiles se presenta en forma de picos singulares, y no en forma continua como ocurre generalmente en los perfiles medidos en entornos terrestres. Analizando el escenario, dichos ecos se pueden explicar por la presencia de obstáculos aislados en el escenario. La mayoría de ellos se corresponden con embarcaciones varadas en el puerto, o grandes infraestructuras portuarias, situadas en las inmediaciones de la estación receptora.

En la Figura 5.7a se representan las muestras del primer perfil computado en la traza 33 que quedan por encima del nivel de umbral, junto con los valores de los parámetros del retardo estimados. Dichos parámetros se han hallado a partir este perfil utilizando la Ecuación 5.11 (retardo medio) y la Ecuación 5.12 (dispersión del retardo en valor eficaz). Ambas expresiones se presentaron en el Apartado 2.6. En este caso, el retardo medio obtenido es $T_D = 28.579 \text{ ns}$ y la dispersión del retardo es $S = 25.147 \text{ ns}$, por lo tanto, $T_D + S = 53.726 \text{ ns}$. Como se observa, el eje de abscisa ha sido normalizado respecto a la primera muestra.

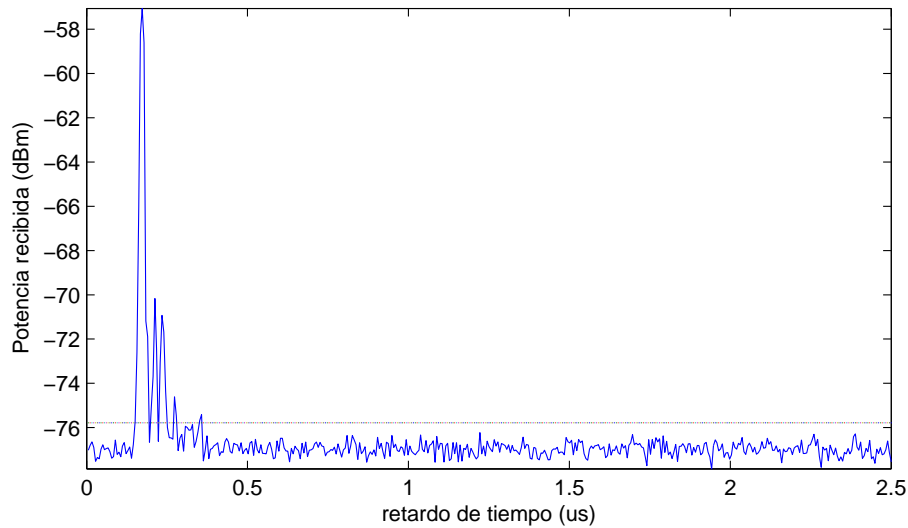
$$T_D = \frac{\sum_{i=1}^N p(T_i)T_i}{\sum_{i=1}^N p(T_i)} - T_M \quad (5.11)$$

$$S = \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^N p(T_i)(T_i - T_D - T_M)^2}{\sum_{i=1}^N p(T_i)}} \quad (5.12)$$

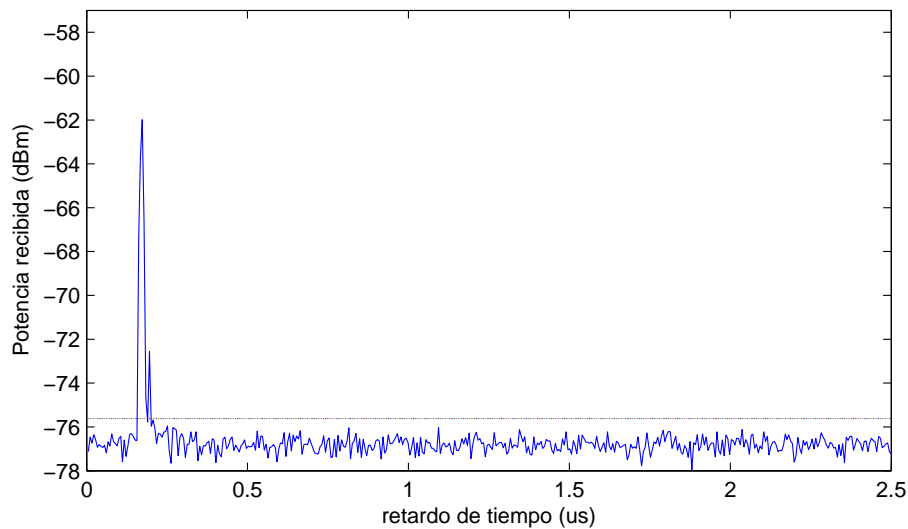
Por su parte, en la Figura 5.7b se muestra la función de correlación de frecuencias correspondiente a dicho PDP. Además, se muestra el ancho de banda de coherencia del 90 % (y del 50 %) a través de un marcador en esta misma figura. Dicha función se ha hallado a partir del perfil del retardo de potencia como se indica en la Ecuación 5.13, que se presentó en el Apartado 2.6 y se repite aquí por comodidad.

$$R(\Delta f) = \int_{\tau_0}^{\tau_N} p(\tau) e^{-j2\pi\Delta f\tau} d\tau \quad (5.13)$$

Una vez expuesta la metodología seguida para hallar el retardo medio, la dispersión del retardo rms y el ancho de banda de coherencia, la caracterización a pequeña escala se completa analizando las funciones de distribución de estos tres parámetros para las dos trazas. Dado que cada traza tiene una duración de 0.1 segundos, y que el intervalo de análisis se ha fijado en 0.5



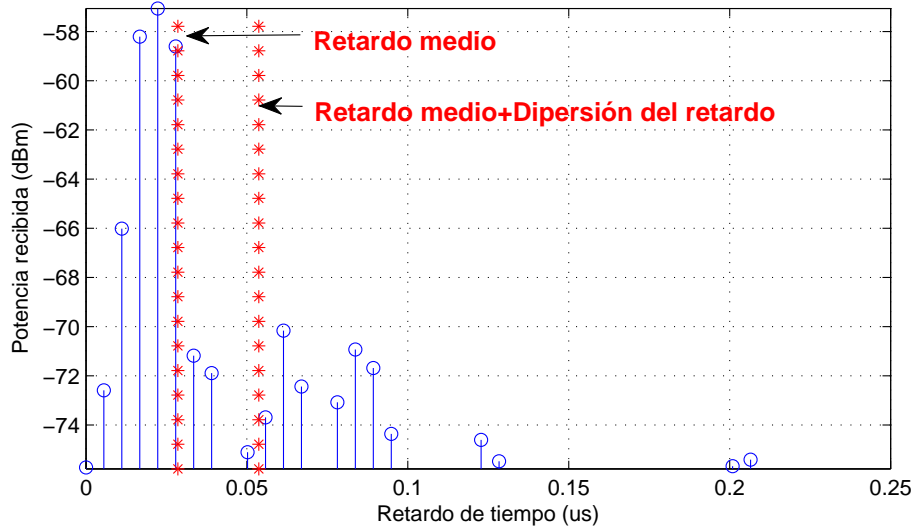
(a) Ubicación 33.



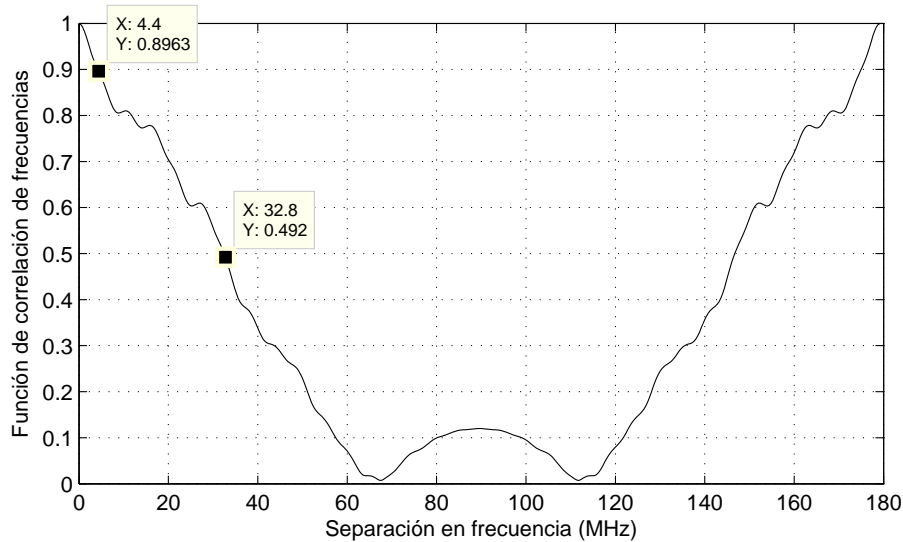
(b) Ubicación 34.

Figura 5.6: Primer PDP computado a partir de los datos recogidos en dos trazas diferentes, junto con el nivel de umbral de ruido.

ms, cada análisis estadístico se realiza con 200 parámetros. En la Figura 5.8a y en la Figura 5.8b se presentan las funciones de distribución experimentales para el retardo medio y la dispersión del retardo rms, respectivamente. Los resultados se pueden entender fácilmente, ya que de los perfiles que incluyen



(a) Muestras del primer PDP, junto con los parámetros del retardo estimados.



(b) Función de correlación de frecuencias.

Figura 5.7: Primer PDP, tras aplicar el nivel de umbral de ruido, y función de correlación de frecuencias correspondiente. Datos ubicación 33.

componentes de mayor potencia y retardo, se esperan parámetros de retardo mayores. De hecho, de acuerdo con la Figura 5.8a, el 90 % de los valores de retardo medio quedan por debajo de 20 ns para el modo normal, mientras que estos quedan por debajo de 30 ns para el modo estable, aproximadamente.

Además, de acuerdo con la Figura 5.8b, el 90 % de los valores de dispersión del retardo rms quedan por debajo de 9 ns para el modo normal, mientras que estos quedan por debajo de 27 ns para el modo estable, aproximadamente. Por lo tanto, como se esperaba, los parámetros del retardo son mayores para el modo estable en nuestro escenario.

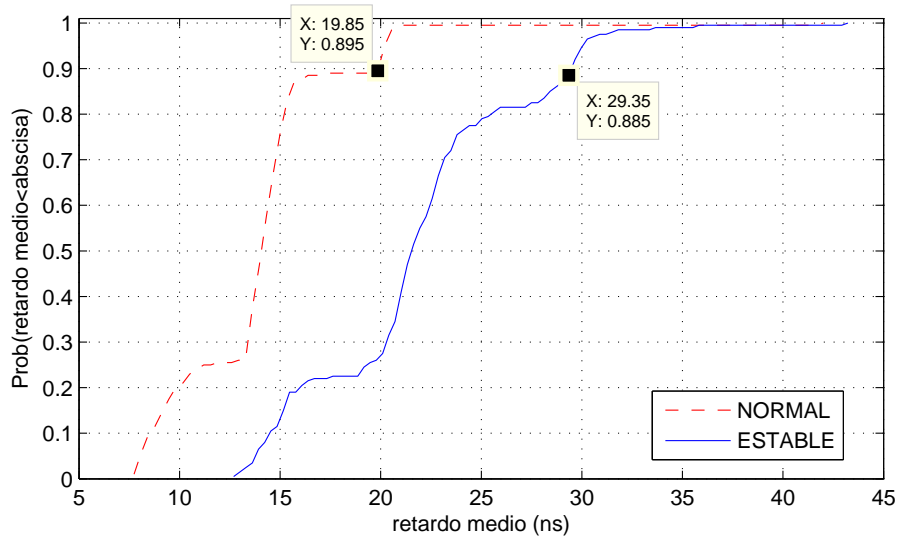
En la Figura 5.9 se presentan las funciones de distribución experimentales para el ancho de banda de coherencia con un valor de correlación del 90 %. Como era de esperar, en modo normal se han obtenido valores mayores debido a la relación inversa que generalmente existe entre el ancho de banda de coherencia y la dispersión del retardo rms. De hecho, de acuerdo con la Figura 5.9, el 90 % de los valores de ancho de banda de coherencia quedan por debajo de 11.1 MHz para el modo normal, mientras que estos quedan por debajo de 6 MHz para el modo estable, aproximadamente.

A la luz de los resultados obtenidos, se puede afirmar que, a pesar de realizar los ensayos desde la misma ubicación, la inclinación del mástil de la antena influye notoriamente en los parámetros multitrayecto estimados. Por lo tanto, la elección del diagrama de radiación de la antena se presenta como un factor relevante. Puede resultar sorprendente que se hayan obtenido valores mayores para los parámetros del retardo en el caso de transmisión estable. Sin embargo, es en esta situación cuando mejor se iluminan los obstáculos situados en las inmediaciones del receptor, y por lo tanto se reciben componentes multitrayecto en mayor número y de mayor potencia.

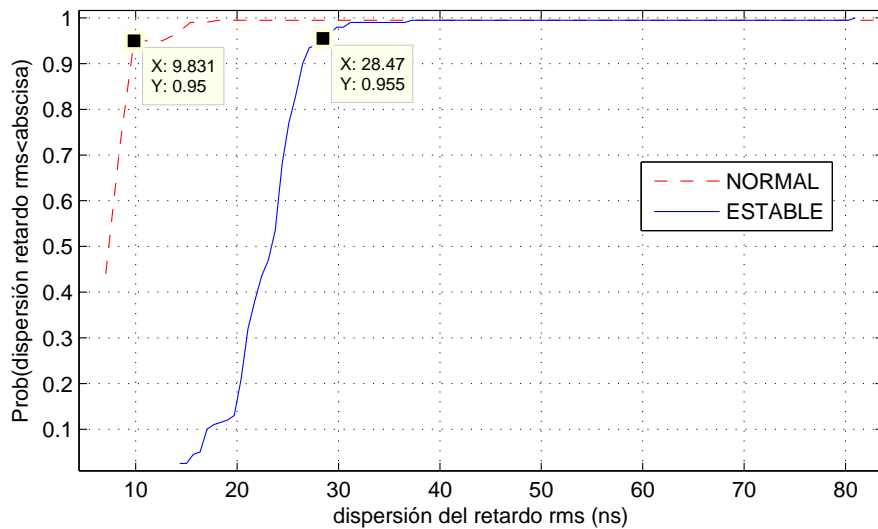
5.4.3. Caracterización a gran escala

En este apartado se presentan resultados correspondientes a la caracterización a gran escala del canal de banda ancha. El estudio se basa en el cómputo de las funciones de distribución de los parámetros de pequeña escala estimados en todos los intervalos de análisis del escenario bajo estudio; es decir, si en cada una de las 32 trazas de medidas válidas se computan 200 valores correspondientes a cada parámetro, cada estudio cuenta con un total de 6400 datos experimentales. La Figura 5.10a, la Figura 5.10b y la Figura 5.11a muestran las funciones de distribución para el retardo medio, dispersión del retardo rms y ancho de banda de coherencia, respectivamente.

De acuerdo con la Figura 5.10a, el 90 % de los valores de retardo medio quedan por debajo de 61 ns, aproximadamente. El valor mínimo encontrado coincide con el tiempo de muestreo, mientras que el valor máximo es de



(a) Retardo medio.



(b) Dispersión del retardo rms.

Figura 5.8: Funciones de distribución para los valores de retardo medio y dispersión del retardo rms, computados en la traza 33 (modo estable) y en la traza 34 (modo normal).

119 ns, aproximadamente. Por su parte, de acuerdo con la Figura 5.10b, el 90 % de los valores de dispersión del retardo rms quedan por debajo de 183 ns, aproximadamente. El valor mínimo encontrado coincide con el tiempo

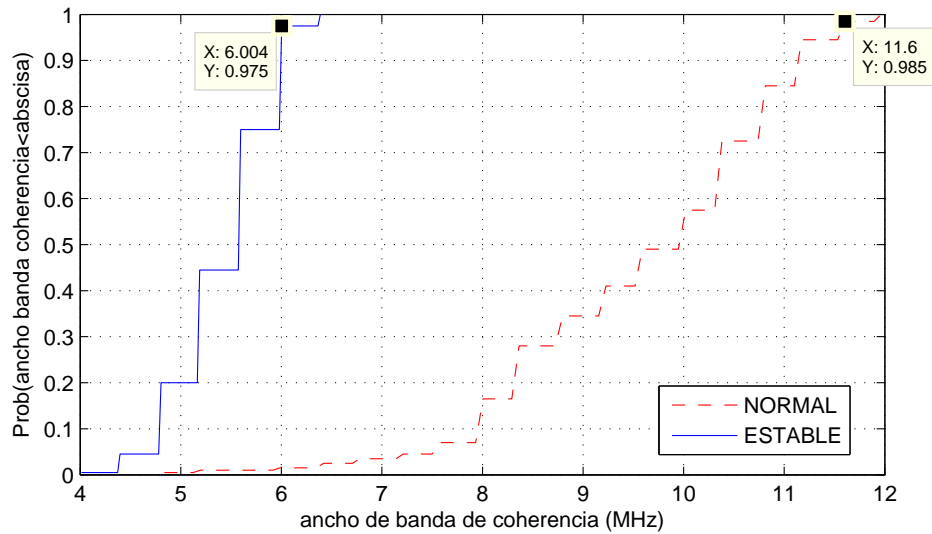
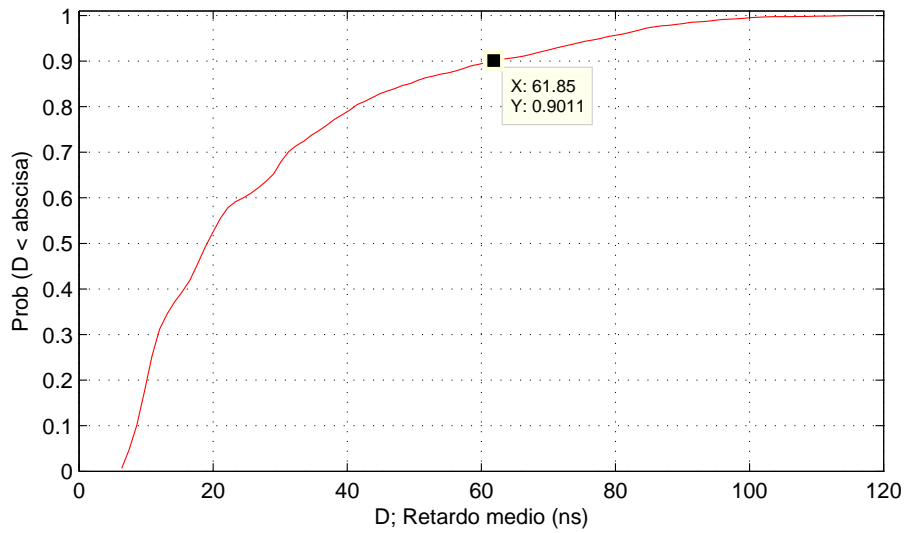


Figura 5.9: Funciones de distribución para los valores de ancho de banda de coherencia computados en la traza 33 (modo estable) y en la traza 34 (modo normal).

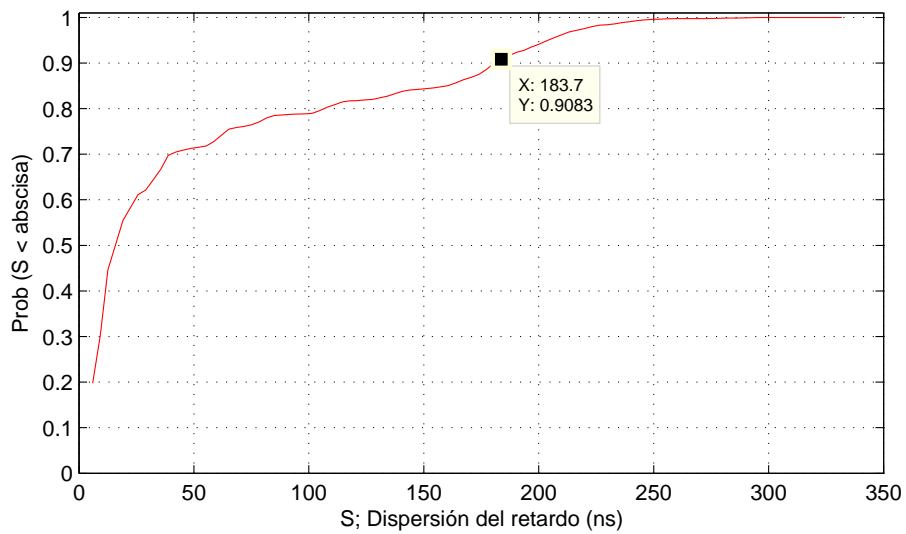
de muestreo, mientras que el valor máximo es de 333 ns, aproximadamente. Asimismo, de acuerdo con la Figura 5.11a, el 90 % de los valores de ancho de banda de coherencia quedan por debajo de 14.5 MHz, aproximadamente. El valor mínimo encontrado es de 800 KHz, mientras que el valor máximo es de 17.2 MHz.

El ancho de banda de coherencia, B_c , y la dispersión del retardo rms, S , se relacionan generalmente mediante una expresión como la indicada en la Ecuación 5.14, donde X es el factor de proporcionalidad. En la Figura 5.11b se muestra la función de distribución para este parámetro. El 90 % de los valores quedan por debajo de 13, el valor mínimo encontrado es de 0.46 y el valor máximo es de 13.42. El valor mediano de la distribución está en torno a 10.

$$B_c = \frac{1}{X \cdot S} \quad (5.14)$$

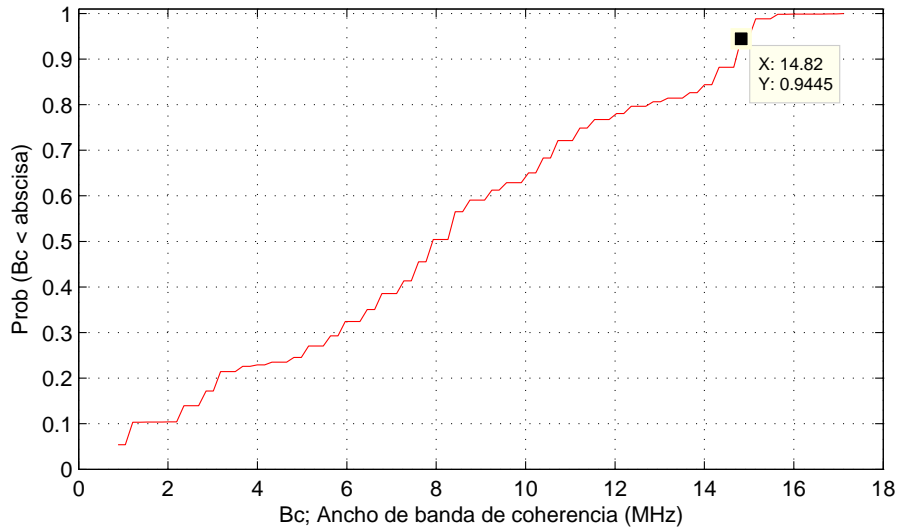


(a) Retardo medio.



(b) Dispersión del retardo.

Figura 5.10: Caracterización a gran escala. Funciones de distribución para los valores de retardo medio y dispersión del retardo rms computados en el escenario bajo estudio.



(a) Ancho de banda de coherencia.

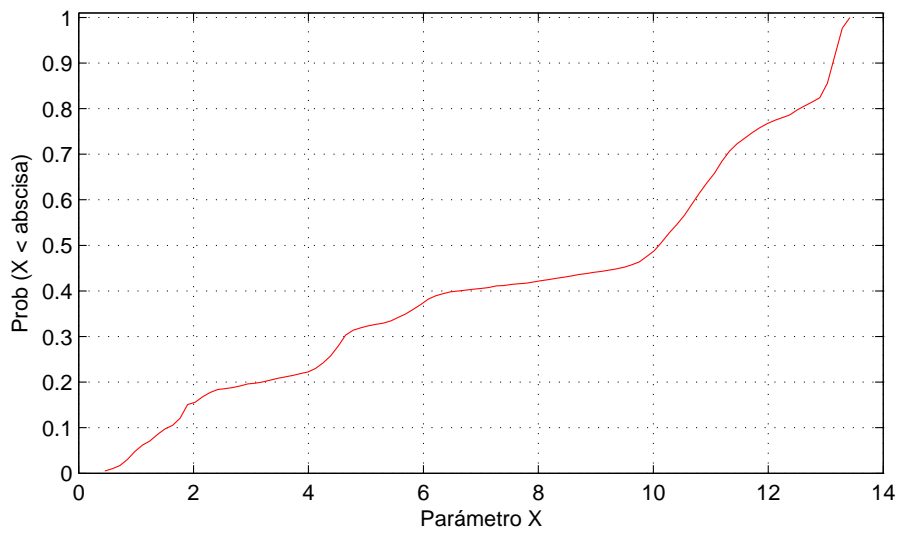
(b) Parámetro X .

Figura 5.11: Caracterización a gran escala. Funciones de distribución para los valores de ancho de banda de coherencia y el parámetro de proporcionalidad entre este y la dispersión del retardo rms.

Capítulo 6

Conclusiones y líneas futuras de investigación

El futuro es algo que cada cual alcanza a un ritmo de sesenta minutos por hora, haga lo que haga y sea quien sea.

Abraham Lincoln.

6.1. Conclusiones

Debido al creciente interés por sistemas de comunicaciones inalámbricos en escenarios marítimos de exterior, principalmente motivado por la necesidad de integrar diferentes servicios y por la mejora de los sistemas marinos actuales en términos de capacidad, cobertura, coste y versatilidad, se ha analizado el canal de propagación inalámbrico a través de la medida, caracterización y modelado de sus principales características en diferentes condiciones de propagación. Estas tareas son necesarias para entender el comportamiento en propagación de las ondas de radio en estos entornos complejos tan particulares. El nuevo conocimiento científico será útil para diseñar sistemas inalámbricos que operen de forma óptima en dichos escenarios.

La aplicación de estas tareas es doble. Por un lado, es posible evaluar el rendimiento de sistemas inalámbricos que sigan un determinado estándar (por ejemplo, IEEE 802.16) que operen en condiciones similares a las estudiadas. Tras dicha evaluación, es posible proponer aquellas técnicas de transmisión y recepción que hagan más robusta la comunicación. Por otro

lado, se obtienen parámetros útiles para diseñar el sistema inalámbrico.

Aunque las aplicaciones de los sistemas inalámbricos marinos son muy variadas, existe una tendencia clara a desarrollar redes de sensores inalámbricas para soportar las mismas. Los nodos de dichas redes consisten generalmente en boyas, plataformas estables sobre el mar, buques, estaciones de base portuarias, etc. Los ensayos realizados, que incluyen señales de sondeo de banda estrecha y de banda ancha, se han centrado en enlaces punto a punto en escenarios marítimos con diferentes características (área de cobertura, estado de la mar, y tipos de obstáculos y disposición de los mismos) y diferentes condiciones de propagación (diferentes alturas de los sistemas radiantes, existencia o no de línea de vista). Tanto el transmisor como el receptor se han instalado en diferentes tipos de plataformas: boyas, buques hidrográficos, embarcaciones y botes de pequeñas dimensiones.

Se han desarrollado dos sistemas de medida basados en antenas, amplificadores y latiguillos de cable coaxial disponibles en el mercado, y equipos de laboratorio de propósito general de generación y análisis de señales de comunicaciones. Las mediciones se han llevado a cabo en la banda de frecuencias de 5.8 GHz, banda destinada a aplicaciones industriales, científicas y médicas de uso común disponible mundialmente. Se trata de una sub-banda propuesta en el estándar IEEE 802.16 para la explotación de la tecnología WiMAX.

A partir de los resultados obtenidos en la caracterización de canal en banda estrecha, se pueden destacar las siguientes conclusiones:

- La pérdida de trayecto y el efecto de la obstrucción determinan el valor medio de la potencia de la señal recibida, que se asume constante en una determinada región local. Ambos son efectos de gran escala y son debidos, por una parte, a la distancia entre transmisor y receptor y, por otra, a los obstáculos del entorno. El promediado espacial del valor medio de la potencia de la señal recibida se puede modelar en función de la distancia entre el transmisor y el receptor, y el exponente de pérdidas. Las variaciones de los valores medios de potencia recibida sobre la pérdida de trayecto, en unidades lineales, se pueden caracterizar estadísticamente mediante una variable aleatoria que sigue una distribución *lognormal*, siendo el parámetro de interés la desviación típica. En particular, se han estimado valores para el exponente de pérdidas en el rango de 2.6 a 5.6, y para la desviación típica de 4.9 a 6.4, dependiendo del escenario de propagación. Se ha observado que cuanto mayor

es el nivel de obstrucción que impone el escenario, mayor es el valor de ambos parámetros de canal. Por lo tanto, la cobertura puede verse seriamente limitada en escenarios donde el efecto de la obstrucción es más intenso.

- La potencia instantánea de la señal recibida fluctúa alrededor de su valor medio, sujeta a un desvanecimiento a pequeña escala, que se ha caracterizado estadísticamente. Dichas variaciones se pueden caracterizar estadísticamente mediante una variable aleatoria que sigue una distribución de valor extremo, cuyos parámetros están en el entorno de -15.7 dB (ubicación) y 3.3 dB (escala). El análisis anterior contempla diferentes condiciones de propagación, tanto LOS como NLOS. Realizando un estudio por tramos en los que se dan condiciones de propagación homogéneas, se ha verificado que las variaciones a pequeña escala de la envolvente de la señal recibida siguen una distribución Rayleigh en condiciones NLOS, y una distribución Rice en condiciones LOS.
- De la comparación del modelo de dos rayos con los valores experimentales de potencia media de señal recibida, se ha comprobado que cuando las medidas se realizan en condiciones LOS, estas se ajustan a los valores teóricos con una desviación típica muy pequeña respecto a los valores teóricos. Incluso los últimos picos de atenuación que predice el modelo teórico determinista se han verificado experimentalmente. Por lo tanto, se debe destacar que debido a la existencia de dichos picos de atenuación, en determinadas ubicaciones, se requiere especial cuidado en la fase de despliegue de los nodos de red (boyas, buques, etc.) y de las estaciones de base (en el caso de ser instaladas en tierra) para asegurar la conexión entre los terminales de dicha red. Por otra parte, en condiciones NLOS se ha observado una mayor dispersión de los niveles medios experimentales y unas atenuaciones adicionales por obstrucción, frente al modelo de referencia, por lo que dicho modelo no resulta de utilidad en estas situaciones.

A partir de los resultados obtenidos en la caracterización de canal en banda ancha, se pueden destacar las siguientes conclusiones:

- Los perfiles del retardo de potencia estimados presentan una forma discontinua, en forma de picos, y se pueden explicar a partir de la

geometría física del escenario. Este resultado es esencialmente diferente al obtenido en otros entornos (por ejemplo, urbanos y suburbanos), donde los perfiles presentan una forma continua.

- Los parámetros del retardo obtenidos resultaron muy diferentes, en muchas situaciones, según el grado de estabilidad de los elementos radiantes soportados por las plataformas marinas utilizadas. Este hecho indica que el patrón de radiación de las antenas debe ser cuidadosamente elegido.
- En el escenario particular de estudio, se han estimado valores para el valor eficaz de la dispersión del retardo de hasta $0.3 \mu\text{s}$, aproximadamente. En determinadas condiciones de propagación, los parámetros del retardo obtenidos han sido ciertamente pequeños. En estos supuestos, si el ancho de banda de la señal transmitida es inferior al ancho de banda de coherencia, el desvanecimiento se puede clasificar como plano y, por lo tanto, el canal se puede modelar como un canal de banda estrecha.
- Se han estimado valores para el ancho de banda de coherencia en el rango de 800 KHz a 17.2 MHz, y el valor mediano de la distribución obtenida es 8 MHz. Por lo tanto, estos canales podrían soportar tasas de transmisión de datos relativamente altas. Además, en general, se ha observado que el ancho de banda de coherencia presenta una relación inversa respecto al valor eficaz de la dispersión del retardo. En concreto, el valor mediano para el factor de proporcionalidad estimado está entorno a 10.

De acuerdo con los resultados presentados, y teniendo en cuenta los resultados obtenidos en otros entornos, se podría concluir que los sistemas que operen en la banda de 5.8 GHz, bajo las condiciones estudiadas, pueden experimentar buenas condiciones de propagación sobre el mar, siempre que una componente dominante esté presente en la señal recibida.

6.2. Trabajos futuros

Los trabajos que se pueden desarrollar a partir de la presente Tesis son los siguientes:

- Realización de medidas de propagación en entornos marinos contando con una sincronización adecuada entre los osciladores locales del transmisor y del receptor. Ello completaría el estudio, ya que se podría obtener información de la fase de la señal recibida y, por lo tanto, se podría caracterizar, entre otros, el efecto Doppler. Una alternativa interesante y económica, aunque de enorme complejidad a la hora de llevarla a la práctica, sería sincronizar el oscilador del receptor, utilizando la referencia del transmisor, a través de un cable de fibra óptica.
- Desarrollo de un sistema autónomo de medida integrado en la boya. Las transmisiones realizadas desde la boya han requerido la utilización de una embarcación auxiliar para instalar el sistema transmisor. Aunque se ha intentado minimizar el impacto de dicha embarcación sobre las medidas realizadas, manteniendo una distancia de separación mínima, debido a la dinámica natural de las aguas, es difícil controlar este aspecto.
- Diseño de antenas adaptadas a entornos marinos. La estabilidad de la boya es un aspecto fundamental. Se ha mostrado que el margen “nivel de cresta a señal no esencial” disminuye de forma considerable cuando el apuntamiento entre antenas no es óptimo. Aunque los resultados obtenidos, especialmente los correspondientes a la caracterización en banda ancha, aconsejen el uso de antenas cuyo diagrama de radiación presente un gran ancho de haz en el plano vertical, hay que tener en cuenta que en este caso el número de componentes multitrayecto recibidos también incrementaría. Por lo tanto habría que llegar a una solución de compromiso.
- Desarrollo de modelos de propagación avanzados. Respecto a la utilización de modelos teóricos deterministas para comparar los resultados experimentales, sería interesante desarrollar un modelo que contemple los patrones de movimiento típicos de las aguas para estimar, en tiempo real, la pérdida por apuntamiento entre antenas, de acuerdo al patrón de radiación de las antenas utilizadas.
- Validación de modelos en otros escenarios marinos. En general, se requieren estudios y ensayos experimentales complementarios para precisar el comportamiento del canal de propagación en diversidad de situaciones. En concreto, la validación de los resultados obtenidos en otros

escenarios marinos es necesaria para valorar el rango de escenarios posibles en los que estos tienen validez.

- Obtención de modelos de propagación utilizando técnicas MIMO. Los modelos que utilizan técnicas MIMO están cobrando gran relevancia en este campo, ya que se orientan al desarrollo de sistemas adaptados a escenarios marítimos. En particular, la mediciones en escenarios que provocan entornos multitrayecto severos utilizando estas técnicas son de gran interés científico.

Apéndice A

Código Matlab. Caracterización en banda estrecha

A.1. Introducción

En este apéndice se incluye y comenta el código Matlab© utilizado en el Capítulo 4 (*Caracterización en banda estrecha*) para generar los resultados, tanto de las simulaciones teóricas, como de los ensayos experimentales.

Aunque los comentarios incluidos en el propio código contienen, generalmente, información suficiente para entender los cálculos diseñados, se realiza una descripción de las líneas de código presentadas.

A.2. Modelo de dos rayos

A continuación se muestra el código utilizado para generar los resultados mostrados en el Apartado 4.3. Dada la sencillez de los cálculos, los comentarios incluidos son suficientes para explicar el código.

```
clear all
close all
clc
%% %MODELO TEORICO DOS RAYOS %%%
% Datos
ht=3; % Altura antena TX
hr=5.45; % Altura antena RX
f=5.8e9; % Frecuencia de trabajo
lambda=3e8/f; % Longitud de onda
er=70; % Permitividad relativa a 5.8GHz de agua salada (UIT-R P.527)
```

```

sigma=10; % Conductividad (S/m) a 5.8GHz de agua salada (UIT-R P.527)
e=er-i*60*sigma*lambda; % Permitividad compleja del suelo (agua salada)
d=1:1:5000; % Vector de distancias entre TX y RX. Analizamos 5 Km
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
phi=(pi/180)*atand((hr+ht)./d); % Ángulo (en radianes) de incidencia (↔
    reflexión) para cada distancia

delta=sqrt(d.^2+(ht+hr)^2)-sqrt(d.^2+(hr-ht)^2); % Diferencia de ↔
    recorridos, para cada d, entre RD (rayo directo) y RR (rayo reflejado)
delta=(2*pi/lambda)*delta; % Ángulo delta de la ecuacion general de ↔
    propagación (diferencia de fase entre RD y RR)
rv=(e*sin(phi)-sqrt(e-(cos(phi)).^2))./(e*sin(phi)+sqrt(e-(cos(phi)).^2));↔
    % Coef. de reflexión pol H
% rh=(sin(phi)-sqrt(e-(cos(phi)).^2))./(sin(phi)+sqrt(e-(cos(phi)).^2)); ↔
    % Coef. de reflexión pol V

lb=((4*pi*d)./lambda).^2; % Modelo espacio libre

% Pérdidas de transmisión pol vertical
lexv=1+(abs(rv)).^2+2.*abs(rv).*cos(delta+angle(rv)); % Pérdidas en ↔
    exceso (sobre espacio libre)
ltv=(lb)./(lexv); % Pérdidas modelo dos rayos polarización vertical

l2r=(d.^4)./(ht^2*hr^2); % Pérdida modelo dos rayos simplificado
% Potencia recibida (dBm)=Ptx+Gamp-Lcab+Gtx-Ltv+Grx-Lcab
Plb=0+32-4+9-10*log10(lb)+9-5; % Espacio libre
Pltv=0+32-4+9-10*log10(ltv)+9-5; % Dos rayos
Pl2r=0+32-4+9-10*log10(l2r)+9-5; % Dos rayos simplificado

% Atenuacion adicional del rayo reflejado respecto al directo
at_extra=20*log10(4*pi.*(d+delta)./lambda)-20*log10(4*pi.*d./lambda);

% REPRESENTACIONES %
figure, plot(d,delta); xlabel('distancia (m)'); ylabel('Diferencia de ↔
    recorridos (m)'); grid on;
figure, plot(d,at_extra); xlabel('distancia (m)'); ylabel('Atenuación ↔
    adicional (dB)'); grid on; % At extra rayo reflejado

figure, plot(d,(180/pi)*phi); xlabel('distancia (m)'); ylabel('ángulo de ↔
    incidencia (grados)'); grid on;
figure, plot(d,abs(rv)); xlabel('distancia (m)'); ylabel('|Rv|'); grid on;
figure, plot(d,angle(rv)); xlabel('distancia (m)'); ylabel('Beta (radianes↔
    )'); grid on;

figure, semilogx((d),10*log10(ltv),(d),10*log10(l2r),d,10*log10(lb)); grid ↔
    on
set(gca,'YDir','reverse') % Invertimos eje Y
xlabel('distancia (m)');
ylabel('pérdidas de transmisión (dB)');
legend('modelo de dos rayos pol V','modelo de dos rayos simplificado','↔
    modelo espacio libre','Location','Best');

figure, semilogx(d,Pltv,d,Pl2r,d,Plb); grid on
% set(gca,'YDir','reverse') % Invertimos eje Y
xlabel('distancia (m)');
ylabel('Potencia recibida (dBm)');

```

```
legend('modelo de dos rayos pol V', 'modelo de dos rayos simplificado', '↔',  
       'modelo espacio libre', 'Location', 'Best');
```

A.3. Análisis del desvanecimiento a gran escala

En este apartado se muestra el código diseñado para analizar las variaciones lentas y muy lentas de la señal recibida. Aunque el código mostrado corresponde a la campaña de medidas Barco-Costa, el código correspondiente a las campañas Boya-Buque y Boya-Bote, se puede obtener a partir del anterior mediante pequeñas adaptaciones.

En primer lugar, se cargan las estructuras de datos de la fuente de señal GPS y de las medidas realizadas. Seguidamente, mediante la función *distancias a boya*, se halla la distancia entre el terminal móvil y la ubicación fija de la estación base. Mediante la función *analisis previo*, se hallan los valores medios locales de la potencia recibida usando una ventana temporal de un segundo. Por lo tanto, en las variables *p1* y *d1* se almacenan los valores de potencia media recibida y distancia, entre transmisor y receptor, respectivamente.

En segundo lugar, se computan los valores medios locales de potencia recibida. Para ello, se ordenan los valores de potencia y distancia a partir de la matriz de datos **dp** -en dicha matriz se incluye una secuencia temporal que será de utilidad para el análisis de las variaciones a pequeña escala que se presenta en el siguiente apartado- y se define el bin espacial sobre el que se lleva a cabo el promediado de la señal recibida. En las variables *dfinal* y *pfinal* se incluyen los valores de distancia y potencia de interés.

Finalmente, mediante el análisis de regresión se estima la pérdida de trayecto. La distancia de referencia varía dependiendo de la campaña de medidas. La señal *error* contiene las variaciones lentas de la señal recibida respecto a la pérdida de trayecto. Se estima la media y desviación típica para comparar la función de distribución experimental con la función de distribución Gaussiana, con dicha media y desviación típica. Para hallar estas funciones se ha reutilizado el código de las funciones *fCDF*, *GaussianCDF* y *Gaussianpdf* incluido en (Pérez-Fontán y Espiñeira, 2008).

```
clear all  
close all  
clc
```

```

%%MEDIDAS %%%
% Cargamos variables GPS
load gps_briann_12_07.mat
% Cargamos los datos medidos
clear Y
load tramo.mat
% MODELO DE PROPAGACIÓN. CARACTERIZACIÓN DEL GRADIENTE DE PÉRDIDAS (n) Y
% EL EFECTO DEL DESVANECIMIENTO POR SOMBRAS (SIGMA)
% MODELO:  $L=L_0+10\log_{10}(d/d_0)+s$ 
% Hallamos los vectores de distancias y potencias medias
d1=distancias_a_boya(gps_briann2); %
% Tiempo en segundos total analizado
time=3600; % Tiempo total campaña 3600 seg
p1=analisis_previo(Y,time);
d1=d1(1:time);

% Ruta ida: MARCAS de posición (ver google earth) A(1);B(163);C(390);D(
(880);E(1141);F(1587).
% Evento shadow1 barco grande(229-285)
% Evento shadow2 puente(1020-1040)

% Matriz dp con tercera columna, orden temporal
dp=[d1;p1;1:length(p1)];
% Ordenamos la matriz por distancias
[dpord,ind]=sortrows(dp',1);

dord=[dpord(1:end,1)]; % Distancias
pord=[dpord(1:end,2)]; % Potencias
tempo=[dpord(1:end,3)]; % Orden temporal medidas según distancia

% Promedio espacial bin=3.75 metros
mapeo=[]; % Matriz útil para análisis fast fading
dfinal=[];
pfinal=[];
p=1;
i=1;
j=1;
while i<length(dord)
    j=1;
    while (dord(i+j)-dord(i)<3.75)&&(i+j<length(dord))
        j=j+1;
    end
    pfinal=[pfinal; mean(pord(i:i+j-1))];
    dfinal=[dfinal; mean(dord(i:i+j-1))];
    % Correspondencia tempo-pfinal, para fast fading
    for k=i:1:i+j-1
        mapeo(p,:)= [tempo(k), mean(pord(i:i+j-1))];
    end
    p=p+1;
    i=i+j;
end

% Valores medios locales: distancia y potencia
dm=dfinal;
pm=pfinal;
% save('datos','dm','pm');

```

```

% Análisis de regresión
do=10; % Distancia de referencia en metros
mmse=polyfit(log10(dm/do),10*log10(pm),1)
% Cálculo del error
% Gráfica de la recta de regresión
yp=polyval(mmse,log10(dm/do));
% Señal que incluye sólo shadowing, sin tendencia
error=(10*log10(pm)-yp);
% save('error3','error')

% Media y desviación típica de shadowing
MM=mean(error)
SS=std(error)
% errorn=(error-MM)./SS;
% save('error3','errorn');

%% %ANALISIS SLOW FADING %%%
% cdf experimental
[CDFxslow,CDFyslow]=fCDF(error);
% cdf Gaussiana teórica con media y desviación típica experimental
[CDFyslowtheoretical]=GaussianCDF(MM,SS,CDFxslow);

% Función de densidad de probabilidad experimental
[PDFyslow,PDFxslow]=hist(error,50);
PDFyslow=PDFyslow/length(error);
% Función de densidad de probabilidad teórica Gaussiana
[pdfygttheoretical]=Gaussianpdf(SS,MM,PDFxslow);

% test chi-square
% chi2=sum((pdfygttheoretical-PDFyslow).^2./pdfygttheoretical);
% df=50-1-2; % Número de bins-1-parámetros
% alpha=1-gammainc(0.5*chi2,0.5*df) % Significance level

%% %Representaciones
% Potencias rutas ida y vuelta. Promedio 1 segundo
figure, semilogx(d1(1:1587),10*log10(p1(1:1587)),'g', d1(1587:3600),10*log10(p1(1587:3600)),'y', d, Pltv)
xlabel('distancia (m)');
ylabel('Potencia media local recibida (dBm)');
legend('valores ruta de ida','valores ruta de vuelta','modelo dos rayos','Location','Best');

% Potencias ruta ida. Marcas de posición
figure, semilogx(d1(1:163),10*log10(p1(1:163)),'g', d1(163:390),10*log10(p1(163:390)),'b',d1(229),10*log10(p1(229)),'*r',d1(285),10*log10(p1(285)),'*r',d1(390:880),10*log10(p1(390:880)),'.k',d1(880:1141),10*log10(p1(880:1141)),'.c',d1(1020),10*log10(p1(1020)),'*r',d1(1040),10*log10(p1(1040)),'*r',d1(1141:1587),10*log10(p1(1141:1587)),'.m', d, Pltv)
xlabel('distancia (m)');
ylabel('Potencia media local recibida (dBm)');

% Análisis de regresión. Promedio espacial 3.75 metros
figure,
plot(log10(dm/do),10*log10(pm),'.black',log10(dm/do),yp,'r');

```

```

xlabel('LOG10 (d/10)');
ylabel('Potencia media local (dBm)');
legend('Medidas','Recta de regresión');
grid on;

%Variaciones lentas
figure,
plot(log10(dm/do),error,'.b');
xlabel('LOG10 (d/10)');
ylabel('Variaciones lentas (dB)');
grid on;

%CDF slow
figure,plot(CDFxslow,CDFyslow,'k.-',CDFxslow,CDFyslowtheoretical,'k')
xlabel('Variaciones lentas (dB)')
ylabel('Probabilidad de no exceder el valor de abscisa')
legend('Variaciones experimentales','Variaciones teóricas')
grid on;

%PDF slow
figure,plot(PDFxslow,PDFyslow,'k.-',PDFxslow,pdfygtheoretical,'k')
xlabel('Variaciones lentas (dB)')
ylabel('PDF')
legend('Variaciones experimentales','Variaciones teóricas')
grid on;

```

A.4. Análisis del desvanecimiento a pequeña escala

En este apartado se presenta el código diseñado para analizar las variaciones a pequeña escala de la señal recibida. Tal y como se ha expuesto en el apartado anterior para el análisis de las variaciones a gran escala, aunque el código mostrado corresponde a la campaña de medidas Barco-Costa, el código correspondiente a las campañas Boya-Buque y Boya-Bote, se puede obtener a partir del anterior mediante pequeñas adaptaciones.

En primer lugar, se cargan los datos experimentales y una estructura de datos obtenida en el análisis del desvanecimiento a gran escala: la matriz **mapeo**. En dicha matriz, se relacionan los valores medios locales de potencia recibida con el instante temporal, medido en segundos, en el que fueron adquiridos durante la campaña.

En segundo lugar, se ordenan los valores de potencia media local según su instante de adquisición. Tras ello, mediante el primer bucle *for* se lleva a cabo la normalización de la envolvente de la señal recibida con dichos valores medios locales. A partir de este punto, se tienen las variaciones a pequeña

escala de la señal recibida en dos variables: rt y $rtlog$. La última contiene dichas variaciones en unidades logarítmicas.

Seguidamente, se computa la función de densidad de probabilidad y la función de distribución de los datos experimentales, y las funciones teóricas correspondientes a las distribuciones de Rayleigh, Rice, Gauss y valor extremo. Para realizar la comparación con la función de valor extremo, se ha trabajado con la señal $rtlog$; mientras que para contrastar las restantes señales, se ha utilizado la variable rt . Para ello, se utilizan las funciones de Matlab© *hist*, *cumsum*, *evfit*, *evsat* y *evpdf*, y las funciones *fCDF*, *Rayleighpdf*, *RayleighCDF*, *ricetheoretical*, *Gaussianpdf* y *GaussianCDF* incluidas en (Pérez-Fontán y Espiñeira, 2008).

Finalmente, se representan dichas funciones. Merece especial mención la función *allfitdist*. Esta función ajusta todas las posibles funciones de distribución paramétricas a los datos, según diferentes criterios (Sheppard, 2013).

```
clear all
close all
clc
load mapeo.mat %datos generados en análisis slow fading
load tramo.mat %datos experimentales

%La matriz mapeo contiene las duplas: tiempo-potencia media local
%Relaciona las potencias medias locales con el orden temporal de
%adquisición de datos en la campaña
[mapord,ind]=sortrows(mapeo,1); % Ordena según tiempo
% Valores pot medias locales ordenadas en tiempo
pmedloc=mapord(:,2);

% Normalización de la envolvente de la señal con el valor medio local
% clear r
r=[];
for i=1:length(pmedloc)
    r(i,:)=abs(Y((i-1)*12800+1:i*12800))/(sqrt(pmedloc(i))*sqrt(50));
end

%Un solo vector fila
% clear rt;
rt=[];
sr=size(r);
for i=1:1:sr(1)
    rt=[rt,r(i,1:end)];
end

% media=mean(rt);
% rt=rt/media;

rtlog=10*log10(rt);
% save('rtbc','rt');
```

```

% figure , probplot('Rayleigh',rt(1:100*12800))
% figure , probplot('normal',rt(1:10*12800))

% Experimental
[CDFxf , CDFyf]=fCDF(rt); %CDF experimental fast fading
[PDFyfast ,PDFxfast]=hist(rtlog(1:1:end),100); %PDF experimetal fast ←
fading
PDFyfast=PDFyfast/length(rtlog(1:1:end));

% Rayleigh teórica
ro=1/(sqrt(pi/2)); %parámetro Rayleigh. media=1 porque se normaliza el
% fast fading respecto a la media
[pdfyRay]=Rayleighpdf(ro,PDFxfast); %PDF teórica con sigma experimental
[CDFyRay]=RayleighCDF(ro,CDFxf);

% Rice
A=0.8360;
sigma=0.4964;
pdfrice=ricetheoretical(PDFxfast,A, sigma);
cdfrice=cumsum(pdfrice);

% Gaussiana teórica
meann=mean(rt)
sigma=std(rt)
PDFgauss=Gaussianpdf(sigma,meann,PDFxfast);
CDFgauss=GaussianCDF(meann,sigma,CDFxf);

% Extreme Value
%MLE (Max likelihood estimates) de los dos param de la dist ev
[parmhat] = evfit(rtlog(1:1:end)) %parámetros de la dist ev estimada de ←
los datos
[meanfit, varfit] = evstat(parmhat(1),parmhat(2)) %media y varianza dist ←
ev estimada
pdfev = evpdf(PDFxfast,parmhat(1),parmhat(2)); %pdf ev para el rango ←
experimental

%%Representaciones

% Ajuste de datos a funciones de distribución paramétricas
% Ajuste con funciones continuas paramétricas
[D PD] = allfitdist(rtlog(1:end),'PDF');
figure, H=histfit(rtlog(1:end),100,'rician'); % Ajuste Rice
figure, histfit(rtlog(1:end),100,'rayleigh') % Ajuste Rayleigh
figure, histfit(rtlog,100,'normal') % Ajuste Normal
figure, H=histfit(rtlog,100,'ev') % Ajuste Extreme value

% Extreme values (datos en ud. logarítmicas: rtlog)
% pdfs: experimental, Ext Value (log values)
figure, plot(PDFxfast,PDFyfast,'k*',PDFxfast,pdfev,'k-')
xlabel('Desviaciones rápidas 10log10(v/sqrt(pmi))')
ylabel('PDF')
legend('Medidas','Extreme Value Distribution')
grid on;
% Cdfs: experimental, Ext Value
figure, plot(PDFxfast,cumsum(PDFyfast),'k*',PDFxfast,cumsum(pdfev),'k-')

```

```

xlabel('Desviaciones rápidas 10log10(v/sqrt(pmi))')
ylabel('CDF')
legend('Medidas','Extreme Value Distribution')
ylim([0,1.01])
grid on;

%Datos experimentales (datos en ud. lineales: rt)
%PDF
figure, plot(PDFxfast,PDFyfast,'k*')
xlabel('módulo voltaje normalizado (v/media(v))')
ylabel('PDF')
grid on;
%CDF
figure, plot(CDFxf,CDFyf,'k*')
xlabel('módulo voltaje normalizado (v/media(v))')
ylabel('CDF')
ylim([0,1.01])
grid on;

%RICE (datos en ud. lineales: rt)
%pdfs: experimental, Rice
figure, plot(PDFxfast,PDFyfast,'k*',PDFxfast,pdfrice,'k-')
xlabel('módulo voltaje normalizado (v/media(v))')
ylabel('PDF')
legend('Medidas','Rice Teórica')
grid on;
%Cdfs: experimental, Rice
figure, plot(CDFxf,CDFyf,'k*',CDFxf(2:end-1),cdfrice,'k-')
xlabel('módulo voltaje normalizado (v/media(v))')
ylabel('CDF')
ylim([0,1.01])
legend('Medidas','Rice Teórica','Location','SE')
grid on;

%RAYLEIGH (datos en ud. lineales: rt)
%pdfs: experimental, Rayleigh
figure, plot(PDFxfast,PDFyfast,'k*',PDFxfast,pdfyRay,'k-')
xlabel('módulo voltaje normalizado (v/media(v))')
ylabel('PDF')
legend('Medidas','Rayleigh Teórica')
grid on;
%cdfs: experimental, Rayleigh
figure, plot(CDFxf,CDFyf,'k*',CDFxf,CDFyRay,'k-')
grid on;
xlabel('módulo voltaje normalizado (v/media(v))')
ylabel('CDF')
legend('Medidas','Rayleigh teórica','Location','SE')
ylim([0,1.01])
grid on;

%GAUSSIANA (datos en ud. lineales: rt)
%pdfs: experimental, gauss
figure, plot(PDFxfast,PDFyfast,'k*',PDFxfast,PDFgauss,'k-')
xlabel('módulo voltaje normalizado (v/media(v))')
ylabel('PDF')
legend('Medidas','Gaussiana Teórica')

```

```
grid on;
% cdfs: experimental, gauss
figure, plot(CDFxf, CDFyf, 'k*', CDFxf, CDFgauss, 'k-')
xlabel('módulo voltaje normalizado (v/media(v))')
ylabel('CDF')
ylim([0, 1.01])
legend('Medidas', 'Gaussiana teórica', 'Location', 'SE')
grid on;
```

Apéndice B

Código Matlab. Caracterización en banda ancha

B.1. Introducción

En este apéndice se incluye y comenta el código Matlab[©] utilizado en el Capítulo 5 (*Caracterización en banda ancha*) para generar los resultados, tanto de las simulaciones teóricas, como de los ensayos experimentales.

Aunque los comentarios incluidos en el propio código contienen, generalmente, información suficiente para entender los cálculos diseñados, se realiza una descripción de las líneas de código presentadas.

B.2. Obtención de parámetros multitrayecto

Para el análisis del canal en banda ancha, se utiliza un *script* principal, *main ba*, y una función, *procesado*. El propósito de la función es llevar a cabo una serie de cálculos que son comunes para todas las trazas de datos medidas. De esta manera, se obtienen los parámetros de interés para cada traza de medidas y, desde el *script* principal, se realiza el análisis global de dichos parámetros. Conviene recordar que cada traza corresponde a una ubicación del transmisor en la campaña.

Respecto al código de *main ba*, en primer lugar, con el objeto de comparar los valores de potencia media local obtenidos en cada ubicación, se definen los modelos de referencia teóricos. Seguidamente, se presentan los bloques de procesamiento de cada traza de medidas; consistente en cargar la traza corres-


```
% Análisis de las trazas. Las trazas comentadas no se incluyen en el
% análisis final
clear Y
load 1
[p1, bc1, D1, S1]=procesado(Y, XDelta);

clear Y
load 2
[p2, bc2, D2, S2]=procesado(Y, XDelta);

clear Y
load 3
[p3, bc3, D3, S3]=procesado(Y, XDelta);

clear Y
load 4
[p4, bc4, D4, S4]=procesado(Y, XDelta);

clear Y
load 5
[p5, bc5, D5, S5]=procesado(Y, XDelta);

clear Y
load 6
[p6, bc6, D6, S6]=procesado(Y, XDelta);

% clear Y
% load 7
% [p7, bc7, D7, S7]=procesado(Y, XDelta);

clear Y
load 8
[p8, bc8, D8, S8]=procesado(Y, XDelta);

% clear Y
% load 9
% [p9, bc9, D9, S9]=procesado(Y, XDelta);

% clear Y
% load 10
% [p10, bc10, D10, S10]=procesado(Y, XDelta);

clear Y
load 11
[p11, bc11, D11, S11]=procesado(Y, XDelta);

clear Y
load 12
[p12, bc12, D12, S12]=procesado(Y, XDelta);

clear Y
load 13
[p13, bc13, D13, S13]=procesado(Y, XDelta);

clear Y
load 14
```

```
[p14 , bc14 , D14 , S14]=procesado (Y , XDelta) ;

clear Y
load 15
[p15 , bc15 , D15 , S15]=procesado (Y , XDelta) ;

% clear Y
% load 16
% [p16 , bc16 , D16 , S16]=procesado (Y , XDelta) ;

clear Y
load 17
[p17 , bc17 , D17 , S17]=procesado (Y , XDelta) ;

clear Y
load 18
[p18 , bc18 , D18 , S18]=procesado (Y , XDelta) ;

clear Y
load 19
[p19 , bc19 , D19 , S19]=procesado (Y , XDelta) ;

clear Y
load 20
[p20 , bc20 , D20 , S20]=procesado (Y , XDelta) ;

clear Y
load 21
[p21 , bc21 , D21 , S21]=procesado (Y , XDelta) ;

% clear Y
% load 22
% [p22 , bc22 , D22 , S22]=procesado (Y , XDelta) ;

clear Y
load 23
[p23 , bc23 , D23 , S23]=procesado (Y , XDelta) ;

% clear Y
% load 24
% [p24 , bc24 , D24 , S24]=procesado (Y , XDelta) ;

clear Y
load 25
[p25 , bc25 , D25 , S25]=procesado (Y , XDelta) ;

% clear Y
% load 26
% [p26 , bc26 , D26 , S26]=procesado (Y , XDelta) ;

clear Y
load 27
[p27 , bc27 , D27 , S27]=procesado (Y , XDelta) ;

% clear Y
```

```
% load 28
% [p28 , bc28 , D28 , S28]=procesado(Y, XDelta);

clear Y
load 29
[p29 , bc29 , D29 , S29]=procesado(Y, XDelta);

clear Y
load 30
[p30 , bc30 , D30 , S30]=procesado(Y, XDelta);

clear Y
load 31
[p31 , bc31 , D31 , S31]=procesado(Y, XDelta);

clear Y
load 32
[p32 , bc32 , D32 , S32]=procesado(Y, XDelta);

clear Y
load 33
[p33 , bc33 , D33 , S33]=procesado(Y, XDelta);

clear Y
load 34
[p34 , bc34 , D34 , S34]=procesado(Y, XDelta);

clear Y
load 35
[p35 , bc35 , D35 , S35]=procesado(Y, XDelta);

clear Y
load 36
[p36 , bc36 , D36 , S36]=procesado(Y, XDelta);

clear Y
load 37
[p37 , bc37 , D37 , S37]=procesado(Y, XDelta);

clear Y
load 38
[p38 , bc38 , D38 , S38]=procesado(Y, XDelta);

% clear Y
% load 39
% [p39 , bc39 , D39 , S39]=procesado(Y, XDelta);

clear Y
load 40
[p40 , bc40 , D40 , S40]=procesado(Y, XDelta);

clear Y
load 41
[p41 , bc41 , D41 , S41]=procesado(Y, XDelta);

% clear Y
```

```

% load 42
% [p42, bc42, D42, S42]=procesado(Y, XDelta);

%%Análisis global de datos

% 200 parámetros en cada traza. Total 32 trazas
% Estructura por filas para obtener estadísticos
bc=[bc1;bc2;bc3;bc4;bc5;bc6;bc8;bc11;bc12;bc13;bc14;bc15;bc17;bc18;bc19;←
    bc20;bc21;bc23;bc25;bc27;bc29;bc30;bc31;bc32;bc33;bc34;bc35;bc36;bc37;←
    bc38;bc40;bc41];
D=[D1;D2;D3;D4;D5;D6;D8;D11;D12;D13;D14;D15;D17;D18;D19;D20;D21;D23;D25;←
    D27;D29;D30;D31;D32;D33;D34;D35;D36;D37;D38;D40;D41];
S=[S1;S2;S3;S4;S5;S6;S8;S11;S12;S13;S14;S15;S17;S18;S19;S20;S21;S23;S25;←
    S27;S29;S30;S31;S32;S33;S34;S35;S36;S37;S38;S40;S41];
p=[p1;p2;p3;p4;p5;p6;p8;p11;p12;p13;p14;p15;p17;p18;p19;p20;p21;p23;p25;←
    p27;p29;p30;p31;p32;p33;p34;p35;p36;p37;p38;p40;p41];

% Valor medio de cada traza. 1 valor por traza
bcm=mean(bc');
Dm=mean(D');
Sm=mean(S');
pm=mean(p');

% Todos los parámetros
bcall=[bc1, bc2, bc3, bc4, bc5, bc6, bc8, bc11, bc12, bc13, bc14, bc15, bc17, bc18, bc19←
    , bc20, bc21, bc23, bc25, bc27, bc29, bc30, bc31, bc32, bc33, bc34, bc35, bc36, bc37←
    , bc38, bc40, bc41];
Dall=[D1, D2, D3, D4, D5, D6, D8, D11, D12, D13, D14, D15, D17, D18, D19, D20, D21, D23, D25←
    , D27, D29, D30, D31, D32, D33, D34, D35, D36, D37, D38, D40, D41];
Sall=[S1, S2, S3, S4, S5, S6, S8, S11, S12, S13, S14, S15, S17, S18, S19, S20, S21, S23, S25←
    , S27, S29, S30, S31, S32, S33, S34, S35, S36, S37, S38, S40, S41];

%CDF RMS delay spread
[NS, XS]=hist(Sall,100);
% figure , plot(XS,NS*(1/(200*32)), '*r'); %PDF
figure , plot(XS/1e-9,cumsum(NS*(1/(200*32))), 'r-');
xlabel('S; Dispersión del retardo (ns)')
ylabel('Prob (S < abscisa)')
ylim([0, 1.01])
grid on;
% [D PD] = allfitdist(Sall, 'PDF');

%CDF Retardo medio
[ND, XD]=hist(Dall,100);
% figure , plot(XD,ND*(1/(200*32)), '*r'); %PDF
figure , plot(XD/1e-9,cumsum(ND*(1/(200*32))), 'r-');
xlabel('D; Retardo medio (ns)')
ylabel('Prob (D < abscisa)')
ylim([0, 1.01])
grid on;
% [D PD] = allfitdist(Dall, 'PDF');

%CDF ancho de banda de coherencia
[Nbc, Xbc]=HIST(bcall,100);
% figure , plot(Xbc,Nbc*(1/(200*32)), '*r'); %PDF
figure , plot(Xbc/1e6,cumsum(Nbc*(1/(200*32))), 'r-');

```

```

xlabel('Bc; Ancho de banda de coherencia (MHz)')
ylabel('Prob (Bc < abscisa)')
ylim([0, 1.01])
grid on;
% [D PD] = allfitdist(bcall, 'PDF');

% Parámetro X, relación entre rms delay spread y ancho banda de coherencia
X=1./(bcall.*Sall);
[NX,XX]=hist(X,100);
%figure, plot(XX,NX*(1/(200*32)), '*r'); %PDF
figure, plot(XX,cumsum(NX*(1/(200*32))), 'r-');
xlabel('Parámetro X')
ylabel('Prob (X < abscisa)')
ylim([0, 1.01])
grid on;
% [D PD] = allfitdist(X, 'PDF');

% Producto Ancho de banda coherencia, rms delay spread
P=(bcall.*Sall);
[NP,XP]=hist(P,100);
%figure, plot(XP,NP*(1/(200*32)), '*r'); %PDF
figure, plot(XP,cumsum(NP*(1/(200*32))), 'r-');
xlabel('P; Parámetro')
ylabel('Prob (P < abscisa)')
ylim([0, 1.01])
grid on;
% [D PD] = allfitdist(P, 'PDF');

% Análisis de correlación de parámetros con la distancia
dist=[dist1,dist2,dist3,dist4,dist5,dist6,dist8,dist11,dist12,dist13,↔
      dist14,dist15,dist17,dist18,dist19,dist20,dist21,dist23,dist25,dist27,↔
      dist29,dist30,dist31,dist32,dist33,dist34,dist35,dist36,dist37,dist38,↔
      dist40,dist41];
% todos valores versus distance
figure, plot(dist, bc, '.');
figure, plot(dist, D, '.');
figure, plot(dist, S, '.');
figure, plot(dist, 10*log10(p), '.');

% Valores medios versus distance
figure, plot(dist, bcm, '.');
figure, plot(dist, Dm, '.');
figure, plot(dist, Sm, '.');
figure, plot(dist, 10*log10(pm), '.');

% Representación de valores locales de potencia recibida
% Valores de potencia computados después de aplicar el umbral en PDP
% Referencias: modelo dos rayos y espacio libre
% Un valor de potencia por distancia
figure,
semilogx(d, Pr1, '-blue', d, Prb, '-green')
Xlim([10 1100])
% set(gca, 'YDir', 'reverse') %invertimos eje Y
xlabel('Distancia entre transmisor y receptor (m)');
ylabel('Potencia recibida (dBm)');
grid on;

```

```
hold on,
semilogx(dist, 10*log10(pm'), 'r');
legend('Modelo dos rayos, polarización vertical', 'Modelo espacio libre', '←
Medidas experimentales', 'Location', 'Best')
```

La función *procesado* se encarga principalmente de hallar los perfiles del retardo de potencia (PDP). Se computan estos perfiles para diferentes tamaños de ventana (50, 100 y 200 perfiles instantáneos), con el objeto de elegir el tamaño óptimo de ventana, según el criterio de definición de dicho intervalo expuesto en el Apartado 5.3.1. A partir de aquí, se computan los parámetros del retardo y el ancho de banda de coherencia para cada PDP, según se explica en el Apartado 5.3.2 y en el Apartado 5.4. Dichos parámetros, junto a la potencia media local, son los parámetros de interés en cada traza.

```
function [p, bc, d, s] = procesado(Y, XDelta)
%% Procesado datos banda ancha
% Parámetros básicos %%%
tm=XDelta; % tiempo de muestreo
to=(2.5e-6); % tiempo de observación/duración PDP
fo=1/to; % frecuencia de observación
samplesPDP=448; % número de muestras por PDP
%%%%%%%%%%
% En Y tenemos los datos IQ en voltios de la señal recibida
% Hallamos la magnitud tensión instantánea recibida
% El número total de PDP instantáneos por traza es 40000
% (2.5 us*40000=0.1s)
v=sqrt(real(Y(1:samplesPDP*40000)).^2+imag(Y(1:samplesPDP*40000)).^2)';
% Potencia instantánea mW (R=50)
p=v.^2/50*1e3;
numPDP=200; % número de PDP instantáneos promediados
%M: función tridimensional. densidad de potencia, retardo, tiempo.
% Cada fila de pm es un PDP (PDP computado en una region local)
% Cada elemento de prd es un valor de potencia media local
%M=zeros(numPDP, samplesPDP);
for k=1:1:40000/numPDP
    for i=1:1:numPDP;
        M(i, 1:samplesPDP)=p((k-1)*numPDP*samplesPDP+(i-1)*samplesPDP+1:(k-1)*numPDP*samplesPDP+(i-1)*samplesPDP+samplesPDP);
    end
    pm(k, 1:samplesPDP)=mean(M(1:numPDP, 1:samplesPDP));
    prd(k)=sum(pm(k, 1:end))./3.5840; % se normaliza para computar la potencia
end

% Correlación con el primer PDP. Estudio de correlación tipo A
%% Cálculo de pm y correlacion para otros intervalos temporales
%%%%%%%%%%
numPDP=50;
for k=1:1:40000/numPDP
    for i=1:1:numPDP;
        M(i, 1:samplesPDP)=p((k-1)*numPDP*samplesPDP+(i-1)*samplesPDP+1:(k-1)*numPDP*samplesPDP+(i-1)*samplesPDP+samplesPDP);
```

```

    end
    pm1(k, 1: samplesPDP) = mean(M(1: numPDP, 1: samplesPDP));
    end
    numPDP = 100;
    for k = 1: 1: 40000 / numPDP
        for i = 1: 1: numPDP;
            M(i, 1: samplesPDP) = p((k - 1) * numPDP * samplesPDP + (i - 1) * samplesPDP + 1: (k ←
                - 1) * numPDP * samplesPDP + (i - 1) * samplesPDP + samplesPDP);
        end
    end
    pm2(k, 1: samplesPDP) = mean(M(1: numPDP, 1: samplesPDP));
    end
    % numPDP = 50
    for k = 1: 1: 40000 / 50
        c1(k) = sum(pm1(1, 1: end) .* pm1(k, 1: end));
        if sum(pm1(1, 1: end) .^ 2) > sum(pm1(k, 1: end) .^ 2)
            c1(k) = c1(k) / sum(pm1(1, 1: end) .^ 2);
        else
            c1(k) = c1(k) / sum(pm1(k, 1: end) .^ 2);
        end
    end
    end
    % numPDP = 100
    for k = 1: 1: 40000 / 100
        c2(k) = sum(pm2(1, 1: end) .* pm2(k, 1: end));
        if sum(pm2(1, 1: end) .^ 2) > sum(pm2(k, 1: end) .^ 2)
            c2(k) = c2(k) / sum(pm2(1, 1: end) .^ 2);
        else
            c2(k) = c2(k) / sum(pm2(k, 1: end) .^ 2);
        end
    end
    end
    %%% %%% %%% %%% %%%
    % Correlacion numPDP = 200;
    for k = 1: 1: 40000 / 200;
        c(k) = sum(pm(1, 1: end) .* pm(k, 1: end));
        if sum(pm(1, 1: end) .^ 2) > sum(pm(k, 1: end) .^ 2)
            c(k) = c(k) / sum(pm(1, 1: end) .^ 2);
        else
            c(k) = c(k) / sum(pm(k, 1: end) .^ 2);
        end
    end
    end
    %%% Correlación de pares de PDP consecutivos. Estudio de correlación tipo B
    % numPDP = 200;
    for k = 1: 1: 40000 / 200 - 1
        cp(k) = sum(pm(k, 1: end) .* pm(k + 1, 1: end));
        if sum(pm(k, 1: end) .^ 2) > sum(pm(k + 1, 1: end) .^ 2)
            cp(k) = cp(k) / sum(pm(k, 1: end) .^ 2);
        else
            cp(k) = cp(k) / sum(pm(k + 1, 1: end) .^ 2);
        end
    end
    end
    % min(cp)

    % Coef. de Correlación —primer PDP con los siguientes— para 3 intervalos
    figure, plot((1: 800) * 0.125, c1, ':', (1: 400) * 0.25, c2, '—', (1: 200) * 0.5, c, ←
        '—')
    ylim([0.5 1])

```

```

grid on
legend('Intervalo local 0.125 ms','Intervalo local 0.25 ms','Intervalo local 0.50 ms')
xlabel('tiempo (ms)')
ylabel('Coeficiente de correlación')

% Coeficiente C tipo A
figure, plot(c, '.b')
ylim([0 1])
grid on
xlabel('l (regiones locales)')
ylabel('Coeficiente de correlación')

% Coeficiente C tipo B
figure, plot(cp, '.b')
ylim([0.8 1])
grid on
xlabel('l (regiones locales)')
ylabel('Coeficiente de correlación cruzada')

%% % Para cada PDP "local" hallamos los parámetros del retardo y ancho de coherencia
% Preprocesado:
% 1. Cálculo de nivel de suelo de ruido (distinto para cada PDP)
% 2. Definimos el PDP con los valores de pm que superan el umbral

% inicializamos variables
%D=zeros(1,40000/numPDP)';
%S=zeros(1,40000/numPDP)';
% bcl=zeros(1,40000/numPDP)';

for i=1:1:40000/numPDP
    Pumbral=max(10*log10(pm(i,300:end)))+0.5;

    % plot((1:448)*tm/1e-6,10*log10(pm(i,1:end)),(1:448)*tm/1e-6,Pumbral)
    % xlabel('retardo de tiempo (us)')
    % ylabel('Potencia recibida (dBm)')
    % ylim([min(10*log10(pm(i,1:end))), max(10*log10(pm(i,1:end)))])
    % xlim([0 2.5])
    % grid on;
    % pause

    iumbral=find(10*log10(pm(i,1:end))>Pumbral);% Indices superior al umbral
    pdp(1:length(iumbral))=pm(i,iumbral);% Valores del PDP válidos, no escala en abscisa
    pxx(i)=sum(pdp)/3.5840; % Potencia media local

    iumbral=iumbral-iumbral(1);% Normalizamos tau respecto a la muestra 1
    taunor=iumbral*tm; % Abscisa del PDP

    % figure, stem2D(taunor/1e-6,10*log10(pdp(1:end)), Pumbral)
    % xlabel('Retardo de tiempo (us)')
    % ylabel('Potencia recibida (dBm)')
    % ylim([Pumbral, max(10*log10(pdp(1:end)))])
    % xlim([0, 2.5])

```

```

% grid on;
% pause

itaum=find(max(pdp)); %Indice tau llegada primer eco
taum=iubral(itaum)*tm;

D(i)=sum(pdp.*taunor)/sum(pdp)-taum; % Retardo medio
S(i)=sqrt(sum(pdp.*(taunor-D(i)-taum).^2)/sum(pdp)); % Valor eficaz ←
del retardo

% figure, stem2D(taunor/1e-6,10*log10(pdp(1:end)), Pumbal)
% xxx=max(10*log10(pdp(1:end)));
% hold on, plot ((D(i)+S(i))/1e-6,Pumbal:xxx, 'r*')
% hold on, plot (D(i)/1e-6,Pumbal:xxx, 'r*')
% xlabel('Retardo de tiempo (us)')
% ylabel('Potencia recibida (dBm)')
% ylim([Pumbal, max(10*log10(pdp(1:end)))]])
% xlim([0, 2.5])
% grid on;
% pause

% Función de correlación de frecuencia, R(Df)
% Transformada de Fourier del PDP tras aplicar umbral
stepDf=1/2.5e-6;
MaxDf=(1/XDelta);
Df=[0:stepDf:MaxDf]';

R=[];
for ii=0:stepDf:MaxDf
    auxR=sum(pdp.*exp(-j*2*pi*ii*taunor));
    R=[R; auxR];
end

% Función correlación de frecuencias
% figure, plot (Df/1e6, abs(R)/max(abs(R)), 'k')
% xlabel('Separación en frecuencia (MHz)') %label('Frequency spacing (MHz)←
')
% ylabel('Función de correlación de frecuencias') %label('Frequency ←
correlation function')
% grid on;
% pause

bc=find((abs(R)/max(abs(R)))<0.9);
bc1(i)=bc(1)*fo;
clear pdp iubral Pumbal taunor itaum taum stepDf MaxDf Df R auxR bc;
end

%% Potencias medias locales antes de aplicar el umbral a los PDP
% figure, plot(10*log10(prd))

%% Potencias medias locales despues de aplicar el umbral a los PDP
% figure, plot(10*log10(pxx))

%% Los primeros 10 PDP antes de aplicar umbral. En pm tenemos los PDP de ←
cada region WSS
% figure, waterfall((1:samplesPDP)*tm/1e-6,1:10,10*log10(pm(1:10,1:end))←

```

```

)
% xlabel('Delay (us)')
% ylabel('Received power (dBm)')
% title('Power Delay Profiles examples for consecutive local regions in ←
LOS conditions');

%%Primer PDP sin aplicar umbral, junto con el umbral
% figure, plot((1:448)*tm/1e-6,10*log10(pm(1,1:end)),(1:448)*tm/1e-6,←
Pumbral)
% xlabel('retardo de tiempo (us)')
% ylabel('Potencia recibida (dBm)')
% ylim([min(10*log10(pm(1,1:end))), max(10*log10(pm(1,1:end)))]])
% xlim([0 2.5])
% grid on;

%% %%PDP instantáneos(t,tau)
%% figure, mesh(10*log10(abs(M(1:400,1:end)))); %mostramos las primeras ←
400
%% xlabel('retardo')
%% ylabel('tiempo')
%% legend('PDPs escala log')
%%
%%PDP promedio sin normalizar ni usando umbral
% figure, plot(tau,10*log10(pm),tau,Pumbral);
% xlabel('retardo')
% ylabel('densidad potencia')
% legend('PDP promedio o PDP, escala log')
%%
%% %%PDP promedio sin normalizar y umbral
%% figure, plot(tau,(pm),tau,10^(Pumbral/10));
%% xlabel('retardo')
%% ylabel('densidad potencia lineal')
%% legend('PDP promedio o PDP, escala lin')
%%
%% %%PDP promedio sobre un umbral
%% figure, stem2D(taunor,10.*log10(pdp),Pumbral);
%% hold on, plot(D+S,Pumbral:0)
%% hold on, plot(D,Pumbral:0)
%%
%% %%Función correlación de frecuencias
%% figure, plot(Df,abs(R)/max(abs(R)), 'k')
%% xlabel('Frequency spacing (Hz)')
%% ylabel('Frequency-spaced correlation')

% Datos Salida
p=pxx; % Potencias medias
bc=bc1; % Ancho de banda coherencia 90 %
d=D; % Retardo medio
s=S; % Dispersión del Retardo

end

```

Apéndice C

Resultados complementarios al estudio de banda estrecha

C.1. Introducción

En este apéndice se presentan resultados complementarios a los obtenidos en el Capítulo 4 (*Caracterización en banda estrecha*). En concreto, primeramente, se muestran resultados que complementan las simulaciones teóricas presentadas en el Apartado 4.3, en referencia al modelo de dos rayos. Seguidamente, se presentan las funciones de densidad de probabilidad correspondientes a las funciones de distribución presentadas para el análisis de las variaciones a gran escala de la señal recibida. Finalmente, se ilustra el procedimiento de análisis de las variaciones a pequeña escala.

C.2. Simulación de parámetros del modelo de dos rayos

En la Figura C.1a se muestra la diferencia de recorridos entre el rayo directo y el reflejado. Como se observa, la diferencia de recorridos tiende a cero con la distancia de separación entre transmisor y receptor. Además, en la Figura C.1b se muestra el ángulo de incidencia del rayo reflejado θ (Ecuación 4.12), en función de la distancia entre transmisor y receptor. Se puede apreciar que a partir de una determinada distancia, este ángulo toma valores próximos a cero.

En la Figura C.2 se muestran los valores de potencia recibida estimados por los modelos de dos rayos y espacio libre. Se puede observar que la potencia recibida es proporcional, en unidades lineales, a la pérdida que predicen los modelos de canal. Por lo tanto, como se ha expuesto en el Capítulo 2, el análisis de las variaciones de la señal recibida se puede realizar indistintamente sobre los niveles de la señal recibida o la pérdida de propagación del canal.

C.3. Análisis del desvanecimiento a gran escala

C.3.1. Campaña Boya-Buque

La ubicación de la boya y la ruta seguida por el buque durante los ensayos de propagación se muestran sobre una carta náutica en la Figura C.3a. Es importante notar que se disponen de medidas experimentales para la mayoría de las ubicaciones de dicha ruta, pero no en todas. El detalle del primer tramo de medidas de la ruta se muestra en la Figura C.3b.

En relación a las variaciones a gran escala, en la Figura C.4 se muestran las variaciones lentas y la función de densidad de probabilidad correspondiente.

C.3.2. Campaña Boya-Bote

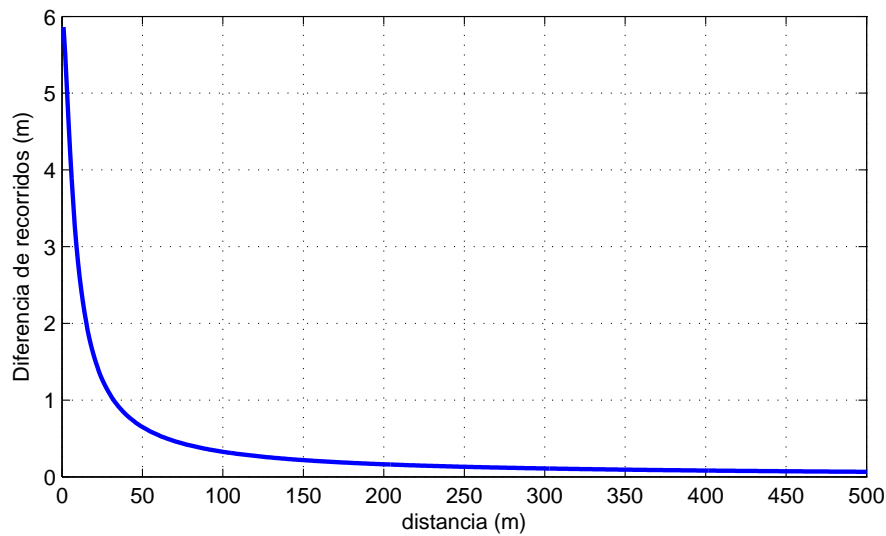
En relación a las variaciones a gran escala, en la Figura C.5 se muestran las variaciones lentas y la función de densidad de probabilidad correspondiente.

C.3.3. Campaña Barco-Costa

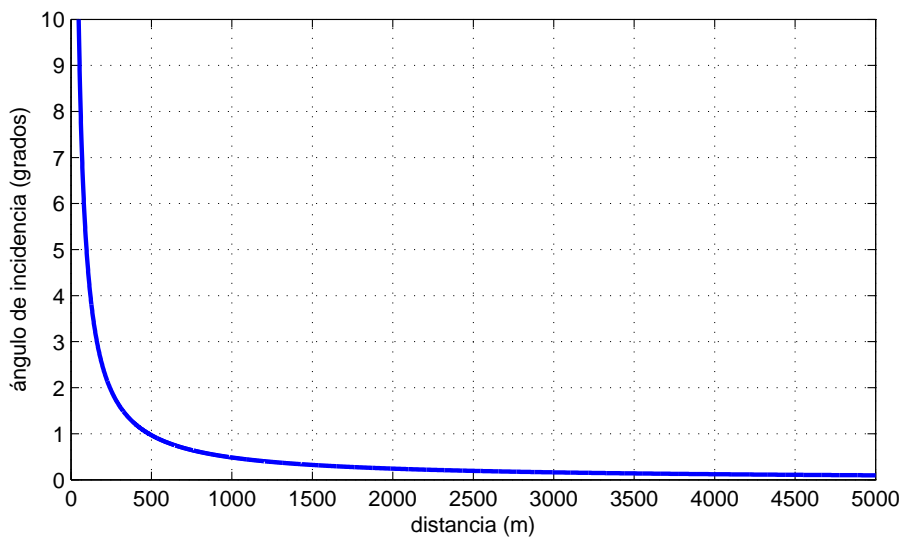
En relación a las variaciones a gran escala, en la Figura C.6 se muestran las variaciones lentas y la función de densidad de probabilidad correspondiente.

C.4. Análisis del desvanecimiento a pequeña escala

En este apartado se ilustra el proceso de análisis de las variaciones a pequeña escala de la señal recibida sobre intervalos temporales cortos. En particular, la atención se centra en dos tramos de datos de cinco segundos



(a) Diferencia de recorridos entre el rayo directo y el rayo reflejado en función de la distancia.



(b) Ángulo de incidencia del rayo reflejado en función de la distancia.

Figura C.1: Simulación de dos parámetros del modelo de dos rayos: diferencia de recorridos y ángulo de incidencia. $h_t = 3$ y $h_r = 5,45$.

de duración medidos en la campaña Barco-Costa: uno medido en condiciones LOS; justo al iniciar la campaña de medidas, y otro medido en condiciones NLOS, en una zona en la que la línea de visión queda totalmente obstruida por obstáculos de gran tamaño; correspondiente al último tramo de medidas

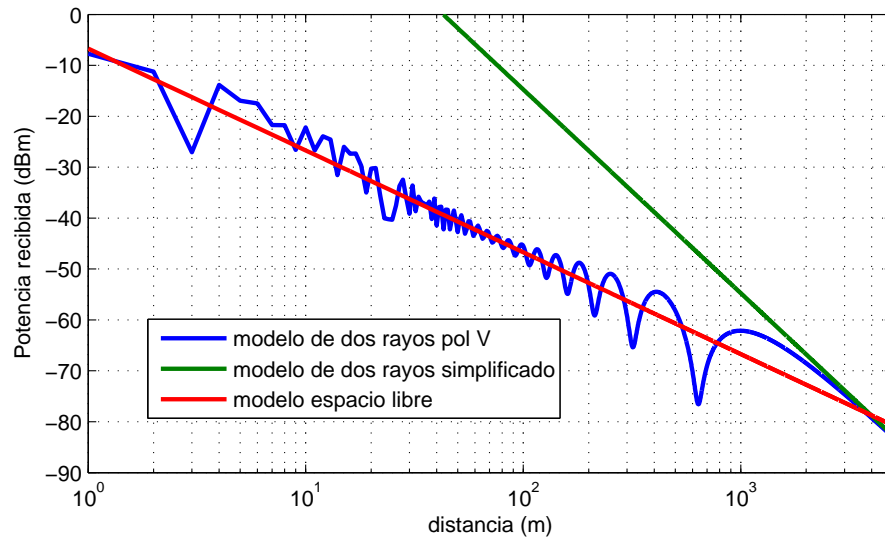


Figura C.2: Potencia recibida (dBm) modelo dos rayos, modelo de dos rayos simplificado y modelo de espacio libre. $h_t = 3$, $h_r = 5,45$, $f = 5,8$ GHz, $\sigma = 10$, $\epsilon_r = 70$.

de la ruta de ida.

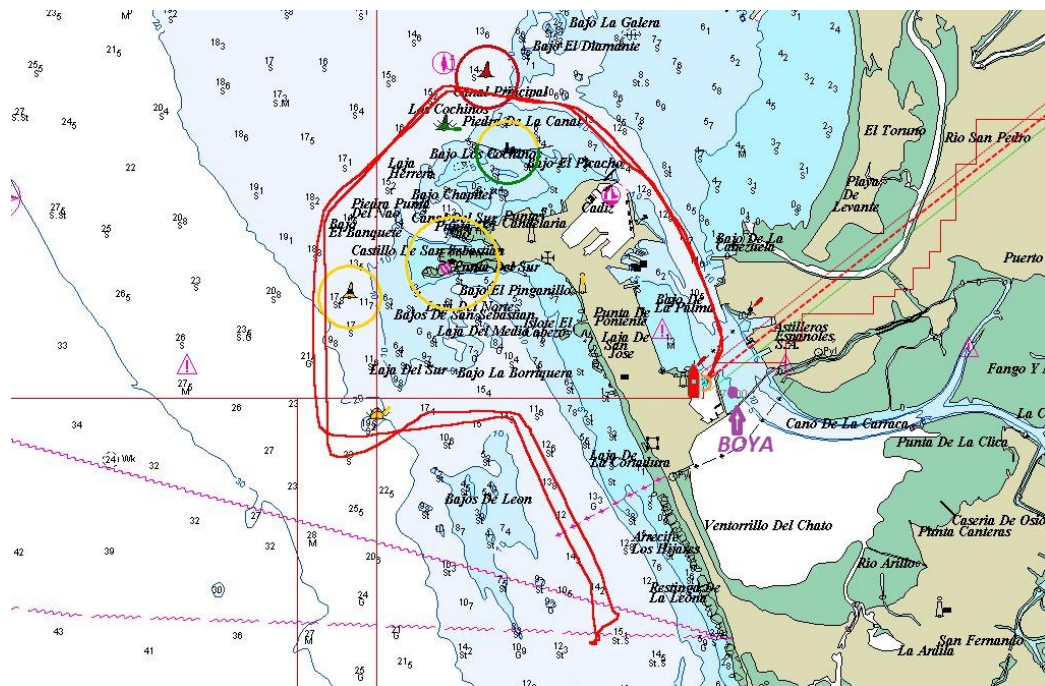
Con el objeto de comparar los niveles de la señal recibida para ambos tramos, en la Figura C.7 se muestran los conjuntos de medidas bajo estudio. Se puede observar que el nivel medio de la señal recibida es menor, y los desvanecimientos son más profundos, para el caso NLOS. En la Figura C.8 se muestran las dos trazas de señal, junto a los valores medios locales.

En la Figura C.9 se muestran las variaciones a pequeña escala de la señal recibida para los dos casos bajo estudio; es decir, se ha normalizado la señal recibida en base a los valores medios locales. Es interesante comprobar si las distribuciones de estas variaciones se ajustan a algunas de las dos distribuciones clásicas, ampliamente utilizadas para describir las variaciones a pequeña escala: Rayleigh y Rice.

La distribución de Rayleigh se utiliza generalmente para modelar las variaciones de la señal recibida en situaciones en las que no existe una componente multitrayecto dominante, por lo que, en principio, debería ser apropiada para el tramo de medidas NLOS. En la Figura C.10a se muestra la función de distribución acumulada de la tensión normalizada para el caso NLOS junto con la función teórica de Rayleigh para el mismo rango de variación. Las

variaciones a pequeña escala han sido normalizadas respecto a su media para poder realizar la comparación con la función de distribución teórica. En este caso, se representa la función de Rayleigh tomando un valor para la moda de 0.8. Los datos corresponden al primer tramo de un segundo de duración; es decir, se analiza la primera región local del conjunto de datos. Se puede observar cómo el ajuste es razonablemente bueno. Por lo tanto, en esta situación las variaciones rápidas quedan caracterizadas mediante la función de Rayleigh, y debido a que la media computada es igual a 1, esta distribución queda completamente caracterizada mediante un valor de moda igual a 0.8.

El estudio anterior se muestra en la Figura C.10b para el caso LOS, donde se puede observar que, como cabría esperar, la función experimental no se ajusta a la teórica de Rayleigh. Sin embargo, en esta misma figura, se puede observar que la función Gaussiana, cuya media y desviación típica se extraen de los valores experimentales (1 y 0.1742, respectivamente), se ajusta a la función experimental. Este ajuste es propio de transmisiones en las que existe una componente multitrayecto que domina sobremanera sobre el resto de las componentes. La función de Rice se aproxima a la función Gaussiana conforme el parámetro K tiende a infinito. De hecho, de acuerdo con la Figura C.11, donde se representan las funciones de distribución de los tramos LOS y NLOS, los valores para el caso LOS están más concentrados alrededor de la media y, por lo tanto, la función de distribución pasa de 0 a 1 más rápidamente. Esta característica es propia de la función de Rice (Bertoni, 2000).

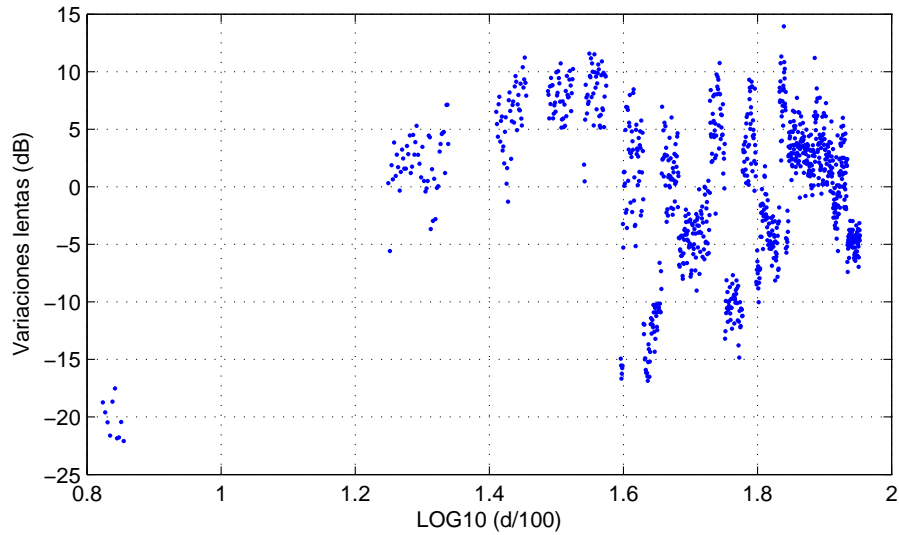


(a) Ubicación de la boya (en lila) y derrota seguida por el buque *Antares* (en rojo) sobre carta náutica.

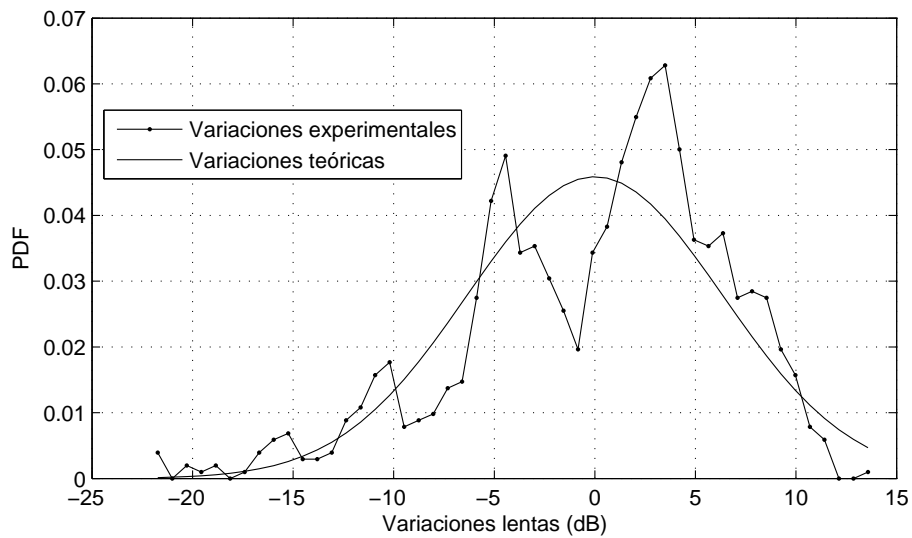


(b) Ubicación de la boya y derrota seguida por el buque *Antares* (en rojo) en la primera parte de la campaña.

Figura C.3: Detalle derrota campaña Boya-Buque.

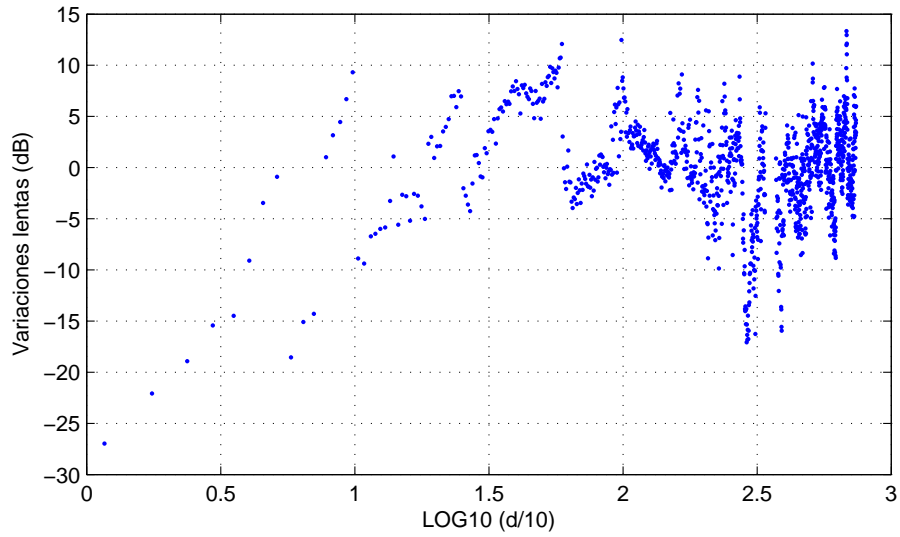


(a) Desviación de los valores medios locales de potencia respecto a la recta de regresión.

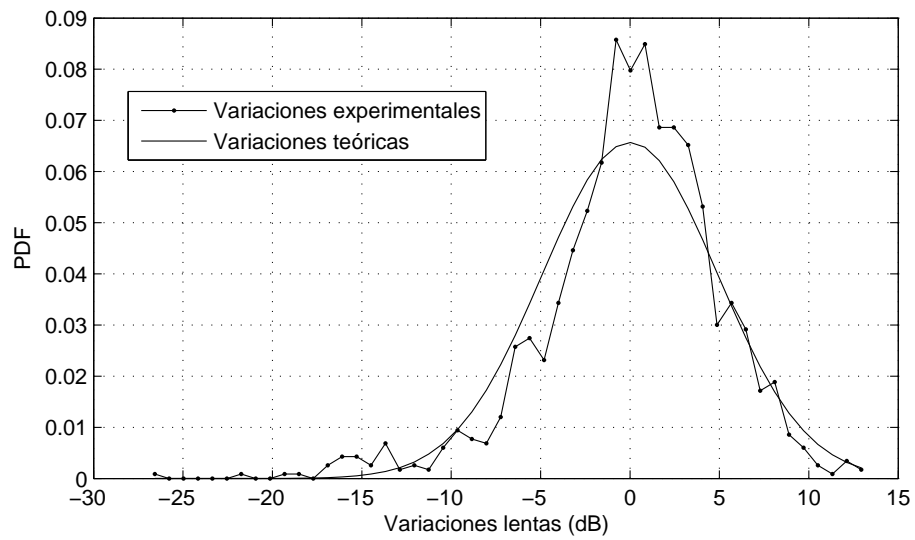


(b) Función de densidad de probabilidad.

Figura C.4: Variaciones lentas y función de densidad de probabilidad. Campaña Boya-Buque.

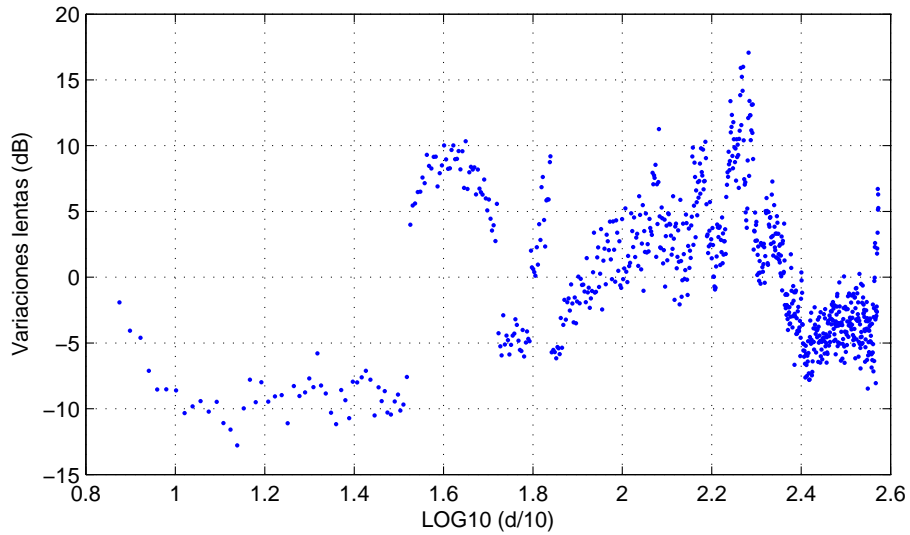


(a) Desviación de los valores medios locales de potencia respecto a la recta de regresión.

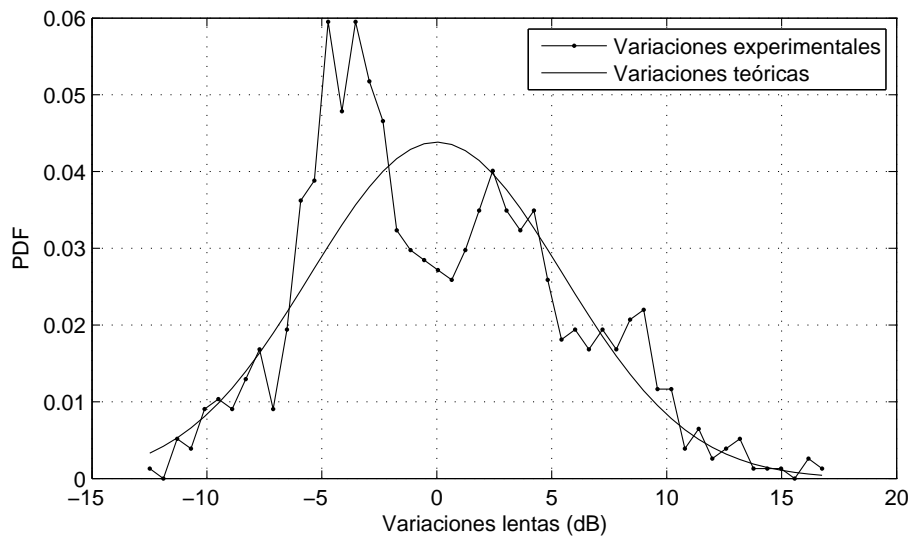


(b) Función de densidad de probabilidad.

Figura C.5: Variaciones lentas y función de densidad de probabilidad. Campaña Boya-Bote.



(a) Desviación de los valores medios locales de potencia respecto a la recta de regresión.



(b) Función de densidad de probabilidad.

Figura C.6: Variaciones lentas y función de densidad de probabilidad. Campaña Barco-Costa.

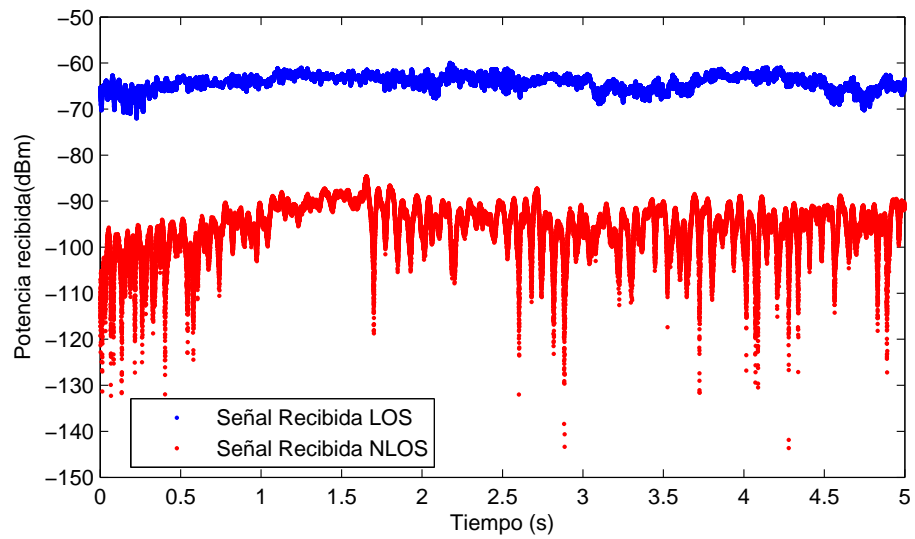
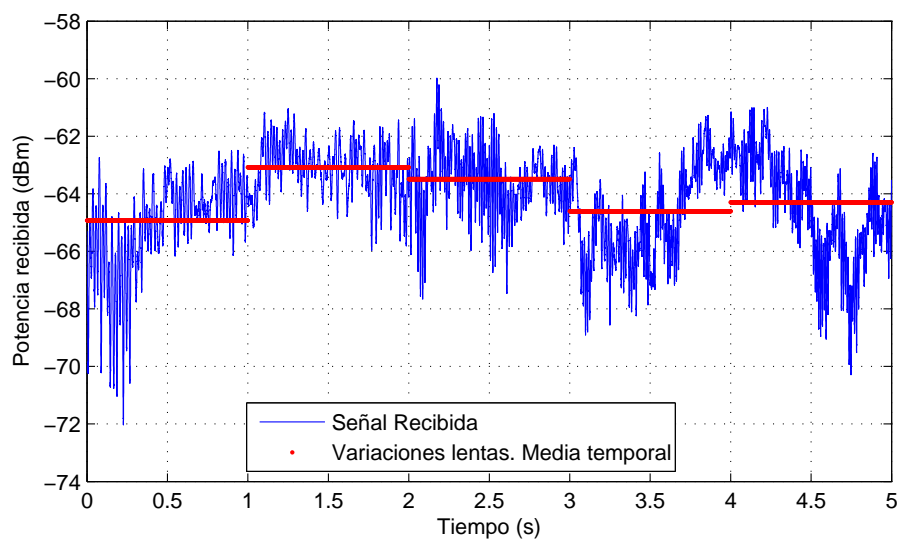
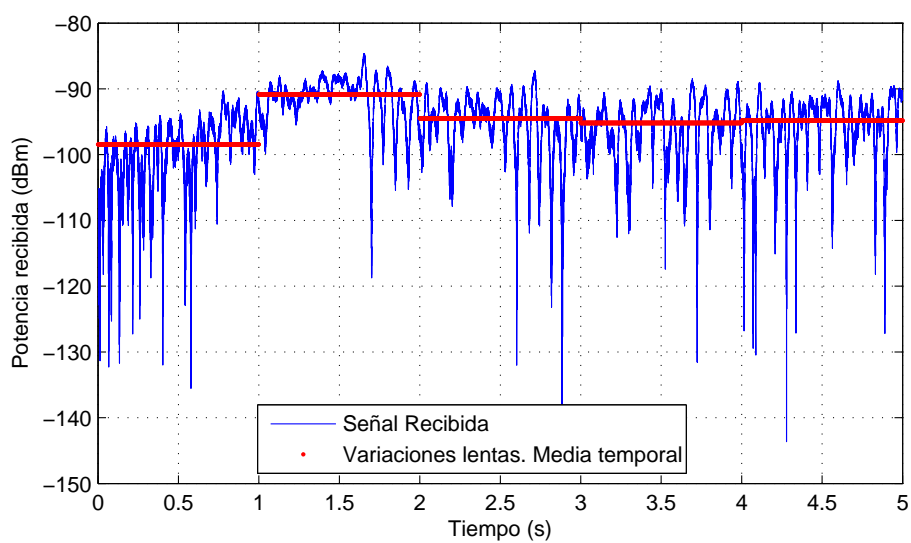


Figura C.7: Potencia recibida (dBm) durante cinco segundos en condiciones LOS y NLOS en la ruta de ida de la campaña de medidas de banda estrecha Barco-Costa.

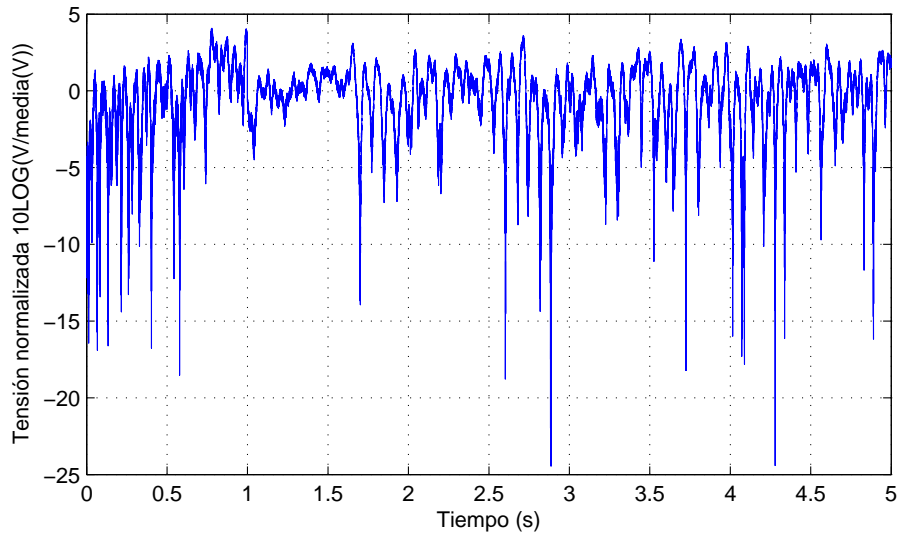


(a) Tramo LOS.

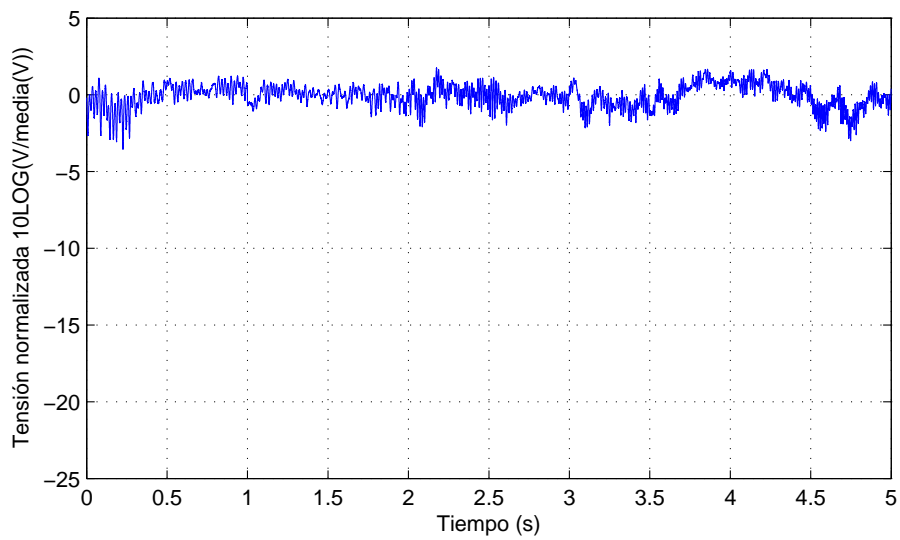


(b) Tramo NLOS.

Figura C.8: Potencia recibida (dBm) y variaciones lentas (media temporal) para tramos LOS y NLOS. Campaña Barco-Costa.

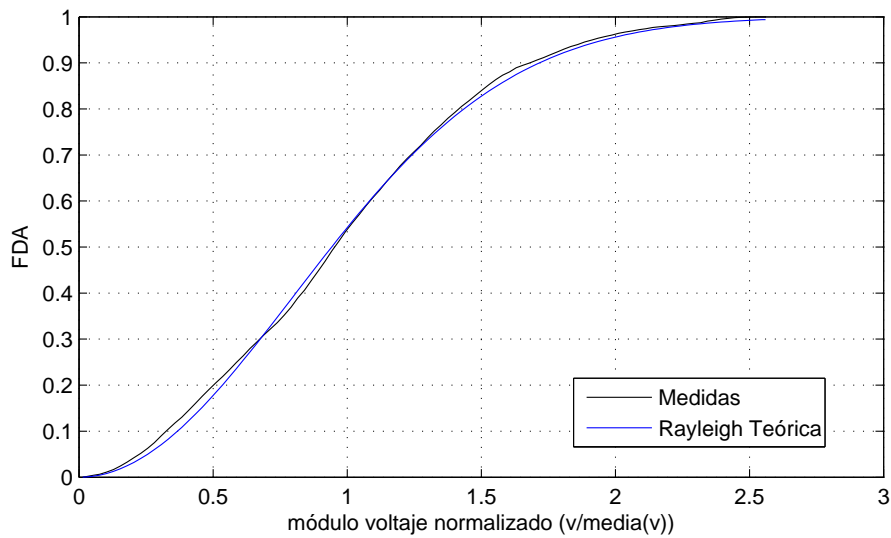


(a) Tensión normalizada para el caso NLOS.

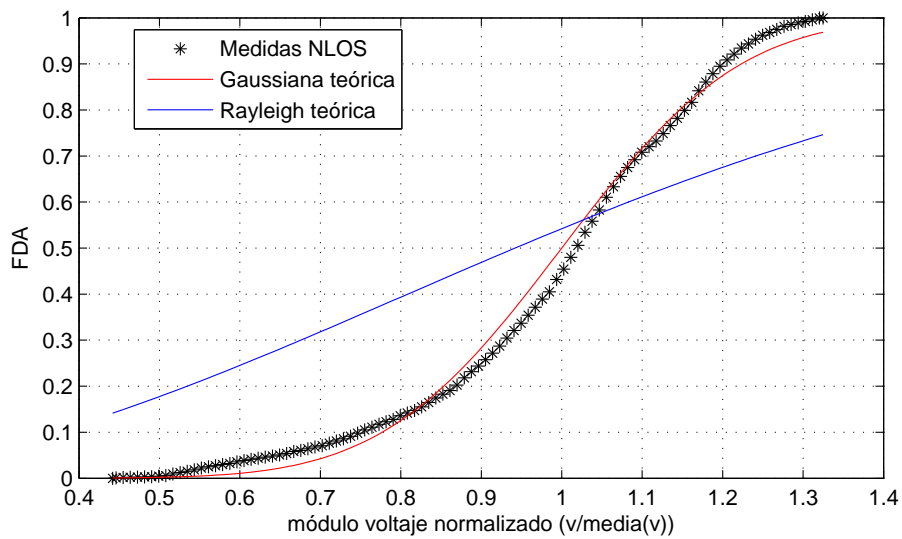


(b) Tensión normalizada para el caso LOS.

Figura C.9: Variaciones a pequeña escala para tramos LOS y NLOS. Campaña Barco-Costa.

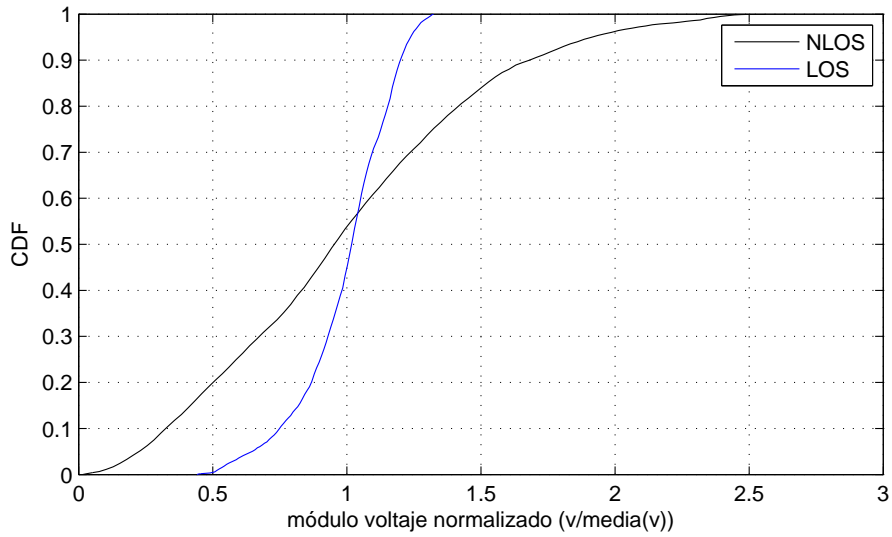


(a) Función de distribución acumulada para caso NLOS. Comparación con la función de Rayleigh.

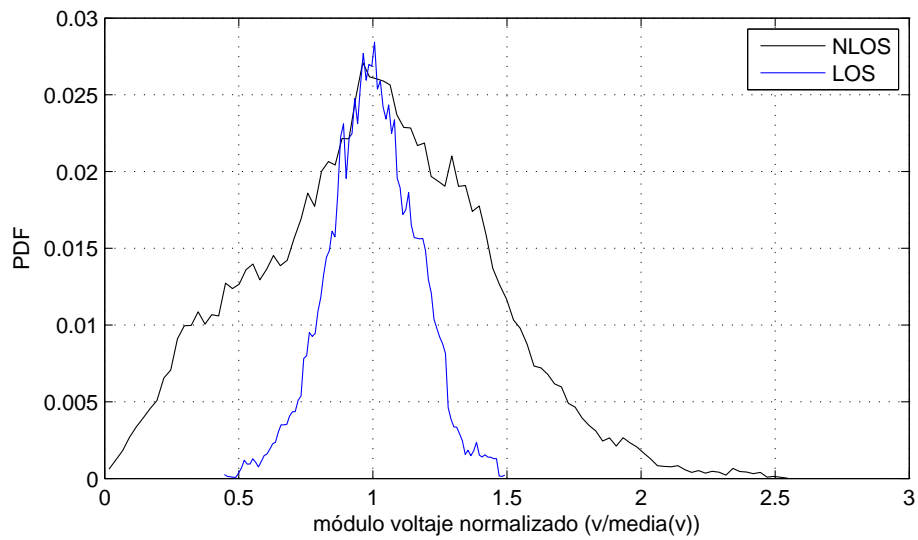


(b) Función de distribución acumulada para caso LOS. Comparación con la función Gaussiana y la función de Rayleigh.

Figura C.10: Funciones de distribución de probabilidad para las variaciones a pequeña escala: LOS y NLOS. Rango de análisis: 1 segundo. Campaña Barco-Costa.



(a) Funciones de distribución acumulada.



(b) Funciones de densidad de probabilidad.

Figura C.11: CDF y PDF para las variaciones a pequeña escala: tramos LOS y NLOS. Rango de análisis: 1 segundo. Campaña Barco-Costa.

Apéndice D

Resultados complementarios al estudio de banda ancha

D.1. Introducción

En este apéndice se presentan resultados complementarios a los obtenidos en el Capítulo 5 (*Caracterización en banda ancha*). En concreto, primeramente, se muestran las figuras correspondientes a los dos tipos de coeficientes de correlación definidos en el Apartado 5.3.1 y, finalmente, se presentan los primeros perfiles computados en cada una de las ubicaciones de la campaña.

D.2. Estudios de correlación

En este apartado se presentan los dos tipos de estudios de correlación, obtenidos para todas las ubicaciones del transmisor, de tal manera que en cada ubicación (ver Figura 5.1), se analiza, en primer lugar, los resultados computados según se indica en la Ecuación 5.2 y, seguidamente, los resultados computados según se indica en la Ecuación 5.3. En adelante, ambos coeficientes se denotan como coeficiente de correlación de tipo A y de tipo B, respectivamente. Además, conviene recordar que, en todos los casos, el intervalo de cómputo de cada perfil del retardo de potencia (PDP) es de 0.5 *ms*. No obstante, con el objeto de complementar el estudio realizado en el Apartado 5.3.1, en la Figura D.1 se muestra el coeficiente de correlación de tipo A para tres intervalos de diferente duración.

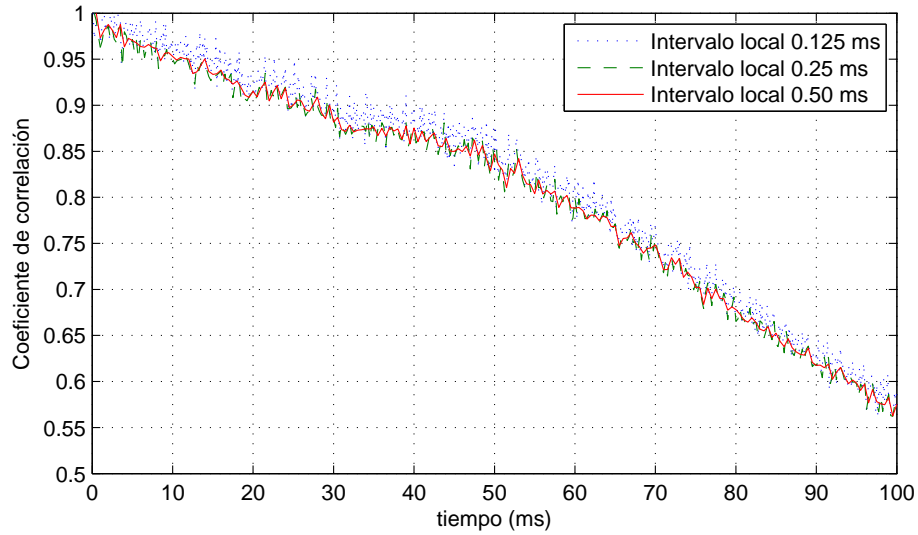


Figura D.1: Coeficientes de correlación de PDPs obtenidos como se indica en la Ecuación 5.2 para tres intervalos de cómputo diferentes. El conjunto de datos analizado es el mismo que en la Figura 5.2a.

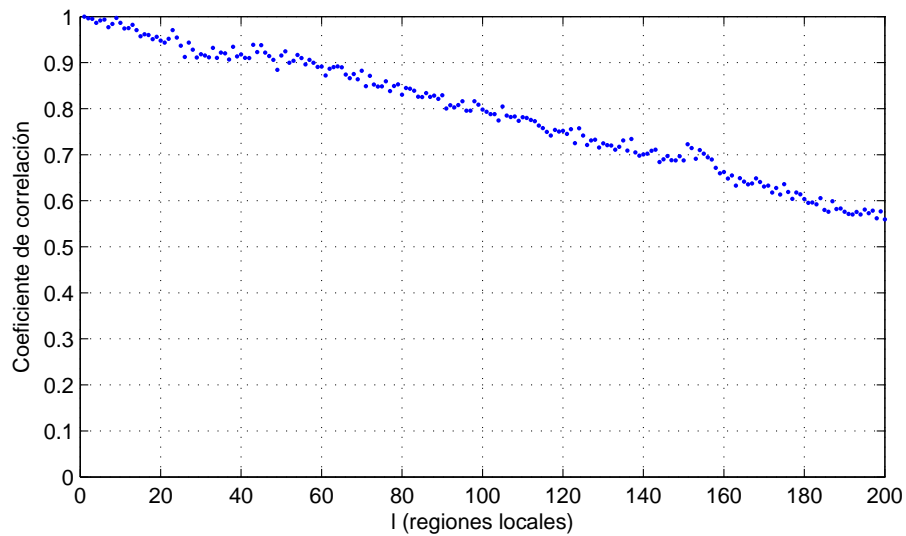


Figura D.2: Coeficiente de correlación de tipo A. Ubicación TX1.

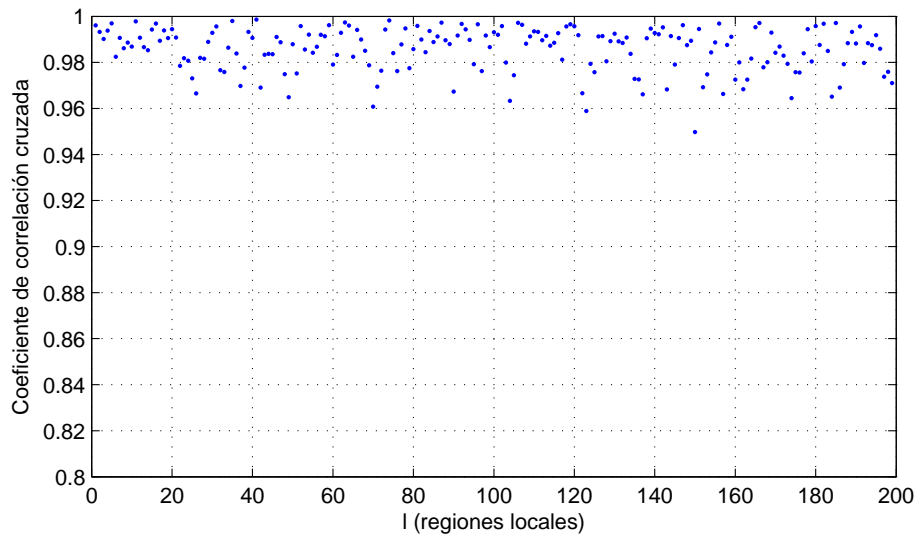


Figura D.3: Coeficiente de correlación de tipo B. Ubicación TX1.

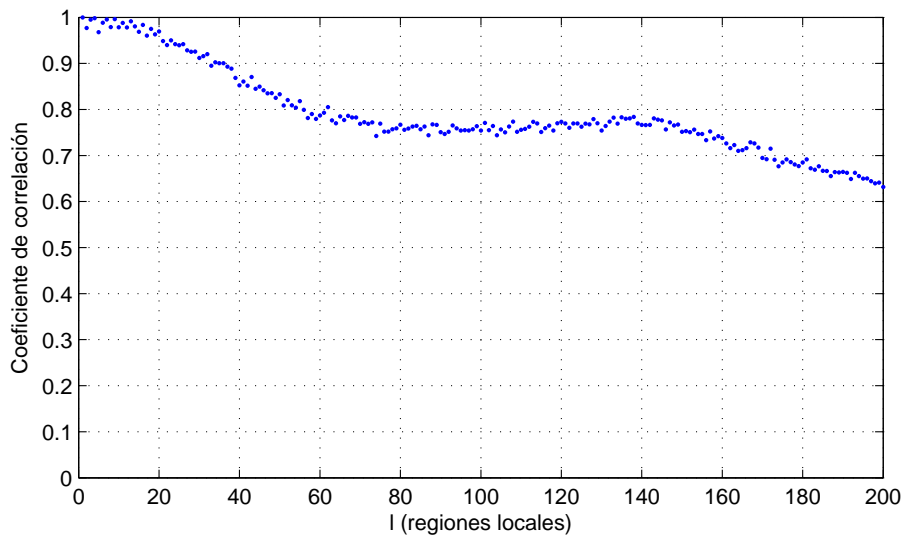


Figura D.4: Coeficiente de correlación de tipo A. Ubicación TX2.

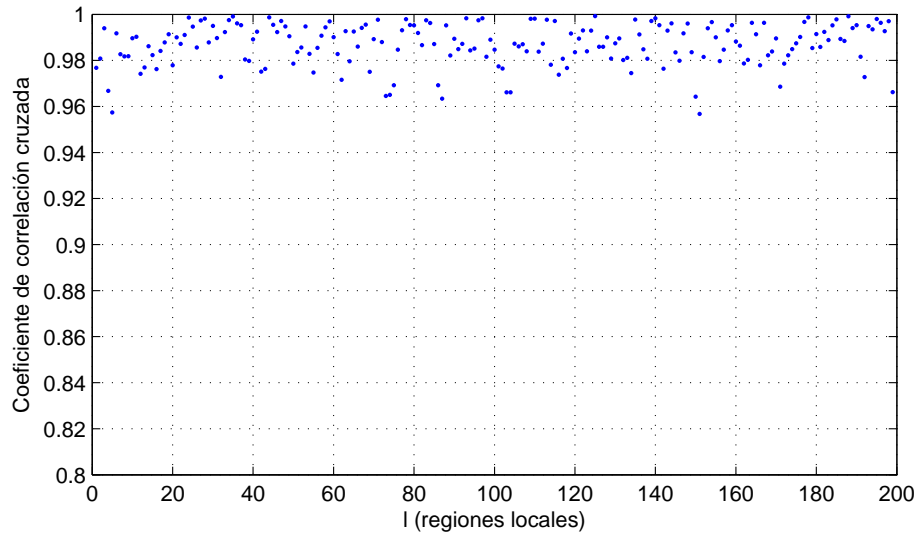


Figura D.5: Coeficiente de correlación de tipo B. Ubicación TX2.

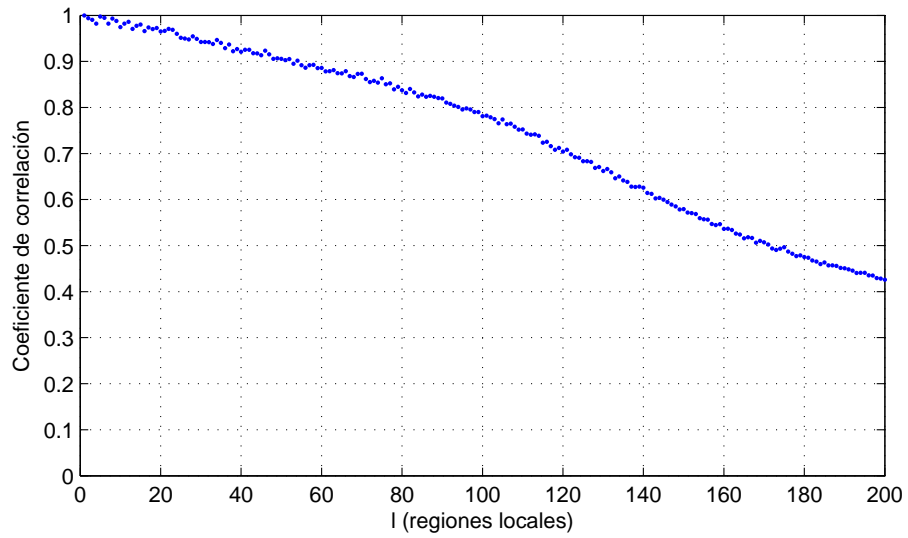


Figura D.6: Coeficiente de correlación de tipo A. Ubicación TX3.

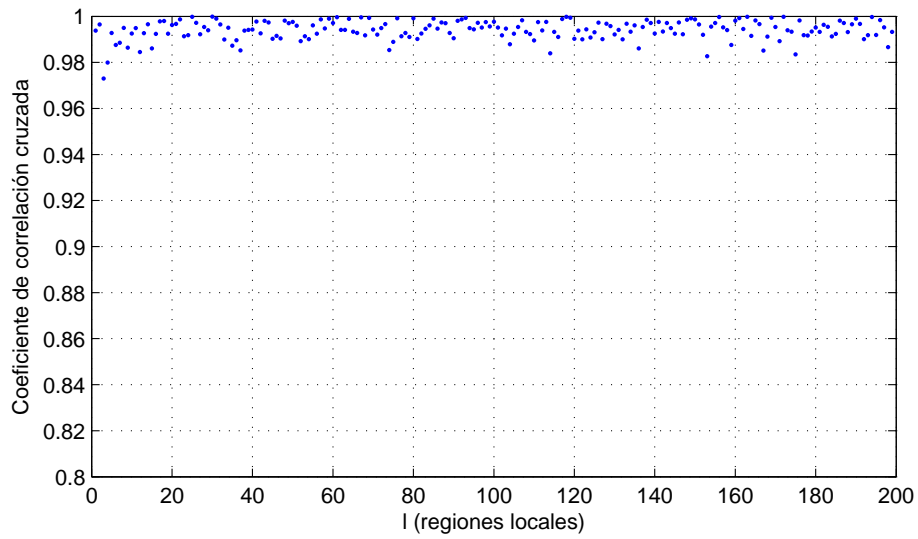


Figura D.7: Coeficiente de correlación de tipo B. Ubicación TX3.

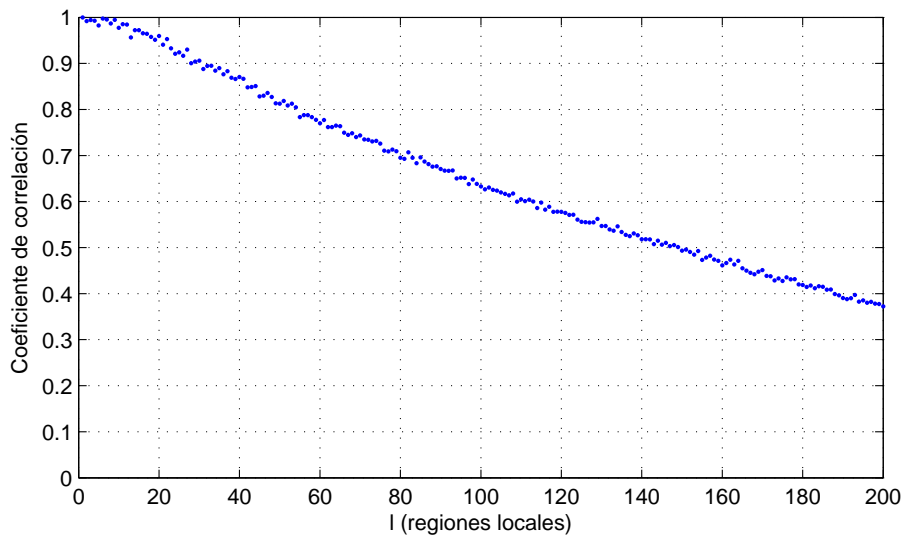


Figura D.8: Coeficiente de correlación de tipo A. Ubicación TX4.

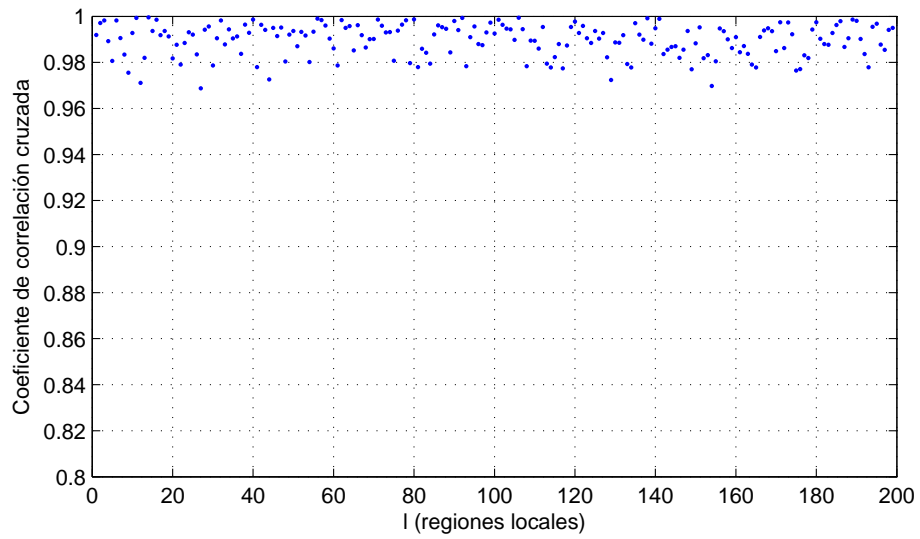


Figura D.9: Coeficiente de correlación de tipo B. Ubicación TX4.

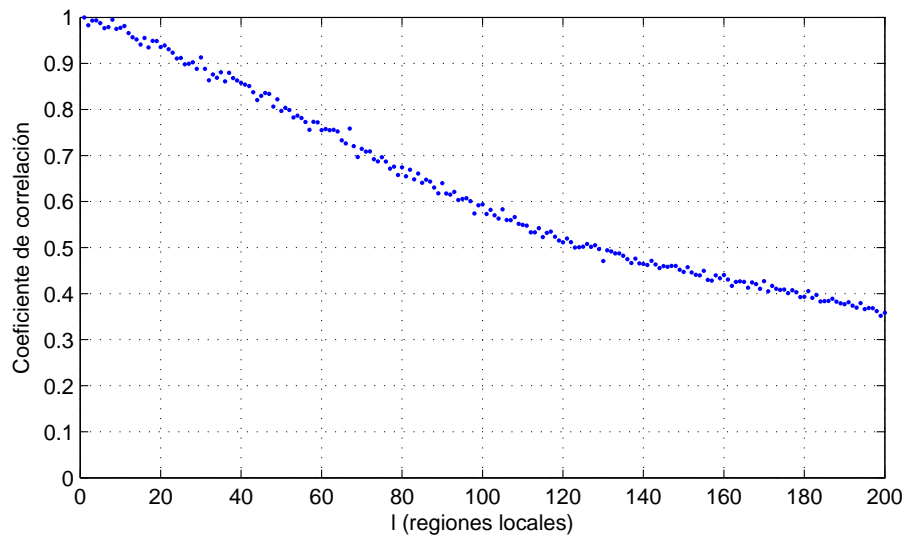


Figura D.10: Coeficiente de correlación de tipo A. Ubicación TX5.

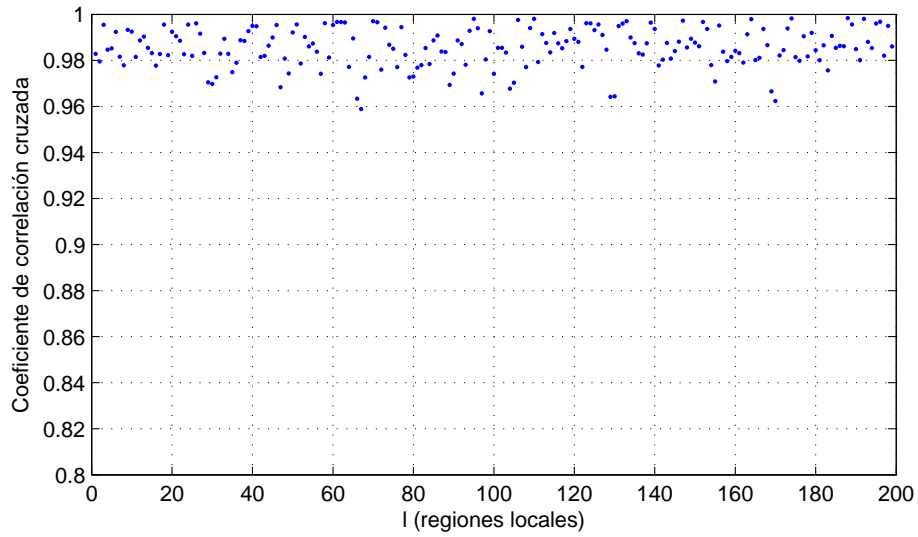


Figura D.11: Coeficiente de correlación de tipo B. Ubicación TX5.

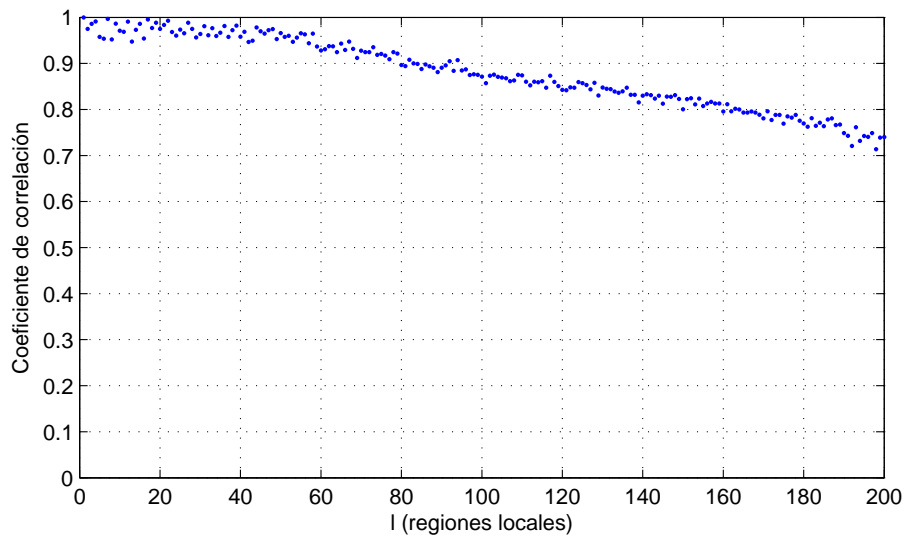


Figura D.12: Coeficiente de correlación de tipo A. Ubicación TX6.

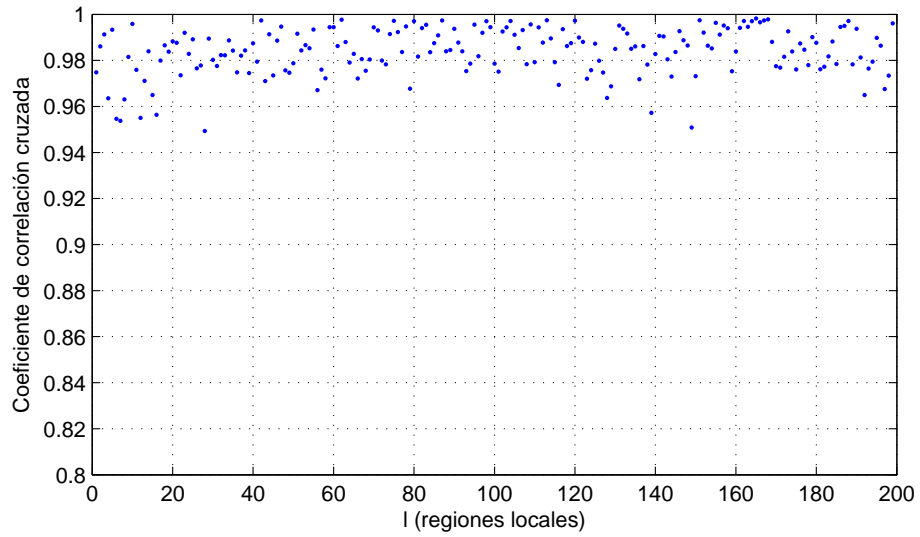


Figura D.13: Coeficiente de correlación de tipo B. Ubicación TX6.

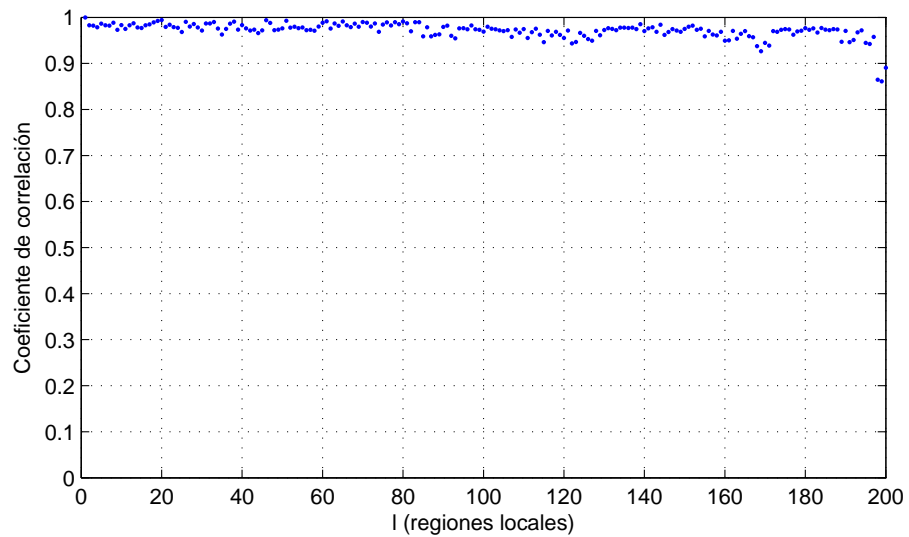


Figura D.14: Coeficiente de correlación de tipo A. Ubicación TX7.

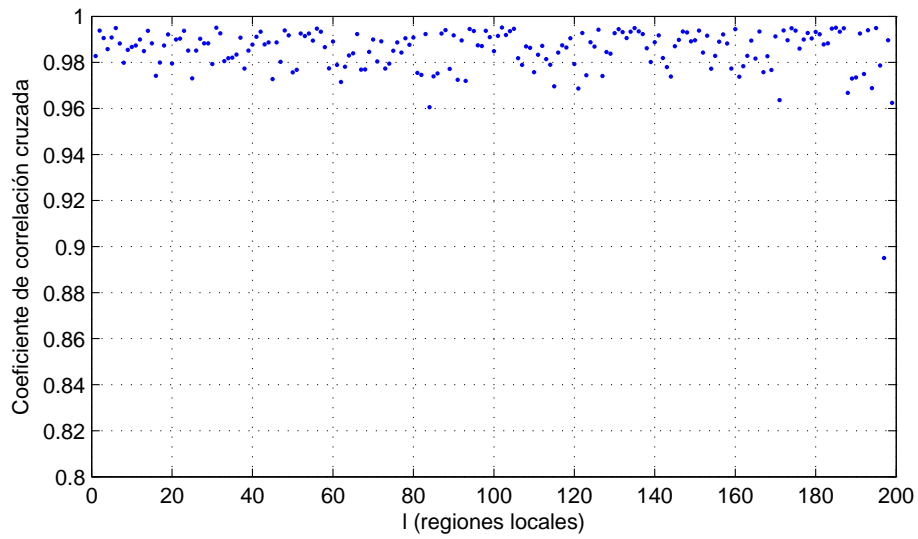


Figura D.15: Coeficiente de correlación de tipo B. Ubicación TX7.

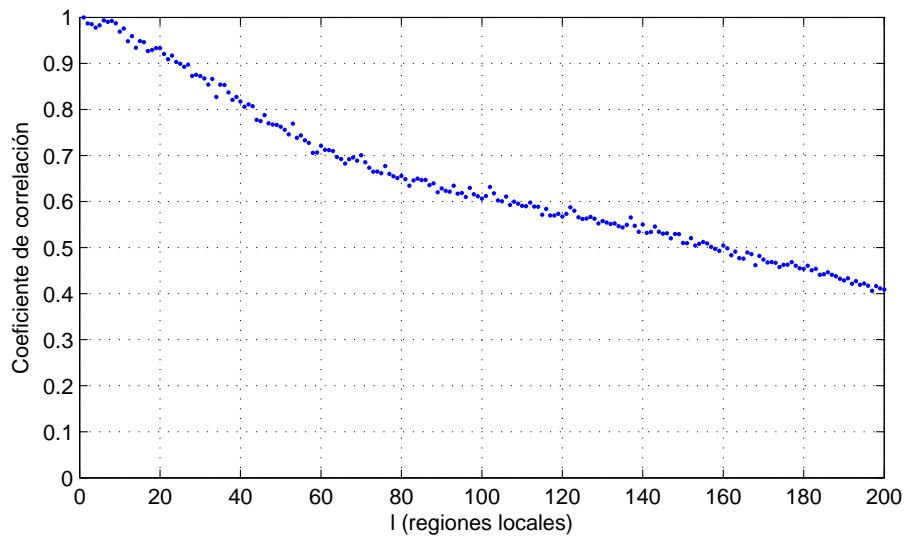


Figura D.16: Coeficiente de correlación de tipo A. Ubicación TX8.

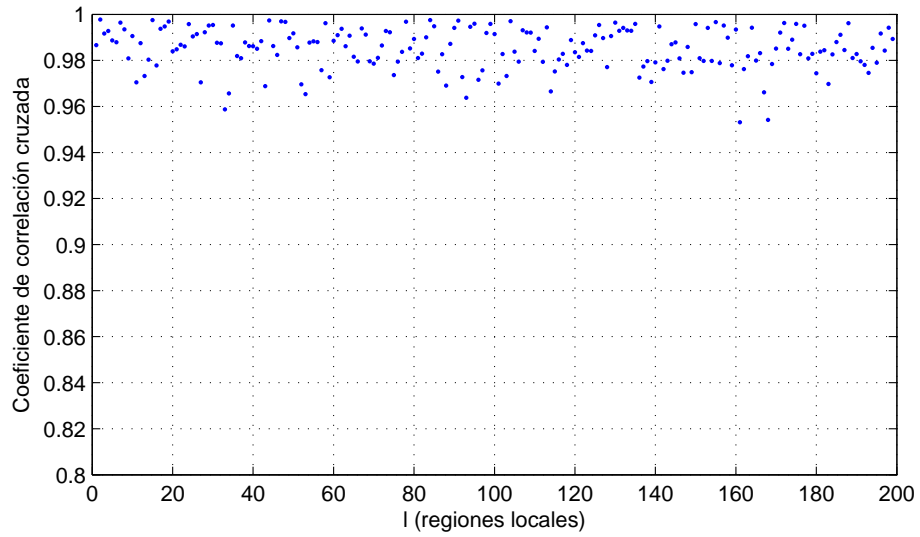


Figura D.17: Coeficiente de correlación de tipo B. Ubicación TX8.

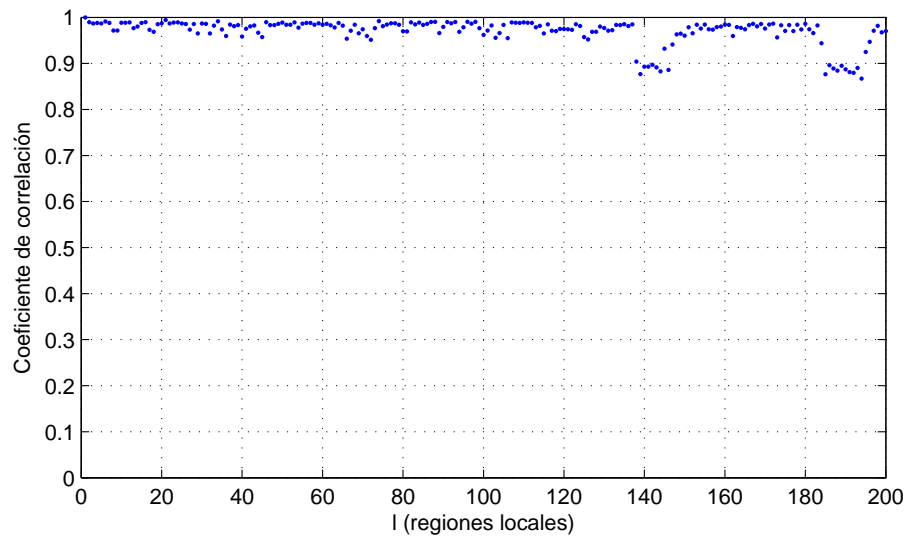


Figura D.18: Coeficiente de correlación de tipo A. Ubicación TX9.

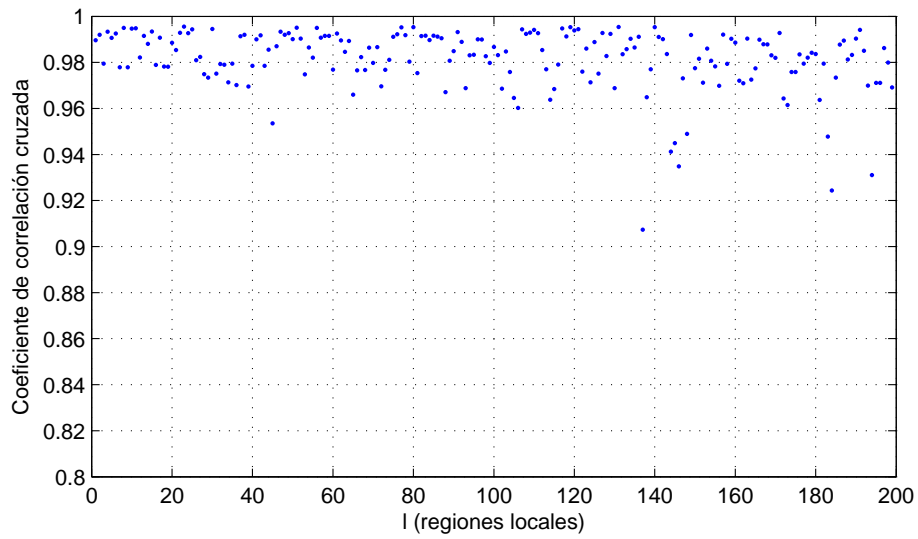


Figura D.19: Coeficiente de correlación de tipo B. Ubicación TX9.

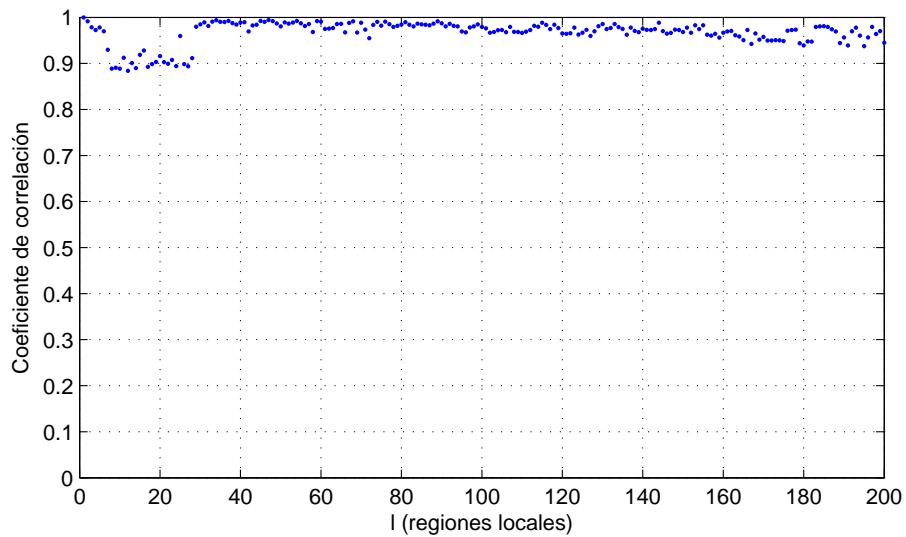


Figura D.20: Coeficiente de correlación de tipo A. Ubicación TX10.

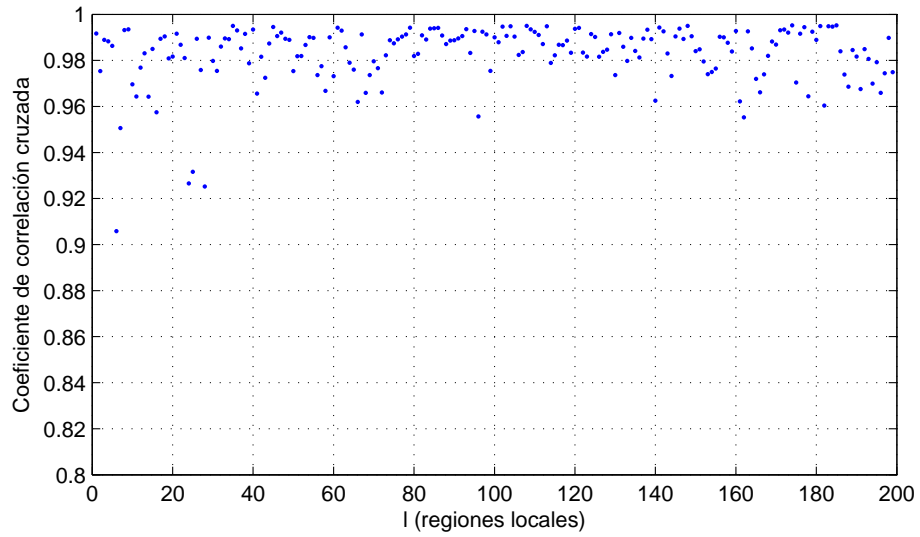


Figura D.21: Coeficiente de correlación de tipo B. Ubicación TX10.

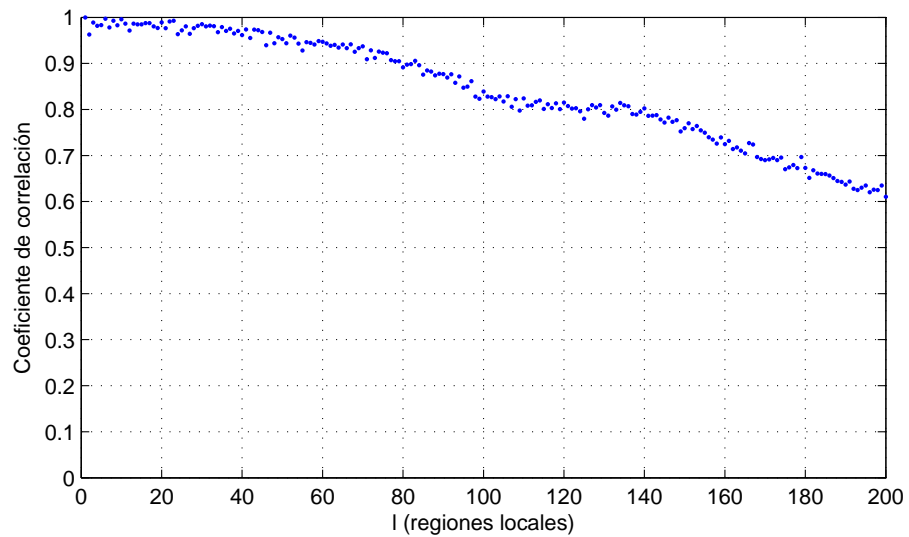


Figura D.22: Coeficiente de correlación de tipo A. Ubicación TX11.

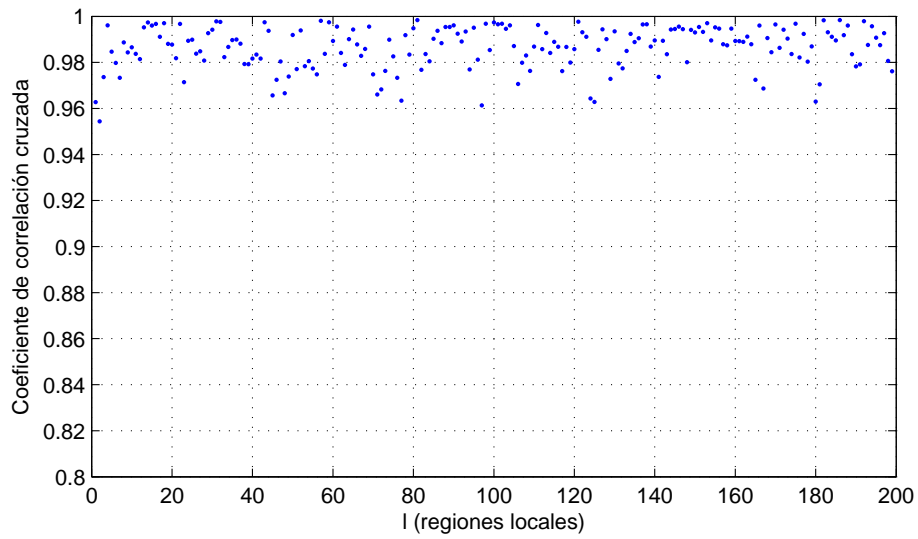


Figura D.23: Coeficiente de correlación de tipo B. Ubicación TX11.

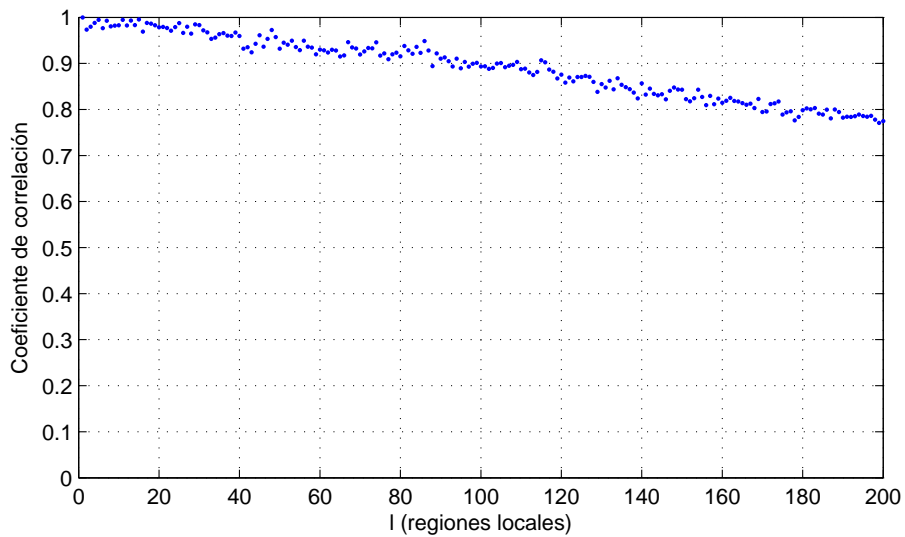


Figura D.24: Coeficiente de correlación de tipo A. Ubicación TX12.

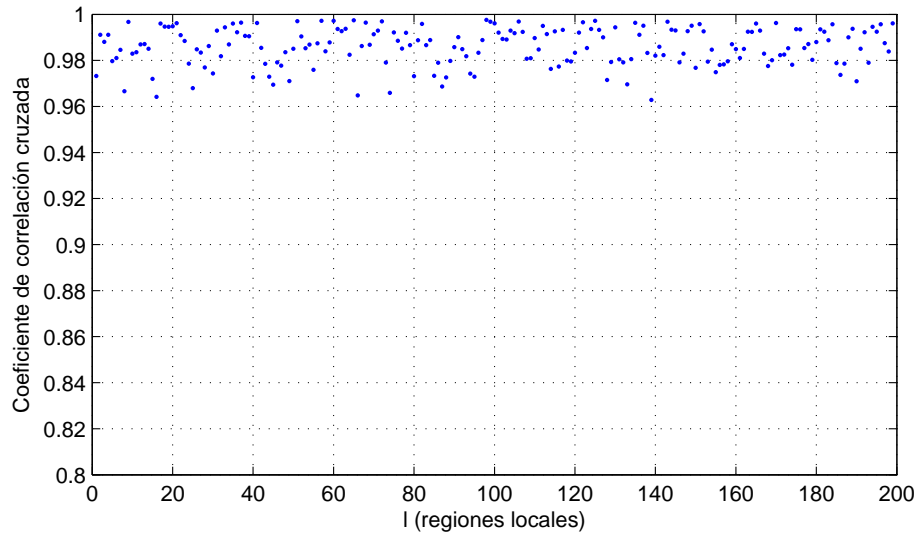


Figura D.25: Coeficiente de correlación de tipo B. Ubicación TX12.

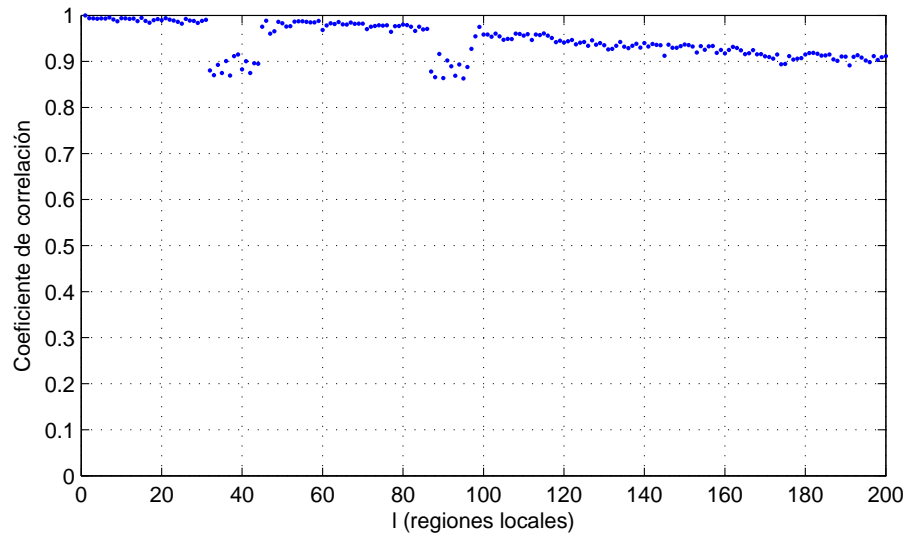


Figura D.26: Coeficiente de correlación de tipo A. Ubicación TX13.

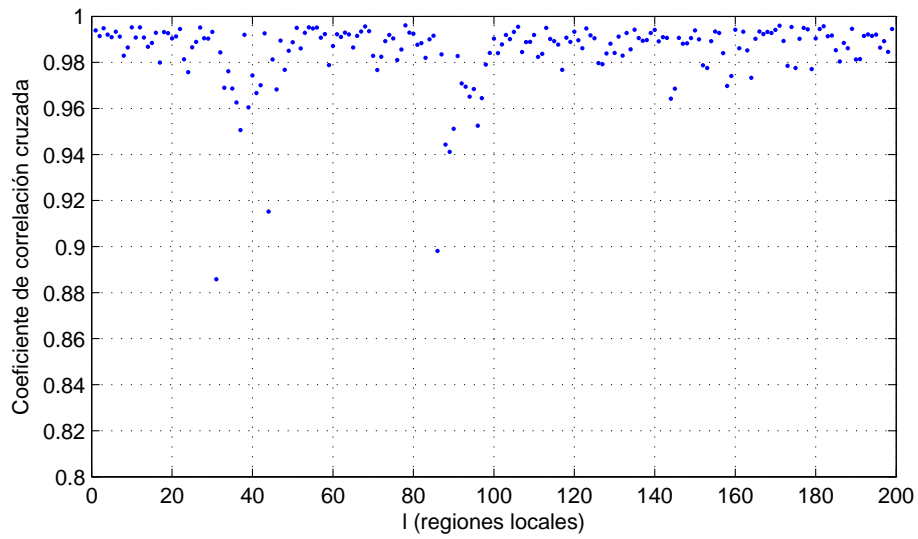


Figura D.27: Coeficiente de correlación de tipo B. Ubicación TX13.

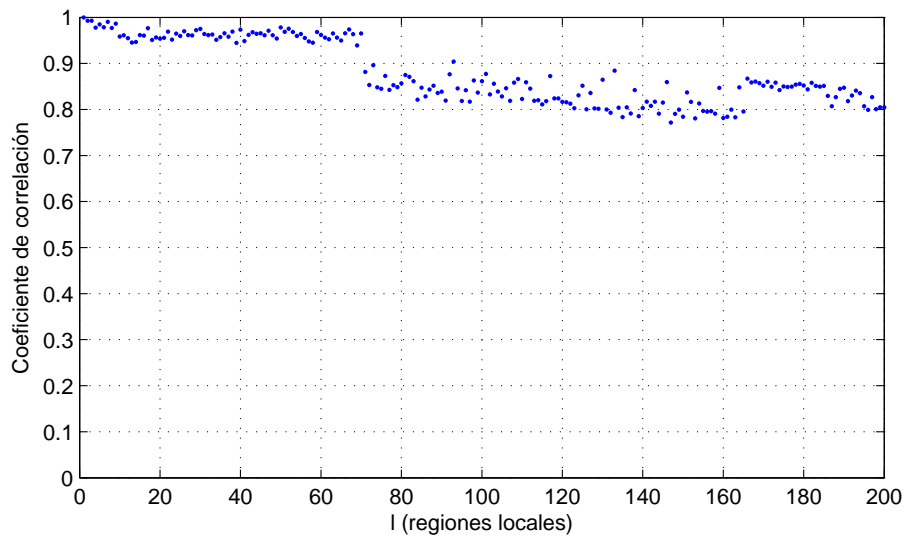


Figura D.28: Coeficiente de correlación de tipo A. Ubicación TX14.

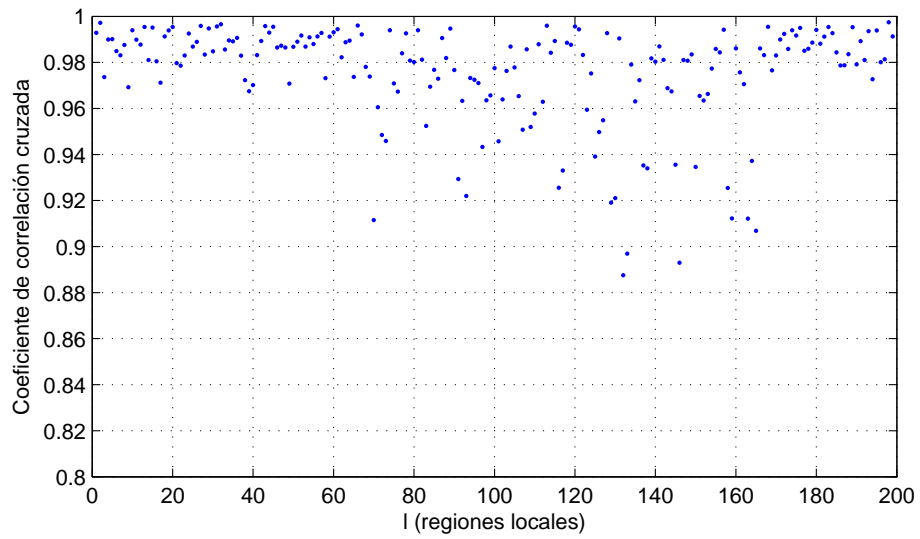


Figura D.29: Coeficiente de correlación de tipo B. Ubicación TX14.

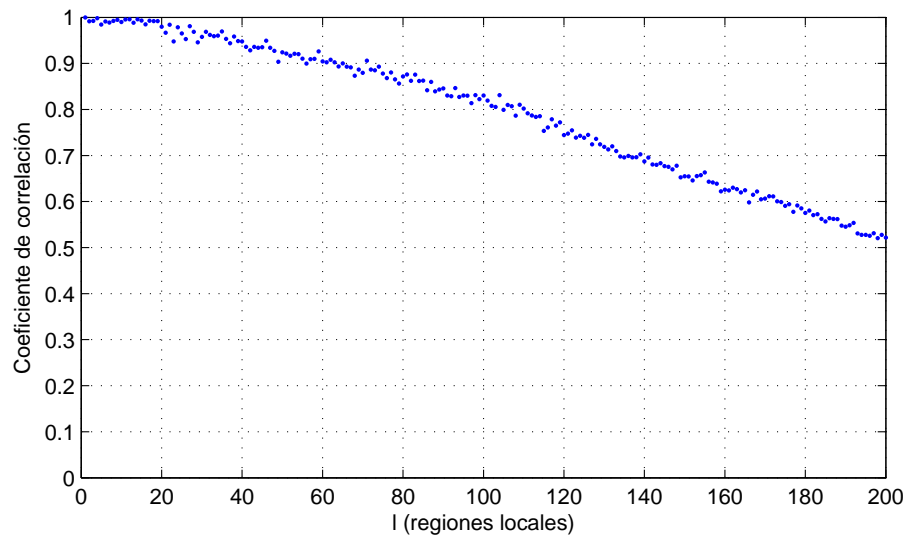


Figura D.30: Coeficiente de correlación de tipo A. Ubicación TX15.

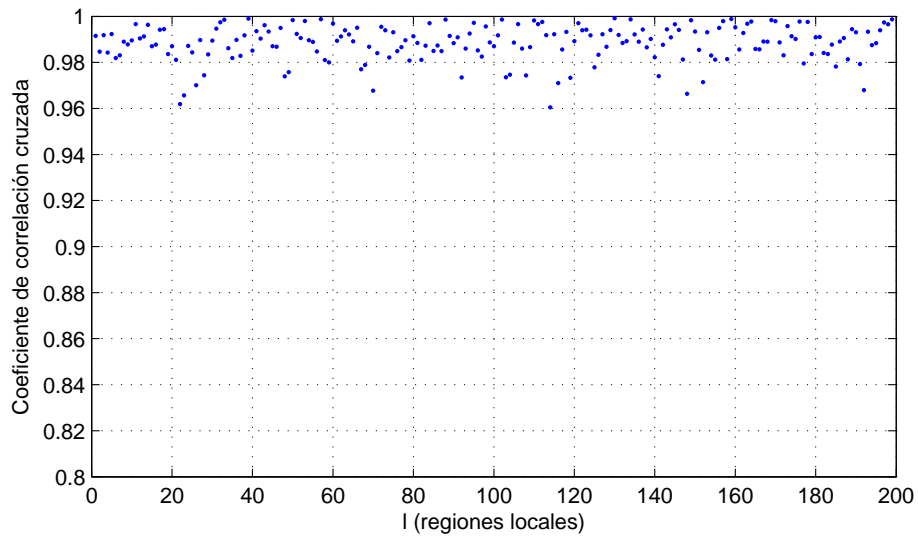


Figura D.31: Coeficiente de correlación de tipo B. Ubicación TX15.

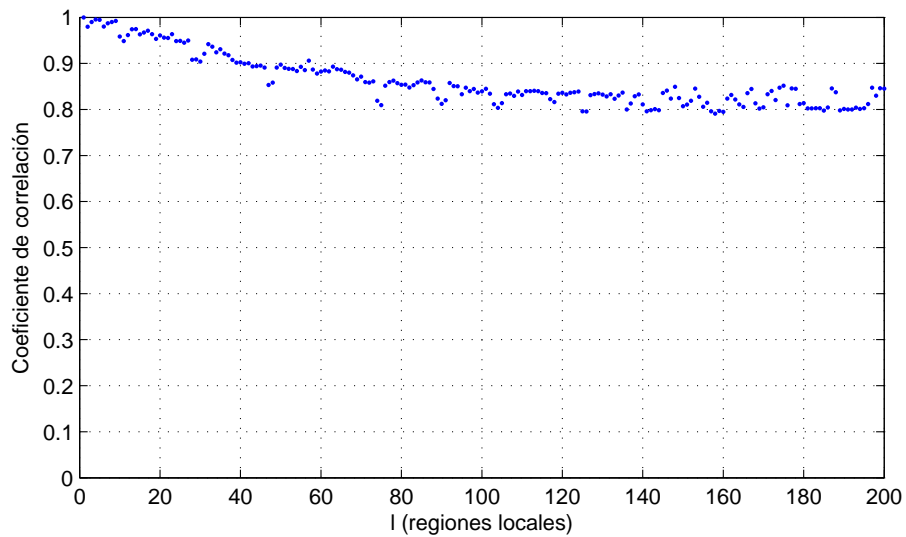


Figura D.32: Coeficiente de correlación de tipo A. Ubicación TX16.

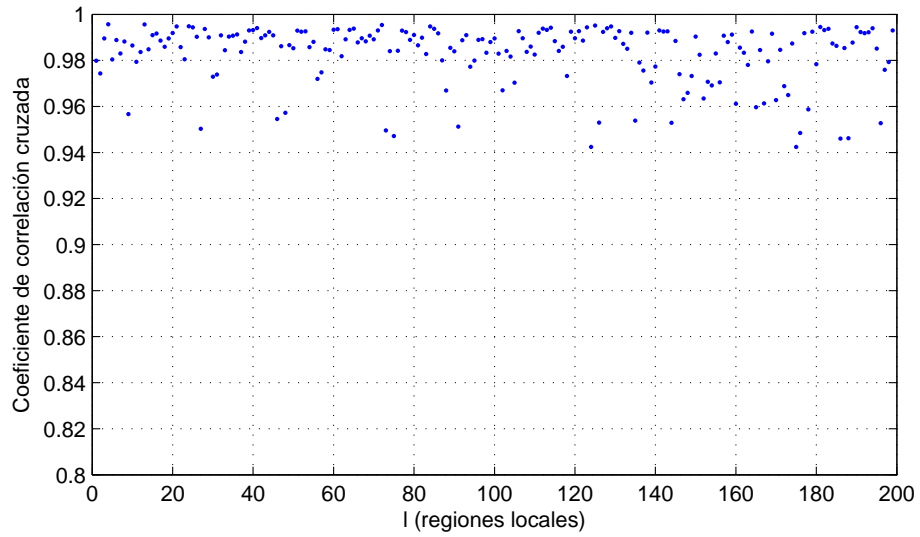


Figura D.33: Coeficiente de correlación de tipo B. Ubicación TX16.

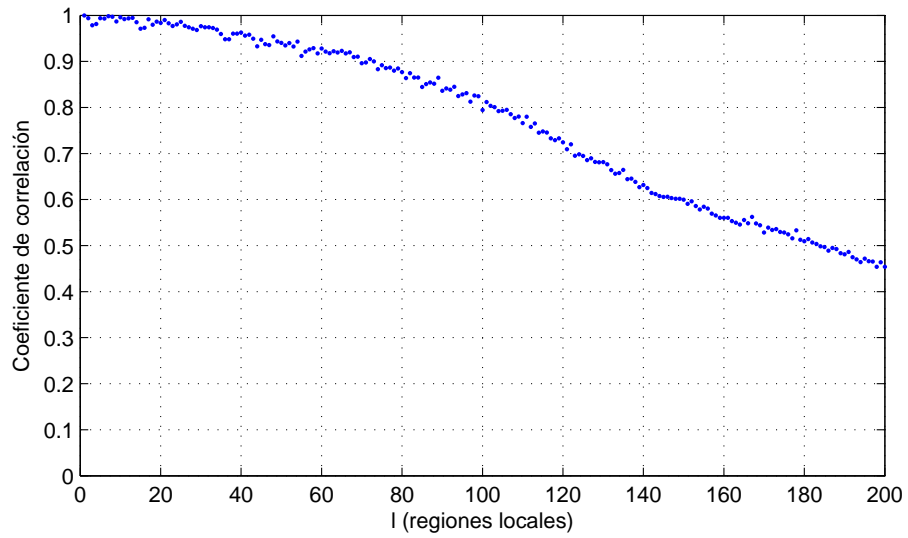


Figura D.34: Coeficiente de correlación de tipo A. Ubicación TX17.

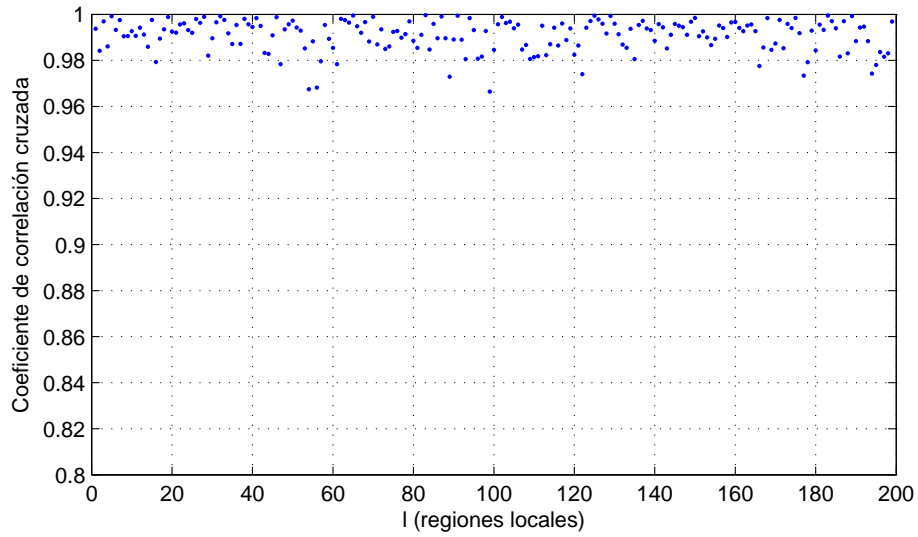


Figura D.35: Coeficiente de correlación de tipo B. Ubicación TX17.

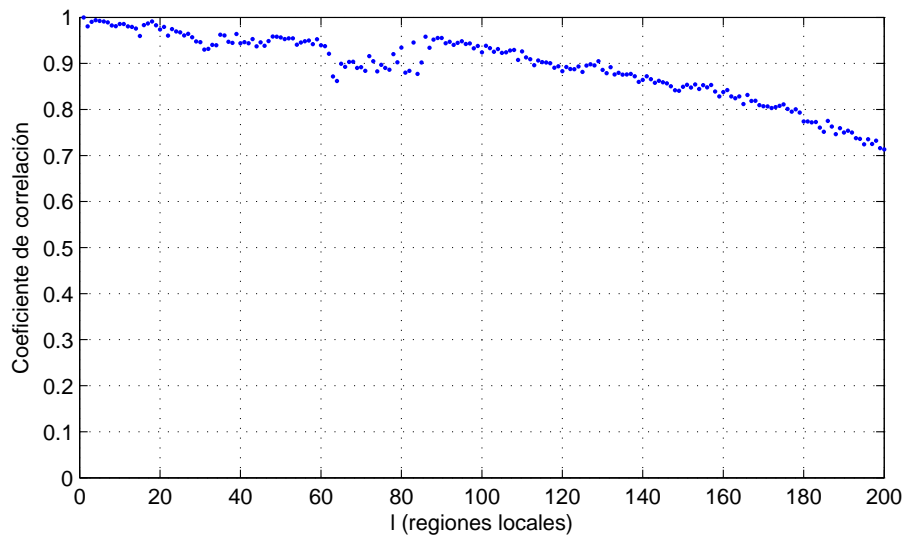


Figura D.36: Coeficiente de correlación de tipo A. Ubicación TX18.

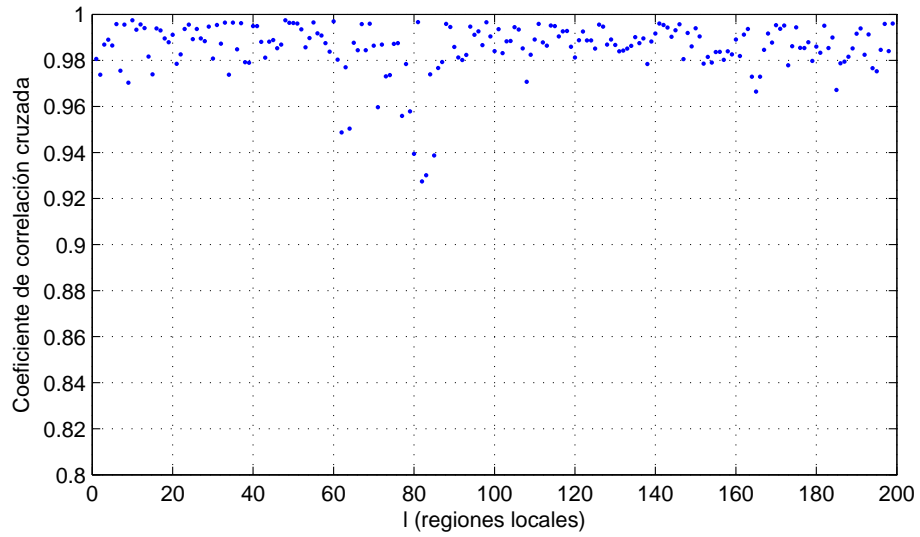


Figura D.37: Coeficiente de correlación de tipo B. Ubicación TX18.

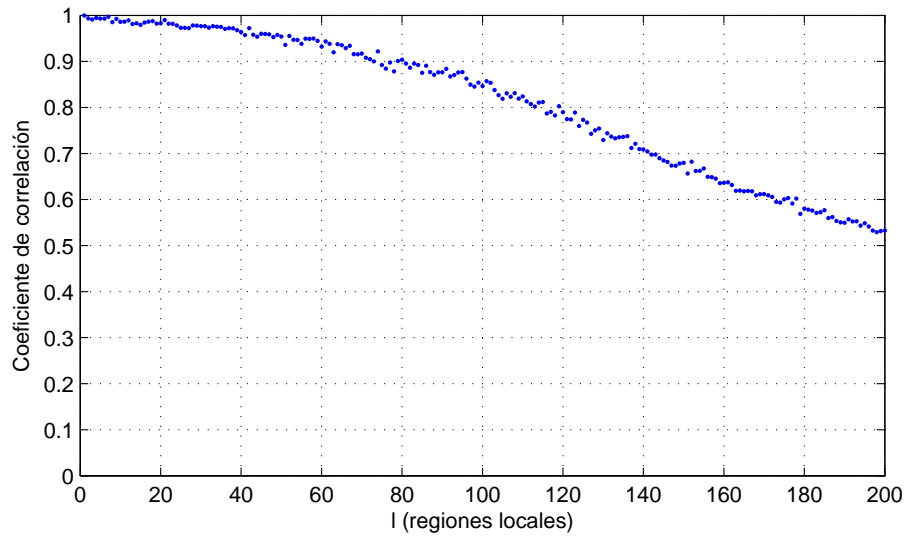


Figura D.38: Coeficiente de correlación de tipo A. Ubicación TX19.

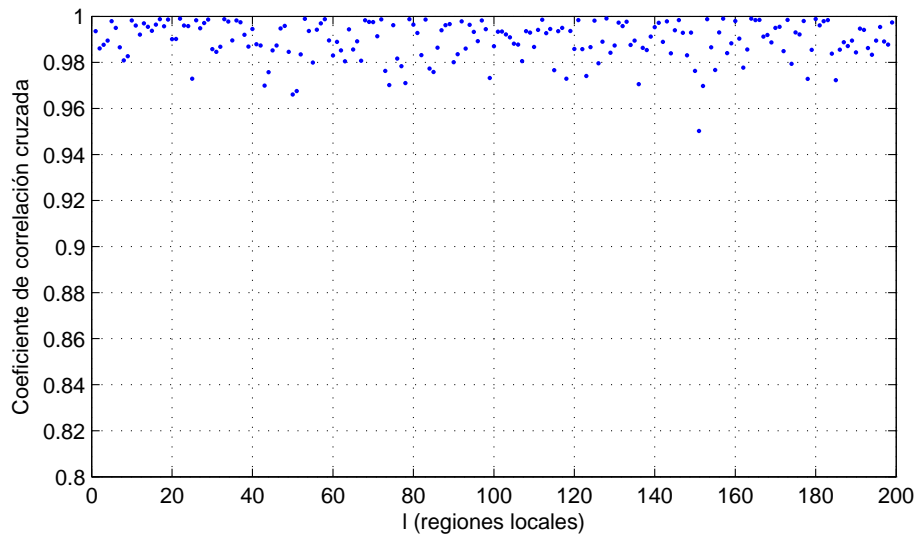


Figura D.39: Coeficiente de correlación de tipo B. Ubicación TX19.

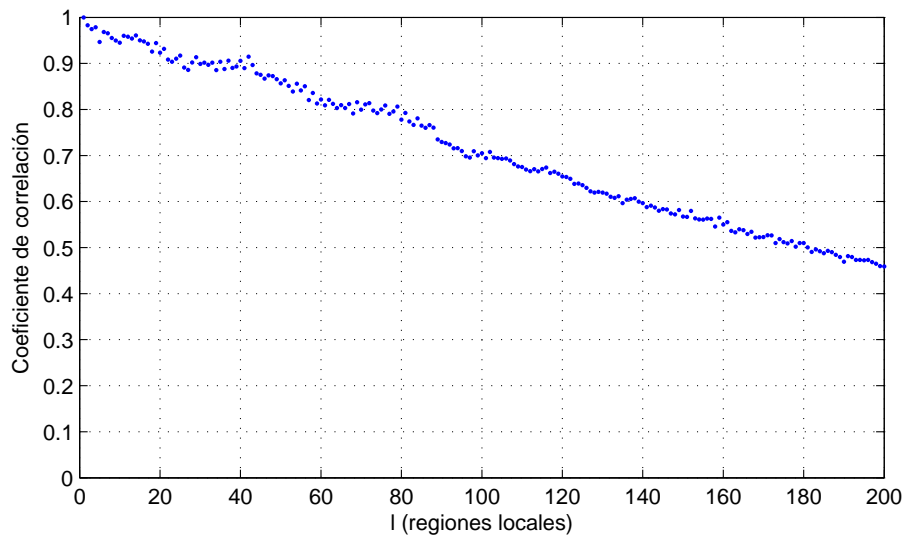


Figura D.40: Coeficiente de correlación de tipo A. Ubicación TX20.

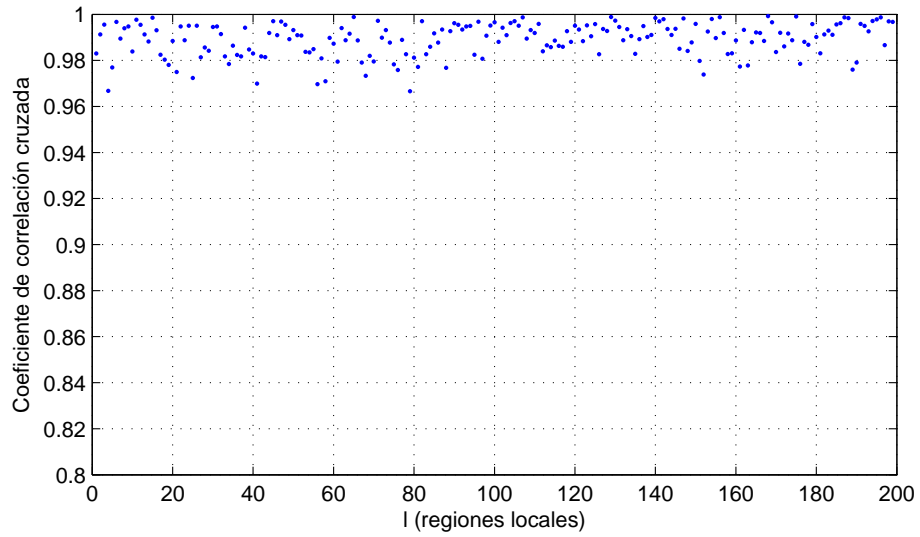


Figura D.41: Coeficiente de correlación de tipo B. Ubicación TX20.

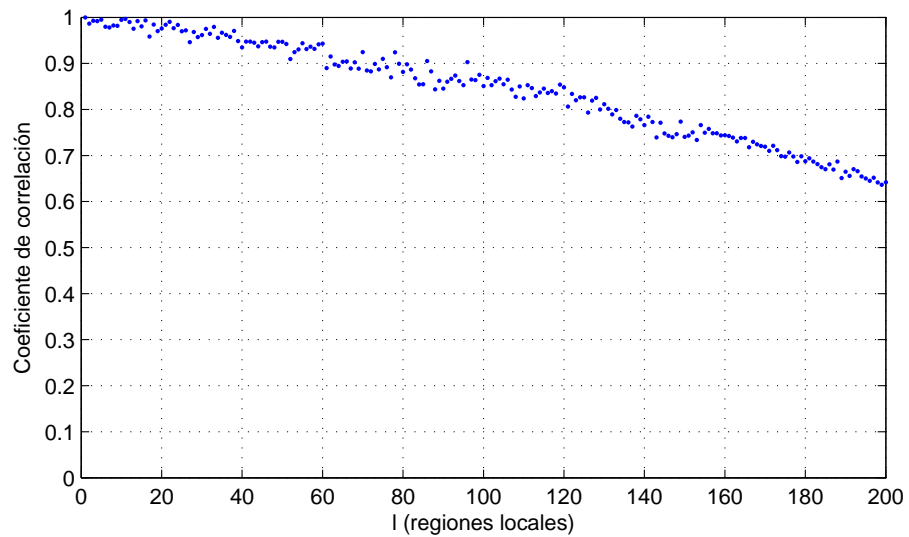


Figura D.42: Coeficiente de correlación de tipo A. Ubicación TX21.

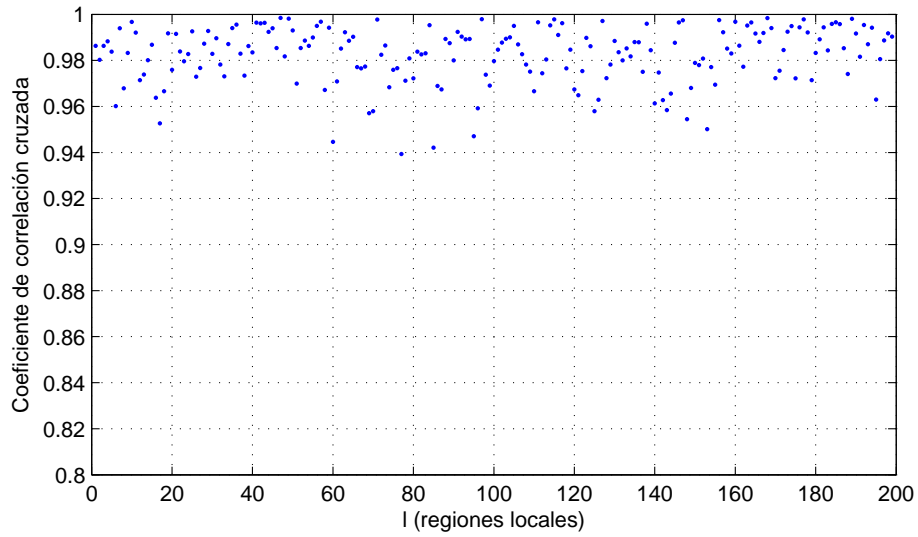


Figura D.43: Coeficiente de correlación de tipo B. Ubicación TX21.

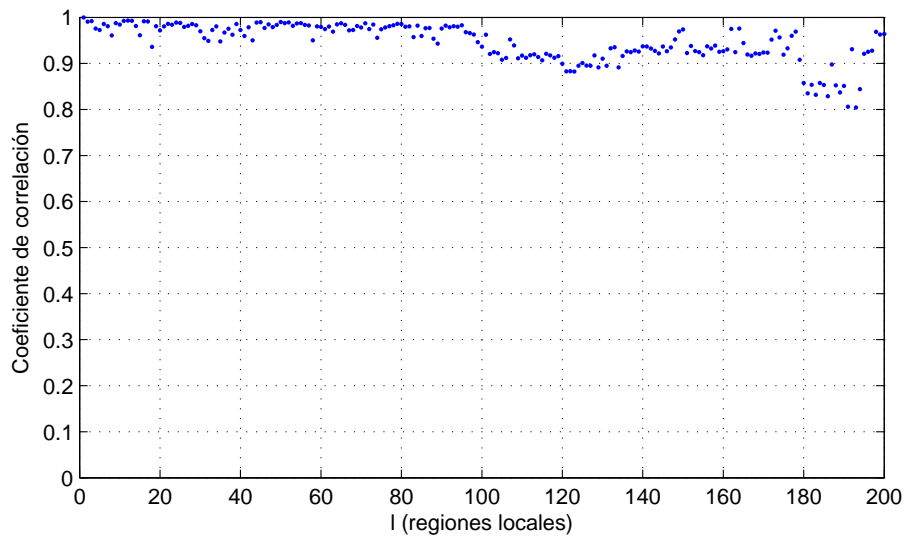


Figura D.44: Coeficiente de correlación de tipo A. Ubicación TX22.

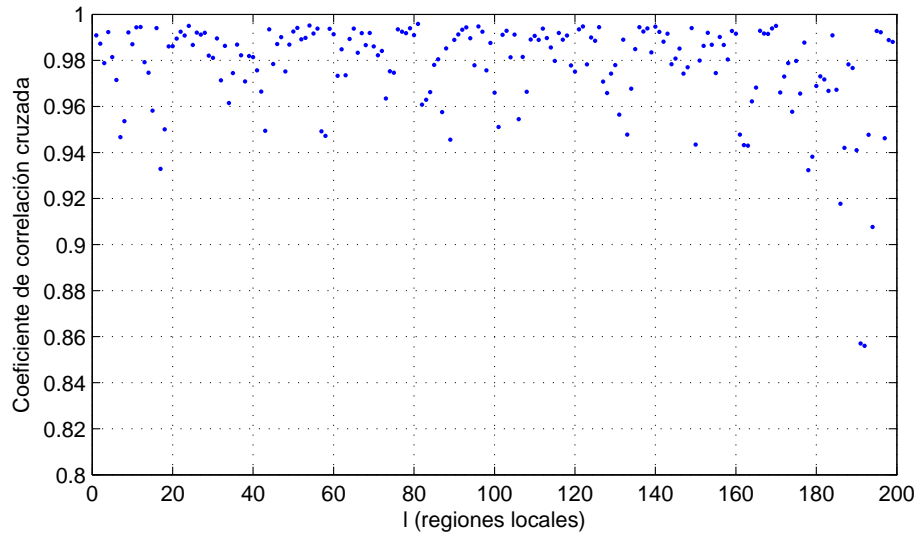


Figura D.45: Coeficiente de correlación de tipo B. Ubicación TX22.

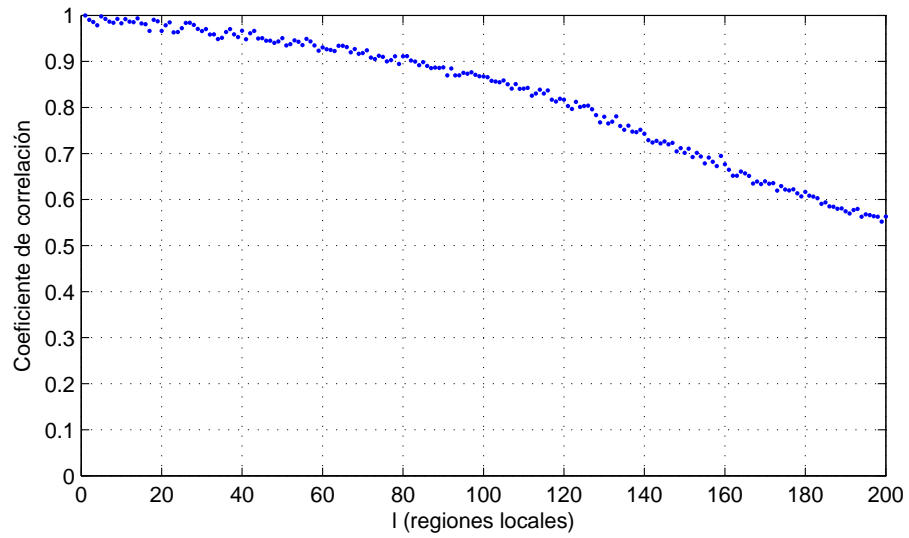


Figura D.46: Coeficiente de correlación de tipo A. Ubicación TX23.

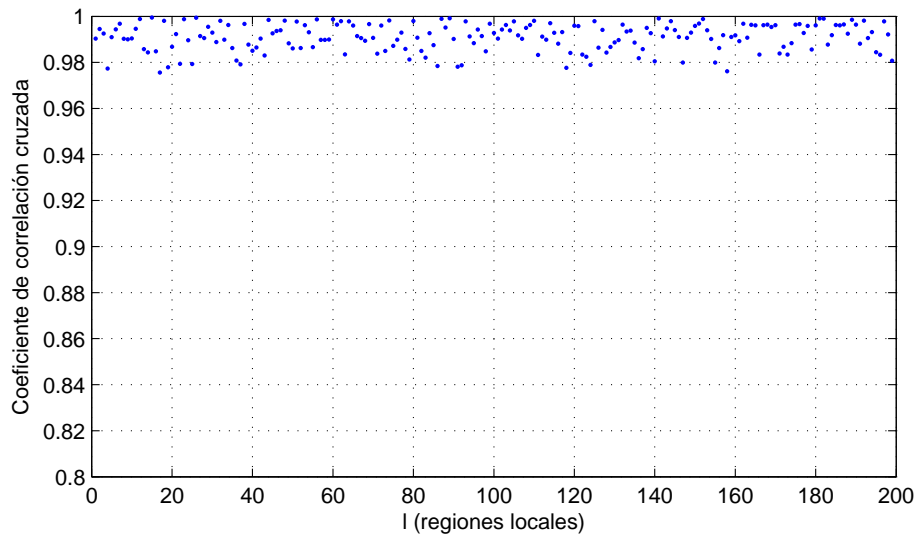


Figura D.47: Coeficiente de correlación de tipo B. Ubicación TX23.

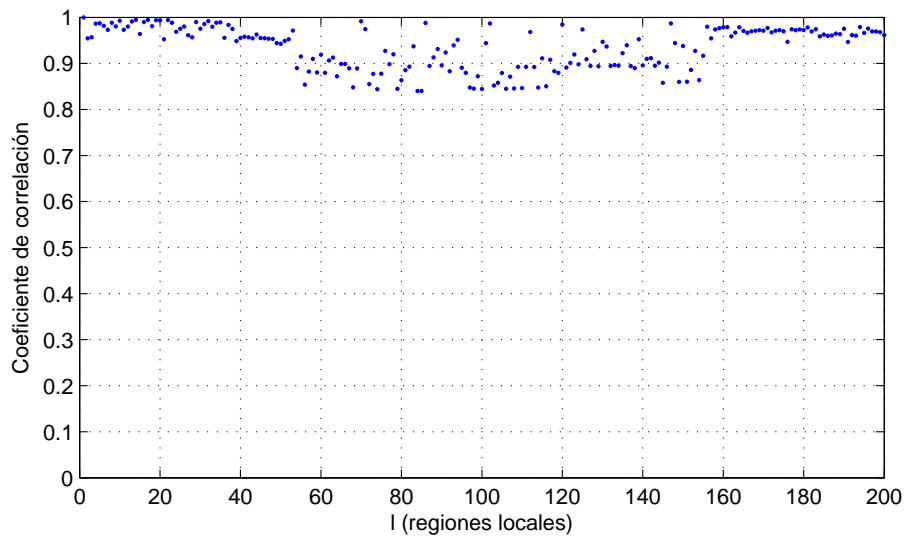


Figura D.48: Coeficiente de correlación de tipo A. Ubicación TX24.

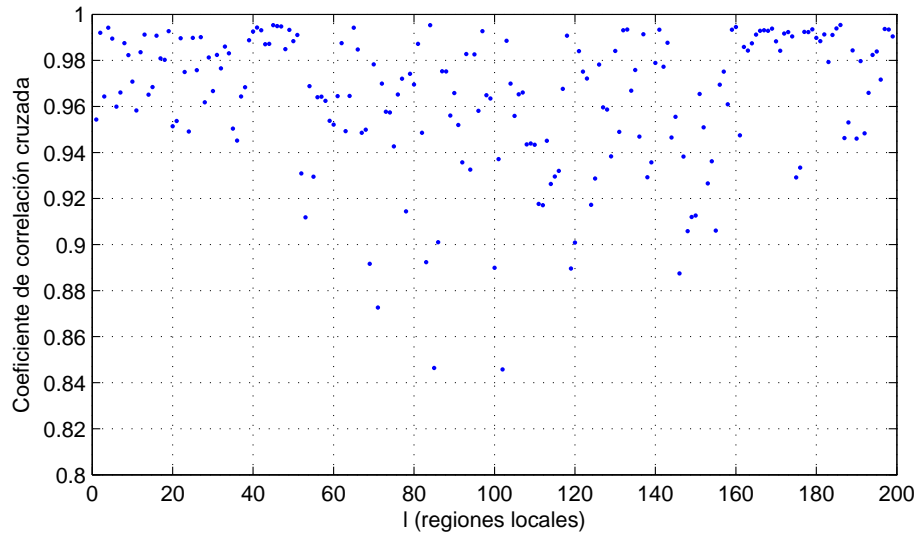


Figura D.49: Coeficiente de correlación de tipo B. Ubicación TX24.

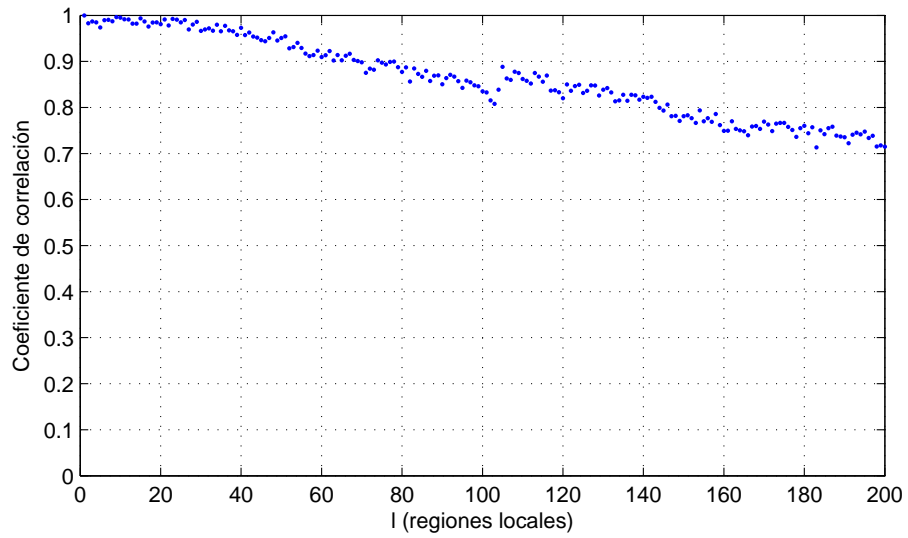


Figura D.50: Coeficiente de correlación de tipo A. Ubicación TX25.

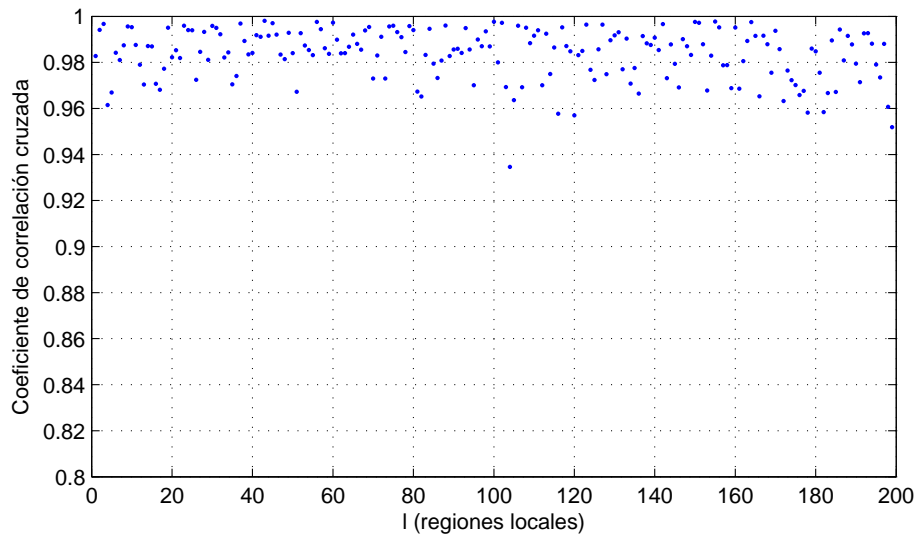


Figura D.51: Coeficiente de correlación de tipo B. Ubicación TX25.

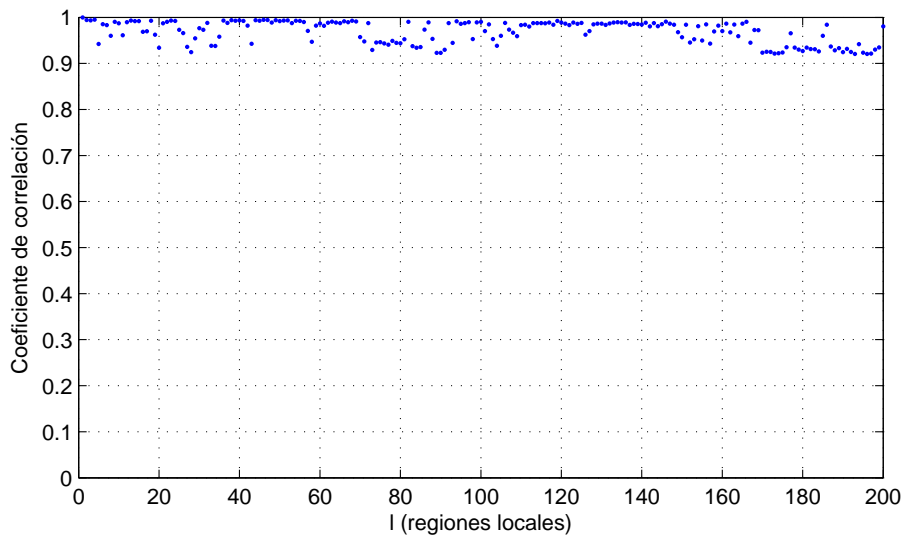


Figura D.52: Coeficiente de correlación de tipo A. Ubicación TX26.

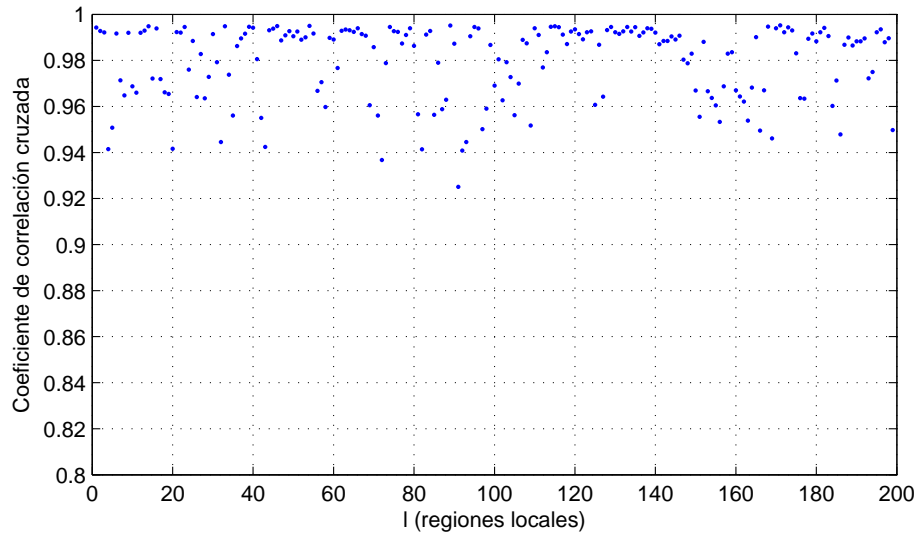


Figura D.53: Coeficiente de correlación de tipo B. Ubicación TX26.

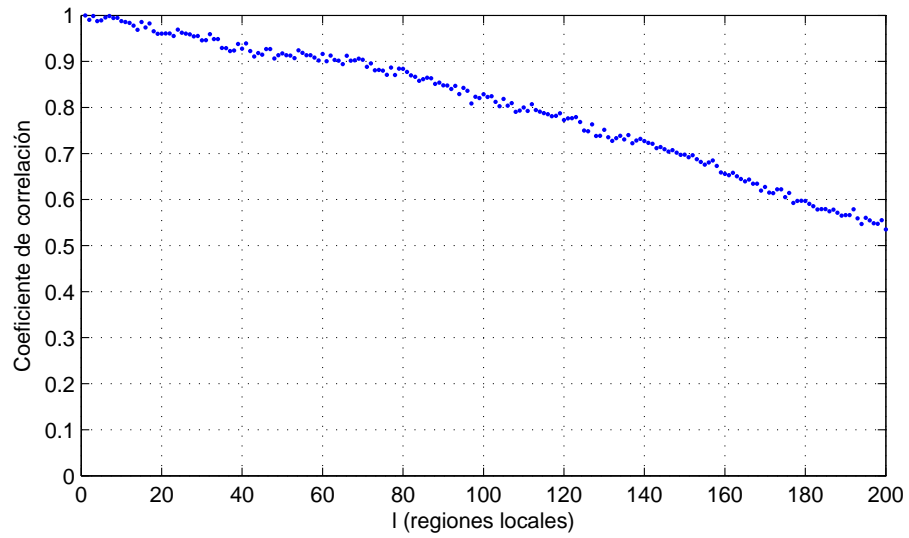


Figura D.54: Coeficiente de correlación de tipo A. Ubicación TX27.

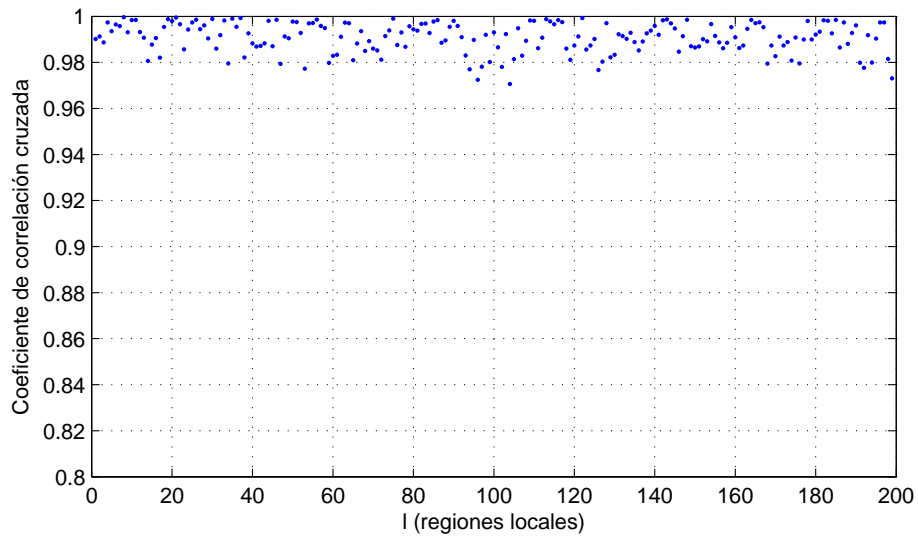


Figura D.55: Coeficiente de correlación de tipo B. Ubicación TX27.

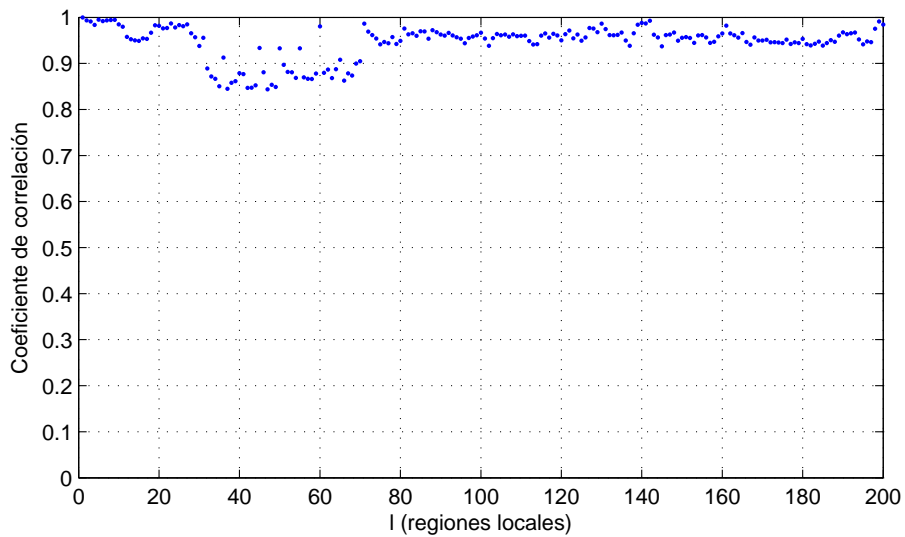


Figura D.56: Coeficiente de correlación de tipo A. Ubicación TX28.

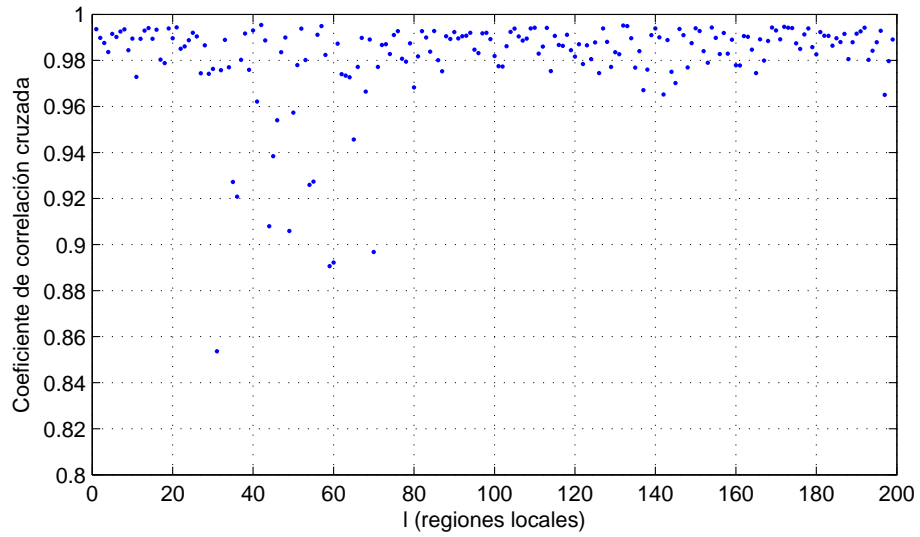


Figura D.57: Coeficiente de correlación de tipo B. Ubicación TX28.

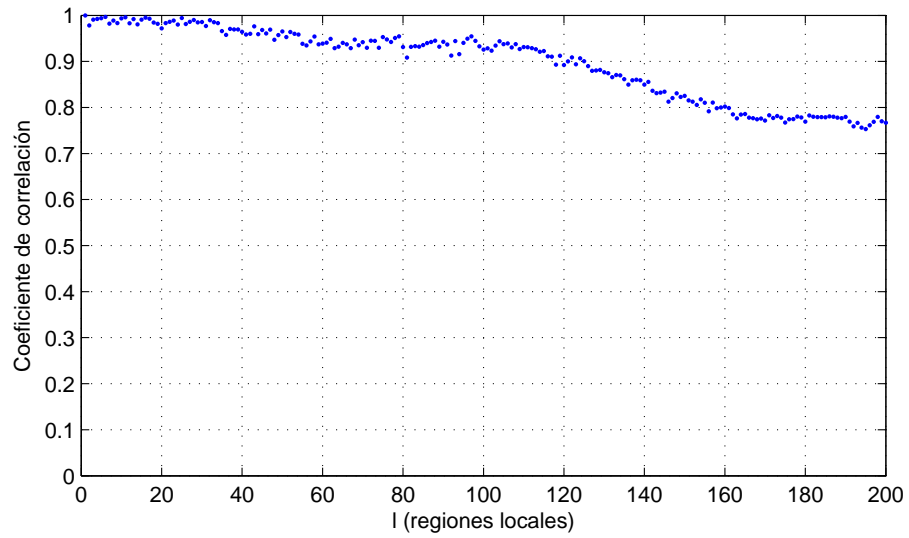


Figura D.58: Coeficiente de correlación de tipo A. Ubicación TX29.

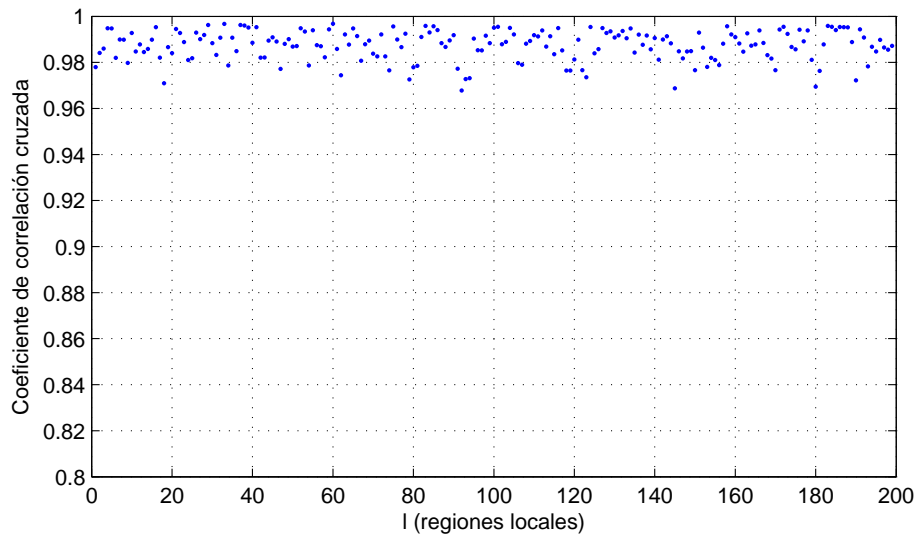


Figura D.59: Coeficiente de correlación de tipo B. Ubicación TX29.

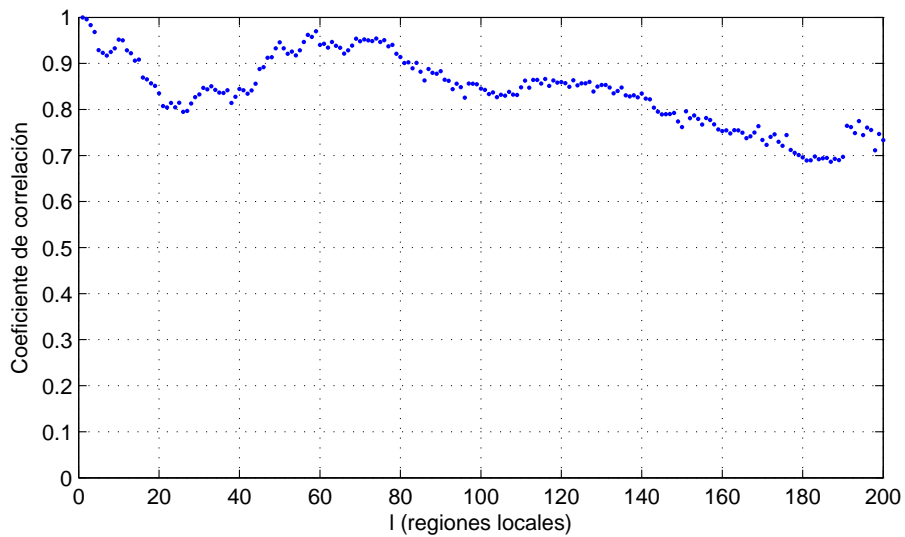


Figura D.60: Coeficiente de correlación de tipo A. Ubicación TX30.

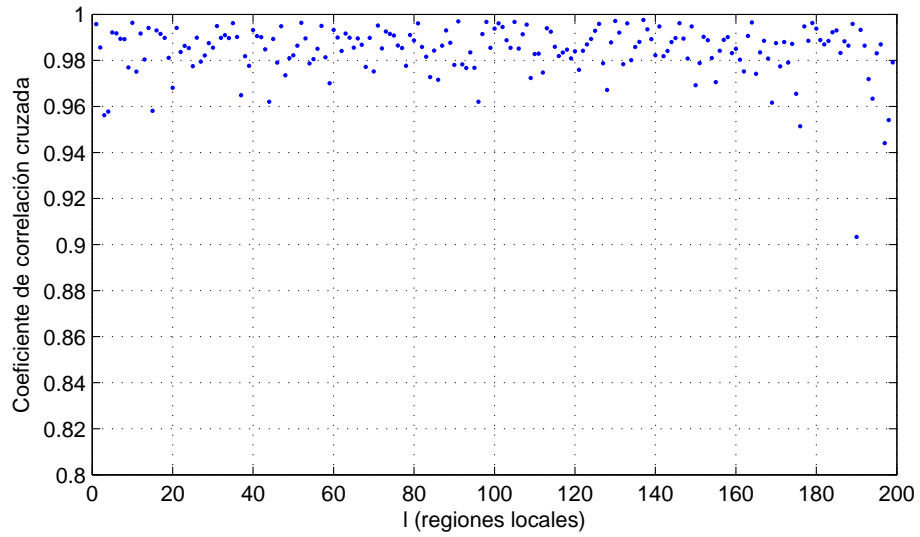


Figura D.61: Coeficiente de correlación de tipo B. Ubicación TX30.

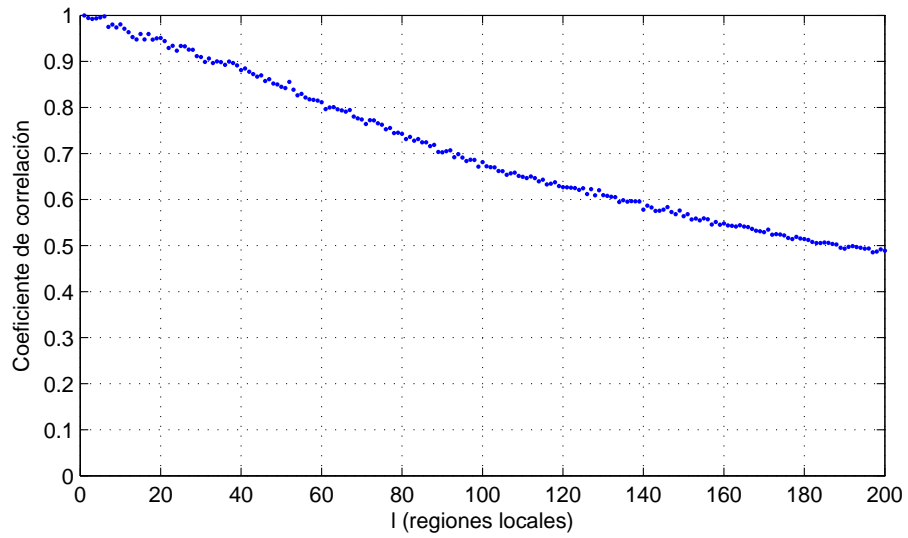


Figura D.62: Coeficiente de correlación de tipo A. Ubicación TX31.

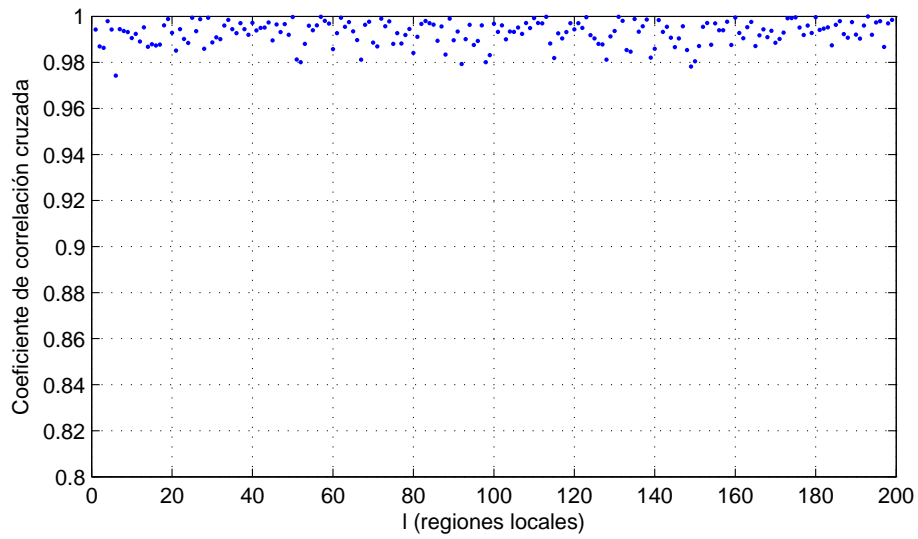


Figura D.63: Coeficiente de correlación de tipo B. Ubicación TX31.

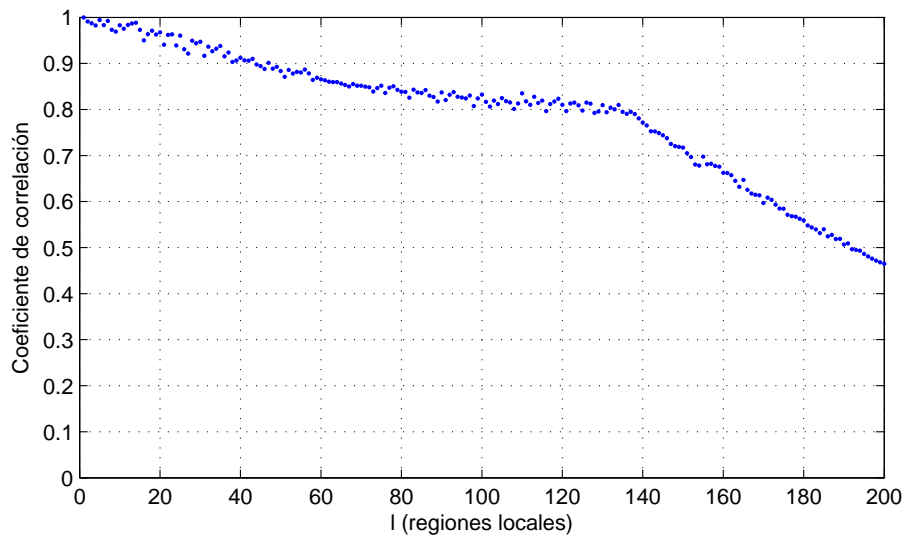


Figura D.64: Coeficiente de correlación de tipo A. Ubicación TX32.

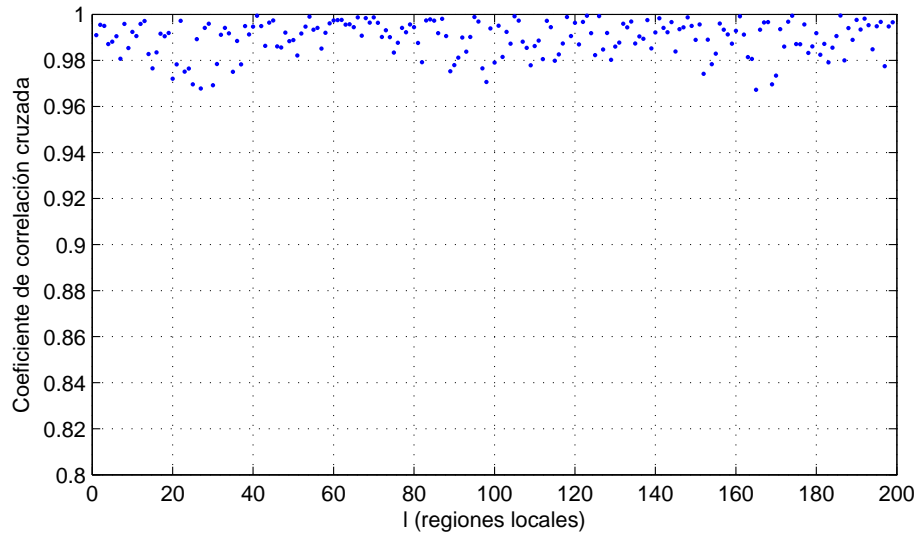


Figura D.65: Coeficiente de correlación de tipo B. Ubicación TX32.

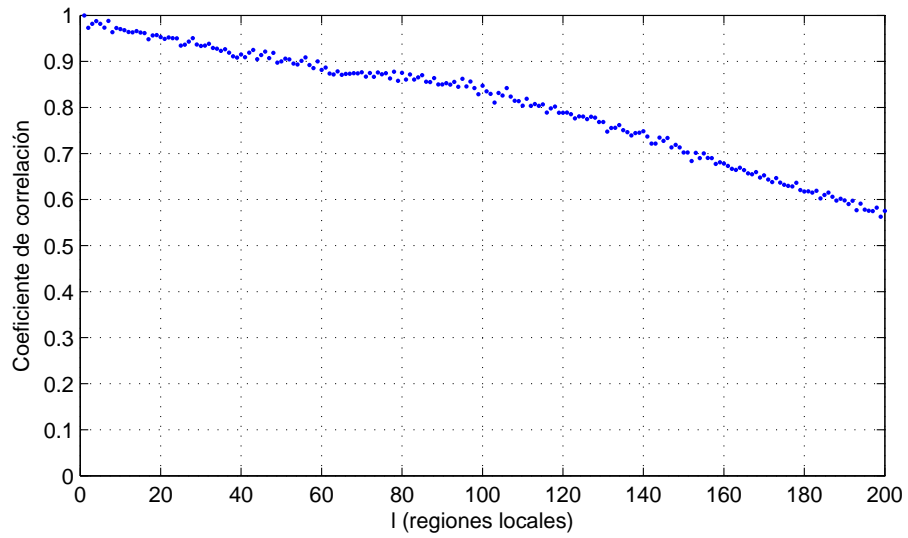


Figura D.66: Coeficiente de correlación de tipo A. Ubicación TX33.

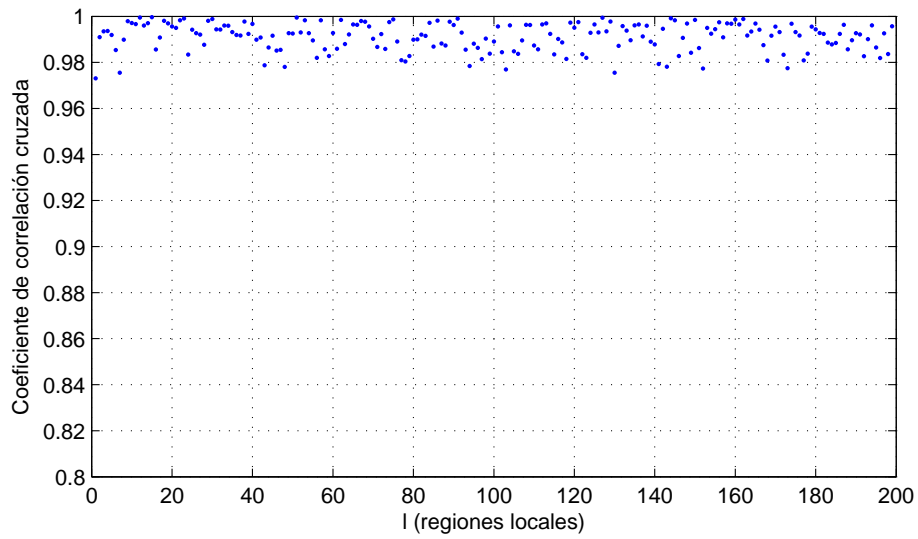


Figura D.67: Coeficiente de correlación de tipo B. Ubicación TX33.

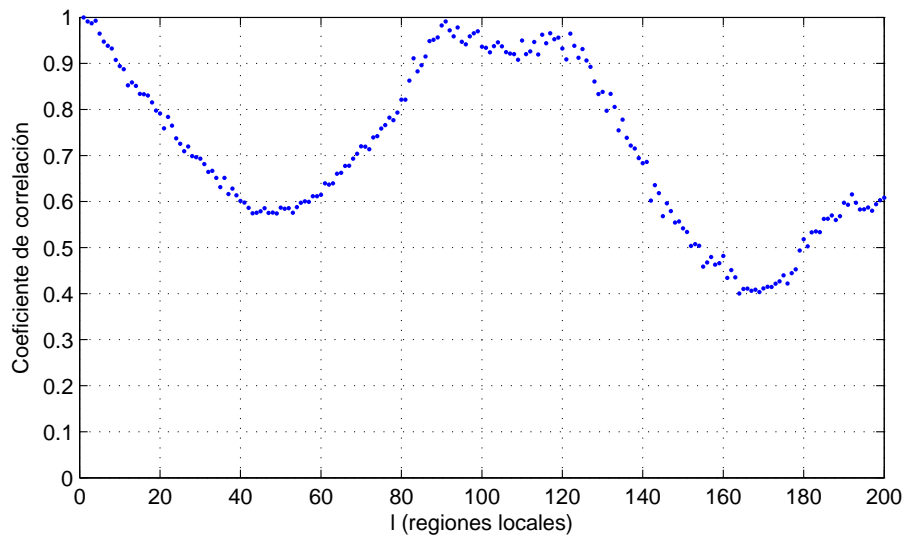


Figura D.68: Coeficiente de correlación de tipo A. Ubicación TX34.

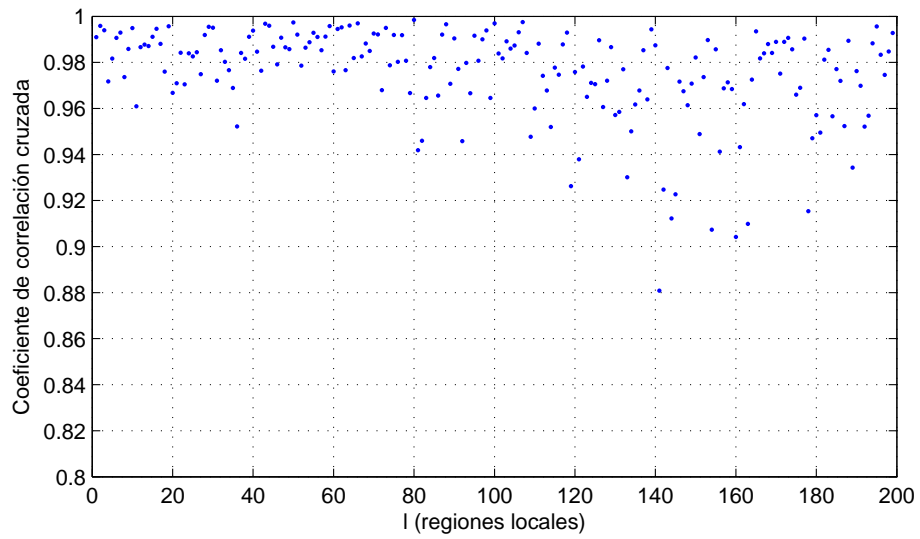


Figura D.69: Coeficiente de correlación de tipo B. Ubicación TX34.

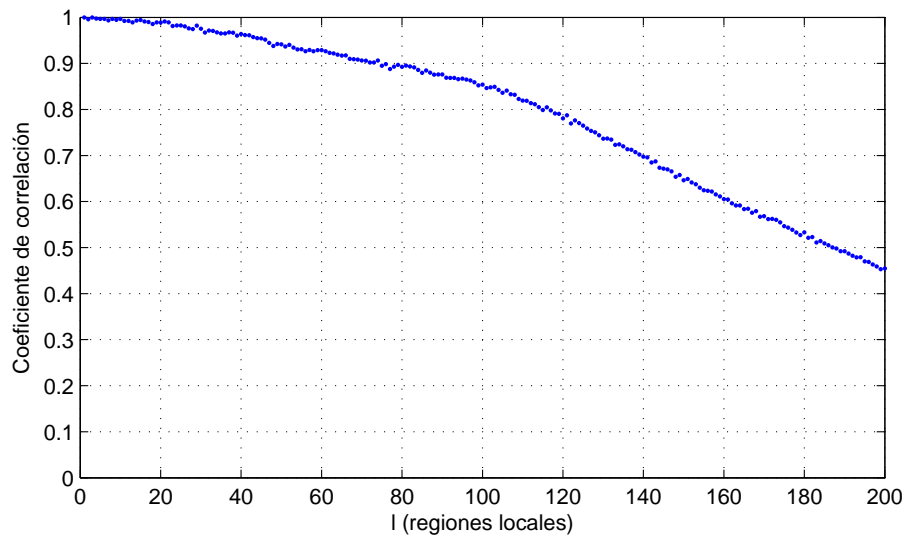


Figura D.70: Coeficiente de correlación de tipo A. Ubicación TX35.

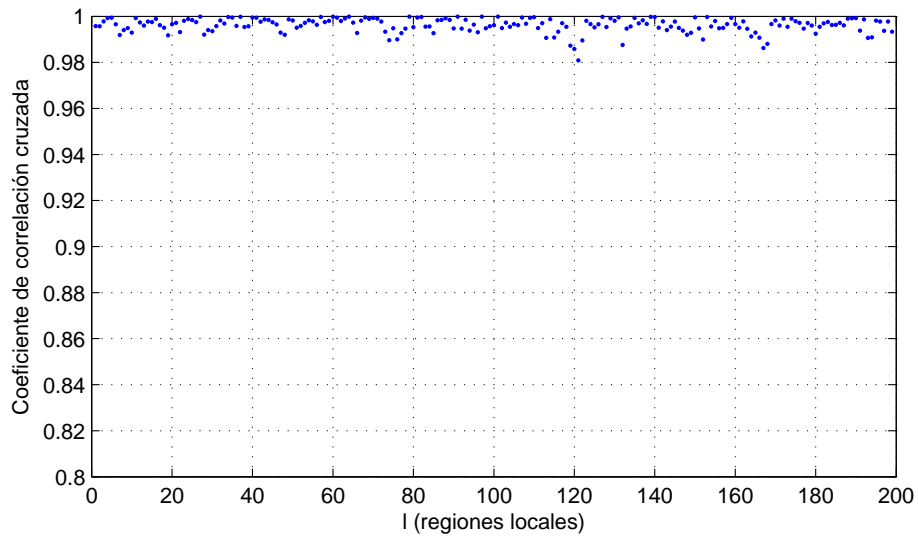


Figura D.71: Coeficiente de correlación de tipo B. Ubicación TX35.

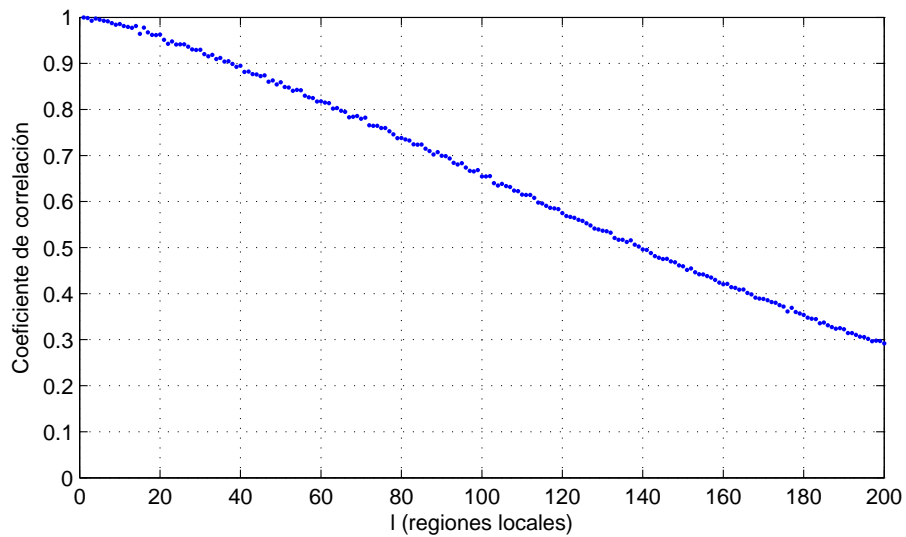


Figura D.72: Coeficiente de correlación de tipo A. Ubicación TX36.

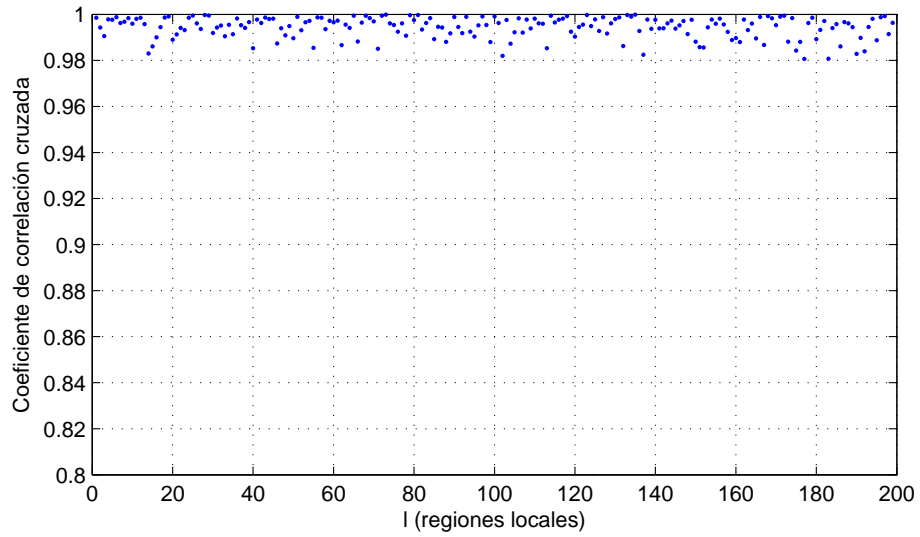


Figura D.73: Coeficiente de correlación de tipo B. Ubicación TX36.

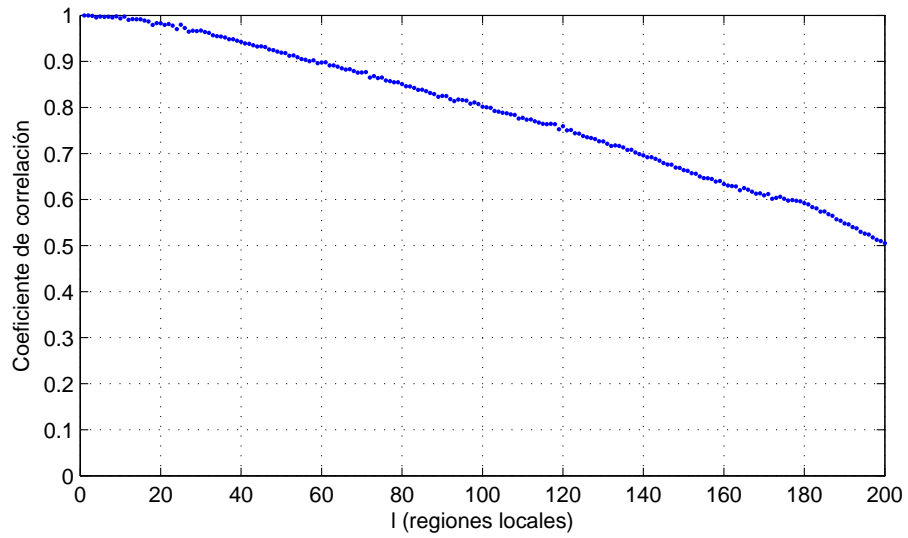


Figura D.74: Coeficiente de correlación de tipo A. Ubicación TX37.

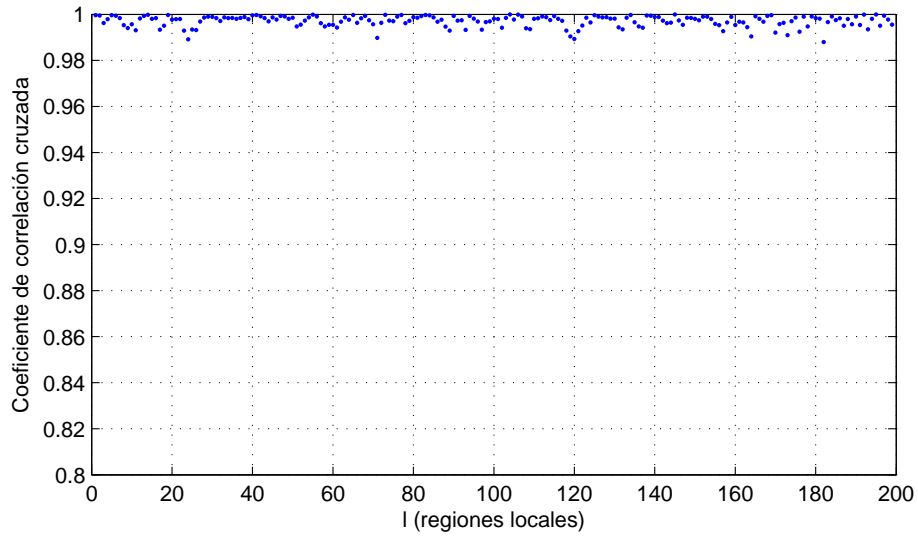


Figura D.75: Coeficiente de correlación de tipo B. Ubicación TX37.

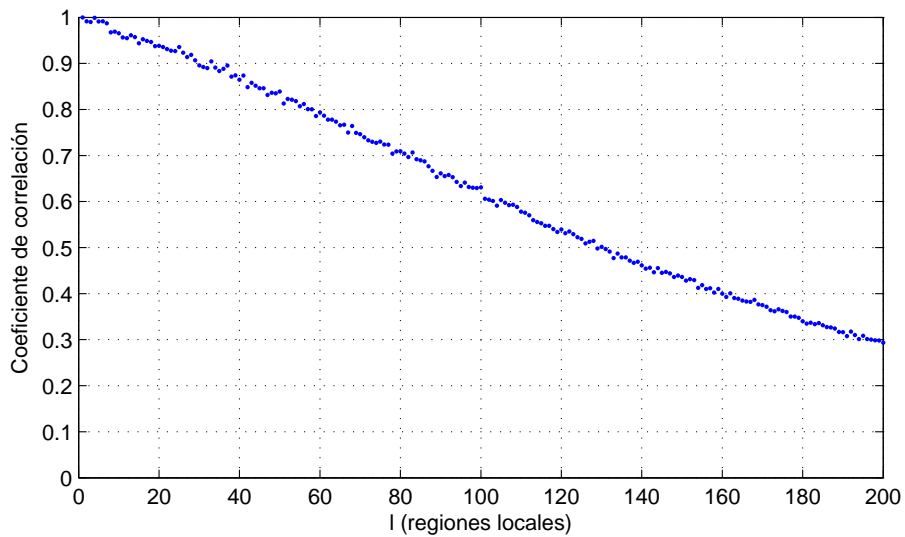


Figura D.76: Coeficiente de correlación de tipo A. Ubicación TX38.

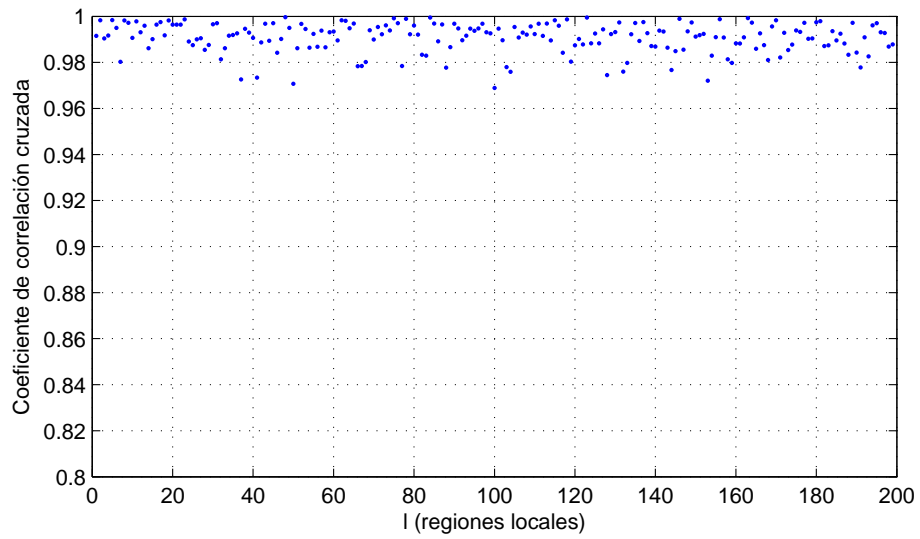


Figura D.77: Coeficiente de correlación de tipo B. Ubicación TX38.

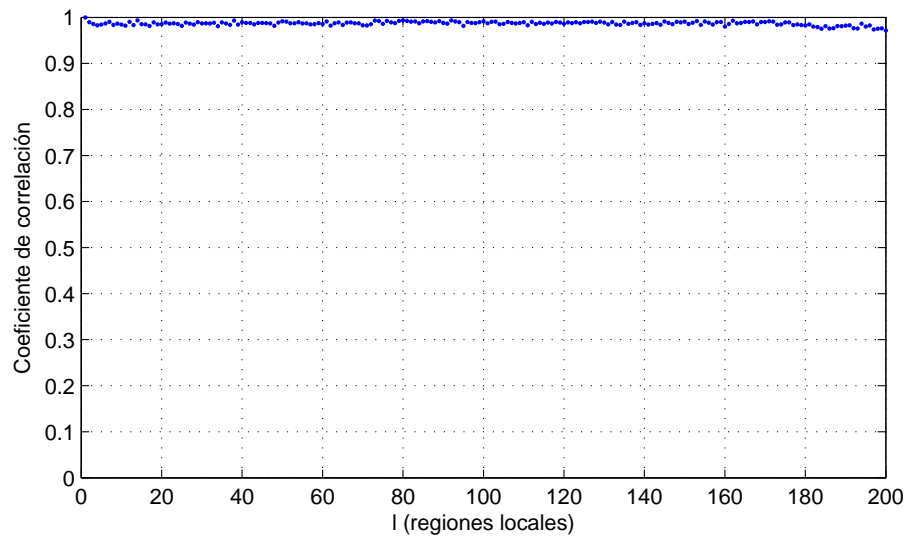


Figura D.78: Coeficiente de correlación de tipo A. Ubicación TX39.

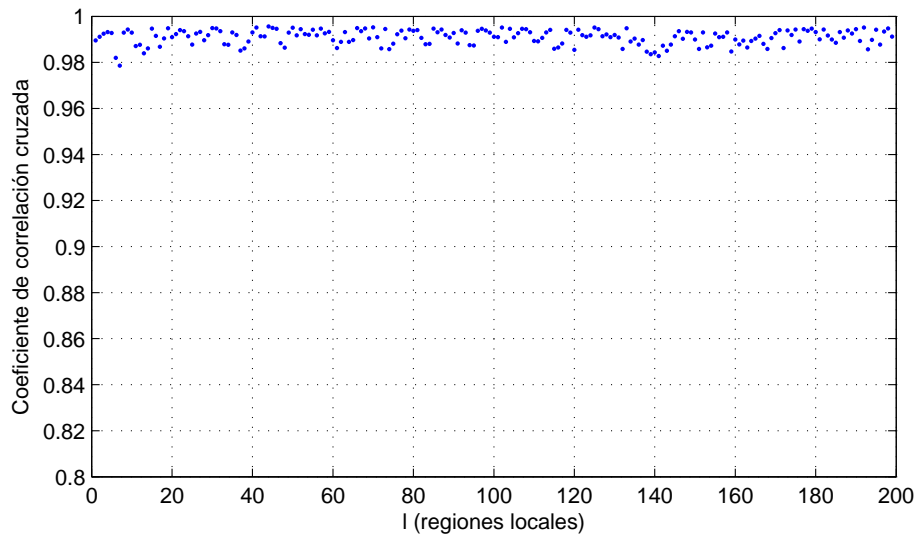


Figura D.79: Coeficiente de correlación de tipo B. Ubicación TX39.

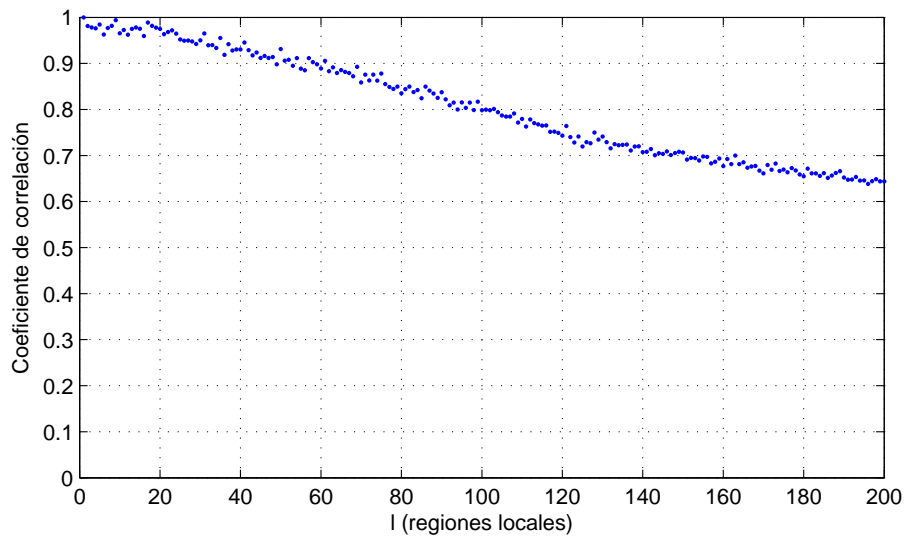


Figura D.80: Coeficiente de correlación de tipo A. Ubicación TX40.

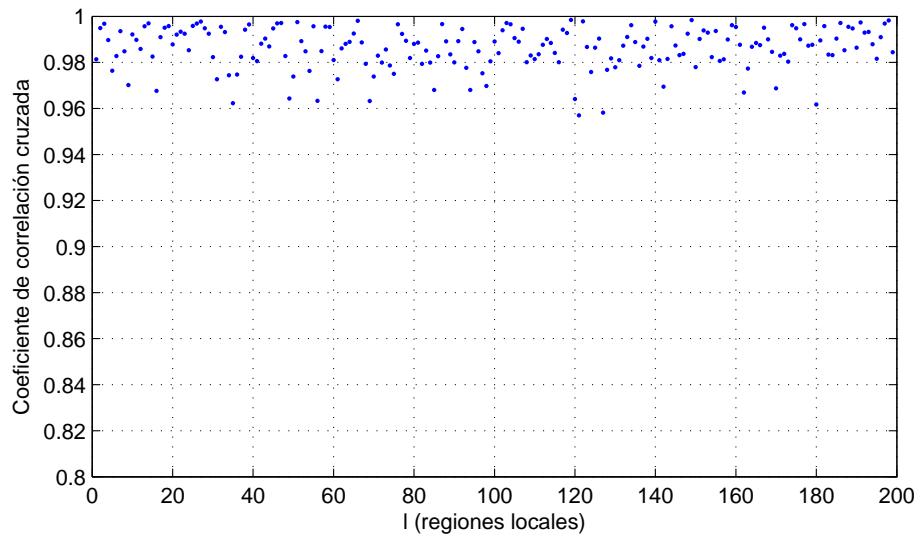


Figura D.81: Coeficiente de correlación de tipo B. Ubicación TX40.

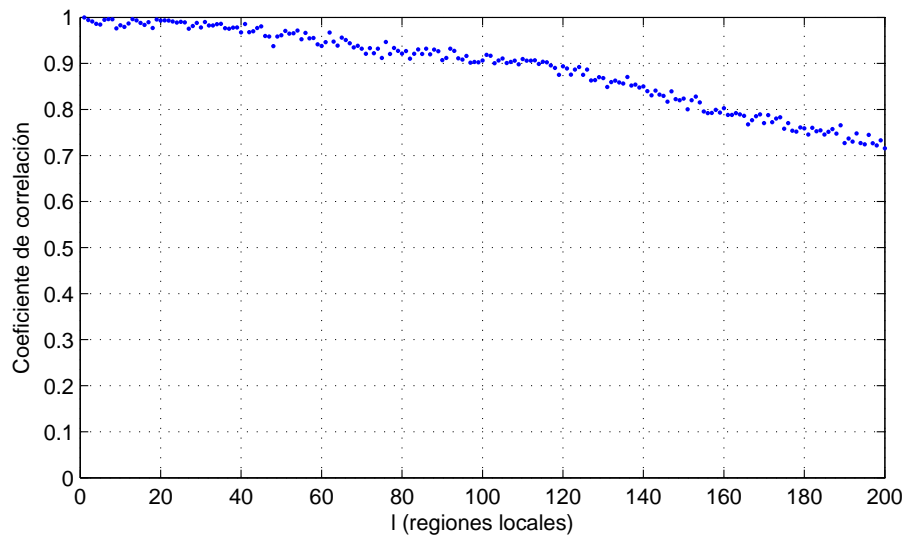


Figura D.82: Coeficiente de correlación de tipo A. Ubicación TX41.

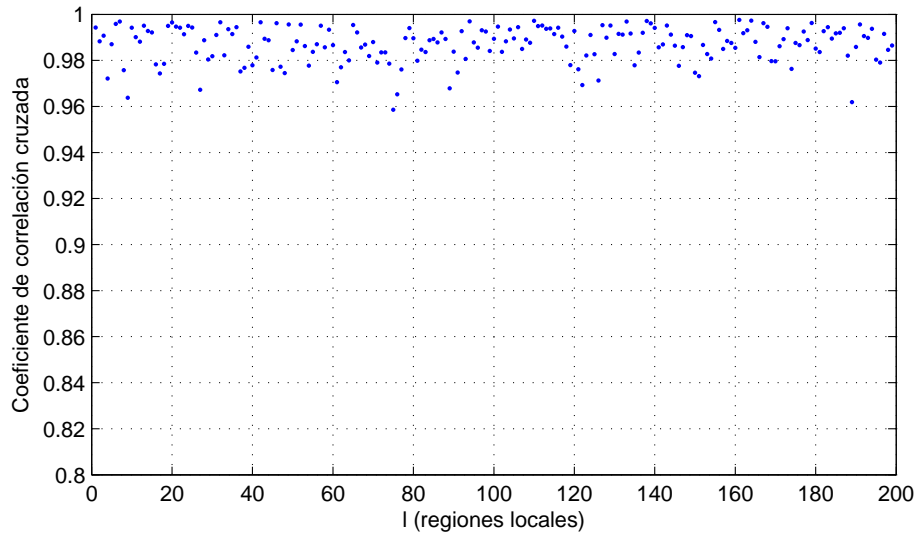


Figura D.83: Coeficiente de correlación de tipo B. Ubicación TX41.

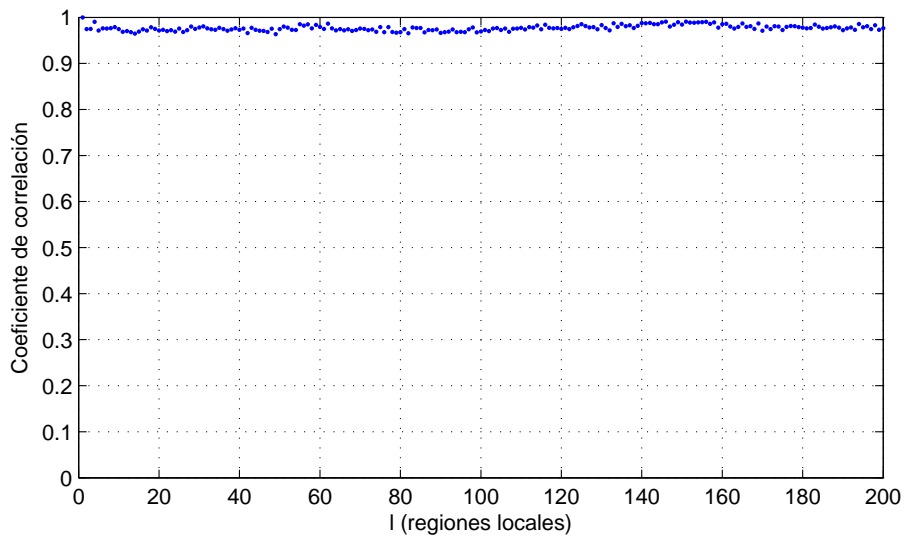


Figura D.84: Coeficiente de correlación de tipo A. Ubicación TX42.

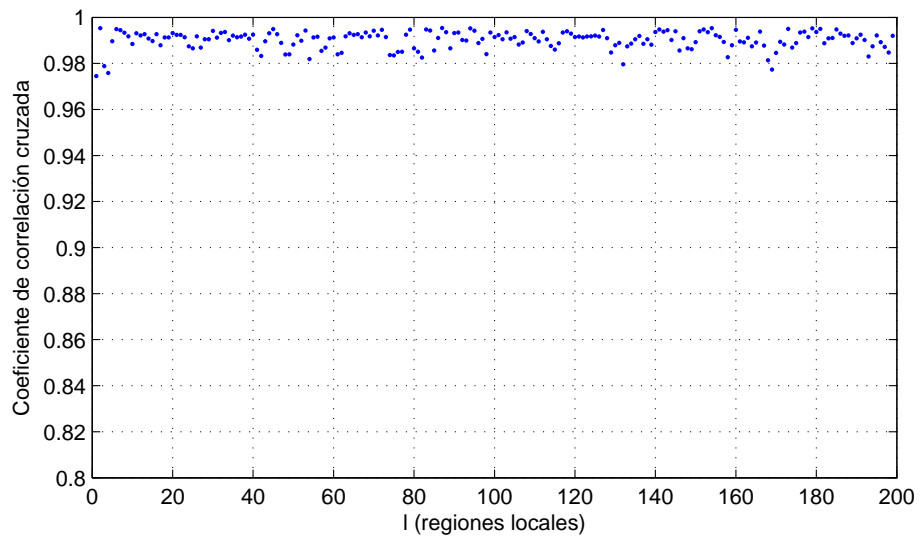


Figura D.85: Coeficiente de correlación de tipo B. Ubicación TX42.

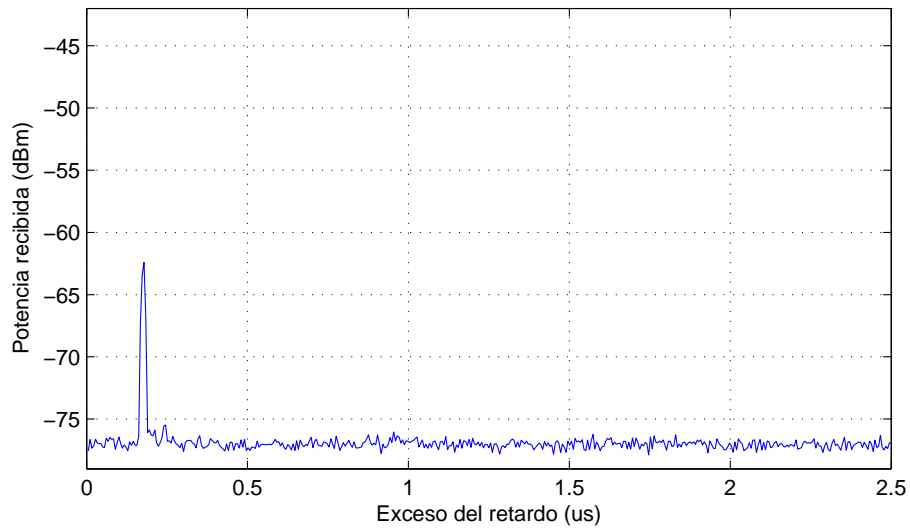


Figura D.86: Primer perfil del retardo de potencia. Ubicación TX1.

D.3. Perfiles del retardo de potencia

En este apartado se muestra el primer PDP obtenido para cada ubicación del sistema transmisor. Por lo tanto, a continuación se muestran 42 perfiles del retardo de potencia (ver Figura 5.1). Nótese que cada PDP se calcula a partir del promediado de 200 perfiles instantáneos.

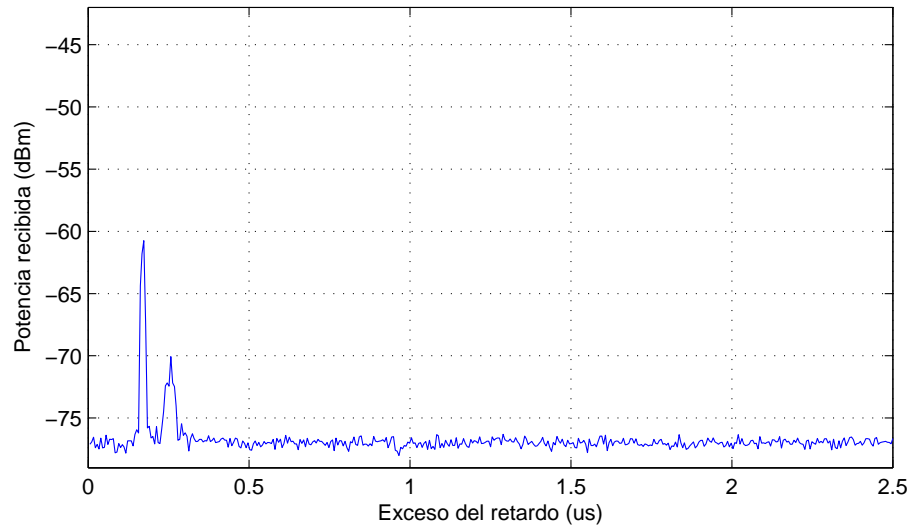


Figura D.87: Primer perfil del retardo de potencia. Ubicación TX2.

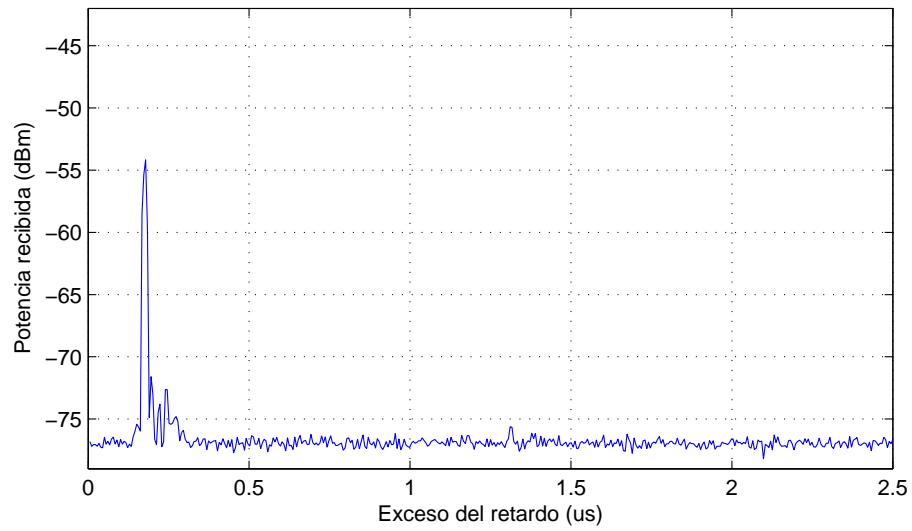


Figura D.88: Primer perfil del retardo de potencia. Ubicación TX3.

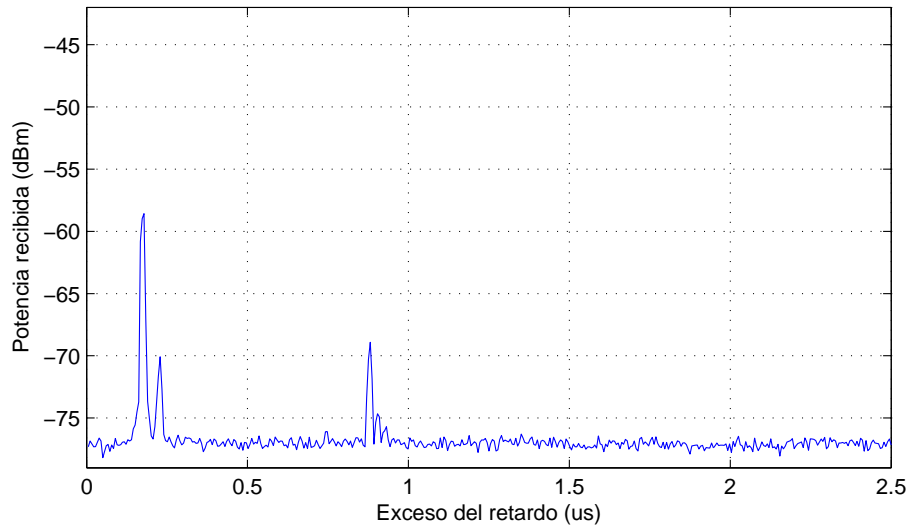


Figura D.89: Primer perfil del retardo de potencia. Ubicación TX4.

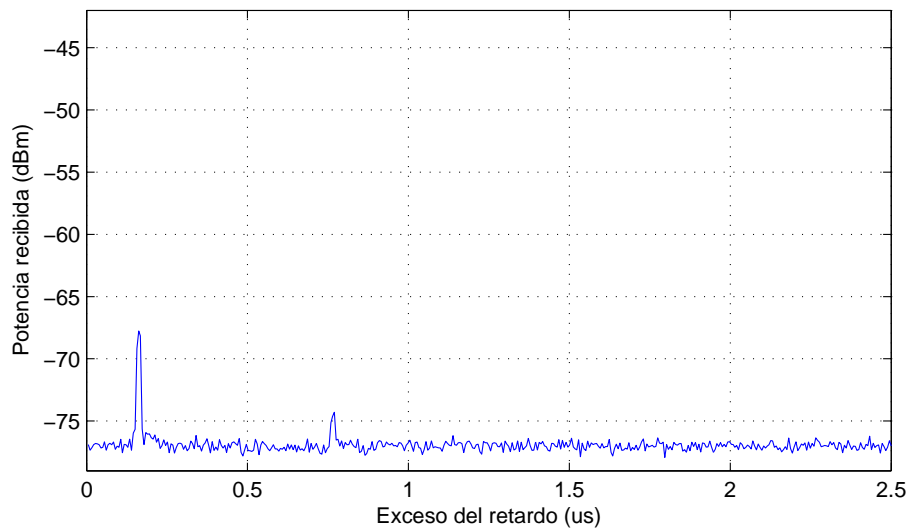


Figura D.90: Primer perfil del retardo de potencia. Ubicación TX5.

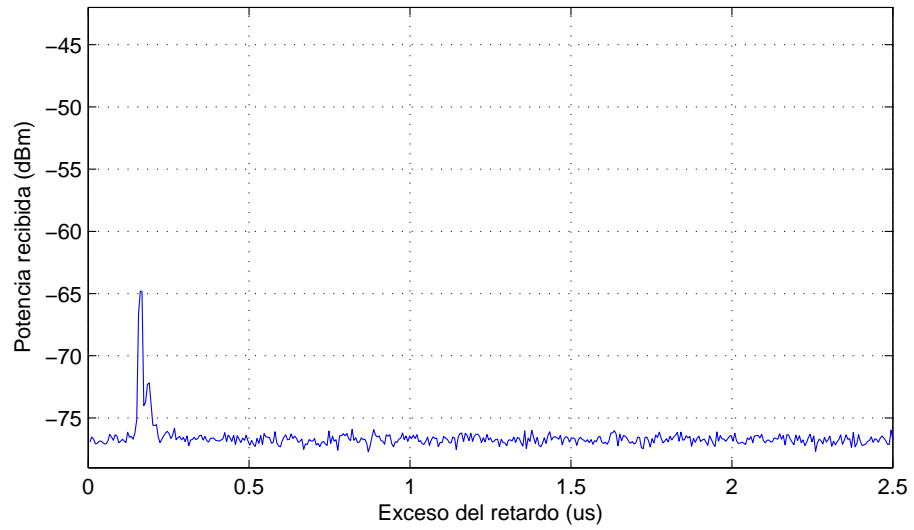


Figura D.91: Primer perfil del retardo de potencia. Ubicación TX6.

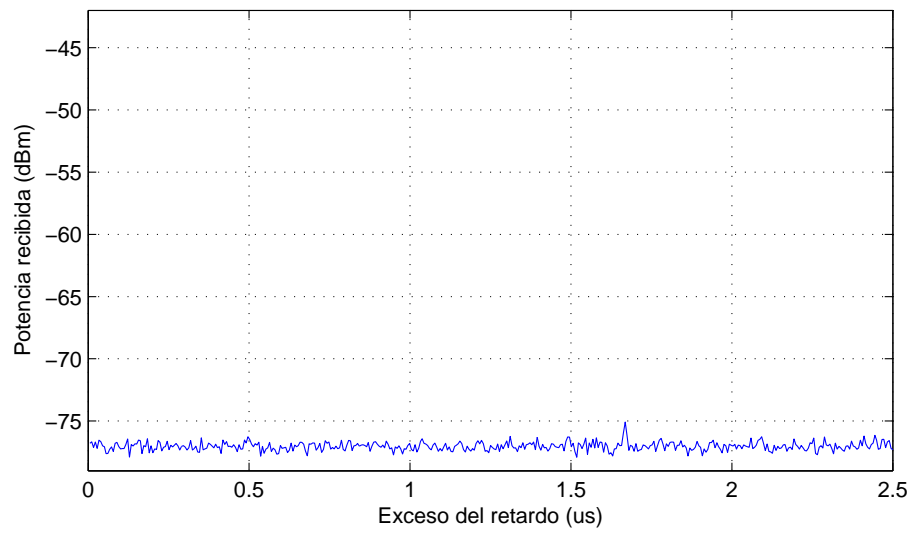


Figura D.92: Primer perfil del retardo de potencia. Ubicación TX7.

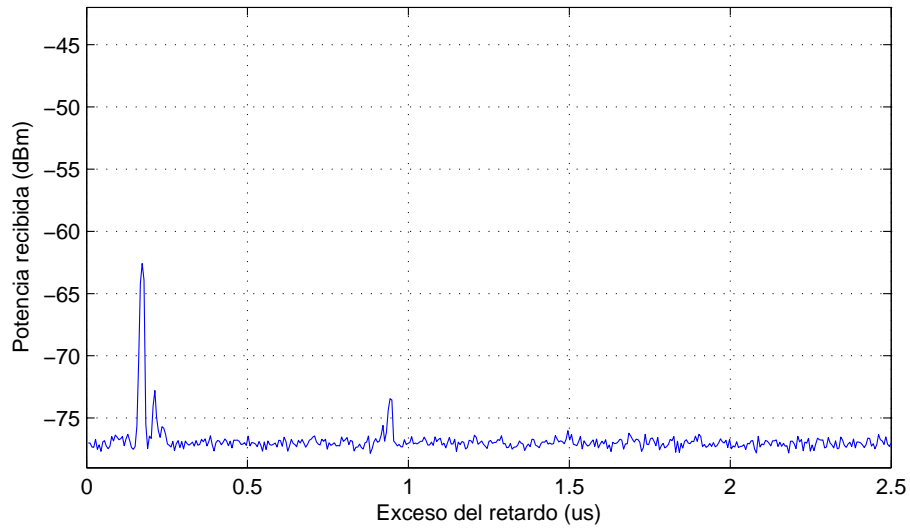


Figura D.93: Primer perfil del retardo de potencia. Ubicación TX8.

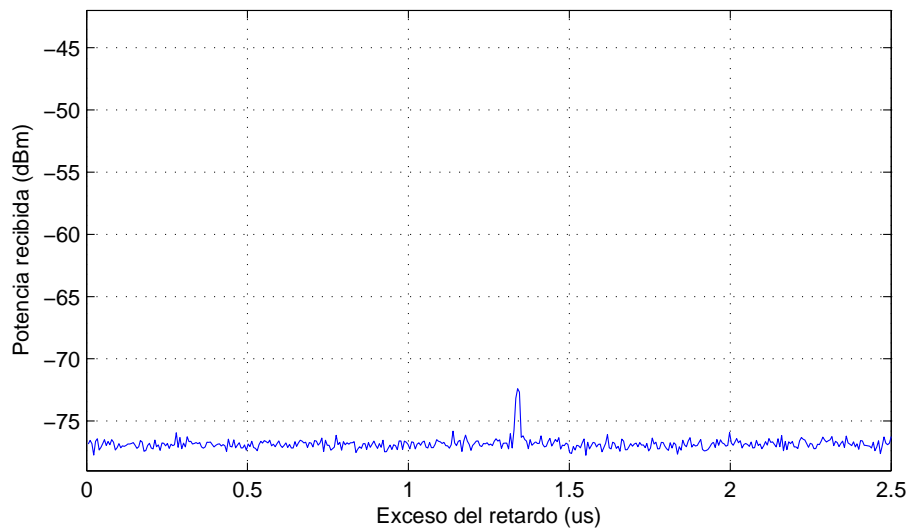


Figura D.94: Primer perfil del retardo de potencia. Ubicación TX9.

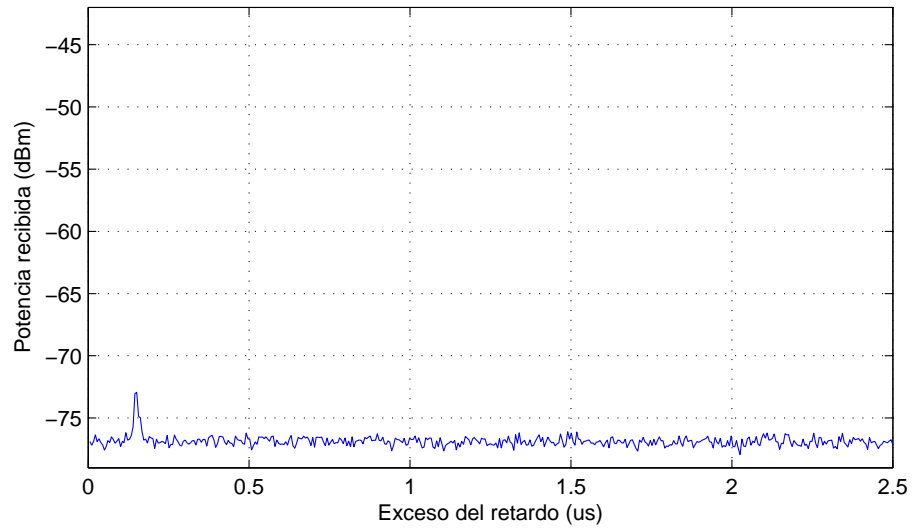


Figura D.95: Primer perfil del retardo de potencia. Ubicación TX10.

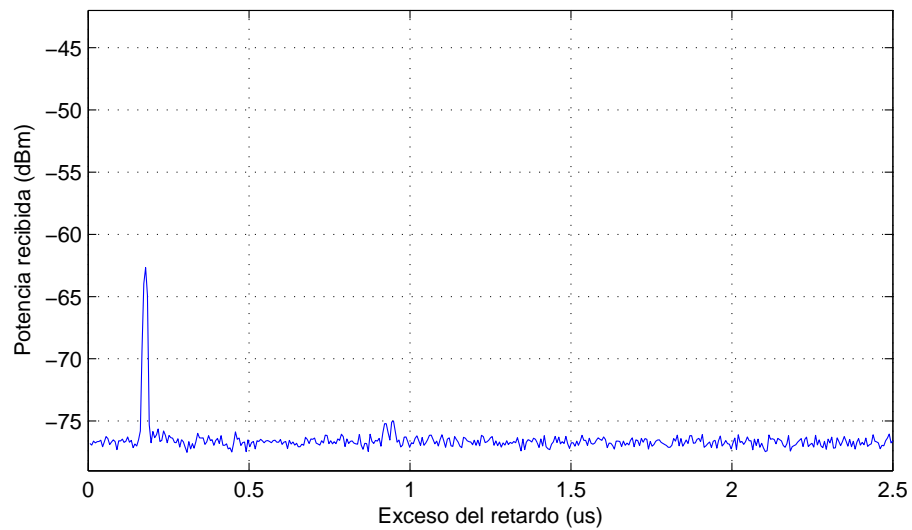


Figura D.96: Primer perfil del retardo de potencia. Ubicación TX11.

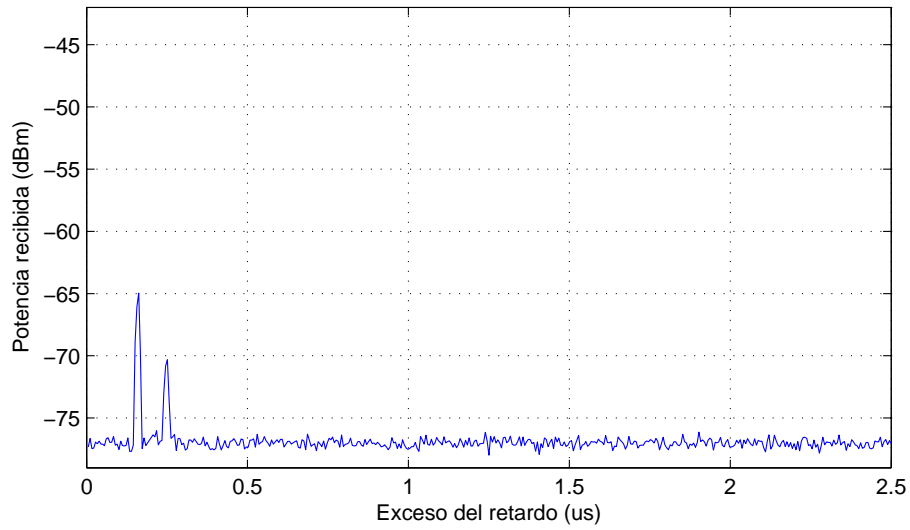


Figura D.97: Primer perfil del retardo de potencia. Ubicación TX12.

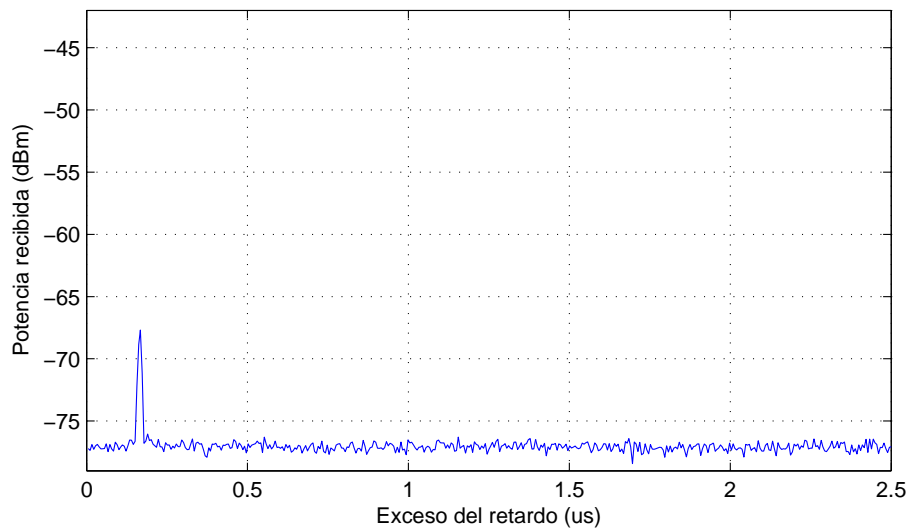


Figura D.98: Primer perfil del retardo de potencia. Ubicación TX13.

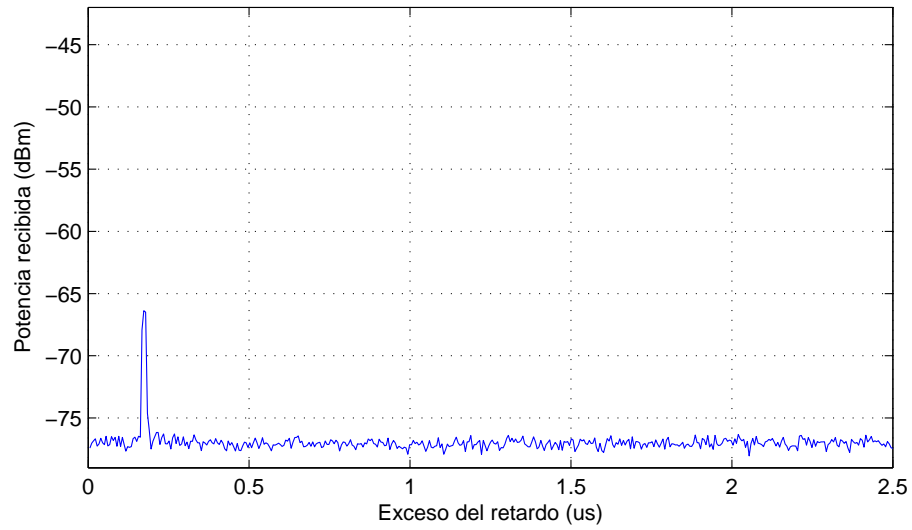


Figura D.99: Primer perfil del retardo de potencia. Ubicación TX14.

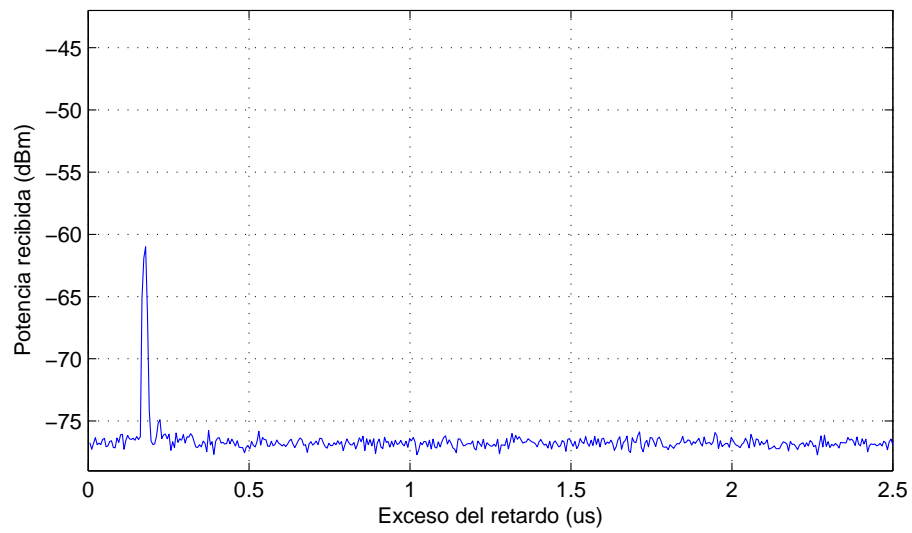


Figura D.100: Primer perfil del retardo de potencia. Ubicación TX15.

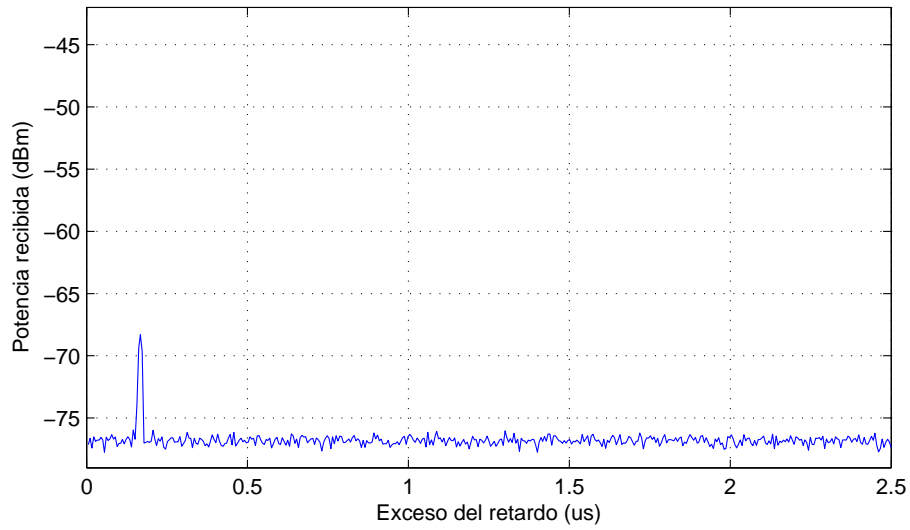


Figura D.101: Primer perfil del retardo de potencia. Ubicación TX16.

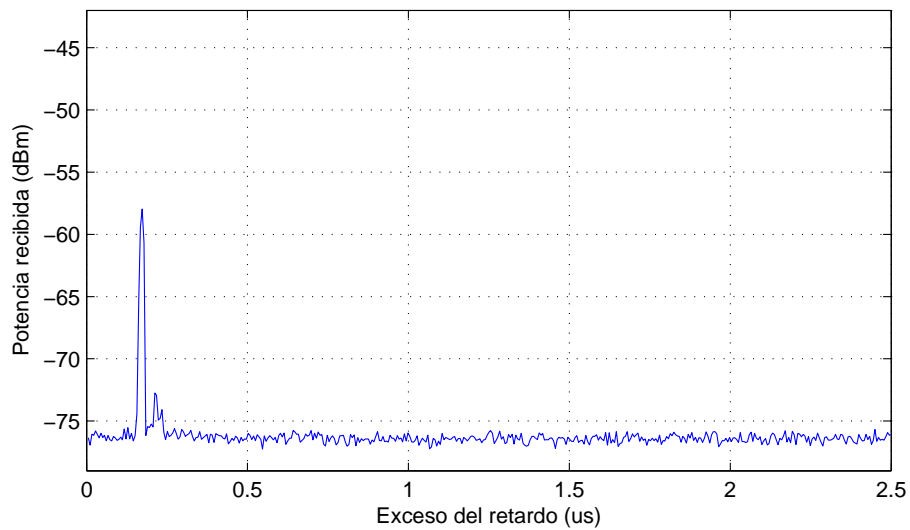


Figura D.102: Primer perfil del retardo de potencia. Ubicación TX17.

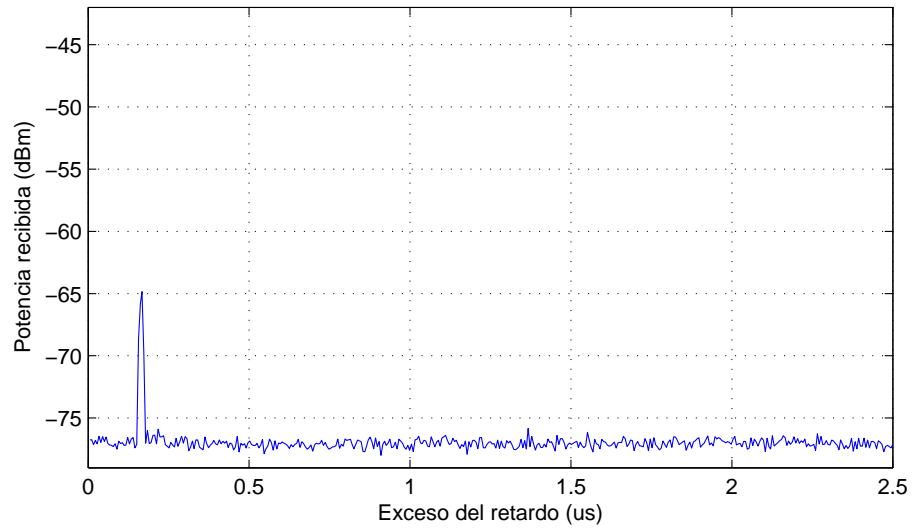


Figura D.103: Primer perfil del retardo de potencia. Ubicación TX18.

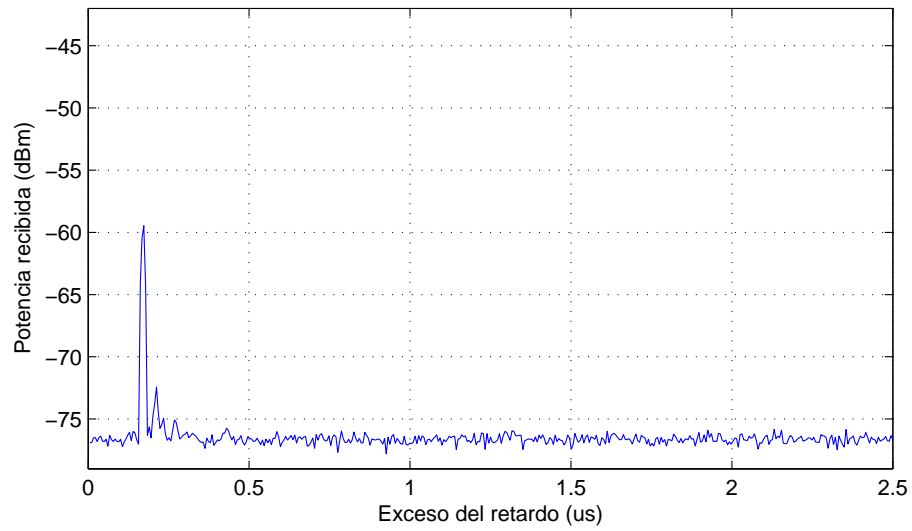


Figura D.104: Primer perfil del retardo de potencia. Ubicación TX19.

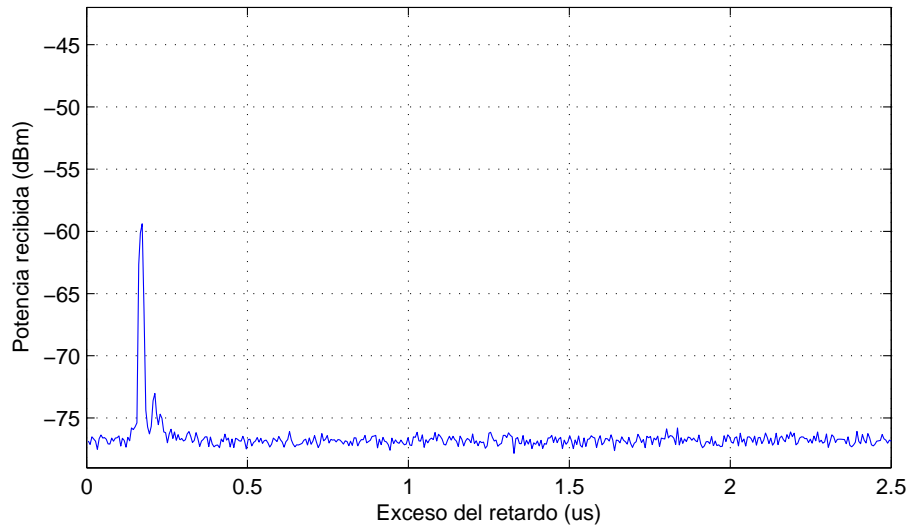


Figura D.105: Primer perfil del retardo de potencia. Ubicación TX20.

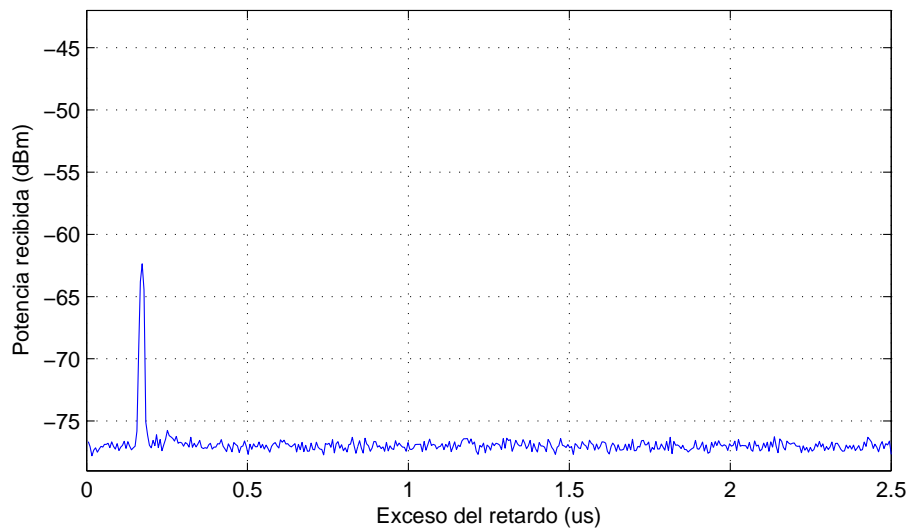


Figura D.106: Primer perfil del retardo de potencia. Ubicación TX21.

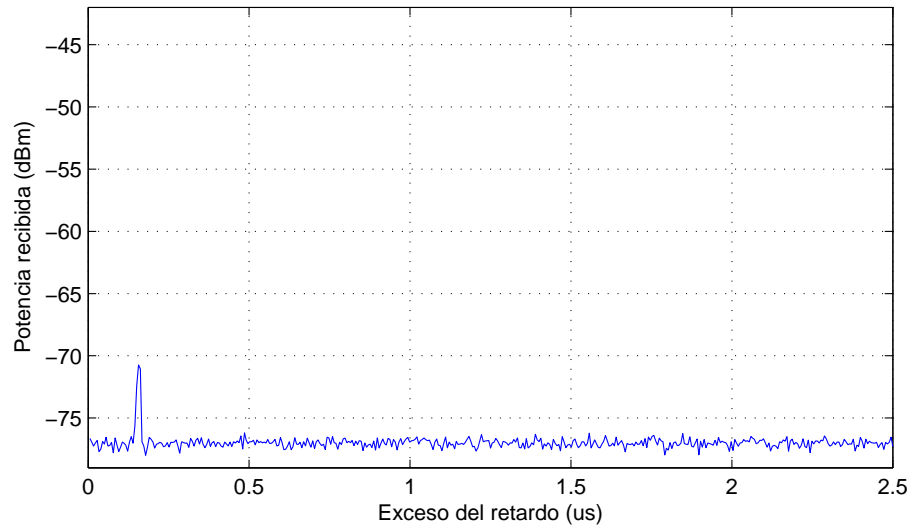


Figura D.107: Primer perfil del retardo de potencia. Ubicación TX22.

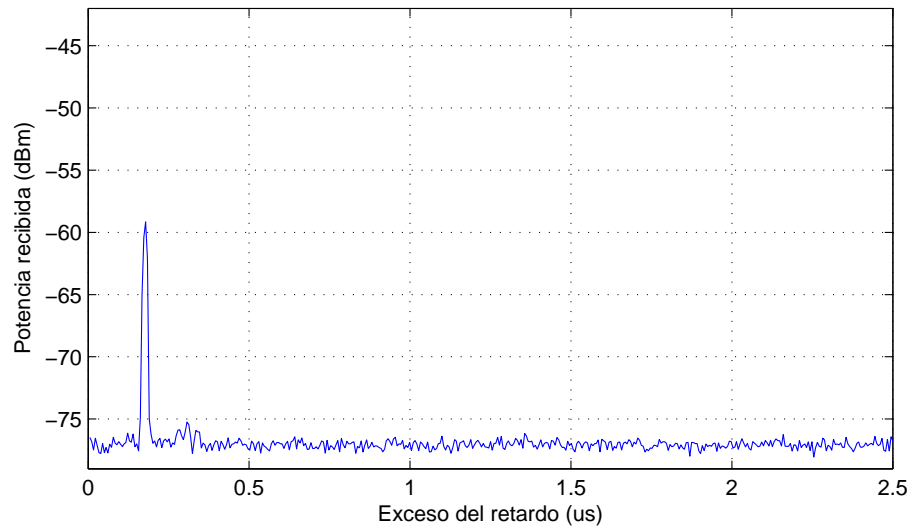


Figura D.108: Primer perfil del retardo de potencia. Ubicación TX23.

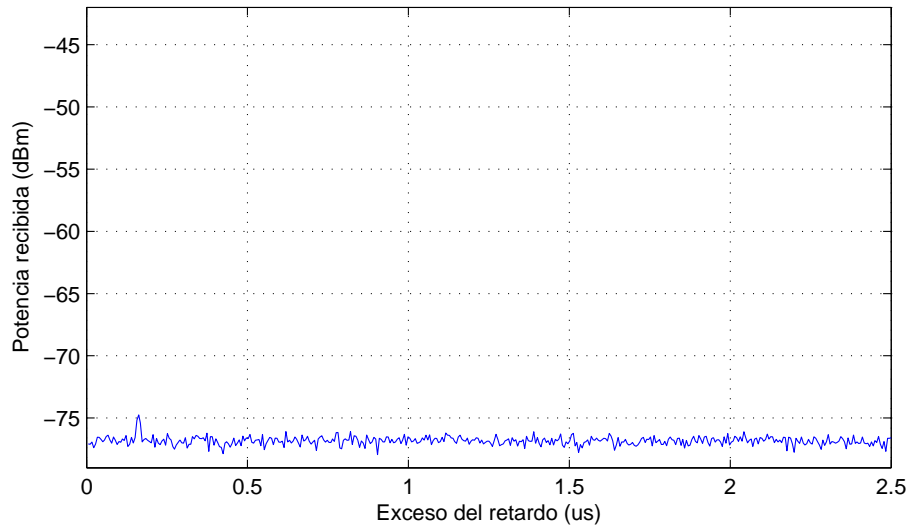


Figura D.109: Primer perfil del retardo de potencia. Ubicación TX24.

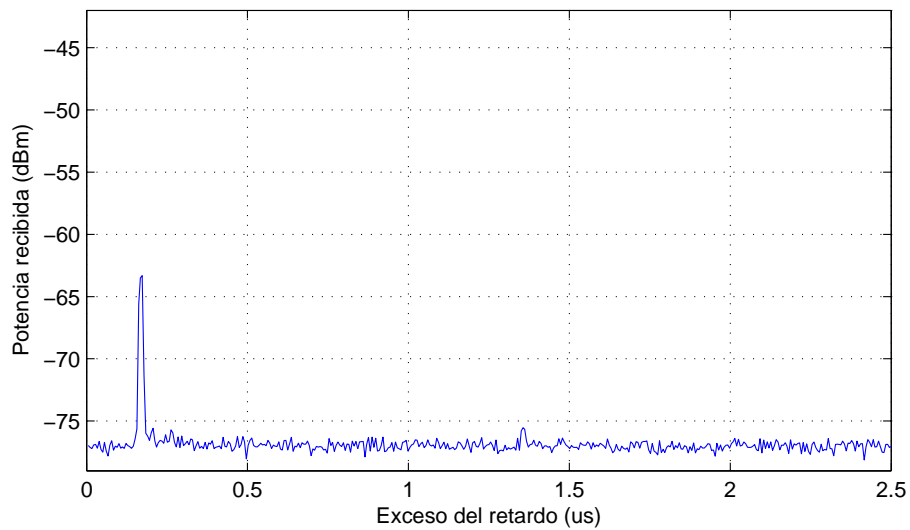


Figura D.110: Primer perfil del retardo de potencia. Ubicación TX25.

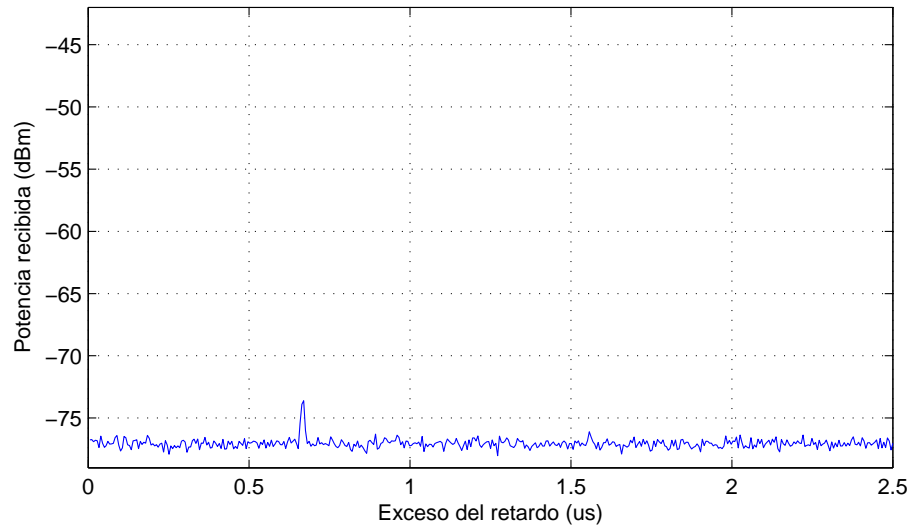


Figura D.111: Primer perfil del retardo de potencia. Ubicación TX26.

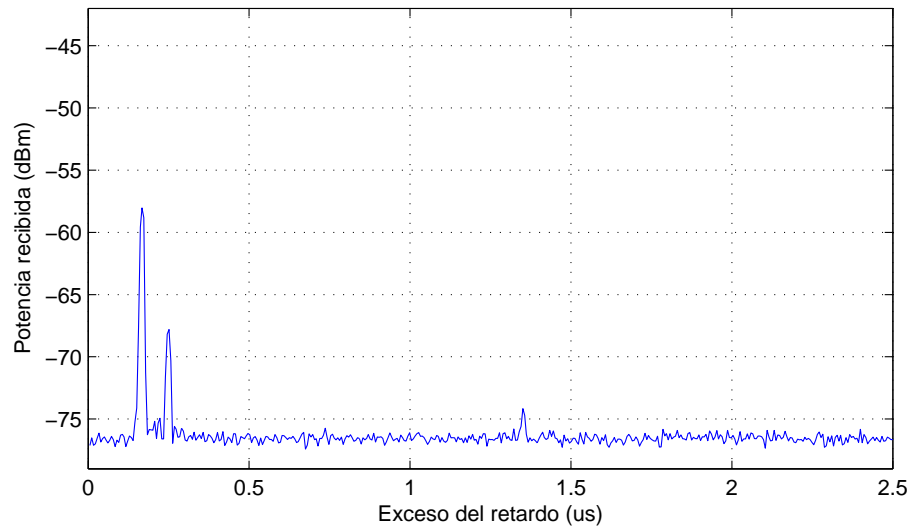


Figura D.112: Primer perfil del retardo de potencia. Ubicación TX27.

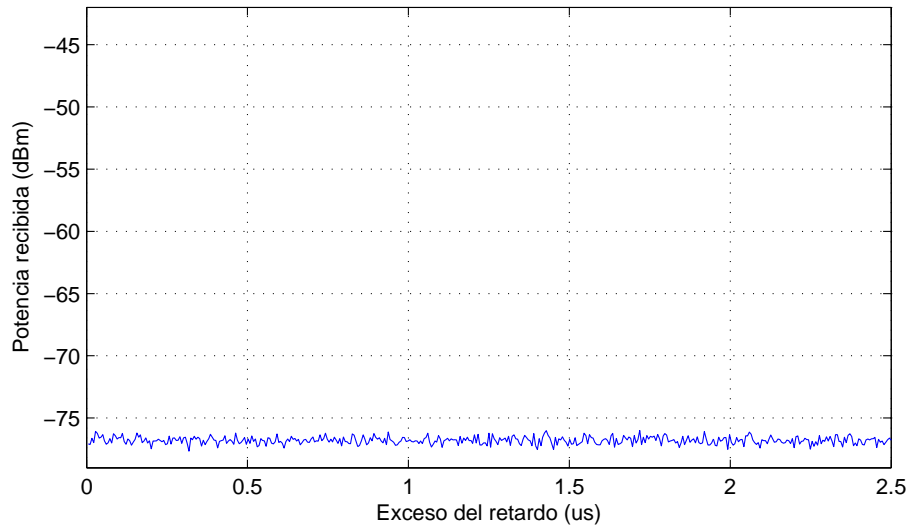


Figura D.113: Primer perfil del retardo de potencia. Ubicación TX28.

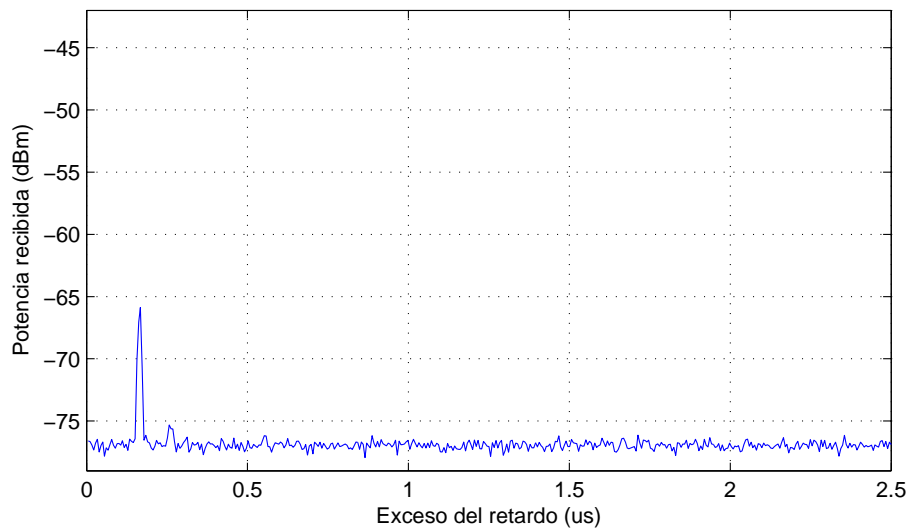


Figura D.114: Primer perfil del retardo de potencia. Ubicación TX29.

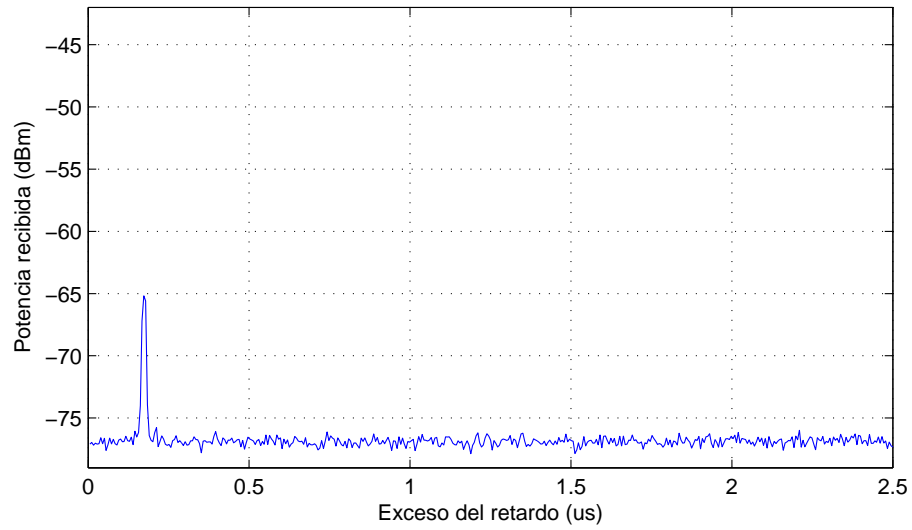


Figura D.115: Primer perfil del retardo de potencia. Ubicación TX30.

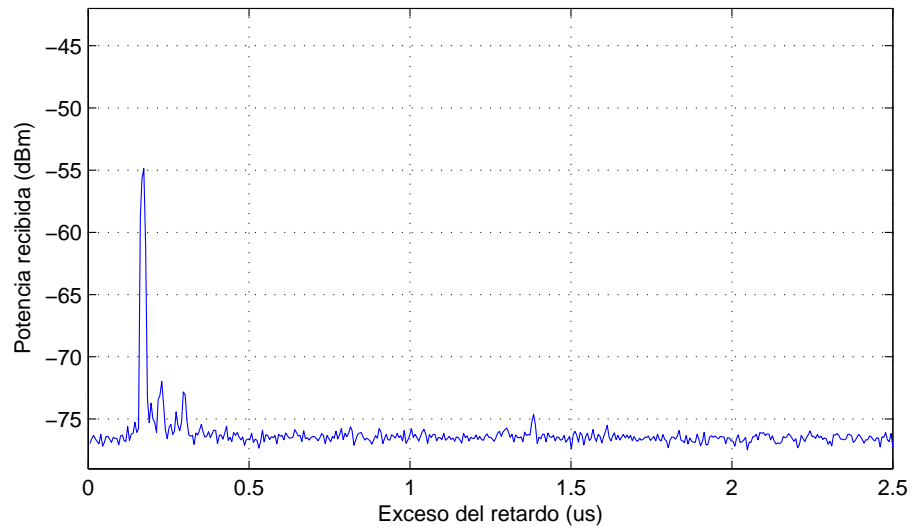


Figura D.116: Primer perfil del retardo de potencia. Ubicación TX31.

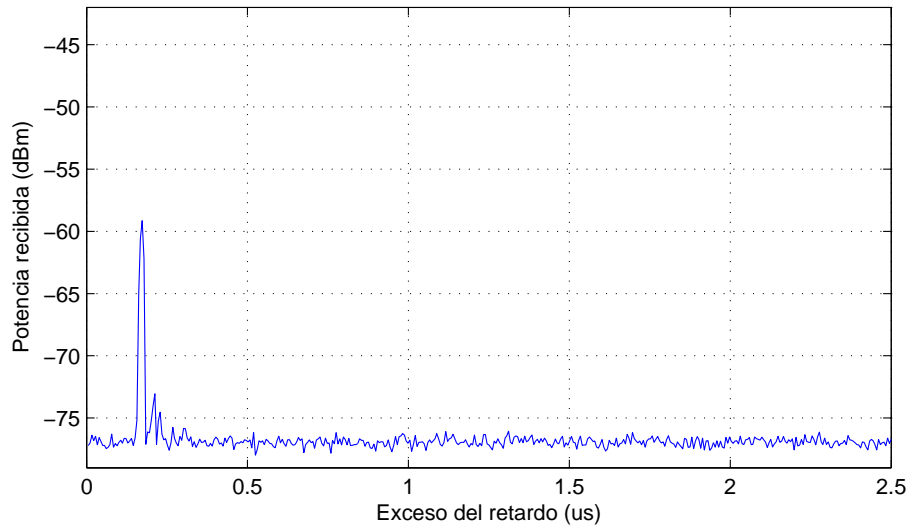


Figura D.117: Primer perfil del retardo de potencia. Ubicación TX32.

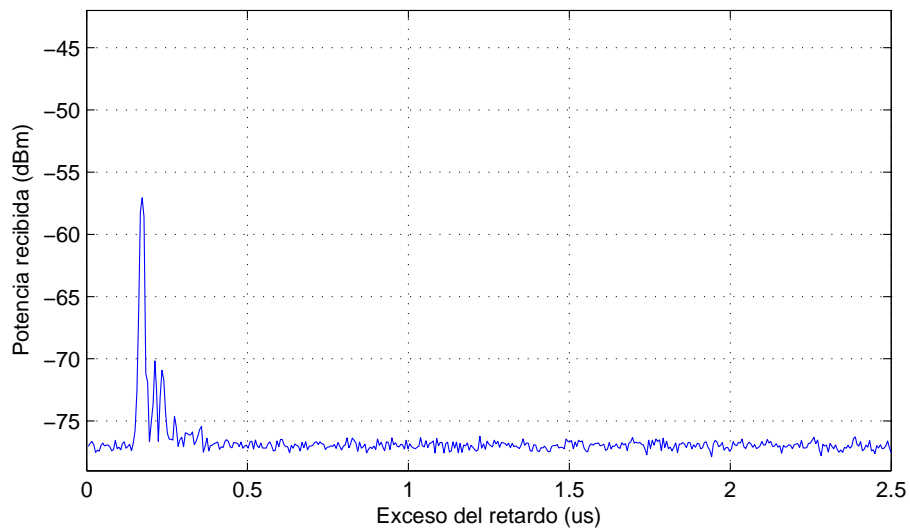


Figura D.118: Primer perfil del retardo de potencia. Ubicación TX33.

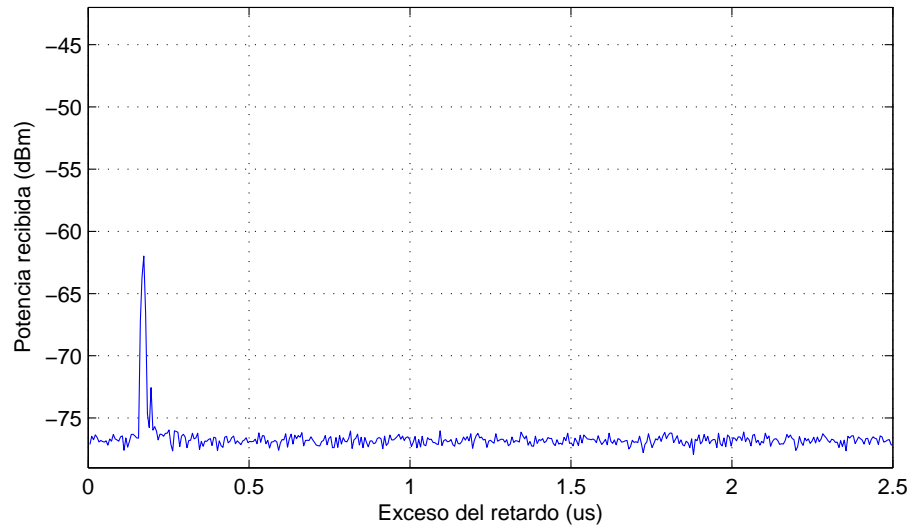


Figura D.119: Primer perfil del retardo de potencia. Ubicación TX34.

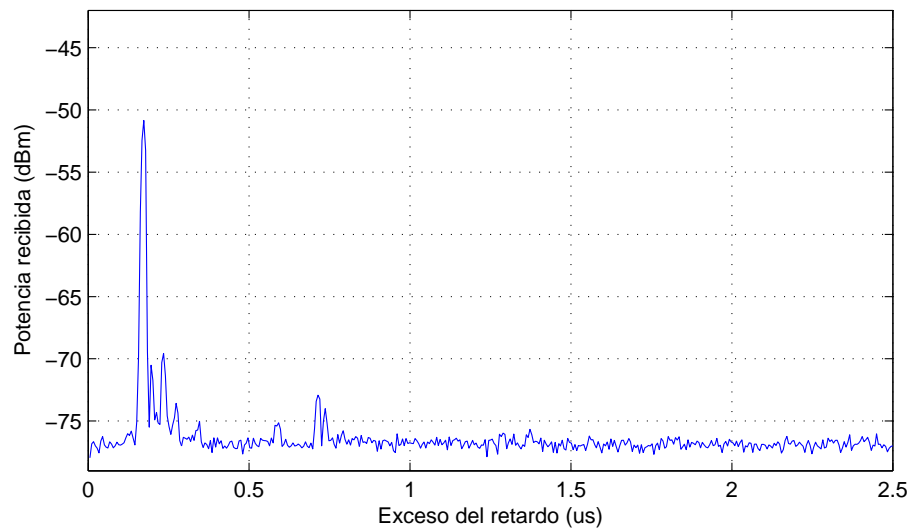


Figura D.120: Primer perfil del retardo de potencia. Ubicación TX35.

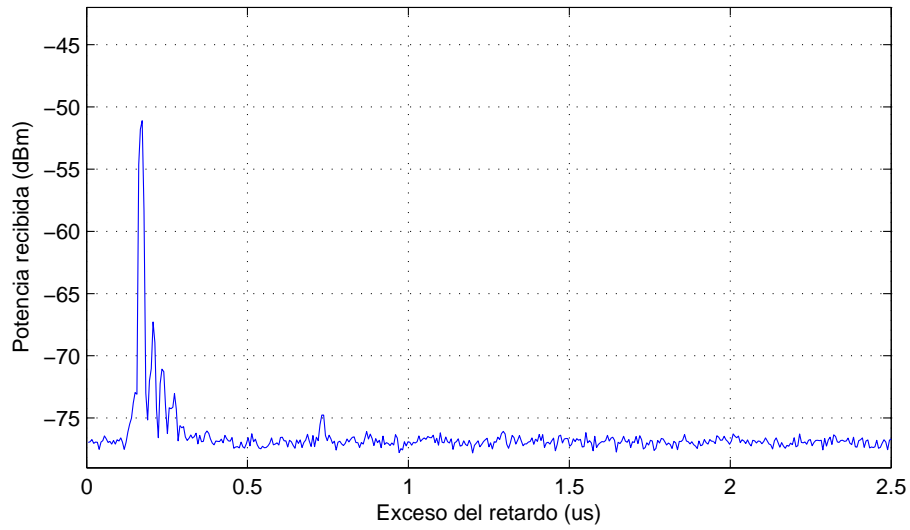


Figura D.121: Primer perfil del retardo de potencia. Ubicación TX36.

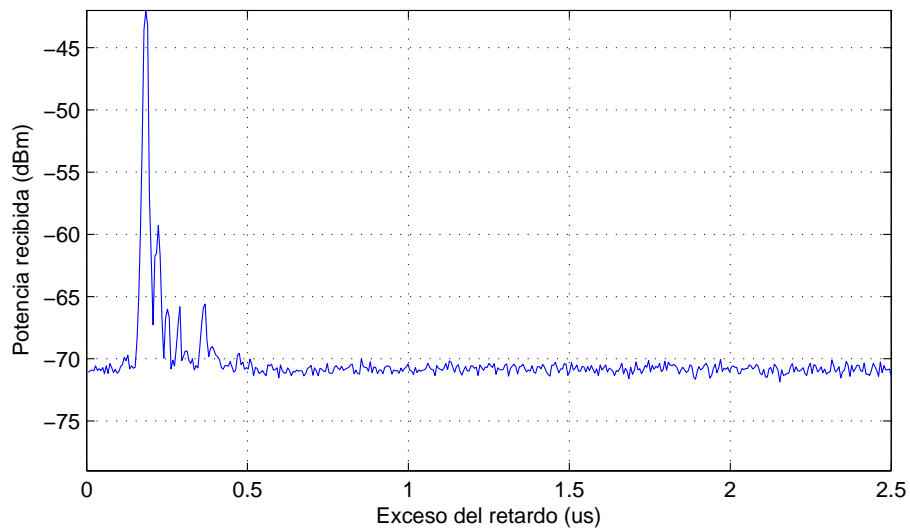


Figura D.122: Primer perfil del retardo de potencia. Ubicación TX37.

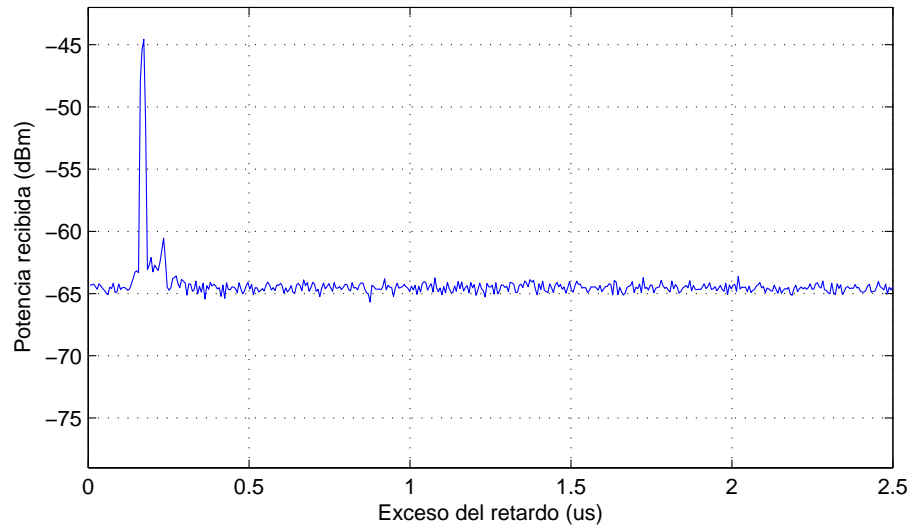


Figura D.123: Primer perfil del retardo de potencia. Ubicación TX38.

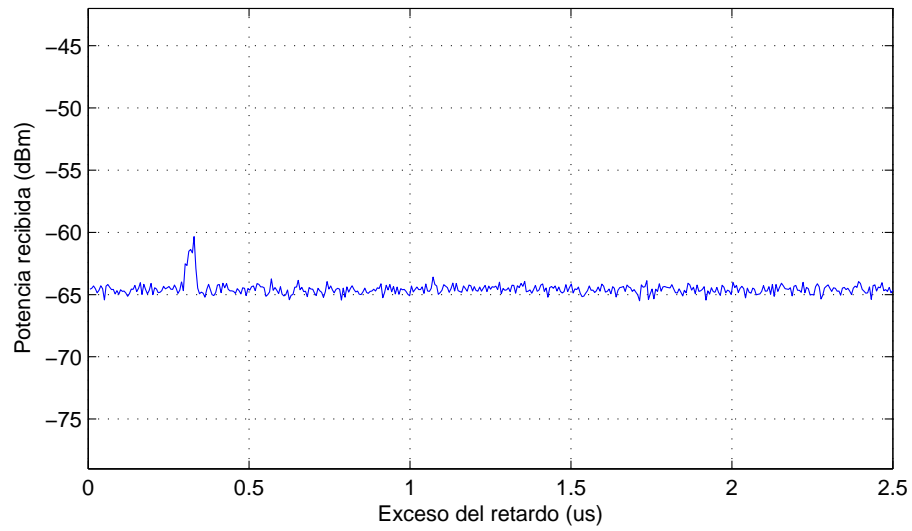


Figura D.124: Primer perfil del retardo de potencia. Ubicación TX39.

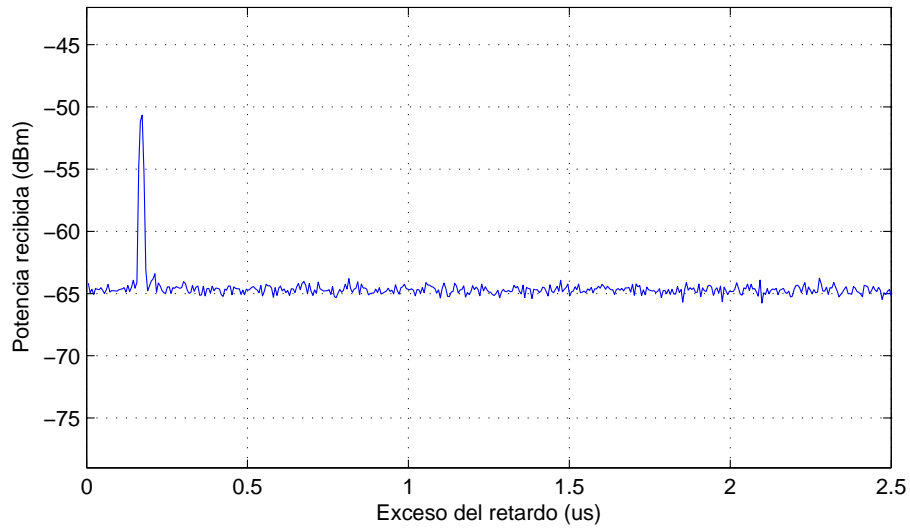


Figura D.125: Primer perfil del retardo de potencia. Ubicación TX40.

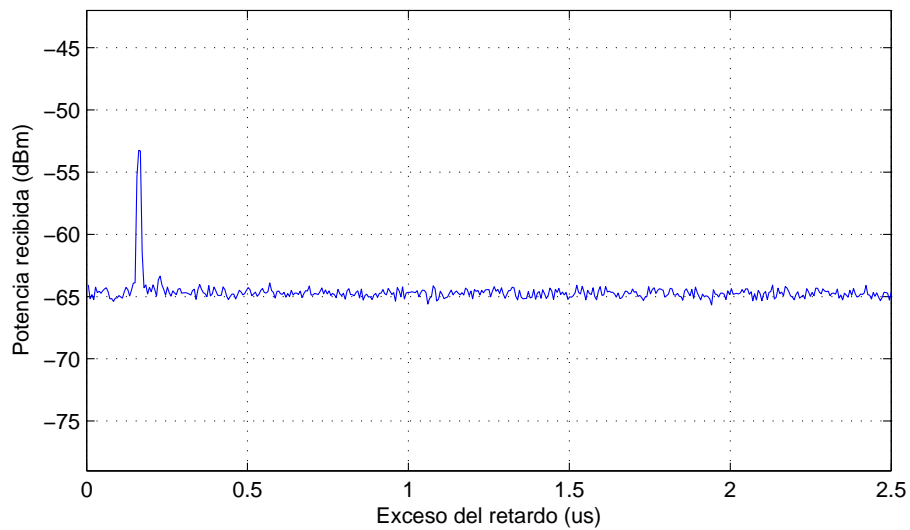


Figura D.126: Primer perfil del retardo de potencia. Ubicación TX41.

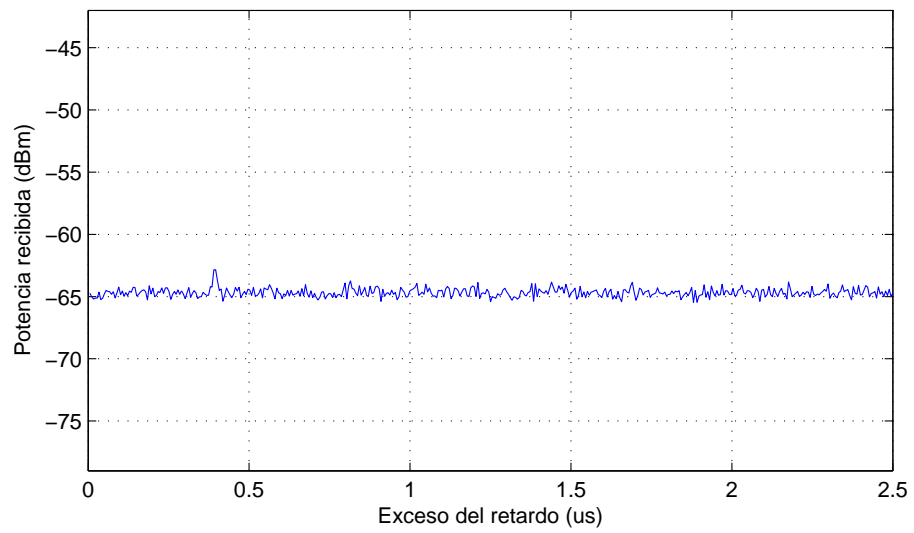


Figura D.127: Primer perfil del retardo de potencia. Ubicación TX42.

Bibliografía

No soy tan joven como para saberlo todo.

Oscar Wilde

AGILENT-TECHNOLOGIES. Agilent n5182a mxg and n5162a mxg ate vector signal generators: Data sheet. 2012a.

AGILENT-TECHNOLOGIES. Agilent n9030a pxa x-series signal analyzer: Data sheet. 2012b.

ALBALADEJO, C., SÁNCHEZ, P., IBORRA, A., SOTO, F., LÓPEZ, J. A. y TORRES, R. Wireless sensor networks for oceanographic monitoring: A systematic review. *Sensors*, vol. 10(1), páginas 6948–6968, 2010.

ALONSO, J., IZQUIERDO, B., CAPDEVILA, S. y ROMEU, J. Preliminar propagation and mimo experiments in train tunnels at 5.8 ghz. En *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium (APSURSI 2009)*, páginas 1–4. 2009.

ALVARION. Ant bs, 9.5 dbi omni-directional ruggedized high-performance antenna, 4.9-5.875 ghz: Data sheet. 2013.

AN, J. Empirical analyses on maritime radio propagation. En *IEEE 59th Vehicular Technology Conference (VTC 2004 Spring)*, vol. 1, páginas 176–180. 2004.

ANDREWS, J. G., GHOSH, A. y MUHAMED, R. *Fundamentals of WiMAX*. Prentice Hall, 2007.

ARMADA. Página web de la armada española. <http://www.armada.mde.es>, 2012.

- BEKKADAL, F. Emerging maritime communications technologies. En *9th International Conference on Intelligent Transport Systems Telecommunications (ITST 2009)*, páginas 358–363. 2009.
- BEKKADAL, F. y YANG, K. Novel maritime communications technologies. En *Mediterranean Microwave Symposium (MMS 2010)*, páginas 338–341. 2010.
- BERTONI, H. L. *Radio Propagation for Modern Wireless Systems*. Prentice Hall PTR, 2000.
- BOUTIN, M., BENZAKOUR, A., DESPINS, C. y AFFES, S. Radio wave characterization and modeling in underground mine tunnels. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 56(2), páginas 540–549, 2008.
- CSI-WIRELESS. Dgps max: Reference manual. 2004.
- CUINAS, I., GAY-FERNANDEZ, J., GOMEZ, P., ALEJOS, A. y SANCHEZ, M. Radioelectric propagation in mature wet forests at 5.8 ghz. En *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium (APSURSI 2009)*, páginas 1–4. 2009.
- CUINAS, I., GAY-FERNANDEZ, J. A., ALEJOS, A. V. y SANCHEZ, M. G. A comparison of radioelectric propagation in mature forests at wireless network frequency bands. En *Proceedings of the Fourth European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP 2010)*, páginas 1–5. 2010.
- DARGIE, W. y POELLABAUER, C. *Fundamentals of Wireless Sensor Networks*. Wiley, 2010.
- DATAWELL. Operation and service manual for waverider. 1988.
- ERCEG, V., GREENSTEIN, L. J., TJANDRA, S. Y., PARKOFF, S. R., GUPTA, A., KULIC, B., JULIUS, A. A. y BIANCHI, R. An empirically based path loss model for wireless channels in suburban environments. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 17(7), páginas 1205–1211, 1999.
- ERCEG, V., HARI, K. S., SMITH, M., SHEIKH, K., TAPPENDEN, C., COSTA, J. y BAUM, D. Channel models for fixed wireless applications, IEEE 802.16a-03/01. 2003.

- ESTEBAN-YAGO, J. J. El servicio móvil marítimo en españa. *Foro Histórico de las Telecomunicaciones. Colegio Oficial y Asociación Española de Ingenieros de Telecomunicación*, páginas 109–121, 2005.
- FJØRTOFT, K. E., KVAMSTAD, B. y BEKKADAL, F. *Maritime communication to support safe navigation*, capítulo Communication at sea, páginas 285–291. CRC Press/Balkema, Taylor and Francis Group, Gdynia, Poland, 2009.
- GARROPO, R. G., GIORDANO, S. y IACONO, D. Experimental and simulation study of a wimax system in the sea port scenario. En *IEEE International Conference on Communications (ICC 2009)*, páginas 1–5. 2009.
- GARROPO, R. G., GIORDANO, S., IACONO, D., CIGNONI, A. y FALZARANO, M. Wimax testbed for interconnection of mobile navy units in operational scenarios. En *IEEE Military Communications Conference (MILCOM 2008)*, páginas 1–7. 2008.
- GOLDSMITH, A. *Wireless Communications*. Cambridge University Press, 2005.
- HERNANDO-RÁBANOS, J. M. *Transmisión por radio*. Editorial Universitaria Ramón Areces, 2008.
- ITU. Recommendation itu-r p.527-3: Electrical characteristics of the surface of the earth. Informe técnico, International Telecommunication Union (ITU), 1992.
- ITU. Recommendation itu-r p.1407-4: Multipath propagation and parameterization of its characteristics. Informe técnico, International Telecommunication Union (ITU), 2010.
- ITU. Recommendation itu-r p.1411-6: Propagation data and prediction methods for the planning of short-range outdoor radiocommunication systems and radio local area networks in the frequency range 300 mhz to 100 ghz. Informe técnico, International Telecommunication Union (ITU), 2012.
- JOE, J., HAZRA, S., TOH, S., TAN, M., SHANKAR, J., HOANG, V. y FUJISE, M. Path loss measurements in sea port for wimax. En *IEEE Wire-*

- less Communications and Networking Conference (WCNC 2007)*, páginas 1871–1876. 2007a.
- JOE, J., HAZRA, S., TOH, S., TAN, W. y SHANKAR, J. 5.8 ghz fixed wimax performance in a sea port environment. En *IEEE 66th Vehicular Technology Conference (VTC-2007 Fall)*, páginas 879–883. 2007b.
- KAREDAL, J. *Measurement-Based Modeling of Wireless Propagation Channels. MIMO and UWB*. Tesis Doctoral, Lund University, 2009.
- KESAVAN, U., THAREK, A., RAHIM, S. y RAFIQU, I. Propagation studies on rain for 5.8 ghz and 23 ghz point to point terrestrial link. En *International Conference on Computer and Communication Engineering (ICCCE 2012)*, páginas 515–519. 2012.
- LEE, W. C. Y. Estimate of local average power of a mobile radio signal. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. VT-34(1), páginas 22–27, 1985.
- MALIATSOS, K., CONSTANTINOU, P., DALLAS, P. y IKONOMOU, M. Measuring and modeling the wideband mobile channel for above the sea propagation paths. En *First European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP 2006)*, páginas 1–6. 2006a.
- MALIATSOS, K., LOULIS, P., CHRONOPOULOS, M., CONSTANTINOU, P., DALLAS, P. y IKONOMOU, M. Experimental small scale fading results for mobile channels over the sea. En *IEEE 17th International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications*, páginas 1–5. 2006b.
- MALIATSOS, K., LOULIS, P., CHRONOPOULOS, M., CONSTANTINOU, P., DALLAS, P. y IKONOMOU, M. Measurements and wideband channel characterization for over-the-sea propagation. En *IEEE International Conference on Wireless and Mobile Computing, Networking and Communications (WiMob 2006)*, páginas 237–244. 2006c.
- MALIATSOS, K., LOULIS, P., CHRONOPOULOS, M., CONSTANTINOU, P., DALLAS, P. y IKONOMOU, M. The power delay profile of the mobile channel for above the sea propagation. En *IEEE 64th Vehicular Technology Conference (VTC 2006 Fall)*, páginas 1–5. 2006d.

- MASSON, E., COCHERIL, Y., BERBINEAU, M., GHYS, J. P., KYROLAINEN, J. y HOVINEN, V. Mimo channel sounding in tunnels for train-to-wayside communications. En *International Conference on Wireless Communications in Unusual and Confined Areas (ICWCUCA 2012)*, páginas 1–5. 2012.
- MASSON, E., COCHERIL, Y., COMBEAU, P., AVENEAU, L., BERBINEAU, M., VAUZELLE, R. y FAYT, E. Radio wave propagation in curved rectangular tunnels at 5.8 ghz for metro applications. En *11th International Conference on Intelligent Transportation Systems Telecommunications (ITST 2011)*, páginas 81–85. 2011.
- MINI-CIRCUITS. Zve-3w-83+ high power amplifier: Data sheet. 2013.
- MOLISCH, A. F. *Wireless Communications. Second Edition*. Wiley, 2011.
- PATHMASUNTHARAM, J., JURianto, J., KONG, P. Y., GE, Y., ZHOU, M. y MIURA, R. High speed maritime ship-to-ship/shore mesh networks. En *7th International Conference on Intelligent Transportation Systems Telecommunications (ITST 2007)*, páginas 1–6. 2007.
- PAYÁN-SOMET, F. J. *Canales inalámbricos: modelos y problemas abiertos*. Servicio de Publicaciones Universidad de Sevilla, 2009.
- PHAEBUA, K., SUWALAK, R., PHONGCHAROENPANICH, C. y KRAIRIKSH, M. Statistical characteristic measurements of propagation in durian orchard for sensor network at 5.8 ghz. En *International Symposium on Communications and Information Technologies (ISCIT 2008)*, páginas 520–523. 2008.
- PÉREZ-FONTÁN, F. y ESPÍÑEIRA, P. M. *Modeling the Wireless Propagation Channel*. Wiley, 2008.
- RAPPAPORT, T. S. *Wireless Communications. Principles and Practice*. Prentice Hall, 2002.
- SCHWENGLER, T. y GLBERT, M. Propagation models at 5.8 ghz: path loss and building penetration. En *IEEE Radio and Wireless Conference (RAWCON 2000)*, páginas 119–124. 2000.

- SHANNON, C. E. A mathematical theory of communication. *The Bell System Technical Journal*, vol. 27, páginas 379–423, 623–656, 1948.
- SHEPPARD, M. Fit all valid parametric probability distributions to data. <http://www.mathworks.com/matlabcentral/fileexchange/34943>, 2013.
- SOUNDERS, S. R. y ARAGÓN-ZAVALA, A. *Antennas and Propagation for Wireless Communications Systems*. Wiley, 2007.
- TIE, L. T., WU, Y., YAR, K., WONG, S. H., SHANKAR, J. y WIN, H. Performance evaluation of mesh-based mobile wimax phy baseband for above the sea propagation. En *European Wireless Conference (EW 2010)*, páginas 83–87. 2010.
- TSE, D. y VISWANATH, P. *Fundamentals of Wireless Communications*. Cambridge University Press, 2005.
- TZEREMES, G. y CHRISTODOULOU, C. G. Use of weibull distribution for describing outdoor multipath fading. En *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*, vol. 1, páginas 232–235. 2002.
- YANG, K., EKMAN, T., ROSTE, T. y BEKKADAL, F. A quasi-deterministic path loss propagation model for the open sea environment. En *14th International Symposium on Wireless Personal Multimedia Communications (WPMC 2011)*, páginas 1–5. 2011a.
- YANG, K., RØ ANDSTE, T., BEKKADAL, F. y EKMAN, T. Channel characterization including path loss and doppler effects with sea reflections for mobile radio propagation over sea at 2 ghz. En *International Conference on Wireless Communications and Signal Processing (WCSP 2010)*, páginas 1–6. 2010a.
- YANG, K., RØ ANDSTE, T., BEKKADAL, F. y EKMAN, T. Channel characterization of mobile radio channel over sea at 2 ghz. En *Mediterranean Microwave Symposium (MMS 2010)*, páginas 389–392. 2010b.
- YANG, K., RØ ANDSTE, T., BEKKADAL, F. y EKMAN, T. Land-to-ship radio channel measurements over sea at 2 ghz. En *6th International Conference on Wireless Communications Networking and Mobile Computing (WiCOM 2010)*, páginas 1–4. 2010c.

- YANG, K., ROSTE, T., BEKKADAL, F., HUSBY, K. y TRANDEM, O. Long-distance propagation measurements of mobile radio channel over sea at 2 ghz. En *IEEE Vehicular Technology Conference (VTC 2011 Fall)*, páginas 1–5. 2011b.
- YVON-MARIE, L. R., MÉNARD, J., TOQUIN, C., JOLIVET, J. P. y NICOLAS, F. Experimental measurements of propagation characteristics for maritime radio links. En *9th International Conference on Intelligent Transport Systems Telecommunications (ITST 2009)*, páginas 364–369. 2009.
- ZHOU, M., JURINTO, J., PATHMASUNTHARAM, J. y FUJISE, M. Characterization of radio path loss in seaport environment for wimax applications. En *International Symposium on Antennas and Propagation (ISAP 2006)*, páginas 176–179. 2006.
- ZHOU, M. T., ANG, C. W., KONG, P. Y., SHANKAR, J., ZHANG, L., MIURA, R. y FUJISE, M. Evaluation of the ieee 802.16 mesh mac for multihop inter-ship communications. En *7th International Conference on Intelligent Transportation Systems Telecommunications (ITST 2007)*, páginas 1–5. 2007.