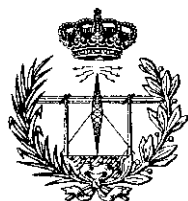


Universidad de Málaga  
Escuela Técnica Superior de Ingeniería de Telecomunicación  
Programa de Doctorado en Ingeniería de Telecomunicación



TESIS DOCTORAL

Caracterización y modelado de canales inalámbricos  
con variaciones temporales y diversidad espacial

Autor:

ADRIÁN SAUCO GALLARDO

Directores:

LUIS DÍEZ DEL RÍO  
UNAI FERNÁNDEZ PLAZAOLA

Málaga, 2023



UNIVERSIDAD  
DE MÁLAGA

AUTOR: Adrián Sauco Gallardo

 <https://orcid.org/0000-0003-2048-6661>

EDITA: Publicaciones y Divulgación Científica. Universidad de Málaga



Esta obra está bajo una licencia de Creative Commons Reconocimiento-NoComercial-SinObraDerivada 4.0 Internacional:

<https://creativecommons.org/licenses/by-nc-nd/4.0/legalcode>

Cualquier parte de esta obra se puede reproducir sin autorización pero con el reconocimiento y atribución de los autores.

No se puede hacer uso comercial de la obra y no se puede alterar, transformar o hacer obras derivadas.

Esta Tesis Doctoral está depositada en el Repositorio Institucional de la Universidad de Málaga (RIUMA): [riuma.uma.es](http://riuma.uma.es)



## Agradecimientos

Al Fondo Europeo de Desarrollo Regional (FEDER), Gobierno de España, y Junta de Andalucía por los fondos que permitieron esta investigación. A la Sociedad Anónima de Electrónica Submarina (SAES) por las mediciones del canal acústico subacuático. A F. Javier L. M., Eduardo M. N. y J. F. Paris, por todo su apoyo durante el desarrollo de este trabajo, y en especial a Luis D. y Unai F. P., directores de esta tesis.



UNIVERSIDAD  
DE MÁLAGA

# Índice

---

Resumen	III
Abstract	VII
Lista de acrónimos	IX
Introducción	1
<b>1. Canales de comunicaciones inalámbricas</b>	<b>5</b>
1.1. Características de los canales inalámbricos . . . . .	5
1.1.1. Canal radio . . . . .	6
1.1.2. Canal acústico subacuático . . . . .	8
1.2. Modelos de canales inalámbricos . . . . .	10
1.2.1. Modelo del canal acústico subacuático en aguas someras . . . . .	13
1.2.2. Modelos de canales de banda estrecha . . . . .	15
1.3. Técnicas de diversidad conmutadas . . . . .	26
1.3.1. <i>Selection Combining</i> y <i>Opportunistic Relaying</i> . . . . .	27
1.3.2. <i>Switch &amp; Stay Combining</i> . . . . .	28
1.4. Estadísticos de orden superior: <i>Level Crossing Rate</i> y <i>Average Fade Duration</i>	30
<b>2. Resumen de publicaciones</b>	<b>35</b>
2.1. Higher Order Statistics in Switch and Stay Diversity Systems . . . . .	35
2.2. On the mobile-to-mobile linear time-variant shallow-water acoustic channel response . . . . .	41
2.3. A Simulator for Mobile-to-Mobile Shallow-Water Acoustic Channels . . . . .	47
<b>3. Higher Order Statistics in Switch and Stay Diversity Systems</b>	<b>53</b>
<b>4. On the mobile-to-mobile linear time-variant shallow-water acoustic channel response</b>	<b>55</b>
<b>5. A Simulator for Mobile-to-Mobile Shallow-Water Acoustic Channels</b>	<b>57</b>
<b>6. Conclusiones y líneas futuras</b>	<b>59</b>





UNIVERSIDAD  
DE MÁLAGA

# Resumen

---

Esta tesis doctoral analiza algunas de las características de los canales inalámbricos, principalmente el efecto de sus variaciones temporales o el del uso de técnicas de diversidad espacial. De estos se ha estudiado el canal radio y el canal acústico subacuático. Del primero se han considerado las técnicas de diversidad espacial conmutadas, de nuevo en auge en el contexto de las redes distribuidas de *relays*, y el análisis de estadísticos de orden superior que sinteticen la información de cómo evolucionan temporalmente estos canales con discontinuidades inherentes a su definición. Del segundo, se ha obtenido un modelo de canal acústico móvil en aguas someras, con el cual se ha realizado un simulador capaz de computar las respuestas variantes de canal acústico que se establecen entre dos móviles sumergidos en entornos marítimos de poca profundidad. Este simulador resulta una herramienta de gran utilidad para investigar esos canales, ya que sus propiedades poco convencionales hacen que su caracterización mediante campañas de medidas sea todo un reto. Los resultados obtenidos, tanto para uno como para otro, se han publicado en revistas de alto impacto y presentado en congresos nacionales e internacionales. Por ello, se opta por presentar esta tesis doctoral como compendio de publicaciones.

El canal radio se caracteriza por la variabilidad de la potencia de señal recibida en cada instante, la cual se da tanto a largo plazo como a corto plazo. La variabilidad a corto plazo se produce por las interferencias tanto constructivas como destructivas que provoca la propagación multicamino. En el canal radio es habitual poder tomar consideraciones de banda estrecha que permiten modelar las variaciones como una señal aleatoria conocida como *fading*. El estudio en términos estadísticos del *fading* ha dado lugar a modelos de canales radio con extraordinaria transcendencia en el desarrollo de las comunicaciones a través de ellos. Una de las técnicas que se utiliza para mitigar los efectos del *fading* es la diversidad en recepción. Esta consiste en recibir distintas versiones de la señal transmitida, lo cual puede conseguirse de distintas maneras. Una de las más comunes es la diversidad espacial, la cual tradicionalmente ha consistido en dotar a los receptores de distintas antenas; aunque este tipo de diversidad también se puede obtener actualmente estableciendo vías de comunicación a través de distintas estaciones retransmisoras (*relays*). De entre las distintas técnicas de diversidad existentes, este trabajo se centra en las técnicas conmutadas, las cuales consisten en cambiar de versión de señal recibida a conveniencia según varíe la potencia con la que se recibe cada



una. Tanto algunos esquemas de retransmisión que se emplean en las redes de *relays* como las técnicas de diversidad conmutadas provocan discontinuidades en la potencia de señal recibida, lo cual dificultaba el análisis de estadísticos de orden superior que modelaran la variabilidad temporal de esta. En este trabajo se emplea un enfoque novedoso para el estudio de estos estadísticos con el que se obtienen distintas expresiones cerradas para ellos. Este estudio permite concluir cómo se comporta temporalmente el *fading* en un sistema capaz de conmutar entre distintas fuentes de diversidad, admitiendo todo tipo de distribuciones estadísticas y modelos de correlación temporal para la señal aleatoria. En la línea de este trabajo también se presenta un análisis en condiciones de alta SNR para los estadísticos de orden superior que concluye que estos son asintóticamente independientes de la correlación temporal.

El canal acústico subacuático, y especialmente el de aguas someras, está considerado entre los más hostiles canales de comunicación. Estos se comportan como un filtro paso bajo con altas pérdidas de propagación, y se caracterizan por la baja velocidad de propagación de la onda en el medio. Esto último provoca significativos ensanchamientos Doppler de las señales no solo en las comunicaciones móviles, sino incluso en condiciones cuasiestáticas donde la única variabilidad es provocada por las condiciones climáticas que perturban la geometría del canal con oleaje o corrientes. Además, el canal de aguas someras destaca por un acentuado efecto multicamino que realza la variabilidad temporal. Este es provocado por la superficie y el fondo marinos, que actúan como reflectores de onda. La propagación multicamino, unida a la baja velocidad de propagación, provocan un perfil de alta dispersión temporal en la respuesta impulsiva del canal. Los canales, donde la dispersión es significativa tanto en la frecuencia como en el tiempo, se conocen como canales *overspread*. Estos son canales cuyas respuestas duran más que el tiempo que estas mismas tardan en variar significativamente, lo cual dificulta extraordinariamente obtener una caracterización significativa mediante sondeo en campañas de medición. Por ello, este trabajo también presenta el modelo matemático para un simulador de canales acústicos móviles en aguas someras. Se parte de un modelo del canal en condiciones estáticas mediante un enfoque geométrico basado en el trazado de rayos entre transmisor y receptor. Los distintos caminos de propagación se caracterizan por una respuesta en frecuencia construida a partir de las expresiones que se encuentran en la literatura para la absorción y los coeficientes de reflexión. Estas respuestas se superponen considerando los distintos retardos de propagación para obtener la respuesta al impulso del canal a partir de la transformada de Fourier inversa. A partir de la respuesta estática construida se proponen distintas estructuras de sistemas que permiten la obtención de respuestas temporalmente variantes a partir de distintas respuestas invariantes. Este modelo ha sido contrastado con los resultados de una campaña de medidas de un canal real en términos de la función de *scattering*, la cual presenta la distribución de la potencia de un canal en la frecuencia y en el tiempo. La investigación realizada ha llevado a confirmar que estos canales pueden resultar *overspread* incluso para bajas velocidades de navegación de los transceptores. Además, un análisis detallado de la respuesta variante de estos canales también ha llevado a concluir que los canales acústicos subacuáticos no son recíprocos

en lo que a la movilidad de los transceptores se refiere. Esto es, que la respuesta de los canales no se da en términos de la velocidad relativa entre transmisor y receptor, sino que es necesario tener en cuenta las velocidades absolutas de cada uno.



# Abstract

---

This doctoral thesis analyzes some of the characteristics of wireless channels, focusing on the effect of their temporal variations or the use of spatial diversity techniques. We studied both the radio channel and the underwater acoustic channel. Switched diversity techniques and higher-order statistics were considered for the first one. These techniques have been trending upward since the introduction of distributed cooperative diversity in relay networks, and these statistics summarize channel's temporal evolution. For the second one, we obtained a shallow-water acoustic channel model that allowed for a simulator capable of computing time-variant channel responses. This simulator is a very useful tool for this kind of channels research as their unconventional characteristics hinder their characterization via measuring campaign. We published the results for both in high impact factor journals and presented them in national and international congresses. For this reason, we have chosen to present this doctoral thesis as a compendium of publications.

The received power variability characterizes the radio channel. These temporal variations can be long and short-term. Short-term variations are caused by multipath propagation interferences. In radio channels, it is usual to consider narrow-band assumptions where a random signal known as fading models power variations. The statistical analysis of fading has allowed for channel models with outstanding significance on radio communications development. Reception diversity is one of the techniques that is widely used to mitigate the effects of fading. This technique consists in receiving different versions of the transmitted signal, which is achievable in various manners. One of the most common is spatial diversity, which has traditionally consisted of equipping the receivers with multiple antennas. Nonetheless, this kind of diversity can also be obtained nowadays by establishing communication through different relay stations. Among the existing diversity combination techniques, this work focuses on the switched ones, which consist in switching conveniently, when the received power change, to a different diversity source. Some relaying techniques, and switched diversity techniques also, cause discontinuities on the received power, which complicates the higher-order statistics analysis that models its temporal variability. On this report we employ a pioneering framework to study these statistics and obtain closed-form expressions for them. This analysis resolves how fading behaves temporally in a switched diversity system and admits all kind of statistical distributions and correlation models for random signal. In line with this work we also present



an analysis for the higher-order statistics under high SNR conditions, which concludes that they are asymptotically independent of temporal correlation.

The underwater acoustic channel, and especially the shallow water channel, is considered among the most hostile communication channels. They behave like a low-pass filter with high propagation loss, and a low speed of propagation depicts them. The latter causes significant signal Doppler spread not only in mobile communications, but also in quasi-static conditions, where the only variations derive from weather conditions as swell and tides that disturb the channel geometry. In addition, the shallow water channel presents a strong multipath effect that enhances temporal variations as the water surface and the ocean bottom act as wave reflectors in these channels. The multipath propagation, coupled with the slow speed of propagation, results in a channel impulse response with an extraordinarily long delay profile. Channels with significant frequency and time spread are known as overspread channels. This kind of channel responses last longer than the time it takes for them to vary significantly. This characteristic makes it extremely difficult to obtain a meaningful characterization of them by sounding in measurement campaigns. Therefore, this work also presents the mathematical model for a simulator of mobile acoustic channels in shallow waters. The basis for this model is a geometrical approach based on ray tracing between transceivers. Each of the propagation paths is modelled by a frequency response constructed from the expressions for absorption and reflection coefficients found in the literature. Considering the different path delays the frequency responses get superimposed, from which we obtain the static channel impulse response by means of the inverse Fourier transform. We use this to propose different system structures to obtain time-varying responses from different static channel invariant responses. This model was corroborated by comparing it with a measurement campaign of a real channel in terms of the scattering function. This function shows the channel power distribution in frequency and time. This research confirms that these channels can result overspread even at low transceivers speed. Moreover, our in-depth analysis of the channel variant response has led to the conclusion that underwater acoustic channels are not reciprocal in terms of transceiver mobility. In other words, the channel response cannot be expressed in terms of the relative speed between transmitter and receiver, but it is necessary to take into account the absolute speed of each of them.

# Lista de Acrónimos

---

AFD	Duración media del desvanecimiento ( <i>Average Fade Duration</i> )
CDF	Función de distribución acumulada ( <i>Cumulative Distribution Function</i> )
CIR	Respuesta al impulso del canal ( <i>Channel Impulse Response</i> )
IDFT	Transformada discreta de Fourier inversa ( <i>Inverse Discrete Fourier Transform</i> )
LCR	Tasa de cruces por nivel ( <i>Level Crossing Rate</i> )
LOS	Línea de visión directa ( <i>Line Of Sight</i> )
LTI	Lineal temporalmente invariante
LTV	Lineal temporalmente variante
PDF	Función densidad de probabilidad ( <i>Probability Density Function</i> )
SNR	Relación señal-ruido ( <i>Signal-to-Noise Ratio</i> )
SSC	<i>Switch &amp; Stay Combining</i>
UAC	Comunicación acústica subacuática ( <i>Underwater Acoustic Communication</i> )



# Introducción

---

## Objetivos de la Tesis

Los canales inalámbricos desempeñan un papel fundamental en las comunicaciones actuales, ya que permiten transmitir información en distintos entornos sin necesidad de desplegar infraestructuras con conexiones físicas y permiten la movilidad de los transceptores. Sin embargo, estos canales presentan características complejas y variantes que pueden afectar significativamente al rendimiento de los sistemas de comunicación. Es por eso que resulta necesario establecer modelos que permitan comprender y predecir el comportamiento de estos canales. Existen distintos tipos de canales inalámbricos con características distintas según el tipo de onda que se utilice para la comunicación y el medio por el que se transmitan. En esta tesis se ha estudiado el canal radio, de ondas electromagnéticas que se propagan por el aire, y el canal acústico subacuático.

Una de las características fundamentales del canal radio son las rápidas variaciones a corto plazo que sufre la potencia de señal recibida a través del mismo. Estas variaciones súbitas se deben a la interferencia entre distintas versiones de la señal que se reciben reflejadas desde distintos puntos con retardos similares. En el canal radio es habitual poder tomar asunciones de banda estrecha, lo cual permite modelar la potencia recibida como una señal aleatoria conocida como *fading*.

El análisis de estadísticos de orden superior de esta señal aleatoria, como son el *Level Crossing Rate* y el *Average Fade Duration*, permite sintetizar en solamente algunos parámetros información relevante sobre cómo varían temporalmente estos canales. Para este análisis, se ha tomado tradicionalmente como punto de partida el trabajo de Rice [1], el cual tan solo impone una condición: la señal aleatoria debe ser continua. Este enfoque ha sido el empleado para encontrar un gran número de resultados en distintas casuísticas que presenta los canales.

Para mitigar los efectos del *fading* surgen distintas técnicas, entre ellas las configuraciones de diversidad espacial conmutada. Estas técnicas parten de la posibilidad de establecer distintos enlaces entre transceptores, de entre los cuales se puede elegir uno a conveniencia en cada momento. Estas técnicas, que tradicionalmente se habían implemen-

tado en receptores multiantena, vuelven a estar al alza desde la aparición del concepto de diversidad espacial distribuida que introdujeron las redes de *relays* [2–4]. Sin embargo, la condición de continuidad impuesta por Rice no se cumple en los canales con esta configuración. Por este motivo, en la literatura se encuentran pocos e inexactos resultados de estos estadísticos en canales con diversidad espacial conmutada. Por otra parte, en este tipo de análisis, cuando se usa la propuesta de Rice u otros enfoques alternativos, es necesario partir de algunas funciones de densidad de probabilidad, o de distribución de la misma, que no siempre se encuentran disponibles. Por ello, también resulta interesante investigar qué condiciones particulares permitirían relajar los requisitos necesarios para poder estudiar estos estadísticos en ciertos canales.

En cuanto al canal acústico subacuático, este empezó a despertar gran interés hace pocas décadas motivado por aplicaciones como la recolección de datos de investigación oceánica, o la comunicación con buzos o vehículos submarinos tanto tripulados como teledirigidos. Este canal presenta algunas peculiaridades que lo diferencian claramente de los canales inalámbricos más habituales, convirtiéndolo en un objeto de investigación cuyo potencial está aún por determinar. Esta tesis pretende profundizar en el estudio de las variaciones que sufre este canal cuando se admite el libre movimiento de los transceptores.

El empleo de ondas mecánicas para la comunicación hace necesario un estudio minucioso del canal que no tome asunciones erróneamente heredadas de otros canales más profundamente investigados. Se pueden encontrar distintas publicaciones donde se dan propuestas de respuestas del canal móvil acústico subacuático [5,6], sin embargo ninguna resuelve con precisión cuál es su definición de respuesta variante, lo cual da lugar a ciertas ambigüedades. Por ello, se hace necesario partir de la definición de respuesta variante del canal subacuático entre dos móviles.

Como se decía previamente, el canal acústico subacuático presenta ciertas características particulares que lo convierten en objeto de estudio. Entre ellas destaca la baja velocidad de propagación, que hace que incluso para velocidades moderadas en los móviles los desplazamientos Doppler de la frecuencia resulten muy significativos. Esta particularidad se ve realzada en los canales acústicos en aguas someras, donde también se potencia la propagación multicamino. Esto se debe a que, en aguas someras, la comunicación suele tener una dirección horizontal, lo cual provoca que tanto el fondo submarino como la superficie del agua actúen como reflectores de ondas. Si bien la baja velocidad de propagación causa desplazamientos Doppler relevantes, esta misma unida a la propagación multicamino provoca ensanchamiento espectral de la señal y un extenso perfil de retardos en la respuesta del canal. Estas dos características convierten al canal acústico en aguas someras en potencialmente *overspread*, es decir canales donde su respuesta dura más tiempo del que tarda en variar significativamente. Esta última propiedad convierte la caracterización de este canal mediante mediciones en una tarea en absoluto trivial [7]. Por ello, un simulador de este tipo de canales se plantea como una herramienta de gran utilidad.

Por todo ello, en esta tesis se plantean los siguientes objetivos orientados a contribuir al modelado tanto del canal radio como del canal acústico subacuático:

- Análisis de los estadísticos de orden superior de canales basados en técnicas de diversidad espacial conmutadas. Para ello, será necesario hacer un análisis alternativo al de Rice que tengan en cuenta el carácter discontinuo de la señal.
- Propuesta de alguna condición que permita, en cierto tipo de canales, una obtención más sencilla de los estadísticos de orden superior.
- Obtención de un modelo de canal acústico subacuático variante definido por las ecuaciones de movimiento del transmisor y el receptor.
- Implementación de un simulador de canal subacuático móvil en aguas someras que permita salvar las limitaciones que este canal presenta para su sondeo.

## Organización de la Tesis

Este trabajo se organiza en seis capítulos. El primero presenta el estado del arte de los canales inalámbricos. Se discuten las principales características del canal radio y del canal acústico subacuático, y se detallan los resultados de los que se parte para modelar estos canales. También se exponen las técnicas de diversidad conmutada, y se presentan los antecedentes de cálculo de estadísticos de orden superior.

En el capítulo 2 se ofrece un resumen de las publicaciones que avalan la tesis, las cuales se presentan en los subsiguientes capítulos 3, 4, y 5. Las publicaciones consisten en un análisis de estadísticos de orden superior en escenarios de comunicaciones con diversidad conmutada; dos definiciones de la respuesta de canales temporalmente variantes que se emplean para discutir el modelado del canal móvil acústico subacuático; y los resultados de un simulador del canal móvil acústico subacuático en aguas someras, los cuales se comparan con los de una campaña de sondeo del canal.

Por último, en el capítulo 6 se exponen las conclusiones y líneas futuras que emanan de este trabajo.



UNIVERSIDAD  
DE MÁLAGA

---

## Capítulo 1

# Canales de comunicaciones inalámbricas

---

En este capítulo se hace un recorrido por las características más relevantes de los canales inalámbricos que han sido objeto de estudio de la tesis doctoral, así como por las técnicas de comunicación consideradas y los resultados de los que parten los trabajos publicado que la avalan.

Primero se pone el foco de forma cualitativa en el canal radio y el canal acústico subacuático, destacando las particularidades y singularidades que comparten o diferencian a ambos canales inalámbricos. Después se describen distintos modelos de canal inalámbrico: uno del canal acústico subacuático en aguas someras, y otro para los canales radio, que pueden asumirse de banda estrecha. Para estos últimos se detallan los principales modelos estadísticos de *fading*. También se presentan las técnicas de diversidad conmutadas que se han empleado tradicionalmente en receptores multiantena, y que ahora heredan modelos de diversidad distribuida existentes en las redes de *relays* modernas. Por último, se señalan algunas métricas que se emplean para estudiar la dinámica de las variaciones temporales de los canales inalámbricos.

### 1.1. Características de los canales inalámbricos

Los canales inalámbrico son medios de transmisión de información que permiten la comunicación sin la necesidad de cables físicos. En su lugar, se utilizan ondas electromagnéticas de frecuencias de radio u ópticas, u ondas acústicas, que se propagan por el espacio libre, el cual típicamente es el aire, como en las comunicaciones radio; el vacío en las comunicaciones por satélite; o el agua en comunicaciones subacuáticas. Según el tipo de onda empleada y el medio de propagación, los canales inalámbricos presentan distintas propiedades. En este apartado se analizan las principales características del canal radio, que se basa en ondas electromagnéticas que se propagan por el aire, y del canal acústico subacuático.



### 1.1.1. Canal radio

El canal radio fue el canal inalámbrico más minuciosamente investigado durante el siglo XX desde que, poco antes de su comienzo, Marconi probase la posibilidad de transmitir a gran distancia ondas electromagnéticas por el aire [8]. Desde entonces las prestaciones de este nuevo canal se harían evidentes y su desarrollo imparable, consiguiéndose extender ampliamente el alcance de las comunicaciones, mejorar su coste energético, y abaratar los costes de producción de equipos terminales.

No obstante, no ha sido trivial el desarrollo de las técnicas que han permitido alcanzar las comunicaciones de alta velocidad y fiabilidad que hoy caracterizan al canal radio. Este canal, además de sufrir los inconvenientes clásicos como el ruido o las interferencias, también afronta las variaciones temporales en la potencia de la señal recibida debidas a la movilidad de la que se puede dotar a los terminales, o al siempre posible movimiento del resto de elementos del entorno que configuran el canal radio.

La variabilidad de la potencia recibida afecta de manera obvia a la relación señal-ruido (SNR) en el receptor, un parámetro clave para la correcta decodificación de mensajes. Estas variaciones pueden darse a pequeña escala, y a gran escala. Estas últimas las representan dos fenómenos diferenciables por la incertidumbre que provocan [9]:

- Pérdidas de propagación: las variaciones por este motivo se pueden anticipar, ya que se refieren a la atenuación que sufre la señal al propagarse por un medio, la cual se puede calcular dadas la longitud de onda empleada, la distancia entre terminales y la directividad de sus antenas.
- *Shadowing* o ensombrecimiento: representa las variaciones en la potencia media recibida que puede provocar la intromisión fortuita de objetos entre transmisor y receptor que absorban potencia de la señal.

Las pérdidas de propagación tienen relevancia al variar ampliamente la distancia entre terminales (100-1000 metros, según la banda del espectro empleada), mientras que los cambios que provoca el *shadowing* se manifiestan en un margen de variación de las distancias que configuran la geometría del canal proporcional al tamaño de los objetos que lo provoquen (10-100 metros en exteriores, y menos en interiores) [9]. Dentro de estos márgenes se pueden asumir condiciones cuasiestáticas del canal en cuanto a variaciones a gran escala de la potencia recibida.

Las variaciones a pequeña escala son aquellas que se dan por movimientos comparables a la longitud de onda, la cual se reduce hasta el orden del milímetro en las comunicaciones radio actuales. Esto es debido a la propagación multicamino, por la cual distintas versiones de la señal transmitida van llegando al receptor con distinta fase (y atenuación), provocando así interferencias tanto constructivas como destructivas.

La propagación multicamino se refiere a los distintos caminos de propagación que encuentra la señal hasta alcanzar el receptor, al cual no llegará únicamente por un camino recto entre los terminales (LOS), si es que lo hay; sino también a través de distintos caminos que surgen por reflexión, dispersión o difracción en suelos, paredes, techos y otros objetos que las ondas electromagnéticas encuentren en su propagación. Esto da lugar a que la respuesta al impulso del canal (CIR) venga dada por un tren de pulsos que alcanzan el receptor con distinta atenuación y distintos retardos de propagación, que los hacen llegar con distinta fase [9].

Las ecuaciones de Maxwell permiten conocer con exactitud las características de propagación en un entorno dadas las condiciones de frontera que se obtengan de las características físicas de los objetos que compongan su geometría [9]. Sin embargo, la complejidad de este problema es elevada y no siempre es posible conocer al detalle todas las condiciones de frontera. Por ello, para obtener una aproximación de los múltiples caminos de propagación es habitual recurrir a la técnica del trazado de rayos, la cual aproxima los frentes de onda como partículas simples, como ya hizo Snell en el campo de la óptica.

El trazado de rayos permite construir modelos simples de propagación multicamino cuando se conoce la localización y las propiedades dieléctricas de los objetos que provocarán las principales reflexiones y refracciones que encontrará la onda electromagnética en su camino entre terminales. Esto permite calcular con aceptable precisión los retardos de propagación de los pulsos más relevantes de la respuesta del canal. Sin embargo, no es así con la atenuación de estos. Es excepcional que las reflexiones que conforman un camino de propagación sean en superficies perfectamente pulidas, más bien se darán reflexiones en superficies rugosas que provocan la dispersión (*scattering*) del rayo. Esto se traduce en que cada rayo estará realmente formado a su vez por un número elevado de subrayos, donde el retardo de cada uno de ellos sufrirá una variación irresoluble en torno al retardo asociado al rayo resuelto geoméricamente. Así, un mismo rayo de nuestro modelo macrogeométrico está compuesto por múltiples versiones del pulso con diferentes fases, lo cual ya crea interferencias constructivas y destructivas en el propio camino, el cual posteriormente también interaccionará constructiva y destructivamente con el resto de pulsos asociados al resto de caminos [9].

Debido a esto último, es habitual hacer un análisis estocástico de este fenómeno de propagación que hace que la variación de la potencia recibida se dé también a pequeña escala (distancias del orden de la longitud de onda empleada) y resulte azarosa. A este proceso estocástico se le conoce como *fading* (desvanecimiento), y existen numerosos modelos estadísticos que se han ido proponiendo para caracterizar los desvanecimientos que se dan en los entornos más habituales en el canal radio. Estos modelos de *fading* se basan en asunciones de banda estrecha que se desglosan más adelante en este capítulo.

### 1.1.2. Canal acústico subacuático

Desde hace algunos años el interés por las comunicaciones subacuáticas inalámbricas se ha incrementado notoriamente. Esta tecnología encuentra diversas aplicaciones entre las que se encuentran la monitorización de contaminación en sistemas medioambientales, el control de la industria del gas y el petróleo en alta mar, o la recolección de datos de medidas científicas en el fondo marino sin necesidad de retirar la instrumentación o de tener que utilizar cables para la comunicación. También en este entorno son esenciales las comunicaciones móviles con requisitos de tiempo real para garantizar la seguridad de las operaciones: en la industria naval posibilitan a los barcos y submarinos mantener una comunicación continua y eficaz; en aplicaciones de servicios de emergencia o en labores de investigación científica de los ecosistemas subacuáticos, donde también permiten la comunicación en tiempo real con buzos, o el manejo remoto de vehículos no tripulados [10].

Los sistemas de comunicaciones subacuáticos inalámbricos pueden estar basados en ondas electromagnéticas, ya sean de frecuencias de radio u ópticas, o en ondas acústicas. La alta permitividad y conductividad eléctrica del medio acuoso hacen que las ondas electromagnéticas de radio sufran una altísima atenuación que impide la comunicación incluso a distancias cortas [11]. Las ondas electromagnéticas a frecuencias ópticas presentan menos atenuación, pero son muy sensibles a la turbidez del agua y, debido a la directividad de los dispositivos láser que utilizan, requieren sistemas complejos de apuntamiento automático [12]. Las ondas acústicas, en cambio, sufren menor atenuación en el agua y, por ello, permiten conseguir alcances que, dependiendo de las frecuencias utilizadas, pueden llegar a varios kilómetros. Esto motiva que las comunicaciones acústicas subacuáticas (UAC) sean la opción escogida en la mayoría de las aplicaciones. Pese a esto, este canal no es en absoluto ideal, pues las ondas acústicas sufren en su propagación subacuática diversos tipos de degradación y perturbaciones difíciles de compensar. Esta problemática convierte este canal en un foco actual de investigación.

Cabe distinguir dos tipos de canales acústicos subacuáticos según la profundidad en la que se trabaje. Cuando es mayor de 100 metros se les conoce como de aguas profundas y, si es menor, como de aguas someras. En aguas profundas, lo habitual, es que la comunicación tenga dirección vertical, perpendicular a la superficie del agua. Sin embargo, en aguas someras, la dirección suele ser horizontal, paralela a la superficie. Esta diferencia de dirección hace que en los segundos se produzcan reflexiones de las ondas en la superficie del agua y el fondo del mar que dan lugar a fenómenos de multicamino, con más degradación de las señales transmitidas. Si, ya de por sí, los canales UAC presentan complicaciones, el de aguas someras en concreto está considerado como uno de los canales de comunicaciones más hostiles [13, 14].

Las principales características de los UAC son las siguientes:

- Elevada atenuación. Se debe a dos fenómenos: la absorción y la dispersión. El primero de ellos es debido a la conversión de energía mecánica de la onda acústica

en calor. El segundo es consecuencia de la dispersión de la energía debida a las características de propagación de la onda en el medio. Ambos mecanismos dan lugar a una atenuación que es creciente con la frecuencia y la distancia [15]. Lo cual limita el ancho de banda efectivo de estos canales a decenas de kHz a distancias de centenares de metros, o menos aún, si se quieren conseguir alcances de unos pocos kilómetros.

- Ruido. Tiene una componente ambiental ocasionada por el movimiento del agua y otra más específica del entorno debida a turbulencias, el romper de las olas, lluvia, barcos cercanos, etc. El ruido ambiental admite un modelado razonablemente bueno mediante la distribución Gaussiana, pero no así el específico del entorno. Además, el ruido resultante no es blanco (constante en frecuencia), sino coloreado con un decaimiento en alta frecuencia, fruto del incremento de la atenuación del mar con la frecuencia, que actúa como filtro paso bajo para el ruido externo. Además, en las aguas someras de todo el mundo es habitual contar con la presencia de gambas pistoleras que chascan sus pinzas provocando un potente ruido de banda ancha con carácter impulsivo que alejan al ruido del perfil Gaussiano [16].
- Variación temporal. Las variaciones de la respuesta del canal se deben principalmente a los movimientos de los transmisores y receptores, casi inevitables en un medio con tantos vaivenes y corrientes, y a las olas, que provocan variaciones en las reflexiones en la superficie. Esta variación temporal es muy significativa debido a la baja velocidad de propagación del medio, de tan solo unos 1500 m/s. Esta última característica, además de causar una gran latencia en los enlaces, incrementa de forma muy significativa el *delay spread* (ensanchamiento del retardo) en los enlaces multicamino y provoca desplazamientos y ensanchamiento Doppler extremos, aunque el transmisor y/o receptor se muevan a velocidades no muy elevadas [13,14,17].
- Propagación multicamino. Las múltiples reflexiones en la superficie y en el fondo marino, unido a la baja velocidad de propagación de las ondas acústicas en el agua provocan unas respuestas impulsivas muy largas y con múltiples componentes. Esta fuerte dispersión temporal supone una gran selectividad en frecuencia que se añade a una atenuación creciente con la frecuencia, característica de la propagación en el medio acuático. También los distintos ángulos de la propagación en cada camino provocan que el Doppler en cada uno de ellos sea distinto, dando lugar a un ensanchamiento espectral de la señal además de su desplazamiento por efecto Doppler [5, 6, 18, 19].

Las características de variabilidad temporal y propagación multicamino se ven extraordinariamente acentuadas por la baja velocidad de propagación. Todo ello provoca ensanchamientos espectrales y respuestas impulsivas de larga duración, efectos que descartan la posibilidad de tomar las asunciones de banda estrecha que tan efectivas resultan en el análisis del canal radio. Cuando el *delay spread* de los canales no se puede considerar pequeño comparado con la inversa del ancho de banda aparece una distorsión de la señal

muy significativa [9]. De hecho, en algunos casos puede ocurrir que se cumpla la condición de *overspread*: canales cuya respuesta impulsiva dura más tiempo que el que esta misma tarda en variar significativamente [20]. Por tanto, el canal UAC será estudiado como una canal de banda ancha, modelo que se desglosará más adelante.

Como conclusión cabe resaltar que no existe un canal UAC típico. Las condiciones climáticas, los ciclos estacionales y el lugar del océano escogido, las pérdidas de transmisión, el ruido, la dispersión, los estadísticos del *fading* y los ensanchamientos Doppler y del retardo cambian drásticamente; los sistemas de comunicación que funcionan satisfactoriamente en un sitio pueden no hacerlo en otro [17, 21].

## 1.2. Modelos de canales inalámbricos

Los modelos de canal son herramientas esenciales para comprender y diseñar sistemas de comunicaciones inalámbricas. Por ello se dedica este apartado a presentar los modelos en los que se basan los trabajos que esta tesis reúne.

Como se ha mencionado anteriormente la propagación multicamino es un fenómeno clave para entender la variabilidad e incertidumbre que se produce en las comunicaciones inalámbricas. Esta se produce cuando las señales transmitidas desde una fuente llegan al receptor a través de diferentes trayectorias debido a la reflexión, difracción y refracción en el entorno de propagación. Esto hace que distintas versiones de la señal transmitida alcancen el receptor interfiriendo entre sí y provocando variaciones súbitas de la potencia de señal recibida. Por este motivo, para modelar los canales inalámbricos, se utiliza una CIR variable temporalmente, la cual se define a partir de la siguiente expresión [22, Ecuación 1.3-3]:

$$r(t) = \int_0^{\infty} s(t - \tau)h(\tau, t)d\tau, \quad (1.1)$$

donde  $r(t)$  es la señal recibida, la cual se obtiene por la convolución de la señal transmitida  $s(t)$  con la CIR  $h(\tau, t)$ , que representa la respuesta del canal en  $t$  a un impulso transmitido al canal en  $t - \tau$ , con  $\tau \geq 0$  ya que el canal será un sistema causal. En la expresión anterior, para evitar desviar la atención del problema que se está planteando, se ha ignorado la señal ruido aditivo que también incorporará el canal.

Para poder modelar dicha CIR se parte de una señal a transmitir [22, Ecuación 2.1-8]:

$$s(t) = \Re\{u(t)e^{j2\pi f_c t}\}, \quad (1.2)$$

donde  $u(t)$  es una envolvente compleja con ancho de banda  $B$ . Si para cada instante  $t$  el modelo geométrico de trazado de rayos permite establecer que existen un total de  $N(t)$

caminos de propagación además del camino LOS, la señal recibida puede expresarse como

$$r(t) = \Re \left\{ \sum_{n=0}^{N(t)} \alpha_n(t) u(t - \tau_n(t)) e^{j2\pi f_c (t - \tau_n(t))} \right\}, \quad (1.3)$$

donde  $\alpha_n(t), \tau_n(t)$  son, respectivamente, la atenuación y retardo asociados al  $n$ -ésimo camino de propagación, siendo  $n = 0$  el camino LOS<sup>1</sup>.

De estas expresiones se concluye que el equivalente paso bajo de la CIR que modela el canal inalámbrico en un instante  $t$  a un impulso transmitido  $\tau$  segundos antes es [9]:

$$h(\tau, t) = \sum_{n=0}^{N(t)} \alpha_n(t) e^{-j2\pi f_c \tau_n(t)} \delta(\tau - \tau_n(t)). \quad (1.4)$$

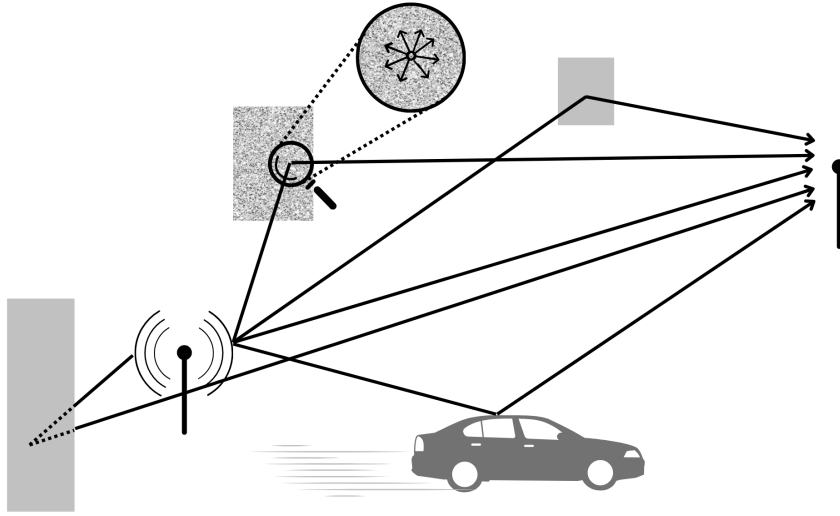


Figura 1.1: Escenario de comunicación inalámbrica con propagación multicamino.

En la Figura 1.1 se muestra un escenario en un instante dado,  $t_0$ , donde el modelo geométrico de trazado de rayos permite modelar el canal caracterizándolo como una propagación multicamino con  $N(t_0) = 4$ . La señal viaja del transmisor al receptor a través de un camino LOS, al que se agregan los caminos que crean tres reflectores planos,

<sup>1</sup>Esta expresión proviene de [9, Ecuación 3.2], donde también aparece una componente  $\phi_{D_n}$  para representar un desplazamiento Doppler de la fase. En este trabajo se entiende que el desplazamiento Doppler se deriva de las variaciones temporales de  $\tau_n(t)$ .

uno de ellos móvil, y también el de una superficie rugosa que crea un camino que a su vez estará formado por múltiples caminos con distinta fase.

Los cinco caminos de este modelo macrogeométrico se considerarán resolubles siempre que la diferencia entre el retardo entre uno y otro sea mucho mayor al ancho de banda de la señal transmitida ( $|\tau_i - \tau_j| \gg B^{-1}$ ) [9].

Por supuesto, el escenario propuesto en la Figura 1.1 ofrece una imagen sencilla pero poco realista de la dispersión que sufre la señal inalámbrica. Los reflectores planos son ideales, y en escenarios reales las reflexiones serán generalmente sobre superficies rugosas. Como se ya se ha señalado, estas reflexiones imperfectas configuran escenarios con altos niveles de dispersión, donde los rayos macrométricos están típicamente formados por múltiples rayos con retardos de propagación similares pero no idénticos que interfieren entre sí. Esto introduce en el canal una incertidumbre que hace necesaria la propuesta de modelos estadísticos.

En el canal radio, donde la propagación de las ondas electromagnéticas ocurre a la velocidad de la luz, la similitud entre los retardos generalmente permite tomar una asunción de banda estrecha para el modelado. Esto, como se expondrá más adelante, posibilita un modelado estadístico sencillo de estos canales que ha permitido significativos avances en su estudio. En cambio, cuando no se puede tomar esta asunción, como ocurre en los UAC, donde se espera tener extensos *delay spreads* debido a la baja velocidad de propagación y un acuciante efecto multicamino, un modelado efectivo de los mismos sigue siendo objeto de investigación.

Como se ha visto, la caracterización completa de un canal la da su CIR temporalmente variable. Sin embargo, esta función es una cantidad de información abrumadora que no favorece la comprensión intuitiva del comportamiento del canal, o una posible clasificación en canales típicos que permitan encontrar modelos comunes. Es por ello que algunas métricas de canales permiten condensar la información disponible sobre el canal con el objetivo de hacer su comprensión y análisis más accesible [23].

Algunas de las métricas más relevantes de los canales, como el *power delay profile*, el tiempo de coherencia, el ensanchamiento Doppler, o el ancho de banda de coherencia, se derivan de su función de autocorrelación o de su función de *scattering* [9].

Se define la función autocorrelación de un canal estacionario tanto temporalmente como en frecuencia como

$$R(\Delta t, \Delta f) = E[H^*(f, t)H(f + \Delta f, t + \Delta t)], \quad (1.5)$$

donde

$$H(f, t) = \int_0^\infty h(\tau, t)e^{-j2\pi f\tau} d\tau \quad (1.6)$$

es la respuesta en frecuencia del canal, la cual evoluciona temporalmente.

Mediante transformadas de Fourier en ambos dominios de la autocorrelacion se obtiene la función de *scattering* [9, Ecuación 3.63]

$$C(\nu, \tau) = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} R(\Delta t, \Delta f) e^{-j2\pi\nu\Delta t} e^{j2\pi\tau\Delta f} d\Delta t d\Delta f, \quad (1.7)$$

también conocida como la función de ensanchamientos Doppler y del retardo, la cual muestra el potencia media asociada a cada retardo  $\tau$  y frecuencia Doppler  $\nu$  en el canal.

### 1.2.1. Modelo del canal acústico subacuático en aguas someras

Ya se ha señalado que el canal acústico en aguas someras añade a las, de por sí, hostiles características de los UAC, el efecto de una propagación multicamino extrema causada por potentes reflexiones de la señal tanto en el fondo como la superficie marina. Esto unido a la baja velocidad de propagación  $c \sim 1500$  m/s, provoca un *delay spread* significativamente prolongado donde, además, el efecto Doppler también será muy representativo.

Por tanto, el canal se asume selectivo tanto en tiempo como en frecuencia, y con posibilidad de resultar ser lo que se conoce como canal *overspread* [20]. Se consideran canales *overspread* aquellos en los el producto del máximo desplazamiento Doppler y el máximo retardo es elevado. Esto se traduce en que la respuesta de estos canales dura más tiempo que el que la propia respuesta tarda en variar significativamente. Esta característica, además de dificultar el modelado de estos canales, también convierte en una tarea compleja el diseño de las señales de sondeo que permitan extraer información significativa mediante campañas de medición de este tipo de canales [7, 21].

Para entender cómo actúa un canal de estas características, se plantea un primer modelo determinista basado en geometría de rayos con reflectores planos inspirado en la propuesta de Qarabaqi y Stojanovic [18]. La Figura 1.2 muestra un esquema del modelo a partir de una serie de parámetros que configuran la geometría del escenario: la profundidad del agua,  $w$ , la cual se considera constante; la altura del transmisor y el receptor sobre el fondo,  $w_{TX}$ ,  $w_{RX}$ ; y la distancia horizontal entre transmisor y receptor,  $d$ .

A partir de estos datos, mediante trigonometría, se obtienen las longitudes y ángulos de reflexión asociados a cada camino de propagación. A partir de las longitudes de cada rayo  $p_i$  se puede calcular los retardos  $\tau_i$  y las pérdidas de propagación, mientras que con los ángulos  $\theta_i$  se pueden obtener los coeficientes de pérdidas por reflexión. Esto permite construir una respuesta en frecuencia del canal.

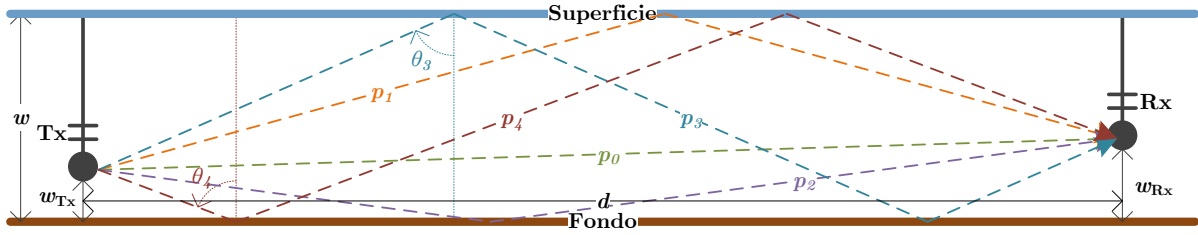


Figura 1.2: Esquema de la propagación multicamino de un UAC en aguas someras.

$$H(f) = \sum_{i=0}^P H_i(f) e^{-j2\pi f \tau_i}, \quad (1.8)$$

donde  $H_i(f)$  es la atenuación en frecuencia a cada camino, y  $P$  determina el número de caminos a considerar. La atenuación en frecuencia de cada camino,  $H_i(f)$ , refleja las pérdidas de propagación y la pérdida de potencia por cada reflexión en la superficie y fondo marino. El efecto de la propagación se puede modelar mediante las ecuaciones de pérdidas libres de propagación y las fórmulas de Thorp y de Marsh-Schulkin del coeficiente de absorción para las ondas acústicas en el mar [24, Capítulo 1], las cuales dependen de la frecuencia. Mientras que las pérdidas en cada reflexión se calculan mediante coeficientes que se calculan a partir de, entre otros, las densidades de los medios [24, Capítulo 3].

A partir de este modelo estático se pueden computar los puntos necesarios de la respuesta en frecuencia para, mediante la transformada discreta de Fourier inversa (IDFT), obtener la respuesta al impulso del modelo.

Considerando rayos hasta que estos se ven atenuados más de 40 dB con respecto a LOS, este modelo arroja respuestas al impulso con un *delay spread* de centenas de milisegundo, siendo más prolongadas cuando se consideran fondos rocosos, donde las pérdidas por reflexión son menores que en fondos arenosos. Con esta duración de la respuesta al impulso queda confirmada la necesidad de estudiarlo como un canal de banda ancha. Es decir, que no se cumple la condición de banda estrecha que se describe en la siguiente sección. Pues para hacerlo, no sólo sería necesario trabajar a velocidades de transmisión excesivamente bajas (menor a 10 símbolos por segundo), sino que serían necesarias asunciones demasiado comprometidas como que un medio tan turbulento no variará en unos márgenes temporales tan amplios, cuando simplemente el oleaje en la superficie puede cambiar drásticamente los ángulos de reflexión.

Este modelo determinista puede completarse con la variación temporal y ensanchamiento Doppler mediante algunas caracterizaciones estadísticas en condiciones estacionarias. Estas añaden al modelo geométrico la incertidumbre que introduce al canal considerar rugosidad en los reflectores o algunos fenómenos como el oleaje, las corrientes submarinas, o las burbujas [14, 18, 19, 25, 26]. Otra perspectiva para ampliar este modelo

es utilizarlo como referente para un canal con la variabilidad temporal no estacionaria que introduce el movimiento libre de los transceptores en el medio. Esta última idea se presenta en los Capítulos 4 y 5.

### 1.2.2. Modelos de canales de banda estrecha

Como se ha señalado previamente, el canal radio permite tomar la asunción de banda estrecha, lo cual simplifica el modelado de los canales como se explica a continuación.

Un canal se dice que es de banda estrecha si el *delay spread* es significativamente inferior a la inversa de su ancho de banda,  $\max\{\tau_i - \tau_j\} \ll B^{-1}$ ,  $\forall i, j \in [0, N(t)]$ . En este caso se puede asumir que  $u(t - \tau_i) \approx u(t)$ . Por lo cual se puede reescribir (1.3) como:

$$r(t) = \Re \left\{ u(t) e^{j2\pi f_c t} \left[ \sum_{n=0}^{N(t)} \alpha_n(t) e^{-j2\pi f_c \tau_n(t)} \right] \right\}. \quad (1.9)$$

Es decir, que bajo esta suposición y una aproximación, se puede decir que la señal recibida será la señal transmitida multiplicada por un factor de escala complejo que no depende de lo que se transmita, siempre que se pueda considerar de banda estrecha.

Este factor de escala complejo es lo que se denomina *fading*:

$$a(t) = a_I(t) + ja_Q(t), \quad (1.10)$$

donde  $a_I(t)$ ,  $a_Q(t)$  son respectivamente las componentes en fase y cuadratura del *fading*, o desvanecimientos, de la señal recibida:

$$a_I(t) = \sum_{n=0}^{N(t)} \alpha_n(t) \cos(2\pi f_c \tau_n(t)), \quad (1.11)$$

$$a_Q(t) = \sum_{n=0}^{N(t)} \alpha_n(t) \sin(2\pi f_c \tau_n(t)). \quad (1.12)$$

A partir de estos resultados y de distintas asunciones sobre las características del escenario donde se produce la comunicación inalámbrica, se obtienen los principales modelos estadísticos de *fading* que se usan para el análisis de canales inalámbricos de banda estrecha.

### Distribución normal o gaussiana:

Cuando  $N(t)$  es grande, es decir si existe abundancia de caminos irresolubles en recepción, y las amplitudes y fases de los distintos caminos son independientes entre sí, el Teorema central del límite permite caracterizar las componentes en fase y cuadratura del *fading*,  $a_I(t)$ ,  $a_Q(t)$ , como variables aleatorias gaussianas independientes.

Una variable aleatoria que sigue una distribución normal o gaussiana,  $X \sim \mathcal{N}(\mu, \sigma^2)$ , se define por la función densidad de probabilidad (PDF) [22]:

$$f_X(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma^2}} e^{-(x-\mu)^2/2\sigma^2}. \quad (1.13)$$

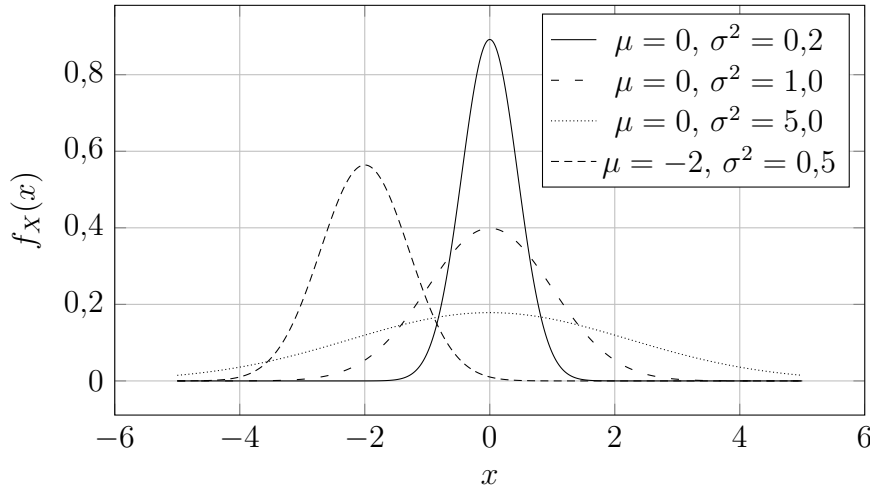


Figura 1.3: PDF distribución normal con distintas medias y varianzas.

y su función de distribución acumulada (CDF) es

$$\begin{aligned} F_X(x) &= \int_{-\infty}^x f_X(u) du = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma^2}} \int_{-\infty}^x e^{-(u-\mu)^2/2\sigma^2} du \\ &= \frac{1}{2} \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_{-\infty}^{(x-\mu)/\sqrt{2\sigma^2}} e^{-t^2} dt \\ &= \frac{1}{2} + \frac{1}{2} \operatorname{erf}\left(\frac{x-\mu}{\sqrt{2\sigma^2}}\right), \end{aligned} \quad (1.14)$$

donde  $\operatorname{erf}(x) = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_0^x e^{-t^2} dt$  es la función de error de Gauss. La Figura 1.3 y la Figura 1.4 muestran representaciones de (1.13) y (1.14) respectivamente para distintos valores de la media y la varianza.

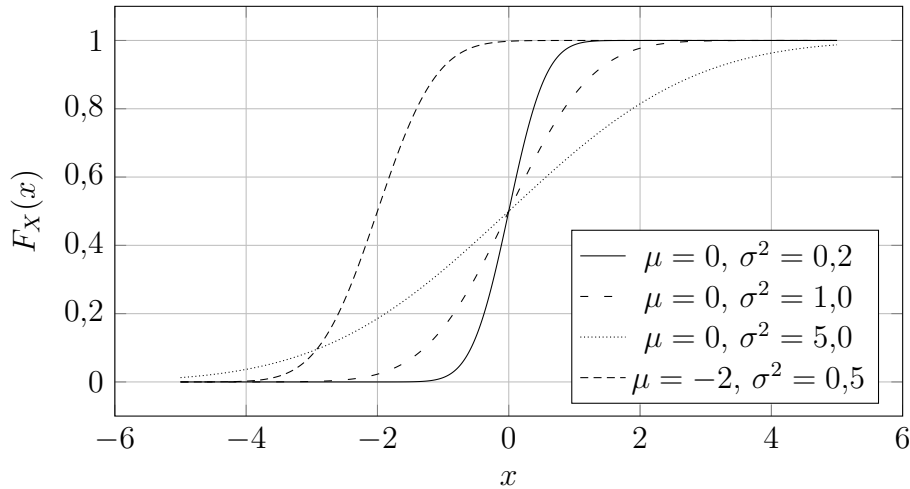


Figura 1.4: CDF de la distribución normal con distintas medias y varianzas.

Una característica interesante de la distribución normal es que, dadas  $n$  variables aleatorias normales e independientes,  $X_i \sim \mathcal{N}(\mu_i, \sigma_i^2)$ , su suma  $Y = \sum X_i$  es otra variable aleatoria normal,  $Y \sim \mathcal{N}(\sum \mu_i, \sum \sigma_i^2)$  [22].

### Distribución *chi-squared*, $\chi^2$

La distribución *chi-squared* o  $\chi^2$  es una generalización que entre sus casos particulares incluye las distribuciones Rayleigh y Rice. Estas dos distribuciones se explican más adelante y describen escenarios de *fading* muy típicos en comunicaciones inalámbricas. Se detalla primero la distribución *chi-squared* para posteriormente poder exponer Rayleigh y Rice con solo un par de concreciones sobre este modelo. El principal atractivo de *chi-squared* frente a Rayleigh o Rice es que ofrece más grados de libertad por lo que es más fácil que se ajuste a un *fading* del que se han tomado medidas empíricas.

Esta distribución se basa en variables aleatorias subyacentes, gaussianas todas ellas. Dadas  $k$  variables aleatorias independientes con distribución normal,  $X_i \sim \mathcal{N}(\mu_i, \sigma^2)$ , donde todas tienen la misma varianza aunque no necesariamente misma media; se dice que la variable aleatoria

$$Y = \sum_{i=1}^k X_i^2 \quad (1.15)$$

sigue una distribución  $\chi^2$  con  $k$  grados de libertad [22].

En el caso particular que todas las gaussianas sean de media nula,  $X_i \sim \mathcal{N}(0, \sigma^2) \forall i$ , se dice que  $Y$  será *chi-squared* central. La PDF de una variable  $\chi^2$  central con  $k$  grados

de libertad es

$$f_Y(y) = \frac{1}{\sigma^k 2^{k/2} \Gamma(0,5k)} y^{k/2-1} e^{-y/2\sigma^2} \text{ con } y \geq 0, \quad (1.16)$$

donde  $\Gamma(p) = \int_0^\infty t^{p-1} e^{-t} dt$  con  $p > 0$  es la función Gamma. La Figura 1.5 muestra representaciones de (1.16) para distintos valores de  $k$ .

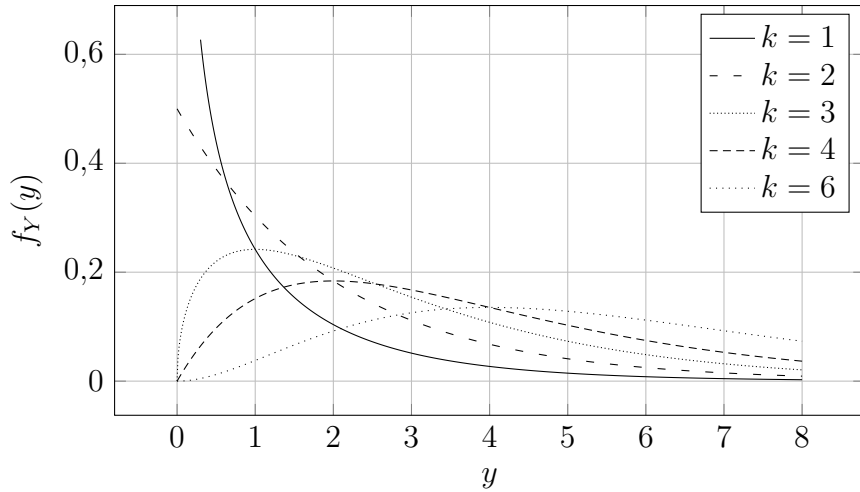


Figura 1.5: PDF de la distribución  $\chi^2$  central con distintos grados de libertad ( $\sigma^2 = 1$ ).

La CDF de una variable  $\chi^2$  central con  $k$  grados de libertad es

$$F_Y(y) = \int_{-\infty}^y f_Y(u) du = \int_0^y \frac{1}{\sigma^k 2^{k/2} \Gamma(0,5k)} u^{k/2-1} e^{-u/2\sigma^2} du. \quad (1.17)$$

Esta integral puede ser fácilmente manipulada para expresarse en forma de la función gamma incompleta, la cual está tabulada [22]. Sin embargo, cabe destacar que en el caso particular en que  $k$  es par, esta CDF sí tiene una expresión cerrada. Para  $m = \frac{k}{2}$ , con  $m \in \mathbb{N}$ , la expresión de la CDF de una distribución  $\chi^2$  central con  $k$  (par) grados de libertad es

$$F_Y(y) = 1 - e^{-y/2\sigma^2} \sum_{i=0}^{m-1} \frac{1}{i!} \left( \frac{y}{2\sigma^2} \right)^i, \text{ con } y \geq 0. \quad (1.18)$$

Volviendo sobre la definición de  $Y$  en (1.15), cuando al menos una de las gaussianas subyacentes tiene media no nula, se dice que  $Y$  será *chi-squared* no central. La PDF de una variable  $\chi^2$  no central con  $k$  grados de libertad es

$$f_Y(y) = \frac{1}{2\sigma^2} \left( \frac{y}{s^2} \right)^{(k-2)/4} e^{-(s^2+y)/2\sigma^2} I_{k/2-1} \left( \sqrt{y} \frac{s}{\sigma} \right) \text{ con } y \geq 0, \quad (1.19)$$

donde  $I_n(x)$  es la función modificada de Bessel de primera especie de orden  $n$ , y  $s^2 = \sum \mu_i^2$  es el parámetro de no centralidad de la distribución.

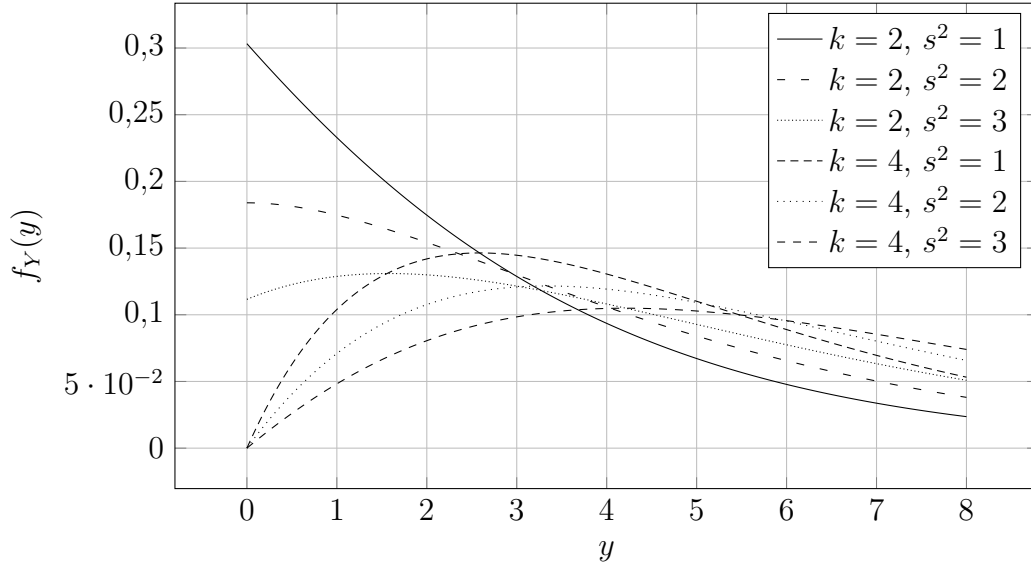


Figura 1.6: PDF de la distribución  $\chi^2$  no central con distintos grados de libertad y distintos parámetros de no centralidad ( $\sigma^2 = 1$ ).

Para obtener la CDF,  $F_Y(y) = \int_{-\infty}^y f_Y(u) du$  conduce nuevamente a una integral que no tiene una expresión cerrada. Sin embargo, una vez más, cuando  $m = \frac{k}{2} \in \mathbb{N}$ , se da que

$$F_Y(y) = 1 - Q_m \left( \frac{s}{\sigma}, \frac{\sqrt{y}}{\sigma} \right) \text{ con } y \geq 0, \quad (1.20)$$

donde  $Q_m(a, b) = \int_b^{\infty} x \left( \frac{x}{a} \right)^{m-1} e^{-(x^2+a^2)/2} I_{m-1}(ax) dx$  es la función Q generalizada de Marcum de orden  $m$ , la cual se puede encontrar tabulada [22].

## Distribución Rayleigh

Esta distribución se utiliza para caracterizar la envolvente  $R$  de una señal de banda estrecha en canales inalámbricos,  $R(t) = \sqrt{a_I^2(t) + a_Q^2(t)}$ . En concreto la distribución modela entornos con mucha dispersión, como los canales de una red celular [22], donde los distintos caminos se combinarán en un único rayo resoluble sin que predomine ninguno

de los rayos no resolubles en particular. Como se vio anteriormente, bajo esta premisa, según el Teorema central de límite,  $a_I(t), a_Q(t)$  serán variables aleatorias conjuntamente gaussianas en las que, además,  $\mu = 0$  al no predominar ninguna fuente de dispersión.

Para poder caracterizar la variable aleatoria  $R$  se recurre a la distribución  $\chi^2$  central con dos grados de libertad. Sea la variable aleatoria  $Y = a_I^2 + a_Q^2$ , con  $a_I, a_Q \sim \mathcal{N}(0, \sigma^2)$ , de (1.16) con  $k = 2$ , se obtiene su PDF

$$f_Y(y) = \frac{1}{2\sigma^2} e^{-y/2\sigma^2} \text{ con } y \geq 0. \quad (1.21)$$

Por tanto,  $R = \sqrt{a_I^2 + a_Q^2} = \sqrt{Y}$ , y mediante un cambio de variable en (1.21) se obtiene la PDF de una distribución Rayleigh

$$f_R(r) = \frac{r}{\sigma^2} e^{-r^2/2\sigma^2} \text{ con } r \geq 0. \quad (1.22)$$

La CDF de una distribución Rayleigh resulta:

$$F_R(r) = \int_{-\infty}^r f_R(u) du = 1 - e^{-r^2/2\sigma^2} \text{ con } r \geq 0. \quad (1.23)$$

La Figura 1.7 y la Figura 1.8 muestran representaciones de (1.22) y (1.23) respectivamente para distintos valores de la varianza  $\sigma^2$  de las distribuciones normales de las componentes de fase y cuadratura.

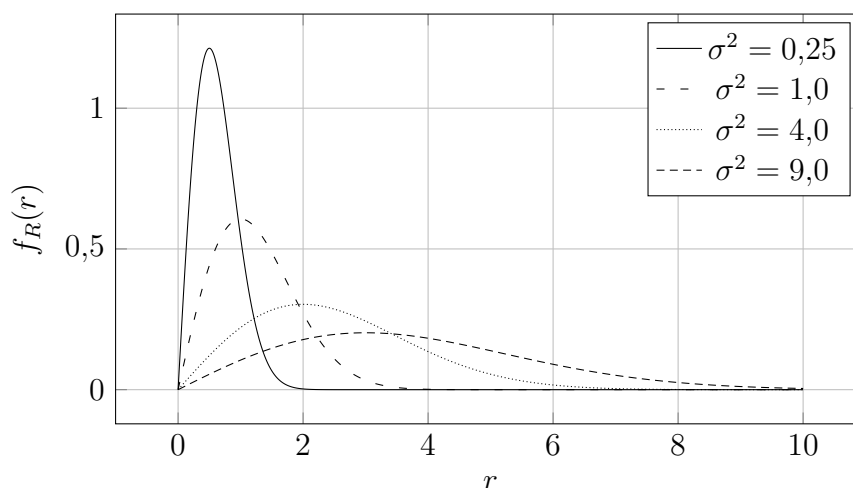


Figura 1.7: PDF de la distribución Rayleigh para distintos valores de la varianza de  $a_I$  y  $a_Q$ .

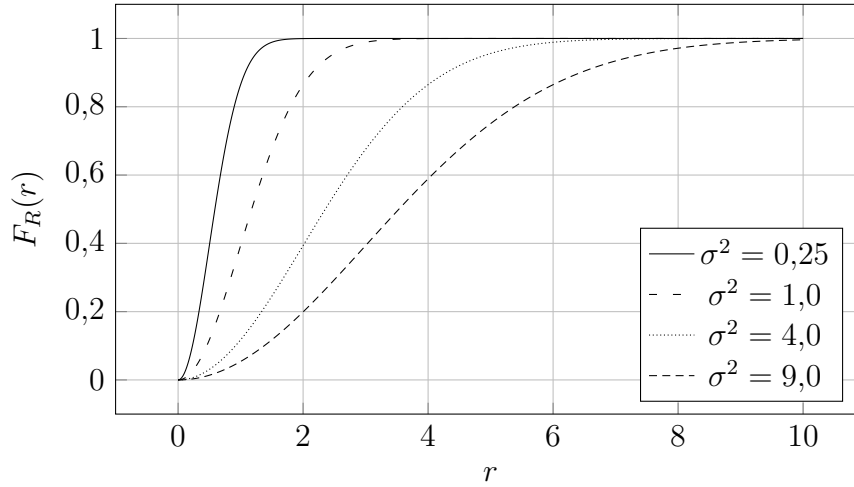


Figura 1.8: CDF de la distribución Rayleigh para distintos valores de la varianza de  $a_I$  y  $a_Q$ .

### Distribución Rice

Esta distribución también modela la envolvente  $R$  de una señal de banda estrecha en canales inalámbricos. Al igual que la distribución Rayleigh pretende modelar entornos con mucha dispersión donde todos los caminos se combinarán en un único rayo resoluble, diferenciándose esta vez en que sí que existirá un camino predominante entre ellos: una componente LOS. Por lo que en este caso  $a_I(t)$ ,  $a_Q(t)$  serán variables aleatorias conjuntamente gaussianas con media,  $\mu \neq 0$ .

Por lo tanto, en este caso se recurre a la distribución  $\chi^2$  no central, de nuevo con dos grados de libertad correspondientes a las componentes en fase y cuadratura de la envolvente. Sea, en este caso, la variable aleatoria  $Y = a_I^2 + a_Q^2$  con  $a_I, a_Q$  gaussianas independientes de varianza  $\sigma^2$  y medias  $\mu_1$  y  $\mu_2$  respectivamente, de (1.19) con  $k = 2$ , se obtiene su PDF

$$f_Y(y) = \frac{1}{2\sigma^2} e^{-(s^2+y)/2\sigma^2} I_0\left(\sqrt{y} \frac{s}{\sigma^2}\right) \text{ con } y \geq 0, \quad (1.24)$$

donde  $s^2 = \mu_1^2 + \mu_2^2$ .

Por lo que, de nuevo, atendiendo a que  $R = \sqrt{Y}$  y mediante cambio de variable en (1.24) se tiene que la PDF de una distribución Rice es

$$f_R(r) = \frac{r}{\sigma^2} e^{-(r^2+s^2)/2\sigma^2} I_0\left(\frac{rs}{\sigma^2}\right) \text{ con } r \geq 0. \quad (1.25)$$

La CDF de una distribución Rice se obtiene a partir de (1.20) con  $m = 1$

$$F_R(r) = 1 - Q_1\left(\frac{s}{\sigma}, \frac{r}{\sigma}\right) \text{ con } r \geq 0. \quad (1.26)$$

La Figura 1.9 y la Figura 1.10 muestran representaciones de (1.25) y (1.26) respectivamente para distintos valores del parámetro de no centralidad  $s$  con varianza unitaria para las componentes de fase y cuadratura,  $\sigma^2 = 1$ . Como es de esperar, el caso  $s = 0$  coincide con una distribución Rayleigh.

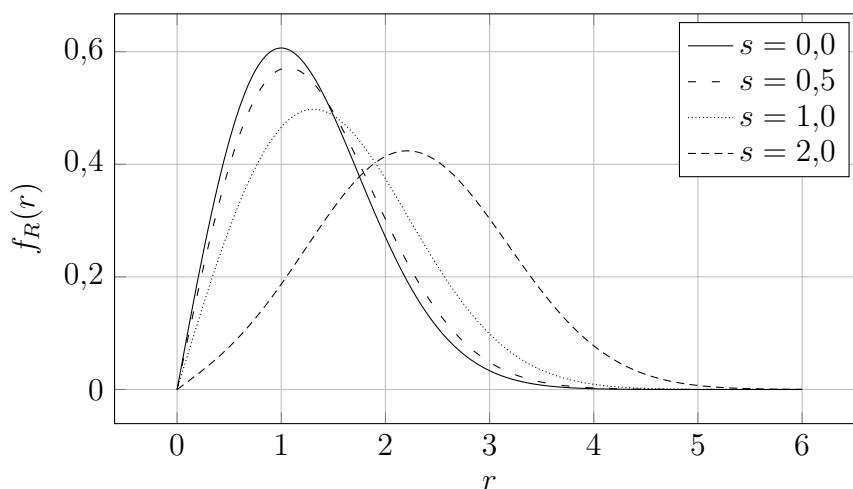


Figura 1.9: PDF de la distribución Rice para distintos valores de  $s$  ( $\sigma^2 = 1$ ).

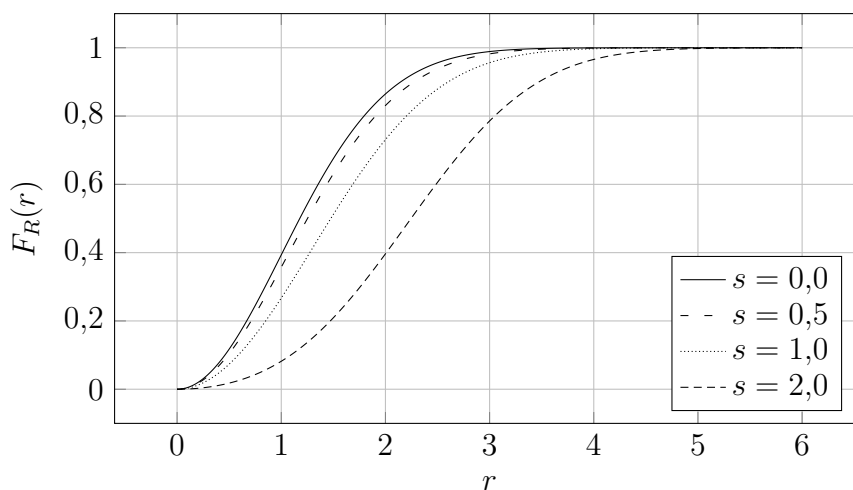


Figura 1.10: CDF de la distribución Rice para distintos valores de  $s$  ( $\sigma^2 = 1$ ).

## Distribución Nakagami-m

Otra distribución que se utiliza frecuentemente para modelar la envolvente  $R$  del *fading* en canales inalámbricos es la distribución Nakagami-m, un modelo empírico propuesto por Nakagami en 1960 [22].

Este modelo propone la siguiente PDF:

$$f_R(r) = \frac{2}{\Gamma(m)} \left(\frac{m}{\Omega}\right)^m r^{2m-1} e^{-mr^2/\Omega}, \quad (1.27)$$

donde  $\Omega = E(R^2)$  es el valor cuadrático medio de la envolvente, y  $m \geq \frac{1}{2}$  es un parámetro propio de esta distribución. Este último determina la forma que toma la PDF, y se define como

$$m = \frac{E^2(R^2)}{VAR(R^2)} = \frac{\Omega^2}{E((R^2 - \Omega)^2)}, \quad m \geq \frac{1}{2}. \quad (1.28)$$

En la Figura 1.11 se puede observar cómo  $m$  modifica por completo la distribución. En ella se representa (1.27) para distintos valores de  $\Omega$  y del parámetro  $m$ .

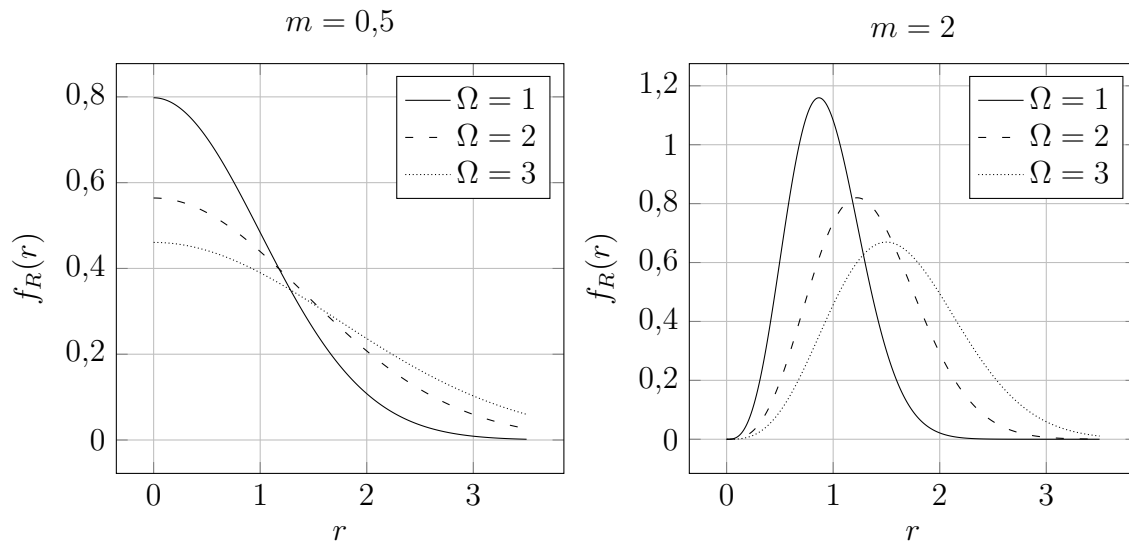


Figura 1.11: PDF de la distribución Nakagami-m para distintos valores de  $\Omega$ , y  $m$ .

La distribución Nakagami-m con  $m = 1$  coincide con la Rayleigh. En el caso  $\frac{1}{2} \leq m < 1$ , se obtienen distribuciones con colas más largas que una Rayleigh. En cambio, cuando  $m > 1$  la PDF decae más rápido que la de una Rayleigh. Esto se puede observar en la Figura 1.12 donde se muestra (1.27) para distintos valores de  $m$  con valor cuadrático medio unitario.

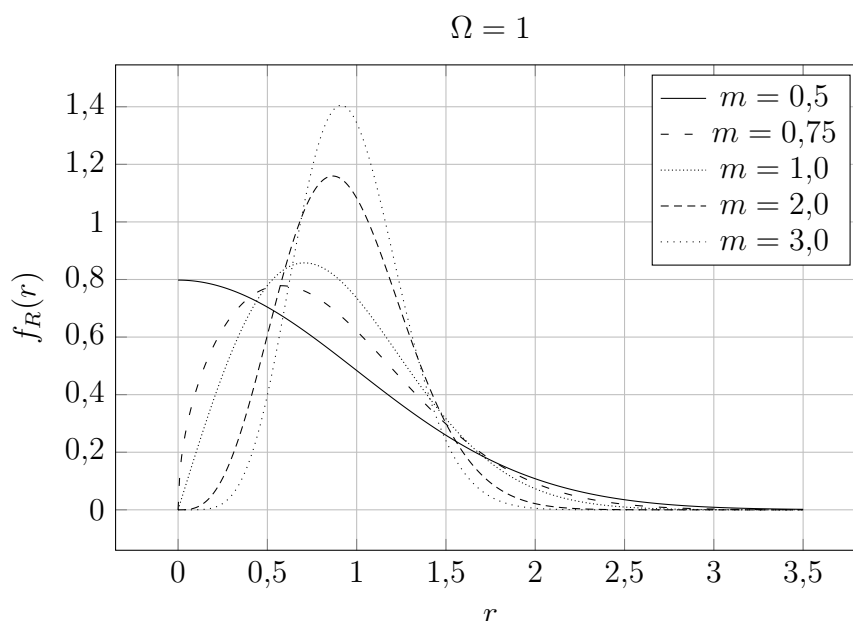


Figura 1.12: PDF de la distribución Nakagami- $m$  para distintos valores de  $m$  ( $\Omega = 1$ ).

### Modelo para la evolución temporal del *fading*

Hasta ahora el análisis estadístico del *fading* en distintos entornos se ha limitado a estudiar la forma en que se distribuye la variable aleatoria. Si bien para el estudio de estadísticos de orden superior, como el que se presenta en el Capítulo 3, es necesario considerar cómo puede evolucionar temporalmente la variable aleatoria.

Para ello, se estudiará la correlación del *fading* en canales de comunicaciones móviles. Los resultados que se consideran en este apartado se basan en algunas de las asunciones que típicamente se toman para los modelos de canal sin componente LOS, como Rayleigh.

La idea clave en este modelo es considerar que la fase asociada a cada uno de los caminos que contribuyen al *fading*,  $2\pi f_c \tau_n(t)$ , es capaz de variar drásticamente con minúsculos cambios en  $\tau_n(t)$ . Esto es razonable ya que  $f_c$  es una frecuencia alta. Por tanto, se puede asumir que la fase está distribuida uniformemente en  $[-\pi, \pi]$ , lo cual permite calcular con facilidad que:

- Las variables aleatorias  $a_I, a_Q$  son gaussianas de media nula, igual varianza e independientes,
- las señales aleatorias  $a_I(t), a_Q(t)$  son conjuntamente estacionarias en sentido amplio (WSS), y en consecuencia, también lo es la señal recibida  $r(t)$ .

Con el objetivo de obtener una expresión sencilla que permita presentar cálculos útiles

para canales inalámbricos relevantes, esta propuesta se centra en los entornos con una gran dispersión uniforme de rayos que alcanzan el receptor en todas las direcciones. Este es un modelo que introdujo Clarke [27] y posteriormente desarrolló Jakes [28]. Concretamente, como se muestra en la Figura 1.13, este modelo considera que  $N$  rayos con la misma potencia alcanzan el receptor con misma separación angular  $\theta = \frac{2\pi}{N}$ .

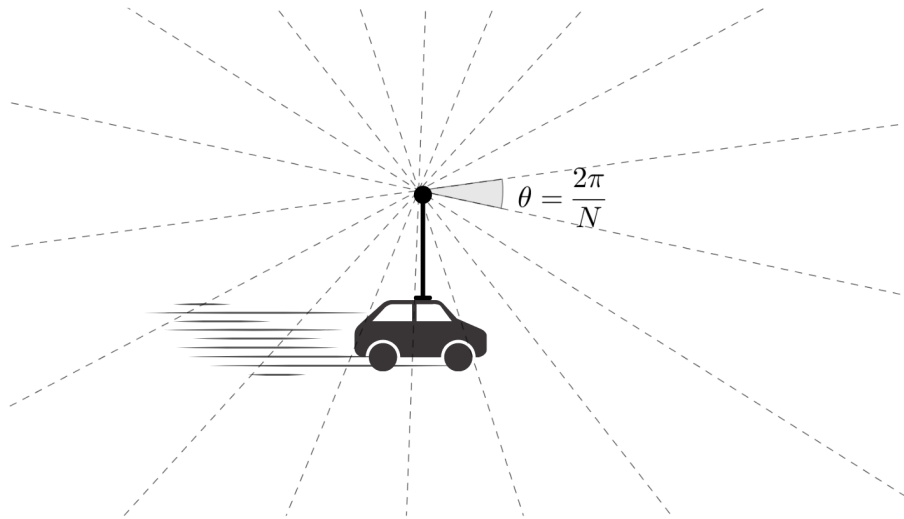


Figura 1.13: Escenario con dispersión uniforme.

Cuando se lleva esta situación de alta dispersión al límite,  $N \rightarrow \infty$ ,  $\theta \rightarrow 0$ , se obtiene que la correlación cruzada entre fase y cuadratura es nula, y que la autocorrelación de cada una de las componentes del *fading* es

$$A(\tau) = P_r J_0(2\pi f_D \tau), \tag{1.29}$$

donde  $P_r$  es la potencia recibida,  $f_D = \frac{v}{\lambda_c}$  es la frecuencia Doppler provocada por el móvil, y  $J_0(x) = \frac{1}{\pi} \int_0^\pi e^{-jx \cos \theta} d\theta$  es la función de Bessel de primera especie de orden 0.

En la Figura 1.14 se muestra un trazo de  $J_0(2\pi f_D \tau)$ . Es interesante observar que la autocorrelación se haría nula para  $f_D \tau \approx 0,4$  o, de forma equivalente,  $v\tau \approx 0,4\lambda_c$ . Esto indica que la señal pierde la correlación a distancia de aproximadamente media longitud de onda bajo la suposición de dispersión uniforme. Esta aproximación se usa comúnmente para separar las múltiples antenas en sistemas con diversidad espacial, los cuales se presentan en el apartado 1.3 para obtener *fadings* independientes.

Estos resultados permiten computar la CDF bivariable de dos instantes de un *fading* con modelo de correlación de Jakes. Por ejemplo, en [29, Ecuación 6.5] se da la CDF de dos variables Rayleigh con potencias  $\Omega_1, \Omega_2$  y coeficiente de correlación en potencia  $0 \leq \rho \leq 1$ :

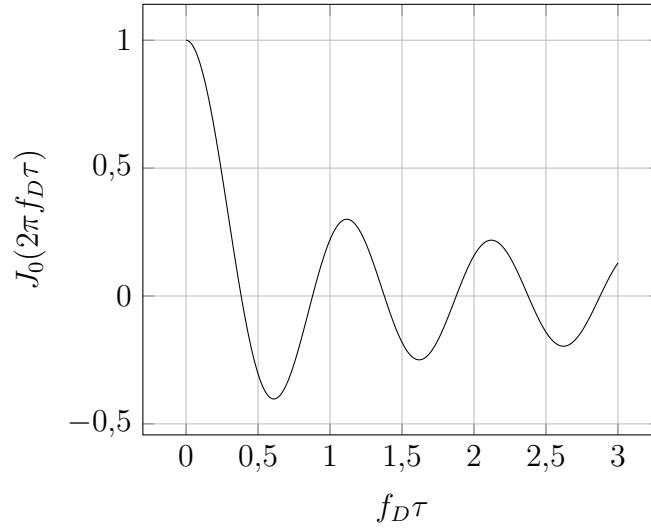


Figura 1.14: Función de Bessel de primera especie y orden 0 para valores de  $f_D \tau$ .

$$F_{R_1, R_2}(r_1, \Omega_1; r_2, \Omega_2 | \rho) = 1 - \exp\left(\frac{-r_1^2}{\Omega_1}\right) Q_1\left(\sqrt{\frac{2}{1-\rho}} \frac{r_2}{\sqrt{\Omega_2}}; \sqrt{\frac{2\rho}{1-\rho}} \frac{r_1}{\sqrt{\Omega_1}}\right) - \exp\left(\frac{-r_2^2}{\Omega_2}\right) \left[1 - Q_1\left(\sqrt{\frac{2\rho}{1-\rho}} \frac{r_2}{\sqrt{\Omega_2}}; \sqrt{\frac{2}{1-\rho}} \frac{r_1}{\sqrt{\Omega_1}}\right)\right]. \quad (1.30)$$

A partir de esta última expresión es posible proponer la CDF bivariable de dos muestras consecutivas para un *fading* Rayleigh de potencia  $\Omega$  con modelo de correlación de Jakes:  $F_{R(t), R(t+T_s)}(r_1, \Omega; r_2, \Omega | \rho)$  con  $\rho = |J_0(2\pi f_D T_s)|^2$ , siendo  $T_s$  el tiempo entre las muestras.

### 1.3. Técnicas de diversidad conmutadas

Como se ha visto anteriormente, la propagación multicamino que se da en los canales inalámbricos degrada la señal recibida de distintas maneras. En el caso de canales de banda estrecha lo hace mediante el *fading*. Las técnicas de diversidad son estrategias que se utilizan en comunicaciones inalámbricas para mejorar la calidad de la señal recibida en presencia de fading o atenuación. La diversidad consiste en aprovechar la posibilidad de obtener múltiples versiones de la señal recibida. Esta diversidad puede conseguirse de distintas maneras, como por ejemplo, en el dominio de la frecuencia, usando distintas portadoras para transmitir la información; o en el del espacio, transmitiendo y/o recibiendo a través de distintas antenas.

Independientemente del origen de la diversidad, se debe conseguir que la señal llegue afectada por *fadings* estadísticamente independientes a través de cada uno de los enlaces; ya que la idea principal que hay detrás de estas técnicas es la baja probabilidad de que variables independientes experimenten un fuerte desvanecimiento simultáneamente. Por lo que las técnicas de diversidad combinan la señal recibida por los distintos caminos o enlaces creados con el objetivo de mitigar los efectos del *fading*. En el apartado anterior ya se ha mencionado cómo se pueden conseguir *fadings* independientes en entornos de dispersión uniforme mediante una separación específica entre antenas.

Existen distintas técnicas que usan la diversidad en recepción para mitigar los efectos del *fading*. Algunas de ellas combinan a la vez las distintas versiones de la señal recibida, como son *Maximal Ratio Combining* (MRC), y *Equal Gain Combining* (EGC). En este caso, para que la combinación resulte constructiva, será necesaria una detección coherente de las señales que permita alinear las fases de las distintas recepciones. Otras en cambio, solamente utilizan una de las recepciones cada vez, y por tanto no es necesaria la detección coherente. Estas últimas son las técnicas de diversidad conmutadas.

Las técnicas conmutadas no son capaces de conseguir el mismo rendimiento que aquellas que aprovechan siempre toda la diversidad disponible. Pese a esto, vuelven a estar al alza desde la introducción del concepto de diversidad cooperativa [2–4].

Las redes de *relays* se implantaron como partes imprescindibles de las nuevas generaciones de sistemas de comunicación móvil de banda ancha como 3GPP LTE-Advanced, IEEE 802.16j o IEEE 802.16m [30]. Los relays constituyen una forma diferente de diversidad en la que una fuente y un destino pueden establecer comunicación a través de distintas estaciones retransmisoras. Por tanto, cada relay puede considerarse una fuente de diversidad distribuida con la que utilizar las técnicas de diversidad clásicas de receptores multiantena. Sin embargo, tener distintas fuentes de diversidad disponibles en recepción requiere transmisión ortogonal desde distintas estaciones, lo cual conlleva pérdida de eficiencia espectral. Es por esto, que las técnicas conmutadas se presentan como una alternativa interesante. Además, el concepto de diversidad distribuida permite obtener el rendimiento de equipos terminales sofisticados a otros muchos más simples.

### 1.3.1. *Selection Combining y Opportunistic Relaying*

*Selection combining* es la técnica conmutada que mejor rendimiento consigue. Su planteamiento es muy sencillo en escenarios de diversidad concentrada: si se plantea un receptor con distintas antenas colocadas de forma que se obtenga un *fading* independiente en cada una de ellas, se elige en cada momento la antena con mayor SNR [29, Sección 9.7].

Un modelo de sistema para esta técnica se presenta en la Figura 1.15, donde se consideran  $N$  antenas receptoras con SNR  $Z_i[n]$  en la  $i$ -ésima antena en el instante  $n$ , y

SNR de salida  $Z[n]$ . Nótese que la SNR se toma como una función de variable de tiempo discreto, ya que el cálculo de la misma será el resultado de una implementación digital que ofrecerá estimaciones cada cierto tiempo de muestreo.

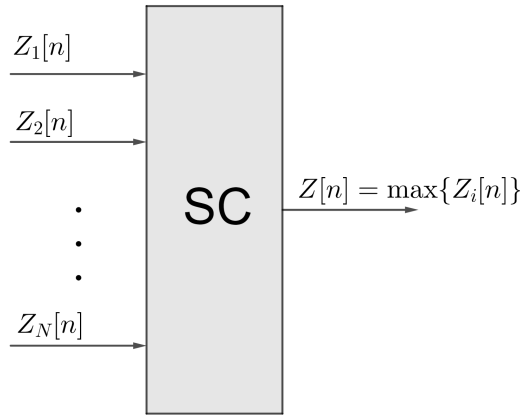


Figura 1.15: Modelo de sistema para la técnica *Selection Combining*.

Para seleccionar la mejor antena con mejor SNR es necesaria una monitorización continua de todas las antenas. Para evitar este requisito surgió la técnica conmutada que se presentan en el siguiente apartado. Aunque el avance tecnológico logró que el coste computacional de monitorizar la SNR de las distintas antenas dejase de ser preocupante, este sí lo sigue siendo para el empleo de esta técnica en escenarios de diversidad distribuida.

*Opportunistic Relaying* es el nombre que recibe la versión distribuida de esta técnica en redes de *relays* [31]. Un esquema de canal con diversidad distribuida se muestra en la Figura 1.16. Con esta configuración monitorizar la SNR que se obtiene desde cada uno de los posibles *relays* retransmisores ya no es una cuestión de capacidad de cómputo o complejidad del hardware, sino de la monitorización extremo a extremo de cada uno de los enlaces disponibles. Además, también es necesario enviar información de control que indique a cada *relay* si debe retransmitir o permanecer inactivo.

### 1.3.2. *Switch & Stay Combining*

*Switch & Stay Combining* (SSC), también conocida como *Threshold Combining*, es otra técnica popular de recepción con diversidad. Esta vez la salida del receptor se mantiene siguiendo la de una antena seleccionada siempre y cuando su SNR se mantenga por encima de un determinado umbral. Cuando la SNR cae por debajo de dicho umbral, se conmuta automáticamente a otra antena, la cual se seguirá mientras la SNR se mantenga por encima del umbral [29, Sección 9.8]. La conmutación entre antenas suele seguir un orden secuencial dentro de una lista circular. Este método, frente a *Selection Combining*, presenta la ventaja de que no requiere monitorizar continuamente la SNR en todas las

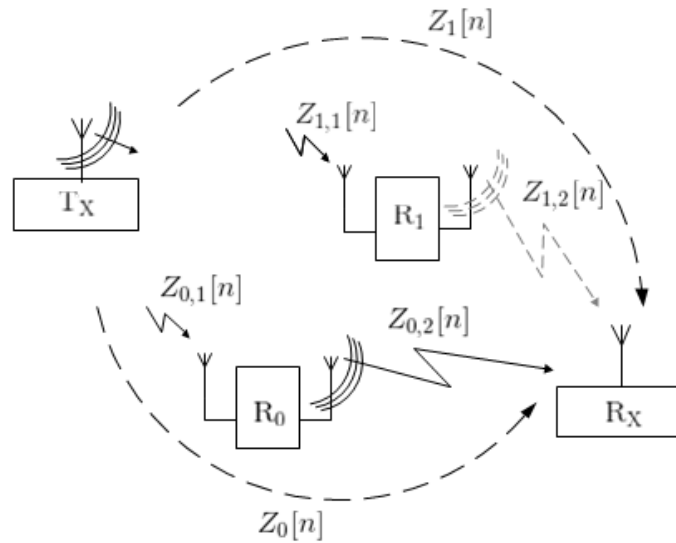


Figura 1.16: Esquema de diversidad distribuida en una red de relays.

ramas, sino la de una sola cada vez. Con esta técnica se reduce, además, el número de conmutaciones ya que tiende a mantenerse en una misma antena siempre que la SNR no se degrade demasiado.

En la Figura 1.17 se muestra un ejemplo del modo de operación que propone esta técnica. Al principio la salida está siguiendo a la antena 1. La SNR cae por debajo del umbral  $u_{SSC}$  en  $n = 2$ , es por eso que se conmuta a la antena 2. La señal en la antena 2 también está por debajo del umbral, pero esta muestra se saca inmediatamente porque la antena 2 no estaba siendo monitorizada y es a la que tocaba acudir tras caer el nivel en la antena 1. En  $n = 3$  ya se está monitorizando la antena 2 y, al no cumplir la condición del umbral  $u_{SSC}$ , se conmuta a la antena 3. La señal en la antena 3 sigue estando por encima del umbral hasta el instante  $n = 7$ , por ello la salida sigue a esta antena hasta ese momento. En  $n = 7$  se conmuta a la antena 1.

Como ya se ha comentado, esta técnica presenta ciertas ventajas con respecto a *Selection Combining*: se reduce la monitorización y las conmutaciones. Esto resulta particularmente interesante en los escenarios de diversidad distribuida, donde esto conlleva incrementar la eficiencia espectral al reducirse la señalización necesaria para implementar la técnica. El concepto de SSC distribuido se presentó en [32, 33]

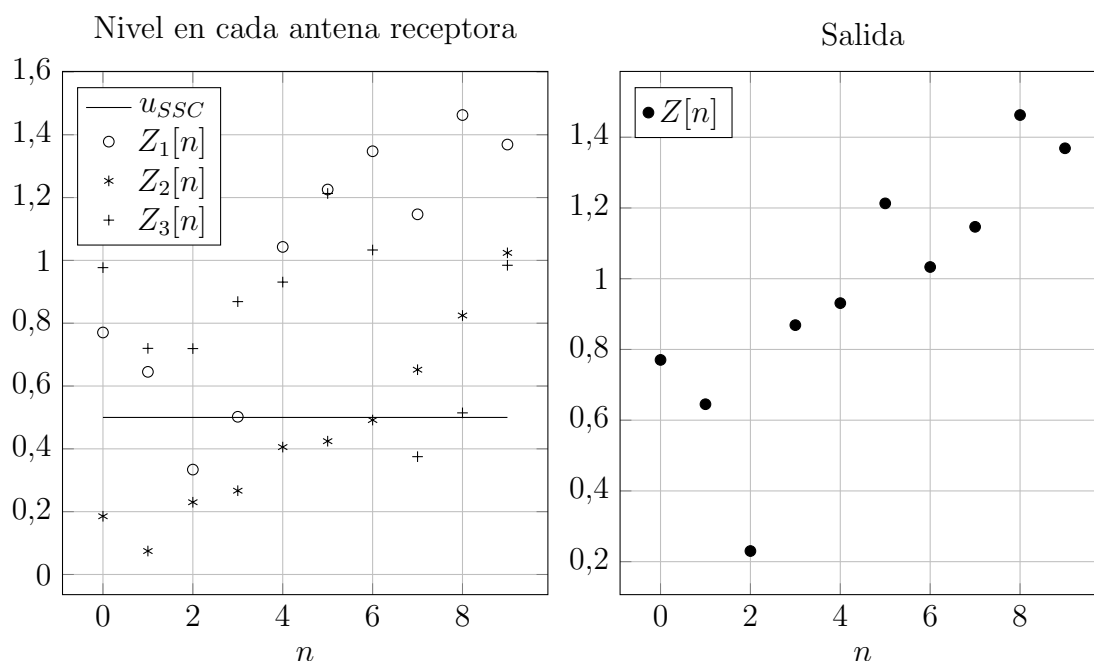


Figura 1.17: Ejemplo del modo de operación de la técnica *Switch & Stay Combining*

## 1.4. Estadísticos de orden superior: *Level Crossing Rate* y *Average Fade Duration*

Las métricas de canales son parámetros que se pueden obtener mediante mediciones o cálculos a partir del modelo del canal. Estas permiten evaluar el canal para optimizar el uso que se hace del mismo, o clasificarlos para analizarlos según características comunes.

Ya se vio anteriormente que distintas distribuciones de probabilidad permiten modelar el *fading* de un canal de banda estrecha mediante su PDF o CDF. Estas funciones se usan para calcular distintas medidas de rendimiento como la BER (tasa de error de bit), la capacidad del canal (máxima tasa de información que se puede transmitir), o la probabilidad de *outage* (probabilidad de que la comunicación se interrumpa por no recibir la señal con potencia suficiente).

Estas métricas aportan información muy relevante para evaluar el canal. Sin embargo, se basan en estadísticos de primer orden, que no tienen en cuenta la correlación temporal y por tanto no aportan información dinámica del canal. Para estudiar la evolución temporal del canal se presentan a continuación otras métricas basadas en estadísticos orden superior, los cuales aportan información de cómo varían los canales con el transcurso del tiempo: el *Level Crossing Rate* (LCR), o tasa de cruces por nivel, y el *Average Fade Duration* (AFD), o duración media del desvanecimiento.

El LCR indica con qué frecuencia la envolvente del *fading*, o la SNR, cruza por un determinado nivel. Por tanto, permite conocer cada cuánto tiempo se esperaría que se produzca el *outage* en un canal. Mientras que el AFD se refiere al tiempo medio en el que la envolvente permanece por debajo de cierto nivel una vez que lo ha cruzado. Es decir, permitiría anticipar el número medio de bits que se verán afectados por un desvanecimiento de la potencia recibida.

Rice propuso en 1944 la herramienta [1] que se ha usado habitualmente para computar el LCR en diversos escenarios de *fading*, considerando también canales que implementan técnicas de diversidad [34–41]. Este cálculo partía de la PDF conjunta de la envolvente del *fading* con su derivada en el tiempo.

Es interesante resaltar que todos estos resultados se han dado para procesos aleatorios continuos y, además, que las expresiones obtenidas se restringen a una distribución y un modelo de correlación particular. Por otro lado, también se observa en algunos de estos resultados que cuando se contrastan con simulaciones discuerdan las curvas con los puntos de simulación para valores bajos del nivel al que se le calcula el LCR. Este fenómeno se da porque la simulación es un proceso de naturaleza discreta y el análisis se presenta para procesos continuos. En la literatura se sugiere que la discordancia entre simulación y análisis proviene de que en el caso discreto se pueden perder cruces por el nivel que ocurran entre una muestra y otra [42] como se muestra en la Figura 1.18; por lo tanto, el resultado del análisis continuo del problema es una cota superior para los procesos muestreados.

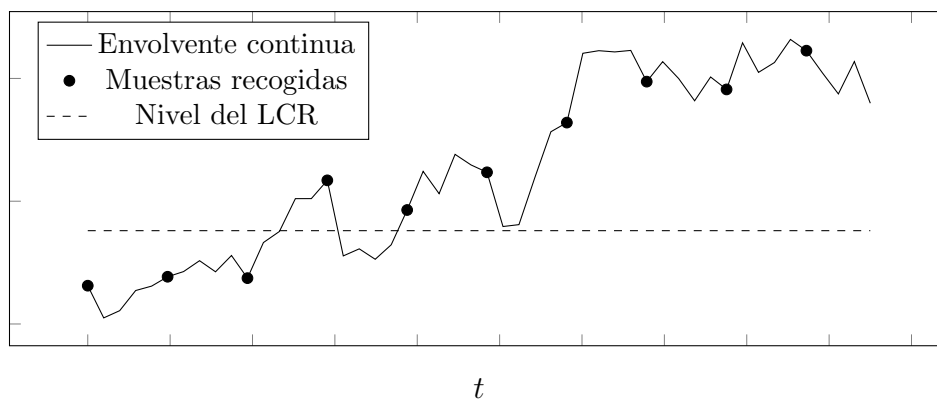


Figura 1.18: Cruce por nivel de un proceso continuo perdido por muestreo

Esta discordancia entre análisis y simulación, unida a que los sistemas contemporáneos de comunicación trabajan en tiempo discretos invitaron a dar un nuevo enfoque al análisis del LCR [43]. A continuación se contextualiza el problema de cálculo del LCR explicando de forma simplificada el enfoque clásico de Rice, para posteriormente presentar el enfoque para procesos discretos.

### Enfoque clásico de Rice

Rice [1] planteó el problema a partir del cálculo del número medio de ceros por segundo que encontraría en una curva aleatoria  $y(t)$ . Se define un intervalo de observación para  $y$ ,  $[t_1, t_1 + dt]$ , con  $dt$  tan pequeño que sólo de lugar a rectas sin posibilidad de curvatura en el intervalo:

$$y = \eta(t - t_1) + \xi, \text{ con } t_1 \leq t \leq t_1 + dt \quad (1.31)$$

donde  $\xi$  es el valor de  $y$  en el instante  $t_1$  y  $\eta$  la pendiente de la curva en  $t_1$ .

El instante  $t_0$  donde la recta cruza por cero es:

$$\begin{aligned} 0 &= \eta(t_0 - t_1) + \xi, \\ t_0 &= t_1 - \frac{\xi}{\eta}, \end{aligned} \quad (1.32)$$

el cual ocurrirá en nuestro intervalo de observación si

$$t_1 < t_1 - \frac{\xi}{\eta} < t_1 + dt. \quad (1.33)$$

Por tanto,  $\xi$  y  $\eta$  han de ser forzosamente de signo contrario para que el cero se encuentre en nuestro intervalo.

Para calcular el número de cruces por cero, se centra el interés solamente por las veces que lo cruza con pendiente positiva, pues lo hará el mismo número de veces con pendiente negativa. Por lo que ahora, asumiendo  $\eta > 0$ , y dada (1.33), únicamente interesan los valores  $\xi < 0$ . Con esta nueva restricción se vuelve sobre (1.33)

$$\begin{aligned} t_1 &< t_1 - \frac{\xi}{\eta} < t_1 + dt, \\ 0 &< -\frac{\xi}{\eta} < dt, \\ 0 &< -\xi < \eta dt, \\ -\eta dt &< \xi < 0. \end{aligned} \quad (1.34)$$

Mediante la definición de una PDF conjunta de  $\xi$  y  $\eta$  en el instante  $t_1$ ,  $p(\xi; \eta; t_1)$ , la probabilidad de satisfacer (1.34), es decir la de que haya un cruce por cero con pendiente positiva en un intervalo infinitesimal, viene dada por

$$\int_0^\infty \int_{-\eta dt}^0 p(\xi; \eta; t_1) d\xi d\eta = dt \int_0^\infty \eta p(0; \eta; t_1) d\eta, \quad (1.35)$$

donde se toma que  $dt$  es tan pequeño que la PDF es constante en el intervalo de integración,  $p(\xi; \eta; t_1) = p(0; \eta; t_1)$ ,  $\forall \xi \in [-\eta dt, 0]$ .

Cuando el proceso aleatorio que se estudia es estacionario, se tiene que  $p(\xi; \eta; t_1) = p(\xi; \eta)$ ,  $\forall t_1$ . De esta manera, al dividir (1.35) por  $dt$ , se obtiene una expresión para la cantidad de cruces por cero con pendiente positiva por segundo de un proceso aleatorio estacionario

$$N_c(0) = \int_0^\infty \eta p(0; \eta) d\eta.$$

Esta expresión resulta generalizable para cualquier nivel de cruce  $u$  en un proceso aleatorio estacionario  $r(t)$ ,

$$N_c(u) = \int_0^\infty \dot{r} p(u; \dot{r}) d\dot{r}, \quad (1.36)$$

siendo  $\dot{r}$  la derivada temporal de  $r(t)$ . Esta última expresión es la herramienta que se emplea tradicionalmente para el cálculo del LCR en procesos continuos.

### LCR en procesos aleatorios de variable discreta

En [43] se presenta un nuevo enfoque para calcular el LCR y el AFD de un proceso aleatorio muestreado. Además, las nuevas expresiones convergen a la solución clásica de Rice cuando se llevan al límite  $T_s \rightarrow 0$ , siendo  $T_s$  el periodo de muestreo. El enfoque es el siguiente: sea  $Z[n] = R(nT_s)$  un proceso aleatorio discreto que proviene de muestrear una envolvente aleatoria estacionaria y continua  $R(t)$ , la tasa media de cruces por el nivel  $u$  en sentido positivo de  $Z$  es

$$N_Z(u) = \frac{\Pr\{Z_1 < u, Z_2 > u\}}{T_s}, \quad (1.37)$$

donde  $Z_1 \triangleq R(t)$ ,  $Z_2 \triangleq R(t + T_s)$  y  $\Pr\{X\}$  indica la probabilidad del suceso  $X$ . Se puede ver, por su procedencia, que  $Z_1$  y  $Z_2$  son variables aleatorias correladas y que están idénticamente distribuidas. Es por eso que se puede escribir su CDF como  $F_Z(z) \triangleq F_{Z_1}(z) = F_{Z_2}(z)$ . Por otro lado, se define su CDF conjunta como  $F_{Z_1, Z_2}(z_1, z_2) = \Pr\{Z_1 < z_1, Z_2 < z_2\}$ .

Es fácil darse cuenta de que  $\Pr\{Z_1 < u, Z_2 > u\} = \Pr\{Z_1 < u\} - \Pr\{Z_1 < u, Z_2 < u\}$ , por lo que se puede reescribir (1.37) como

$$N_Z(u) = \frac{F_Z(u) - F_{Z_1, Z_2}(u, u)}{T_s}. \quad (1.38)$$

Nótese que esta expresión es válida para cualquier distribución y modelo de correlación temporal de la envolvente. A diferencia de la propuesta de Rice, donde queda una integración pendiente de la PDF conjunta del *fading* y su derivada, esta expresión es cerrada siempre que la CDF  $F_Z(u)$  y la CDF bivariable  $F_{Z_1, Z_2}(u, u)$  estén disponibles.

Una vez conocido el LCR, es trivial obtener el AFD [43]. El tiempo medio que dura un desvanecimiento por debajo de un nivel  $u$  es

$$A_Z(u) = \frac{F_Z(u)}{N_Z(u)} = T_s \left( 1 - \frac{F_{Z_1, Z_2}(u, u)}{F_Z(u)} \right)^{-1}. \quad (1.39)$$

---

## Capítulo 2

# Resumen de publicaciones

---

### 2.1. Higher Order Statistics in Switch and Stay Diversity Systems

En el Capítulo 3 se presenta la publicación:

A. Sauco-Gallardo, U. Fernández-Plazaola, L. Díez, E. Martos-Naya, “Higher Order Statistics in Switch and Stay Diversity Systems”, *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 66, no. 2, pp. 1222-1232, febrero 2017, doi: 10.1109/TVT.2016.2557659.

En ella se analizan los estadísticos de orden superior LCR y AFD de la SNR obtenida en distintos escenarios donde se práctica la técnica de diversidad conmutada *Switch & Stay Combining* (SSC). Se consideran los escenarios de diversidad concentrada y distribuida presentados en la sección 1.3. Se entiende por escenarios de diversidad concentrada aquellos donde la diversidad se consigue mediante receptores equipados con múltiples antenas; mientras que por diversidad distribuida se entiende escenarios donde equipos terminales con una sola antena consiguen fuentes de diversidad comunicándose a través de distintas estaciones retransmisoras de una red de *relays*. Un esquema de cada uno de estos escenarios se presenta en la Figura 1 de la publicación.

Para el escenario de diversidad distribuida, la publicación centra particularmente su análisis en *relays* que utilizan una retransmisión *Decode & Forward* por umbral. El funcionamiento de esta técnica es sencillo: cuando un *relay* recibe la señal con una SNR por encima de un umbral, se asume que será capaz de decodificar el mensaje para volverlo a modular y retransmitirlo libre de errores; en cambio, cuando la SNR no supera dicho umbral, el *relay* no decodifica el mensaje y no retransmite nada.

Tanto la técnica de diversidad SSC como la de retransmisión *Decode & Forward* se basan en umbrales de la SNR para bien conmutar, o bien para decidir si retransmitir o dejar de hacerlo. Estos modos de funcionamiento aportan una característica particular a la SNR de salida en estos sistema: es una señal aleatoria discontinua. Por tanto el enfoque



clásico de Rice para calcular el LCR [1] no es adecuado, pues asume continuidad en la señal aleatoria. Es por ello que se emplea el enfoque discreto que se plantea en [43] y que permite calcular el LCR y AFD en términos de las CDF unidimensional  $F_Z(u)$  y bidimensional  $F_{Z_1, Z_2}(u_1, u_2)$  de la distribución que modela la SNR:

$$\begin{aligned} \text{LCR: } N_Z(u) &= \frac{F_Z(u) - F_{Z_1, Z_2}(u, u)}{T_s}, \\ \text{AFD: } A_Z(u) &= \frac{F_Z(u)}{N_Z(u)}. \end{aligned}$$

Por lo tanto, el trabajo publicado se centra primero en la obtención de las expresiones de estas CDF de salida en cada uno de los escenarios de diversidad propuestos. La única asunción que se hace es la de modelos de *fading* independientes e idénticamente distribuidos para las distintas fuentes de diversidad, permitiendo cualquier distribución estadística y modelo de autocorrelación temporal. Las expresiones de las CDF de la SNR de salida en el escenario de diversidad concentrada se dan en la publicación en (6) para la unidimensional, y (8) para la bidimensional; mientras que en el escenario de diversidad distribuida son (9) para el unidimensional, y (10) para la bidimensional.

Los diferentes resultados para cada escenario se deben a los distintos modos de funcionamiento que se entienden para aplicar la técnica SSC en cada uno de ellos. Sus particularidades se detallan en la Sección II de la publicación.

Además, el trabajo también aporta un análisis asintótico del LCR y el AFD con alta SNR en la Sección IV. Se entiende por alta SNR que esta, en promedio, es mucho mayor que el nivel por el cual se estudian la tasa de cruces o la duración media por debajo del mismo. El resultado de este análisis es la siguiente expresión, que muestra que el comportamiento asintótico del LCR para alta SNR únicamente depende de la PDF unidimensional del *fading* normalizado  $f_{\bar{Z}}(\bar{u})$ :

$$\log(\bar{N}_Z(\bar{u}))|_{\bar{u} \rightarrow 0} \sim m \log(\bar{u}) + \log\left(\frac{1}{m!} \frac{d^{(m-1)} f_{\bar{Z}}(\bar{u})}{d\bar{u}^{(m-1)}}\right),$$

donde  $\bar{N}_Z(\bar{u}) = N_Z(\bar{u}) \cdot T_s$  es el LCR normalizado de la SNR  $Z$  en torno a un nivel de SNR normalizado por la SNR media  $\bar{u} = u/\Omega$ . Se denota mediante  $m$  al orden de la primera derivada no nula de la PDF de la SNR en torno a 0.

Este comportamiento asintótico tiene forma de recta en escala logarítmica con una pendiente  $m$  que coincide con la pendiente con la que decae para alta SNR la probabilidad de *outage*. Esta tasa de decaimiento se conoce como el orden de diversidad del *fading*.

En la Sección V de la publicación se presentan resultados numéricos mediante distintas figuras. Se destacan en esta sección algunas de ellas para la comprensión de los resultados.

Por ejemplo, en la Figura 2.1 que aquí se adjunta, se muestran tanto las curvas exactas como la recta asintótica para el LCR en un escenario concentrado donde se emplea SSC con 2 antenas, o con 3 o más, con *fading* Rayleigh en cada una de ellas y distintos niveles de autocorrelación temporal. Se destacan las ideas siguientes:

- Las curvas presentan la forma típica de las de LCR en los extremos: una curva con comienzo creciente y final decreciente. Esto se da porque los valores extremos, al ser raramente alcanzados, tienen menos cruces en torno a ellos.
- La dependencia del LCR con el número de antenas se pone de manifiesto especialmente en la zona central de la gráfica, en el entorno cercano al umbral de conmutación  $\bar{T}$ , siempre y cuando se observen escenarios con cierto nivel de correlación temporal. Esto es debido a que cruces por niveles tales potencian las conmutaciones en el sistema. Cuando hay dos antenas solamente las conmutaciones pueden provocar que se vuelva rápidamente a la misma antena, donde, para alta correlación temporal, habrá menos variabilidad (menos cruces); si hay más antenas, aunque la correlación temporal sea alta se tarda más en volver a la antena origen y se produce más variabilidad (más cruces).
- Por otra parte, aunque las expresiones halladas tienen dependencia con el número de antenas, en el límite asintótico para alta SNR este no interviene. Esto se explica sabiendo que el LCR por un nivel está asociado a la probabilidad de caer por debajo del mismo. En el límite asintótico de alta SNR la probabilidad de estar por debajo de un nivel tiende a 0, por lo que esta resulta ínfima se guarde o no correlación temporal.

En las Figuras 6 y 7 de la publicación se validan las expresiones asintóticas del LCR en escenarios similares al anteriormente descrito, pero esta vez con distribuciones de *fading* Nakagami-q (Hoyt) y Nakagami-m respectivamente. Se muestra cómo la forma de distribución desplaza las asíntotas hacia la izquierda o la derecha variando su parámetro en el caso Hoyt, o cómo la pendiente de la asíntota coincide con el orden de diversidad en el caso Nakagami-m.

También aquí se adjunta la Figura 2.2, donde se profundiza en el análisis del rendimiento de los sistemas SSC concentrado con distinto número de antenas. En concreto se compara la probabilidad de *outage* (escala izquierda) con su duración media en número de muestras (escala derecha) para distintos valores del umbral de conmutación. Cuando se sitúa el umbral en el nivel de *outage*, la probabilidad alcanza su mínimo valor, aunque no necesariamente lo hace la duración. Esto es una consideración importante a tener en cuenta en comunicaciones en tiempo real donde la latencia es un factor crítico. Además, los resultados obtenidos arrojan que la incorporación de una tercera antena a estos sistemas, si bien no aporta beneficios en términos de probabilidad de *outage*, sí que lo hace reduciendo su duración media, en contra de lo que la bibliografía argumentaba sobre el tema [44]. Es lógico pensar que, cuando se conmuta a una tercera antena, sea

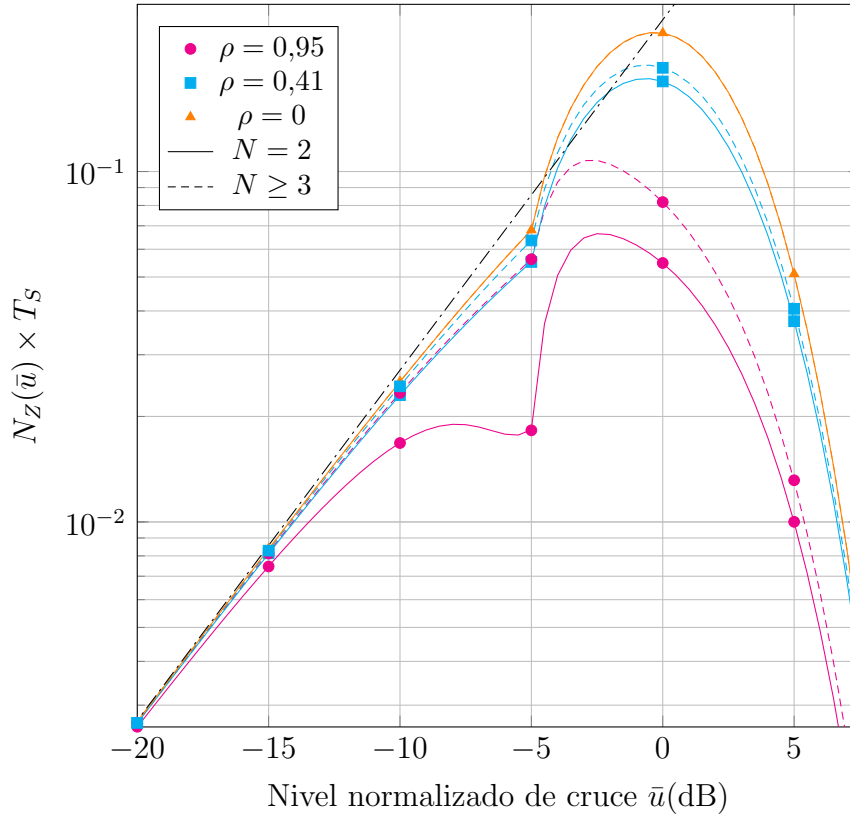


Figura 2.1: Curvas analíticas para el LCR normalizado de la SNR de salida en un receptor SSC con diversidad concentrada y umbral de conmutación  $\bar{T} = -5$  dB. Se consideran distintos números de antenas  $N$  y distintos coeficientes de correlación temporal  $\rho$  del *fading* en cada una de ellas. Distribución Rayleigh independiente de igual potencia media en todas sus antenas. Los puntos marcados representan resultados de simulación que validan el análisis. La línea negra discontinua es la recta de comportamiento asintótico para alta SNR.

más probable salir del *outage* que si se retorna a aquella antena cuyo nivel instantáneo de SNR lo provocó en primer lugar.

Por último las Figuras 9 y 10 de la publicación muestran el LCR y el AFD, respectivamente, en escenarios distribuidos donde se emplea SSC con la retransmisión de al menos 2 *relays*. En estos escenarios se da un comportamiento asintótico singular debido a la técnica *Decode & Forward* por umbral que se asumen en las estaciones retransmisoras, la cual acumula una cantidad finita de probabilidad para el valor nulo de SNR. Este fenómeno se estudia como un caso singular en el desarrollo de la Sección IV de la publicación. La curva exacta del LCR también se verifica mediante puntos de simulación en este caso.

En conclusión, las aportaciones más significativas de la publicación fueron encontrar

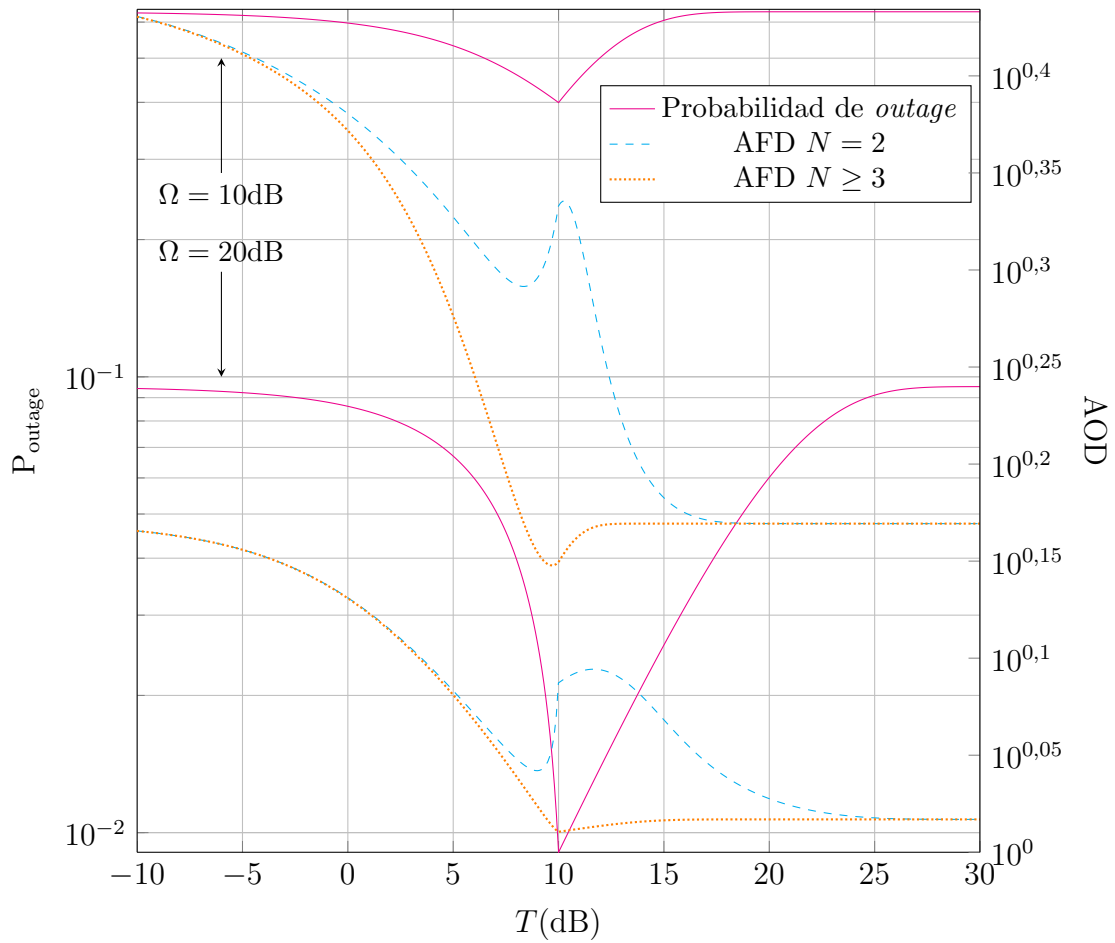


Figura 2.2: Curvas analíticas de la probabilidad de *outage* y su duración media (AOD) (se considera el *outage* en 10 dB) frente a la elección del umbral de conmutación  $T$  en un escenario SSC concentrado con  $N = 2$  o  $N \geq 3$ . Distribución Rayleigh independiente de igual potencia media  $\Omega = 10$  dB o  $\Omega = 20$  dB y mismo coeficiente de correlación  $\rho = 0,95$ .

expresiones novedosas para el LCR y el AFD en escenarios de diversidad conmutada tanto clásicos con receptores multiantena como en los nuevos escenarios de diversidad distribuida en estaciones de *relays*. En general, las técnicas basadas en umbrales carecían de análisis de estadísticos de orden superior por la inherente discontinuidad que estas provocan en los procesos aleatorios, inhabilitando el enfoque clásico de Rice [1] para calcularlos. Por ello, se aplica un enfoque novedoso basado en procesos aleatorios muestreados [43], el cual resulta oportuno debido a la implementación real de este tipo de técnicas. Los resultados son generales y válidos para cualquier distribución estadística del *fading* y modelo de autocorrelación temporal del mismo. Para ello se obtuvieron expresiones cerradas tanto de la CDF unidimensional como de la CDF bidimensional de la salida de combinadores SSC tanto concentrados como distribuidos. Estas se dan en términos de las CDF del *fading* a las entradas del combinador. Además, también se incorpora al trabajo

un análisis del comportamiento asintótico del LCR y el AFD en escenarios con alta SNR, y se concluye que solamente es necesario conocer la PDF unidimensional del *fading* para caracterizar este comportamiento.

## 2.2. On the mobile-to-mobile linear time-variant shallow-water acoustic channel response

En el Capítulo 4 se presenta la publicación:

A. Sauco-Gallardo, U.Fernández-Plazaola, L. Díez, “On the Mobile-to-Mobile Linear Time-Variant Shallow-Water Acoustic Channel Response”, *International Journal of Communication Systems*, vol. 31, enero 2018, doi:10.1002/dac.3474.

En ella se exponen algunos conceptos sobre la CIR de canales lineales temporalmente variantes (LTV) con el objetivo de poder modelar adecuadamente el canal UAC móvil. Se encuentran conexiones entre la CIR temporalmente invariante (LTI) de un canal estático y dos posibles definiciones distintas de la CIR temporalmente variante de un canal móvil. Estas relaciones resultan muy útiles para el diseño de un simulador de canal dinámico a partir de los modelos estáticos que se encuentran en la bibliografía. Un simulador de este tipo de canales es particularmente interesante, especialmente para el canal UAC en aguas someras que es potencialmente *overspread*, y resulta difícil obtener una buena caracterización del mismo mediante sondeo [7, 21].

Algunas publicaciones proponen modelos para el canal acústico subacuático móvil [5, 6]. Sin embargo, estas propuestas no explican de manera explícita en qué términos definen la CIR variante temporal y las dan en términos de la velocidad relativa entre los transceptores, en lugar de las velocidades absolutas de cada uno. Se debe recordar que esta asunción de reciprocidad se basa en que la velocidad de los móviles sea muy pequeña en comparación con la velocidad de propagación de la onda por el medio [45], circunstancia que no se da en el canal UAC, que se caracteriza por una velocidad de propagación extraordinariamente baja.

Por este motivo, para establecer un modelo que evite asunciones erróneamente heredadas de otros escenarios, se propone partir de una definición rigurosa de la CIR variable temporal que modelará este canal. Un sistema lineal temporalmente variante (LTV) se caracteriza por completo mediante su función de Green  $g(n, m)$ , la cual representa la respuesta del sistema en un instante  $n$  a un impulso en un instante  $m$  [46, Sección 3.5.1]. Por el principio de superposición, cuando la señal  $x(n)$  se introduce en el sistema, su salida viene dada por

$$y(n) = \sum_m g(n, m)x(m).$$

A partir de la función de Green se proponen dos definiciones de la CIR de un sistema LTV. La primera es

$$p_n(m) = g(n, n - m),$$

la respuesta en el instante  $n$  que provoca un impulso  $m$  instantes antes, es decir en  $n - m$ . Esta definición permite obtener la salida de un sistema LTV de la manera habitual, mediante una convolución:

$$y(n) = \sum_m p_n(m)x(n - m).$$

La segunda definición de la CIR de un sistema LTV que se puede dar es

$$r_n(m) = g(n + m, n),$$

la respuesta  $m$  instantes después a un impulso en  $n$ . Esta segunda definición también permite escribir la salida del sistema como una convolución:

$$y(n) = \sum_m r_m(n - m)x(m).$$

Estas dos definiciones permiten construir dos modelos de sistema LTV compuestos por diferentes sistemas LTI. Estos modelos se basan en las estructuras que se presentan en la Figura 2.3. Se nombra a  $p_n(m)$  como la CIR LTV tipo I y a  $r_n(m)$  la CIR LTV tipo II. La tipo I es la definición más habitual de encontrar cuando se analizan sistemas LTV, aunque esta no sea propiamente una CIR. Esto es que, para obtener la respuesta en un instante  $n$ , es necesario insertar el impulso al sistema precisamente en  $n - m$ ; mientras que la estructura tipo II sí permite introducir el impulso en cualquiera instante  $n$ .

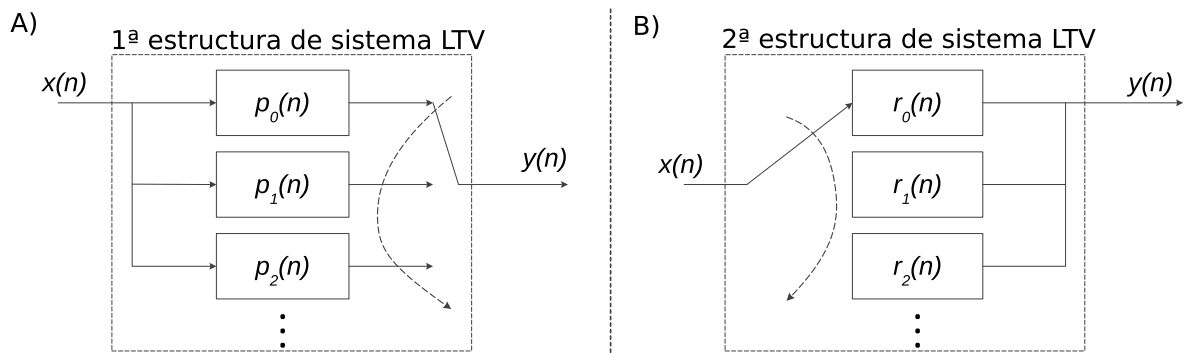


Figura 2.3: A) Primera estructura de sistema LTV, la salida va conmutando cada  $n$  a un nuevo sistema LTI con respuesta  $p_n(m)$ . B) Segunda estructura de sistema LTV, la entrada va conmutando cada  $n$  a un nuevo sistema LTI con respuesta  $r_n(m)$ .

Los tipos CIR definidos se pueden emplear de la siguiente manera para modelar un canal móvil. Sean  $a(n), b(n)$  la posición del transmisor y el receptor respectivamente en cada instante  $n$ , se puede escribir que

$$\begin{aligned} p_n(m) &= h_{a(n-m), b(n)}^S(m), \\ r_n(m) &= h_{a(n), b(n+m)}^S(m), \end{aligned}$$

donde  $h_{a,b}^S(m)$  es la respuesta LTI que arroje un modelo estático para el canal cuando el receptor se encuentra en una posición  $a$  y el receptor en otra posición  $b$ . Se puede hablar de respuestas basadas en la posición de los transceptores ya que los modelos de canales UAC en aguas someras se basan en la construcción de la geometría del problema con trazado de rayos entre estos. La estructura LTV tipo I, que da la respuesta en  $n$  a un impulso en  $n - m$ , se corresponde con la del canal estático configurado con la geometría de la posición que tenga el receptor en  $n$  y la que tuviese el transmisor en  $n - m$ . La estructura LTV tipo II, que da la respuesta en  $n+m$  a un impulso en  $n$ , se corresponde con la del canal estático configurado con la geometría de la posición que tenga el transmisor en  $n$  y la que tendrá el receptor en  $n + m$ .

Estas definiciones se van a emplear para justificar que en estos canales la respuesta no tiene por qué ser la misma aunque la posición relativa entre transceptores sí lo sea, si no que dependerá de si es el receptor o el transmisor el que se mueva. Para ilustrarlo en la publicación se comparan dos parejas de casos sencillos:

- A. Transmisor quieto con receptor alejándose a velocidad constante frente a receptor quieto con transmisor alejándose a la misma velocidad constante.
- B. Transmisor y receptor mantienen distancia invariable moviéndose ambos a velocidad constante en la misma dirección y sentido frente a transmisor y receptor quietos separados una distancia idéntica a la que mantienen en el caso dinámico.

En todos los casos se ha usado el modelo de canal estático de Qarabaqi y Stojanovic [18] para el cual se dispone del simulador presentado en el Capítulo 5. Por simplicidad, sin restar generalidad, se considera que el movimiento de los transceptores está contenido en un plano que presenta una geometría homogénea que no varía en todo el escenario. También se considera que los transceptores siempre se encuentran a la misma profundidad y la dirección de movimiento es paralela al fondo, por lo que la respuesta del canal estático solamente depende de la distancia entre transceptores  $d(n)$ .

Bajo estas suposiciones se puede escribir que para los casos expuestos en A:

$$p_n^{\text{Rx}}(m) = r_n^{\text{Tx}}(m) = h_{d(n)}^S(m),$$

donde los superíndices Rx y Tx indican que el que está en movimiento es el receptor o el transmisor respectivamente. Si se expresan las respuesta de los dos canales con el mismo tipo de CIR LTV se tiene que esta es distinta para cada caso:

$$\begin{aligned} r_n^{\text{Rx}}(m) &= p_{n+m}^{\text{Rx}}(m) = h_{d(n+m)}^{\text{S}}(m), \\ p_n^{\text{Tx}}(m) &= r_{n-m}^{\text{Tx}}(m) = h_{d(n-m)}^{\text{S}}(m). \end{aligned}$$

En la Figura 2.4, se muestra la CIR tipo II de los canales contemplados en el caso A para una banda de hasta 128 kHz. Se considera una profundidad del agua 18 m, altura de los transceptores de 12 m sobre el fondo. El eje horizontal representa el perfil de retardo  $\tau$  de la respuesta, mientras que el eje vertical muestra la evolución temporal de la distancia entre transceptores desde los 800 m a los 801 m. Se puede observar de manera evidente que la respuesta del canal en la que el receptor se aleja (colores fríos en la gráfica) es una versión desplazada de la respuesta del canal en la que el transmisor es el que se aleja (colores cálidos en la gráfica). El desplazamiento temporal entre una respuesta y otra se mantiene constante para los distintos rayos en una corte horizontal de la gráfica. Se concluye que cuando el receptor se aleja se traduce en una equivalencia con una reducción de la velocidad de propagación en el medio, por tanto el desplazamiento Doppler que provocará será inferior. Por otra parte, si se observa otro corte horizontal de la gráfica también se puede concluir que el desplazamiento entre una respuesta y otra también evoluciona temporalmente de manera proporcional a la distancia  $d(n)$ .

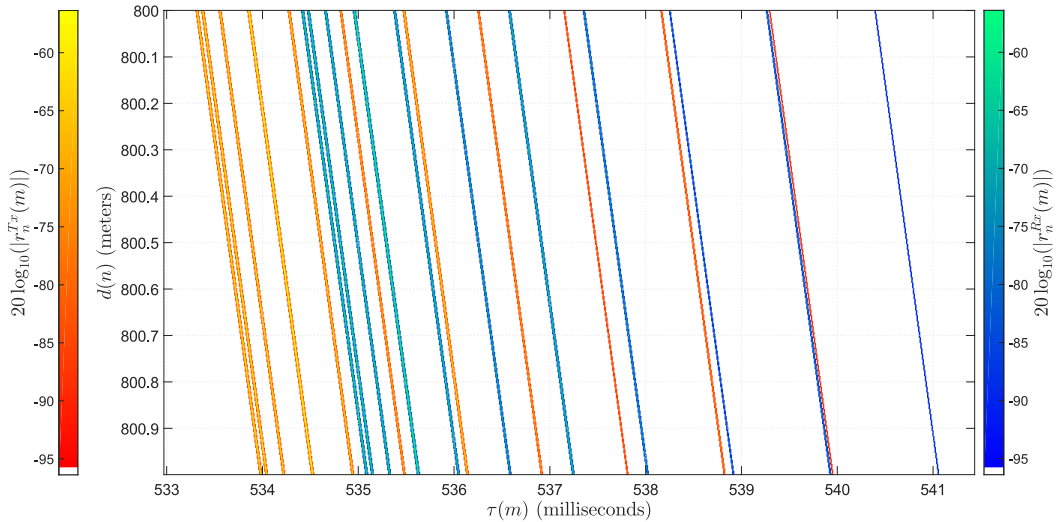


Figura 2.4: Respuestas variantes tipo II,  $r_n^{\text{Rx}}(m)$ ,  $r_n^{\text{Tx}}(m)$ , cuando receptor, o transmisor respectivamente, se aleja mientras el otro permanece estático,  $d(n) = d_0 + vn$  con  $d_0 = 800$  m,  $v \sim 3,086$  m/s (6 nudos).

Los casos expuestos en B son los de sistemas invariantes temporalmente, ya que la única fuente de variación que se ha admitido es la distancia entre ellos. Sin embargo, aunque la distancia entre el caso estático y el caso dinámico sea la misma resultan tener distintas respuestas:

$$h(m) = h_{d_0}^S(m),$$

$$h^D(m) = h_{(d_0+vm)}^S(m),$$

donde el superíndice  $D$  indica canal dinámico.

En la Figura 2.5 se muestran las CIR temporalmente invariantes para estos canales con todos los parámetros configurados de igual manera que en la Figura 2.4, salvo la distancia entre transceptores  $d(n) = d_0 \forall n$ . Se vuelve a apreciar un claro desplazamiento en el perfil de retardos entre un canal y otro. Además, es significativo destacar que en el caso dinámico al resultar un canal temporalmente invariante, no habrá desplazamientos Doppler.

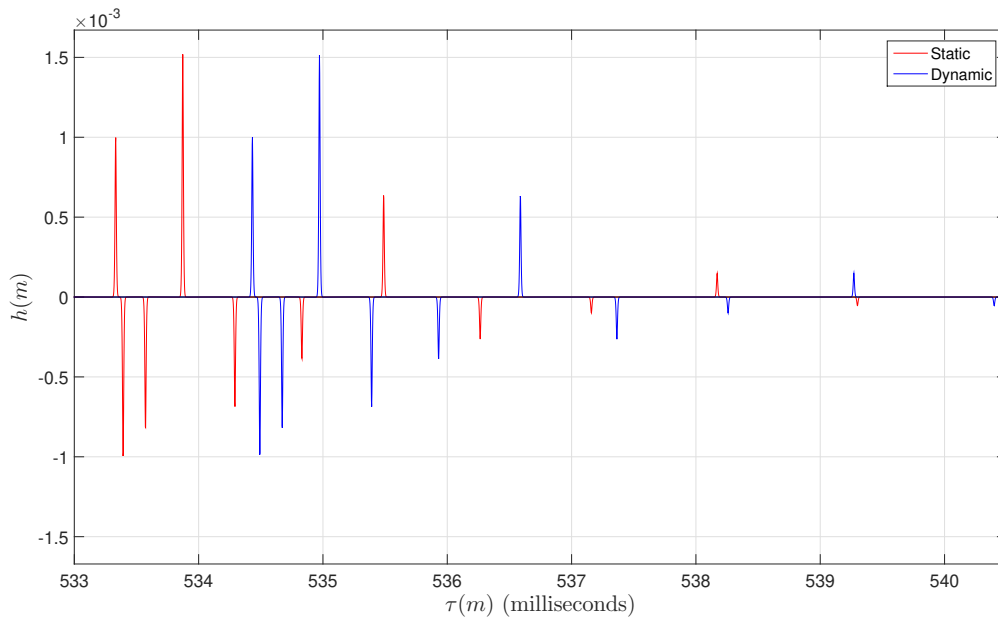


Figura 2.5: Respuestas temporalmente invariantes de los canales en los que transmisor y receptor mantienen una distancia constante  $d_0 = 800$  m, bien de manera estática, permaneciendo quietos, o bien de manera dinámica, viajando a la misma velocidad  $v \sim 3,086$  m/s (6 nudos) en la misma dirección y sentido.

Para concluir se destaca que se ha abordado el problema de los canales móviles UAC en aguas someras con un enfoque completamente distinto al habitual. Esto ha permitido

obtener una definición de su respuesta variante que permite construir un simulador de canal a partir de los modelos estáticos ya existentes. Esta aproximación al problema ha incitado a deducir que, debido al uso de ondas mecánicas, la reciprocidad de movimientos entre transeptores dejar de ser aplicable, a diferencia de las comunicaciones basadas en ondas electromagnéticas. Se ha ilustrado esta singularidad mediante algunos resultados numéricos obtenidos a partir de un modelo contrastado de canal estático.

## 2.3. A Simulator for Mobile-to-Mobile Shallow-Water Acoustic Channels

En el Capítulo 5 se presenta la publicación:

A. Sauco-Gallardo, U. Fernández-Plazaola, J. F. Paris, A. Sánchez, L. Díez, “A simulator for mobile-to-mobile shallow-water acoustic channels”, *OCEANS 2016 MTS/IEEE*, Monterey, septiembre 2016, pp. 1-5, doi: 10.1109/OCEANS.2016.7761355

Esta publicación en congreso internacional expuso los detalles de diseño de un simulador de canal UAC móvil en aguas someras, el cual validó sus resultados comparándolos en términos de la función de *scattering* con datos recolectados en una campaña de medidas. El simulador aquí propuesto utiliza la idea presentada en el Capítulo 4, donde la respuesta de un canal temporalmente variante se construye a partir de distintas respuestas de canales temporalmente invariantes.

Se propone un modelo de canal invariante que recogerá las principales características del canal UAC en aguas someras inspirado en la propuesta de Qarabaqi y Stojanovic [18]. Este modelo ofrece una respuesta en frecuencia del canal, la cual se obtiene a partir de la superposición de un número finito  $P$  de caminos de propagación entre transeptores:

$$H(f) = \sum_{i=0}^P H_i(f) e^{-j2\pi f \tau_i},$$

donde  $H_i(f)$  es la atenuación en frecuencia a cada camino, y  $\tau_i$  su retardo de propagación asociado.

Un esquema con la geometría de rayos del canal se presentó en la Figura 1.2 donde los parámetros que configuran geoméricamente el modelo son la profundidad del agua  $w$ , que se considera constante; la altura  $w_{Tx}$ ,  $w_{Rx}$  sobre el fondo marino a la que se encuentran transmisor y receptor respectivamente; y la distancia horizontal  $d$  que los separa. A partir de de este esquema se obtienen de manera elemental por trigonometría los ángulos de reflexión  $\theta_i$  y las longitudes  $l_i$  del  $i$ -ésimo camino de propagación con  $b$  reflexiones:

$$\theta_i = \begin{cases} \arctan\left(\frac{d}{bw - w_{Tx} + w_{Rx}}\right) & \text{para } b \text{ par, } i \text{ impar,} \\ \arctan\left(\frac{d}{bw - w_{Rx} + w_{Tx}}\right) & \text{para } b \text{ par, } i \text{ par,} \\ \arctan\left(\frac{d}{(b+1)w - w_{Tx} - w_{Rx}}\right) & \text{para } b \text{ impar, } i \text{ impar,} \\ \arctan\left(\frac{d}{(b-1)w + w_{Rx} + w_{Tx}}\right) & \text{para } b \text{ impar, } i \text{ par.} \end{cases}$$

$$l_i = \begin{cases} \frac{bw - w_{Tx} + w_{Rx}}{\cos(\theta_i)} & \text{para } b \text{ par, } i \text{ impar,} \\ \frac{bw - w_{Rx} + w_{Tx}}{\cos(\theta_i)} & \text{para } b \text{ par, } i \text{ par,} \\ \frac{(b+1)w - w_{Tx} - w_{Rx}}{\cos(\theta_i)} & \text{para } b \text{ impar, } i \text{ impar,} \\ \frac{(b-1)w + w_{Rx} + w_{Tx}}{\cos(\theta_i)} & \text{para } b \text{ impar, } i \text{ par.} \end{cases}$$

donde se considera que, si  $i$  es impar, el camino tiene  $b = (i + 1)/2$  reflexiones siendo la primera de ellas en la superficie del agua; y si es par, tiene  $b = i/2$  reflexiones con la primera en el fondo marino.

Cada uno de estos caminos actúa como un filtro paso bajo debido al coeficiente de absorción  $\alpha(f)$ , creciente con la frecuencia, que se tiene del medio acuático y propuesto por Thorp o Marsh-Schulkin para distintas bandas y corroborados empíricamente [24, Capítulo 1]:

$$H_i(f) = \frac{\Gamma_i}{\sqrt{10^{l_i \alpha(f)} l_i^k}},$$

donde  $k$  es el factor de dispersión por propagación (con valores entre 1 y 2, para ondas cilíndrica o esféricas), y  $\Gamma_i$  es el coeficiente de reflexión acumulado por todos los rebotes del camino de propagación:

$$\Gamma_i = (-1)^{n_{ai}} \gamma_f(\theta_i)^{n_{fi}},$$

con  $n_{ai}, n_{fi}$  siendo el número de reflexiones en la superficie del agua y el fondo marino respectivamente a lo largo del  $i$ -ésimo camino. Se ha considerado que el agua actúa como un reflector perfecto (coeficiente de reflexión  $-1$ ), y  $\gamma_f(\theta_p)$  es el coeficiente de reflexión en el fondo marino:

$$\gamma_f(\theta_i) = \begin{cases} \frac{\frac{\rho_f}{\rho_0} \cos(\theta_i) - \sqrt{\left(\frac{c_0}{c_f}\right)^2 - \sin^2(\theta_i)}}{\frac{\rho_f}{\rho_0} \cos(\theta_i) + \sqrt{\left(\frac{c_0}{c_f}\right)^2 - \sin^2(\theta_i)}} & \text{for } \sin(\theta_i) \leq \frac{c_0}{c_b}, \\ 1 & \text{for } \sin(\theta_i) > \frac{c_0}{c_b}, \end{cases}$$

el cual se obtiene a partir del ángulo de reflexión y los cocientes entre las densidades del material del fondo y la del agua  $\rho_f/\rho_0$ , y entre las velocidades de propagación en el agua y en el fondo  $c_0/c_f$  [24, Capítulo 3]. El simulador toma  $\rho_0 = 1000 \text{ kg/m}^3$  y  $c_0 = 1500 \text{ m/s}$ .

Una vez obtenida la respuesta en frecuencia del canal estático, se puede obtener su respuesta al impulso mediante una transformada discreta de Fourier inversa (IDFT) teniendo en cuenta una serie de consideraciones:

- El ancho de banda de interés es de 0 a 128 kHz. Para obtener la respuesta impulsiva del canal se computará  $H(f)$  hasta una frecuencia de 256 kHz y se le aplicará un enventanado tipo coseno alzado, que deja inalterada la banda de interés y la atenúa a partir de 128 kHz, hasta anularla en los 256 kHz.
- El espaciado en frecuencia  $\Delta f$  que se use al computar  $H(f)$  determina la duración  $D = 1/\Delta f$  de la respuesta que se obtiene. Por lo que el espaciado de frecuencia se debe elegir teniendo en cuenta el retardo asociado al camino más largo considerado.

De esta manera, se obtiene la respuesta al impulso del canal estático muestrada a 512 kHz:

$$h^S(m) = \text{IDFT} \left\{ H_w \left( \frac{k}{D} \right) \right\},$$

donde  $H_w \left( \frac{k}{D} \right)$  es la respuesta en frecuencia enventanada. A partir de esta respuesta del canal estático se puede conseguir la respuesta LTV del canal móvil utilizando las conexiones que se presentan entre ambas en el Capítulo 4.

Para corroborar la validez de este simulador, se compararon sus resultados con los de una campaña de medidas que se llevo a cabo el 16 de mayo de 2014 en La Algameca Chica (Cartagena) con las siguientes características:

- Se transmitieron 97 tonos sin modular equiespaciado en la banda de 64 a 128 kHz. Estos se recibieron con un muestreo de 500 kHz.
- El transmisor se sumergió 6 m desde una embarcación que permaneció anclada en un punto donde el agua tenía una profundidad de 15 m.
- El receptor también se sumergió 6 m desde una embarcación que se fue alejando en línea recta del transmisor a una velocidad media  $v = 1,75$  nudos ( $\sim 0,9$  m/s) hasta una distancia de 200 m, donde la profundidad del agua era de 27 m. El fondo se podía describir como arenoso a lo largo de la trayectoria completa.

A partir de esta medición se obtuvo la función de *scattering*  $C(\nu, \tau)$  que se muestra en la Figura 2.6. Esta se calculó partir de la estima de la función de correlación  $R(\Delta t, \Delta f)$  que se obtuvo a partir de un fragmento de la medida de 8 s de duración en el que el receptor ya se había alejado unos 100 m del transmisor.

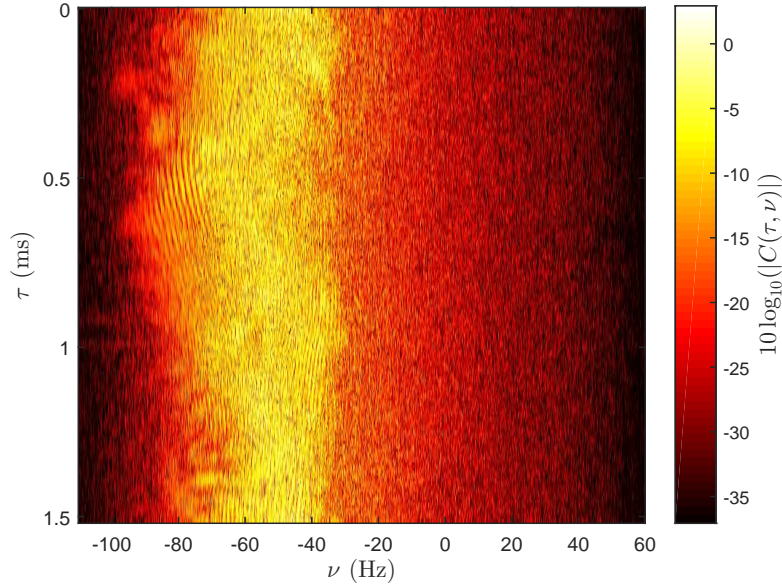


Figura 2.6: Estima de la función de *scattering* a partir de los datos reales de medida.

Como se computa  $R(\Delta t, \Delta f)$  a partir de la señal recibida, se puede comprobar que la respuesta del canal a cada tono transmitido no estará mezclada en recepción por efecto Doppler. Para dicha comprobación se define el desplazamiento Doppler que sufrirá la frecuencia  $f$  en su propgación por el  $i$ -ésimo camino:

$$DD_i(f) = \frac{-fv \sin(\theta_i)}{c_0}, \quad (2.1)$$

Este desplazamiento es máximo para la mayor frecuencia transmitida ( $f = 128$  kHz) en el camino de LOS ( $\theta_0 = \pi/2$ ). Por lo que con los datos que se tienen  $DD_{\text{máx}} = -76,6$  Hz. Ya que la separación entre tonos es  $\Delta f = (128 - 64) \text{ kHz} / 97 = 659,8$  Hz, las respuestas a cada tono no estarán mezcladas en recepción. En cambio para este espaciado entre tonos tan elevado, se tiene que la duración en  $\tau$  que se obtiene de  $C(\nu, \tau)$  es tan solo de  $1/\Delta f \sim 1,5$  ms, cuando se anticipaban perfiles de *delay spread* muy extensos. Por lo que se prevé que esta función de *scattering* estará afectada por *aliasing* en la variable  $\tau$ .

Por otra parte, se generó mediante el modelo propuesto la respuesta LTV del canal simulado a la misma señal multitono configurando los parámetros con  $w = 18$  m,  $w_{\text{Tx}} = w_{\text{Rx}} = 18 - 6 = 12$ , y  $d$  incrementando desde 100 a 107,2 m en 8 s para simular una velocidad constante de 1,75 nudos. Además, se consideraron dos simulaciones distintas para modelar las reflexiones en el fondo, una con  $\rho_f = 1900 \text{ kg/m}^3$ ,  $c_f = 1650 \text{ m/s}$  (valores para un fondo arenoso), y otra con  $\rho_f = 2700 \text{ kg/m}^3$ ,  $c_f = 5250 \text{ m/s}$  (valores

para un fondo rocoso). De estos resultados de simulación también se estimó la función de correlación  $R(\Delta t, \Delta f)$ , a partir de la cual calculó la función de *scattering*  $C(\nu, \tau)$ .

Considerando las respuestas de todos los caminos hasta que estas se veían atenuadas 40 dB con respecto a la más potente, para esta configuración el simulador arroja respuestas de hasta 200 y 500 ms de duración para el fondo arenoso y el fondo rocoso, respectivamente. Lo cual confirma la previsión de *aliasing* en la variable  $\tau$  de la función de *scattering*. La única forma de evitar esto sería la de haber inyectado mayor densidad de tonos en el canal. Sin embargo, para conseguir una extensión en  $\tau$  de cientos de milisegundos, es necesaria una densidad de tonos tal que el mezclado de estos por desplazamiento Doppler sería inevitable. Esto pone claramente de manifiesto lo difícil que es obtener datos significativos de este tipo de canales mediante sondeo, y justifica la clara utilidad del simulador propuesto. Además, los resultados obtenidos se alinean con la hipótesis de canal *overspread*, pues no se cumple que  $|\nu_{\text{máx}} \cdot \tau_{\text{máx}}| \ll 1$  [20] incluso en un escenario con una velocidad baja del móvil.

Admitiendo el *aliasing* que tienen los resultados de  $C(\nu, \tau)$  en la variable  $\tau$ , en la Figura 2.7 se muestra la función de *scattering* obtenida del canal simulado en la configuración de fondo arenoso. En esta se observa que la banda más significativa de la frecuencia Doppler  $\nu$ , desde los previstos  $-76,6$  Hz hasta en torno a los  $-30$  Hz, es muy similar a la de la función de *scattering* tomada de la medición del canal real. Por supuesto, se observa en los resultados de la medida real un mayor vertido de potencia para  $\nu$  fuera de la banda principal y un reparto más irregular de la misma. Se debe tener en cuenta que el simulador parte de un modelo completamente determinista que no considera fenómenos como las corrientes submarinas, el movimiento por oleaje de la superficie del agua; o que se ha simulado un movimiento con velocidad constante por solamente disponer del dato de la velocidad media a la que navegó el receptor.

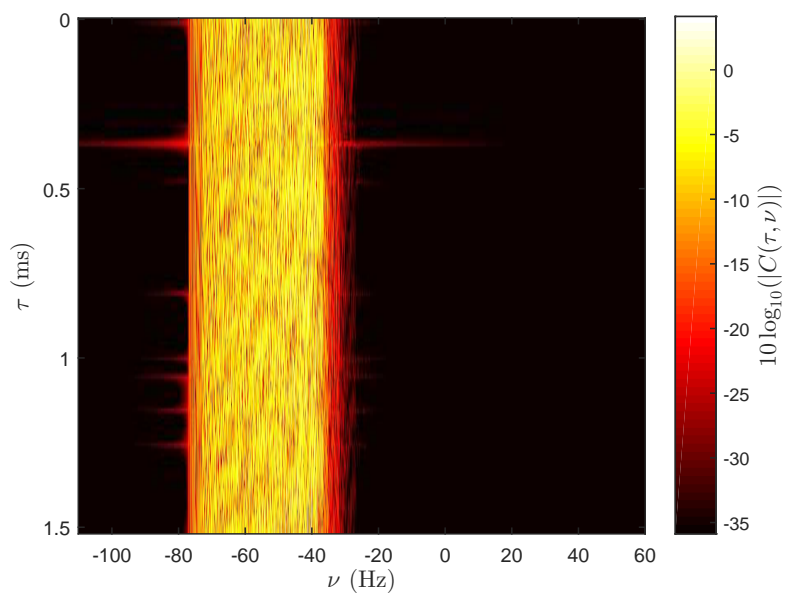


Figura 2.7: Estima de la función de *scattering* a partir del canal simulado con parámetros de fondo arenoso.

---

## Capítulo 3

# Higher Order Statistics in Switch and Stay Diversity Systems

---

A. Sauco-Gallardo, U. Fernández-Plazaola, L. Díez and E. Martos-Naya, “Higher Order Statistics in Switch and Stay Diversity Systems,” in *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 66, no. 2, pp. 1222-1232, Feb. 2017, doi: 10.1109/TVT.2016.2557659.

**Abstract:** We analyze the level crossing rate (LCR) and the average fade duration of the output signal-to-noise ratio (SNR) in switch-and-stay combining (SSC) systems. By using a common approach, we study these higher order statistics for two different kinds of configurations: 1) colocated diversity, i.e., receiver equipped with multiple antennas, and 2) distributed diversity, i.e., relaying link with multiple single-antenna threshold-based decode-and-forward (DF) relays. Whenever using threshold-based techniques such as DF or SSC, the output SNR is a discontinuous random process, and hence, the classic Rice approach to calculate the LCR is not applicable. Thus, we use an alternative formulation, in terms of the 1-D and 2-D cumulative distribution functions of the output SNR. Our results are general and hold for any arbitrary fading distribution at the different diversity branches with any arbitrary time correlation model. Moreover, we develop a general asymptotic framework to calculate these higher order statistics in high average SNR environments that only needs the univariate probability density function (PDF), finding an insightful connection between the asymptotes of the LCR and the fading diversity order.

**URL:** <https://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=7457711&isnumber=7851096>





UNIVERSIDAD  
DE MÁLAGA

---

## Capítulo 4

# On the mobile-to-mobile linear time-variant shallow-water acoustic channel response

---

A. Sauco-Gallardo, U.Fernández-Plazaola, L. Díez, “On the Mobile-to-Mobile Linear Time-Variant Shallow-Water Acoustic Channel Response”, *International Journal of Communication Systems*, vol. 31, enero 2018, doi: 10.1002/dac.3474.

**Abstract:** We expose some concepts concerning the channel impulse response (CIR) of linear time-varying (LTV) channels to give a proper characterization of the mobile-to-mobile underwater channel. We find different connections between the linear time-invariant (LTI) CIR of the static channel and 2 definitions of LTV CIRs of the dynamic mobile-to-mobile channel. These connections are useful to design a dynamic channel simulator from the static channel models available in the literature. Such feature is particularly interesting for overspread channels, which are hard to characterize by a measuring campaign. Specifically, the shallow water acoustic (SWA) channel is potentially overspread because of the signal low velocity of propagation, which prompts long delay spread responses and great Doppler effect. Furthermore, from these connections between the LTI static CIRs and the LTV dynamic CIRs, we find that the SWA mobile-to-mobile CIR does not only depend on the relative speed between transceivers, but also on the absolute speed of each of them referred to the velocity of propagation. Nevertheless, publications about this topic do not consider it and formulate their equations in terms of the relative speed between transceivers. We illustrate our find using 2 couples of examples where, even though the relative speed between the mobiles is the same, their CIRs are not.

URL: <https://doi.org/10.1002/dac.3474>



UNIVERSIDAD  
DE MÁLAGA

---

## Capítulo 5

# A Simulator for Mobile-to-Mobile Shallow-Water Acoustic Channels

---

A. Sauco-Gallardo, U. Fernández-Plazaola, J. F. Paris, A. Sánchez and L. Díez, “A simulator for mobile-to-mobile shallow-water acoustic channels,” *OCEANS 2016 MTS/IEEE Monterey*, Monterey, CA, USA, 2016, pp. 1-5, doi: 10.1109/OCEANS.2016.7761355.

**Abstract:** We here present a mobile-to-mobile shallow water acoustic (SWA) channel simulator based on the proper construction of a linear time-variant (LTV) channel impulse response (CIR) from a set of linear time-invariant (LTI) CIRs. These LTI CIRs are obtained from a deterministic static SWA channel model, which we also describe here. We validate the results of our simulator by comparing them in statistics terms with data collected in a measuring campaign.

**URL:** <https://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=7761355&isnumber=7760990>



UNIVERSIDAD  
DE MÁLAGA

---

## Capítulo 6

# Conclusiones y líneas futuras

---

### Conclusiones generales

En esta tesis se ha estudiado el canal radio en configuraciones de diversidad conmutada. Para ello se ha usado la asunción de banda estrecha que permite modelar las variaciones temporales del canal como una variable aleatoria denominada *fading*. La diversidad conmutada es una técnica clásica de diversidad que permite combatir los efectos del *fading*. Esta se encuentra de nuevo en auge gracias al concepto de diversidad espacial distribuida que implementan las redes de *relays*. Se ha hecho un análisis estadístico del *fading* que ha permitido construir expresiones cerradas para el *Level Crossing Rate* y el *Average Fade Duration* en escenarios con diversidad espacial en recepción tanto concentrada como distribuida. Esto se ha conseguido mediante un novedoso enfoque para procesos aleatorios discretos que permitía eludir las limitaciones del enfoque clásico de Rice para el estudio de estos estadísticos de orden superior. Para el análisis se ha admitido *fading* con diferentes distribuciones estadísticas y niveles distintos de correlación temporal, haciendo generales los resultados del estudio. También se ha derivado un resultado para estos estadísticos que simplifica su obtención en condiciones de alta SNR.

Además, se ha estudiado con detalle las definiciones de respuestas de canales temporalmente variantes a partir de la función de Green. Esto ha permitido analizar el canal acústico móvil subacuático a partir de dos estructuras distintas de sistemas LTV y llegar a conclusiones novedosas que se escapan a las publicaciones existentes, pues estas no utilizan definiciones precisas de las respuestas variantes del canal. Por otra parte, definiendo la respuesta variante como una composición a partir de respuestas invariantes, se ha podido proponer un modelo de canal acústico subacuático estático en aguas someras. Este modelo, como otros que se encuentran en la literatura, se basa en la geometría de rayos y los resultados empíricos que existen para la propagación y reflexión de ondas acústicas en el medio acuoso. La definición de la respuesta variante, conjuntamente con el modelo de canal estático propuesto, ha permitido la construcción de un simulador de canal móvil en aguas someras. Esto resulta particularmente interesante en un canal donde una



caracterización completa por sondeo de canales reales encuentra severas limitaciones.

Los objetivos de esta tesis se han visto cumplidos, pues se han logrado las siguientes aportaciones:

- Nuevas expresiones cerradas para el LCR y AFD de la SNR en canales con diversidad espacial tanto concentrada como distribuida donde se emplean técnicas que le provocan discontinuidades, como *Switch & Stay Combining*, o la retransmisión por umbral en las redes de *relays*.
- Una aproximación general para el LCR y AFD en entornos de alta SNR que solamente requiere el conocimiento de estadísticos de primer orden de la variable a estudiar.
- Se ha demostrado la utilidad de una tercera fuente de diversidad en la técnica *Switch & Stay Combining* para reducir la duración de los desvanecimientos.
- Se ha propuesto un modelo de canal variante mediante estructuras que combinan las respuestas de canales invariantes.
- Se ha mostrado la relevancia de las velocidades absolutas de los transceptores, en lugar de la relativa, en los canales acústicos subacuáticos.
- Se ha desarrollado un simulador de canal acústico subacuático móvil en aguas someras.
- Se ha comprobado que los canales acústicos móviles en aguas someras pueden resultar *overspread* incluso para velocidades muy moderadas de los transceptores.

## Líneas futuras

Las líneas futuras que se proponen son:

- Se ha propuesto un modelo que permite simular los canales móviles UAC en aguas someras. Este modelo resulta computacionalmente costoso, por lo que se optó por guardar las respuestas generadas con el fin de poder reutilizarlas, requiriendo esto mucha memoria de disco. Resulta conveniente ampliar la investigación hacia una optimización del modelo en términos de coste computacional.
- Evaluar prestaciones en canales UAC de técnicas de comunicaciones (modulaciones, esquemas de codificación, etc.) usando el simulador propuesto con el fin de extraer conclusiones acerca de cómo explotar los canales subacuáticos.
- Buscar un modelo geométrico-estacionario que redujera el coste computacional. Para ello, se podrían estudiar las propuestas existentes de modelos estadísticos para la distribución y variación temporal de los ángulos de reflexión tanto en la superficie del mar como en el fondo marino. Con dichos modelos existentes se podría estimar el perfil de dispersión temporal que modele el canal acústico subacuático. Sería necesario también hacer simplificaciones en el modelo para hacerlo práctico a la vez que realista. Con este modelo se podrían generar realizaciones de la respuesta variante del canal en función de la geometría del escenario y modelos estadísticos.
- Introducir la diversidad espacial a la investigación del canal UAC. En el caso de conseguir un modelo como el que se plantea en el punto anterior, sería sencillo simular canales con este tipo de diversidad. Estas simulaciones se deberían contrastar con una nueva campaña de medidas donde se utilizaran distintos hidrófonos en recepción.
- El análisis de estadísticos de orden superior en sistemas conmutados presentado se centra en fuentes de diversidad idénticamente distribuidas. Se podría ampliar el análisis estudiando la probabilidad de que un sistema SSC esté siguiendo a una determinada fuente de diversidad cuando cada una de ellas tiene distinta distribución.



UNIVERSIDAD  
DE MÁLAGA

# Referencias

---

- [1] S. O. Rice, *Mathematical Analysis of Random Noise*. Murray Hill, NJ: BTL, 1944.
- [2] J. N. Laneman and G. W. Wornell, “Distributed space-time-coded protocols for exploiting cooperative diversity in wireless networks,” *IEEE Transactions on Information theory*, vol. 49, no. 10, pp. 2415–2425, 2003.
- [3] J. N. Laneman, D. N. Tse, and G. W. Wornell, “Cooperative diversity in wireless networks: Efficient protocols and outage behavior,” *IEEE Transactions on Information theory*, vol. 50, no. 12, pp. 3062–3080, 2004.
- [4] M. Uysal, *Cooperative communications for improved wireless network transmission: Framework for virtual antenna array applications: Framework for virtual antenna array applications*. IGI Global, 2009.
- [5] A. G. Zajic, “Statistical Modeling of MIMO Mobile-to-Mobile Underwater Channels,” *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 60, pp. 1337–1351, May 2011.
- [6] E. Baktash, M. J. Dehghani, M. R. F. Nasab, and M. Karimi, “Shallow Water Acoustic Channel Modeling Based on Analytical Second Order Statistics for Moving Transmitter/Receiver,” *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol. 63, pp. 2533–2545, May 2015.
- [7] P. Van Walree, T. Jenserud, and H. Song, “Characterization of overspread acoustic communication channels,” *ECUA*, pp. 952–958, 2010.
- [8] G. Marconi, “Origin and development of wireless telegraphy,” *The North American Review*, vol. 168, no. 510, pp. 625–629, 1899.
- [9] A. Goldsmith, *Wireless Communications*. Cambridge, U.K.: Cambridge Univ. Press, 2005.
- [10] M. Stojanovic, “Recent advances in high-speed underwater acoustic communications,” *IEEE Journal of Oceanic Engineering*, vol. 21, pp. 125–136, Apr 1996.

- [11] M. Rhodes, “Underwater electromagnetic propagation: re-evaluating wireless capabilities,” *Hydro International*, vol. 10, no. 10, pp. 28–31, 2006.
- [12] Z. Zeng, S. Fu, H. Zhang, Y. Dong, and J. Cheng, “A survey of underwater optical wireless communications,” *IEEE Communications Surveys & Tutorials*, vol. 19, no. 1, pp. 204–238, 2016.
- [13] M. Stojanovic, “Underwater acoustic communications: Design considerations on the physical layer,” in *2008 Fifth Annual Conference on Wireless on Demand Network Systems and Services*, pp. 1–10, 2008.
- [14] M. Stojanovic and J. Preisig, “Underwater acoustic communication channels: Propagation models and statistical characterization,” *IEEE Communications Magazine*, vol. 47, no. 1, pp. 84–89, 2009.
- [15] J. Preisig, “Acoustic propagation considerations for underwater acoustic communications network development,” *ACM SIGMOBILE Mobile Computing and Communications Review*, vol. 11, no. 4, pp. 2–10, 2007.
- [16] M. Chitre, J. Potter, and S.-H. Ong, “Optimal and near-optimal signal detection in snapping shrimp dominated ambient noise,” *IEEE Journal of Oceanic Engineering*, vol. 31, no. 2, pp. 497–503, 2006.
- [17] P. A. van Walree and R. Otnes, “Ultrawideband Underwater Acoustic Communication Channels,” *IEEE Journal of Oceanic Engineering*, vol. 38, pp. 678–688, Oct 2013.
- [18] P. Qarabaqi and M. Stojanovic, “Statistical modeling of a shallow water acoustic communication channel,” in *Proc. Underwater Acoustic Measurements Conference, Nafplion, Greece*, pp. 1341–1350, Citeseer, 2009.
- [19] M. Naderi, M. Patzold, and A. G. Zajic, “A geometry-based channel model for shallow underwater acoustic channels under rough surface and bottom scattering conditions,” in *IEEE Fifth International Conference on Communications and Electronics (ICCE), 2014*, pp. 112–117, July 2014.
- [20] G. Matz and F. Hlawatsch, “Time-varying communication channels: Fundamentals, recent developments, and open problems,” in *IEEE 14th European Signal Processing Conference*, pp. 1–5, 2006.
- [21] P. van Walree, “Channel sounding for acoustic communications: techniques and shallow-water examples,” *Norwegian Defence Research Establishment (FFI), Tech. Rep. FFI-rapport*, vol. 7, 2011.
- [22] J. G. Proakis and M. Salehi, *Digital communications*. McGraw-Hill Higher Education, 2001.

- [23] A. F. Molisch and M. Steinbauer, “Condensed parameters for characterizing wide-band mobile radio channels,” *International Journal of Wireless Information Networks*, vol. 6, no. 3, pp. 133–154, 1999.
- [24] L. Berkhovskikh and Y. Lysanov, “Fundamentals of ocean acoustics,” 1982.
- [25] R. M. Heitsenrether and M. Badiey, “Modeling acoustic signal fluctuations induced by sea surface roughness,” *AIP Conference Proceedings*, vol. 728, no. 1, pp. 214–221, 2004.
- [26] G. B. Deane, J. C. Preisig, and A. C. Lavery, “The suspension of large bubbles near the sea surface by turbulence and their role in absorbing forward-scattered sound,” *IEEE Journal of Oceanic Engineering*, vol. 38, no. 4, pp. 632–641, 2013.
- [27] R. H. Clarke, “A statistical theory of mobile-radio reception,” *The Bell System Technical Journal*, vol. 47, no. 6, pp. 957–1000, 1968.
- [28] W. C. Jakes, *Microwave Mobile Communications*. Piscataway, NJ: IEEE Press, 1974.
- [29] M. K. Simon and M.-S. Alouini, *Digital communication over fading channels*. New York: Wiley, 2001.
- [30] Y. Yang, H. Hu, J. Xu, and G. Mao, “Relay technologies for wimax and lte-advanced mobile systems,” *IEEE Communications Magazine*, vol. 47, no. 10, pp. 100–105, 2009.
- [31] A. Bletsas, A. Khisti, D. Reed, and A. Lippman, “A simple cooperative diversity method based on network path selection,” *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 24, no. 3, pp. 659–672, 2006.
- [32] D. S. Michalopoulos and G. K. Karagiannidis, “Distributed switch and stay combining (dssc) with a single decode and forward relay,” *IEEE Communications Letters*, vol. 11, no. 5, pp. 408–410, 2007.
- [33] D. S. Michalopoulos and G. K. Karagiannidis, “Two-relay distributed switch and stay combining,” *IEEE Transactions on Communications*, vol. 56, no. 11, pp. 1790–1794, 2008.
- [34] M. D. Yacoub, J. V. Bautista, and L. G. de Rezende Guedes, “On higher order statistics of the nakagami-m distribution,” *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 48, no. 3, pp. 790–794, 1999.
- [35] C.-D. Iskander and P. T. Mathiopoulos, “Analytical level crossing rates and average fade durations for diversity techniques in nakagami fading channels,” *IEEE Transactions on Communications*, vol. 50, no. 8, pp. 1301–1309, 2002.



- [36] N. C. Beaulieu and X. Dong, “Level crossing rate and average fade duration of mrc and egc diversity in ricean fading,” *IEEE transactions on communications*, vol. 51, no. 5, pp. 722–726, 2003.
- [37] N. C. Sagias, D. A. Zogas, G. K. Karagiannidis, and G. S. Tombras, “Channel capacity and second-order statistics in weibull fading,” *IEEE Communications Letters*, vol. 8, no. 6, pp. 377–379, 2004.
- [38] N. Youssef, C.-X. Wang, and M. Patzold, “A study on the second order statistics of nakagami-hoyt mobile fading channels,” *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 54, no. 4, pp. 1259–1265, 2005.
- [39] G. Fraidenraich, M. D. Yacoub, and J. C. S. Santos Filho, “Second-order statistics of maximal-ratio and equal-gain combining in weibull fading,” *IEEE Communications Letters*, vol. 9, no. 6, pp. 499–501, 2005.
- [40] S. Cotton and W. Scanlon, “Higher-order statistics for  $\kappa$ - $\mu$  distribution,” *Electronics Letters*, vol. 43, no. 22, p. 1, 2007.
- [41] D. B. Da Costa, J. C. S. Santos Filho, M. D. Yacoub, and G. Fraidenraich, “Second-order statistics of  $\eta$ - $\mu$  fading channels: Theory and applications,” *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 7, no. 3, pp. 819–824, 2008.
- [42] R. E. Woods and R. C. Gonzalez, “Sampling considerations for multilevel crossing analysis,” *IEEE Transactions on Pattern Analysis and Machine Intelligence*, no. 2, pp. 117–123, 1982.
- [43] F. J. López-Martínez, E. Martos-Naya, J. F. Paris, and U. Fernández-Plazaola, “Higher order statistics of sampled fading channels with applications,” *IEEE transactions on vehicular technology*, vol. 61, no. 7, pp. 3342–3346, 2012.
- [44] H. Yang and M.-S. Alouini, “Performance analysis of multi-branch switched diversity systems,” in *Vehicular Technology Conference. IEEE 55th Vehicular Technology Conference. VTC Spring 2002 (Cat. No.02CH37367)*, vol. 2, pp. 846–850 vol.2, 2002.
- [45] J. Rosen and L. Q. Gothard, *Encyclopedia of physical science*. New York: Facts on File Science Library, 2010.
- [46] R. E. Crochiere and L. R. Rabiner, *Multirate digital signal processing*. Prentice-Hall, 1983.