

**UNIVERSIDAD DE MÁLAGA**

**ESCUELA TÉCNICA SUPERIOR DE INGENIERÍA DE TELECOMUNICACIÓN**



**TESIS DOCTORAL**

**EFICIENCIA Y CONTROL DE POTENCIA EN CANALES  
DE COMUNICACIONES ACÚSTICAS SUBACUÁTICAS**

**AUTOR: FERNANDO RUIZ VEGA**

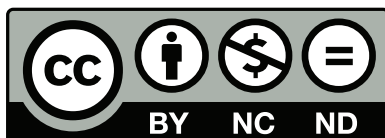
**DIRECTORES: JOSÉ F. PARIS ÁNGEL Y PABLO OTERO ROTH**



**SPICUM**  
servicio de publicaciones

AUTOR: Fernando Ruiz Vega

EDITA: Servicio de Publicaciones de la Universidad de Málaga



Esta obra está sujeta a una licencia Creative Commons:  
Reconocimiento - No comercial - SinObraDerivada (cc-by-nc-nd):  
[Http://creativecommons.org/licenses/by-nc-nd/3.0/es](http://creativecommons.org/licenses/by-nc-nd/3.0/es)

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)



UNIVERSIDAD DE MÁLAGA

DEPARTAMENTO DE  
INGENIERÍA DE COMUNICACIONES

E.T.S. INGENIERÍA DE TELECOMUNICACIÓN  
Campus Universitario de Teatinos, E-29071 Málaga (SPAIN)  
Tlf.: +34 952131440 - Fax: +34 952132027

### **Informe de los Directores**

En la Tesis Doctoral de título *Eficiencia y Control de Potencia en Canales de Comunicaciones Acústicas Subacuáticas* realizada por D. Fernando Ruiz Vega bajo nuestra dirección, se han propuesto aportaciones originales sobre los siguientes temas: caracterización y modelado del canal de comunicaciones acústicas subacuáticas, ajuste a datos experimentales, esquemas de control de potencia adaptativo con inversión de canal y ley truncada, análisis del rendimiento de las técnicas de control de potencia adaptativas sobre un sistema de comunicaciones acústicas subacuáticas en aguas someras y efecto de la adaptación en las prestaciones del sistema con incidencia en sus factores de mérito. Estas aportaciones han dado lugar a varias publicaciones nacionales e internacionales. Por todo ello, consideramos que esta Tesis es apta para su presentación a trámite de lectura.

Málaga a \_\_\_\_ de \_\_\_\_\_ del \_\_\_\_

Fdo.: Dr. D. José Francisco Paris Ángel

Fdo.: Dr. D. Pablo Otero Roth



**UNIVERSIDAD DE MÁLAGA**  
**ESCUELA TÉCNICA SUPERIOR DE INGENIERÍA DE TELECOMUNICACIÓN**

Reunido el tribunal examinador en el día de la fecha, constituido por:

Presidente: Dr. D. \_\_\_\_\_

Secretario: Dr. D. \_\_\_\_\_

Vocales: Dr. D. \_\_\_\_\_

Dr. D. \_\_\_\_\_

Dr. D. \_\_\_\_\_

para juzgar la Tesis Doctoral titulada *Eficiencia y control de potencia en canales de comunicaciones acústicas subacuáticas*, realizada por D. Fernando Ruiz Vega y dirigida por el Dr. D. José F. Paris Ángel y el Dr. D. Pablo Otero Roth,

acordó por \_\_\_\_\_

otorgar la calificación de \_\_\_\_\_

y para que conste, se extiende firmada por los componentes del tribunal la presente diligencia.

Málaga, a \_\_\_\_ de \_\_\_\_\_ de \_\_\_\_\_

El presidente:

El secretario:

Fdo.: \_\_\_\_\_

Fdo.: \_\_\_\_\_

El vocal:

El vocal:

El vocal:

Fdo.: \_\_\_\_\_

Fdo.: \_\_\_\_\_

Fdo.: \_\_\_\_\_



## Agradecimientos

Según me dispongo a escribir estas líneas, ya me invade la sensación de que me será imposible expresar en toda su magnitud mi agradecimiento a José Paris y Pablo Otero. Ellos me rescataron del lugar en el que me encontraba, y me adoptaron como doctorando en un acto de generosidad que difícilmente podré agradecerles lo suficiente. Además me acogieron en su grupo de trabajo y me hicieron partícipe de sus líneas de investigación, relativamente nuevas y desconocidas para mi. Gracias por las largas sesiones de discusión, por iluminarme en tantos temas, por el soporte (informático incluso) durante la confección de esta memoria de Tesis. Por todo eso, por la comprensión y por el respeto, muchas gracias a los dos.

A mi compañera y amiga, Carmen Clemente, con la que siempre me unió una gran simpatía mutua, antes incluso de trabajar juntos, pero mucho más después de sentarnos codo con codo para enfrentarnos a aspectos técnicos y a algunos otros que no lo eran, siempre con esas palabras de ánimo. Por ello mi agradecimiento y mi deseo de que sigamos trabajando juntos por mucho tiempo.

A mis compañeros de Departamento Mariano, Matías, Marta, Salvador, Raquel, Pedro y Álvaro por contar conmigo como parte de su equipo de investigación de gestión de recursos de radio móvil en redes heterogéneas. Ha sido un placer para mi colaborar en la medida que he podido.

Quiero hacer mención especial a Salvador. Tengo mucha suerte por ser compañero de despacho de un gran profesional y una gran persona. Gracias por hacer mejor mi lugar de trabajo.

A Miguel Ángel y Pepe, por su ayuda en el trabajo de edición.

A los técnicos del Departamento por su soporte rápido y eficaz siempre. Hacéis un gran trabajo del que dependemos todos.

A J., por mirar hacia delante y desear que todo acabe bien.

A mi familia, por estar ahí siempre, un tópico muy cierto para mi. En especial a mi madre, que ha querido estar al tanto en todo momento del estado de este trabajo, e incluso ha intervenido en algunos aspectos del mismo.

A la otra *family*, por su apoyo y cariño incondicional y espontáneo que ha hecho mi vida mejor en estos años de preparación de la Tesis.

Y a alguien que me enseñó a mirar las luces, que me ha permitido seguir haciéndolo en su compañía, y que ha compartido conmigo todo este tiempo la alegría de vivir.

Fernando Ruiz





# Índice

<b>Resumen</b>	<b>III</b>
<b>Abstract</b>	<b>V</b>
<b>Acrónimos</b>	<b>VII</b>
<b>1. Introducción</b>	<b>1</b>
1.1. Presentación . . . . .	1
1.2. Comunicaciones acústicas subacuáticas . . . . .	3
1.3. Aplicaciones de las redes de comunicaciones subacuáticas . . . . .	5
1.4. Objetivos y Organización de la Tesis . . . . .	7
1.4.1. Objetivos . . . . .	7
1.4.2. Organización . . . . .	9
1.5. Publicaciones resultantes de la Tesis . . . . .	10
<b>2. Visión general y fundamentos del canal acústico subacuático</b>	<b>13</b>
2.1. Introducción . . . . .	13
2.2. Propiedades de la propagación acústica a través del medio subacuático . . . . .	15
2.2.1. Velocidad de propagación . . . . .	15
2.2.2. Atenuación . . . . .	16
2.2.3. Dispersión . . . . .	18
2.2.4. Efecto de guiado, propagación multicamino y zonas de sombra	19
2.2.5. Efecto de las burbujas . . . . .	21
2.3. Ruido de ambiente . . . . .	22
2.4. Estado del arte en la caracterización del canal . . . . .	23
2.4.1. Generalidades . . . . .	23
2.4.2. Modelos teóricos . . . . .	24
2.4.3. Trabajos experimentales . . . . .	31
2.4.4. Caracterización del ruido . . . . .	33

<b>3. Modelo Ricean Shadowed de canal acústico subacuático</b>	<b>35</b>
3.1. Introducción . . . . .	35
3.2. Caracterización gamma de las variaciones lentas . . . . .	36
3.3. Caracterización Ricean Shadowed de las variaciones rápidas . . . . .	38
3.3.1. Caracterización estadística . . . . .	39
3.3.2. Ajustes numéricos . . . . .	40
3.3.3. Caracterización física . . . . .	42
3.3.4. Probabilidad de bloqueo . . . . .	45
<b>4. Eficiencia y control de potencia para canales acústicos subacuáticos</b>	<b>47</b>
4.1. Presentación . . . . .	47
4.2. Control de potencia y capacidad en sistemas con información de estado del canal . . . . .	49
4.2.1. Capacidad del canal . . . . .	50
4.2.2. Inversión de canal . . . . .	53
4.2.3. Inversión truncada . . . . .	54
4.3. Control de potencia en canales acústicos subacuáticos . . . . .	56
4.3.1. Estado del arte en sistemas de comunicaciones acústicas subacuáticas con control de potencia . . . . .	57
4.3.2. Modelo de sistema . . . . .	61
4.3.3. Estrategia de bajo consumo de potencia . . . . .	65
4.3.4. Análisis del rendimiento . . . . .	70
4.3.5. Resultados . . . . .	72
<b>5. Conclusiones y líneas futuras de investigación</b>	<b>77</b>
5.1. Conclusiones . . . . .	77
5.2. Futuras tareas . . . . .	80
<b>Referencias</b>	<b>83</b>
<b>Curriculum Vitae</b>	<b>91</b>

# Resumen

Los sistemas de comunicaciones inalámbricos subacuáticos constituyen una de las más prometedoras tecnologías para el desarrollo y despliegue de redes de sensores submarinos dedicados a la observación de los mares y océanos. Sus aplicaciones van desde la acuicultura hasta la industria de prospección submarina y gaseoductos, pasando por el control de polución, el registro de datos climatológicos, predicción de alteraciones naturales, misiones de búsqueda y reconocimiento y estudio de la vida submarina. También en las comunicaciones con submarinistas, buzos y buques, tripulados o no, tanto de superficie como submarinos. Las ondas electromagnéticas quedan prácticamente descartadas para tal fin, debido a su atenuación en el medio acuático. Por ello, las ondas acústicas son la alternativa más viable para la transmisión de información. No obstante, la propagación de dichas ondas acústicas no está exenta de inconvenientes. Muy al contrario, presenta importantes obstáculos que es necesario salvar si se pretende desplegar las mencionadas redes en un futuro. Adicionalmente, los sistemas que operan en el entorno subacuático adolecen de problemas serios en cuanto a su alimentación y duración de las baterías. Ello hace indispensable dotarlos de un sistema de gestión eficiente de la energía, máxime cuando se tienen en consideración las continuamente cambiantes condiciones del canal de propagación acústico subacuático. Por tanto, el desarrollo de sistemas de comunicaciones eficientes desde el punto de vista de la potencia consumida pasa por la incorporación de algoritmos de control de potencia que tengan en cuenta y se adapten a las condiciones instantáneas del canal.

En esta Tesis se aborda la caracterización del canal de propagación acústico subacuático, considerado de forma unánime por los autores como uno de los más adversos de la naturaleza (sobre todo por tratarse de un canal con una variación temporal que no puede ignorarse), y se realiza la aportación de un modelo de canal que permite una adecuada caracterización estadística al tiempo que proporciona una interpretación de los fenómenos físicos subyacentes causantes de la variación temporal del canal. El modelo considerado presenta menor

complejidad matemática que otros modelos propuestos.

Con respecto al algoritmo de control de potencia adaptativo, se aplican las técnicas ya implementadas en el contexto de los sistemas radioeléctricos, aunque con las modificaciones pertinentes para su adecuación al canal acústico subacuático, cuyas características difieren notablemente de las de los primeros. Así, se tiene en cuenta la magnitud de los retardos de propagación típicos, comparables en enlaces de media y larga distancia al *tiempo de coherencia* de las variaciones rápidas, y que afectan también a la actualización a través de un canal de retorno de los parámetros de estimación de canal utilizados en el control de potencia adaptativo. Se realiza el cálculo analítico de los factores de mérito del algoritmo de gestión eficiente de potencia para un modelo de canal gamma para variaciones lentas, con especial incidencia en la magnitud del ahorro de potencia obtenido, que en función de las condiciones particulares del canal puede alcanzar valores muy altos.

Este trabajo está parcialmente financiado por el proyecto FEDER TEC2011-25473 titulado 'Canales Inalámbricos Subacuáticos: Modelos y Técnicas de Transmisión'.

# Abstract

Wireless underwater acoustic communication systems have become one of the most promising technologies for the development and deployment of future ocean observation and sensor networks. Applications range from oil prospecting and transportation to aquaculture, and include pollution control, climate recording, prediction of natural disturbances, search and survey missions, divers and underwater or surface vehicles communications and study of marine life. High attenuation of electromagnetic waves in subaquatic medium precludes them from being used as the information vehicle. Therefore, acoustic waves are the most viable alternative for the transmission. Nevertheless, underwater acoustic channel is not free of drawbacks. On the contrary, it exhibits important obstacles to necessarily overcome if mentioned communication networks are to be implemented in the future. In addition, underwater systems have inherently serious problems of power supply and batteries duration. This makes essential an efficient power control system, especially when continuously varying channel conditions are considered. Thus, the development of energy-efficient communication systems must include power control algorithms that suit the channel and adapt to its instantaneous conditions.

In this thesis, underwater acoustic channel characterization for the design of efficient power control techniques is accomplished. The underwater environment is widely regarded as one of the most difficult communication channels, especially because of its time variations, that cannot be neglected. A statistical model is proposed that suitably fits to experimental data while provides a physical explanation to propagation phenomena underlying time variability. The proposed model is more mathematically tractable than other models in the literature.

Concerning power control algorithms, adaptive techniques previously used for terrestrial radio systems are taken, although with some modifications in order to customize them for the underwater channel characteristics, quite different

from those of the radio channel. So, typical propagation delays are considered to be similar to fast fluctuations *coherence time* in most medium and long distance links, besides the propagation delays influence over the effectiveness of the channel estimation feedbacked from the receiver to the transmitter, on which relies the adaptive power control mechanism, so that the transmitter can predict the channel state and adjust its power accordingly. The figures of merit of the power control algorithm are analytically obtained using a gamma model for slow variations, emphasizing the magnitude of power saving achieved, reaching high values depending on the particular channel conditions.

This work is partially supported by the Spanish Government and FEDER project TEC2011-25473 entitled 'Underwater Wireless Channels: Models and Transmission Techniques'.

# Acrónimos

ARP	Ahorro Relativo de Potencia
ARQ	Automatic Repeat reQuest
AWGN	Additive White Gaussian Noise
BER	Bit Error Rate
CDMA	Code Division Multiple Access
CGCS	Complex Gaussian Circularly Symmetric
CSMA/CD	Carrier Sense Multiple Access with Colision Detection
DSP	Digital Signal Processor
ICI	Inter-Carrier Interference
ISI	Inter-Symbol Interference
LOS	Line Of Sight
MAC	Medium Access Control
MIMO	Multiple Input-Multiple Output
NRL	Naval Research Laboratory
OFDM	Orthogonal Frequency Division Multiplexing
QoS	Quality of Service
RS	Ricean Shadowed
RTT	Round Trip Time
WSSUS	Wide Sense Stationary Uncorrelated Scattering





## 1.1 Presentación

*La noche del 31 de mayo de 2009, el vuelo Air France 447 despegó desde Río de Janeiro en curso a París, pero nunca alcanzó su destino. Desapareció mientras sobrevolaba el océano Atlántico, junto con las 228 personas que viajaban a bordo. Descartada la posibilidad de hallar supervivientes, sólo quedaba el débil consuelo de averiguar las causas de la tragedia. Para ello, era indispensable encontrar las cajas negras que yacían en algún lugar de un área muy extensa del fondo del océano. Sin embargo, estas cajas están dotadas de balizas simples de localización con una autonomía limitada y muy corto alcance, lo que dificulta especialmente su localización cuando transmiten desde una profundidad de 3900 metros. Como resultado de tales circunstancias, las cajas no han sido recuperadas hasta casi dos años más tarde. Cabe preguntarse por tanto si quizás una mejora de los transceptores acústicos subacuáticos presentes en las cajas negras de aeronaves con rutas de sobrevuelo oceánicas podría haber evitado tan larga espera a los familiares y amigos de las víctimas.*

*Tal vez cuando los fondos marinos estén monitorizados por redes de sensores y comunicaciones dejarán de ser un territorio tan incontrolado.*

El planeta Tierra está cubierto por agua en aproximadamente dos tercios de

su superficie total. La especie humana desarrolla su vida prácticamente en el tercio restante, que es el que se conoce ampliamente, en buena lógica. Sin embargo, los ecosistemas terrestres y marítimos están relacionados entre sí, con lo que es también razonable pretender obtener al menos el mismo grado de conocimiento sobre lo que ocurre en los fondos marinos, donde quizás estén las respuestas o las soluciones a las principales cuestiones y problemas de supervivencia con las que actualmente y en un futuro no tan lejano se tendrá que enfrentar la humanidad. Es por ejemplo un principio aceptado que la continua monitorización de los procesos que tienen lugar en las profundidades de mares y océanos puede ayudar a la prevención de desastres de mayor o menor magnitud y a diseñar estrategias para minimizar su impacto. Se trata de que, del mismo modo que puede preverse con suficiente antelación la llegada de un tifón, de una borrasca o de un frente en la atmósfera, también se pueda pronosticar la evolución de las corrientes marinas, los cambios de temperatura en los océanos polares, la erupción de un volcán submarino o la formación de un tsunami. Y se aspira además a que dicha información sea accesible pública y cotidianamente como lo es hoy en día la información meteorológica atmosférica.

Los procesos físicos y biológicos presentes en los océanos tienen un gran impacto sobre el clima y la vida en el planeta en general [1]. Sin embargo, la monitorización de los océanos ha sido siempre muy precaria, debido a su enorme extensión y sus dificultades de accesibilidad para los investigadores. La adquisición del conocimiento mencionado requiere de recogida de datos ambientales, de polución, geológicos, y de la flora y fauna submarinas. Tales datos pueden recabarse manualmente, con el consiguiente esfuerzo humano y económico, pero alternativamente puede automatizarse el proceso mediante sondas submarinas autónomas, lo que facilita enormemente la tarea. La recuperación de los datos adquiridos por las sondas puede pasar por la recuperación física de la sonda, lo cual no siempre es factible, o puede producirse a través de sistemas de comunicaciones. Como ayuda a la tarea científica, se están diseñando redes de sensores, bien fijos, bien móviles a merced de las corrientes marinas, de velocidades muy variables. Estos dispositivos, que se comportan como globos sonda subacuáticos, estarán dotados de multitud de sensores y la información recabada por los mismos debe ser almacenada o transmitida mediante módems subacuáticos. Adicionalmente, las sondas flotantes deben ser capaces de estimar su localización mediante medidas de distancias, lo cual sólo es factible utilizando ondas acústicas. Como resultado de todo ello, se dispondrá de enjambres de sensores cuya información conjunta permitirá muestrear de forma continua vastas áreas oceánicas, con aplicaciones muy diversas que pueden ir desde el conocimiento de las corrientes de plancton hasta el control de áreas marinas protegidas, pasando por el seguimiento de vertidos contaminantes o de los sedimentos que se

transfieren de los ríos a los océanos o mares en los que desembocan, afectando al comportamiento hidrodinámico de éstos.

## 1.2 Comunicaciones acústicas subacuáticas

La transmisión de información sin cables a través de los medios submarinos es una de las tecnologías que más posibilidades ofrece para el desarrollo de futuros sistemas de observación suboceánica y de las redes de sensores asociadas a ellos. Las aplicaciones de estas redes se extienden desde la industria de prospecciones hasta la acuicultura, pasando por control de polución, adquisición de datos climáticos, predicción de alteraciones naturales, misiones de búsqueda y reconocimiento o estudio de la vida submarina, todo ello sin olvidar los posibles usos militares. Los sistemas de comunicaciones acústicas subacuáticas inalámbricas están pensados para operar en conjunción con las redes cableadas actualmente en despliegue sobre los fondos marinos, de manera que dichas redes cableadas puedan proporcionar puntos de acceso inalámbrico a vehículos autónomos, de forma similar al funcionamiento de las estaciones base y los terminales móviles de una red de comunicaciones móviles terrestres, proporcionando acceso en zonas adonde no es posible llegar con los cables.

También cabe el uso de enlaces inalámbricos en el control de vehículos submarinos no tripulados, como el que desarrolló el Instituto Oceanográfico de Woods Hole en 1985 para encontrar los restos del Titanic, y que también son útiles en el descubrimiento de respiraderos hidrotermales, que son surtidores de agua extremadamente caliente situados en los fondos más profundos de los océanos, y que desde finales de los años 70 han sacado a la luz formas de vida desconocidas hasta el momento -y continúan haciéndolo actualmente-. La importancia de tales descubrimientos es sólo comparable a la de la exploración del espacio exterior, y consecuentemente debe tratarse la tecnología que los soporta al mismo nivel.

El estado de la tecnología de las comunicaciones inalámbricas submarinas está actualmente lo suficientemente maduro como para motivar su implementación. Las portadoras ópticas y en general electromagnéticas se han descartado para su uso en estos escenarios (a pesar de que ofrecen grandes anchos de banda) debido principalmente a las altas atenuaciones que sufren con la distancia, extinguiéndose las señales en pocos metros y requiriendo por ello elevadas potencias o antenas de gran tamaño. Por tanto, las ondas acústicas se convierten

en la opción más razonable, a pesar de los obstáculos que presentan [2] y que podrían relacionarse sucintamente:

- ancho de banda muy limitado por la atenuación creciente con la frecuencia y con la distancia,
- fuerte dispersión temporal por causa de la propagación multicamino y los consiguientes desvanecimientos,
- efecto Doppler causado por el movimiento de los transductores y del propio entorno de propagación (superficie, turbulencias en columna de agua, corrientes, embarcaciones, fauna), no uniforme además, y que se acentúa para frecuencias altas,
- altos retardos de propagación: cinco órdenes de magnitud mayores que los correspondientes a enlaces radio terrestres,
- limitación severa de potencia, debida a la capacidad de las baterías, que no pueden recargarse, dado que la energía solar no es una opción en el medio subacuático,
- potencia necesaria para transmitir información mayor que en los sistemas terrestres; típicamente, se necesitan del orden de decenas vatios [3],
- corrosión y contaminación biológica (*bio-fouling*) de los equipos submarinos permanentes, que los hace propensos a los fallos de funcionamiento.

Las adversas características mencionadas dan lugar a transmisiones con altas tasas de error y pérdidas temporales de conectividad.

Así pues, el canal de propagación acústico subacuático ha sido calificado como el medio de transmisión inalámbrico probablemente más adverso de la naturaleza [3] [4] [5].

Ya a finales de la Segunda Guerra Mundial se implementó por parte de la Armada estadounidense un sistema de comunicaciones submarinas que utilizaba una modulación de amplitud de banda lateral única en la banda de 8 a 11 kHz. A partir de entonces, la investigación posterior ha traído técnicas digitales. En la actualidad, existen diversos módems acústicos subacuáticos disponibles comercialmente que proporcionan capacidades de hasta algunos kilobits por segundo y son capaces de cubrir distancias de varios kilómetros. Ejemplos de ello son los módems ofrecidos por EvoLogics<sup>TM</sup> [6] o Teledyne Benthos<sup>TM</sup> [7]. Se trabaja

para obtener regímenes binarios más altos y alcances mayores, pero aún en el terreno de la investigación experimental.

Debido a la importante limitación de distancia que sufren los enlaces acústicos subacuáticos, está claro desde hace varios años que lo más eficiente es desplegar redes de comunicaciones compuestas por múltiples nodos. Cada uno de estos nodos estará equipado con un módem. Los nodos estarán cercanos entre sí y cooperarán para dar cobertura a grandes regiones<sup>1</sup> a través de enlaces multisalto, evitándose así las limitaciones tanto de alcance como de frecuencia que impone el canal. La baja velocidad y consiguiente alto retardo de propagación de la señal ya comentados se traduce en el inconveniente de la interferencia intersimbólica, puesto que los retardos son comparables a las duraciones de los símbolos o incluso de los paquetes. Esta situación es muy diferente a la encontrada en las comunicaciones radio terrestres. Además, la escasez de ancho de banda típica de los sistemas, limita el establecimiento de comunicaciones bidireccionales simultáneas o *full-dúplex*. Por todo ello, es importante que el diseño de los protocolos de comunicación sea específico para el canal acústico subacuático, en lugar de aplicar directamente los ya existentes para los sistemas radio (802.11 ó TCP/IP).

La eficiencia energética de los transeptores subacuáticos es tan importante o más que la de sus homólogos terrestres, puesto que la recarga de batería a muchos metros de profundidad es compleja y costosa. Finalmente, hay que tener en cuenta también que los instrumentos subacuáticos (módems, fuentes de energía, sensores, robots) son caros y no fácilmente sustituibles, por lo que es indispensable introducir modificaciones fundamentales en el diseño de las redes, descartando para ello algunas premisas y paradigmas que en las redes terrestres se dan por válidos siempre.

### 1.3 Aplicaciones de las redes de comunicaciones subacuáticas

Aunque a la fecha de hoy no existen aún redes de comunicaciones subacuáticas consolidadas, su aparición es inminente. Una de las aplicaciones más relevantes es el despliegue de redes de sensores submarinos inalámbricos. Estas

---

<sup>1</sup>En comunicaciones submarinas, al igual que en las aeronáuticas, hay que hablar de regiones de cobertura y no de áreas de cobertura, como sucede en radiodifusión o en comunicaciones móviles terrenales.

redes pueden contener nodos estáticos anclados al fondo marino, a boyas en la superficie o a muelles en la costa, pero también nodos semiestáticos sujetos por embarcaciones y ubicados en su posición durante horas o incluso días, y nodos dinámicos a bordo de vehículos autónomos submarinos o globos sonda. La movilidad aporta ventajas en cuanto a cobertura, pero plantea cuestiones a resolver en lo que respecta a conectividad de la red y localización de los nodos. Además de la movilidad a gran escala prevista en el diseño de la red, hay que tener en consideración la movilidad de pequeña escala provocada por el movimiento involuntario de las embarcaciones, boyas, y del propio medio de transmisión, con corrientes de agua, olas en la superficie, fauna y demás fenómenos naturales.

Las redes actualmente desplegadas se caracterizan por su baja densidad de nodos y las grandes regiones de cobertura en comparación con las redes terrestres. Sirva como ejemplo de ello la red descrita en [8], compuesta por 17 nodos que se extienden en una región de 16 kilómetros cuadrados, contando cada nodo con 5 vecinos (nodos con los que puede establecer comunicación directa) en media.

Finalmente, la pretensión de dotar a los nodos submarinos -al igual que los terrestres- de conexión a Internet puede plantear dificultades añadidas. Algunas soluciones propuestas se basan en el acceso a los cables submarinos o radioenlaces vía satélite desde los nodos en superficie.

Entre las categorías posibles en las que pueden clasificarse las aplicaciones de las redes de comunicaciones subacuáticas están las científicas, industriales y de seguridad. Las primeras tienen que ver con la observación ambiental de los mares y océanos: parámetros del agua como temperatura, salinidad, presión, niveles de oxígeno, concentración de elementos contaminantes, bacterias y otros componentes en disolución, procesos geológicos en el fondo marino, y recuento de micro y macrofauna marina.

Las aplicaciones industriales engloban la monitorización y control de actividades comerciales, incluyendo la pesca, extracción petrolífera y minera, y del funcionamiento de cables de comunicaciones y alimentación, gaseoductos y oleoductos. En este campo, las redes de comunicaciones son una parte del sistema, combinándose con otros elementos de actuación y control.

En la tercera categoría, aplicaciones de seguridad, las redes permiten las comunicaciones entre vehículos submarinos, submarinistas y buzos, control de la navegación y tránsito naval tanto en puertos como en aguas interiores, costeras o alta mar, y cualesquiera otras, como la localización temprana de balizas de

localización de emergencia en el caso de naufragios o incluso accidentes aéreos acaecidos en el transcurso de sobrevuelos oceánicos, como el caso particular mencionado al comienzo de este capítulo.

A pesar de que las aplicaciones mencionadas son muy similares a las de las redes terrestres, el coste de infraestructura y despliegue es significativamente mayor en el escenario subacuático. Basta pensar en el bajo precio de una estación meteorológica terrestre en comparación con el mismo equipo para entorno submarino. La principal diferencia estriba en el sellado hermético necesario, la resistencia a la elevadísima presión hidrostática, y en la dificultad de ubicación de los equipos (tanto si requieren embarcación como si se anclan en el fondo o a una boya) y su alimentación. Al objeto de soslayar tales costes, las prácticas científicas actuales contemplan la recolección de muestras y su recuperación para el posterior análisis en el laboratorio, minimizándose así la necesidad de equipos de comunicaciones. Sin embargo, esta alternativa adolece de un alto índice de pérdida de datos (equipos que no llegan a recuperarse por robo, destrucción o extravío), y se hace muy costosa cuando se quiere observar entornos a grandes profundidades.

En lo que respecta al trabajo experimental, en la última década se ha llevado a cabo en diferentes lugares del mundo un buen número de experiencias de implementación y despliegue de redes de comunicaciones subacuáticas, que van desde los vehículos autónomos no tripulados hasta sistemas estáticos que dependen de cables submarinos para su funcionamiento y alimentación [1][9][10][11][12].

Característica común a todas las aplicaciones enumeradas es la necesidad de rutinas de mantenimiento de equipos más intensas que las llevadas a cabo sobre redes terrestres, debido principalmente al deterioro infligido por las condiciones ambientales en las que han de operar.

## 1.4 Objetivos y Organización de la Tesis

### 1.4.1 Objetivos

De lo referido en §1.2 y §1.3 se desprende que hay importantes requerimientos a satisfacer a la hora de diseñar, analizar, implementar y probar los sistemas de comunicaciones acústicas subacuáticas. Aunque se puede afirmar que dichos requerimientos afectan a las funcionalidades de todos los niveles, este trabajo

se centrará en los relacionados con la capa física, por ser la más diferenciadora respecto a los sistemas terrestres, y por tanto específica del canal acústico subacuático.

Fuera del agua, las ondas electromagnéticas dominan el negocio de las comunicaciones, con alcances de decenas de kilómetros y anchos de banda de decenas de MHz. Sin embargo, en el ámbito subacuático, los campos electromagnéticos sufren de altísimas atenuaciones por absorción de energía por parte de las moléculas de agua, que presentan fenómenos de resonancia muy acusados. Consecuentemente, las ondas acústicas son la alternativa más adecuada en el medio subacuático, a pesar de que también sufren de atenuación con la distancia y la frecuencia, dispersión temporal y espacial por propagación multicamino y fluctuaciones del medio acuático, y baja velocidad de propagación.

Así pues, las primeras decisiones de diseño han de ser la frecuencia portadora y el ancho de banda empleados. Seguidamente, se ha de optar por un esquema de modulación robusto frente a las perturbaciones típicas del canal. En los primeros sistemas, se incluían moduladores digitales de frecuencia (FSK) y demoduladores incoherentes, que soportan satisfactoriamente las distorsiones del canal, pero no hacen un uso eficiente del ancho de banda ocupado. Posteriormente, el desarrollo de modulaciones de alta eficiencia espectral trajo consigo el uso de esquemas QAM con detección coherente, tras demostrarse su aplicabilidad a los canales acústicos. Los diagramas de bloques de los sistemas se completaron con la sincronización e igualación adaptativa, dando lugar a sistemas de una sola portadora con relativamente alta capacidad. Actualmente, se aplican modulaciones multiportadora (OFDM) que permiten hacer un uso más eficiente del espectro, con un menor impacto de la interferencia intersimbólica, y que optimizan el rendimiento de cada subportadora individual mediante técnicas adaptativas como se describirá en el capítulo 4. En contrapartida, la utilización de OFDM en el canal acústico subacuático presenta algunos inconvenientes específicos del canal que el diseñador estará obligado a resolver.

En comunicaciones acústicas submarinas el desvanecimiento debido a la propagación multicamino es muy severo. La propagación multicamino tiene su origen en las reflexiones de la señal en la superficie del agua y el fondo marino, siendo sobre todo la primera muy variante en el tiempo a causa de su continuo movimiento. Como resultado de tal variabilidad, la respuesta al impulso del canal presentará desvanecimientos temporales más o menos profundos en sus diferentes componentes o ecos. Si se tiene en cuenta que como efecto de esta respuesta al impulso variante en el tiempo una portadora puede experimentar valores muy bajos de relación señal a ruido en determinados intervalos tempora-



les, en buena lógica cabe pensar que durante esos intervalos no es aconsejable consumir energía transmitiendo información sobre esa portadora. Si a esto se une el requerimiento de alta eficiencia de potencia que han de satisfacer los sistemas subacuáticos por las razones ya expuestas, se hace evidente la necesidad de diseñar algoritmos de gestión eficiente de la potencia capaces de adaptarse a las peculiaridades del canal, incluidas sus variaciones temporales.

Así pues, un esquema de gestión óptima de la potencia debe contemplar la adaptación de la potencia transmitida a las fluctuaciones de la relación señal a ruido de cada subcanal o portadora, incluyendo la posibilidad de bloquear el subcanal cuando las condiciones no alcancen un mínimo de calidad, como se verá más adelante. Y para diseñar la funcionalidad de control de potencia, es absolutamente indispensable haber alcanzado un conocimiento suficiente del comportamiento del canal y un modelo que lo caracterice adecuadamente.

Los beneficios de la gestión eficiente de la potencia van más allá del ahorro de energía, ya de por sí suficiente para justificar su empleo, sino que también reducirán el nivel de interferencia en la red, mejorando su capacidad en términos de bits por segundo y haciendo más efectivas técnicas de nivel de enlace como la retransmisión. Adicionalmente, el control de potencia contribuirá a limitar la contaminación acústica en el medio acuático, cuestión que no debe ser menospreciada en aras de un mínimo impacto ambiental.

Por todo lo expuesto, se proponen como objetivos o conceptos motivadores principales de esta Tesis los siguientes elementos:

- caracterización de canal
- control de potencia

### 1.4.2 Organización

Tras esta introducción, a lo largo del capítulo 2 se analizan con detalle los aspectos que tienen que ver con el canal, premisa indispensable como se ha mencionado para diseñar esquemas de gestión óptima de la potencia en los sistemas de comunicaciones. Se presenta una descripción general del canal acústico subacuático, desde los principios físicos que tienen lugar hasta los principales efectos del medio acuático sobre la propagación de las ondas acústicas a su través, pasando por las propiedades más interesantes del canal, desde el punto

de vista de los requerimientos que impondrán a los sistemas de comunicaciones. Asimismo, se proporciona una amplia exposición de los avances realizados en la materia hasta el momento, poniendo en evidencia la falta de consenso en el modelado del canal, y las principales razones que motivan tal escasez de concierto.

Como aportación de este trabajo de investigación, se propone en el capítulo 3 un modelo de canal que estadísticamente responde a las funciones señaladas por la mayoría de los autores como candidatas a la caracterización estadística de las fluctuaciones del canal, y que además permite aventurar una explicación razonable y razonada de los procesos físicos causantes de las fluctuaciones, al tiempo que muestra un grado de ajuste más que satisfactorio a datos experimentales publicados.

El control de potencia adaptativo como herramienta de optimización de un sistema de comunicaciones acústicas subacuáticas es el tema central del capítulo 4. Comienza el capítulo con una descripción general de los algoritmos de control de potencia documentados en la literatura, sus parámetros principales, leyes de adaptación óptima y capacidades alcanzadas. A continuación se ofrece una revisión de los módems acústicos subacuáticos disponibles actualmente, prestando especial atención a sus subsistemas de control de potencia. En las secciones subsiguientes se describe el modelo de sistema utilizado y las premisas sobre las que descansa, se propone una estrategia de control de potencia junto con el cálculo de sus parámetros incorporando los correspondientes requisitos, y por último se realiza un análisis de rendimiento, estimando el ahorro de potencia como factor de mérito y se aportan los resultados numéricos obtenidos de la aplicación de todo lo anterior.

Para finalizar esta memoria, se presentan en el capítulo 5 las conclusiones más relevantes de esta Tesis, así como las posibles líneas de investigación propuestas (algunas de ellas ya en sus primeras fases de realización) para la continuación del trabajo expuesto.

## 1.5 Publicaciones resultantes de la Tesis

Las siguientes publicaciones se han derivado de este trabajo:

- [13] M.C. Clemente, F. Ruiz-Vega, P. Otero and J.F. Paris, "Closed-form

analysis of adapted coded modulation over Ricean shadowed fading channels”, *Electronics Letters*, vol. 47, no. 3, pp. 217-218, Feb. 2011.

- [14] F. Ruiz-Vega, M.C. Clemente, J.F. Paris, and P. Otero, “Low consumption communications over shallow water acoustic channels”, *Wireless Personal Communications*, DOI 10.1007/s11277-012-0624-4, Online ISSN 1572-834X, 2012.
- [15] F. Ruiz-Vega, M.C. Clemente, P. Otero and J.F. Paris, “Ricean shadowed statistical characterization of shallow water acoustic channels for wireless communications”, *Proc. IEEE Conf. Underwater Communications: Channel Modelling & Validation, UComms, Sestri Levante, Italy, Sep. 2012.*



## Visión general y fundamentos del canal acústico subacuático

---

El entorno acústico subacuático es ampliamente reconocido por constituir uno de los canales de comunicaciones más complejos [16]. Existen diversos procesos físicos que influyen notablemente en la propagación de las ondas de presión sonora, y la importancia relativa de cada uno de dichos procesos es diferente en cada escenario. En este capítulo, se describen los fenómenos más relevantes en el contexto de su impacto sobre el diseño y el rendimiento de las redes de comunicaciones acústicas subacuáticas. Asimismo, se exponen los avances realizados en la materia de caracterización y modelado del canal hasta el momento.

### 2.1 Introducción

En sentido estricto, el concepto de onda acústica debería aplicarse únicamente a las perturbaciones directamente perceptibles por el oído humano. Estas perturbaciones se deben normalmente a fenómenos vibratorios que se propagan en forma de ondas longitudinales a través de partículas que componen el aire en la banda de 30 a 15000 ciclos por segundo [17]. Sin embargo, en el ámbito de las comunicaciones acústicas se entiende por frecuencias acústicas no sólo todas las comprendidas en el espectro audible, sino también las correspondientes

a los ultrasonidos (frecuencias por encima de la banda audible). Sin ánimo de ser rigurosos podría decirse que son las que abarcan el rango de 1 Hz a 500 kHz [18]. Los ultrasonidos son las microondas acústicas, si se considera su longitud de onda. Por ejemplo, a la frecuencia de 30 kHz corresponde en el agua una longitud de onda acústica de 5 cm, lo que en el aire para una onda electromagnética requeriría una frecuencia de 6 GHz, valor que claramente sí se suele asociar con el concepto de microondas. Adicionalmente, el concepto acústico se extiende a la propagación de ondas longitudinales a través de medios que no son el aire, como es el caso de las comunicaciones subacuáticas.

El canal acústico subacuático presenta variaciones tanto temporales como espaciales cuyas características imponen limitaciones significativas al diseño de sistemas de comunicaciones eficientes. La gran magnitud de la constante de atenuación de las ondas radioeléctricas en su propagación por el agua de mar ha reducido las aplicaciones de los sistemas electromagnéticos a unos pocos casos muy especializados, bien a frecuencias extremadamente bajas (con consiguiendo anchos de banda sub-hercio), bien a alcances muy cortos. Las comunicaciones ópticas no guiadas, como caso particular de las ondas electromagnéticas, también sufren un alto índice de absorción de energía en el agua, y añaden la desventaja de la dispersión que experimenta el haz óptico cuando encuentra en su camino las partículas en suspensión que suelen existir en el agua, además de la contaminación lumínica presente en las capas más próximas a la superficie. Por todo ello, las señales acústicas son la mejor y primordial alternativa para el desarrollo de sistemas de comunicaciones inalámbricos subacuáticos.

A pesar de sus características favorables frente a las ondas electromagnéticas, la propagación de señales acústicas presenta importantes servidumbres. Es muy difícil alcanzar un modelo de propagación simple y efectivo, puesto que no existe un escenario de propagación típico, sino que los entornos son muy diversos, y cada uno impone restricciones diferentes. Así, un sistema que funciona correctamente en un escenario dado (por ejemplo en aguas profundas), puede ser muy poco eficaz en un escenario distinto (como un canal de aguas someras con múltiples protuberancias en el fondo). Por ello, el diseño de sistemas genéricos presenta una gran dificultad.

Utilizando el esquema de organización en capas de las funciones de un sistema de comunicaciones, se puede afirmar que aunque muchos de los inconvenientes que presenta el canal de propagación acústica subacuática se pueden compensar adecuadamente con técnicas de nivel físico, existen otras características que inevitablemente han de tenerse en consideración a la hora de diseñar las capas superiores; por ejemplo, existirán siempre errores de transmisión que

tendrán que ser recuperados por funciones como la retransmisión o los códigos de corrección. En esta Tesis, no obstante, se trata el asunto del medio físico, y no de técnicas propias de capas superiores.

## 2.2 Propiedades de la propagación acústica a través del medio subacuático

En esta sección, se proporciona una descripción de las características del canal de propagación acústica subacuática que pueden influir de un modo importante en el desarrollo y el funcionamiento de los sistemas de comunicaciones subacuáticos.

Los fenómenos físicos mencionados en este apartado son totalmente generales, y están presentes en todos los mares y océanos.

### 2.2.1 Velocidad de propagación

La velocidad de propagación de la perturbación viene impuesta por las propiedades típicas de las moléculas de agua, las partículas en disolución o suspensión y sus interacciones, siendo aproximadamente 1500 m/s en el agua de mar, variando entre 1450 y 1540 m/s como regla general [19]. Puede medirse con instrumentación específica o estimarse mediante diferentes expresiones matemáticas, de las cuales una de las más sencillas es

$$c = 1449,2 + 4,6T - 0,055T^2 + 0,00029T^3 + (1,34 - 0,01T)(S - 35) + 0,016z, \quad (2.1)$$

donde  $T$  es la temperatura expresada en °C,  $S$  es la salinidad en partes por mil,  $z$  es la profundidad en metros y  $c$  es la velocidad de propagación en m/s.

La expresión (2.1) es válida para temperaturas entre 0°C y 35 °C, salinidades hasta 45 partes por mil y profundidades hasta 1000 m. De ella puede inferirse que la velocidad de propagación aumenta con la temperatura, con la salinidad, y con la profundidad (con la presión, en consecuencia).

Los valores resultantes de velocidad dan lugar a unos tiempos de propagación considerablemente mayores que los que presentan los sistemas electromagnéticos. La baja velocidad de propagación tiene importantes consecuencias. Cuando

la frecuencia de la onda es del orden de los kilohercios, la longitud de onda es suficientemente pequeña como para que el efecto Doppler sea ya muy pronunciado a las velocidades típicas de las embarcaciones, de las olas de la superficie, corrientes marinas, o de la propia fauna submarina. Por consiguiente, el intervalo de tiempo durante el cual el canal no cambia sus condiciones<sup>1</sup> se ve reducido, limitando la viabilidad de los sistemas de información de canal por medio de canal de retorno o realimentación que se tratarán en el capítulo 4 como parte de los algoritmos de control de potencia adaptativo.

Otra consecuencia de la baja velocidad de propagación es el aumento de los *tiempos de latencia* (intervalo entre el envío de la información y disponibilidad de dicha información en el receptor), que penaliza las técnicas basadas en el envío de mensajes de acuse de recibo, habituales en los protocolos de la subcapa MAC (*Medium Access Control*) del nivel de enlace, y obliga a aumentar los intervalos de guarda para evitar colisiones (extensión del período vulnerable) cuando se usan técnicas de acceso aleatorio múltiple con detección de colisión (*CSMA/CD*).

La velocidad de propagación de la onda acústica depende de la temperatura, la presión y la salinidad, que varían en función del entorno concreto. Cerca de la superficie del agua, tanto la temperatura como la presión son habitualmente constantes, y por lo tanto también lo es la velocidad de propagación. A medida que la profundidad aumenta, la temperatura disminuye reduciéndose la velocidad de propagación, pues el aumento de la presión no compensa el efecto del gradiente negativo de temperatura. A partir de cierta profundidad, la temperatura alcanza un valor mínimo constante de 4°C, y la presión creciente hace aumentar de nuevo la velocidad de propagación. Por tanto, se tiene un mínimo de velocidad a una profundidad aproximada de 600 metros, hacia la cual se curvan o refractan los rayos según la ley de Snell. De este modo, cuando una fuente acústica lanza una serie de rayos, cada uno sigue trayectos distintos, pero todos ellos tienden a volver a la región de velocidad mínima.

## 2.2.2 Atenuación

Una onda de presión sonora que se propaga a través del agua experimenta una atenuación fuertemente dependiente de la frecuencia. El impacto práctico de esta atenuación dependiente de la frecuencia y también de la distancia es la limitación del ancho de banda en función del alcance, de manera que los sistemas que disponen de menores anchos de banda son los que pueden llegar a alcanzar

<sup>1</sup>Este es el denominado *tiempo de coherencia*, tal como se definirá en §2.2.3



mayores distancias. Igualmente, esta característica influirá en la elección de los esquemas de modulación y codificación empleados.

En general, los mecanismos primarios responsables de la atenuación de una onda acústica subacuática son [16] la radiación o atenuación geométrica y la absorción.

### **Atenuación geométrica**

La radiación acústica consiste en la generación del frente de onda acústica [20], debido a la expansión de la energía transmitida por la fuente hacia el espacio exterior a la misma. Esta distribución espacial de la energía puede tratarse matemáticamente como una atenuación geométrica. Para distancias cortas, el frente de onda acústica se puede considerar como una esfera de radio  $R$ , de modo que la densidad de energía decrece con la distancia como  $R^{-2}$  o, lo que es lo mismo, que la atenuación geométrica crece según  $R^2$ .

Sin embargo, el escenario de propagación no es homogéneo, sino que para empezar está limitado por dos superficies: el fondo o lecho marino y el interfaz con el aire de la atmósfera. Consecuentemente, la onda acústica no puede propagarse de forma indefinida en la dirección vertical, y la radiación acústica para distancias largas (cuando éstas son mucho mayores que la profundidad) no tiene lugar en forma de esfera, sino que es cilíndrica. En el caso de la propagación cilíndrica, la atenuación con la distancia es proporcional a  $R$ .

### **Absorción**

Una onda acústica aparece en un fluido si se comunica un movimiento vibratorio a un conjunto de partículas [20]. Esta perturbación mecánica se difunde a través del medio material por medio del movimiento de las partículas a una cierta *velocidad acústica*, produciéndose choques, en el caso más general no elásticos, y por ende una transformación de energía mecánica en calorífica. El fenómeno descrito de absorción presenta un comportamiento marcadamente creciente con la frecuencia, de modo que a una distancia de 2 kilómetros por ejemplo, la señal a 25 kHz se atenúa 10 dB, pero a 100 kHz habrá disminuido en casi 80 dB [16]. Más adelante, en §2.4.2, se tratará este asunto más en profundidad.

### 2.2.3 Dispersión

Uno de los escenarios más complejos para la transmisión de señales acústicas subacuáticas es el que se presenta cuando la superficie del mar está en continuo movimiento. La rugosidad de la superficie del agua como reflectora desencadena una gran dispersión de los retardos de las múltiples reflexiones que se producen, de forma variable en el tiempo además, disminuyendo así de forma drástica los *tiempos de coherencia* de las componentes de la respuesta impulsiva.

Se define como *tiempo de coherencia* el desplazamiento temporal necesario para reducir la autocorrelación en un cierto valor (normalmente en 3 dB) [21], es decir, cuánto tiempo debe transcurrir para que la respuesta del canal en un instante determinado se vea sustancialmente modificada (poco correlada consigo misma).

Por tanto, se produce dispersión temporal del comportamiento del canal observado a lo largo del tiempo para un mismo punto del espacio.

Si se fija la variable temporal, se observa dispersión espacial del canal. La *distancia de correlación* puede definirse análogamente como el desplazamiento espacial necesario para reducir la autocorrelación en un cierto valor, o, lo que es lo mismo, la distancia que habría que separar dos receptores para que experimentasen efectos del canal distintos o incorrelados en un mismo instante de tiempo. Esta *distancia de correlación* también se ve directamente afectada por la existencia de dispersión multicamino, debiéndose tener en consideración en el diseño de sistemas MIMO (*Multiple Input Multiple Output*) para mejorar la capacidad del enlace.

Cuando la superficie del agua está en calma, las componentes reflejadas son estables en amplitud y retardo, dando lugar a respuestas al impulso de pocas componentes muy significativas. En tal caso, si se hubiera de diseñar un algoritmo de compensación de los efectos del canal (un igualador de canal), éste no tendría que ofrecer altas prestaciones para compensar eficientemente la interferencia intersimbólica.

En general, y en vista de los resultados experimentales de la dispersión del retardo obtenidos en diversos escenarios (0.2 ms para 30 kHz y 0.8 m/s de viento, y 2.3 ms para 40 kHz y 5 m/s [16]), ésta se puede modelar como una función creciente de la frecuencia, la distancia, y la velocidad del viento (que provoca las olas en la superficie del agua).

## 2.2.4 Efecto de guiado, propagación multicamino y zonas de sombra

En la mayoría de los escenarios de propagación, y a las frecuencias de interés en el contexto de las comunicaciones, el canal acústico subacuático puede modelarse como una guía de onda cuyos límites son el fondo y la superficie del agua, con el sonido propagándose a una velocidad dependiente de la profundidad [16]. A frecuencias ultrasónicas, no obstante, la altura de la guía de onda puede ser varios órdenes de magnitud mayor que la longitud de onda, en cuyo caso la propagación puede estudiarse con un modelo físico relativamente sencillo como es la teoría de rayos. Las reflexiones en el fondo y la superficie, junto con la refracción inherente al gradiente de velocidad de la columna de agua, dan lugar a múltiples trayectos o caminos que puede seguir la señal para viajar desde el transmisor hasta el receptor. Dado el reducido tamaño de las longitudes de onda a frecuencias de kilohercios, se suele aplicar el modelo óptico geométrico antes mencionado, de modo que los caminos de propagación se denominan también a veces *rayos*. Las diferentes distancias recorridas por cada uno de los caminos o *rayos* provocan dispersión de los retardos de propagación asociados, y por tanto una respuesta impulsiva del canal con distintas componentes. Esta dispersión de retardo acarreará interferencia intersimbólica en el receptor.

La baja velocidad de propagación impuesta por el canal motivará dispersiones del retardo del orden de las decenas de milisegundos [3], lo que para regímenes de transmisión de kilosímbolos por segundo, repercutirá en que la interferencia se extenderá hasta decenas de símbolos. En el caso de que el receptor incluya un igualador de canal, su efectividad dependerá del ritmo de variación temporal de las diferentes componentes multicamino que aparezcan en la respuesta impulsiva. Dicho ritmo de variación vendrá determinado por la velocidad de desplazamiento espacial de los transductores, así como de la fauna y el propio medio acuático, sujeto a corrientes y turbulencias tal como se ha mencionado en §2.2.1.

En canales conformados por aguas profundas, la refracción provocada por el gradiente vertical no nulo de la velocidad de propagación en la columna de agua hacen posible la aparición de *zonas de sombra*, o espacios adonde la señal llega con energía muy reducida, y por consiguiente donde sería muy complicado establecer un enlace con el receptor. Hay que señalar, no obstante, que las profundidades (miles de metros) y las distancias necesarias para que se produzca este intenso ensombrecimiento son totalmente atípicas en sistemas de comunicaciones inalámbricas subacuáticas. En aguas someras, este fenómeno se produce a una escala menor, produciendo desvanecimientos del orden de los

10 dB [22], conociéndose normalmente como variaciones a largo plazo o desvanecimientos lentos, llamados así por sus largos *tiempos de coherencia* (de varios segundos a minutos, dependiendo del tipo de entorno). En estas aguas someras, la propagación multicamino descrita más arriba ejerce un efecto más severo, convirtiéndose en la primera causa de los desvanecimientos de la amplitud de la señal recibida, que pueden llegar a ser tan profundos como 30 dB.

Tal y como se describió en §2.2.1, el perfil de velocidad da lugar a la refracción de la señal en la columna de agua. Este fenómeno puede hacer que los trayectos que recorren menor distancia no sean necesariamente los primeros en alcanzar el receptor. Esto se debe a que en ocasiones los rayos más refractados encuentran una velocidad de propagación mayor, con lo cual experimentarán menor retardo a pesar de haber recorrido mayor distancia (y por tanto haber sufrido mayor absorción) que los rayos más directos. En la fig. 2.1 se muestra esquemáticamente el fenómeno descrito. El rayo correspondiente al trayecto 1 se propaga siguiendo una línea recta entre transmisor y receptor, dado que se encuentra en la zona de velocidad de propagación constante de la columna de agua. Por otra parte, el rayo que discurre por el trayecto 2 se refracta hacia abajo por efecto del aumento de la velocidad en las capas superiores (gradiente negativo del índice de refracción, al igual que ocurre en un fibra óptica de índice gradual), describiendo un arco cuya longitud es mayor que la de la línea recta del trayecto 1, pero que sin embargo es completado por la onda en un tiempo menor (a mayor velocidad). No obstante, la mayor distancia recorrida en el trayecto 2 hará incurrir a la señal en mayores pérdidas de absorción, alcanzando al receptor con menor potencia por consiguiente. Como resultado, la función de respuesta al impulso del canal presenta componentes de baja amplitud con los menores retardos, y la energía concentrada alrededor de valores más altos de retardo<sup>2</sup>. Ello puede tener un impacto importante en el rendimiento de los sistemas de recuperación de sincronismo.

Una de las conclusiones más importantes que deben extraerse de lo expuesto en este apartado es que, al igual que sucede en propagación radioeléctrica terrestre, dependiendo de la frecuencia de la señal el mecanismo principal de propagación de la onda acústica será uno u otro y, en función de cuál sea, a su vez habrá distintos efectos y fenómenos físicos limitadores de la capacidad del correspondiente canal de comunicaciones.

---

<sup>2</sup>A este tipo de canales se les suele denominar de fase no mínima.

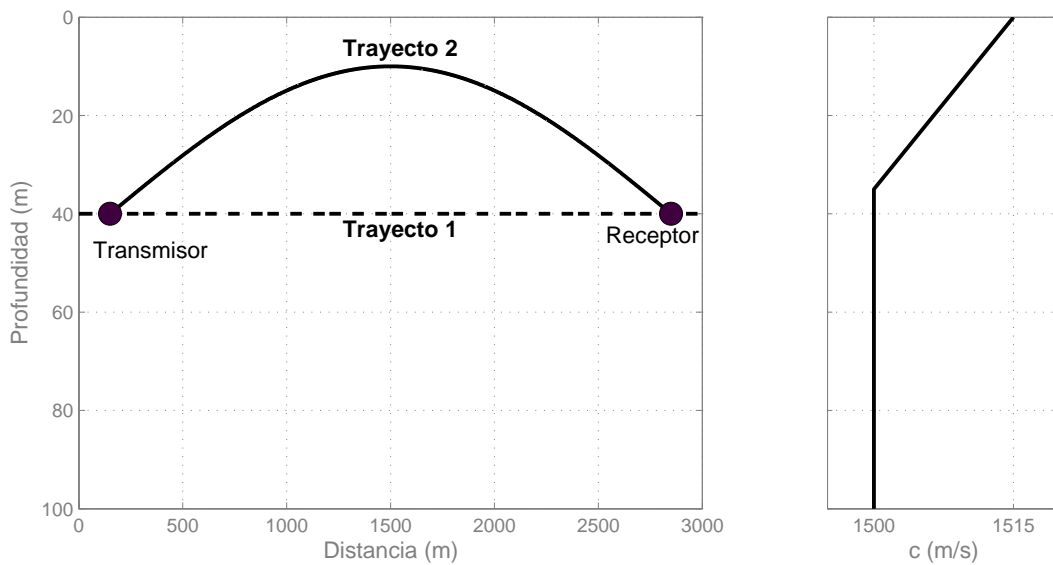


Figura 2.1: Generación de respuesta al impulso de fase no mínima.

### 2.2.5 Efecto de las burbujas

Las burbujas o pompas de agua que se generan en el rompiente de las olas en la superficie del agua pueden tener gran influencia en la propagación de señales acústicas de alta frecuencia, tanto en alta mar como en las zonas costeras. Dichas burbujas pueden estratificarse formando capas cerca de la superficie, resultando en un aumento de la atenuación producida en las señales reflejadas según el proceso descrito en §2.2.4.

La densidad de burbujas presentes en la superficie del agua es una función creciente de la velocidad del viento, habiéndose documentado que para velocidades inferiores a 6 m/s no existe influencia alguna de las burbujas, pero a velocidades en torno a los 10 m/s, la densidad de las burbujas ejerce una atenuación de 20 dB en la reflexión [16].

Cuando una ola rompe, suele inyectar una nube de burbujas hacia el interior del agua, conformando un medio de propagación con una atenuación de 26 dB por metro. Esta circunstancia puede provocar bloqueos instantáneos de señal [16].

## 2.3 Ruido de ambiente

En los mares y océanos existen importantes fuentes naturales y artificiales de ruido a las frecuencias de interés en las comunicaciones acústicas subacuáticas.

A frecuencias bajas (por debajo de 10 Hz) las principales fuentes de ruido son las de origen sísmico y las tormentas y turbulencias lejanas tanto en los océanos como en la atmósfera [19]. En la banda entre 50 y 300 Hz el ruido dominante es el procedente de las miles de embarcaciones que surcan los océanos, generando un ruido de fondo continuo. De 500 Hz a 50 kHz, el ruido se asocia directamente a la incidencia del viento sobre la superficie del agua. Hay diferentes mecanismos responsables de este ruido, como la cavitación o saturación de burbujas resultantes de los rompientes de las olas. A frecuencias por encima de los 100 kHz predomina el ruido térmico molecular.

El ruido de origen biológico producido por la fauna marina en sus funciones de comunicación y localización es relativamente intenso en ciertas regiones concretas y ciertos períodos temporales solamente.

El ruido observado bajo el hielo de los polos está normalmente provocado por movimientos de las placas que da lugar a fricciones y roturas que liberan las burbujas de aire atrapadas en su interior. También el viento hace rodar fragmentos del propio hielo y arrastra la nieve, generando ruido. Este tipo de ruido es típico de los *icebergs* derritiéndose en su camino desde las regiones polares hasta zonas más cálidas.

El margen dinámico observado en el ruido suele oscilar entre 40 y 60 dB dependiendo de las condiciones hidrometeorológicas presentes. Asimismo, la potencia de ruido aumenta con la velocidad del viento hasta un cierto valor, a partir del cual se ve absorbido por las burbujas que produce dicho viento.

En general, la densidad espectral de potencia de ruido de ambiente es decreciente con la frecuencia. Para frecuencias menores de 10 Hz el decaimiento de la densidad espectral está entre 8 y 10 dB por octava [19], y en la banda que va de 10 a 500 Hz decrece aproximadamente 5 dB por octava [16].

La densidad espectral de potencia de ruido presente en cada escenario de propagación debería ser un factor condicionante en la elección de las bandas de frecuencia del sistema de comunicaciones.

## 2.4 Estado del arte en la caracterización del canal

### 2.4.1 Generalidades

El canal acústico submarino ha venido siendo utilizado con éxito en comunicaciones verticales punto a punto en aguas profundas [23]. Sin embargo, plantea importantes problemas en enlaces horizontales en aguas someras como los mostrados en la figura 2.2, debido principalmente a los siguientes factores: atenuación con la distancia y la frecuencia, propagación multicamino, varianza en el tiempo por efecto Doppler y ruido de ambiente [24]. La propagación multicamino se debe a reflexiones tanto en la superficie como en el fondo, y a su vez provoca fuertes variaciones espaciales y temporales de la señal recibida e interferencia intersimbólica (ISI, *Inter Symbol Interference*). El impacto del efecto Doppler se maximiza para anchos de banda comparables a la frecuencia portadora, causando variaciones temporales muy significativas. La intensidad de estos efectos es dependiente de las condiciones del entorno, de las posiciones y movimiento de transmisor y receptor y de los diagramas de radiación acústica de los transductores.

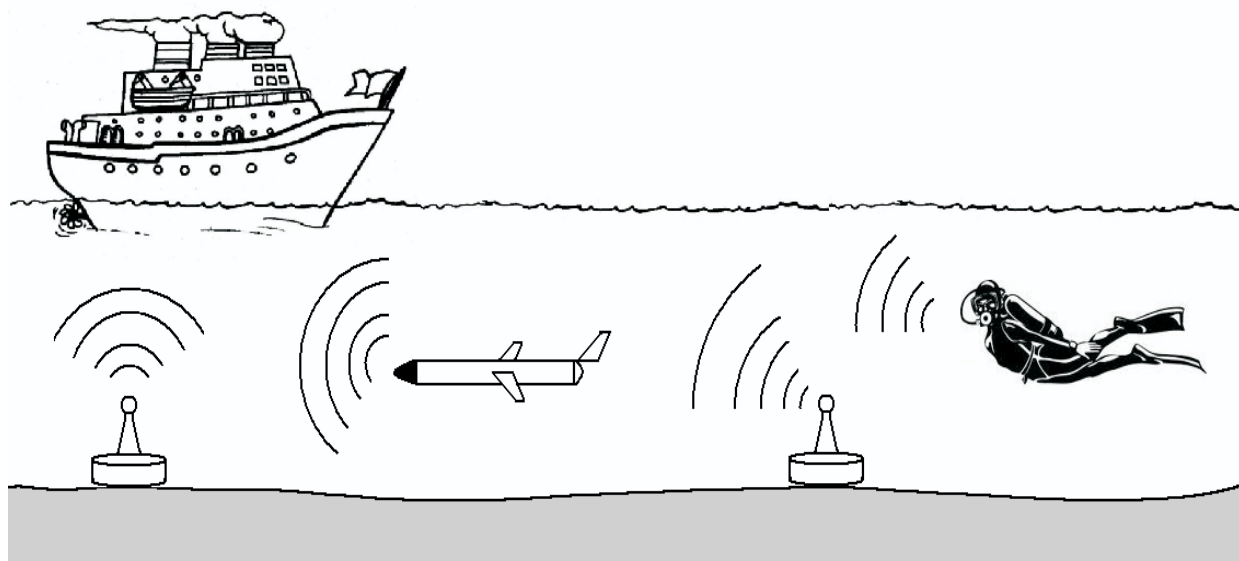


Figura 2.2: Escenario típico de enlaces horizontales de comunicaciones acústicas subacuáticas en aguas someras.

Hay diferencias sustanciales entre el canal de propagación radioeléctrico terrestre o vía satélite y el canal acústico submarino. Las atenuaciones son significativamente mayores en el medio subacuático para los mismos alcances, las pérdidas por absorción (transferencia de energía acústica al agua en forma de calor) crecen más rápidamente con la frecuencia, dando lugar a una fuerte limitación del ancho de banda, más acentuada según aumentan las distancias (ancho de banda de transmisión efectivo dependiente de la distancia). Los tiempos de latencia (intervalo entre el envío de la información y disponibilidad de dicha información en el receptor) son más largos debidos a la menor velocidad de propagación de la onda acústica (5 órdenes de magnitud por debajo de la velocidad de propagación de los campos electromagnéticos en el aire), consecuencia de lo cual la respuesta al impulso presenta mayor duración (decenas de milisegundos [3]) y la interferencia entre símbolos es más marcada (menor *ancho de banda de coherencia*) [22].

Hasta la fecha, la mayoría de los sistemas de comunicaciones acústicas subacuáticas suele operar en un rango de frecuencias comprendido entre 10 y 15 kHz [5], con anchos de banda de varios kHz, de modo que por comparación entre las frecuencias portadoras y los anchos de banda ocupados, el canal acústico subacuático es siempre de banda ancha de forma inherente y, por tanto, los desvanecimientos serán selectivos en frecuencia [3].

El efecto Doppler está siempre presente, incluso aunque transmisor y receptor permanezcan inmóviles, debido a que en el entorno abundan los objetos en movimiento y el propio medio de transmisión presenta un desplazamiento continuo por corrientes marinas [12] (con velocidades variables entre 0.1 y 1.5 m/s [1]), gradientes de temperatura y presión, olas en superficie inducidas por el viento, turbulencias provocadas por embarcaciones y vehículos submarinos, así como la acción natatoria de la fauna. La dispersión frecuencial provocada por el efecto Doppler (dependiente de la frecuencia portadora utilizada) reduce los *tiempos de coherencia* del canal, de varios segundos a frecuencias bajas ( $\leq 5$  kHz) a décimas de segundo (0.2 segundos para 17 kHz) para frecuencias mayores [22], con desplazamientos de frecuencia que además son variantes con el movimiento de transmisor, receptor y medio acuático.

## 2.4.2 Modelos teóricos

Es un hecho observable en la literatura técnica la multiplicidad de modelos de canal. Esta circunstancia es debida [22] a la falta de: comprensión de la teoría



de los fenómenos que dan lugar a las fluctuaciones de los diferentes trayectos del escenario multicamino y al consiguiente comportamiento estadístico; medidas experimentales directas de las variaciones de amplitud de los mencionados trayectos.

En [25] se establece que el ancho de banda disponible está limitado por la atenuación, que depende de la frecuencia y del alcance. Por ejemplo, para operar a decenas de km (largo alcance) sólo se dispone de unos pocos kHz. Para varios km (medio alcance), se dispone de 10 kHz. Y para decenas de metros (corto alcance), se dispondrá de más de 100 kHz. La propagación multicamino depende del escenario, básicamente de si es vertical u horizontal (en función de las posiciones de transmisor y receptor). Los escenarios horizontales son los que en mayor medida acusan la dispersión multicamino [12], y entre ellos, los de medio y largo alcance. Por ejemplo, la interferencia entre símbolos (*Inter Symbol Interference, ISI*) de un canal de medio alcance puede estar sobre los 10 ms, lo que supondría 100 símbolos, transmitiendo a 10 ksímbolos por segundo. Los principales mecanismos de la propagación multicamino subacuática son la reflexión (en fondo, superficie y objetos sumergidos) y la curvatura de trayectorias. En aguas someras, la propagación tiene lugar sobre todo en forma de línea directa y de reflexiones sucesivas en la superficie y el fondo. En aguas profundas las trayectorias se curvan debido a las diferentes velocidades de propagación en la columna de agua (decrecientes con la profundidad). Existen modelos de trazado de rayos para calcular las trayectorias principales, pudiéndose modelar estadísticamente la variabilidad temporal de cada trayectoria para incluir el efecto de la reflexión variable en la superficie de las olas. De esta manera, se puede modelar el canal de aguas someras y alcance medio (que son los canales más estudiados) como una línea de retardos con coeficientes variables, estando estos coeficientes distribuidos según la función de Rayleigh.

En [2] se resumen los parámetros básicos de los canales acústicos subacuáticos, y se hace un planteamiento global del enlace acústico submarino. Se consideran la atenuación, el ruido, la dispersión, el desvanecimiento y el retardo de propagación:

- La atenuación se produce por absorción, consistente en la conversión de la onda acústica en energía calorífica, y por dispersión espacial de la energía de las ondas, dispersión que es esférica en aguas profundas y cilíndrica en aguas someras.
- Se refiere también el ruido ambiental natural, hidrodinámico por mareas, corrientes, tormentas, viento, lluvia, y procedente de la fauna, o artificial

producido por embarcaciones, sobre todo en regiones de gran densidad de tráfico marítimo, y por máquinas.

- La dispersión por propagación multicamino provoca desvanecimientos de señal e interferencia intersimbólica.
- El alto retardo de propagación, que es cien mil veces mayor que para ondas de radio terrestre, puede reducir considerablemente la capacidad del sistema en términos de régimen binario. Además, la alta dispersión del retardo dificulta enormemente la estimación del RTT o *round trip time*, tan importante en la eficiencia de los protocolos de nivel de enlace.
- El efecto Doppler da lugar a interferencia entre portadoras (ICI, *Inter Carrier Interference*) cuya compensación en los receptores multiportadora se hace muy compleja para dispersiones de frecuencia Doppler más allá de 0.03 veces el régimen de símbolo [4].

Todos los factores mencionados tienen su origen último en las propiedades físicas y químicas del medio acuático, como son su temperatura, salinidad y densidad, y su fuerte variabilidad temporal y espacial. Variabilidad que es marcadamente más rápida en canales horizontales (o de dispersión espacial cilíndrica) en aguas someras que en canales verticales (o de dispersión espacial esférica) en aguas profundas [2].

Según [5], la respuesta impulsiva del canal podría expresarse como

$$h(\tau) = \sum_p h_p \delta(\tau - \tau_p), \quad (2.2)$$

donde se supone la respuesta compuesta por  $p$  caminos, siendo  $\tau_p$  el retardo de propagación del  $p$ -ésimo camino (dependiente de su longitud,  $l_p$ ), y  $h_p$  su ganancia, que estará afectada por la pérdida de propagación con la distancia,  $A_p$ , y por el coeficiente de reflexión sufrido,  $\Gamma_p$

$$h_p = \frac{\Gamma_p}{\sqrt{A_p(l_p, f)}}. \quad (2.3)$$

El coeficiente de reflexión  $\Gamma_p$  incorpora de forma acumulada todas las reflexiones en la superficie del agua y del fondo marino. Si se considera que para el

$p$ -ésimo camino se han producido  $n_{sp}$  reflexiones en la superficie del agua, y  $n_{bp}$  reflexiones en el fondo, se tendrá que

$$\Gamma_p = \gamma_s^{n_{sp}} \gamma_b^{n_{bp}}, \quad (2.4)$$

siendo  $\gamma_s$  el coeficiente de reflexión individual para cada reflexión en la superficie del agua, y  $\gamma_b$  el correspondiente a la reflexión en el fondo marino. Para el primero, se puede suponer ideal la interfaz entre el agua y el aire exterior [26], de modo que

$$\gamma_s = -1, \quad (2.5)$$

mientras que el coeficiente de reflexión del fondo marino,  $\gamma_b$ , no podrá suponerse ideal, y dependerá del ángulo de incidencia del camino,  $\theta_p$  (que obviamente es constante para todas las reflexiones de un mismo camino). Dicha dependencia podrá expresarse, suponiendo las condiciones de propagación de ondas planas y usando resultados conocidos [27] de la incidencia de ondas planas sobre discontinuidades planas, como

$$\gamma_b = \gamma_b(\theta) = \frac{\rho_b \operatorname{sen} \theta - \rho \sqrt{(c/c_b)^2 - \cos^2 \theta}}{\rho_b \operatorname{sen} \theta + \rho \sqrt{(c/c_b)^2 - \cos^2 \theta}}, \quad (2.6)$$

donde  $\rho$  y  $c$  son respectivamente la densidad y velocidad de propagación en el agua, y  $\rho_b$  y  $c_b$  son densidad y velocidad de propagación en el interior del fondo marino.

En [28] se caracterizan las pérdidas de propagación de un camino en función de la distancia  $l$  en km y la frecuencia de la señal  $f$

$$A(l, f) = (l/l_{ref})^k [a(f)]^l, \quad (2.7)$$

donde  $k$  es el factor de dispersión dependiente de la geometría de la propagación (entre 1 y 2, para propagación cilíndrica y esférica, respectivamente),  $l_{ref}$  es una distancia de referencia, y  $a(f)$  es el coeficiente de absorción (que puede obtenerse de la fórmula empírica de Thorp [29]), y cuyo valor logarítmico  $\alpha_{dB}$  en decibelios

por kilómetro es

$$\alpha_{dB}(f) = 0,11 \frac{f^2}{1 + f^2} + 44 \frac{f^2}{4100 + f^2} + 2,75 \cdot 10^{-4} f^2 + 0,003 \quad (\text{dB/km}) \quad (2.8)$$

donde la frecuencia está dada en kilohercios.

Introduciendo la variación temporal del canal, el modelo será un sistema lineal variante en el tiempo. En [30] se generaliza la expresión (2.2), modelando la respuesta impulsiva del canal multicamino como

$$h(t, \tau) = \sum_p h_p(t) \delta(\tau - \tau_p(t)), \quad (2.9)$$

donde  $h_p(t)$  (la amplitud del  $p$ -ésimo camino) es variante en el tiempo, y su retardo asociado  $\tau_p(t)$  se supone con una variación temporal de la forma

$$\tau_p(t) = \tau_p - a \cdot t, \quad (2.10)$$

donde  $a$  es el llamado factor de escala Doppler, en general diferente para cada camino [10] (aunque se suele aproximar como el mismo para todos ellos, tomando el de la componente dominante). Este factor de escala Doppler tiene como consecuencia un efecto de escalado del tiempo para la señal recibida, y con él se modela uno de los efectos principales del canal acústico subacuático, el desplazamiento Doppler de la frecuencia debido a movimientos relativos entre transmisor y receptor. Estos movimientos no son siempre de velocidad uniforme en este tipo de escenarios. El citado desplazamiento Doppler da lugar a interferencia en frecuencia sobre canales adyacentes. Adicionalmente, se propone en [30] un esquema de transmisión basado en OFDM para realizar la compensación de la dispersión Doppler con alta resolución en frecuencia. En este esquema se sustituye el prefijo cíclico por nullos de transmisión, como método de ahorro de potencia, tan importante en equipos subacuáticos autónomos.

No existe consenso general [3] [5] sobre la caracterización estadística de las amplitudes  $h_p$  de (2.9), sino que diferentes ajustes realizados sobre medidas experimentales arrojan distribuciones estadísticas distintas.

En [31] se aborda la caracterización estadística de las componentes multicamino concentrándose en dos aspectos: la función densidad de probabilidad

y la autocorrelación temporal. Dado que se considera el canal no estacionario, la caracterización se realiza utilizando ventanas temporales de 2 segundos de duración, intervalo durante el cual se supone la media local constante y se calcula el histograma de  $h_p$  respecto a dicha media. Se proponen tres distribuciones estadísticas como modelos de ajuste a los histogramas obtenidos: Rice, Nakagami-m y log-normal. Las dos primeras son las que muestran un mayor nivel de ajuste.

En [32] se presenta un modelo de propagación en el que las estadísticas de variación temporal de la ganancia de cada camino siguen la distribución de Rayleigh con media dependiente de los parámetros físicos del entorno, como son la distancia entre transmisor y receptor y las profundidades de ambos y del fondo marino. Asimismo, la autocorrelación temporal está relacionada en este modelo con la dispersión Doppler.

La distribución de Rayleigh se apuntaba ya como tendencia también para los valores de amplitud de los pulsos recibidos y medidos en [33].

Cada uno de los caminos de propagación en la ecuación (2.9) puede modelarse como compuesto a su vez por un cierto número de subcaminos, entre los cuales existe un subcamino con mayor ganancia que los demás, y, por tanto, dominante. Ello da lugar a que las amplitudes de los caminos se ajusten a la distribución estadística de Rice, tal y como se postula en [34].

Las variaciones de amplitud pueden dividirse en dos escalas temporales, una de ellas lenta, con distribución log-normal, y la otra rápida, con distribución Rayleigh. La frontera entre ambas escalas es nítida si se usa una ventana temporal de 0.2 segundos [22]. La función de probabilidad conjunta de ambas variaciones no es Rice, ni Nakagami-m, sino que se ajusta con bastante precisión a una distribución K para los valores experimentales obtenidos por los autores, para los cuales la interpretación física de la distribución K no está del todo clara, aunque se apuntan fenómenos de fluctuaciones de las partículas presentes en el agua y turbulencias. En §3.3 se propondrá un modelo estadístico con un nivel de ajuste similar o incluso superior que además permite formular una interpretación física más precisa.

Considerando, como se ha mencionado anteriormente, que el canal es de forma inherente de banda ancha y aplicando por tanto el modelo de sistema lineal variante en el tiempo, se puede emplear la función de dispersión o *scattering* para caracterizar su comportamiento aceptando que se trata de un canal estacionario en sentido amplio y de dispersión incorrelada (*Wide Sense Stationary*

and *Uncorrelated Scattering*, WSSUS) [4]. En [35] se propone emular el canal a partir de medidas de su respuesta al impulso bidimensional y la obtención de la función de dispersión mediante transformación al dominio de la frecuencia y posterior cálculo de su autocorrelación.

Para distancias cortas, el escenario multicamino viene determinado por las trayectorias reflejadas en las fronteras del canal, como son la superficie del agua y el fondo marino, y en objetos cercanos al transmisor o receptor [36]. El problema se hace entonces muy dependiente de la geometría del escenario de propagación, y no existen soluciones generales al mismo. Las limitaciones que el canal imponga al sistema de comunicaciones no vendrán dadas por la naturaleza multicamino del canal, sino por la fuerte variación temporal (y consiguiente inestabilidad, tanto de amplitud como de fase) de sus diferentes componentes. La distribución estadística de tales variaciones se caracteriza por la función de Rice, cuyo parámetro  $K$  se interpreta como un factor de profundidad de desvanecimiento, y se obtiene como el cociente entre la potencia de la componente no fluctuante y la de la componente fluctuante del campo acústico recibido. Mediante la realización de medidas experimentales en las diferentes regiones, se pueden inferir los diferentes modelos oceánicos, adoptándose los valores respectivos de  $K$ .

En [37] se concluye que las variaciones lentas, medidas con una ventana de integración temporal de 2 segundos, siguen una distribución log-normal, con una desviación estándar  $\sigma$  en el rango entre 1.5 y 7 dB. El tamaño de la ventana temporal se obtiene minimizando simultáneamente el error de promediado y el del predictor. La desviación estándar es invariante con la distancia pero depende del ancho de banda de la señal transmitida, correspondiendo menores desviaciones a anchos de banda mayores y viceversa [38] [39].

Utilizando la teoría de rayos, en [40] se propone un modelo estocástico de canal en el que los rayos que alcanzan al receptor siguen una distribución de Poisson, siendo el número medio de rayos determinable mediante el trazado de rayos. Adicionalmente, parámetros como el ángulo de salida y de llegada de cada trayecto y su retardo se tratan como variables aleatorias con sus correspondientes distribuciones estadísticas para cada profundidad de canal y perfil de velocidad de propagación. Dichas variables aleatorias se consideran independientes entre trayecto y trayecto, aunque las distribuciones estadísticas de cada parámetro son las mismas para todos los trayectos. A partir del modelo así construido, se concluye que la coherencia temporal depende en gran medida de la dispersión de ángulos de salida en la fuente, además del movimiento de la propia fuente que provoca efecto Doppler, o, lo que es lo mismo, una modulación parásita de

frecuencia.

### 2.4.3 Trabajos experimentales

Como resultado de un experimento llevado a cabo en aguas someras (profundidad de 10 metros) cerca de la costa de Rhode Island, USA, con portadoras de 13 kHz, se ha obtenido en [26] un modelo estadístico de cada una de las componentes multicamino extrayendo la media local variante en el tiempo con una ventana temporal de 0.1 segundo, optando por la distribución de Rice condicionada a una media local que varía en el orden de los segundos. Consecuentemente, se establece un modelo de superposición de variaciones lentas y rápidas, siendo posible compensar las primeras con algoritmos de control de potencia adaptativo gracias a la caracterización de estas fluctuaciones lentas. Este procedimiento será aplicado en §4.3. Asimismo, se miden desplazamientos Doppler de 0.2 Hz.

La respuesta impulsiva del canal acústico subacuático en aguas someras puede determinarse mediante la técnica de trazado de rayos. Las medidas realizadas en un canal de 15 metros de profundidad y presentadas en [23] lo corroboran, pudiéndose identificar en la respuesta al impulso la componente de línea de visión directa y las componentes reflejadas en la superficie del agua y en el fondo. La variación temporal de cada una de las componentes multicamino sigue una distribución estadística similar a la de Rayleigh, debido probablemente a que cada componente se puede considerar a su vez formada por micro-componentes generadas por distintos reflectores en movimiento suspendidos en el agua [32].

Después de analizar las propiedades del canal acústico subacuático mediante medidas realizadas en aguas someras de profundidad entre 10 y 40 metros, los autores de [41] concluyen que su comportamiento es estacionario a corto plazo (a intervalos de algunos minutos), y que estadísticamente las variaciones o desvanecimientos pueden descomponerse en lentos y rápidos. Los desvanecimientos lentos (*slow fading*) se manifiestan en forma de un valor de potencia media lentamente variante en el tiempo. Los desvanecimientos rápidos (*fast fading*) siguen una distribución de Rice cuyo factor  $K$  o cociente de potencia de componente directa a componente multicamino es variante y dependiente del retardo en sentido decreciente, es decir, que los trayectos más retardados de la respuesta al impulso tienden a ajustarse a la distribución de Rayleigh ( $K=0$ ). La interpretación física de esta tendencia del factor  $K$  reside en el hecho de que las componentes más retardadas contienen más difícilmente un término dominante, dado que toda su energía proviene de reflexiones que introducen importantes pérdidas de

señal (bajos módulos del coeficiente de reflexión); en cambio, las componentes que sufren menor retardo son habitualmente las que siguen el camino directo, y que por tanto contienen siempre un término dominante por no haber experimentado pérdidas por reflexión. En la sección §3.3 se argumentará la existencia de más de un camino directo motivado por el fenómeno del centelleo (*scintillating*) [36] que provoca la refracción variante de la trayectoria de la señal a través de la columna de agua (a causa de gradientes de temperatura y presión, corrientes, turbulencias, estratificación de densidades, y demás fenómenos que conllevan perturbaciones locales de la velocidad de propagación del sonido en el agua). Los *tiempos de coherencia* de cada una de las componentes multitrayecto resultan comprendidos entre 300 y 600 ms, de lo que se desprende que el espectro Doppler se extiende como máximo en torno a los 2 Hz.

En el experimento descrito en [42] se utilizan arrays de transductores para separar las medidas del camino directo y de la componente reflejada en la superficie del agua, apuntando el lóbulo de radiación en la dirección adecuada en cada caso. Tras medir las fluctuaciones de amplitud y fase correspondientes a un escenario multicamino conformado por ambas componentes (directa y reflejada), los autores concluyen que las variaciones de amplitud se adecuan a un proceso de Rice, y que las fases se ajustan a la función gaussiana, siendo este último resultado el que aporta mayor innovación al estado del arte en materia de caracterización de canal. Esta conclusión se obtuvo gracias al uso de arrays paramétricos de transductores.

La intensidad de las olas de la superficie del agua influyen en gran medida sobre los *tiempos de coherencia* de las fluctuaciones de señal recibida [22] [43]. Así, en condiciones de mar en calma, el *tiempo de coherencia* puede estar alrededor de los 30 segundos, mientras que en mar agitado el *tiempo de coherencia* desciende drásticamente hasta las décimas de segundo. Las corrientes internas generadas por cambios de temperatura en el agua son también una fuente potencial de fluctuación de señal, causando consecuentemente descensos del *tiempo de coherencia* en uno o dos órdenes de magnitud (de 10-20 a 0.2-0.5 segundos en los experimentos concretos realizados). Asimismo, se observa en general una mayor autocorrelación temporal cuando se analizan las señales resultantes de caminos de propagación individuales.

Para ilustrar la fuerte dependencia que presentan los parámetros del canal con el tipo de escenario de propagación, en [44] se observa que en aguas someras sin movimiento, tales como ensenadas o lagunas formadas en los océanos por atolones o arrecifes de coral, los desplazamientos Doppler en frecuencia son del orden de 0.5 Hz. Y en estos canales horizontales o de aguas someras sobre fondo



coralino, la reflexión en el mismo, y por lo tanto la reflexión sucesiva en el fondo y en la superficie del agua, es casi inexistente debido a la naturaleza absorbente del coral, resultando en dispersiones de retardo de tan sólo 1.5 milisegundos.

Utilizando un microprocesador para evaluar sistemas de transmisión de telemetría acústica subacuática en aguas someras para alcances de hasta 1 km, [45] ya en el año 1984 observaba que la propagación consiste en grupos de componentes que siguen distintos caminos reflejados y dispersados, algunos de los cuales alcanzan el receptor con mayor potencia que los demás (e.g. el camino de línea de visión directa), configurando la adición de todas las componentes multicamino un proceso cuya estadística puede modelarse con la distribución de Rice.

El uso de esquemas de transmisión basados en OFDM (*Orthogonal Frequency Division Multiplexing*) en escenarios de propagación con marcado carácter multicamino resulta más eficiente que la multiplexación por división en código (CDMA, *Code Division Multiple Access*) [12], puesto que OFDM aporta la ventaja de que cada subportadora se ve afectada únicamente por desvanecimientos planos en frecuencia, exentos de interferencia intersimbólica, que degradan la recepción de señales de banda ancha. De esta manera, se evita la necesidad de igualadores de gran complejidad [44], dado que la duración del símbolo es mucho mayor que la dispersión del retardo [11]. Como inconveniente de OFDM, se tiene que las olas en superficie, los desplazamientos del agua y los movimientos de transmisor o receptor, que son los principales causantes del efecto Doppler (puesto que los ángulos de salida y llegada de los diferentes caminos son muy similares en canales horizontales), pueden provocar desplazamientos de las frecuencias portadoras (que serán no uniformes para las distintas subportadoras [3]) suficientes como para impactar el rendimiento del sistema. Ello se debe a que los *tiempos de coherencia* se hacen comparables a la duración del símbolo, causando pérdida de ortogonalidad entre portadoras y consiguiente interferencia entre portadoras (ICI, *Inter Carrier Interference*), que para ser compensada requiere de igualadores en frecuencia de varias etapas [12].

#### 2.4.4 Caracterización del ruido

La suposición de que el ruido ambiente es blanco y gaussiano no se verifica en canales acústicos de poca profundidad y aguas cálidas [23]. Por el contrario, la distribución estadística del ruido ambiental en dichos canales es log-normal, debido a la naturaleza impulsiva de las ondas de presión acústica generadas por

especies tales como los camarones en aguas cálidas y someras, o la fractura de bloques de hielo en las regiones polares [3]. La densidad espectral de potencia no es plana, sino decreciente con la frecuencia, aproximadamente en 20 dB/década.

Consecuentemente, el ruido ambiental en el canal acústico submarino no es blanco, sino coloreado [5] [12], procedente sobre todo de los motores de las embarcaciones, las olas en superficie y la fauna marina.

A propósito del ruido ambiental, en [46] se introduce dicho ruido como uno de los factores a incluir en las pérdidas de propagación que proporciona un modelo basado en la ecuación parabólica de Monterrey-Miami que es una aproximación a la ecuación de onda. En concreto, se utiliza la distribución normal con varianza logarítmicamente proporcional a la distancia entre transmisor y receptor, aunque puede reducirse la aleatoriedad teniendo en consideración parámetros como la actividad de las embarcaciones en el entorno, la potencia del ruido térmico en el receptor, la altura de las olas en la superficie o la intensidad de las turbulencias en el agua. Adicionalmente, se especifica una expresión de cálculo de la velocidad de propagación en función de la temperatura, salinidad y profundidad de los transductores. Estos parámetros son dependientes a su vez de la latitud geográfica y de la estación del año.

## Modelo Ricean Shadowed de canal acústico subacuático

---

### 3.1 Introducción

Los modelos de propagación son esenciales para anticipar en el laboratorio el comportamiento de los sistemas de comunicaciones inalámbricos en general [21] [47], y de los que operan sobre el canal acústico subacuático en particular [41] [48], dadas sus condiciones en extremo adversas, que hacen que sea generalmente reconocido como uno de los medios de transmisión más hostiles en uso hoy en día [3] [5] [16]. Podría decirse que reúne los peores inconvenientes de los canales de radiopropagación: la mala calidad de los radioenlaces terrestres y las grandes atenuaciones y retardos de los enlaces vía satélite. El medio submarino es marcadamente heterogéneo, de fronteras abruptas y en constante movimiento, de modo que las señales transmitidas sufren efectos de desvanecimiento, dispersión temporal y Doppler muy pronunciados. El modelado del canal puede realizarse por métodos deterministas basados en los principios físicos de la propagación de ondas acústicas (e.g. trazado de rayos, basado en la Óptica Geométrica), o a partir de medidas experimentales de las que se extraen parámetros estadísticos para construir un modelo estocástico.

La historia de las comunicaciones acústicas subacuáticas ha venido demos-

trando en los últimos tiempos que los mayores avances de los sistemas han ocurrido cuando se han tenido en cuenta las características del canal a través de un modelado adecuado [5].

A pesar de la imperiosa necesidad de encontrar y consensuar un modelo de canal único para el diseño de sistemas de comunicaciones acústicas subacuáticas, hasta el momento no hay un acuerdo unánime al respecto [3], sino múltiples alternativas como las presentadas en §2.4. Lo que sí es ampliamente aceptado es que las variaciones del canal pueden descomponerse o separarse en desvanecimientos lentos y rápidos [3] [22] [26], distinguibles por sus tiempos de coherencia o ritmos de variación, estando la frontera en las centenas de milisegundos, de modo que las variaciones lentas o a largo plazo varían en la escala de los segundos, mientras que los desvanecimientos rápidos o a corto plazo pueden producirse en la escala de los milisegundos.

En este capítulo se proponen modelos estocásticos que caracterizan con gran similitud el comportamiento del canal correspondiente a las medidas encontradas en la literatura, tanto para desvanecimientos lentos como para desvanecimientos rápidos, con especial incidencia en éstos últimos, que son los que actualmente carecen de un modelo unánimemente aceptado.

## 3.2 Caracterización gamma de las variaciones lentas

Tal como se ha mencionado anteriormente, cuando se promedian las variaciones temporales del canal con una ventana que puede estar según los entornos entre 0.1 [26] ó 0.2 segundos [22] y 2 segundos [31], se observan las denominadas variaciones a largo plazo o desvanecimientos lentos. Entre los causantes físicos de este fenómeno se apuntan las turbulencias y en general estructuras de gran tamaño cambiantes en la columna de agua [22].

Estadísticamente estas variaciones del promedio local de la respuesta del canal suelen ajustarse bien a la distribución log-normal [22] [37], siendo la que mejor resultados da con mucha diferencia sobre otras funciones.

Sin embargo, la expresión de la función densidad de probabilidad log-normal

$$p_X(x) = \frac{1}{x \sigma \sqrt{2\pi}} \exp \left[ -\frac{(\ln x - \mu)^2}{2\sigma^2} \right], \quad (3.1)$$

con  $\mu$  el valor medio y  $\sigma$  la desviación típica, hace que no sea fácil encontrar expresiones matemáticas cerradas de las funciones densidad de probabilidad y de distribución compuestas para caracterizar canales con desvanecimientos [49]. En definitiva, la función log-normal es poco conveniente desde el punto de vista de su tratamiento matemático.

En cambio, la función de distribución gamma es mucho más tratable que la log-normal a la hora de realizar cálculos analíticos de funciones densidad de probabilidad y de distribución conjuntas de canales con desvanecimientos lentos y rápidos combinados, expresiones cerradas de las tasas medias de error de bit en esquemas con diversidad o probabilidades de cobertura y de bloqueo en sistemas con interferencia [49].

La densidad de probabilidad de la distribución gamma es

$$p_X(x) = \frac{1}{b^a \Gamma(a)} x^{a-1} \exp\left(-\frac{x}{b}\right), \quad (3.2)$$

donde los parámetros  $a$  y  $b$  están relacionados con la media  $E[x]$  y varianza  $V[x]$  de la función

$$a = \frac{E[x]^2}{V[x]}, \quad (3.3)$$

$$b = \frac{V[x]}{E[x]}, \quad (3.4)$$

De nada serviría lo anterior si las distribuciones log-normal y gamma no fueran prácticamente intercambiables. Pero de hecho lo son, puesto que igualando los momentos de primer y segundo orden de ambas se pueden obtener las ecuaciones que relacionan los parámetros de las dos funciones,  $\mu$ ,  $\sigma$ ,  $a$  y  $b$

$$a = [\exp(\sigma^2) - 1]^{-1}, \quad (3.5)$$

$$b = \exp\left(\mu + \frac{\sigma^2}{2}\right) [\exp(\sigma^2) - 1]. \quad (3.6)$$

Utilizando las equivalencias de parámetros dadas en las ecuaciones (3.5) y (3.6), las funciones log-normal y gamma se pueden aproximar con un buen nivel

de ajuste.

Como se discutirá en el capítulo 4, los sistemas de control de potencia adaptativos con información de canal dependen de la precisión de la estimación de las condiciones del canal, que llegan al transmisor a través de un canal de realimentación desde el receptor. Dicho canal estará naturalmente afectado por el retardo de propagación de la onda acústica subacuática, que para alcances mayores del centenar de metros superará fácilmente el *tiempo de coherencia* de las variaciones rápidas.

Por tanto, los sistemas de control de potencia sólo podrán aspirar a compensar aquellas variaciones que se produzcan en una escala temporal de las décimas de segundo, esto es, las variaciones lentas. En consecuencia, el modelo estadístico a utilizar en el diseño de los mecanismos de adaptación de potencia en este tipo de canales será el descrito en esta sección, pudiéndose optar por la función de distribución log-normal o, más convenientemente, la función gamma, dadas sus ventajosas condiciones de tratamiento matemático y su buen grado de ajuste a la función log-normal. Este es el motivo de que en el capítulo 4 se emplee el modelo estadístico de la distribución gamma. De hecho, y tal como se verá, la aparición de desvanecimientos rápidos superpuestos degrada la eficiencia del sistema.

En la siguiente sección (§3.3) se propondrá un modelo que incluye las variaciones rápidas del canal con importantes mejoras respecto a otros modelos. No obstante, su utilización en el control adaptativo de potencia requeriría de un sistema de realimentación de la información de estimación de canal suficientemente rápido como para actualizar dicha información a intervalos menores que los correspondientes a los desvanecimientos rápidos, es decir, menores que décimas de segundo, estando esto fuera de los objetivos de esta Tesis.

### 3.3 Caracterización Ricean Shadowed de las variaciones rápidas

En esta sección se mostrará que la distribución Ricean Shadowed (RS) es capaz de caracterizar el canal acústico subacuático, tanto por su ajuste estadístico como por su interpretación física de los fenómenos de propagación que tienen lugar en él. Ciertamente, la distribución RS ya se ha utilizado para modelar otros canales, en concreto los radioenlaces vía satélite [50], pero no se ha propuesto

hasta la fecha para canales de comunicaciones acústicas subacuáticas [15].

### 3.3.1 Caracterización estadística

Desde el punto de vista de modelado estadístico, la distribución de Rice resulta de la adición de dos términos: una componente aleatoria distribuida según la función de Rayleigh, y una componente determinista, habitualmente dominante sobre la aleatoria. El parámetro  $K$  de la función de Rice cuantifica la relación entre las potencias de ambas componentes. La distribución RS se puede obtener como una distribución de Rice modificada, en la cual la componente determinista pasa a ser aleatoria también y sigue una distribución de Nakagami- $m$ , cuya potencia obedece por tanto a una distribución gamma [50]. Se trata pues de una generalización de la distribución de Rice, puesto que la función de probabilidad RS contiene tanto a la distribución de Rice (para  $m = \infty$ , componente directa constante) como a la de Rayleigh ( $m = 0$ , caso en que no existe componente directa), que son casos particulares de RS.

La función densidad de probabilidad RS se puede expresar como [51]

$$p_X(x) = \left( \frac{2b_0 m}{2b_0 m + \Omega} \right)^m \frac{x}{b_0} \exp\left(-\frac{x^2}{2b_0}\right) {}_1F_1\left(m, 1; \frac{\Omega x^2}{2b_0(2b_0 m + \Omega)}\right), \quad (3.7)$$

donde  $\Omega$  es la potencia media de la componente directa, distribuida según la función gamma de la expresión (3.2), donde los parámetros  $a$  y  $b$  se relacionan con  $\Omega$  según la expresión:

$$\Omega = a \cdot b, \quad (3.8)$$

$2b_0$  es la potencia media de la componente multicamino,  $m$  es el factor de forma de la función de Nakagami- $m$ , cuyo inverso está relacionado con la profundidad de desvanecimiento de la componente directa ( $m = a$  en (3.2)), y  ${}_1F_1$  es la función hipergeométrica confluyente de Kummer [52].

Según lo anterior, la componente directa<sup>1</sup> no es constante sino aleatoria, con potencia media  $\Omega$ , con lo que el factor  $K$  de Rice puede definirse como  $K = \Omega/2b_0$ .

<sup>1</sup>En esta Memoria se llamará componente directa a la que en la literatura técnica se conoce como *Line Of Sight, LOS*, y componente multicamino a la *scattered component*.

### 3.3.2 Ajustes numéricos

Como medida de pertinencia del modelo propuesto, se va a mostrar la adecuación de la función de probabilidad RS a los datos experimentales publicados a los que se ha tenido acceso y se comparará esta adecuación con la de otra función de probabilidad propuesta en la literatura como es la función de distribución K.

El experimento descrito en [9] [22] fue realizado por ingenieros del Naval Research Laboratory (NRL, Washington) en una región de una profundidad aproximada de 70 metros, con las fuentes y receptores sumergidos a 35 metros, separados entre sí una distancia de 3.4 km. El receptor constaba de un array de 8 hidrófonos con separación no uniforme, que proporciona un apertura vertical de 2 metros aproximadamente. Con un margen dinámico de 96 dB, se recogieron durante un intervalo de una hora datos de las fluctuaciones de la envolvente recibida de la transmisión de una señal acústica centrada en 17 kHz con un ancho de banda de 5 kHz, tras lo cual se generó un histograma. La señal transmitida consistió en múltiples portadoras separadas  $\Delta f$  Hz para varios valores de resolución en frecuencia ( $\Delta f = 5, 80, 320$  Hz).

Tal como se mencionó anteriormente, en [9] [22] se ajustan las amplitudes medidas en el experimento a la función de distribución K. La función densidad de probabilidad de la distribución K viene dada por [22]

$$p_X(x) = \frac{4}{\sqrt{\alpha} \Gamma(\nu)} \left( \frac{x}{\sqrt{\alpha}} \right)^\nu K_{\nu-1} \left( \frac{2x}{\sqrt{\alpha}} \right), \quad (3.9)$$

donde  $\nu$  es un factor de forma,  $\alpha$  es un parámetro de escala,  $K_{\nu-1}$  es la función modificada de Bessel de segunda clase y orden  $(\nu-1)$ , y  $\Gamma(\nu)$  es la función gamma [52].

Para comparar la bondad del ajuste de las distribuciones RS y K, se han utilizado los parámetros de  $\nu$  y  $\alpha$  proporcionados en [9] [22].

Los parámetros  $m$  y  $K = \Omega/2b_0$  que se necesitan para realizar el ajuste de la función de probabilidad RS se obtienen mediante la optimización del error cuadrático medio entre la función densidad de probabilidad RS teórica y la resultante de los datos publicados en [9]. Dicha optimización se implementa con una librería comercial que usa un método de programación cuadrático secuencial en el que se calcula la hessiana de la lagrangiana en cada iteración [53].



Con el objeto de comparar gráficamente la bondad del ajuste tanto de la función RS como de la función K a los datos experimentales, se muestran las funciones densidad de probabilidad en las figuras 3.1, 3.2 y 3.3. Los valores optimizados (usando la mencionada herramienta) correspondientes de los parámetros  $K$  y  $m$  para la función RS, así como de los parámetros  $\nu$  y  $\alpha$  para la función K se proporcionan en las leyendas de las figuras. Se puede observar en las figuras un buen nivel de ajuste en general de ambas funciones a los valores medidos. Particularmente, el ajuste de la función K es ligeramente mejor en el caso de  $\Delta f=320$  Hz, mientras que la función RS resulta más aproximada a las medidas para  $\Delta f=80$  Hz y ambas manifiestan un nivel de ajuste similar para  $\Delta f=5$  Hz.

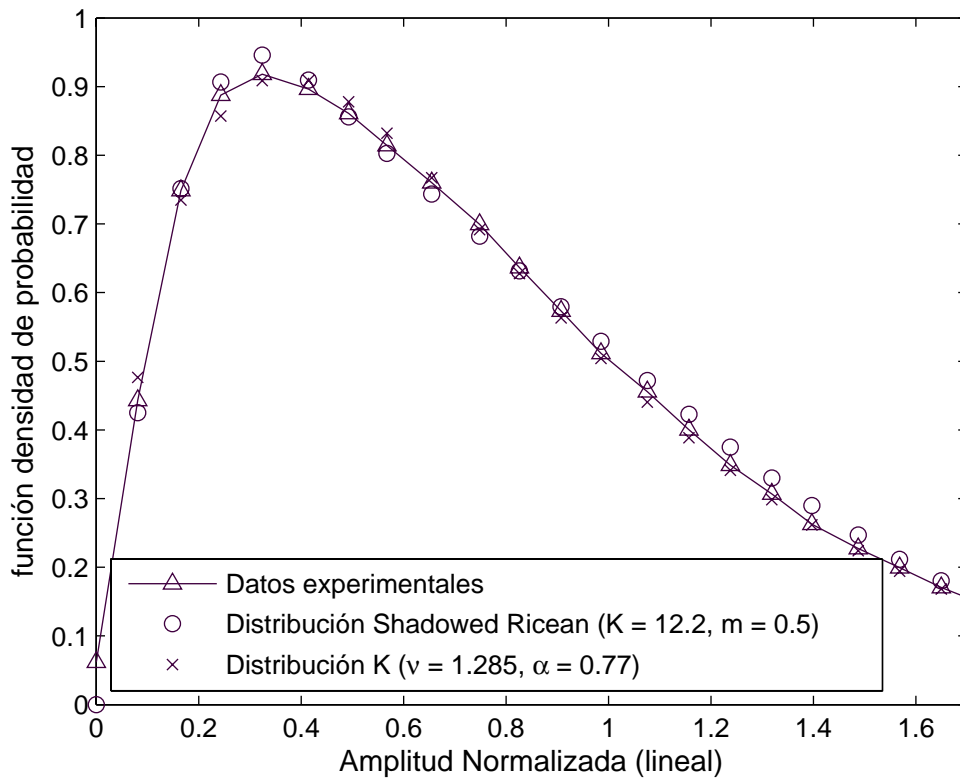


Figura 3.1: Ajuste de las funciones densidad de probabilidad RS y K a los datos experimentales para  $\Delta f = 320$  Hz

En la tabla 3.1 se proporcionan los errores cuadráticos de las distribuciones K y RS para los tres casos de resolución en frecuencia, confirmándose lo observado en las figuras 3.1 a 3.3, esto es, que la precisión alcanzada por la función RS es similar a la obtenida con la distribución K en todos los casos, con errores en el mismo orden de magnitud para  $\Delta f=320$  Hz y  $\Delta f=5$  Hz, y mejor para la resolución  $\Delta f=80$  Hz, con un error menor en casi un orden de magnitud.

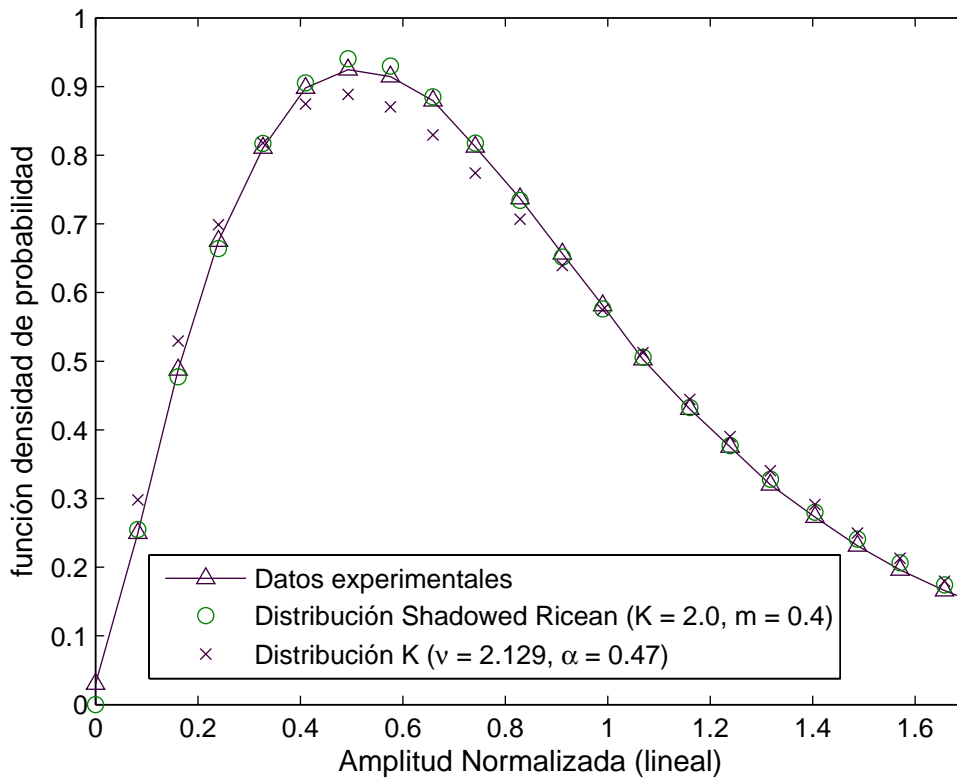


Figura 3.2: Ajuste de las funciones densidad de probabilidad RS y K a los datos experimentales para  $\Delta f = 80 \text{ Hz}$

Tabla 3.1: Errores cuadráticos medios de las distribuciones RS y K.

<b>Resolución en frecuencia, <math>\Delta f</math>(Hz)</b>	<b>Error cuadrático medio de la distribución K</b>	<b>Error cuadrático medio de la distribución RS</b>
320	$1,1273 \cdot 10^{-4}$	$3,3848 \cdot 10^{-4}$
80	$4,5406 \cdot 10^{-4}$	$6,7276 \cdot 10^{-5}$
5	$3,4044 \cdot 10^{-5}$	$4,3709 \cdot 10^{-5}$

### 3.3.3 Caracterización física

Desde la perspectiva de la física de la propagación, las funciones de Rice y Rayleigh responden, como es bien sabido, a la interpretación de un escenario

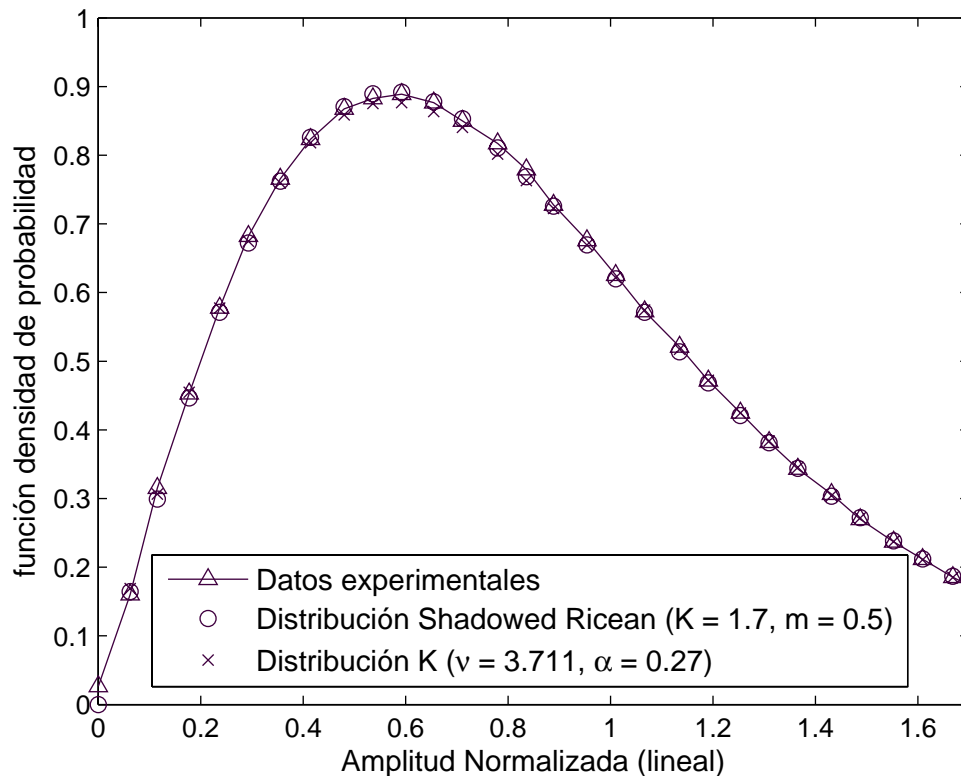


Figura 3.3: Ajuste de las funciones densidad de probabilidad RS y K a los datos experimentales para  $\Delta f = 5 \text{ Hz}$

multicamino con o sin una componente dominante debida a una línea de visión directa entre transmisor y receptor respectivamente [21]. Por ello se han propuesto estas distribuciones para modelar el canal acústico subacuático en diversas ocasiones [3] [32] [34].

Sin embargo, la distribución RS proporciona una explicación física más comprensible acerca de la propagación de las señales acústicas a través de aguas someras, puesto que la componente dominante, que existe gracias a una línea de visión directa entre emisor y receptor, pasa de ser determinista a ser una variable aleatoria, modelando así fluctuaciones fortuitas del camino directo.

Hay que resaltar el hecho de que, a diferencia de lo que ocurre en canales radio terrestres, el camino directo que posibilita la componente de línea de visión directa, aún pudiendo estar sujeto a oscilaciones motivadas por elementos que se mencionan más adelante, está habitualmente libre de obstáculos, debido a la naturaleza del medio subacuático y a las cortas distancias que suelen separar a transmisores de receptores en este tipo de enlaces inalámbricos, cuyas grandes

atenuaciones limitan en gran medida los alcances.

Las longitudes de onda acústica para frecuencias en torno a algunos kilohercios vienen a ser fracciones de metro, de manera que se pueden analizar en términos de microondas acústicas, permitiendo el uso de la Óptica Geométrica para el modelado de su propagación. Tal como se ilustra en la figura 3.4, las componentes multicamino se deben en su mayor parte a reflexiones simples o múltiples en la superficie del agua o el fondo marino, así como en protuberancias de éste presentes en la proximidades del receptor, mientras que la componente dominante es consecuencia de la línea de visión directa, y su amplitud varía aleatoriamente debido a fluctuaciones de la columna de agua que la soporta, motivadas a su vez por corrientes, gradientes de presión y de temperatura, variaciones de salinidad o densidad, conformando lo que se suele denominar en contextos de otros canales como centelleo.

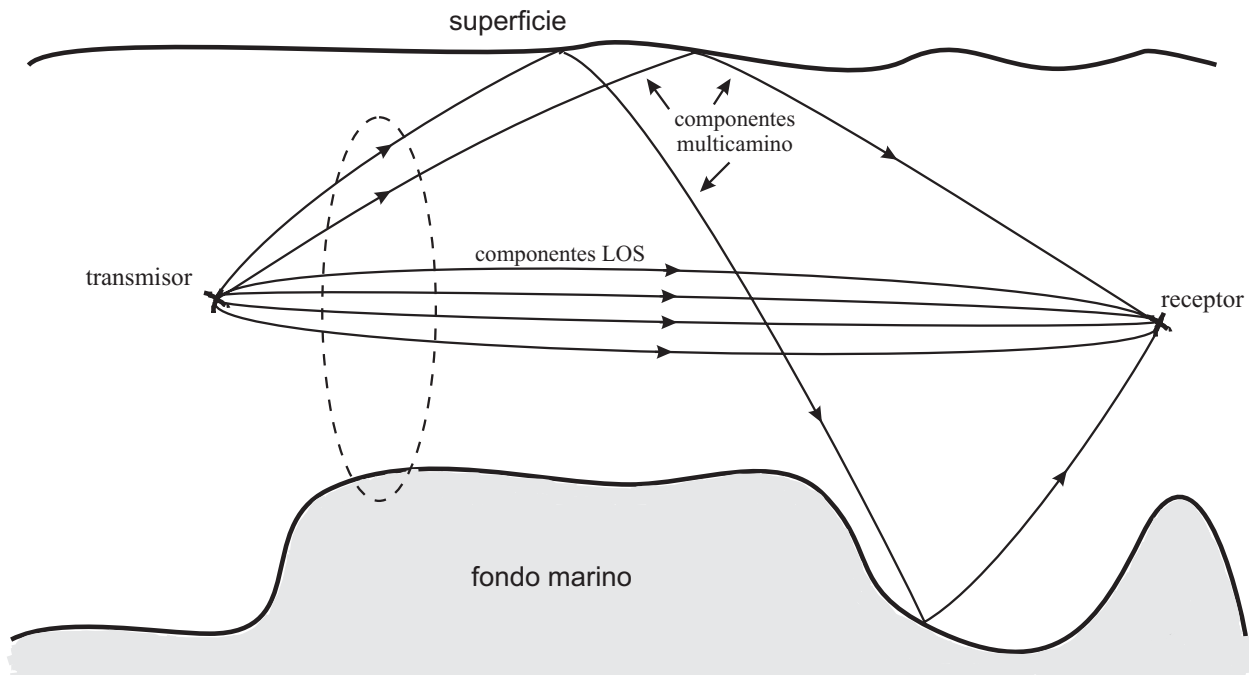


Figura 3.4: Escenario de propagación con componentes multicamino y línea de visión directa parcialmente obstaculizada [15].

Efectivamente, el centelleo está también presente en otros problemas de propagación, siempre que se produce un cierto movimiento (aunque éste sea muy lento, más lento incluso que el del agua de mar) en las partículas que propagan una perturbación oscilatoria en un medio, causando variaciones aleatorias instantáneas del índice de refracción [54] con las consiguientes fluctuaciones de amplitud (dando lugar a los diferentes caminos de línea de visión directa representados en la figura 3.4).

### 3.3.4 Probabilidad de bloqueo

Además de proporcionar un buen ajuste estadístico y una interpretación física adecuada del fenómeno de la propagación, la distribución RS permite el análisis matemático del rendimiento de una gran variedad de esquemas de comunicaciones inalámbricas [13] [51] [55], al contrario que la distribución K, cuya complejidad la convierte en poco conveniente en la evaluación analítica del rendimiento del sistema, tal como se hace notar en [51]. Efectivamente, partiendo de la función densidad de probabilidad de (3.7) reformulada para la variable aleatoria  $Y = x^2$ , que representa la potencia de la señal, dicha función queda

$$p_Y(y) = \frac{1}{2b_0} \left( \frac{2b_0 m}{2b_0 m + \Omega} \right)^m \exp\left(-\frac{y}{2b_0}\right) {}_1F_1\left(m, 1; \frac{\Omega y}{2b_0(2b_0 m + \Omega)}\right), \quad (3.10)$$

y teniendo en cuenta la relación entre la función generadora de momentos y la transformada de Laplace, se puede encontrar una expresión compacta para la función de distribución en caso de que el factor de forma  $m$  sea un entero positivo [55]. Esa expresión es

$$\begin{aligned} F_Y(y) = \Pr(x^2 \leq y) &= 1 - \left( \frac{2b_0 m}{2b_0 m + \Omega} \right)^{m-1} \exp\left(-\frac{m}{2b_0 m + \Omega} y\right) \\ &\times \sum_{k=0}^{m-1} \left( \frac{\Omega}{2b_0 m} \right)^k L_{m-k-1}^k\left(-\frac{\Omega y}{2b_0(2b_0 m + \Omega)}\right), \end{aligned} \quad (3.11)$$

donde  $L_n^\nu$  son los polinomios de Laguerre [56].

Haciendo uso de nuevo de la relación entre la función generadora de momentos y la transformada de Laplace de la función de distribución

$$\mathcal{L}[F_Y(y); s] = \mathcal{M}[F_Y(y); -s]/s, \quad (3.12)$$

se puede alcanzar por comparación una expresión de la función de distribución para el caso general en que el factor  $m$  es un número arbitrario real y positivo

$$F_Y(y) = \frac{y}{2b_0} \left( \frac{2b_0 m}{2b_0 m + \Omega} \right)^m \Phi_2 \left( 1 - m, m; 2; -\frac{y}{2b_0}, -\frac{m}{2b_0 m + \Omega} y \right), \quad (3.13)$$

donde  $\Phi_2$  es la función hipergeométrica confluyente bivalente [57].

Así, queda patente el hecho de que la distribución RS permite realizar los cálculos de forma analítica y, por tanto, más sencilla, de los parámetros de rendimiento de un sistema. Por ejemplo, se puede obtener la probabilidad de bloqueo, también definida más adelante (en §4.2.3, ecuación (4.15)) como

$$P_b = \Pr(\gamma < \gamma_0) = \Pr\left(\frac{y}{\Omega + 2b_0} \bar{\gamma} \leq \gamma_0\right) = F_Y\left(\frac{\Omega + 2b_0}{\bar{\gamma}} \gamma_0\right), \quad (3.14)$$

donde  $\gamma$  es la relación señal a ruido instantánea, y  $\bar{\gamma}$  es el valor medio de ésta, parámetros que serán tratados con detalle en el capítulo 4.

# Eficiencia y control de potencia para canales acústicos subacuáticos

---

## 4.1 Presentación

Las técnicas de modulación y codificación adaptativas en general, y el control de potencia en particular, permiten implementar sistemas de comunicaciones robustos frente a las perturbaciones del canal a la vez que espectralmente eficientes cuando el canal presenta características variantes en el tiempo. La premisa de la que se parte en estas estrategias adaptativas es que el receptor es capaz de estimar la respuesta del canal y de enviar el resultado de esta estimación al transmisor a través de un canal de retorno o realimentación, de modo que el transmisor puede modificar su esquema de modulación o de codificación para adecuarlo al estado actual del canal.

Los sistemas que no se adaptan a las variaciones del canal tienen que añadir un margen de potencia fijo o corrección por desvanecimiento multicamino [58] para mantener un rendimiento aceptable incluso cuando las condiciones del canal son muy adversas (desvanecimientos profundos). De hecho, estos sistemas están diseñados para el caso peor en lo que se refiere a estado del canal. Teniendo en cuenta que las peores condiciones del canal conllevan desvanecimientos muy profundos (de hasta 30 ó 40 dB dependiendo de la distribución estadística

que lo caracterice) y que dichas condiciones se producen con valores muy bajos de probabilidad (eventos de baja tasa de ocurrencia), los sistemas no adaptativos resultan ser muy ineficientes en cuanto a su utilización del canal.

Las técnicas adaptativas permiten incrementar la tasa media de transmisión, reducir la potencia de transmisión requerida, o reducir la probabilidad de error aprovechando los intervalos de tiempo en los que las condiciones del canal son favorables para disminuir en ellos la potencia transmitida, y del mismo modo incrementar la potencia de transmisión cuando el canal degrada la calidad de la señal recibida. En los sistemas de comunicaciones acústicas subacuáticas es especialmente interesante la reducción de potencia antes referida, puesto que incide directamente en el consumo de energía de los transmisores, parámetro crítico en el equipamiento de acumuladores eléctricos (baterías) de los transceptores.

Existen distintas limitaciones prácticas que determinan si las técnicas de adaptación de potencia pueden ser beneficiosas o no. Primeramente, se requiere de la existencia de un canal de retorno o de realimentación por el que el receptor informa al transmisor del estado del canal tras la estimación del mismo. Dicho canal de realimentación puede no ser realizable en algunos sistemas. Además, las variaciones del canal pueden ser más rápidas que los procesos de estimación de canal y transmisión del resultado a través del canal de retorno, caso en el que el rendimiento de la técnica adaptativa será muy pobre. En el caso particular del canal de comunicaciones acústicas subacuáticas, habrá que determinar la escala de tiempo en la que se producen sus variaciones, principalmente impuestas por las frecuencias Doppler. A menudo aparecen diferentes variaciones del canal con distintas escalas de tiempo asociadas, de modo que es posible que la técnica adaptativa sólo pueda compensar las variaciones más lentas.

Adicionalmente, las limitaciones hardware de la implementación de la técnica adaptativa determinan a qué ritmo podrá variar el transmisor su potencia de transmisión, lo que marcará el límite de la ganancia posible de la técnica de adaptación.

Por último, más adelante se verá que la eficiencia espectral del método de adaptación bajo restricciones de potencia media puede maximizarse si la transmisión se interrumpe (potencia de transmisión nula) cuando las condiciones del canal se degradan por debajo de un cierto umbral. Esto compromete seriamente la calidad de servicios de comunicaciones como voz o vídeo en tiempo real, que requieren una tasa de transmisión fija y un retardo máximo limitado. En estos casos, se debe optimizar la ley de adaptación de potencia para minimizar la pro-



babilidad de bloqueo, esto es, el porcentaje de tiempo durante el cual el sistema no transmite información alguna por causa de las malas condiciones del canal.

## 4.2 Control de potencia y capacidad en sistemas con información de estado del canal

Cuando tanto el transmisor como el receptor conocen el estado del canal, el transmisor puede adaptar su estrategia de transmisión, tal como se muestra en la fig. 4.1. Las funciones que aparecen en la figura 4.1 son:

- $g[i]$  es la ganancia de potencia del canal en el  $i$ -ésimo instante,
- la ganancia  $g[i]$  es una variable aleatoria que se podrá caracterizar mediante una función densidad de probabilidad,  $p(g)$ ,
- $n[i]$  es el ruido aditivo gaussiano blanco (*Additive White Gaussian Noise*, *AWGN*) con densidad espectral de potencia  $N_0/2$ ,
- el transmisor configura su potencia al valor  $P[i]$ , considerando una potencia media de transmisión  $\bar{P}$ .

Así pues, la relación señal a ruido instantánea será  $\gamma[i] = g[i]\bar{P}/(N_0B)$ , con  $0 < \gamma[i] < \infty$ . Se supone la transmisión de símbolos de duración  $T_s$  y que el ancho de banda de transmisión es por consiguiente  $B = 1/T_s$ . En virtud del esquema de modulación, se transmiten  $M$  posibles estados de modulación durante el intervalo de símbolo, de manera que el régimen binario (o tasa de transmisión) en el instante  $i$ -ésimo es  $R[i] = (\log_2 M)/T_s = B \log_2 M$  bits por segundo. En la figura 4.1 también puede apreciarse la existencia de un canal de retorno o realimentación entre el receptor y el transmisor. Dicho canal experimentará un cierto retardo, y permitirá al transmisor conocer el resultado de la estimación de canal que efectúa el receptor. El transmisor no experimentará bloqueo en este caso, puesto que su conocimiento del canal le impedirá enviar bits que el receptor no pueda decodificar.

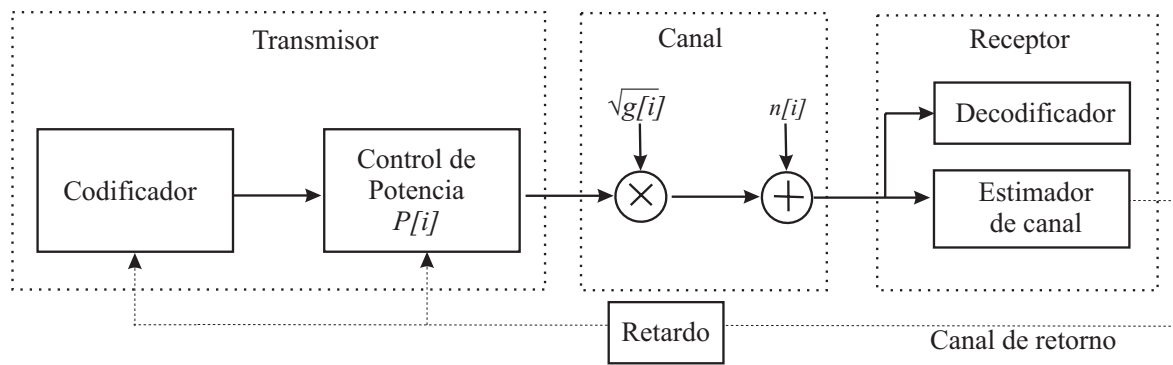


Figura 4.1: Modelo de sistema con información de canal en transmisor y receptor.

### 4.2.1 Capacidad del canal

Suponiendo que el estado del canal puede representarse por  $s[i]$ , que es un proceso ergódico y estacionario, que toma valores de entre un conjunto finito,  $S$ , de canales discretos sin memoria, que  $C_s$  es la capacidad del canal  $s \in S$ , y que  $p(s)$  es la probabilidad o porcentaje de tiempo en que el canal está en el estado  $s$ , entonces se puede expresar la capacidad de este canal variante en el tiempo como [59]

$$C = \sum_{s \in S} C_s p(s). \quad (4.1)$$

Aplicando esta ecuación al esquema de la figura 4.1, se puede hacer uso de la expresión de la capacidad de un canal AWGN con relación señal a ruido recibida media de valor  $\gamma$ :

$$C_\gamma = B \log_2(1 + \gamma). \quad (4.2)$$

Si  $p(\gamma)$  es la probabilidad de que la relación señal a ruido sea igual a  $\gamma$  en el instante  $i$ -ésimo,  $p(\gamma)$  será por tanto la función de densidad de probabilidad de la relación señal a ruido, y se podrá expresar la capacidad del canal variante en el tiempo de la ecuación (4.1) como [59]

$$C = \int_0^\infty C_\gamma p(\gamma) d\gamma = \int_0^\infty B \log_2(1 + \gamma) p(\gamma) d\gamma. \quad (4.3)$$

Considerando que la potencia transmitida es una función de la relación señal a ruido instantánea,  $P(\gamma)$ , y que dicha potencia está sujeta a una restricción de

potencia media  $\bar{P}$ , se tiene

$$\int_0^{\infty} P(\gamma) p(\gamma) d\gamma \leq \bar{P}. \quad (4.4)$$

Con esta restricción de potencia media no puede aplicarse directamente la ecuación (4.3) para obtener la capacidad del sistema, sino que habrá de definirse la capacidad media de un sistema con control de potencia (que distribuya óptimamente la potencia a lo largo del tiempo) sobre un canal variante con limitación de potencia media como

$$C = \max_{P(\gamma): \int P(\gamma) p(\gamma) d\gamma = \bar{P}} \int_0^{\infty} B \log_2 \left( 1 + \frac{P(\gamma) \gamma}{\bar{P}} \right) p(\gamma) d\gamma. \quad (4.5)$$

En [60], con la restricción  $P(\gamma) > 0$ , se encuentra la ley óptima de adaptación de potencia

$$\frac{P(\gamma)}{\bar{P}} = \begin{cases} \frac{1}{\gamma_0} - \frac{1}{\gamma} & \gamma \geq \gamma_0 \\ 0 & \gamma < \gamma_0. \end{cases} \quad (4.6)$$

Para un valor de corte  $\gamma_0$ , cuando  $\gamma$  es menor que dicho valor de corte  $\gamma_0$ , no se transmitirán datos, es decir  $P(\gamma_j) = 0$ , durante el intervalo de tiempo  $i$ -ésimo. Por tanto, el canal sólo se utilizará cuando se verifique que  $\gamma_0 \leq \gamma[i] < \infty$ .

Al sustituir (4.6) en (4.5) se obtiene la expresión de la capacidad media del sistema con control óptimo de potencia

$$C = \int_{\gamma_0}^{\infty} B \log_2 \left( \frac{\gamma}{\gamma_0} \right) p(\gamma) d\gamma. \quad (4.7)$$

La estrategia de potencia adaptada a la relación señal a ruido en cada instante lleva a una capacidad variante en el tiempo  $B \log_2(\gamma/\gamma_0)$  que corresponde a la relación señal a ruido instantánea  $\gamma[i]$ . Puesto que  $\gamma_0$  es una constante, (4.7) implica que a medida que la relación señal a ruido instantánea crece, la capacidad del sistema también lo hace. Asimismo, se puede inferir que otro modo de optimizar la eficiencia del sistema es fijar la velocidad de transmisión e ir variando adaptativamente la potencia de transmisión [61].

La ley de adaptación óptima de (4.6) sólo depende del valor de la constante  $\gamma_0$ .

Este valor de corte puede obtenerse a partir de la restricción de potencia media de (4.4), tomando el valor límite de la desigualdad:

$$\int_0^{\infty} \frac{P(\gamma)}{P} p(\gamma) d\gamma = 1. \quad (4.8)$$

Sustituyendo la ley de adaptación óptima en (4.8) se encuentra la ecuación que debe satisfacer la relación señal a ruido de corte,  $\gamma_0$ , que es

$$\int_{\gamma_0}^{\infty} \left( \frac{1}{\gamma_0} - \frac{1}{\gamma} \right) p(\gamma) d\gamma = 1, \quad (4.9)$$

donde la expresión sólo depende de la función densidad de probabilidad  $p(\gamma)$ .

No puede obtenerse el valor de  $\gamma_0$  siguiendo procedimientos analíticos, sino solamente mediante técnicas numéricas [62].

En la fig. 4.2 se muestra gráficamente la ley de adaptación óptima de potencia de (4.6). Esta representación se suele asociar a lo que se denomina *curva de llenado de agua*: la línea  $1/\gamma$  puede verse como el fondo de un recipiente en el que se vierte un líquido (la potencia) hasta un cierto nivel de llenado,  $1/\gamma_0$ . La cantidad de potencia vertida para un cierto valor de  $\gamma$  es  $\left( \frac{1}{\gamma_0} - \frac{1}{\gamma} \right)$ , es decir, la diferencia entre el fondo del recipiente  $1/\gamma$  y el nivel de llenado constante  $1/\gamma_0$ .

Para valores altos de la relación señal a ruido instantánea  $\gamma$ , se transmite con mayor potencia y por tanto mayor régimen binario, aprovechando las ventajas de un canal favorable. A medida que la calidad del canal se degrada (valores bajos de  $\gamma$ ), se transmite con menor potencia y se envía menor flujo de información. Si la relación señal a ruido cae por debajo del umbral  $\gamma_0$ , no se utiliza el canal.

Nótese que la capacidad de (4.5) es la máxima que puede alcanzarse con estrategias de adaptación de velocidad de transmisión [60], pero hay escenarios en los que es más conveniente una estrategia de adaptación de potencia sub-óptima, en lugar de buscar la maximización de la capacidad del canal. En las siguientes secciones se describirán dos de estas estrategias sub-óptimas de adaptación de potencia que proporcionan velocidades de transmisión constantes.

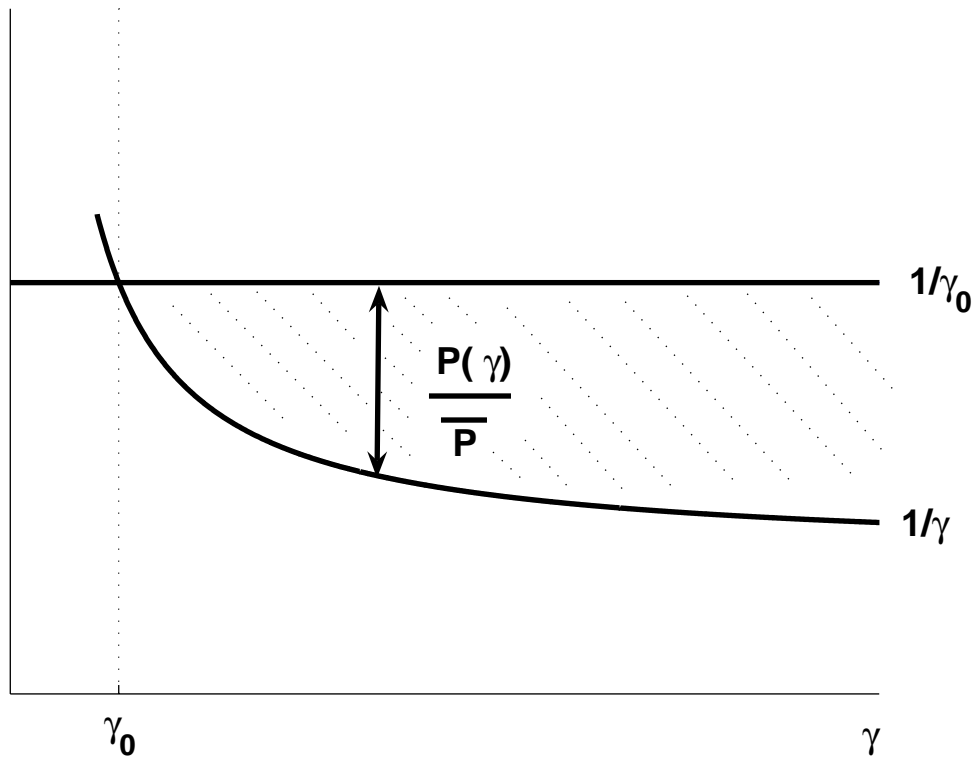


Figura 4.2: Ley de adaptación óptima de potencia: curva de llenado de agua.

### 4.2.2 Inversión de canal

Considérese un esquema de adaptación sub-óptima de potencia en el que el transmisor utiliza la información conocida del canal para mantener un nivel de potencia constante en el receptor, es decir, invirtiendo el efecto de desvanecimiento de potencia que ejerce el canal, que se comporta a efectos del par codificador-decodificador como un canal AWGN invariante en el tiempo. Esta ley de adaptación de potencia, denominada de inversión de canal [60], está dada por

$$\frac{P(\gamma)}{\bar{P}} = \frac{\sigma}{\gamma}, \tag{4.10}$$

donde  $\sigma$  representa la relación señal a ruido constante en el receptor mantenida bajo la restricción de (4.4), la cual debe verificar que

$$\int \frac{\sigma}{\gamma} p(\gamma) d\gamma = 1, \tag{4.11}$$

es decir, que

$$\sigma = 1/\mathbf{E}[1/\gamma]. \quad (4.12)$$

La capacidad de un canal con ley de inversión será por tanto

$$C = B \log_2(1 + \sigma) = B \log_2 \left[ 1 + \frac{1}{\mathbf{E}[1/\gamma]} \right]. \quad (4.13)$$

Para obtener esta capacidad del canal, la estrategia de transmisión es utilizar un codificador y decodificador de régimen binario fijo diseñado para un canal AWGN de relación señal a ruido  $\sigma$ . Este esquema aporta la ventaja de que se mantiene una velocidad de transmisión fija independientemente de las condiciones instantáneas del canal. Por ello, a la capacidad de (4.13) se la denomina capacidad sin bloqueo, puesto que el régimen binario permanece constante sea cual sea el estado del canal. Existen métodos de codificación que permiten alcanzar esta capacidad [60].

La capacidad sin bloqueo antes descrita puede resultar drásticamente menor que el límite de Shannon cuando los desvanecimientos provocados por el canal sean muy pronunciados, puesto que el valor de  $\mathbf{E}[1/\gamma]$  tenderá a infinito cuando  $\gamma$  tienda a cero en condiciones de desvanecimiento profundo. La inversión de canal es la ley de adaptación de potencia más sencilla de implementar, puesto que el codificador y el decodificador están diseñados para un canal AWGN, sin tener en cuenta la distribución estadística que sigan los desvanecimientos.

### 4.2.3 Inversión truncada

Tal como se ha mencionado anteriormente, la capacidad sin bloqueo resultante de la ley de inversión puede resultar significativamente menor que la capacidad de Shannon sobre un canal con desvanecimientos debido a que se mantiene constante la velocidad de transmisión independientemente del estado del canal en cada instante.

Si se interrumpe la transmisión en los instantes en los que la relación señal a ruido es particularmente baja, dando lugar a estados de bloqueo del canal, podrá mantenerse una velocidad de transmisión más alta en el resto de los intervalos de tiempo e incrementar significativamente la capacidad por tanto.

La *capacidad con bloqueo* se define como la máxima tasa de transmisión que puede mantenerse en los estados no bloqueados del canal, multiplicada por la probabilidad de que el canal no esté bloqueado. Esta capacidad con bloqueo se puede obtener utilizando un esquema de adaptación de potencia de inversión de canal truncada, que sólo compensará los desvanecimientos cuando éstos no superen un determinado límite de profundidad, o equivalentemente, cuando la relación señal a ruido esté por encima de un cierto valor de corte  $\gamma_0$

$$\frac{P(\gamma)}{\bar{P}} = \begin{cases} \frac{\sigma}{\gamma} & \gamma \geq \gamma_0 \\ 0 & \gamma < \gamma_0, \end{cases} \quad (4.14)$$

donde la constante  $\gamma_0$  está relacionada con la probabilidad de bloqueo

$$P_b = \Pr(\gamma < \gamma_0). \quad (4.15)$$

Dado que el canal sólo se utiliza para transmitir información en los instantes en los que se verifica que  $\gamma \geq \gamma_0$ , la restricción de potencia media de (4.4) se transforma en

$$\int_{\gamma_0}^{\infty} \frac{\sigma}{\gamma} p(\gamma) d\gamma = 1, \quad (4.16)$$

y por lo tanto

$$\sigma = \left[ \int_{\gamma_0}^{\infty} \frac{1}{\gamma} p(\gamma) d\gamma \right]^{-1} \triangleq \frac{1}{E_{\gamma_0} [1/\gamma]}. \quad (4.17)$$

La expresión de la capacidad con bloqueo para una cierta probabilidad de bloqueo  $P_b$  del canal será

$$C(P_b) = B \log_2 \left( 1 + \frac{1}{E_{\gamma_0} [1/\gamma]} \right) \Pr(\gamma \geq \gamma_0). \quad (4.18)$$

Asimismo, se puede obtener la capacidad máxima con bloqueo optimizando el valor de la constante  $\gamma_0$  de entre todos sus posibles valores

$$C = \max_{\gamma_0} \left\{ B \log_2 \left( 1 + \frac{1}{E_{\gamma_0} [1/\gamma]} \right) \Pr(\gamma \geq \gamma_0) \right\}. \quad (4.19)$$

La capacidad máxima de (4.19) sigue siendo menor que la capacidad de Shannon de (4.7), dado que la ley de inversión truncada es una estrategia de adap-

tación de potencia sub-óptima. Sin embargo, su implementación es menos compleja que el esquema de llenado de agua (ley de adaptación óptima) asociado a la capacidad de Shannon.

### 4.3 Control de potencia en canales acústicos subacuáticos

Tal como se mencionó en §4.1, el control de potencia como técnica adaptativa es de una importancia principal en los sistemas de comunicaciones acústicas subacuáticas, tanto para mejorar el rendimiento del sistema en términos de capacidad como para ahorrar energía, puesto que la energía de alimentación de los transmisores constituye un recurso muy limitado en dichas aplicaciones. Esto es así al punto de determinar la viabilidad de los dispositivos o su vida útil [63]. El otro gran obstáculo de las comunicaciones acústicas subacuáticas es la hostilidad del canal de propagación, que ejerce altas atenuaciones con la distancia en función de la frecuencia y desvanecimientos de señal que pueden llegar a ser muy profundos. Todo ello impone restricciones sobre el régimen binario que puede utilizarse, y por tanto sobre la capacidad del sistema de comunicaciones.

Los sistemas que carecen de control de potencia suelen utilizar un margen de desvanecimiento [37], esto es, se fija la potencia de transmisión a un valor mayor del que se estima como necesario de acuerdo a algún modelo de propagación acústica y para obtener un determinado valor de calidad de servicio (*Quality of Service, QoS*). De esta forma, se garantiza que el nivel de potencia recibida será suficiente en todos los intervalos de tiempo en los que el desvanecimiento no supere al margen fijado. Por tanto, se asegura el funcionamiento del enlace durante un cierto porcentaje del tiempo. Sin embargo, esta estrategia tiene dos importantes desventajas: 1) cuando las condiciones del canal son favorables se está transmitiendo una potencia mayor de la necesaria, con el consiguiente consumo inútil de energía y aumento de la interferencia provocada en otros sistemas acústicos próximos, y 2) cuando las condiciones del canal se degradan más allá de lo previsto por el margen de desvanecimiento, se continúa transmitiendo en vano.

Por todo lo expuesto, resulta interesante la utilización de las técnicas de control de potencia como instrumento de mejora de la capacidad del sistema y de ahorro de energía. No obstante, la implementación de dichas técnicas de control de potencia requiere de un conocimiento del comportamiento del canal a nivel



estadístico, además de un mecanismo de realimentación de la información de la estimación del canal entre receptor y transmisor suficientemente rápido en comparación con el ritmo de variación del canal.

Los sistemas de comunicaciones acústicas subacuáticas en funcionamiento actualmente utilizan algoritmos adaptativos en los receptores para seguir las variaciones temporales del canal, pero no explotan el conocimiento de las características estadísticas del mismo [26]. Ello se debe al simple hecho de que dicho conocimiento es muy escaso, y a que no hay modelos universalmente aceptados al respecto, como se discutió en el capítulo 3.

En esta sección, se van a analizar los beneficios proporcionados por un algoritmo de control de potencia basado en la ley de inversión truncada descrita en §4.2.3 sobre un canal con variaciones modeladas por la distribución gamma, correspondiente a uno de los modelos descritos en el capítulo 3, calculándose el ahorro de potencia obtenido y comparándolo con el caso de un sistema sin control de potencia con la misma tasa de error binaria (BER).

#### 4.3.1 Estado del arte en sistemas de comunicaciones acústicas subacuáticas con control de potencia

Los módems acústicos son una opción muy frecuentemente adoptada en el contexto de las comunicaciones inalámbricas entre sensores subacuáticos, puesto que evita la complejidad y el coste de las líneas de transmisión, así como la necesidad de recuperar los sensores cuando sus elementos almacenadores de datos están llenos, dado que es habitual que los sensores se pierdan o queden destruidos antes de poder ser recuperados. Por otra parte, las comunicaciones subacuáticas electromagnéticas, incluyendo enlace ópticos no guiados, suelen quedar descartadas por las altas absorciones que ejerce el agua salada [16][23][63], exceptuando aplicaciones de muy baja frecuencia o de muy bajo alcance (típicamente de 10 metros, o de 100 metros para enlaces ópticos en agua clara [46]).

Los avances realizados en el campo de los módems acústicos subacuáticos son muy considerables. En [64] se presenta el diseño de un módem de telemetría de alta potencia de transmisión capaz de proporcionar velocidades binarias entre 100 y 2400 bps; utiliza una modulación FSK multiportadora para combatir los desvanecimientos selectivos en frecuencia que produce el canal, en un rango de frecuencias portadoras que llega hasta los 35 kHz. El diagrama de bloques

del subsistema transmisor del módem incluye un amplificador de potencia variable controlado por una de las señales de salida de un circuito integrado DSP (*Digital Signal Processor*), haciendo posible la implementación del control de potencia, aunque en el artículo no se aporta información alguna sobre el algoritmo utilizado.

En el módem de telemetría para aplicaciones de investigación ecológica de [65] se emplean convertidores de señal digital a analógica de ganancia ajustable en un rango de 84 dB para adaptarse a las condiciones del canal a la frecuencia de la portadora de 25 kHz, pero no se especifica la ley de adaptación implementada.

En [66] se describe un módem de transmisión de datos de la temperatura del agua del mar que cuenta con un interfaz capaz de controlar la potencia, pero nuevamente se omite cualquier referencia al esquema de adaptación usado.

Con el fin de validar los algoritmos utilizados en el desarrollo de redes de comunicaciones subacuáticas, [67] propone un entorno de simulación y prototipado del módem basado en un circuito DSP, convertidores, transductores y amplificador de potencia. De este modo, se tiene un sistema de comunicaciones fácilmente reconfigurable. El amplificador de potencia que proporciona la señal a los transductores acepta comandos de control de potencia procedentes del circuito DSP gracias a un controlador automático de ganancia, lo que permite según su autor experimentar con diferentes algoritmos de adaptación.

Entre las líneas de trabajo futuro de desarrollo del módem de navegación y telemetría presentado en [68] y [69] se incluye un control de potencia configurable.

La cobertura de las comunicaciones acústicas subacuáticas puede aumentarse significativamente utilizando redes multisalto [70] [71] [72]. En éstas, el empleo del control de potencia es un medio práctico para mejorar de forma global el aprovechamiento del ancho de banda disponible, al tiempo que permite que las redes estén formadas por un gran número de sensores de bajo consumo. Las cortas distancias entre los sensores determinan menores pérdidas de propagación (incluso utilizando portadoras de alta frecuencia) y mayores anchos de banda disponibles [73], dando lugar a mayores velocidades de transmisión. Esto tiene como consecuencia directa un menor tiempo de transmisión de los paquetes, aportando ello dos ventajas: el consumo de potencia es menor, y la probabilidad de colisión (que incide directamente en los protocolos de nivel de enlace) es también menor. En [70] se proponen tanto el número de niveles de potencia como la distribución de los mismos en función del número de sensores

o nodos de la red y de las distancias entre ellos, evaluando la ganancia en términos de retardo extremo a extremo y energía por bit consumida para diferentes mecanismos de nivel de enlace.

El mecanismo de acceso múltiple al medio por división en código (CDMA) es una de las técnicas más prometedoras en la implementación del nivel físico de las redes de sensores subacuáticos [63], puesto que tiene las ventajas de: 1) robustez frente a los desvanecimientos multicamino, y 2) microdiversidad gracias al uso de receptores RAKE [74]. Cuando se trata de CDMA, la adopción de técnicas de control de potencia es crucial para evitar el efecto cerca-lejos (*near-far effect*)[2][58]. A partir de información sobre la atenuación de la señal entre dos sensores y sobre la potencia interferente procedente de los demás, [63] propone un algoritmo de cálculo de la potencia de transmisión necesaria para asegurar un cierto nivel de potencia recibida y una relación señal a ruido ( $E_b/N_0$  en el contexto de CDMA) objetivo.

El impacto del algoritmo de control de potencia utilizado puede ser diferente para distintos mecanismos de acceso múltiple al medio o de encaminamiento en redes acústicas subacuáticas. En [75] se da una enumeración de los elementos a tener en consideración a la hora de aplicar control de potencia en función de:

- la topología de la red,
- el mecanismo de acceso múltiple, siendo crítico en el caso de CDMA, pues el consumo se incrementa para Aloha, para lo que se puede utilizar un esquema de control de potencias crecientes para evitar las colisiones,
- la elección de la técnica de control de errores, afectando a la implementación de ARQ (*Automatic Repeat reQuest*),
- el algoritmo de encaminamiento, fuertemente dependiente de los retardos de propagación entre los diferentes nodos de la red.

En [2] se abordan los aspectos clave de diseño e implementación de las redes de sensores acústicos subacuáticos, entre los cuales está el desarrollo de módems de baja complejidad para comunicar entre sí a los sensores. Asimismo, se recuerda el hecho de que los acumuladores o baterías de los equipos son de capacidad muy limitada y no pueden recargarse con energía solar. En el modelo propuesto se incluye un gestor de potencia, encargado de implementar las funcionalidades de ahorro de energía, como los modos de bajo consumo (*sleep mode*) o el control de potencia. Resulta interesante configurar la frecuencia portadora

en función de la distancia entre dos nodos, reservando las frecuencias más bajas para los nodos más distantes. Adicionalmente, se apunta el uso de técnicas de control de errores como método de ahorro de potencia, puesto que reducen el número de retransmisiones necesarias en la comunicación fiable.

Uno de los instrumentos indispensables para el diseño del esquema de control de potencia es la caracterización del canal [37]. Si bien dicha caracterización puede abordarse a través de la distribución de probabilidad o desde el punto de vista de su *tiempo de coherencia*, éste último es de importancia capital, en tanto que sólo si el retardo de ida y vuelta (*round-trip time*, *RTT*) es considerablemente menor que el *tiempo de coherencia* se podrá implementar un método de control de potencia con resultados positivos.

La adaptación de la potencia a las condiciones instantáneas del canal puede realizarse *a posteriori* sobre los resultados de la estimación de canal, o en cambio basarse en una predicción a corto plazo siempre que las características de autocorrelación sean suficientemente conocidas. A estos métodos de adaptación corresponden los resultados presentados en [37], donde se utiliza la ley de inversión de potencia descrita en §4.2.2, consiguiéndose mejoras de algunos decibelios tanto en el caso de realizar la adaptación *a posteriori* como en el basado en predicciones, al aplicar la técnica sobre datos experimentales recogidos en aguas someras sobre distancias de un kilómetro. Estos últimos revelan variaciones lentas medidas sobre ventanas temporales promediadas de 2 segundos, superpuestas a variaciones rápidas que se producen en fracciones de segundo. Mediante un mecanismo de realimentación, se aplica la técnica de adaptación a las variaciones lentas, que se comprueba que presentan una distribución de probabilidad log-normal y un *tiempo de coherencia* de varios segundos, suficiente para implementar el control de potencia sobre las distancias referidas (en torno a un kilómetro, *round-trip time* 1.3 segundos).

Si bien la ley de inversión es una estrategia de probabilidad de bloqueo nula (tal como se expuso en §4.2.2), las discrepancias entre las ganancias del canal estimada y real (debidas a que el conocimiento del canal no es total) pueden dar lugar a que en determinados instantes no se alcance la relación señal a ruido objetivo  $\sigma$ . En tal caso, si la relación señal a ruido estimada es  $\tilde{\gamma}$ , la ecuación (4.10) se puede reescribir como

$$\frac{P(\gamma)}{\bar{P}} = \frac{\sigma}{\tilde{\gamma}}, \quad (4.20)$$

y será necesario introducir un margen  $K$  en la potencia transmitida, que pasará a

ser  $K \cdot P(\gamma)$ . De este modo, la probabilidad de bloqueo  $P_b$  podrá expresarse como

$$P_b = \Pr [(\gamma(dB) - \tilde{\gamma}(dB)) < -10 \log K], \tag{4.21}$$

donde  $\gamma(dB)$  y  $\tilde{\gamma}(dB)$  son los valores logarítmicos de los parámetros ya definidos  $\gamma$  y  $\tilde{\gamma}$ , respectivamente.

Es decir, que se producirá bloqueo cuando la diferencia entre la estimación de  $\gamma(dB)$  y su valor real supere en valor absoluto al valor logarítmico del margen  $K$ . Mediante (4.21) puede calcularse el margen  $K$  necesario para garantizar un cierto valor de la probabilidad de bloqueo, siempre que se conozca la función densidad de probabilidad del error de estimación  $\epsilon = \gamma(dB) - \tilde{\gamma}(dB)$ , función que depende del método de predicción específico utilizado.

### 4.3.2 Modelo de sistema

Sea el sistema de comunicaciones acústicas subacuáticas cuyo diagrama de bloques se representa en la fig.4.3, basado en un esquema de modulación BPSK/OFDM. Se plantea como objetivo la obtención de un algoritmo de control de potencia que minimice la potencia transmitida y por consiguiente el consumo total de energía, mientras que se mantiene una velocidad binaria (*throughput*) mínima y una tasa de error de bit (BER) máxima. Típicamente, el *throughput* en este tipo de sistemas puede adoptar valores comprendidos entre 300 bps y 5 kbps [69] ó 10 kbps [26] para alcances de varios kilómetros.

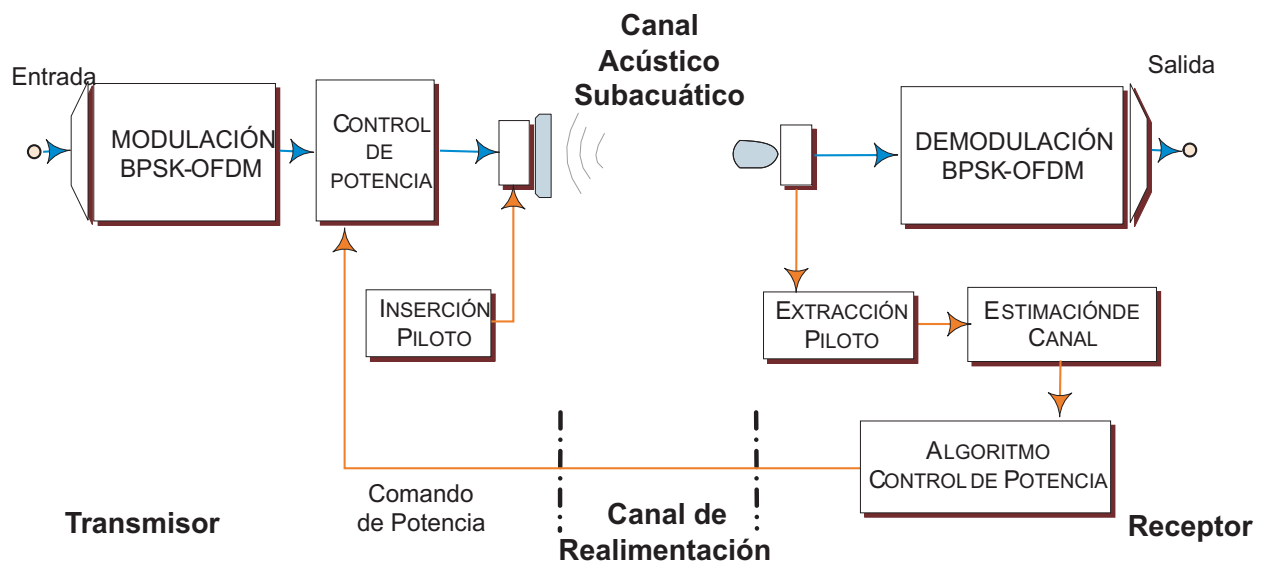


Figura 4.3: Diagrama de bloques del sistema de comunicaciones [14].

En lo que se refiere al canal de realimentación, y tal como se argumentó en §3.2, su utilidad requiere que los retardos de propagación sean comparables con el *tiempo de coherencia* de las variaciones lentas de la potencia media de señal recibida, que típicamente es de algunos segundos [5] [37]. Ello permite, junto con la estimación de canal, implementar el control de potencia y capacidad con información de canal descrito en §4.2 para las distancias referidas de algunos kilómetros.

Mediante el uso del canal de realimentación, el receptor podrá informar al transmisor de las fluctuaciones de la potencia media recibida a un ritmo suficientemente rápido que evite la obsolescencia de la información. Normalmente, dos bits suelen ser suficientes para codificar la señalización de control de potencia diferencial, a intervalos del orden de 0.1 segundo (un orden de magnitud por debajo del *tiempo de coherencia*), resultando en una velocidad binaria típica de 20 bps para el canal de retorno. Las capacidades de señalización de control de potencia requeridas en otros tipos de canales son igualmente bajas [58].

Se considera que la extensión cíclica se ha diseñado de forma que los subcanales discretos equivalentes correspondientes a las subportadoras OFDM son independientes y sin memoria [14].

Así pues, el modelo de subcanal analizado puede representarse como

$$y_j[k] = Q_j[k] H_j[k] x_j[k] + n_j[k], \quad (4.22)$$

donde  $j = 1, \dots, N_c$  es el índice de subportadora OFDM,  $N_c$  es el número de subportadoras,  $k$  es el tiempo discreto, e  $y_j[k]$  y  $x_j[k]$  son, respectivamente, las señales recibida y transmitida. Se considera el ruido  $n_j[k]$  aditivo, blanco (AWGN) y gaussiano complejo circularmente simétrico (*Complex Gaussian Circularly Symmetric, CGCS*)  $n = n_r + jn_i$ , donde  $n_r$  y  $n_i$  son ambos procesos gaussianos reales de media cero y varianza  $\sigma_N$ .

En (4.22)  $Q$  y  $H$  son las ganancias del subcanal debidas a las variaciones lentas y rápidas, respectivamente. La ganancia por variaciones rápidas,  $H$ , se puede escribir como

$$H = \alpha e^{j\phi} + (\mu_r + j\mu_i). \quad (4.23)$$

El primer término del miembro derecho de (4.23) representa la ganancia de componente de línea de visión directa (LOS) del canal, siendo  $\alpha \geq 0$  y  $0 \leq \phi < 2\pi$  números reales y deterministas. De hecho, se puede obtener la ganancia de potencia del subcanal para la componente directa como  $\alpha^2$ .

El término entre paréntesis de (4.23) corresponde a la componente multicamino de la ganancia del subcanal; es una variable aleatoria compleja gaussiana circularmente simétrica (CGCS), de modo que tanto  $\mu_r$  como  $\mu_i$  están distribuidas normalmente con media nula y varianza  $\sigma^2$ , y son reales e independientes entre sí.

En consecuencia, la ganancia de potencia del subcanal para las componentes multicamino es  $2\sigma^2$ . En estas condiciones, el valor de  $H$  seguirá una distribución de Rice [51] con factor  $K$  igual a la relación entre las ganancias de potencia de componente directa y multicamino

$$K = \alpha^2 / (2\sigma^2), \quad (4.24)$$

con  $0 \leq K < \infty$ . Lo habitual es normalizar por comodidad la ganancia de potencia debida a variaciones rápidas

$$E[|H|^2] = \alpha^2 + 2\sigma^2 = 1, \quad (4.25)$$

donde  $E[\cdot]$  es la notación para la esperanza de una variable aleatoria.

Se definen dos variables aleatorias positivas. La primera de ellas representa la ganancia de potencia del subcanal

$$g = |QH|^2. \quad (4.26)$$

La segunda corresponde a la ganancia de potencia del subcanal debida a variaciones lentas

$$G = |Q|^2. \quad (4.27)$$

Se puede demostrar fácilmente que, cuando se satisface la normalización de (4.25), entonces

$$G = E[g|G]. \quad (4.28)$$

Prestando ahora atención a las potencias absolutas, la potencia transmitida se define como

$$S = E[|x|^2]. \quad (4.29)$$

La potencia de ruido es

$$N = E[|n|^2] = 2\sigma_N^2. \quad (4.30)$$

La relación señal a ruido se puede expresar en función de dos variables aleatorias. La primera de ellas es la variable aleatoria condicional  $\gamma$

$$\gamma = \frac{g|G}{2\sigma_N^2} = \frac{G|H|^2}{2\sigma_N^2} \Bigg|_G, \quad (4.31)$$

donde el factor  $G/2\sigma_N^2$  es determinista, dado que se supone la expresión condicionada a  $G$ .

Y la segunda variable aleatoria que puede utilizarse para describir la relación señal a ruido es  $\bar{\gamma}$

$$\bar{\gamma} = \mathbf{E}[\gamma], \quad (4.32)$$

que aplicando (4.25) y (4.31) puede expresarse como

$$\bar{\gamma} = \frac{\mathbf{E}[g|G]}{2\sigma_N^2} = \frac{G}{2\sigma_N^2}. \quad (4.33)$$

Tal como se describe en §3.2, los datos experimentales analizados en [9] [22] en términos de variaciones lentas (también llamadas a largo plazo) se ajustan bien a la distribución log-normal.

En [49] se muestra que la distribución gamma puede utilizarse igualmente en la caracterización de las variaciones a largo plazo, con la ventaja añadida de ser más fácilmente tratable desde el punto de vista matemático (con la consiguiente simplificación de los cálculos analíticos), en contraste con la distribución log-normal, por ejemplo a la hora de obtener expresiones cerradas de funciones densidad de probabilidad compuestas para modelar el canal [51], o eficiencias espectrales medias para modulaciones y codificaciones adaptativas [13].

Así pues, suponiendo que la variable aleatoria  $G$  está distribuida según la función gamma, y que la variable aleatoria condicional  $g|G$  sigue una distribución de Rice cuadrática [51], entonces, la función densidad de probabilidad de la variable  $\bar{\gamma}$  es

$$f_{\bar{\gamma}}(x) = \frac{m^m x^{m-1}}{M^m \Gamma(m)} \exp\left[-\frac{m}{M}x\right], \quad (4.34)$$

donde  $M$  es el valor medio de  $\bar{\gamma}$  y  $m$  es la inversa de la cantidad de desvanecimiento (*amount of fading*), que es una figura que evalúa el efecto del *fading* sobre el rendimiento global del sistema (en términos de eficacia de las técnicas de diversidad, por ejemplo), y que está relacionada con los momentos de primer y segundo orden, en concreto con la media y la varianza [51]. Y la función densidad de probabilidad de la variable aleatoria  $\gamma$  es



$$f_{\gamma|\bar{\gamma}}(x) = \frac{(1+K)e^{-K}}{\bar{\gamma}} \exp\left[-(1+K)\frac{x}{\bar{\gamma}}\right] I_0\left[2\sqrt{K(1+K)}\sqrt{\frac{x}{\bar{\gamma}}}\right], \quad (4.35)$$

donde  $K$  es el factor de Rice definido en (4.24), e  $I_0$  es la función de Bessel modificada de primera clase y de orden cero. Obsérvese que el valor de  $K$  se puede considerar constante debido a que las variaciones lentas afectan por igual tanto a la componente directa como a la componente multicamino.

En lo que se refiere al control de potencia, se supone que la energía por símbolo de la señal transmitida es  $\mathcal{E}_s\Phi(\bar{\gamma})$ , donde  $\mathcal{E}_s$  es un valor constante de energía por símbolo, y  $\Phi(\bar{\gamma})$  es la ley de control de potencia aplicada ( $P(\gamma)/\bar{P}$  en las secciones §4.2.2, §4.2.3). Es decir, el control de potencia del diagrama de la figura 4.3 compensa los efectos de las variaciones lentas de cada subcanal. Por tanto, la potencia transmitida es una magnitud variante en el tiempo cuyo valor medio es

$$S(\bar{\gamma}) = \mathbf{E}[|x|^2] = \frac{\mathcal{E}_s}{T_s} \Phi(\bar{\gamma}) = S_0 \Phi(\bar{\gamma}), \quad (4.36)$$

donde  $T_s$  es el intervalo o período de símbolo y  $S_0 = \mathcal{E}_s/T_s$ .

### 4.3.3 Estrategia de bajo consumo de potencia

Una vez que se verifican las condiciones expuestas en §4.3.2, durante un intervalo de símbolo  $T_s$  el subcanal es plano con ruido AWGN, y la tasa de error de bit (BER) es una función doblemente condicionada (CCBER) a que las variables  $g$  y  $g|G$  permanezcan constantes durante el intervalo (o, lo que es lo mismo, que  $\gamma$  y  $\bar{\gamma}$  sean constantes durante  $T_s$ ), y puede calcularse como

$$\text{CCBER}(\gamma, \bar{\gamma}; \Phi) = \frac{1}{2} \text{erfc}\left[\sqrt{S_0 \Phi(\bar{\gamma}) \gamma}\right], \quad (4.37)$$

cuando se utiliza modulación PSK binaria de fases opuestas [76], siendo  $\text{erfc}[\cdot]$  la función complementaria de error [52]. La BER condicionada CBER resulta teniendo en cuenta las variaciones rápidas en la integral

$$\text{CBER}(\bar{\gamma}; \Phi) = \int_0^\infty \frac{1}{2} \text{erfc}\left[\sqrt{S_0 \Phi(\bar{\gamma}) x}\right] f_{\gamma|\bar{\gamma}}(x) dx, \quad (4.38)$$

donde  $f_{\gamma|\bar{\gamma}}(x)$  es la función densidad de probabilidad de Rice expresada en (4.35). Finalmente, la BER puede obtenerse integrando las variaciones lentas

$$\text{BER}(\Phi) = \int_{\bar{\gamma}_0}^{\infty} \text{CBER}(x; \Phi) f_{\bar{\gamma}}(x) dx. \quad (4.39)$$

La constante  $\bar{\gamma}_0$  en el límite inferior de la integral definida en (4.39) es la relación señal a ruido de corte, por debajo de la cual no se transmite señal, es decir, cuando  $\bar{\gamma} < \bar{\gamma}_0$  la transmisión se interrumpe, tal como se describió en la sección §4.2.3. De acuerdo con la función de potencia transmitida definida en (4.36), y utilizando la ley de control de potencia  $\Phi$ , la potencia media transmitida teniendo en cuenta las variaciones lentas es

$$\bar{S} = S_0 \int_{\bar{\gamma}_0}^{\infty} \Phi(x) f_{\bar{\gamma}}(x) dx. \quad (4.40)$$

El objetivo del algoritmo de control de potencia es encontrar la ley de adaptación  $\Phi(\bar{\gamma})$  que minimiza la potencia media transmitida, al mismo tiempo que:

- la CBER se mantiene por debajo de un cierto valor  $\beta$  que cumple la condición de BER instantánea

$$\text{CBER}(\bar{\gamma}; \Phi) = \beta; \quad (4.41)$$

- el régimen binario efectivo permanece por encima de un cierto valor  $\eta R_0$ ,  $0 < \eta \leq 1$ . Este requisito se puede relacionar con la relación señal a ruido de corte,  $\bar{\gamma}_0$ , puesto que

$$\eta R_0 = R_0 \int_{\bar{\gamma}_0}^{\infty} f_{\bar{\gamma}}(x) dx = R_0 [1 - F_{\bar{\gamma}}(\bar{\gamma}_0)], \quad (4.42)$$

donde  $F_{\bar{\gamma}}(x)$  es la función de distribución acumulada de la relación señal a ruido media,  $\bar{\gamma}$ , que puede encontrarse en [51], y  $R_0$  es la velocidad binaria que se obtendría en caso de no aplicar bloqueo (i.e. cuando  $\bar{\gamma}_0 = 0$ ). Mediante (4.42) se puede relacionar la eficiencia de transmisión  $\eta$  con la relación señal a ruido de corte  $\bar{\gamma}_0$ .

El problema de optimización conlleva encontrar el valor óptimo del umbral  $\bar{\gamma}_0$ .

Aplicando el límite impuesto en (4.41) a la expresión de la CBER en (4.38), se obtiene

$$\beta = \int_0^{\infty} \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left[ \sqrt{S_0 \Phi(\bar{\gamma})} x \right] f_{\gamma|\bar{\gamma}}(x) dx, \quad (4.43)$$

que debe resolverse para hallar la ley de adaptación de potencia  $\Phi(\bar{\gamma})$ . La ecuación (4.43) coincide con la ecuación (12) de [77], que para  $M = 1$  es

$$P_E(M = 1) = \int_0^{\infty} \frac{1}{2\sigma^2} \exp\left(-\frac{x + \alpha^2}{2\sigma^2}\right) I_0\left(\frac{\sqrt{\alpha^2 x}}{\sigma^2}\right) \left(\frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{\sqrt{xR}}^{\infty} e^{-\frac{t^2}{2}} dt\right) dx, \quad (4.44)$$

donde  $I_0$  es la función modificada de Bessel de orden cero [52] y  $R$  es la relación señal a ruido en la notación de [77].

Teniendo en cuenta que la función complementaria de error es [78]

$$\operatorname{erfc}(t) = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_t^{\infty} e^{-\frac{u^2}{2}} du, \quad (4.45)$$

se puede aplicar

$$\frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{\sqrt{xR}}^{\infty} e^{-\frac{t^2}{2}} dt = \frac{1}{\sqrt{\pi}} \int_{\sqrt{xR/2}}^{\infty} e^{-u^2} du = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(\sqrt{xR/2}\right), \quad (4.46)$$

con lo que (4.44) queda

$$P_E(M = 1) = \int_0^{\infty} \frac{1}{2\sigma^2} \exp\left(-\frac{x + \alpha^2}{2\sigma^2}\right) I_0\left(\frac{\sqrt{\alpha^2 x}}{\sigma^2}\right) \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(\sqrt{\frac{xR}{2}}\right) dx. \quad (4.47)$$

Volviendo a la ecuación a resolver, (4.43), aplicando la definición del factor  $K$  de Rice en (4.24), y sustituyendo la expresión de la función densidad de probabilidad  $f_{\gamma|\bar{\gamma}}$  dada en (4.35), se tiene

$$\beta = \int_0^{\infty} \frac{1 + \frac{\alpha^2}{2\sigma^2}}{\bar{\gamma}} \exp\left(-\frac{\alpha^2}{2\sigma^2}\right) \exp\left[-\left(1 + \frac{\alpha^2}{2\sigma^2}\right) \frac{x}{\bar{\gamma}}\right] I_0\left(2\sqrt{K(1+K)} \frac{x}{\bar{\gamma}}\right) \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(\sqrt{S_0\Phi(\bar{\gamma})} x\right) dx. \quad (4.48)$$

Aplicando el cambio de variable

$$y = \frac{x}{\bar{\gamma}}, \quad dx = \bar{\gamma} dy, \quad (4.49)$$

transformando

$$1 + \frac{\alpha^2}{2\sigma^2} = \frac{\alpha^2 + 2\sigma^2}{2\sigma^2} = \frac{1}{2\sigma^2}, \quad (4.50)$$

y teniendo en cuenta la normalización de (4.25), entonces la ecuación (4.48) queda

$$\beta = \int_0^{\infty} \frac{1}{2\sigma^2} \exp\left(-\frac{\alpha^2 + y}{2\sigma^2}\right) I_0\left(2\sqrt{K(1+K)} y\right) \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(\sqrt{S_0\Phi(\bar{\gamma})} \bar{\gamma} y\right) dy, \quad (4.51)$$

que puede identificarse con (4.47) sin más que igualar

$$S_0\Phi(\bar{\gamma}) \bar{\gamma} = \frac{R}{2} \Rightarrow R = 2S_0\Phi(\bar{\gamma}) \frac{G}{2\sigma_N^2} \quad (4.52)$$

utilizando (4.33).

Los argumentos de la función de Bessel modificada en (4.51) y en (4.47) son el mismo, puesto que

$$2\sqrt{K(1+K)} = 2\sqrt{\frac{\alpha^2}{2\sigma^2} \left(1 + \frac{\alpha^2}{2\sigma^2}\right)} = 2\sqrt{\frac{\alpha^2}{2\sigma^2} \left(\frac{1}{2\sigma^2}\right)} = \frac{\sqrt{\alpha^2}}{\sigma^2} \quad (4.53)$$

Una vez identificadas las ecuaciones (4.51) y (4.47), se puede aceptar que tienen la misma solución que, según [77], es

$$\beta = Q(u, w) - \frac{1}{2} \left[1 + \sqrt{\frac{d}{1+d}}\right] \exp\left[-\frac{u^2 + w^2}{2}\right] I_0(uw), \quad (4.54)$$

donde

$$\begin{aligned} u^2 &= \frac{K[1 + 2d - 2\sqrt{d(1+d)}]}{2(1+d)}, \\ w^2 &= \frac{K[1 + 2d + 2\sqrt{d(1+d)}]}{2(1+d)}, \end{aligned} \quad (4.55)$$

la función  $Q$  de Marcum se define como

$$Q(r, s) = \int_s^\infty z \exp\left[-\frac{z^2 + r^2}{2}\right] I_0(rz) dz, \quad (4.56)$$

y  $d = \sigma^2 R$  es el producto de la relación señal a ruido de la componente multica-  
mino por la potencia media transmitida. En términos de  $\Phi(\bar{\gamma})$ ,  $d$  se puede escribir  
como

$$d = \sigma^2 R = \frac{\sigma^2}{\sigma_N^2} S_0 \Phi(\bar{\gamma}) G. \quad (4.57)$$

Para mayor claridad, se puede expresar (4.54) como

$$\beta = F[K, d]. \quad (4.58)$$

Utilizando (4.33) y la definición de  $K$ , el parámetro  $d$  de (4.57) se convierte en

$$d = \frac{G}{(1+K)2\sigma_N^2} S_0 \Phi(\bar{\gamma}) = S_0 \frac{\bar{\gamma}}{(1+K)} \Phi(\bar{\gamma}). \quad (4.59)$$

Llamando  $d_\beta$  al valor del parámetro  $d$  que introducido en (4.58) proporciona  
un valor particular de  $\beta$ , entonces el valor de potencia transmitida de (4.36) es

$$S(\bar{\gamma}) = S_0 \Phi(\bar{\gamma}) = \begin{cases} 0 & \bar{\gamma} < \bar{\gamma}_0 \\ \frac{(1+K)d_\beta}{\bar{\gamma}} & \bar{\gamma} \geq \bar{\gamma}_0, \end{cases} \quad (4.60)$$

que es la ley de inversión de canal truncada de (4.14) con  $\sigma = (1+K)d_\beta$ .

Tal como se establece en [37], los métodos de control de potencia se basan en la caracterización de dos aspectos: distribución de probabilidad y *tiempo de coherencia* del canal. La estrategia descrita realiza lo primero considerando la función de densidad de probabilidad gamma de (4.34), y se considera el *tiempo de coherencia* suficientemente mayor que el retardo de propagación, de modo que la estimación del valor de  $\bar{\gamma}$  del canal será una predicción válida en el momento de aplicar el algoritmo.

#### 4.3.4 Análisis del rendimiento

El ahorro relativo de potencia (*ARP*) se puede estimar como

$$ARP(\%) = 100 \frac{\bar{S}_1 - \bar{S}/\eta}{\bar{S}_1} \%, \quad (4.61)$$

donde  $\bar{S}_1$  es la potencia transmitida cuando no se aplica método de control.

La eficiencia de transmisión  $\eta$  de la ecuación (4.42) se incluye en (4.61) para tener en cuenta el tiempo de transmisión adicional que se requiere para mantener el mismo *throughput* en ambas situaciones -cuando se usa control de potencia y cuando no, o sea, cuando se transmite potencia  $\bar{S}$  y cuando se transmite potencia  $\bar{S}_1$  (puesto que en aplicación del control de potencia, no se transmite señal cuando  $\bar{\gamma} < \bar{\gamma}_0$ )-.

Adicionalmente, para que la comparación sea justa, la CBER debe ser la misma en ambos casos. Así pues, la potencia  $\bar{S}_1$  se puede obtener numéricamente de (4.38) y (4.39), particularizando  $\Phi = 1$  y  $\bar{\gamma}_0 = 0$ , es decir, que se obtiene de

$$\beta = \int_0^\infty \left[ \int_0^\infty \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left[ \sqrt{\bar{S}_1} x \right] f_{\gamma|y}(x) dx \right] f_{\bar{\gamma}}(y) dy, \quad (4.62)$$

donde  $f_{\gamma|y}(x)$  es la que aparece en (4.35).

Por otra parte, aplicando la ley de adaptación de potencia de (4.60) en (4.40), la potencia media transmitida  $\bar{S}$  de (4.61) es

$$\bar{S} = \int_{\bar{\gamma}_0}^{\infty} \frac{(1+K)d_{\beta}}{x} f_{\bar{\gamma}}(x) dx, \quad (4.63)$$

donde  $f_{\bar{\gamma}}(x)$  es la función densidad de probabilidad de las variaciones lentas dada en (4.34).

Un posible inconveniente del control de potencia puede ser la necesidad de una potencia de transmisión excesivamente alta cuando las pérdidas de propagación del subcanal son grandes. Con el único propósito de ilustrar el problema, se representa la potencia transmitida normalizada en función de  $\bar{\gamma}$  en la figura 4.4, para los valores particulares de  $m$ ,  $K$  y  $\bar{\gamma}_0$  que se especifican en el pie de la figura.

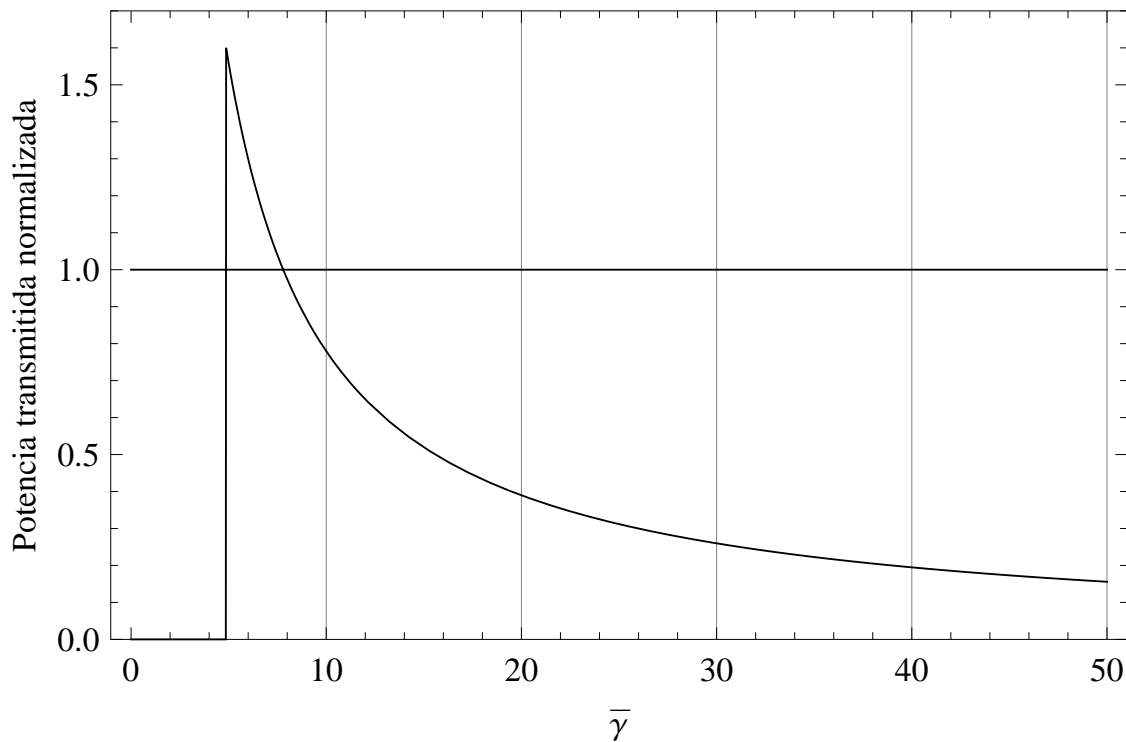


Figura 4.4: Potencia transmitida normalizada  $\bar{S}/\bar{S}_1$  vs  $\bar{\gamma}$  ( $m = 5$ ,  $K = 3$ ,  $\bar{\gamma}_0 = 4,865$ ).

Para obtener la potencia de pico transmitida, se puede calcular el valor normalizado máximo, que se produce para la relación señal a ruido de corte o umbral de transmisión  $\bar{\gamma}_0$ . Este valor normalizado máximo será, de acuerdo con (4.60)

$$\kappa = \frac{S_0 \Phi(\bar{\gamma}_0)}{\bar{S}_1} = \frac{(1+K)d_{\beta}}{\bar{\gamma}_0 \bar{S}_1}. \quad (4.64)$$

Puede observarse en la figura 4.4 que una elección adecuada del valor de

corte  $\bar{\gamma}_0$  limitará los valores más altos de potencia transmitida, que lógicamente corresponden con los valores de  $\bar{\gamma}$  cercanos a  $\bar{\gamma}_0$ . En la figura, se ha seleccionado  $\bar{\gamma}_0$  de tal modo que para los valores de  $m$  y  $K$  que impone el canal la potencia transmitida se mantiene por debajo del doble del nivel de transmisión  $\bar{S}_1$  utilizado en ausencia de control de potencia.

### 4.3.5 Resultados

En este apartado, se realiza un estudio paramétrico para cuantificar los beneficios del uso de la ley de inversión de canal truncada para adaptar la potencia de transmisión a un canal acústico subacuático de aguas someras. Los parámetros  $M$ , valor medio de la variable aleatoria  $\bar{\gamma}$ , y  $m$ , factor de forma (inverso de la profundidad de desvanecimiento lento), ambos presentes en la expresión (4.34) de la función densidad de probabilidad gamma, se particularizan, respectivamente en  $M = 6, 10$  y  $m = 1, 2, 10$ . Estos valores de  $M$  y  $m$  están dentro de los intervalos típicos que resultan de transformar los parámetros de la distribución log-normal obtenidos por Abdi y Kaveh [49], y por Yang y Yang como resultado de medidas experimentales [9]. Para el factor  $K$  de la distribución de Rice se seleccionan los valores  $K = 1, 3, 10$ , que son coherentes con los reportados en [31].

Las 18 combinaciones a las que dan lugar los 8 valores seleccionados de los parámetros  $M$ ,  $m$  y  $K$  cubren la mayoría de las situaciones reales de los canales subacuáticos que pueden encontrarse. Se considera una BER objetivo de  $\beta = 10^{-3}$ , que es un límite habitual en comunicaciones inalámbricas. Se aplica la normalización de (4.25) en todos los cálculos.

La relación señal a ruido de corte  $\bar{\gamma}_0$  se obtiene de (4.42) tal que la eficiencia de transmisión  $\eta$  sea del 90 %, es decir, que la velocidad binaria sea el 90 % de la nominal.

Seguidamente, se calcula el valor de  $\bar{S}_1$  a partir de (4.62). El valor de  $\bar{S}$  se deduce tras completar dos pasos. Primeramente, se halla el valor de  $d_\beta$  resultante de la expresión (4.54) y, en segundo lugar, se resuelve la integral de (4.63) para obtener  $\bar{S}$ . Por último, se calcula el ahorro de potencia según la estimación de (4.61), resultando los valores que se muestran en la figura 4.5.

Para mayor claridad, en las tablas 4.1 y 4.2 se detallan algunos valores, en concreto para  $M = 6$ , que corresponde al caso de mayor potencia transmitida (para compensar la mayor pérdida de propagación media), y  $M = 10$ , con  $\eta = 0,9$



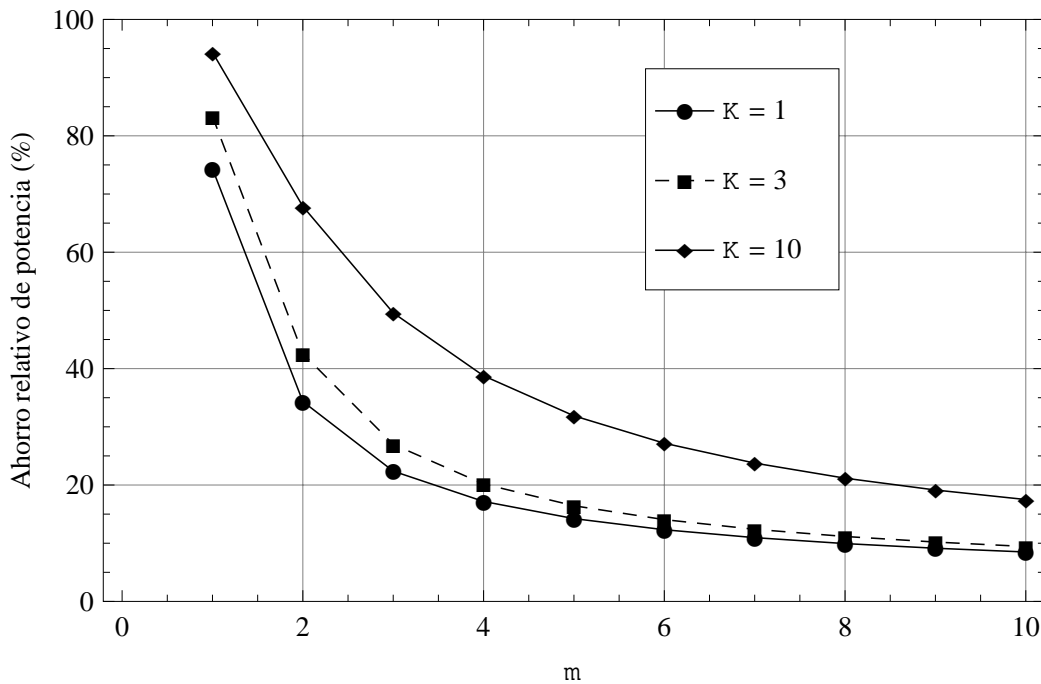


Figura 4.5: Ahorro de potencia relativo (%) vs parámetro  $m$ , para diferentes valores de  $K$

y  $BER=10^{-3}$ . Como puede constatarse en las tablas, para valores más altos de  $M$ , las potencias transmitidas son menores, pero el ahorro de potencia relativo permanece siendo el mismo.

Tabla 4.1: Potencias transmitidas y ahorros relativos de potencia (ARP(%)) para  $M = 6$ .

$M = 6$	$K = 1$			$K = 3$			$K = 10$		
	$\bar{S}_1$	$\bar{S}$	ARP (%)	$\bar{S}_1$	$\bar{S}$	ARP (%)	$\bar{S}_1$	$\bar{S}$	ARP (%)
$m = 1$	235,7	54,4	74,3	108,8	16,3	83,3	51,6	2,63	94,3
$m = 2$	61	36	34,4	20,9	10,8	42,6	6,01	1,74	67,8
$m = 10$	34,1	28,1	8,4	10,3	8,4	9,4	1,82	1,35	17,6

Tabla 4.2: Potencias transmitidas y ahorros relativos de potencia (ARP(%)) para  $M = 10$ .

$M = 10$	$K = 1$			$K = 3$			$K = 10$		
	$\bar{S}_1$	$\bar{S}$	ARP (%)	$\bar{S}_1$	$\bar{S}$	ARP (%)	$\bar{S}_1$	$\bar{S}$	ARP (%)
$m = 1$	142	32,3	74,4	64,7	9,8	83,2	30,7	1,57	94,3
$m = 2$	36,5	21,6	34,3	12,5	6,5	42,4	3,61	1,04	67,9
$m = 10$	20,4	16,8	8,4	6,18	5,04	9,5	1,09	0,81	17,6

En general hay un ahorro importante de potencia, que es mayor cuanto menor es el parámetro  $m$ , es decir, para canales con mayor profundidad de desvanecimiento lento. Consecuentemente, el ahorro de potencia es una función monótona

decreciente con  $m$ . Para los valores más altos de  $m$  (canales con desvanecimiento lento menos profundo) el ahorro de potencia es obviamente menor, pero aún así se mantiene en torno al 10 %, como puede observarse en la figura 4.5.

El parámetro  $M$ , que representa el valor medio de  $\bar{\gamma}$ , hace variar la potencia transmitida (cuanto menor es  $M$ , mayor potencia se transmite para compensarlo), pero no influye en el ahorro relativo de potencia, lo cual es lógico, puesto que  $M$  viene dado por la pérdida de propagación en valor medio del camino que sigue la señal entre el transmisor y el receptor, mientras que lo que dicta el ahorro relativo de potencia es la posibilidad de adaptar la potencia de transmisión a los desvanecimientos lentos que va sufriendo la señal a lo largo del tiempo para un mismo camino de propagación, lo cual depende de la profundidad de dichos desvanecimientos (relacionada únicamente con el inverso de  $m$ ). No obstante, para valores bajos de  $M$  el ahorro absoluto de potencia se hace mayor, puesto que las potencias de transmisión implicadas también lo son.

En cuanto a la influencia del factor  $K$ , los valores más bajos del factor de Rice (a la izquierda en las tablas 4.1 y 4.2) indican mayor profundidad de desvanecimientos rápidos, que requieren una mayor potencia transmitida y que no son compensados por el control de potencia, resultando por tanto en un menor ahorro de potencia. Por contra, para canales con menos desvanecimiento rápido (valores altos de  $K$  a la derecha en las tablas 4.1 y 4.2), la ley de adaptación compensa eficientemente las variaciones lentas, y el ahorro relativo de potencia obtenido es mayor, aunque, al mismo tiempo, las potencias transmitidas necesarias para valores bajos de  $K$  son mayores, con el consiguiente mayor ahorro absoluto de potencia. En cualquier caso, se puede observar un ahorro de potencia significativo para todos los valores simulados de  $K$ .

En consecuencia, desde el punto de vista del ahorro de potencia, la ley de adaptación es más conveniente para valores bajos de  $m$  y de  $M$  y para valores altos de  $K$ .

El precio a pagar por el ahorro de potencia es un aumento de la potencia instantánea de pico transmitida necesaria cuando las pérdidas de propagación del canal se maximizan. La medida de este factor de demérito del control de potencia puede hacerse mediante el factor normalizado  $\kappa$  definido en (4.64).

La figura 4.6 muestra los valores obtenidos de  $\kappa$  en los diferentes casos. Se puede observar que la potencia transmitida de pico se mantiene en todos los casos por debajo del doble de la potencia nominal  $\bar{S}_1$ , es decir, que siempre se cumple que  $\kappa < 3 dB$ .

Es también interesante el hecho de que para canales con gran desvanecimiento lento (valores bajos de  $m$ ) el factor de potencia de pico  $\kappa$  está por debajo de 1, al mismo tiempo que el ahorro de potencia es mayor. Ello se debe a que los valores muy bajos de  $m$  conllevan desvanecimientos lentos muy profundos que hacen que la relación señal a ruido instantánea caiga por debajo del umbral  $\bar{\gamma}_0$ , y por tanto la ley truncada interrumpa la transmisión, ahorrando potencia significativamente respecto al caso de potencia fija, y disminuyendo la potencia transmitida de pico por tanto. A medida que va creciendo  $m$ , los desvanecimientos lentos no llegan a hacer que  $\bar{\gamma} < \bar{\gamma}_0$ , con lo que se transmite para compensar dichos desvanecimientos, aumentando la potencia de pico transmitida a valores por encima de la potencia fija  $\bar{S}_1$  ( $\kappa > 1$ ).

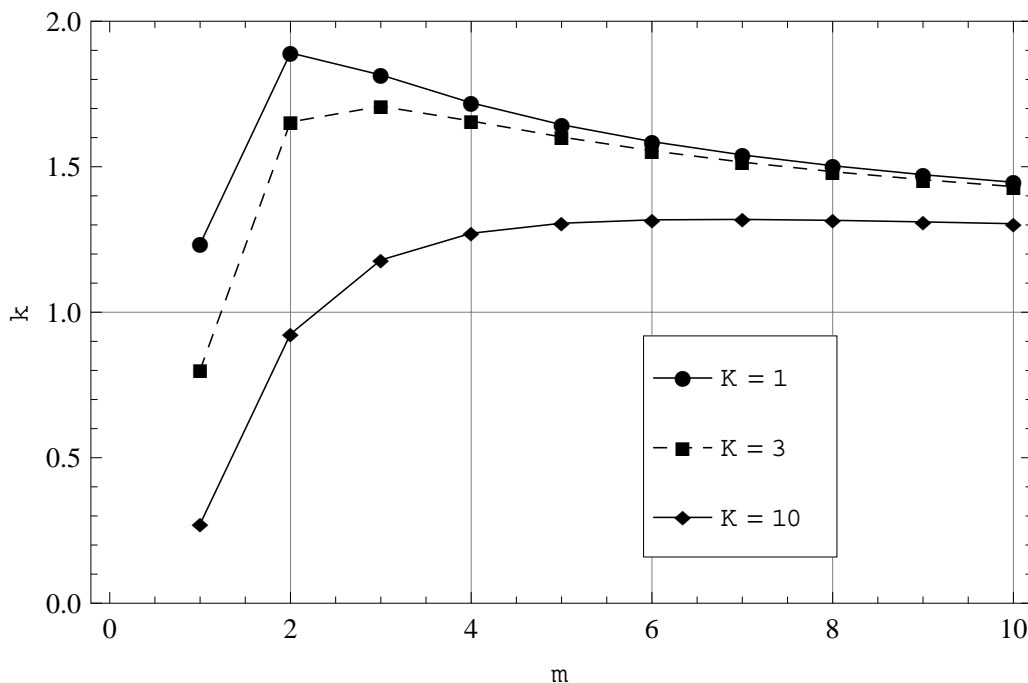


Figura 4.6: Potencia transmitida de pico normalizada ( $\kappa$ ) vs parámetro  $m$ .

Concluyendo, puede decirse por tanto que los beneficios del uso del control de potencia propuesto son claros, alcanzándose ahorros de potencia que pueden llegar hasta superar el 90% (en canales con alta cantidad de desvanecimientos lentos y desvanecimientos rápidos poco profundos) respecto al caso de potencia transmitida fija y manteniendo la misma tasa de error de bit, todo ello con una eficiencia de velocidad de transmisión del 90%. La potencia de pico resultante de la adaptación no llega a suponer un aumento de más de 3 dB respecto al caso fijo en todos los canales considerados. En subcanales que presentan desvanecimientos lentos muy profundos, el ahorro de potencia se maximiza (y la potencia de pico se minimiza) debido al bloqueo cuando la relación señal a ruido está por

debajo del umbral, lo que hace a este tipo de canales los mejores candidatos a la aplicación del control de potencia propuesto. En los subcanales con desvanecimientos rápidos muy pronunciados la eficiencia de la adaptación es menor, pero el ahorro de potencia sigue resultando interesante en términos de potencia absoluta. La relación señal a ruido media (parámetro  $M$ ) no afecta al ahorro relativo de potencia, pero sí impone una mayor potencia transmitida para valores bajos, aumentando el ahorro absoluto de potencia.

# Conclusiones y líneas futuras de investigación

---

## 5.1 Conclusiones

El canal acústico subacuático, que está reconocido por todos los autores experimentados en la materia como uno de los canales de mayor complejidad en cuanto a su caracterización y modelado, resultaba un reto irresistible para el autor de este trabajo, que durante largo tiempo se ha dedicado al estudio del canal de propagación radioeléctrico terrestre. Y el reto no ha sido en absoluto decepcionante.

Durante el tiempo de elaboración de esta Tesis, se ha desarrollado un marco de trabajo, incluyendo objetivos y metodología, y se han alcanzado los primeros resultados, de los que se ha dado cuenta en esta Memoria.

Ante la multiplicidad de modelos posibles de canal acústico subacuático documentados en la literatura y de los que se ha ofrecido una amplia visión, se ha encontrado que la función Ricean Shadowed permite caracterizar estadísticamente las fluctuaciones rápidas y lentas, generalizando las distribuciones propuestas por otros autores, y con un grado de ajuste más que bueno respecto a medidas experimentales publicadas. Hay que hacer notar, no obstante, que

podrían existir casi tantos modelos como escenarios de propagación, puesto que las condiciones varían enormemente en los diferentes mares y océanos estudiados por los investigadores. Las distintas profundidades, temperaturas, concentraciones de elementos químicos, salinidad, composición y perfil del fondo marino, tipo de fauna y flora existente, corrientes submarinas, tráfico naval, o meteoros como lluvia y viento pueden configurar muy diferentes parámetros de distribución estadística de desvanecimientos lentos y rápidos, tiempo de coherencia, desviación Doppler de frecuencia, nivel y densidad espectral de ruido. Precisamente, los grados de libertad del modelo RS propuesto en este trabajo, permiten ajustar los parámetros del modelo a la instancia de canal que se pretenda modelar, constituyendo una notable ventaja frente a otros modelos propuestos.

Los modelos no son un fin en sí mismo, sino que tienen su razón de ser en la facilidad de evaluación de las prestaciones de un sistema de comunicaciones sin necesidad de realizar pruebas de campo. La función propuesta no sólo se ajusta bien al escenario de propagación bajo estudio, sino que además es matemáticamente más tratable que las propugnadas por otros autores.

Los modelos más elaborados propuestos en la literatura hasta ahora no explican de forma exhaustiva los procesos físicos que hay detrás de ellos. La función de distribución propuesta en esta Tesis sí permite fundamentar su naturaleza matemática en los mecanismos de la propagación de la onda de presión acústica a través del agua, teniendo en cuenta no sólo las componentes multicamino, sino también las componentes directas que sufren en mayor o menor medida los efectos del gradiente de temperatura de la columna de agua, e incluso las turbulencias que puede provocar dicho gradiente o cambios instantáneos de temperatura por corrientes marinas o fauna, dando lugar al fenómeno del centelleo, que también se produce -aunque con menor intensidad- en radioenlaces vía satélite a resultados de la dinámica de las capas atmosféricas, y que también ha sido modelado con la función RS.

En este trabajo se ha propuesto por primera vez para canales acústicos subacuáticos la distribución RS, que puede utilizarse en la caracterización conjunta de las variaciones rápidas o a corto plazo y de las variaciones lentas o a largo plazo del canal, por varias razones. En primer lugar, desde el punto de vista estadístico incluye como casos particulares a las funciones de Rayleigh o Rice, propuestas por la práctica totalidad de los autores reconocidos en la materia. Dado que, en ausencia de un modelo estandarizado o comúnmente aceptado, es necesario obtener medidas y posteriormente caracterizar cada entorno particular [3], la distribución RS permite gracias a sus parámetros un buen ajuste a

diferentes escenarios de propagación. Como muestra de esto último, el grado de ajuste de la función densidad de probabilidad RS a los histogramas resultantes de las medidas experimentales a las que se ha tenido acceso es igual o mejor que el del resto de las funciones consideradas en la literatura.

Adicionalmente, la distribución RS es matemáticamente más tratable que otras distribuciones cuya complejidad se torna excesiva.

Tal como se ha mencionado, el modelo no se justifica por sí mismo, sino por su aplicación al estudio de un sistema completo. Dadas las importantes limitaciones que presentan unánimemente los sistemas de comunicaciones inalámbricos acústicos en el entorno subacuático en lo que respecta a la energía, se propuso como objetivo de este trabajo el estudio de un algoritmo eficiente de control de potencia que permitiese adaptar la potencia de transmisión a las condiciones instantáneas del canal de propagación.

Así se ha hecho, aplicando las técnicas disponibles en los sistemas radio a un transmisor acústico subacuático. Obviamente, dichas técnicas no son directamente trasladables al escenario acústico subacuático, sino que han de tenerse en cuenta aspectos altamente diferenciadores, como el mayor retardo de propagación, el menor ancho de banda disponible y un efecto Doppler mucho más ostensible.

Estos obstáculos han sido considerados en el algoritmo de control de potencia adaptativo propuesto, traduciéndose por ejemplo en la compensación de las variaciones lentas -bajo la hipótesis de que son las únicas cuyo tiempo de coherencia permite la adaptación de potencia en tiempo real- o en la existencia de un estado de bloqueo del transmisor, en el que no se transmite señal alguna cuando las condiciones instantáneas del canal no superan un cierto umbral de calidad mínima, de modo que en ausencia de control de potencia se malgastaría la energía sobre una señal que nunca alcanzaría al receptor en condiciones de ser decodificada. A fin de demostrar la ganancia del esquema adaptativo de gestión de potencia propuesto, se ha aplicado al modelo de variaciones lentas del canal, se han realizado los cálculos analíticos y se ha obtenido el ahorro de potencia resultante. Dicho ahorro puede llegar a ser mayor del 90 %, en función de las condiciones del canal.

## 5.2 Futuras tareas

Resulta muy evidente que el siguiente paso natural del trabajo presentado es la realización de medidas experimentales propias, que servirán a los objetivos de validación del modelo propuesto y de prueba de nuevos modelos o modificaciones de los mismos. Para ello, y dentro del marco del Proyecto FEDER TEC2011-25473, se ha seleccionado el escenario de la bahía de Málaga con varios canales físicos de baja profundidad (entre 8 y 18 metros) y diferentes distancias entre fuentes y receptores (entre 125 y 2000 metros).

Dichos escenarios serán simulados mediante herramientas software que incorporen los modelos de propagación basados en la teoría de rayos. Como resultado, se tendrán estimaciones de las respuestas impulsivas de cada uno de los canales físicos. La herramienta de simulación incluirá un modelo de ruido ambiental que tenga en cuenta las olas, lluvia, embarcaciones y elementos biológicos como fuentes de ruido acústico continuo, y los ecosonares como generadores de ruido impulsivo.

Tras la simulación, se acometerá el diseño, la implementación y la verificación de un sistema de medidas de canal acústico subacuático que incluya los transductores y el software de medida necesario. Se diseñarán diferentes prototipos con el objeto de comparar sus prestaciones en cada canal físico y en función de la aplicación del sistema de comunicaciones planteado, sobre todo del ancho de banda de la señal de información a transportar.

Además, deberán diseñarse las señales de medida óptimas: frecuencias portadoras, esquemas de modulación, velocidad binaria, y contenido y longitud de las tramas. Asimismo, el procesado de las señales recibidas debe especificarse a fin de obtener la información requerida de las condiciones del canal, presumiblemente mediante técnicas de correlación cruzada y análisis espectral. Dicho procesado deberá incluir la recuperación del sincronismo, la igualación de canal y el algoritmo de estimación de canal, todo ello con carácter adaptativo.

Se prevé adicionalmente el estudio de técnicas de diversidad al objeto de valorar su impacto sobre el rendimiento y la capacidad del sistema de comunicaciones en los distintos tipos de escenario, puesto que se espera una mejora de las prestaciones. Por tanto, el modelado de canales MIMO está presente entre las aspiraciones futuras de esta línea de trabajo.

La culminación y más ambicioso objetivo futuro que se pretende hacer reali-



dad consiste en la implementación de un sistema de comunicaciones acústico subacuático experimental que pueda respaldar con resultados fehacientes la afirmación de que es posible tener algún día no muy lejano la capacidad de transmisión de todo tipo de información a través de las más vastas e infrautilizadas regiones de nuestro planeta constituidas por nuestros mares y océanos.



## Referencias

---

- [1] D. Mirza and C. Schurgers, "Energy-efficient ranging for post-facto self-localization in mobile underwater networks," *Selected Areas on Communications, IEEE Journal on*, vol. 26, no. 9, pp. 1697–1707, Dec. 2008.
- [2] I. Akyildiz, D. Pompili, and T. Melodia, "Underwater acoustic networks: research challenges," *Ad Hoc Networks (Elsevier)*, vol. 3, pp. 257–279, 2005.
- [3] M. Stojanovic and J. Preisig, "Underwater acoustic communication channels: propagation models and statistical characterization," *IEEE Comm. Magazine*, vol. 47, no. 1, pp. 84–89, Jan. 2009.
- [4] S. Hwang and P. Schniter, "Efficient multicarrier communication for highly spread underwater acoustic channels," *Selected Areas on Communications, IEEE Journal on*, vol. 26, no. 9, pp. 1674–1683, Dec. 2008.
- [5] M. Stojanovic, "Underwater acoustic communications: design considerations on the physical layer," in *Proc. IEEE/IFIP Fifth Annual Conf. on Wireless On demand Network Systems and Services 2008, WONS 2008*, Garmisch-Partenkirchen, Germany, Jan. 2008, pp. 1–4.
- [6] EvoLogics, "Underwater acoustic modems. r-series," (<http://www.evologics.de/en/products/acoustics/index.html>).
- [7] Teledyne-Benthos, "Acoustic modems," (<http://www.benthos.com/acoustic-teleonar-modem-product-comparison.asp>).
- [8] J. Proakis, E. Sozer, J. Rice, and M. Stojanovic, "Shallow water acoustic networks," *IEEE Comm. Magazine*, vol. 39, no. 11, pp. 114–119, Nov. 2001.
- [9] W.-B. Yang and T. C. Yang, "Characterization and modeling of underwater acoustic communications channels for frequency-shift-keying signals," in *Proc. IEEE Oceans Conference*, Boston, USA, Sep. 2006, pp. 1–6.

- [10] S. Mason, C. Berger, S. Zhou, and P. Willett, "Detection, synchronization, and doppler scale estimation with multicarrier waveforms in underwater acoustic communication," *Selected Areas on Communications, IEEE Journal on*, vol. 26, no. 9, pp. 1638–1649, Dec. 2008.
- [11] J. Huang, S. Zhou, and P. Willett, "Nonbinary ldpc coding for multicarrier underwater acoustic communication," *Selected Areas on Communications, IEEE Journal on*, vol. 26, no. 9, pp. 1684–1696, Dec. 2008.
- [12] G. Leus and P. Walree, "Multiband ofdm for covert acoustic communications," *Selected Areas on Communications, IEEE Journal on*, vol. 26, no. 9, pp. 1662–1673, Dec. 2008.
- [13] M. C. Clemente, F. Ruiz-Vega, P. Otero, and J. F. Paris, "Closed-form analysis of adapted coded modulation over ricean shadowed fading channels," *Electronics Letters*, vol. 47, no. 3, pp. 217–218, Feb. 2011.
- [14] F. Ruiz-Vega, M. C. Clemente, J. F. Paris, and P. Otero, "Low consumption communications over shallow water acoustic channels," *Wireless Personal Communications, DOI 10.1007/s11277-012-0624-4, Online ISSN 1572-834X*, 2012.
- [15] F. Ruiz-Vega, M. Clemente, P. Otero, and J. F. Paris, "Ricean shadowed statistical characterization of shallow water acoustic channels for wireless communications," in *Proc. IEEE Conf. Underwater Communications: Channel Modelling & Validation, UComms, Sestri Levante, Italy, Sep. 2012*.
- [16] J. Preisig, "Acoustic propagation considerations for underwater acoustic communications network development," *Proc. ACM SIGMOBILE Mobile Comp. Commun. Rev.*, vol. 11, no. 4, pp. 2–10, Oct. 2007.
- [17] R. H. Randall, *An Introduction to Acoustics*. Mineola, NY: Dover, 2005.
- [18] M. Rossi, *Électroacoustique. Traité d'Électricité, Vol. XXI*. Lausanne: Presses polytechniques romandes, 1986.
- [19] L. M. Brekhovskikh and Yu. P. Lysanov, *Fundamentals of Ocean Acoustics*, 3rd ed. New York, NY: Springer-Verlag, 2003.
- [20] P. Otero and J. F. Paris, *Elementos de Electromagnetismo y Acústica*. Universidad de Málaga: Servicio de Publicaciones e Intercambio Científico de la Universidad de Málaga, 2012.
- [21] J. D. Parsons, *The Mobile Radio Propagation Channel*. London: Pentech Press, 1992.

- [22] W. B. Yang and T. C. Yang, "High-frequency channel characterization for many frequency-shift-keying underwater acoustic communications," *Journal of the Acoustical Society of America*, vol. 120, no. 5, pp. 2615–2626, Nov. 2006.
- [23] M. Chitre, J. Potter, and O. Heng, "Underwater acoustic channel characterization for medium-range shallow water communications," in *Proc. OCEANS/IEEE TECHNO-OCEAN'04 Conf.*, vol. 1, Sep. 2004, pp. 40–45.
- [24] F. Arrichiello, D. Liuand, and S. Yerramalli, "Effects of underwater communication constraints on the control of marine robot teams," in *Robot Communication and Coordination, ROBOCOMM'09, 2nd Int. Conf. on*, Mar. 2009, pp. 1–8.
- [25] M. Stojanovic, "Recent advances in high-speed underwater acoustic communications," *Oceanic Eng., IEEE Journal of*, vol. 21, no. 2, pp. 125–136, Apr. 1996.
- [26] P. Qarabaqi and M. Stojanovic, "Statistical modeling of a shallow water acoustic communication channel (invited paper)," in *Proc. 3rd Underwater Acoustic Measurements Conference*, Nafplion, Greece, Jun. 2009.
- [27] F. Jensen, W. Kuperman, M. Porter, and H. Schmidt, *Computational Ocean Acoustics*. New York, US: Springer Verlag, 1994.
- [28] D. E. Lucani, M. Médard, and M. Stojanovic, "Underwater acoustic networks: channel models and network coding based lower bound to transmission power for multicast," *Selected Areas on Communications, IEEE Journal on*, vol. 26, no. 9, pp. 1708–1719, Dec. 2008.
- [29] W. Thorp, "Deep-ocean sound attenuation in the sub- and low- kilocycle-per-second region," *Journal of the Acoustical Society of America*, vol. 38, no. 4, pp. 648–654, Feb. 1964.
- [30] B. Li, S. Zhou, M. Stojanovic, L. Freitag, and P. Willet, "Multicarrier communication over underwater acoustic channels with nonuniform doppler shift," *Oceanic Eng., Journal of*, vol. 33, no. 2, pp. 198–208, Apr. 2008.
- [31] A. Radošević, J. Proakis, and M. Stojanovic, "Statistical characterization and capacity of shallow water acoustic channels," in *Proc. IEEE Oceans Europe Conference*, Bremen, Germany, May 2009.
- [32] M. Chitre, "A high-frequency warm shallow water acoustic communications channel model and measurements," *J. Acoust. Soc. Am.*, vol. 122, no. 5, pp. 2580–2586, Nov. 2007.

- [33] D. Whitmarsh, "Underwater acoustic transmission measurements," *Journal of the Acoustical Society of America*, vol. 35, no. 12, pp. 2014–2018, Dec. 1963.
- [34] X. Geng and A. Zielinski, "An eigenpath underwater acoustic communication channel model," in *Proc. IEEE Oceans Conference*, vol. 2, San Diego (CA), USA, Oct. 1995, pp. 1189–1196.
- [35] P. Walree, T. Jenserud, and M. Smedsrud, "A discrete-time channel simulator driven by measured scattering functions," *Sel. Areas on Comm., IEEE Journal of*, vol. 26, no. 9, pp. 1628–1637, Dec. 2008.
- [36] J. Catipovic, "Performance limitations in underwater acoustic telemetry," *Oceanic Engineering, IEEE Journal of*, vol. 15, no. 3, pp. 205–216, Jul. 1990.
- [37] P. Qarabaqi and M. Stojanovic, "Adaptive power control for underwater acoustic communications," in *Proc. IEEE Oceans Europe Conference*, Santander, Spain, Jun. 2011, pp. 1–7.
- [38] —, "Modeling the large scale transmission loss in underwater acoustic channels," in *Proc. IEEE Allerton Conf., Comm., Control and Comp.*, Illinois, USA, Sep. 2011, pp. 445–452.
- [39] G. A. Hollinger, S. Choudhary, P. Qarabaqi, and M. Stojanovic, "Underwater data collection using robotic sensor networks," *Selected Areas on Communications, IEEE Journal on*, vol. 30, no. 5, pp. 899–911, Jun. 2012.
- [40] W. Jobst and X. Zabalgogeoazcoa, "Coherence estimates for signals propagation through acoustic channels with multiple paths," *Journal of the Acoustical Society of America*, vol. 65, no. 3, pp. 622–630, Mar. 1979.
- [41] F. Socheleau, J. Passerieux, and C. Laot, "Characterisation of time-varying underwater acoustic communication channel with application to channel capacity," in *Underwater Acoustic Measurements Conference*, Jun. 2009.
- [42] R. Galvin and L. Wang, "Measured channel characteristics and the corresponding performance of an underwater acoustic communication system using parametric transduction," in *Proc. IEE Radar, Sonar and Navigation*, vol. 147, no. 5, Oct. 2000, pp. 247–253.
- [43] T. C. Yang, "Characteristics of underwater acoustic communications channels in shallow waters," in *Proc. IEEE Oceans Conference*, vol. 1, Jun. 2011, pp. 1–8.

- [44] T. Kang and R. Iltis, "Iterative carrier frequency offset and channel estimation for underwater acoustic ofdm systems," *Selected Areas on Communications, IEEE Journal on*, vol. 26, no. 9, pp. 1650–1661, Dec. 2008.
- [45] J. Catipovic, A. Baggeroer, K. V. D. Heydt, and D. Koelsch, "Design and performance analysis of a digital telemetry system for short range underwater channel," *Oceanic Engineering, IEEE Journal of*, vol. OE-9, no. 4, pp. 242–252, Oct. 1984.
- [46] J. Llor, E. Torres, P. Garrido, and M. Malumbres, "Analyzing the behavior of acoustic link models in underwater wireless sensor networks," in *Proc. 4th ACM Int. Workshop on Perf., Monit., Meas. and Eval. of Het. Wireless and Wired Net., PM2EHW2N'09*, Tenerife, Spain, Oct. 2009, pp. 9–16.
- [47] F. Ruiz-Vega, *Simulador Software de Desvanecimientos Multicamino para Comunicaciones Móviles*. Universidad de Málaga: Memoria de Proyecto Fin de Carrera, 1994.
- [48] R. Galvin and R. Coates, "A stochastic underwater acoustic channel model," in *Proc. MTS/IEEE Oceans'96 Prospects for the 21st Century Conference*, vol. 1, Sep. 1996, pp. 203–210.
- [49] A. Abdi and M. Kaveh, "On the utility of gamma pdf in modeling shadow fading (slow fading)," in *IEEE 49th Vehicular Technology Conference*, vol. 3, Houston, Texas, May 1999, pp. 2308–2312.
- [50] A. Abdi, C. Lau, M. Alouini, and M. Kaveh, "A new simple model for land mobile satellite channels: first- and second-order statistics," *IEEE Trans. Wireless Commun.*, vol. 2, no. 3, pp. 519–528, May 2003.
- [51] M. K. Simon and M.-S. Alouini, *Digital Communication over Fading Channels*, 2nd ed. Hoboken, NJ: John Wiley & Sons, 2005.
- [52] M. Abramowitz and I. A. Stegun (editors), *Handbook of Mathematical Functions*. New York: Dover, 1965.
- [53] R. Fletcher and M. Powell, "A rapidly convergent descent method for minimization," *Computer Journal*, vol. 6, pp. 163–168, 1963.
- [54] T. Moulosley and E. Vilar, "Experimental and theoretical statistics of microwave amplitude scintillations on satellite down-links," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 30, no. 6, pp. 1099–1106, Nov. 1982.
- [55] J. Paris, "Closed-form expressions for the rician shadowed cumulative distribution function," *Electronics Letters*, vol. 46, no. 13, pp. 952–953, Jun. 2010.

- [56] Y. A. Brychkov, *Special Functions*. CRC Press, 2008.
- [57] I. S. Gradshteyn, *Table of integrals, series and products*, 6th ed. Academic Press, 2000.
- [58] J. M. H. Rábanos, *Comunicaciones Móviles*. Madrid: Ed. Ramón Areces, 1997.
- [59] J. Wolfowitz, *Coding Theorems of Information Theory*. Nueva York: Springer-Verlag, 1964.
- [60] A. J. Goldsmith, *Wireless Communications*. Cambridge, UK: Cambridge University Press, 2005.
- [61] G. Caire and S. Shamai, “On the capacity of some channels with channel state information,” *IEEE Trans. Inform. Theory*, pp. 2007–2019, Sep. 1999.
- [62] M. Alouini and A. Goldsmith, “Capacity of rayleigh fading channels under different adaptive transmission and diversity-combining techniques,” *IEEE Trans. Veh. Technol.*, pp. 1165–1181, Jul. 1999.
- [63] X. Wei, L. Zhao, X. Li, and C. Zou, “A distributed power control based MAC protocol for underwater acoustic sensor networks,” in *Proc. 4th IEEE Conference on Circuits and Systems for Communications, ICCSC*.
- [64] K. Scussel, J. Rice, and S. Merriam, “A new mfsk acoustic modem for operation in adverse underwater channels,” in *Proc. IEEE Oceans Conference*, vol. 1, Oct. 1997, pp. 247–254.
- [65] R. Iltis, H. Lee, R. Kastner, D. Doonan, T. Fu, R. Moore, and M. Chin, “An underwater acoustic telemetry modem for eco-sensing,” in *Proc. IEEE Oceans Conference*, vol. 2, Sep. 2005, pp. 1844–1850.
- [66] E. Hobart, G. Allsup, D. Hosom, and T. Baldassarre, “Acoustic modem unit,” in *Proc. IEEE Oceans Conference*, vol. 2, Sep. 2000, pp. 769–772.
- [67] E. M. Sozer, “Simulation and rapid prototyping environment for underwater acoustic communications: reconfigurable modem,” in *Proc. IEEE Oceans Europe Conference*, vol. 1, Jun. 2005, pp. 80–85.
- [68] S. Singh, M. Grund, B. Bingham, R. Eustice, H. Singh, and L. Freitag, “Underwater acoustic navigation with the WHOI micro-modem,” in *Proc. IEEE Oceans Conference*, Sep. 2006.



- [69] L. E. Freitag, M. Grund, S. Singh, J. Partan, P. Koski, and K. Ball, "The WHOI micro-modem: an acoustic communications and navigation system for multiple platforms," in *Proc. IEEE Oceans Conference*, vol. 2, Sep. 2005, pp. 1086–1092.
- [70] J. Jornet and M. Stojanovic, "Distributed power control for underwater acoustic networks," in *Proc. IEEE Oceans Conference*, 2008.
- [71] M. Vajapeyam, S. Vedantam, U. Mitra, J. Preisig, and M. Stojanovic, "Distributed space-time cooperative schemes for underwater acoustic communications," *Oceanic Eng., IEEE Journal of*, vol. 33, no. 4, pp. 489–501, Oct. 2008.
- [72] W. Zhang, M. Stojanovic, and U. Mitra, "Analysis of a linear multihop underwater acoustic network," *IEEE J. Ocean. Eng.*, vol. 35, no. 4, pp. 961–970, Oct. 2010.
- [73] M. Stojanovic, "On the relationship between capacity and distance in an underwater acoustic channel," in *First ACM International Workshop on Underwater Networks (WUWNet)*, Sep. 2006.
- [74] E. M. Sozer, J. Proakis, M. Stojanovic, J. Rice, A. Benson, and M. Hatch, "Direct sequence spread spectrum based modem for underwater acoustic communication and channel measurements," in *Proc. IEEE Oceans Conference*, vol. 1, Nov. 1999, pp. 228–233.
- [75] E. M. Sozer, M. Stojanovic, and J. Proakis, "Underwater acoustic networks," *Oceanic Engineering, IEEE Journal of*, vol. 25, no. 1, pp. 72–83, Jan. 2000.
- [76] J. G. Proakis, *Digital Communications*, 2nd ed. New York: McGraw-Hill, 1989.
- [77] W. C. Lindsey, "Error probabilities for Rician fading multichannel reception of binary and N-ary signals," vol. 10, no. 4, pp. 339–350, Oct. 1964.
- [78] M. Spiegel and L. Abellanas, *Fórmulas y Tablas de Matemática Aplicada*. Madrid: McGraw Hill Interamericana, 1988.



# Curriculum Vitae

---

Fernando Ruiz recibió el título de Ingeniero de Telecomunicación de la Universidad de Málaga (España) en 1994. Después de trabajar en CETECOM como ingeniero de pruebas de conformidad de equipos de radiocomunicaciones, se unió al Departamento de Ingeniería de Comunicaciones de la Escuela Técnica Superior de Ingenieros de Telecomunicación de la Universidad de Málaga, donde desarrolla labores docentes y de investigación. En 1995 realizó una estancia en el Departamento de Ingeniería Eléctrica y Electrónica de la Universidad de Liverpool (Reino Unido). Desde 1995 ha participado en varios proyectos de investigación financiados por el Gobierno y la Comunidad Autónoma de Andalucía sobre aspectos de procedimientos de medida de equipos radio y gestión de recursos radio en redes de comunicaciones móviles heterogéneas. Actualmente, está involucrado también en el Proyecto de Investigación de Excelencia titulado "Caracterización, modelado y emulación de canales MIMO para comunicaciones subacuáticas" subvencionado por la Junta de Andalucía.

## Publicaciones más relevantes

### Revistas

- F. Ruiz-Vega, M.C. Clemente, J.F. Paris, and P. Otero, "Low consumption communications over shallow water acoustic channels", *Wireless Personal Communications*, 2012.
- P. Muñoz, I. Bandera, F. Ruiz-Vega, S. Luna-Ramírez, R. Barco, M. Toril, P. Lázaro, J. Rodríguez, "Computationally-efficient design of a dynamic system-level LTE simulator", *Journal of Electronics and Telecommunications*, vol. 57, no. 3, pp 347-358, Sep. 2011.

- M. C. Clemente, F. Ruiz-Vega, P. Otero and J. F. Paris, "Closed-form analysis of adapted coded modulation over Ricean shadowed fading channels", *Electronics Letters*, vol. 47 no. 3, pp. 217-218, Feb. 2011.
- J. M. Ruiz-Aviles, S. Luna-Ramirez, M. Toril and F. Ruiz-Vega, "Traffic steering by self-tuning controllers in enterprise LTE femtocells", aceptado en *EURASIP Journal on Wireless Communications and Networking*.
- M. C. Aguayo-Torres, J. T. Entrambasaguas, F. Ruiz-Vega, "Variable rate multitone system for multipath fading channels", *Electronics Letters*, vol. 34, no. 12, pp. 1203-1204, Jun. 1998.

## Congresos Internacionales

- F. Ruiz-Vega, M.C. Clemente, P. Otero and J.F. Paris, "Ricean shadowed statistical characterization of shallow water acoustic channels for wireless communications", *Proc. IEEE Conf. Underwater Communications: Channel Modelling & Validation, UComms, Sestri Levante, Italy, Sep. 2012*.
- J. M. Ruiz-Aviles, S. Luna-Ramirez, M. Toril, F. Ruiz-Vega, "Fuzzy logic controllers for traffic sharing in enterprise LTE femtocells", *IEEE Vehicular Technology Conference (VTC) Spring 2012, Yokohama, Japan, May 2012*.
- J. M. Ruiz-Aviles, S. Luna-Ramirez, M. Toril, F. Ruiz-Vega, "Refined approaches for traffic sharing in enterprise LTE femtocells", *3rd Scientific Meeting, COST action IC1004, Barcelona (Spain), February 2012*.
- J. M. Ruiz, S. Luna-Ramirez, M. Toril, F. Ruiz-Vega, "Traffic sharing techniques in enterprise LTE femtocells", *1st Scientific Meeting, COST action IC1004, Lund (Sweden), June 2011*.
- J. M. Ruiz, S. Luna-Ramirez, M. Toril, F. Ruiz-Vega, I. de la Bandera, P. Muñoz, "Analysis of load sharing techniques in enterprise LTE femtocells", *Workshop on Femtocells, Wireless Advanced 2011, London, UK, June 2011*.
- P. Muñoz, I. de la Bandera, R. Barco, F. Ruiz-Vega, M. Toril and S. Luna-Ramirez, "Estimation of link-layer quality parameters in a system-level LTE simulator", *IB2COM 2010. Málaga (España). December, 2010*.
- I. de la Bandera, S. Luna-Ramirez, R. Barco, M. Toril, F. Ruiz-Vega and M. Fernández-Navarro, "Inter-system cell reselection parameter auto-tuning in a joint-RRM scenario", *IB2COM 2010. Málaga (España). December, 2010*.
- S. Luna, F. Ruiz-Vega, M. Toril, M. Fernández, "Inter-system handover parameter auto-tuning in a joint-RRM scenario", *61st IEEE Vehicular Technology Conference, pp. 2641-2645, Marina Bay, Singapore, May 2008*.

- S. Luna, M. Fernández, M. Toril, F. Ruiz-Vega, "Adjustment of a fuzzy logic controller for IS-HO parameters in a heterogeneous scenario", the 14th Mediterranean Electrotechnical Conference, pp. 29-34, Ajaccio, France, 2008.
- F. Ruiz-Vega, M. Toril, M. Fernández, "Optimisation and troubleshooting of heterogeneous mobile communication networks", 3rd AROMA Workdhop: Trends in Radio Resource Management, pp. 1-6, Barcelona, España, 2007.
- M. C. Aguayo-Torres, J.T. Entrambasaguas, F. Ruiz-Vega, J. Baños, "Variable rate DFE-QAM and OFDM systems for maximum capacity in multipath frequency selective fading channels", 50th IEEE Vehicular Technology Conference (VTC) Fall 1999, pp. 263-267, Amsterdam, The Netherlands, Sep. 1999.
- F. Ruiz-Vega, J. Baños, "Application of computer simulation to mobile communication systems design and evaluation", the 8th Mediterranean Electrotechnical Conference, pp. 145-148, Bari, Italy, 1996.