

UNIVERSIDAD DE MÁLAGA

**ESCUELA TÉCNICA SUPERIOR DE INGENIERÍA DE
TELECOMUNICACIÓN**



TESIS DOCTORAL

**MODULACIÓN ADAPTATIVA Y DIVERSIDAD
EN CANALES DE COMUNICACIONES
ACÚSTICAS SUBACUÁTICAS**

AUTORA: MARÍA DEL CARMEN CLEMENTE MEDINA

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

MÁLAGA, 2013



DEPARTAMENTO DE INGENIERÍA DE COMUNICACIONES

E.T.S. INGENIERÍA DE TELECOMUNICACIÓN
UNIVERSIDAD DE MÁLAGA
E-29071 MÁLAGA
TEL.: +34 952 131 440 – FAX: +34 952 132 027

INFORME DE LOS DIRECTORES DE LA TESIS DOCTORAL

TÍTULO DE LA TESIS: Modulación adaptativa y diversidad en canales de comunicaciones acústicas subacuáticas.

AUTOR DE LA TESIS: María del Carmen Clemente Medina.

CO-DIRECTORES: Pablo Otero Roth y José F. Paris Ángel.

INFORME

La Tesis Doctoral objeto del presente informe se ocupa de varios aspectos de un tema de gran actualidad científica y tecnológica. El tema es el constituido por las comunicaciones acústicas subacuáticas y los aspectos mencionados son la modulación adaptativa, la codificación y la diversidad, que son técnicas que permiten mejorar las cifras de tasa de error binaria a igualdad de potencia transmitida y de anchura de banda utilizada. El canal acústico subacuático es, sin duda alguna, uno de los canales más hostiles utilizados en comunicaciones. Una de las novedades de la Tesis es que el modelo estadístico que utiliza del canal está basado en la distribución *Ricean-shadowed*.

En su Tesis la autora obtiene expresiones matemáticas analíticas compactas de las cifras de tasa de error binaria y de eficiencia espectral en canales del tipo *Ricean-shadowed*. En sus trabajos, la autora realiza dos importantes aportaciones. La primera es que obtiene las mencionadas expresiones en el caso en el que en la transmisión se utilice modulación codificada adaptativa. La segunda aportación del trabajo consiste en obtener de nuevo esas expresiones pero para el uso de la técnica de diversidad espacial en recepción.

La metodología seguida por la autora es la adecuada a los objetivos que perseguía. Los trabajos analíticos teóricos están contrastados con rigurosos resultados de simulaciones. El trabajo está avalado por publicaciones técnicas en revistas de difusión internacional que gozan de buen prestigio en el mundo académico y también en el ámbito industrial.

Por todo lo anterior, consideramos la mencionada Tesis Doctoral un trabajo original de investigación y también consideramos a la candidata acreedora del título de Doctora.

En Málaga, a veinte y tres de abril de dos mil trece,

Pablo Otero Roth

José F. Paris Ángel

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 *Modulación adaptativa y diversidad en canales de comunicaciones acústicas subacuáticas*, realizada por D^a. María del Carmen Clemente Medina y dirigida por el Dr. D. Pablo Otero Roth y el Dr. D. José F. Paris Ángel, 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.: _____

A mi familia y amigos.

*Como la piedra amigos
como el canto rodado
en perpetuo combate
con el agua y los años.*

*Sí sed como la piedra
como el canto rodado:
puros y resistentes
terribles y obstinados.*

José Agustín Goytisolo, "Claridad" (1959)

Índice general

Índice de figuras	III
Índice de cuadros	VII
Acrónimos	IX
Resumen	XI
Abstract	XIII
1. Introducción	1
1.1. Presentación	1
1.2. Las comunicaciones acústicas subacuáticas	3
1.3. Estado del arte	6
1.4. Objetivos de la tesis	10
1.5. Organización de la tesis	12
1.6. Listado de publicaciones	13
2. Fundamentos de las comunicaciones acústicas subacuáticas	15
2.1. Introducción	15
2.2. Propagación acústica en el medio subacuático	17
2.3. Modelado del canal acústico subacuático	22
2.4. Modulación adaptativa y codificación	25
2.4.1. Sistema de transmisión adaptativa	27
2.4.2. Técnicas adaptativas	28
2.4.3. Modulación codificada adaptativa	29
2.5. Diversidad	33
2.5.1. Diversidad espacial en recepción	35
2.5.2. Técnica de diversidad MRC	36
3. Modulación adaptativa y codificación para sistemas SISO	39
3.1. Modelo de sistema	39

3.2. Desarrollo analítico	41
3.3. Resultados numéricos	43
3.4. Evaluación en aguas someras	50
4. Modulación adaptativa y codificación para sistemas SIMO	53
4.1. Modelo de sistema	53
4.2. Desarrollo analítico	55
4.2.1. Sin correlación espacial	58
4.2.2. Con correlación espacial	59
4.3. Resultados numéricos	61
4.3.1. Sin correlación espacial	62
4.3.2. Con correlación espacial	67
4.4. Evaluación en aguas someras	71
4.4.1. Sin correlación espacial	71
4.4.2. Con correlación espacial	73
5. Conclusiones y líneas futuras	75
5.1. Conclusiones	75
5.2. Líneas futuras de investigación	77
A. Cálculo de las funciones $\mathcal{F}_\gamma(x)$ y $\mathcal{G}_\gamma(s; \zeta)$ para sistemas SISO	79
B. Cálculo de las funciones $\mathcal{F}_{\gamma_t}(\gamma)$ y $\mathcal{G}_{\gamma_t}(s; \zeta)$ para sistemas SIMO	81
B.1. Sin correlación espacial	81
B.2. Con correlación espacial	83
Referencias	87

Índice de figuras

1.1. Esquema de la organización de la tesis.	12
2.1. Perfil de la velocidad del sonido.	16
2.2. SNR <i>vs.</i> frecuencia y distancia bajo el agua [1].	19
2.3. Escenario de propagación con la componente directa y las componentes multicamino [2].	24
2.4. Sistema de transmisión adaptativa.	27
2.5. Modelo del sistema ACM.	30
2.6. BER <i>vs.</i> SNR en el canal y los correspondientes umbrales para N esquemas ACM.	31
2.7. Esquema general de diversidad.	33
2.8. Diagrama de bloques de la técnica de diversidad MRC.	36
3.1. Diagrama de bloques del sistema de comunicaciones SISO.	40
3.2. Esquema de codificación adaptativa.	41
3.3. Realización CBER con los códigos trellis 4D en canales AWGN para diferentes constelaciones MQAM y curvas aproximadas de CBER mediante ajuste exponencial.	44
3.4. ASE <i>vs.</i> SNR promedio para canales tipo RS con distintos valores de los parámetros m y κ , usando codificación trellis 4D y $BER_t = 10^{-3}$	46
3.5. ASE <i>vs.</i> SNR promedio para canales tipo RS con distintos valores de los parámetros m y κ , usando codificación trellis 4D y $BER_t = 10^{-5}$	46
3.6. ASE <i>vs.</i> SNR promedio para un canal tipo RS con los valores de los parámetros $m = 3$ y $\kappa = 2$ dB, usando codificación trellis 4D y sin codificar para $BER_t = 10^{-3}$	48
3.7. ABER <i>vs.</i> SNR promedio para un canal tipo RS con los valores de los parámetros $m = 3$ y $\kappa = 2$ dB, usando codificación trellis 4D y dos valores de BER_t	49
3.8. ABER <i>vs.</i> SNR promedio para un canal tipo RS con los valores de los parámetros $m = 3$ y $\kappa = 17$ dB, usando codificación trellis 4D y dos valores de BER_t	49

3.9. ASE <i>vs.</i> SNR promedio para simulaciones de un canal tipo RS con los valores de los parámetros $m = 0.5, 1$ y $\kappa = 3$ dB, usando codificación trellis 4D y $BER_t = 10^{-3}$	51
3.10. ASE <i>vs.</i> SNR promedio para simulaciones de un canal tipo RS con los valores de los parámetros $m = 0.5, 1$ y $\kappa = 3$ dB, usando codificación trellis 4D y $BER_t = 10^{-5}$	51
3.11. ABER <i>vs.</i> SNR promedio para simulaciones de un canal RS con los valores de los parámetros $m = 0.5, 1$ y $\kappa = 3$ dB, usando codificación trellis 4D y dos valores de BER_t	52
3.12. ABER <i>vs.</i> SNR promedio para simulaciones de un canal RS con los valores de los parámetros $m = 0.5, 1$ y $\kappa = 10$ dB, usando codificación trellis 4D y dos valores de BER_t	52
4.1. Diagrama de bloques del sistema de comunicaciones SIMO.	54
4.2. Estructura de singularidad de la función $\Xi(s)$ y los caminos de integración implicados en la integral de contorno.	56
4.3. Realización BER de los turbo-códigos en canales AWGN para 5 modos TX.	62
4.4. ASE <i>vs.</i> SNR promedio para canales independientes tipo RS con los valores de los parámetros $m = 1$ y $\kappa = 10$ dB, usando codificación turbo y $BER_t = 10^{-4}$	63
4.5. ASE <i>vs.</i> SNR promedio para canales independientes tipo RS con los valores de los parámetros $m = 2$ y $\kappa = 10$ dB, usando codificación turbo y $BER_t = 10^{-4}$	64
4.6. ASE <i>vs.</i> SNR promedio para un canal tipo RS con los valores de los parámetros $m = 1$ y $\kappa = 10$ dB, usando codificación turbo y sin codificar para $BER_t = 10^{-4}$	65
4.7. ABER <i>vs.</i> SNR promedio para canales independientes tipo RS con los valores de los parámetros $m = 1$ y $\kappa = 10$ dB, usando codificación turbo y $BER_t = 10^{-4}$	66
4.8. ABER <i>vs.</i> SNR promedio para canales independientes tipo RS con los valores de los parámetros $m = 2$ y $\kappa = 10$ dB, usando codificación turbo y $BER_t = 10^{-4}$	67
4.9. ASE <i>vs.</i> SNR promedio para canales correlados tipo RS con los valores de los parámetros $m = 1$ y $\kappa = 10$ dB, usando codificación turbo y $BER_t = 10^{-4}$	68
4.10. ASE <i>vs.</i> SNR promedio para canales correlados tipo RS con los valores de los parámetros $m = 2$ y $\kappa = 10$ dB, usando codificación turbo y $BER_t = 10^{-4}$	69
4.11. ABER <i>vs.</i> SNR promedio para canales correlados tipo RS con los valores de los parámetros $m = 1$ y $\kappa = 10$ dB, usando codificación turbo y $BER_t = 10^{-4}$	70
4.12. ABER <i>vs.</i> SNR promedio para canales correlados tipo RS con los valores de los parámetros $m = 2$ y $\kappa = 10$ dB, usando codificación turbo y $BER_t = 10^{-4}$	70
4.13. ASE <i>vs.</i> SNR promedio para simulaciones de canales independientes tipo RS con los valores de $m = 0.5, 1$ y $\kappa = 10$ dB, usando codificación turbo y $BER_t = 10^{-4}$	71

4.14. ABER <i>vs.</i> SNR promedio para simulaciones de canales independientes tipo RS con los valores de $m = 0.5, 1$ y $\kappa = 10$ dB, usando codificación turbo y $\text{BER}_t = 10^{-4}$	72
4.15. ASE <i>vs.</i> SNR promedio para simulaciones de canales correlados tipo RS con los valores de los parámetros $m = 0.5, 1$ y $\kappa = 10$ dB, usando codificación turbo y $\text{BER}_t = 10^{-4}$	73
4.16. ABER <i>vs.</i> SNR promedio para simulaciones de canales correlados tipo RS con los valores de los parámetros $m = 0.5, 1$ y $\kappa = 10$ dB, usando codificación turbo y $\text{BER}_t = 10^{-4}$	74

Índice de cuadros

2.1. Asignación de la tasa de transmisión según el esquema de codificación.	32
3.1. Conjunto de coeficientes del ajuste exponencial [3].	44
3.2. Tasas de transmisión y umbrales en dB del sistema ACM tomando $\text{BER}_t = 10^{-3}$	45
3.3. Tasas de transmisión y umbrales en dB del sistema ACM tomando $\text{BER}_t = 10^{-5}$	45
3.4. Tasas de transmisión y umbrales en dB para la modulación adaptativa QAM sin codificar tomando $\text{BER}_t = 10^{-3}$	47
4.1. $\mathcal{F}_{\gamma_t}(\gamma)$ para 1, 2 y 4 canales independientes tipo Rayleigh.	58
4.2. $\mathcal{G}_{\gamma_t}(s; \zeta)$ para 1 y 2 canales independientes tipo Rayleigh.	58
4.3. $\mathcal{G}_{\gamma_t}(s; \zeta)$ para 4 canales independientes tipo Rayleigh.	58
4.4. Autovalores de la matrix de correlación C para $L = 2$	59
4.5. Autovalores de la matrix de correlación C para $L = 4$	59
4.6. $\mathcal{F}_{\gamma_t}(\gamma)$ para 2 canales correlados tipo RS.	60
4.7. $\mathcal{G}_{\gamma_t}(s; \zeta)$ para 2 canales correlados tipo RS.	60
4.8. $\mathcal{F}_{\gamma_t}(\gamma)$ para 4 canales correlados tipo RS con los valores de $\rho = 0.1, 0.5$ y 0.9	61
4.9. $\mathcal{G}_{\gamma_t}(s; \zeta)$ para 4 canales correlados tipo RS con los valores de $\rho = 0.1, 0.5$ y 0.9	61
4.10. Conjunto de coeficientes del ajuste exponencial.	62
4.11. Umbrales en dB tomando $\text{BER}_t = 10^{-4}$ con el esquema TuCM elegido [4].	63
4.12. Umbrales para la modulación adaptativa QAM sin codificar con $\text{BER}_t = 10^{-4}$	65

Acrónimos

- ABER:** *Average Bit Error Rate.*
- ACM:** *Adaptive Coded Modulation.*
- ASE:** *Average Spectral Efficiency.*
- AWGN:** *Additive White Gaussian Noise.*
- BER:** *Bit Error Rate.*
- CBER:** *Conditional Bit Error Rate.*
- CDF:** *Cumulative Distribution Function.*
- CSI:** *Channel State Information.*
- CSNR:** *Channel Signal to Noise Ratio.*
- EGC:** *Equal Gain Combining.*
- ICI:** *Inter-Carrier Interference.*
- ISI:** *Inter-Symbol Interference.*
- LTE:** *Long Term Evolution.*
- MGF:** *Moment Generating Function.*
- MIMO:** *Multiple Input Multiple Output.*
- MRC:** *Maximun Ratio Combining.*
- NOTX:** *Non Transmission.*
- OFDM:** *Orthogonal Frequency Domain Modulation.*
- PDF:** *Probability Density Function.*
- PSAM:** *Pilot Symbol Assisted Modulation.*
- RS:** *Ricean Shadowed.*
- SC:** *Selection Combining*
- SIMO:** *Single Input Multiple Output.*
- SISO:** *Single Input Single Output.*
- TuCM:** *Turbo Coded Modulation.*
- TR:** *Time Reversal.*
- UAC:** *Underwater Acoustic Communications.*
- UEC:** *Underwater Electromagnetic Communications.*
- UMTS:** *Universal Mobile Telecommunications System.*
- UUV:** *Unmanned Underwater Vehicle.*

Resumen

Las comunicaciones subacuáticas se han convertido en un importante campo de investigación en los últimos años. El desarrollo y despliegue de redes de sensores submarinos han producido un considerable aumento en el interés por las tecnologías de transmisión inalámbricas en los sistemas de comunicaciones subacuáticas. Este tipo de redes son diseñadas para posibilitar el desarrollo de aplicaciones tales como recolección de datos oceanográficos, la monitorización de contaminación ambiental, el registro de datos climáticos, estudio de la vida marina, prevención de desastres, exploración de recursos naturales submarinos, ayuda a la navegación, misiones de búsqueda, comunicaciones entre vehículos submarinos autónomos, buzos y submarinistas, etc.

Actualmente, estas aplicaciones de transmisión de información se basan en sistemas acústicos debido a que las ondas sonoras se adaptan mejor al medio acuático, aunque la propagación de estas ondas en el canal acústico subacuático presenta limitaciones importantes debido al ancho de banda limitado, el desvanecimiento severo, el multicamino extendido, las propiedades refractivas del medio, las variaciones de tiempo rápidas, y los grandes desplazamientos Doppler. Combatir estos problemas del canal acústico subacuático supone una de las tareas más desafiantes de un sistema de comunicaciones acústicas subacuáticas.

El canal acústico subacuático requiere técnicas espectralmente eficientes y robustas para conseguir la transmisión digital a alta velocidad en sistemas de comunicaciones inalámbricos fiables. La modulación adaptativa es una técnica prometedora para incrementar la tasa de datos, que puede transmitirse fiablemente sobre canales con desvanecimientos. Si se puede estimar el canal y enviar esta estimación al transmisor, se podría adaptar el esquema de transmisión a las condiciones del canal. Por tanto, es crítico modelar la distribución estadística de la ganancia del canal para diseñar un sistema de comunicaciones subacuáticas.

En esta tesis se propone la transmisión digital mediante modulación adaptativa y codificación en canales acústicos subacuáticos, que son modelados por la distribución Ricean shadowed para obtener una adecuada caracterización estadística, y proporcionar una interpretación física de los fenómenos de propagación causantes de la variación temporal del canal. La premisa básica de la modulación adaptativa y codificación es estimar la respuesta del canal en el receptor y enviar esta estimación al transmisor

mediante un canal de retorno, para que el esquema de transmisión pueda adaptarse a las variaciones del canal. Esta estrategia adaptativa hace posible transmitir eficiencias espectrales altas bajo condiciones favorables del canal, y responde a la degradación del canal a través de una reducción leve de la eficiencia espectral, manteniendo la tasa de error instantánea por debajo de algún valor objetivo predefinido. Se asume que el proceso de adaptación es perfecto e instantáneo, por lo que la información del estado del canal estimada es enviada al transmisor mediante un canal de retorno sin errores ni retardos.

Además, se analizan las prestaciones de un sistema de comunicaciones inalámbricas en canales acústicos submarinos, cuando se usan técnicas de modulación adaptativa y codificación con diversidad espacial en recepción para combatir la degradación del sistema debido al desvanecimiento tipo Ricean shadowed. De este modo, se realiza el cálculo analítico de los factores de mérito de los esquemas de transmisión de tasa adaptativa propuestos, incidiendo en el rendimiento espectral y la tasa de error binaria media. Estas aproximaciones analíticas se comparan con la realización de simulaciones numéricas mediante el método de Monte-Carlo corroborando los resultados obtenidos. Los esquemas propuestos no son implementables en un sistema real, pues se asume un canal de retorno ideal, pero establecen una cota superior en las prestaciones que pueden alcanzar los esquemas en aguas someras.

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

Abstract

Underwater communications have become an important field of research in the recent years. The development and deployment of underwater sensor networks have produced a considerable increase in the interest by wireless transmission technologies in underwater communication systems. This type of networks are designed to enable applications as oceanographic data collection, environmental and pollution monitoring, climate recording, study of marine life, disaster prevention, exploration of natural undersea resources, assisted navigation, search missions, unmanned underwater vehicles and divers communications, etc.

Currently, these transmission applications are based in acoustic systems because the sound waves are better adapted to the aquatic environment, although the propagation of these waves in the underwater acoustic channel have important limitations because of limited bandwidth, severe fading, extended multipath, refractive properties of the medium, rapid time variation, and large Doppler shifts. Combating these problems of the underwater acoustic channel is considered to be the most challenging task of an underwater acoustic communication system.

Underwater acoustic channel requires robust and spectrally efficient techniques to achieve high speed digital transmission for reliable wireless communication systems. Adaptive modulation is a promising technique to increase the data rate that can be reliably transmitted over fading channels. If the channel can be estimated and this estimate sent back to the transmitter, the transmission scheme can be adapted to the channel conditions. Therefore, it is critical to model the statistical distribution of the channel gain for designing a underwater communication system.

In this thesis, adaptive modulation and coding over underwater acoustic channels is proposed. These channels are modeled by Ricean shadowed distribution to get a suitable statistical characterization and to provide a physical explanation to propagation phenomena underlying time variability. The basic premise of adaptive modulation and coding is estimate the response of channel at the receiver and send this estimate back to the transmitter over a feedback channel, so that the transmission and coding scheme can be adapted relative to the channel characteristics. This adaptive strategy makes it possible to transmit at high spectral efficiencies under favorable channel conditions, and respond to channel degradation through a smooth reduction of the spectral efficiency,

while maintaining the instantaneous bit error rate below some pre-defined target value. Perfect and instantaneous adaptation process is assumed, so the predicted channel state information is send back to the transmitter through a zero-error, non-zero delay feedback channel.

Moreover, the performance of a wireless communications system over underwater acoustic channels is analysed, when adaptive modulation and coding techniques with receiver diversity are used to combat the degradation of the system because of Ricean shadowed fading. Thus, the figures of merit of the proposed rate-adaptive transmission schemes are analytically obtained, emphasizing in the spectral efficiency and the average bit error rate. These analytical aproximations are compared to Monte-Carlo simulations corroborating the analytical results. The proposed schemes are not directly implementable in practical systems, since a ideal feedback channel is assumed, but its analysis allows to establish performance upper bound for the schemes in shallow water.

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

Capítulo 1

Introducción

1.1. Presentación

El trabajo que se presenta en esta memoria es parte del realizado por la autora en el equipo de investigación en comunicaciones acústicas subacuáticas del Departamento de Ingeniería de Comunicaciones (DIC) de la Universidad de Málaga (UMA). Este equipo se constituyó, en su inicio de manera más informal, hace ahora más de cuatro años, con la intención de desarrollar una línea de investigación, aunque siempre dentro del más estricto campo de competencia del ingeniero de telecomunicación, nueva para los miembros del DIC. Tratándose como se trata de una materia multidisciplinar el equipo inicial aglutinó a investigadores procedentes de otros campos del área de conocimiento de Teoría de la Señal y Comunicaciones, como son la Teoría de la Comunicación, las Comunicaciones Móviles y la Propagación de Ondas. La autora de esta tesis se incorporó al equipo desde su inicio y ha sido, desde el curso académico 1997-98, la profesora de las asignaturas Transductores Electroacústicos y Acústica Subacuática.

Poco a poco, la actividad del equipo ha dado algunos frutos académicos, con algunos artículos ya publicados en revistas internacionales y también la presentación de una ponencia en un congreso internacional, así como algún que otro manuscrito enviado para su revisión a los editores de revistas técnicas. Este inicio de consolidación permitió que una solicitud de ayuda del Plan Nacional de Investigación fuese evaluada favorablemente por la Agencia Nacional de Evaluación de la Calidad y Acreditación (ANECA) en 2011 (convocatoria de 2010) y se encuentre actualmente en curso. Además, el equipo de investigación ha sido seleccionado en 2012 en la convocatoria del Programa INNPRONTA 2011 del Centro para el Desarrollo Tecnológico Industrial (CDTI) del Ministerio de Economía y Competitividad (así llamado a inicios de 2013).

El proyecto subvencionado por el Plan Nacional, con el título *Canales Inalámbricos Subacuáticos: Modelos y Técnicas de Transmisión* (CIS-MTT) y código nacional TEC2011-25473, tiene por Investigador Principal al Dr. J. F. Paris Ángel, uno de los

dos co-directores de esta tesis. Los principales objetivos del proyecto son los siguientes:

1. Caracterización y medida del canal asociado para las comunicaciones acústicas subacuáticas (UAC *Underwater Acoustic Communications*) y el canal resultante para las comunicaciones electromagnéticas subacuáticas (UEC *Underwater Electromagnetic Communications*).
2. Propuesta de modelos estadísticos o mixtos (geométricos y estadísticos) para el tipo de canales UAC/UEC medidos.
3. Investigación sobre las técnicas de transmisión a alta velocidad más adecuadas para canales UAC/UEC.
4. Desarrollo de un sistema experimental que permita realizar la transmisión de información a través de canales UAC/UEC.

Algunos de estos objetivos ya han sido alcanzados; los dos primeros, además, han sido parcialmente plasmados en una tesis doctoral presentada en la Universidad de Málaga por el Dr. F. Ruiz Vega en 2012 [5]. Esta nueva tesis doctoral se centra en el tercero de esos objetivos, y a día de hoy puede decirse que el sistema experimental nombrado como cuarto objetivo se encuentra en avanzado estado de desarrollo, ya que antes del verano de 2013 muy probablemente puedan iniciarse campañas de medida de canales UAC en aguas de la bahía de Málaga.

En lo que respecta al proyecto del Programa INNPRONTA, se trata de un proyecto seleccionado en una convocatoria competitiva del CDTI, y lleva por título *Automation Development for Autonomous Mobility* (ADAM). El proyecto, en su totalidad, es realizado por un consorcio empresarial conducido por la filial española de la empresa aeronáutica Boeing en el que participan, en la parte naval, la empresa Navantia, contratista principal de la Armada Española, y la empresa Sociedad Anónima de Electrónica Submarina (SAES). El equipo de investigación de la UMA es el Organismo Público de Investigación (OPI) en el que se apoya SAES como miembro del consorcio empresarial para la realización del proyecto ADAM. SAES es una empresa líder en el ámbito de la acústica submarina en España y también muy importante internacionalmente hablando. La parte que realizarán SAES y el equipo de investigación será el desarrollo de una nueva aplicación en tiempo real que determine las condiciones óptimas de utilización del canal UAC, lo que es complementario al proyecto de investigación del Plan Nacional mencionado anteriormente. El Investigador Principal del proyecto ADAM en UMA es el Dr. P. Otero Roth, también co-director de esta tesis doctoral.

A modo de anticipo se cerrará esta presentación con la mención de que este trabajo se enmarca dentro de los dos proyectos de investigación descritos, en concreto en la determinación y análisis de las técnicas de transmisión a alta velocidad más adecuadas para canales UAC.

1.2. Las comunicaciones acústicas subacuáticas

Es obligado señalar que, por economía de palabras, no se menciona en el título de este apartado, ni siquiera en el título de esta memoria, que nos referimos a comunicaciones inalámbricas. Por ende, siempre que aparezca la palabra onda se referirá a ondas no guiadas, con la rarísima excepción, que se da sólo en circunstancias extraordinarias en aguas someras o en determinadas condiciones de temperatura, en las que ocasionalmente se forme una especie de conducto acústico cerca de la superficie del mar o a mayor profundidad [6].

La palabra española Acústica es de origen griego, y su significado está relacionado con lo que en español llamamos oír. En lo que a este trabajo se refiere, el diccionario de la Real Academia Española de la lengua proporciona una definición para el mundo científico de la palabra Acústica que es: “parte de la física que trata de la producción, control, transmisión, recepción y audición de los sonidos y también, por extensión, de los ultrasonidos”. Desde el punto de vista de la ingeniería los sonidos son, cuando suceden en fluidos, formaciones de ondas longitudinales de presión. La frecuencia de esas ondas se encuentra en el rango de algunos Hz a una decena larga de kHz. Los ultrasonidos son de mayor frecuencia y, sin que exista convención alguna al respecto, se podría llevar el rango hasta varios centenares de kHz. A ambas ondas, sonoras y ultrasónicas, nos referiremos en lo sucesivo cuando se escriba ondas acústicas.

La velocidad de propagación de las ondas acústicas en el agua es de aproximadamente 1.500 m/s, es decir, unas 200.000 veces menor que la de la onda electromagnética en el aire. No puede compararse de manera tan concisa con la de la onda electromagnética en el agua de mar porque el valor de esta última varía con la frecuencia. Por ejemplo, a 100 kHz es de aproximadamente 500.000 m/s, es decir, todavía más de 300 veces mayor que la de una onda ultrasónica de la misma frecuencia en el mismo medio.

Sin embargo, la onda acústica es preferida como onda portadora en comunicaciones submarinas porque la absorción, por parte del agua de mar, de la energía de la onda electromagnética a las frecuencias de interés es mucho mayor que la de la energía de la onda acústica, lo que permite enlaces más largos.

Podría pensarse que el inmenso conocimiento y la multitud de técnicas que los ingenieros han desarrollado a lo largo de las últimas tres décadas sobre comunicaciones inalámbricas serían de aplicación a este nuevo escenario. Sin duda se acertaría en la mayoría de los casos. Pero no de aplicación inmediata, pues el canal acústico subacuático es tan distinto del canal aéreo radioeléctrico que no es posible el traspaso de técnicas sin una profunda verificación de su idoneidad. Incluso, técnicas que se han demostrado eficaces en radio pueden no serlo en UAC y viceversa. O, también, técnicas que sí lo son se aplicarán parametrizadas de manera meridianamente distinta.

Una de las principales causas de esa disparidad es precisamente la enorme diferencia

entre los valores de la velocidad de propagación. El pequeño valor de ésta en el agua de mar tiene tres importantes consecuencias inmediatas, que pueden categorizarse así:

- Retardos en la propagación, que aumenta los tiempos de latencia (intervalo entre el envío de la información y la disponibilidad de ésta en el receptor) en redes de comunicaciones.
- Al ser el tiempo de coherencia¹ del canal proporcional a la velocidad de propagación, será muy pequeño, es decir, el canal UAC es muy variante en el tiempo [7]. En general, si el ensanchamiento Doppler es mucho menor que el ancho de banda de la señal transmitida por el canal, su efecto es despreciable. En el canal UAC, no obstante, no podrá despreciarse [8].
- Las longitudes de onda son tan cortas que puede decirse que los ultrasonidos son las microondas acústicas. Por ejemplo, a la frecuencia de 30 kHz corresponde en el agua una longitud de onda acústica de 50 mm, que es la longitud de una onda electromagnética en el aire de frecuencia 6 GHz. Esto implica que, a las frecuencias de ultrasonidos, los objetos en cuya presencia se produce la propagación, medidos en longitudes de onda, son de tamaños similares a los que tendrían en el aire en presencia de ondas de radio, con lo que los fenómenos de reflexión, refracción y difracción serán parecidos desde el punto de vista geométrico (aunque no en lo que respecta a propiedades de los materiales).

Otras dos notables diferencias entre el canal acústico submarino y el radioeléctrico en el aire son:

- En ondas acústicas hay que usar frecuencias más bajas, debido a la alta absorción del medio de transmisión, por lo que el ancho de banda disponible para la transmisión de información es también menor. Y sin que ello implique que los canales sean planos en frecuencia, pues el ancho de banda de coherencia es pequeño al ser muy severo el efecto de propagación multicamino [9] en las señales de comunicaciones acústicas.
- En radiofrecuencia el adaptador entre equipos de transmisión y recepción y el medio físico es una antena, que no es un transductor propiamente dicho pues no cambia la naturaleza de la energía que recibe (simplemente convierte una onda electromagnética guiada en una onda de radio y viceversa), es lineal y recíproco, y aunque no sea de banda ancha, suele tener una respuesta plana en frecuencia en el

¹ El tiempo de coherencia de un canal de comunicaciones es una medida estadística del intervalo de tiempo a lo largo del cual la respuesta al impulso del canal es esencialmente invariante. Está relacionado con el ensanchamiento Doppler, del que es aproximadamente el recíproco.

ancho de banda de interés. Sin embargo, en comunicaciones acústicas el adaptador es un transductor electroacústico, es poco lineal y no recíproco, no necesariamente cubrirá bandas suficientemente anchas, y cuando está preamplificado necesita manejar potencias elevadas.

Es interesante comentar que también existe alguna similitud respecto a la propagación de las ondas en los canales mencionados. En la propagación acústica submarina sucede algo muy parecido a lo que le ocurre a la propagación de microondas en la troposfera debido al gradiente vertical de la velocidad de propagación (causado, a su vez, por un gradiente vertical del índice de refracción), provocando la curvatura del rayo de la onda². En la propagación acústica, el gradiente vertical de la velocidad del sonido es debido principalmente a la variación de la temperatura del agua con la profundidad y provoca la curvatura de los rayos de las ondas acústicas tendiendo a la velocidad mínima.

En cualquier caso, está generalmente aceptado que el canal UAC es uno de los más hostiles que pueden encontrarse en la propagación inalámbrica [8], [10]. Por este motivo, en comunicaciones acústicas submarinas hay que extremar el cuidado en la elección de las técnicas de transmisión, que no tienen por qué ser las mismas que en una situación similar en radiofrecuencia en el aire.

Por último, si nos centramos en la utilidad de las comunicaciones submarinas, aparecen muchas aplicaciones de tipo científico, industrial y de seguridad. Pueden citarse entre otras:

- Explotación de yacimientos submarinos.
- Acuicultura.
- Control y monitorización de actividades comerciales como gaseoductos, oleoductos, cables de comunicaciones y de la polución, asociada a ellos o debida a otras causas.
- Registro de datos ambientales de mares y océanos como temperatura, salinidad, presión y niveles de oxígeno en el agua, que son importantes a corto plazo para la predicción meteorológica y a largo plazo en el seguimiento del cambio climático.
- Predicción de alteraciones naturales, como terremotos y maremotos.
- Observación y estudio de la vida submarina, tan necesaria para mantener la biodiversidad, la fauna y la flora subacuáticas.

² Se entiende por frente de onda el lugar geométrico de los puntos de fase constante en la propagación de una onda, y se llama rayo a la línea perpendicular al frente de onda en el sentido de la propagación.

- Comunicaciones entre vehículos submarinos, tripulados o no, buzos y submarinistas.
- Control de la navegación y tránsito naval tanto en puertos como en zonas costeras o alta mar.
- Misiones de búsqueda y rescate, generalmente de pecios pero también de aviones que hayan sufrido accidentes sobre el mar.
- Posibles usos militares como detección de minas.

La lista es extensa y por eso no debe sorprender el gran interés que despierta esta nueva rama de la ingeniería de comunicaciones entre los profesionales del sector. Además, las tecnologías de redes de sensores inalámbricos subacuáticos han experimentado un considerable desarrollo en los últimos quince años, no sólo en las áreas de estandarización sino también en el despliegue y comercialización de dispositivos, servicios y aplicaciones. Esto ha permitido que sea una de las áreas tecnológicas con gran progreso científico e industrial en aplicaciones de uso civil.

1.3. Estado del arte

En una reciente comunicación en el congreso UComms-2012, el profesor Baggeroer ha llevado a cabo una exhaustiva revisión de los trabajos de investigación y avances en el campo de las comunicaciones acústicas en la última década larga [11]. En esa comunicación se clasifican los avances en la materia y, muy instructivo, se señalan los puntos críticos para seguir avanzando. La clasificación contiene estos diez puntos:

1. Modelado del canal acústico submarino que permita la simulación con resultados realistas; está pendiente el modelado más complejo, que tenga en cuenta aspectos como la variabilidad del estado de la mar (la existencia de olas en la superficie, variaciones del perfil de velocidad del sonido, etc.) o el movimiento de las plataformas.
2. Sistemas coherentes, siendo más eficaz la igualación adaptativa en transmisión.
3. Modulación OFDM (*Orthogonal Frequency Domain Modulation*) para compensar la dispersión espacio-temporal que suele darse en los canales UAC. Sin embargo, siguen usándose comunicaciones incoherentes cuando la hostilidad del canal impide las coherentes.
4. El concepto de inversión de tiempo (TR *Time Reversal*), que en la práctica consiste en utilizar filtros en transmisión cuya respuesta al impulso es la conjugada de la respuesta al impulso del canal invertida en el tiempo.

5. Uso de pilotos para la estimación del canal, sincronización, determinación de intervalos entre pilotos y de resincronización. Estimación y sincronización son críticas para el diseño de igualadores.
6. Aprovechamiento de la diversidad, entendiéndose como tal la existencia de incorrelación en observaciones del canal. Es necesaria una mejor comprensión de la naturaleza física de la propagación en el canal y de su aleatoriedad.
7. Utilizar la codificación para la detección y corrección de errores con el fin de conseguir transmisión robusta en canales con desvanecimientos y variantes en el tiempo. Se han considerado turbo-códigos, códigos de poca densidad de paridad o códigos espacio-temporales, lo que ha conducido a importantes mejoras en cifras de tasa de error de bit promedio (*ABER Average Bit Error Rate*) y eficiencia espectral promedio (*ASE Average Spectral Efficiency*).
8. Uso de técnicas SIMO (*Single Input Multiple Output*) y MIMO (*Multiple Input Multiple Output*) para la diversidad espacial, sobre todo con arrays lineales verticales de transductores en aguas someras.
9. Redes de sensores submarinos, tanto fijas o cuasi-fijas, como móviles, embarcadas en vehículos submarinos autónomos (*UUV Unmanned Underwater Vehicle*). En este aspecto se necesitan resultados de experimentos que confirmen los obtenidos mediante simulación. No se han definido con claridad las misiones típicas de los UUVs como para poder confirmar los resultados de las simulaciones.
10. En aplicaciones militares el sigilo es muy importante. Se persigue disminuir la probabilidad de interceptación mediante el uso de técnicas de espectro ensanchado y reduciendo la anchura de haz de radiación.

Otros trabajos recientes de revisión general del tema de comunicaciones acústicas submarinas, ordenados de reciente a antiguo, son:

- El de Heidemann *et al.* de 2012 [12], donde se examinan las principales estrategias y los desafíos en el diseño y despliegue de redes inalámbricas de sensores submarinos. En el artículo se resumen las aplicaciones principales de estas redes, la singularidades de la propagación acústica submarina y como afectan al diseño y operación de los sistemas y de los protocolos de comunicaciones. También se dibuja una panorámica de los equipos de prueba, los equipos de comunicaciones, y las aplicaciones de simulación disponibles en el mercado.
- El de Singer *et al.* de 2009 [13], en el que se ocupan principalmente de las técnicas de igualación de canal y de modulación, tanto en sistemas monoportadora como multiportadora.

- El de Chitre *et al.* de 2008 [14], aquí los autores muestran las que consideran técnicas singulares en comunicaciones acústicas submarinas, que coinciden con los puntos 1 a 5 de los señalados por Baggeroer [11]. En lo que respecta al uso de la diversidad espacial, a la que llaman modulación espacial, hacen especial hincapié en la necesidad de conocer mejor la posición relativa de los transductores si se desea obtener el aumento de capacidad esperado. La separación entre elementos de los arrays, tanto en transmisión como en recepción, debe ser mayor que la llamada distancia de coherencia a la frecuencia de interés. Señalan que es preciso investigar la capacidad real del canal cuando existen restricciones para la colocación de los transductores, como es de esperar en los sistemas móviles a bordo de UUVs. Es decir, en los términos utilizados en esta memoria, debe tenerse un conocimiento preciso de la probabilidad de bloqueo en función de la correlación existente entre las distintas ramas de un sistema SIMO o MIMO.
- El de Akyildiz *et al.* de 2005, donde los autores abordaron el complejo mundo de las redes de sensores submarinas [15]. Distinguen tres tipos de redes, estáticas 2D y 3D y dinámicas 3D, siendo éstas últimas las que presentan los UUVs. La complejidad de las redes dinámicas 3D, en las que distintos nodos de la red pueden pasar de estar muy próximos entre sí a todo lo contrario, sugiere la previsible necesidad de usar técnicas de control de potencia y de modulación adaptativa. Así mismo, si se desea explotar el canal UAC en regímenes de gran transferencia de datos, el empleo de turbo-códigos parece obligado. Y para compensar los severos desvanecimientos parece sensato utilizar técnicas SIMO.

Existen otros trabajos de compilación bibliográfica que, si bien más antiguos pueden ser de interés para explicar el por qué de algunas técnicas concretas [16], [17].

En los últimos tiempos se han producido avances tecnológicos importantes en el campo de las comunicaciones submarinas. Las dos principales causas son, a juicio de esta autora, las necesidades de desplegar redes de sensores submarinos y de comunicarse con vehículos autónomos; en ocasiones ambas causas se funden en una misma. Demostración de ello son comunicaciones en recientes congresos Oceans. En 2009 Beaujean demostró la viabilidad de conseguir un régimen binario de más de 80 kbit/s en enlaces de hasta 180 m con transductores omnidireccionales y potencias de transmisión razonables (del orden de 30 W) [18]. Un dato que llama la atención es la alta frecuencia usada en el enlace, que opera entre 262.5 y 375 kHz. Un aspecto único de este modem es la técnica de igualación utilizada, que combina múltiple estimación del canal y un proceso software de corrección de errores.

Esta tesis se ocupa de temas relativos a los puntos 7 y 8 de la clasificación realizada del artículo de Baggeroer, pues se ha abordado el problema de encontrar expresiones analíticas cerradas que permitan el cálculo rápido de las cifras ASE y ABER en sistemas

SISO (*Single Input Single Output*) y SIMO con modulación adaptativa y codificación en canales UAC. Estos cálculos serán muy útiles en la caracterización de sistemas UAC, que todavía presentan severas limitaciones en lo que se refiere a regímenes binarios y cifras BER (*Bit Error Rate*) [11].

En lo que respecta al punto 1, también de la lista realizada de la comunicación de Baggeroer, el modelo estadístico del canal UAC adoptado en este trabajo es el que utiliza la distribución Ricean shadowed (RS). Ha sido un trabajo reciente del equipo de investigación en el que colabora la autora de esta tesis, el que ha venido a demostrar la adecuación de esa distribución para modelar el canal acústico submarino [2], que se adapta tan bien o mejor que la distribución K, propuesta por Yang y Yang en 2006 para modelar los resultados de medidas que ellos mismos obtuvieron en experimentos realizados en la costa de Nueva Jersey en abril de 2004 [19]. Al modelar el canal con la distribución RS, con ayuda de la expresión analítica de su función de distribución, presentada en 2010 [20], pueden obtenerse expresiones analíticas de la probabilidad de bloqueo.

Otros trabajos de similar naturaleza presentados muy recientemente, con la principal diferencia de que iban dirigidos a otro ámbito de aplicación como el de las comunicaciones móviles UMTS (*Universal Mobile Telecommunications System*) y LTE (*Long Term Evolution*), son los de Morales *et al.* [21] de 2012 y de Paris de 2013 [22], en los que se consideran sistemas limitados en interferencia. Común en esta memoria a estos artículos es la hipótesis de que en los sistemas con diversidad espacial tipo SIMO el receptor utiliza arquitectura MRC (*Maximum Ratio Combining*).

En este trabajo, además, se ha considerado que los sistemas de comunicaciones utilizan modulación adaptativa combinada con codificación. Trabajos de referencia son los del grupo de la profesora Goldsmith. En un primer trabajo se analiza la capacidad de un canal con desvanecimiento Rayleigh y diversidad espacial [23]. En [24] se estudia la mejora en el rendimiento espectral que se obtiene al utilizar la modulación adaptativa en canales con desvanecimiento plano; para ello se varían el régimen binario, la potencia transmitida e incluso la BER máxima aceptada, hasta maximizar el rendimiento espectral, todo ello sujeto a unos requisitos de potencia y BER medias dados. En [4] los autores analizan la capacidad de un canal con desvanecimiento Rayleigh si se usa modulación adaptativa junto con turbo-códigos. Asumiendo que la estimación del canal es perfecta e instantánea, los autores observan que adaptando tanto el codificador turbo como la potencia transmitida, se puede conseguir un ganancia de 3 dB sobre esquemas de modulación con codificación convencionales.

Un paso adelante dieron un año después en la Universidad Noruega de Ciencia y Tecnología en Trondheim. En 2004 Øien *et al.* [25] analizaron la repercusión que tiene el conocimiento del canal sobre el rendimiento espectral y encontraron expresiones analíticas aproximadas de la BER y del rendimiento espectral en canales con desvane-

ciamiento Rayleigh y modulación adaptativa. En 2006 el mismo grupo de trabajo [3], considerando que la estimación del canal se realiza mediante pilotos y es imperfecta, generalizó el análisis al tener en cuenta canales con diversidad espacial en recepción con arquitectura MRC. La capacidad en sistemas MIMO acústicos submarinos ha sido estudiada por Bouvet y Lousert en 2010 [26]. Y en 2011 estos dos mismos autores han estimado la ganancia en capacidad del canal UAC y han proporcionado criterios para maximizar esa capacidad [27].

Para conseguir regímenes binarios más altos en canales con desvanecimiento selectivo, ya se está considerando utilizar modulaciones multiportadora (OFDM) simultáneamente a la diversidad espacial con técnicas MIMO [28]. En lo que respecta a sistemas MIMO-OFDM, en 2009 Palou y Stejanovic publicaron resultados de experimentos en los que se midió el rendimiento espectral medio y la tasa de error binario [29]. Los experimentos se llevaron a cabo al sur de la isla de *Martha's Vineyard*, en la costa de Massachusetts a lo largo de 15 días con distintas condiciones de la mar. La distancia del enlace fue de 1000 m y la profundidad de las aguas en torno a 15 m. Se utilizaron distintos números de portadoras, entre 128 y 1024, con modulaciones QPSK y 8-PSK. El proyector constaba de cuatro elementos, y el array receptor de doce hidrófonos. Los autores proporcionan resultados de las medidas y como conclusiones importantes señalan la dependencia de la BER con la altura de la ola y la necesidad de concentrar investigaciones futuras en la igualación de canal para combatir la interferencia inter-portadora (ICI *Inter-Carrier Interference*).

El trabajo más reciente publicado [30] sobre UAC versa precisamente de redes de sensores submarinos. Se han realizado experimentos para demostrar la viabilidad de la red cuando parte o todos los sensores de la red se encuentran enterrados en los sedimentos del fondo marino. El modelo de sistema utilizado incorpora modulación multiportadora, diversidad espacial y estimación de canal trama a trama (doce símbolos OFDM por trama). Estas serán, con toda probabilidad, las técnicas que implementarán los modems UAC que habrá disponibles en el mercado los próximos años.

1.4. Objetivos de la tesis

Las características de las ondas acústicas, comentadas en la sección §1.2, presentan grandes desafíos en el diseño y desarrollo de las comunicaciones inalámbricas en el canal acústico subacuático. El ancho de banda disponible para la transmisión está muy limitado debido a la fuerte absorción por el agua del mar de las ondas sonoras a altas frecuencias. Variaciones rápidas relacionadas con el efecto multicamino y el desvanecimiento severo, debido a los cambios bruscos en el entorno de la comunicación, son problemas comunes en la mayoría de los canales submarinos. La relativamente baja ve-

locidad de propagación de la señal en el agua implica grandes desplazamientos Doppler a velocidades moderadas de las plataformas de comunicación. Debido a estas características tan adversas, tienen lugar transmisiones con altas tasas de error y pérdidas temporales de conectividad. Por tanto, el canal UAC requiere técnicas espectralmente eficientes y robustas con el propósito de conseguir transmisión fiable de datos.

Tal como se anticipó en la presentación, el objetivo general de esta tesis es evaluar las técnicas de transmisión de datos a alta velocidad más adecuadas para canales UAC. Para ello, se centra en la técnica madura de modulación adaptativa, donde el canal se estima en recepción y mediante un canal de retorno envía dicha estimación al transmisor, para que el esquema de transmisión se adapte convenientemente a las variaciones del canal. De ahí que sea crítico el modelado del canal de comunicaciones mediante distribución estadística apropiada. Si partimos de que esta técnica adaptativa se desarrolla buscando maximizar la eficiencia espectral, se puede combinar la adaptación con la codificación de canal que desarrolla y analiza códigos orientados a facilitar la detección y corrección de los errores que se originan como consecuencia del paso de las señales por el medio de transmisión, teniendo en cuenta la redundancia (robustez de los códigos) y la pérdida de eficiencia espectral asociada.

La codificación de canal juega un papel muy importante para la mejora de eficacia y eficiencia de las sistemas de transmisión, pues su propósito es la protección de la información digital a transmitir consiguiendo una mayor inmunidad frente al ruido y los desvanecimientos, de manera que no llegue alterada al receptor independientemente de la bondad del canal.

Lo que se pretende en toda transmisión es que la información experimente la menor modificación posible, y que los bits que se entregan en el destino sean lo más parecidos posible a los originados en la fuente. La manera más recomendable de cuantificar este parecido es cuantificar la fiabilidad de la transmisión mediante la tasa de error residual o BER. Así, se puede comprobar si la tasa de error del sistema de transmisión es menor o no de la que el usuario considera aceptable.

Por lo tanto, esta tesis se ocupa del análisis de las prestaciones de un sistema de comunicaciones inalámbricas en canales acústicos submarinos que se caracterizan estadísticamente mediante una distribución RS, lo cual puede suceder en un canal UAC como se ha demostrado recientemente [2], cuando se usan técnicas de modulación adaptativa junto con codificación para combatir la degradación del sistema debido al desvanecimiento. En concreto, se aborda el análisis matemático del rendimiento espectral mediante el cálculo de las cifras ASE y BER media en los dos siguientes casos:

1. Sistemas SISO a los que se aplica la técnica de modulación codificada adaptativa para conseguir ganancia de codificación adicional. La idea básica de esta técnica es explotar la independencia del diseño del código y de la constelación para optimizar

de forma conjunta la modulación y la codificación del canal.

2. Sistemas SIMO que presentan diversidad espacial en el receptor donde se aplica la técnica de combinación MRC, y a los que se añade codificación de canal mediante turbo-códigos. Este tipo de códigos poseen unas características que los hacen muy útiles para comunicaciones digitales en las que se precisa alta fiabilidad con baja SNR.

1.5. Organización de la tesis

La Fig. 1.1 muestra un esquema donde se detalla la estructura de cómo se organizan los diferentes capítulos en los que se ha dividido la tesis presentada.

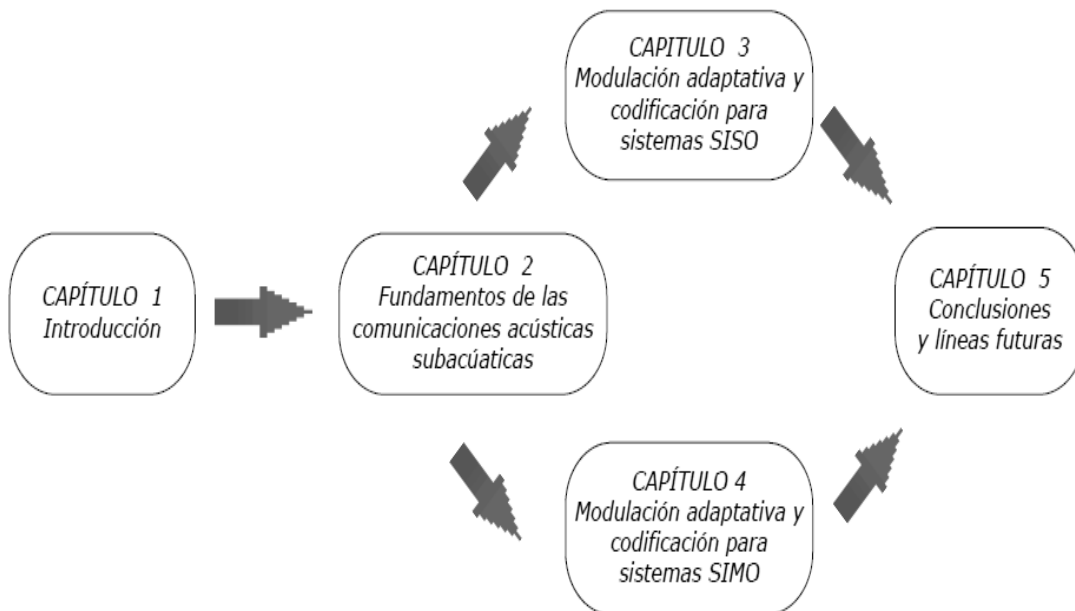


Figura 1.1: Esquema de la organización de la tesis.

Después de esta introducción, en el capítulo 2 se analizan las propiedades de la propagación acústica en el medio subacuático que pueden influir en el desarrollo y funcionamiento de las comunicaciones inalámbricas. Además, se describen los avances en el modelado del canal acústico subacuático para centrarnos en la distribución estadística RS que tomaremos como modelo del canal para este trabajo. Se incluye, también, el estudio de las técnicas de transmisión adaptativa junto con codificación que serán utilizadas en la transmisión de datos a alta velocidad, y el análisis de diferentes tipos de diversidad para mitigar los desvanecimientos producidos en el canal e incrementar la SNR a la salida del receptor.

Como aportación de este trabajo de investigación, los capítulos 3 y 4 abordan la evaluación de las cifras ASE y ABER en sistemas SISO y SIMO con modulación adaptativa y codificación. Para ello, se obtienen expresiones analíticas compactas que se comparan con las simulaciones numéricas realizadas mediante el método de Monte-Carlo para avalar los resultados obtenidos. Al final de cada capítulo, se analiza la aplicación del estudio a las comunicaciones acústicas subacuáticas en aguas someras.

Por último, en el capítulo 5 se presentan las conclusiones más importantes del trabajo realizado y las líneas futuras de investigación propuestas para su continuación.

1.6. Listado de publicaciones

En el marco de esta tesis, las contribuciones aportadas han sido difundidas con las publicaciones siguientes:

- [31] 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.
- [2] F. Ruiz-Vega, M. C. 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, Sept. 2012.
- [32] F. Ruiz-Vega, M. C. Clemente, J. F. Paris and P. Otero, “Low consumption communications over shallow water acoustic channels,” *Wireless Personal Communications*, vol. 64, no. 4, pp. 1131-1142, Apr. 2013.

Además, se han enviado estos artículos a revistas técnicas y están pendientes de revisión:

- [33] M. C. Clemente and J. F. Paris, “Closed-form statistics for the sum of squared Ricean shadowed variates and its application,” *Electronics Letters*, *under review*, 2013.
- M. C. Clemente, F. Ruiz-Vega, P. Otero and J. F. Paris, “Adaptive turbocoding modulation for underwater acoustic communications,” *IET Communications*, *under review*, 2013.

Capítulo 2

Fundamentos de las comunicaciones acústicas subacuáticas

Las peores propiedades de los canales de radiopropagación, como son la mala calidad de los radioenlaces terrestres o los grandes retardos y atenuaciones de los enlaces vía satélite, se combinan en el canal acústico submarino, por lo que se reconoce como uno de los medios de comunicación más difíciles en uso actualmente [8], [9]. Este canal presenta un amplio conjunto de fenómenos físicos que impactan en la comunicaciones acústicas subacuáticas, y su influencia va cambiando en los diferentes entornos [10].

En este capítulo, se describen los fenómenos de propagación acústica más importantes que influyen en el diseño y desarrollo de las comunicaciones acústicas subacuáticas, los avances en el modelado del canal acústico subacuático, y las diferentes técnicas de transmisión a alta velocidad que se pueden aplicar a los sistemas de comunicaciones inalámbricas.

2.1. Introducción

Según la descripción de Urick [34], el sonido es un movimiento regular de las moléculas en un medio elástico que se propaga a las partículas adyacentes. Una onda sonora puede considerarse como la energía mecánica transmitida por la fuente desde partícula a partícula, siendo propagada a través del medio a una velocidad a la que se llama obviamente, velocidad del sonido en el medio. Parte de la energía mecánica de la onda sonora es absorbida por el medio a través del cual se propaga [35], debido principalmente a rozamiento y a fenómenos resonantes.

En el agua, el sonido se propaga más rápido y tiene menores pérdidas que en el aire. Existen varios factores que influyen en la distancia que el sonido puede viajar bajo el agua. Las partículas de agua de mar pueden reflejar, dispersar y absorber ciertas frecuencias de sonido. El agua de mar absorbe 30 veces la cantidad de sonido absorbido

por el agua destilada, atenuando su amplitud a ciertas frecuencias. Los sonidos de baja frecuencia son capaces de pasar a través de pequeñas partículas y pueden viajar a mayores distancias sin sufrir apenas pérdidas por absorción o dispersión. Además, la propagación de las ondas se refractará hacia arriba o hacia abajo de acuerdo con los cambios de salinidad, temperatura y presión, que afectarán a la velocidad de la propagación del sonido bajo el agua, variando entre 1450 y 1540 m/s [6]. Hay diferentes fórmulas para modelar la velocidad de propagación del sonido subacuático, en función de ciertos rangos de estos parámetros, y la más utilizada por su sencillez [34] viene dada por la expresión en m/s

$$c = 1449.2 + 4.6T - 5.5 \times 10^{-2}T^2 + 2.9 \times 10^{-4}T^3 + (1.34 - 0.01T)(S - 35) + 1.6 \times 10^{-2}D, \quad (2.1)$$

donde T es la temperatura entre 0°C y 35°C , S es la salinidad entre 0 y 45 partes por mil y D es la profundidad entre 0 y 1000 m. Se observa que la velocidad de propagación aumenta con la temperatura, la salinidad y la profundidad.

En general se puede decir que el océano se divide en capas horizontales, en las que la velocidad del sonido depende en gran medida de la temperatura en las situadas próximas a la superficie del mar, y de la presión en las situadas a mayor profundidad [36], tal como se muestra en la fig. 2.1. La capa superficial se calienta por el efecto del sol,

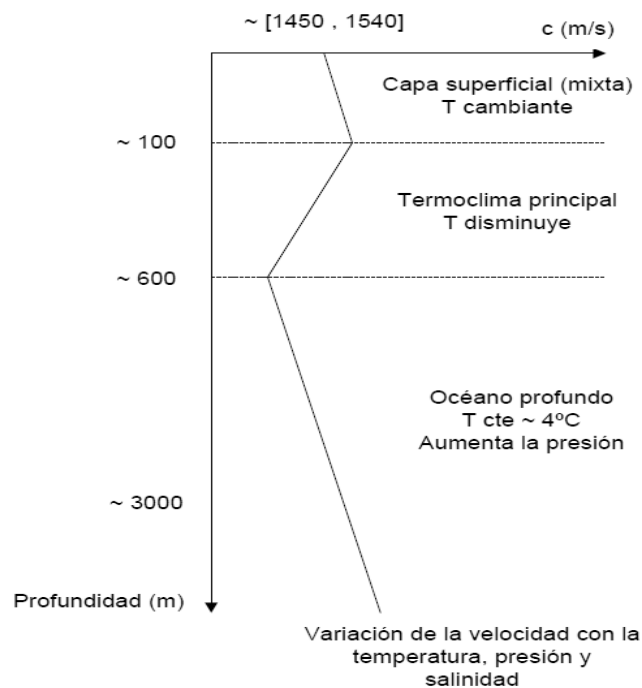


Figura 2.1: Perfil de la velocidad del sonido.

cuya temperatura varía dependiendo de la estación del año y de su situación geográfica.

En latitudes medias, el agua se mezcla por la acción de las olas y las corrientes dando lugar a la denominada capa mixta. A mayor profundidad, se distingue la capa de transición llamada termoclima principal, donde las temperaturas caen continuamente con la profundidad y a medida que baja la temperatura, la velocidad del sonido también disminuye. En cambio, a partir de 600 metros de profundidad los cambios de temperatura son mínimos, por tanto la presión es el factor que más influye en la velocidad del sonido, y a medida que aumenta también lo hace la velocidad del sonido.

Las comunicaciones acústicas bajo el agua se ven afectadas por los fenómenos físicos y el comportamiento de las ondas cuando viajan dentro del medio. Los principales mecanismos que pueden estar presentes son las pérdidas de transmisión, el ruido, el efecto multicamino y la dispersión temporal entre otros.

2.2. Propagación acústica en el medio subacuático

En este apartado, se describen las principales propiedades de la propagación acústica que van a influir de forma importante en el diseño, desarrollo y funcionamiento de los sistemas de comunicaciones subacuáticas. Combatir los problemas del canal UAC tales como desvanecimiento, multicamino extendido, limitación del ancho de banda, retardo de propagación alto y altas tasas de error de bit supone una de las tareas más desafiantes para el despliegue de sistemas de comunicaciones fiables y eficaces [1].

La propagación acústica submarina se caracteriza por cambios significativos dependientes de la frecuencia y la relativa baja velocidad de propagación, si la comparamos con la propagación electromagnética en la atmósfera. Pérdidas de transmisión y ruido son los principales factores que determinan el ancho de banda disponible, distancia y relación señal a ruido para el funcionamiento de un sistema de comunicaciones. Además, la velocidad lenta de propagación de las ondas acústicas conduce al fenómeno de multicamino variante en el tiempo, que influye en el diseño y procesamiento de la señal, imponiendo limitaciones severas en la realización del sistema.

Las pérdidas de transmisión engloban tres mecanismos de atenuación que afectan a las ondas acústicas submarinas: radiación de energía, absorción y reflexión del sonido. Mientras que la pérdidas por radiación de energía dependen sólo de la distancia de propagación, las pérdidas por absorción aumentan no sólo con la distancia sino también con la frecuencia, por tanto fijan el límite en el ancho de banda disponible [6].

La generación de ondas acústicas produce la expansión de la cantidad fija de energía transmitida por la fuente hacia grandes áreas externas a ella. Dicha disseminación espacial de la energía se trata como una atenuación geométrica, en la cual la energía decae a razón de r^{-k} , donde r es la distancia y k es el factor de dispersión describiendo la geometría de propagación. Por tanto, la radiación para distancias cortas se puede

considerar como propagación esférica con $k = 2$, y para distancias largas como propagación cilíndrica con $k = 1$, ya que las ondas no pueden propagarse indefinidamente en la dirección vertical por las superficies límites del fondo marino y el interfaz con el aire de la atmósfera.

El segundo mecanismo de atenuación trata de las pérdidas por absorción, causado por la perturbación mecánica que se difunde en el fluido a través del movimiento de las partículas, produciendo una conversión de la energía de la onda propagándose en calor. En la transmisión acústica subacuática, este fenómeno de absorción está firmemente relacionado con la frecuencia de la onda, de forma que la disminución de la energía de la señal es proporcional a la $e^{-\alpha(f)r}$, donde $\alpha(f)$ se denomina coeficiente de absorción y es una función creciente con la frecuencia. Este coeficiente puede expresarse de forma empírica usando la fórmula de Thorp, que proporciona el valor $\alpha(f)$ en dB/km para una frecuencia f en kHz [37]

$$\alpha(f) = \frac{0.11f^2}{1+f^2} + \frac{44f^2}{4100+f^2} + 2.75 \times 10^{-4}f^2 + 0.003. \quad (2.2)$$

Las ondas sonoras son parcialmente o totalmente reflejadas dependiendo de la frecuencia, la velocidad del sonido, y el tipo de obstáculo encontrado como la superficie o el fondo del mar. El coeficiente global de reflexión Γ_p acumula las n_{sp} reflexiones en la superficie del mar, y n_{bp} reflexiones en el fondo para el p -ésimo camino quedando como

$$\Gamma_p = \gamma_s^{n_{sp}} \gamma_b^{n_{bp}}, \quad (2.3)$$

siendo γ_s el coeficiente de reflexión individual en la superficie del agua, y γ_b para la reflexión en el fondo marino. Se puede considerar la superficie como ideal, de forma que $\gamma_s = -1$, mientras que el fondo no se podrá suponer ideal sino que el coeficiente de reflexión en el fondo $\gamma_b(\theta)$ dependerá del ángulo de incidencia θ , y bajo condiciones ideales de propagación de ondas planas, presenta la solución de la forma [38]

$$\gamma_b(\theta) = \begin{cases} \frac{\rho_b \sin \theta - \rho \sqrt{(c/c_b)^2 - (\cos \theta)^2}}{\rho_b \sin \theta + \rho \sqrt{(c/c_b)^2 - (\cos \theta)^2}}, & \cos \theta \leq c/c_b \\ 1, & \text{resto de casos} \end{cases}$$

donde ρ y c son respectivamente la densidad y la velocidad del sonido en agua (normalmente $\rho = 1000$ g/m³ y $c = 1500$ m/s), y ρ_b y c_b son la densidad y la velocidad del sonido en el lecho marino.

Las pérdidas por radiación y absorción, en dB, para el p -ésimo camino producidas en el canal acústico submarino son [9]

$$A(r, f) = 10 \log a(r, f) = k \cdot 10 \log r + r \cdot \alpha(f) \quad \text{dB}, \quad (2.4)$$

donde $a(r, f)$ son las mismas pérdidas en escala lineal. Puede incluirse el coeficiente global de reflexión de (2.3) para llegar a las pérdidas totales para el p -ésimo camino

$$L(r, f) = 10 \log [|\Gamma_p|^2 / a(r, f)] \quad \text{dB.} \quad (2.5)$$

El ruido observado en los mares y océanos presenta fuerte dependencia con la frecuencia y situación geográfica. Generalmente los entornos cercanos a la costa son mucho más ruidosos que los océanos profundos, debido a las fuentes artificiales de ruido creadas por el hombre. A diferencia del ruido artificial, la mayoría de las fuentes naturales de ruido ambiente (turbulencias, oleaje y ruido térmico molecular) puede ser modelada por un espectro continuo y ruido Gaussiano coloreado [39]. Como una primera aproximación, la densidad espectral de potencia del ruido ambiente se supone que disminuye a 20 dB por década tanto en aguas superficiales como profundas, a las frecuencias de interés para el diseño de los sistemas de comunicaciones acústicas subacuáticas.

Así, el ruido ambiente junto con las pérdidas de transmisión dependientes de la frecuencia determinan la relación entre la distancia, el ancho de banda y la relación señal a ruido (SNR *Signal-to-Noise Ratio*) disponibles a la entrada del receptor. La fig. 2.2 muestra el rango de SNR dependiente de la frecuencia para varias distancias de transmisión, por lo que esta dependencia influye en la elección de la frecuencia portadora para el alcance de transmisión deseado [1]. Se pueden clasificar los sistemas

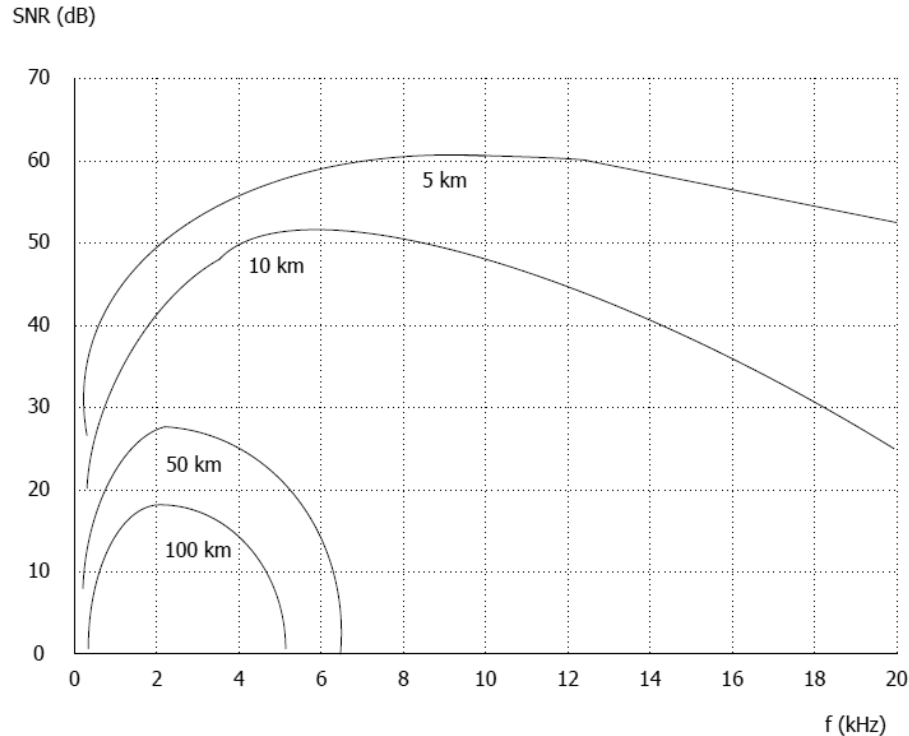


Figura 2.2: SNR vs. frecuencia y distancia bajo el agua [1].

de comunicaciones acústicas subacuáticas en base a la distancia como sistemas de largo, medio, y corto alcance. Para sistemas de largo alcance operando sobre 10-100 km, el ancho de banda está limitado a unos pocos kHz. En los sistemas de medio alcance operando sobre 1-10 km presentan un ancho de banda del orden de 10 kHz, mientras que a corto alcance por debajo de 100 m, se pueden conseguir más de 100 kHz. El hecho de que el ancho de banda esté limitado implica la necesidad de analizar métodos de modulación eficientes en el ancho de banda, si se quiere transmitir más de un bps/Hz sobre este tipo de canales acústicos [9].

En la mayoría de escenarios y a las frecuencias de interés para los sistemas de comunicaciones subacuáticas, las señales acústicas están sujetas a la propagación multicamino a través de un canal subacuático, cuyas características varían con el tiempo y dependen mucho de la localización del transmisor y receptor. La estructura multicamino depende de la configuración del enlace de transmisión, designado como horizontal o vertical en función de las posiciones del transmisor y receptor. Mientras que los enlaces verticales exhiben tiempo de dispersión pequeño, los enlaces horizontales pueden presentar un retardo de dispersión más largo, y entre ellos la mayor parte de los canales de largo y medio alcance presentan alta dispersión multicamino que causa degradación severa de las señales de comunicaciones acústicas.

Además, la propagación multicamino está fuertemente relacionada con la profundidad de los océanos: En el caso de aguas profundas se forman multicaminos debido a la curvatura de los rayos, que tienden a zonas donde se encuentra la velocidad de propagación mínima (a la línea que sigue el rayo de la onda acústica se le denomina eje del canal sonoro profundo); y en el caso de aguas someras se producen mecanismos de multicamino, debido a las reflexiones en la superficie y fondo del mar junto con un posible camino directo. También es importante comentar que, en canales de aguas profundas, la refracción provocada por el gradiente vertical de la velocidad de propagación en la columna de agua hace posible la aparición de zonas de sombra, donde la señal llega con muy poca energía y se puede perder la conexión con el receptor; mientras que en aguas someras aparecen menos estas zonas de sombra.

En un sistema de comunicaciones digitales, la propagación multicamino causa interferencia intersimbólica (*ISI Inter-Symbol Interference*), que debe ser tratada cuidadosamente en el lado del receptor para garantizar un funcionamiento aceptable [40]. Así, el diseño de los sistemas de comunicaciones subacuáticas se realiza mediante el uso de modelos de propagación para predecir la estructura multicamino. La teoría de rayos y la teoría de modos normales proporcionan las bases para tales modelos de propagación [41]. Asociado con cada uno de los caminos de propagación determinísticos que pueden ser modelados aproximadamente, están las fluctuaciones aleatorias que responden a la variabilidad temporal de la respuesta del canal y pueden ser modeladas estadísticamente [6]. Incluyen tanto la dispersión en la superficie debida a las olas, que es la

más importante contribución a la variabilidad total del tiempo en los canales de aguas someras, como la debida a las ondas internas en aguas profundas. El movimiento de los puntos de reflexión da como resultado dispersión Doppler de las señales reflejadas, produciendo una respuesta al impulso del canal variante con el tiempo. Además, la hostilidad del canal subacuático aumenta con el grado de movilidad de todos los elementos presentes en el sistema de comunicaciones, ocasionando desvanecimiento multicamino rápido.

Por tanto, la señal acústica se propaga en un entorno muy hostil, que implica gran dificultad en conseguir modulación espectralmente eficiente debido a los diferentes problemas que aparecen en el canal UAC. A continuación, se resumen los principales desafíos que afectan al desarrollo y funcionamiento de los sistemas de comunicaciones submarinas:

1. *El ancho de banda está sumamente limitado.* La atenuación de la señal acústica aumenta con la frecuencia y la distancia, por lo que el ancho de banda disponible suele ser pequeño entre cientos y unos pocos kHz dependiendo de si se opera en sistemas de corto, medio, y largo alcance [1].
2. *Ruido ambiente.* Existe un ruido ambiente ocasionado por el movimiento del agua incluso en condiciones de mar en calma, que puede ser modelado por un espectro continuo y ruido Gaussiano coloreado [39].
3. *Los retardos de propagación son elevados.* La velocidad de transmisión de las ondas acústicas en agua salada es alrededor de 1500 m/s [34], por lo que el retardo de propagación en el canal subacuático se hace bastante significativo que tiene profundas implicaciones en la sincronización del tiempo.
4. *La respuesta al impulso del canal presenta variaciones temporales y espaciales.* Las características del canal varían con el tiempo y dependen mucho de la localización del transmisor y receptor. La naturaleza fluctuante del canal provoca que las señales recibidas sean fácilmente distorsionadas. Existen dos tipos de caminos de propagación: los caminos determinísticos causados tanto por la reflexión de las ondas en los límites como la superficie y el fondo del mar, como por la curvatura de los rayos acústicos debida a la variación del índice de refracción del agua con la profundidad del mar, y los caminos aleatorios causados principalmente por las olas en la superficie, que contribuye a la mayor parte de la variación temporal en los canales de aguas poco profundas y por las ondas internas que provocan fluctuaciones aleatorias en el camino directo en aguas profundas. La señal sufrirá frecuentemente dispersión debido a la propagación multicamino, y para aplicaciones de banda ancha la dispersión causará ISI.

2.3. Modelado del canal acústico subacuático

La caracterización del canal acústico subacuático es esencial para el diseño y desarrollo de las comunicaciones inalámbricas, pero hasta ahora no hay un acuerdo general sobre el modelo de canal más conveniente para canales UAC [8], sino múltiples alternativas en la literatura técnica.

Tradicionalmente el modelado de la respuesta de los canales UAC ha sido abordado desde el punto de vista físico [34], donde se estudia aisladamente el efecto causado sobre la señal transmitida por cada uno de los fenómenos físicos que aparecen en la propagación acústica, y se intenta modelar todos los efectos conjuntos. Se obtienen diferentes modelos en función de las aproximaciones realizadas (teoría de rayos, teoría de modos normales, integración espectral, etc.) denominados modelos geométricos, pues requieren un conocimiento preciso del entorno. También se les denomina deterministas, ya que no incluyen la dinámica del canal. Estos modelos deterministas presentan poca utilidad para el diseño de sistemas de comunicaciones, donde se requiere un conocimiento estadístico del canal. De ahí que se hayan propuesto modelos mixtos (geométricos y estadísticos) centrados en estrategias basadas en el trazado de rayos, a las que se añade la dinámica del canal representada mediante ciertas distribuciones estadísticas [42], [43].

Otra opción posible para el modelado es la propiamente estadística, que ha sido ampliamente utilizada en el canal radio para las comunicaciones móviles. La transmisión de banda estrecha será perturbada por una SNR cambiante en el canal, produciendo multicamino con desvanecimientos que presentan distribución plana en frecuencia. Se dice que el canal es plano en frecuencia (todas las componentes en frecuencia de una señal transmitida son atenuadas o amplificadas de la misma manera en el canal), cuando el ancho de banda de coherencia es grande comparado con el ancho de banda de la señal [44], y en el dominio del tiempo, esto implica que la duración del símbolo modulado es mucho mayor que la dispersión de retardo [45] de los caminos de propagación del canal. Para modelar adecuadamente el desvanecimiento plano en aplicaciones de banda estrecha, se recurre frecuentemente a distribuciones estadísticas tales como Rayleigh, Rice o Nakagami [46], [44].

De forma similar al entorno de radio móvil, los modelos estadísticos para el canal UAC proponen un modelo de ecos cuyas distribuciones de llegadas y atenuación se obtienen mediante medidas. Se proponen tres distribuciones estadísticas en [47] como modelos de ajuste a los histogramas obtenidos, siendo Rice y Nakagami- m las que presentan un mayor grado de similitud. El modelo de propagación presentado en [48] consiste en variaciones rápidas con distribución Rayleigh, y una potencia media variable que depende de los parámetros físicos del entorno. La distribución estadística Rice se postula en [49], considerando que cada camino de propagación contiene una componente

dominante junto con muchas componentes multicamino más débiles. Los resultados experimentales, obtenidos en [19], muestran que la distribución K se ajusta con bastante precisión a las variaciones del canal acústico en aguas someras usando tres frecuencias de resolución distintas. En [2] se muestra que la distribución Ricean shadowed (RS) consigue caracterizar el canal acústico desde el punto de vista estadístico y físico, lo cual presenta ventajas teóricas y prácticas comparadas con otros modelos propuestos. En esta memoria, se modela el canal acústico subacuático mediante esta nueva propuesta de la distribución RS, motivado tanto por su buen ajuste estadístico como por su interpretación física apropiada de los fenómenos de propagación acústica.

Desde el punto de vista estadístico, la distribución Rice está formada por una componente determinista fuerte y una componentes aleatoria más débil distribuida según la función de Rayleigh. El parámetro κ de la función Rice corresponde a la relación entre las potencias promedio de ambas componentes. La distribución RS se obtiene modificando la distribución Rice, de forma que la componente determinista pasa a ser también aleatoria siguiendo una distribución Nakagami- m [50]. La función densidad de probabilidad (PDF *Probability Density Function*) de la distribución RS de la envolvente, α , de la respuesta del canal viene dada por [7]

$$f_{\alpha}(\alpha) = \left(\frac{2b_0m}{2b_0m + \Omega} \right)^m \frac{\alpha}{b_0} \exp\left(-\frac{\alpha^2}{2b_0}\right) {}_1F_1\left(m, 1; \frac{\Omega\alpha^2}{2b_0(2b_0m + \Omega)}\right), \quad (2.6)$$

donde Ω es la potencia promedio de la componente directa ¹, $2b_0$ es la potencia promedio de la componente multicamino, m es el factor de forma de la función Nakagami- m y ${}_1F_1$ es la función hipergeométrica confluyente de Kummer [51]. Comentar que el parámetro m varía en el rango $m \geq 0$, y el factor asociado de Rice se define como $\kappa = \Omega/2b_0$. La motivación estadística para considerar RS es clara, pues las distribuciones Rayleigh y Rice son casos particulares de la RS, que constituye una generalización de ambas. Así la función de probabilidad RS contiene tanto a la distribución Rice como a la Rayleigh, puesto que para $m = \infty$ la componente directa no es obstruida y llega a ser determinista, causando que la PDF (2.6) vuelva a ser la PDF de Rice, mientras que $m = 0$ corresponde a la completa obstrucción de la componente directa, y como resultado hace que la PDF (2.6) se reduzca a la PDF de Rayleigh [7].

Desde el punto de vista físico, la distribución RS suministra una explicación física más comprensible de la propagación de las señales acústicas sobre aguas poco profundas, puesto que la componente dominante pasa de ser determinista a ser una variable aleatoria, modelando de esta forma las fluctuaciones del camino directo. Comentar que para frecuencias alrededor de algunos kilohercios, las longitudes de ondas acústicas serán de fracciones de metro, de forma que se pueden analizar como microondas

¹ Se llamará componente directa a la que en la literatura técnica se conoce como *Line of Sight (LOS) component*, y componente multicamino a la *scattered component*.

acústicas, permitiendo el uso de la óptica geométrica para modelar su propagación. En la fig. 2.3 vemos que las componentes multicamino son debidas a múltiples reflexiones en la superficie y fondo del mar, así como en las protuberancias en el fondo próximas al receptor, y la componente directa varía su amplitud de forma aleatoria debido a los cambios de la columna de agua que la soporta (motivados por corrientes, gradientes de presión y temperatura, variaciones de salinidad o densidad), causando centelleo del camino dominante. Este fenómeno también aparece en otros canales, donde las partículas del medio de propagación soportan un cierto movimiento (aún más lento que el del agua de mar), produciendo variaciones aleatorias instantáneas del índice de refracción [52] con las consecuentes fluctuaciones de amplitud.

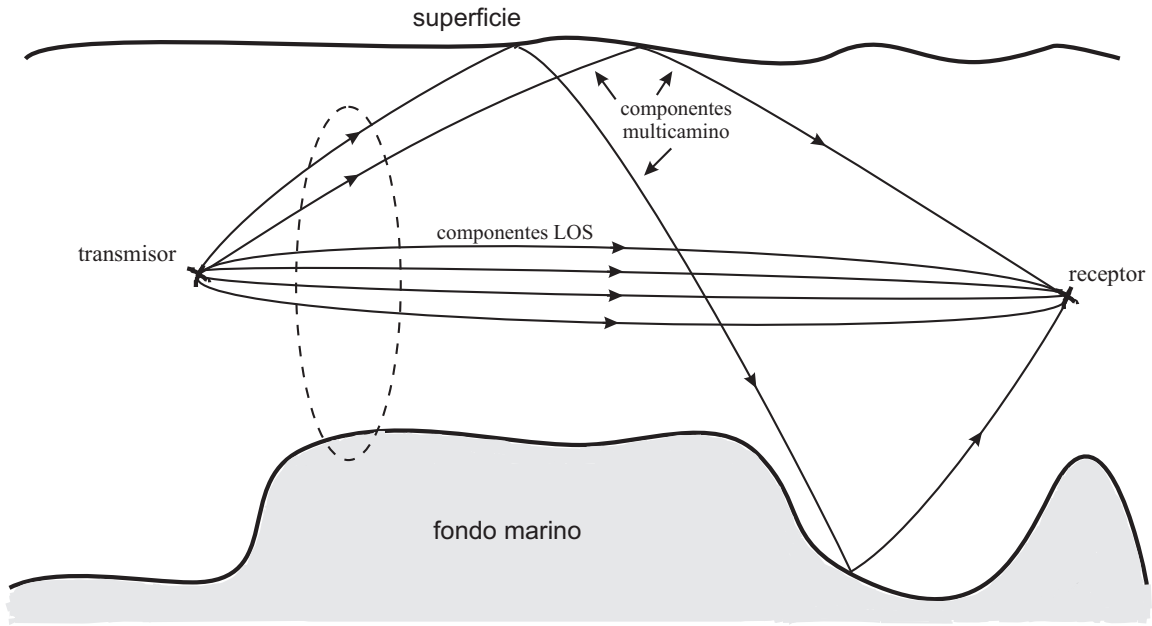


Figura 2.3: Escenario de propagación con la componente directa y las componentes multicamino [2].

Además de la motivación estadística y física comentadas, la distribución RS proporciona expresiones cerradas para la PDF, la función de distribución acumulativa (CDF *Cumulative Distribution Function*) y la función generadora de momentos (MGF *Moment Generating Function*) de la señal de potencia instantánea, las cuales permiten evaluar de forma analítica los parámetros de rendimiento de una gran variedad de sistemas de comunicaciones inalámbricas [7], [31], [20]. Si se define la variable aleatoria $R = \alpha^2$, que representa la potencia de la envolvente de la señal en el canal, y se parte de la PDF expresada en (2.6), se puede derivar la PDF de la nueva variable como

$$f_R(r) = \left(\frac{2b_0m}{2b_0m + \Omega} \right)^m \frac{1}{2b_0} \exp\left(-\frac{r}{2b_0}\right) {}_1F_1\left(m, 1; \frac{\Omega r}{2b_0(2b_0m + \Omega)}\right), \quad (2.7)$$

y la correspondiente MGF viene dada por [50]

$$\mathcal{M}_R(r) = \frac{(2b_0m)^m(1-2b_0r)^{m-1}}{[(2b_0m+\Omega)(1-2b_0r)-\Omega]^m}. \quad (2.8)$$

Teniendo en cuenta la relación entre la MGF y la transformada de Laplace de la CDF

$$\mathcal{L}[\mathcal{F}_R(r); s] = \frac{1}{s} \mathcal{L}[f_R(r); s] = \frac{1}{s} \mathcal{M}_R(-s), \quad (2.9)$$

se puede conseguir por comparación una expresión general de la CDF donde el factor m es un número arbitrario real y positivo [20]

$$\mathcal{F}_R(r) = \frac{r}{2b_0} \left(\frac{2b_0m}{2b_0m+\Omega} \right)^m \Phi_2 \left(1-m, m; 2; -\frac{r}{2b_0}, -\frac{m}{2b_0m+\Omega} r \right). \quad (2.10)$$

2.4. Modulación adaptativa y codificación

Las técnicas de modulación y codificación, que no se adaptan a las condiciones de desvanecimiento del canal, requieren un margen fijo de conexión para mantener la realización aceptable cuando el canal es de baja calidad, por consiguiente estos sistemas son diseñados para las condiciones peores del canal, que en muchas ocasiones da como resultado una utilización muy ineficiente del canal. En cambio, las técnicas de modulación y codificación adaptativas permiten realizar sistemas de transmisión robustos y espectralmente eficientes cuando las características del canal son variantes en el tiempo. La premisa básica de estas técnicas consiste en estimar la respuesta del canal en el receptor y en enviar esta estimación al transmisor mediante un canal de retorno, para que el esquema de transmisión pueda adaptarse a las variaciones del canal. Esta estrategia adaptativa aprovecha las condiciones favorables del canal para enviar tasas de datos mayores o disminuir la potencia transmitida, y de igual manera reducir la tasa de datos enviada o incrementar la potencia cuando el canal degrada su calidad; lo cual permite mejorar la eficiencia de energía e incrementar la tasa media de transmisión sobre canales con desvanecimiento.

En un canal de comunicaciones la información enviada se ve afectada por desvanecimientos, provocando que el nivel de señal esté durante intervalos más o menos largos por debajo del nivel mínimo de umbral que permite la utilización de un servicio, y no será posible recuperar la información sin errores. La codificación de canal trata de una serie de transformaciones aplicadas a la señal transmitida con el propósito de detectar y corregir los bits erróneos [53]. Su objetivo es reducir la probabilidad de error, o bien la SNR necesaria para garantizar una cierta tasa de error. Este efecto se denomina ganancia de codificación, y se define como la reducción de la SNR necesaria para obtener una determinada BER en un canal AWGN.

El teorema de Shannon [54], [55] predijo la posibilidad de reducir a la vez energía y ancho de banda mediante la codificación de canal. Sin embargo, los esquemas de corrección de errores tradicionales proporcionan ganancia de codificación a expensas de la reducción de la tasa de datos o el incremento del ancho de banda. Se ha avanzado bastante en la investigación sobre teoría de la codificación con el objetivo de alcanzar el límite teórico de capacidad del canal de Shannon, y se han desarrollado muchos tipos de códigos para reducir cada vez más la probabilidad de error en la entrega de la información al destinatario.

El avance de la codificación espectralmente eficiente vino en 1982, cuando Ungerboeck [56] introdujo una técnica de modulación codificada para optimizar conjuntamente la modulación y codificación de canal, que da como resultado significativas ganancias de codificación sin expandir el ancho de banda. Un nuevo esquema de codificación basado en los turbo-códigos fue propuesto en 1993 por Berrou *et al.* [57], generando un importante interés en la codificación de canal. Este esquema defendía que utilizando una combinación de códigos convolucionales concatenados paralelamente junto con entrelazado no uniforme y una decodificación iterativa, podría proporcionar unas prestaciones cercanas a la cota de Shannon. Más adelante, Berrou y Glavieux [58] demostraron que con este nuevo esquema basado en turbo-códigos podía conseguirse la realización de sólo 0.7 dB del límite de capacidad del canal de Shannon a una BER de 10^{-5} en un canal AWGN. Además, esta impresionante realización fue conseguida con mucha menor complejidad computacional que un código convolucional con equivalente realización. La evaluación detallada del comportamiento de los turbo-códigos ha demostrado su eficiencia en muchos esquemas de transmisión, por lo que más adelante se aplicarán a la modulación adaptativa en este trabajo para analizar y evaluar su eficacia en los sistemas de comunicaciones acústicas subacuáticas.

Hay varias limitaciones prácticas que determinan si la utilización de las técnicas de modulación adaptativa y codificación resulta beneficiosa o no. Se requiere de la existencia de un canal de realimentación entre el transmisor y el receptor, el cual puede no ser realizable para algunos sistemas. Además, el rendimiento de la técnica adaptativa será muy pobre si el canal va cambiando más rápido de lo que puede ser fiablemente estimado y realimentado al transmisor. A menudo, se tienen diferentes variaciones del canal asociadas con distintas escalas de tiempo, de forma que es posible que la modulación adaptativa y codificación sólo puedan compensar las variaciones del canal más lentas. En el caso particular de las comunicaciones subacuáticas, se tendrá que analizar la escala de tiempo en la que aparecen las variaciones del canal acústico submarino, directamente relacionadas con la frecuencia Doppler. También, las limitaciones hardware de la implementación de la técnica adaptativa dictan a qué ritmo puede variar el transmisor su tasa de transmisión, y éste puede limitar las posibles ganancias con modulación adaptativa y codificación. En esta tesis se asume que el

desvanecimiento del canal subacuático es plano en frecuencia y varía lentamente, pues la duración del símbolo transmitido en el canal es más corta que el tiempo de coherencia del canal.

2.4.1. Sistema de transmisión adaptativa

En esta sección se describe el sistema general asociado con la transmisión adaptativa que se muestra en la fig. 2.4. El canal se modela con desvanecimiento plano como

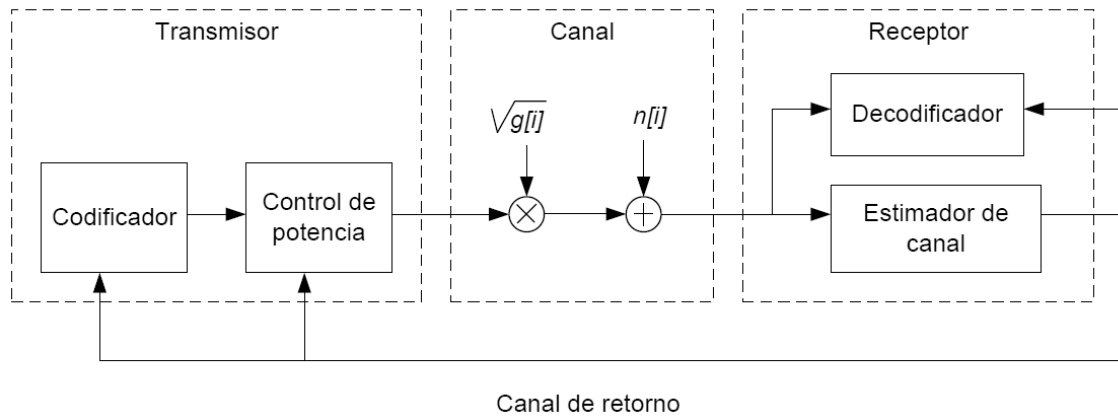


Figura 2.4: Sistema de transmisión adaptativa.

un canal de tiempo discreto con ganancia variante en el tiempo estacionaria y ergódica $\sqrt{g[i]}$ que sigue una distribución dada por la PDF $f(g)$, y ruido aditivo blanco gaussiano (AWGN *Additive White Gaussian Noise*) $n[i]$ con varianza σ^2 . Se supone que P representa la potencia media de la señal transmitida, B el ancho de banda de la señal recibida, y \bar{g} la ganancia de potencia promedio del canal. Entonces, la SNR instantánea recibida será una variable aleatoria de la forma

$$\gamma[i] = \frac{P g[i]}{\sigma^2}, \quad 0 \leq \gamma[i] < \infty, \quad (2.11)$$

y su valor medio temporal es igual a

$$\bar{\gamma} = \frac{P \bar{g}}{\sigma^2}. \quad (2.12)$$

Ya que $g[i]$ es estacionario, la distribución de $\gamma[i]$ es independiente de i y se caracterizará mediante la PDF $f(\gamma)$.

En la transmisión adaptativa se estima la ganancia de potencia o la SNR recibida en el tiempo i , y en consecuencia se adaptan los parámetros de modulación y codificación en el transmisor. Los parámetros más comunes que se utilizan para la adaptación son la tasa de datos $R[i]$ y la potencia transmitida. Si se supone que los símbolos

transmitidos presentan una duración T_S , se tendrá que el ancho de banda de transmisión es $B = 1/T_S$. Para el esquema de modulación donde se transmiten $M[i]$ posibles estados durante el intervalo de símbolo, la tasa de transmisión en el instante i -ésimo es igual a $R[i] = \log_2 M[i]/T_S = B \log_2 M[i]$ bps. La eficiencia espectral de este esquema de modulación es $R[i]/B = \log_2 M[i]$ bps/Hz.

En la fig. 2.4 se aprecia la disponibilidad de un canal de retorno entre el receptor y el transmisor. Dicho canal permitirá al transmisor conocer la estimación del canal realizada en el receptor, con el fin de adaptar su potencia, tasa de transmisión y esquema de modulación junto con codificación a las variaciones del estado del canal.

2.4.2. Técnicas adaptativas

Debido a las variaciones de SNR en el canal, cualquier constelación de la modulación y código del canal en el codificador sólo puede garantizar transmisión fiable en términos de BER para una fracción del tiempo; en el período de tiempo restante el sistema se bloquea. Reduciendo la eficiencia espectral del sistema se puede garantizar una BER baja para valores SNR del canal más bajos. Así, disminuyendo la probabilidad de bloqueo se reduce la posible velocidad binaria de información de un sistema de comunicaciones inalámbricas. Por tanto, en un sistema tradicional usando un simple codificador/decodificador no pueden conseguirse al mismo tiempo probabilidad de bloqueo baja, eficiencia espectral alta y BER baja.

La transmisión adaptativa es un método para combatir la fluctuante calidad del canal. En [59] se propuso un esquema de adaptación de potencia, donde el transmisor utiliza la información del estado del canal para variar la potencia transmitida, con el fin de mantener la SNR constante en el receptor. Otra posibilidad es adaptar la tasa de transmisión de datos del sistema tal como hizo Cavers [60], ajustando la duración de símbolo del canal, lo que da lugar a ancho de banda variable. También se puede variar el número de puntos de la constelación usada en la modulación [61] mediante la modulación adaptativa, donde se usa una constelación de pocos puntos cuando la SNR del canal es baja y una de más puntos cuando la SNR es alta, consiguiendo incrementar la ASE. Resultados obtenidos en comunicaciones radio muestran que ciertos tipos de constelaciones de alto nivel son más robustas frente a los desvanecimientos del canal que las convencionales constelaciones QAM rectangulares [62].

La motivación de los esquemas adaptativos es ser capaz de transmitir con una ASE tan cerca como sea posible de la capacidad del canal, y con una BER que cumpla con los requisitos de calidad deseados. En [63] se demuestra que un esquema de tasa variable y potencia constante presenta un funcionamiento cerca de la capacidad de Shannon bajo condiciones ideales. Un esquema óptimo de potencia y tasa de transmisión variable junto con técnicas de diversidad en recepción presenta un incremento en la capacidad

del canal comparado con la adaptación de tasa [64]. En [65] la modulación adaptativa fue combinada con codificación de canal llevando a la técnica denominada modulación codificada adaptativa (*ACM Adaptive Coded Modulation*), donde la cantidad de información redundante en los datos transmitidos se cambia para ajustar la tasa del codificador de acuerdo a las variaciones en el canal de comunicaciones.

La técnica de modulación codificada basada en turbo-códigos (*TuCM Turbo Coded Modulation*) permite optimizar conjuntamente la modulación y codificación de canal para conseguir ganancias de codificación significativas sin sacrificar ni la tasa de datos ni el ancho de banda. Los esquemas TuCM han mostrado muy buenos resultados de eficiencia espectral tanto en canales AWGN como con desvanecimiento [66], [67], [68]. En [4] se propone combinar la modulación adaptativa y la técnica TuCM para conseguir velocidad binaria cercana al límite de capacidad en canales con desvanecimientos. En este trabajo, se utilizará este esquema adaptativo para analizar su uso en canales con desvanecimiento tipo RS para sistemas de comunicaciones inalámbricas.

Se ha avanzado bastante en la investigación de esquemas ACM en canales con desvanecimiento plano, como la determinación de las expresiones compactas para ASE en esquemas ACM usando códigos trellis multidimensionales [69] o el estudio de los efectos de la predicción del estado del canal para mejorar el funcionamiento de un sistema ACM [70]. Además, los sistemas adaptativos pueden combinarse con otras técnicas tales como MIMO [71] para maximizar la tasa de transmisión mientras se garantiza una BER objetivo, y como SIMO [72] para reducir la región BER aceptable donde el sistema funciona de forma fiable con respecto a la SNR promedio del canal y el retardo de tiempo tolerado en el canal de retorno.

En esta tesis, nos vamos a centrar en la técnica ACM diseñada para combatir las variaciones temporales de canales con desvanecimiento multicamino de los sistemas de comunicaciones inalámbricas. El uso de ACM en las comunicaciones acústicas subacuáticas es motivado por su habilidad para mejorar la eficiencia espectral, adaptando las tasas de transmisión a las variaciones de la SNR en el canal mientras se mantiene una BER predefinida.

2.4.3. Modulación codificada adaptativa

Los esquemas ACM utilizan un juego de códigos de canal, y técnicas de modulación con diferentes eficiencias espectrales para transmitir información en canales con desvanecimiento plano [73]. La BER en función de la SNR del canal para cada esquema ACM en un canal AWGN debe ser conocido. Entonces un umbral de la SNR se define para cada esquema ACM, de forma que se garantice una BER por debajo de una cierta BER objetivo, denominada BER_t (BER_{target}), cuando la SNR del canal esté por encima del umbral.

Se considera el sistema mostrado en la fig. 2.5 donde aparecen los bloques de modulación adaptativa junto con codificación tanto en transmisión como en recepción, un canal de comunicaciones con desvanecimiento plano, y un canal de retorno desde el receptor hacia el transmisor enviando información del estado del canal, el cual se asume que es instantáneo y libre de errores.

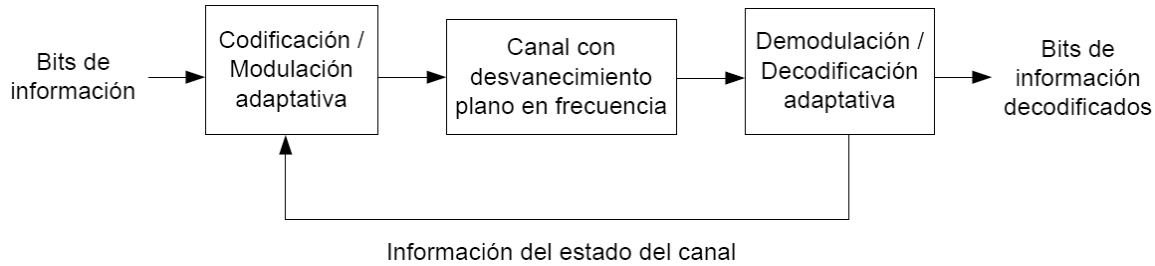


Figura 2.5: Modelo del sistema ACM.

El transmisor usa esta información para seleccionar el esquema ACM con la más alta eficiencia espectral que cumpla la BER exigida. El esquema de transmisión completo presentará una baja eficiencia espectral cuando la SNR estimada del canal sea baja, y una alta eficiencia espectral cuando la SNR estimada del canal sea alta. Bajo estas condiciones ideales, la ASE del sistema ACM se calculará promediando la eficiencia espectral disponible sobre la distribución del desvanecimiento plano del canal.

El canal de comunicaciones considerado es variante en el tiempo, y plano en frecuencia con desvanecimiento multicamino lento. Tomando el conocido modelo de banda base complejo del canal, si la señal de banda base compleja en el índice de tiempo k se denota por $x(k)$, la señal recibida se obtiene como $y(k) = \alpha(k)x(k) + n(k)$, donde $\alpha(k)$ es la envolvente del desvanecimiento y $n(k)$ el valor complejo del ruido AWGN con las componentes real e imaginaria estadísticamente independientes. La envolvente del desvanecimiento es una variable estocástica compleja, que representa la ganancia resultante después de sumar todas las componentes de la señal recibida (directa y multicamino) en el receptor. La SNR del canal en recepción en el instante de tiempo k se define como

$$\gamma(k) = \frac{|\alpha(k)|^2 P}{N_0 B}, \quad (2.13)$$

y su valor promedio es igual a

$$\bar{\gamma} = \frac{G P}{N_0 B}, \quad (2.14)$$

siendo P la potencia media transmitida, $N_0/2$ la densidad espectral de potencia del ruido, B el ancho de banda transmitido, y $G = E[|\alpha(k)|^2]$ la ganancia de potencia promedio. Considerando una familia de constelaciones de la señal MQAM con un tiempo

de símbolo fijo T_S , donde M denota el número de puntos en cada constelación de la señal y asumiendo que $T_S = 1/B$ se obtiene la SNR promedio en función de E_S/N_0

$$\bar{\gamma} = \frac{G P T_S}{N_0} = G \frac{E_S}{N_0}. \quad (2.15)$$

Además, se asume que la magnitud de la envolvente del desvanecimiento compleja recibida α presenta una distribución de tipo RS cuya PDF obedece a la expresión (2.6) mostrada en el apartado §2.3.

El sistema consta de un transmisor y un receptor empleando un conjunto finito de N esquemas de codificación (ACM-1, ACM-2, ..., ACM- N). Estos esquemas presentan diferentes eficiencias espectrales, las cuales son usadas para transmitir información dentro de los diferentes intervalos de SNR instantánea γ que se forman en el canal.

Se define un umbral para cada esquema, de forma que se garantice una BER por debajo de la BER_t , cuando la SNR del canal γ está por encima de dicho umbral. El rango de posibles valores de la SNR del canal, $\gamma \in [0, \infty)$, se divide en $N + 1$ regiones delimitadas por $N + 2$ umbrales, $\{\gamma_n\}_{n=-1}^N$, siendo $\gamma_{-1} = 0$ y $\gamma_N = \infty$ tal como se indica en la fig. 2.6. Los umbrales son seleccionados de forma que la BER del esquema ACM- k

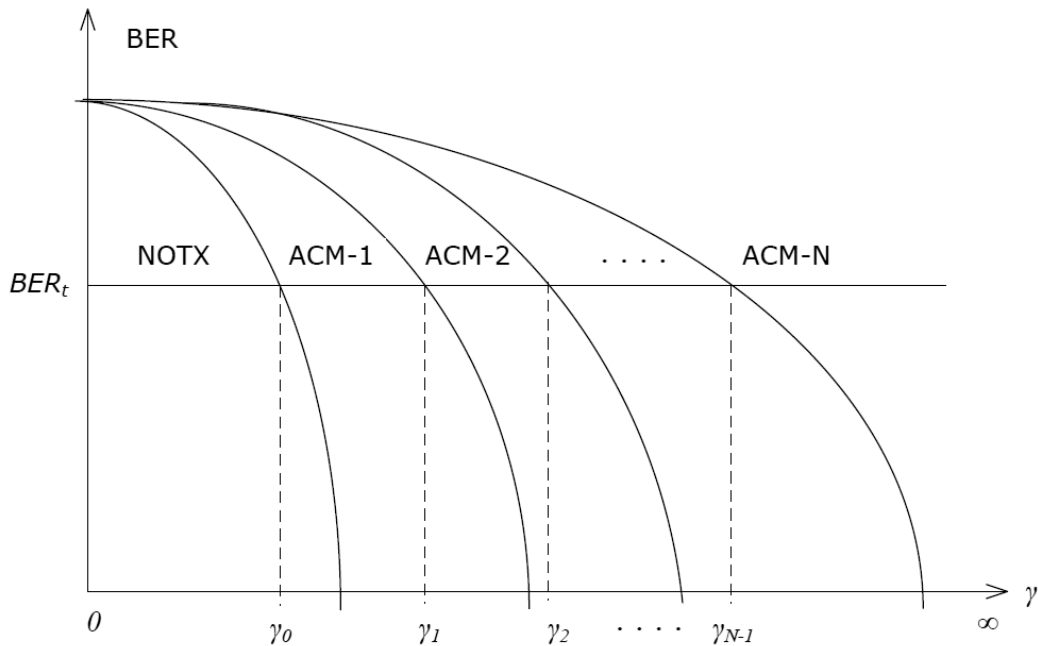


Figura 2.6: BER vs. SNR en el canal y los correspondientes umbrales para N esquemas ACM.

es menor o igual que la BER_t cuando $\gamma \geq \gamma_{k-1}$. Se tienen $N + 1$ tasas binarias, $\{R_k\}_{k=0}^N$, siendo $R_0 = 0$ y asumiendo que $R_1 < R_2 < \dots < R_N$, donde R_k es la correspondiente eficiencia espectral del esquema ACM- k para cada región $[\gamma_{k-1}, \gamma_k)$ ($0 \leq k \leq N$), de forma que cuando la SNR instantánea del canal γ cae dentro de una región se transmite la tasa de transmisión asignada según se indica en el cuadro 2.1.

Región	Rango de umbrales	Esquema de codificación	Tasa de transmisión
0	$0 \leq \gamma < \gamma_0$	NOTX	R_0
1	$\gamma_0 \leq \gamma < \gamma_1$	ACM-1	R_1
2	$\gamma_1 \leq \gamma < \gamma_2$	ACM-2	R_2
\vdots	\vdots	\vdots	\vdots
N	$\gamma_{N-1} \leq \gamma < \infty$	ACM-N	R_N

Cuadro 2.1: Asignación de la tasa de transmisión según el esquema de codificación.

Se observa que si $0 \leq \gamma < \gamma_0$ no se transmite señal (NOTX *Non Transmission*), por lo que γ_0 sirve como umbral de corte por debajo del cual el canal no se utiliza cuando su calidad está muy degradada. Esto compromete de forma seria la calidad de servicios de comunicaciones como voz o vídeo en tiempo real, que requieren una tasa fija y un retardo máximo limitado, por tanto en estas aplicaciones se debe optimizar la modulación adaptativa para minimizar el porcentaje de tiempo durante el cual el sistema no transmite debido a las condiciones adversas de canal [74].

Para analizar la distribución estadística de la SNR instantánea γ del canal, se calculan los estadísticos de primer orden como la velocidad media en bits/s/Hz y la tasa de error promedio [24].

Se define la cifra ASE del sistema ACM como

$$\begin{aligned}
 ASE = E[R(\gamma)] &= \sum_{k=1}^N R_k P_k = \sum_{k=1}^N R_k \Pr[\gamma_{k-1} \leq \gamma \leq \gamma_k] \\
 &= \sum_{k=1}^N R_k \int_{\gamma_{k-1}}^{\gamma_k} f(\gamma) d\gamma, \tag{2.16}
 \end{aligned}$$

donde P_k es la probabilidad de seleccionar el esquema de codificación ACM- k , que se calcula a partir de la PDF, $f(\gamma)$ de la distribución del desvanecimiento plano del canal. Para un sistema ACM bien diseñado, la realización de ASE superará la realización de un sistema tradicional empleando un simple esquema de codificación.

La cifra BER promedio se calcula con la expresión [75]

$$\begin{aligned}
 ABER &= \frac{E[R(\gamma)BER(\gamma)]}{E[R(\gamma)]} = \frac{\sum_{k=1}^N R_k \int_{\gamma_{k-1}}^{\gamma_k} f(\gamma)BER(\gamma) d\gamma}{\sum_{k=1}^N R_k \int_{\gamma_{k-1}}^{\gamma_k} f(\gamma) d\gamma} \\
 &= \frac{1}{ASE} \sum_{k=1}^N R_k \int_{\gamma_{k-1}}^{\gamma_k} f(\gamma)BER(\gamma) d\gamma, \tag{2.17}
 \end{aligned}$$

que proporciona una medida exacta del número total de bits erróneos recibidos dividida por el número total de bits recibidos para un proceso de desvanecimiento estacionario y ergódico.

2.5. Diversidad

En la sección §2.2, se ha visto que el canal acústico subacuático presenta un comportamiento dinámico debido al efecto multicamino y al ensanchamiento Doppler, que puede degradar severamente la prestación del sistema de comunicaciones inalámbricas en términos de probabilidad de error. La solución trivial para el problema de desvanecimiento sería añadir un margen en el transmisor, pero no resulta eficiente. Otra solución alternativa son las técnicas de diversidad, que permiten evitar a veces esta degradación a un coste relativamente bajo, y pueden implementarse de diferentes formas tanto en transmisión como en recepción. La ganancia conseguida por su aplicación depende de las condiciones del entorno, y del coste que se decida asumir.

El concepto de diversidad es bastante conocido [76], [77], de forma que muchos de los actuales y emergentes sistemas de comunicaciones inalámbricas lo usan para combatir los efectos del desvanecimiento multicamino. Las técnicas de diversidad explotan la naturaleza aleatoria del canal debida al comportamiento estadístico del desvanecimiento, ya que se dispone de más de una copia de la señal transmitida en origen al experimentar cada una de las versiones un canal diferente. En la fig. 2.7 se muestra un esquema general de diversidad, en el cual la señal se descompone en réplicas de la señal original transmitiéndose por distintos canales, y las diferentes copias recibidas son combinadas en recepción y enviadas a un circuito de demodulación. Por tanto,

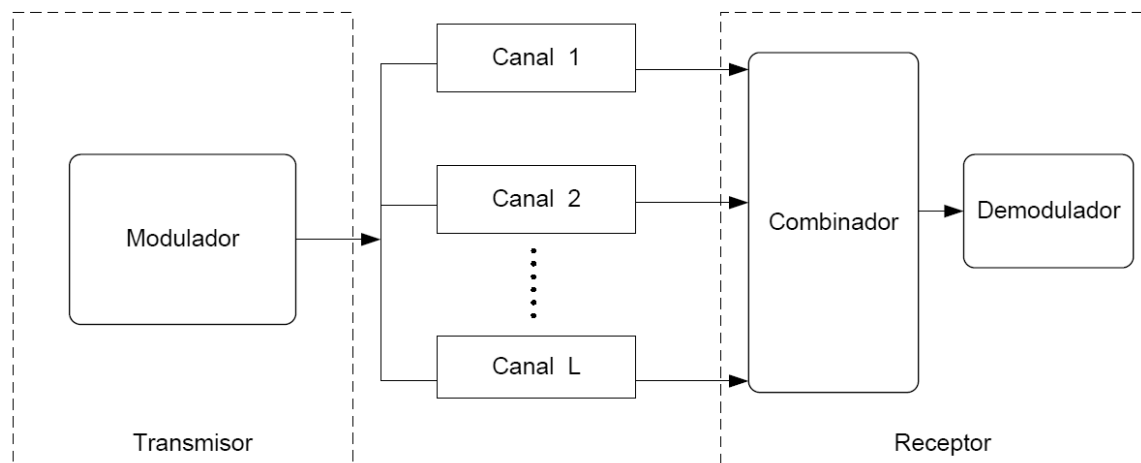


Figura 2.7: Esquema general de diversidad.

usando el hecho de que los canales independientes de la señal tienen una baja probabilidad de experimentar desvanecimientos profundos simultáneamente, la idea detrás de la diversidad es enviar los mismos datos sobre dichos canales independientes que son combinados de alguna forma para que se reduzca el desvanecimiento de la señal.

Existen muchas maneras de conseguir diversidad en los sistemas de comunicaciones inalámbricas [78]:

- *Diversidad frecuencial:* Se realiza transmitiendo la misma información de la señal mediante diferentes frecuencias portadoras, donde las portadoras están separadas por el ancho de banda de coherencia del canal para que las diferentes copias de la señal sufran desvanecimientos independientes. Esta técnica necesita potencia transmitida adicional para enviar la señal sobre múltiples bandas de frecuencia, por lo que, además de presentar rendimiento espectral muy pequeño, también presentan poco rendimiento energético.
- *Diversidad temporal:* Se consigue transmitiendo la misma señal en diferentes períodos de tiempo, donde la diferencia de tiempo es mayor que el tiempo de coherencia del canal (el inverso del ensanchamiento Doppler del canal). Esta técnica no requiere aumento de la potencia transmitida, pero la retransmisión de las señales reduce la velocidad de transmisión efectiva y además, se produce una considerable latencia debido a que la separación temporal entre transmisiones de las réplicas debe ser mayor que la duración media de los desvanecimientos. Este tipo de diversidad también se puede conseguir mediante codificación combinada con entrelazado, para canales con desvanecimientos donde los errores asociados con el demodulador tienden a producirse en ráfagas, que corresponden a las veces en que el desvanecimiento del canal es profundo.
- *Diversidad espacial:* Está basada en el uso de múltiples antenas, y es la más utilizada para mitigar los efectos de los desvanecimientos en las comunicaciones inalámbricas [77]. Esta técnica requiere que las antenas estén lo suficientemente separadas entre sí como para que los canales equivalentes sean incorrelados y además, que estos canales independientes se realicen sin un incremento en la potencia transmitida o el ancho de banda. De ahí que las amplitudes de los desvanecimientos correspondiente a cada pareja de antenas transmisora-receptora sean aproximadamente independientes, por lo que la probabilidad de que todos los canales estén fuertemente atenuados a la vez es pequeña. Esta redundancia espacial produce grandes mejoras en las prestaciones del canal de comunicaciones, pero da lugar a un aumento considerable de la complejidad del sistema.

En este trabajo, se aplicará la diversidad temporal mediante la codificación del canal combinada con la modulación adaptativa, y también la diversidad espacial en recepción basada en el uso de un solo transmisor y múltiples receptores denominados sistemas SIMO, que realizan una cierta combinación de las señales recibidas con el objeto de mitigar los desvanecimientos generados por el efecto multicamino e incrementar la SNR resultante.

2.5.1. Diversidad espacial en recepción

Esta diversidad espacial puede clasificarse según la forma de combinación empleada en el receptor. Hay cuatro tipos principales de técnicas, que dependen esencialmente de las restricciones por complejidad presentes en el sistema de comunicaciones, y la cantidad de información del estado del canal disponible en el receptor [7]:

1. **Combinación de relación máxima (MRC *Maximum Ratio Combining*):** Utiliza combinación coherente lineal de las señales recibidas en cada una de las antenas para que la SNR a la salida sea máxima, para ello la señal que proviene de cada canal se pondera de acuerdo a su SNR y después se suman todas las señales. En ausencia de interferencias, MRC es el esquema de combinación óptimo pero a expensas de complejidad, pues esta técnica requiere el conocimiento de todos los parámetros de desvanecimiento del canal. Como se necesita conocer las amplitudes de los desvanecimientos del canal para MRC, este esquema puede usarse en conjunción con señales de energía desigual, tales como MQAM.
2. **Combinación por ganancia constante (EGC *Equal Gain Combining*):** En algunos casos no se dispone de la capacidad de ponderación variable de la técnica anterior, por lo que todos los pesos se preestablecen como unitarios pero las señales son alineadas en fase para obtener la diversidad por EGC. Aunque se trata de una técnica subóptima, EGC con detección coherente es a menudo una solución atractiva, ya que no requiere la estimación de las amplitudes de los desvanecimientos del canal y por tanto, presenta una complejidad reducida comparada con el esquema óptimo MRC.
3. **Combinación por selección (SC *Selection Combining*):** A partir de las diferentes ramas, se selecciona la rama con mayor SNR. Se trata de una de las técnicas más sencillas puesto que sólo procesa una de las ramas de la diversidad. En su forma convencional, el combinador SC elige el canal con la SNR mayor. En caso que todas las ramas tengan la misma SNR media, la amplitud de la señal de salida del combinador simplemente es la magnitud de la señal más fuerte.
4. **Combinación por conmutación (*Switched Combining*):** Este método es muy similar a la diversidad por selección, excepto que en lugar de usar la mejor de las señales, los canales son observados en una secuencia determinada hasta encontrar uno con envolvente por encima de un nivel umbral predeterminado. Este canal se mantiene hasta que cae por debajo del umbral, y el proceso de búsqueda se reinicia. Las estadísticas de desvanecimiento son un poco inferiores a las obtenidas por SC, pero su implementación es más sencilla, requiriendo de sólo un receptor.

Los diseñadores de sistemas inalámbricos están encargados de desarrollar sistemas que alcancen una cierta calidad de servicio, mientras cumplen requerimientos predefinidos de complejidad. La búsqueda del diseño adecuado para el sistema implica el estudio crítico entre varias combinaciones de los esquemas de modulación, codificación y diversidad. En este trabajo, se realiza el análisis de las prestaciones de sistemas de comunicaciones inalámbricas operando sobre canales acústicos submarinos, cuando se emplea la técnica MRC de diversidad espacial en recepción para combatir los efectos de los desvanecimientos junto con la estrategia adaptativa de modulación y codificación.

2.5.2. Técnica de diversidad MRC

El método de combinación de razón máxima produce una SNR a la salida igual a la suma ponderada de las SNR individuales, por lo que tiene la capacidad de producir una señal con una SNR aceptable aún cuando ninguna de las señales individuales la posea. Esta técnica proporciona la mejor reducción estadística de desvanecimiento de las técnicas de diversidad de combinación lineal. En la fig. 2.8 se muestra un diagrama de bloques de la técnica de diversidad MRC con L ramas en el receptor.

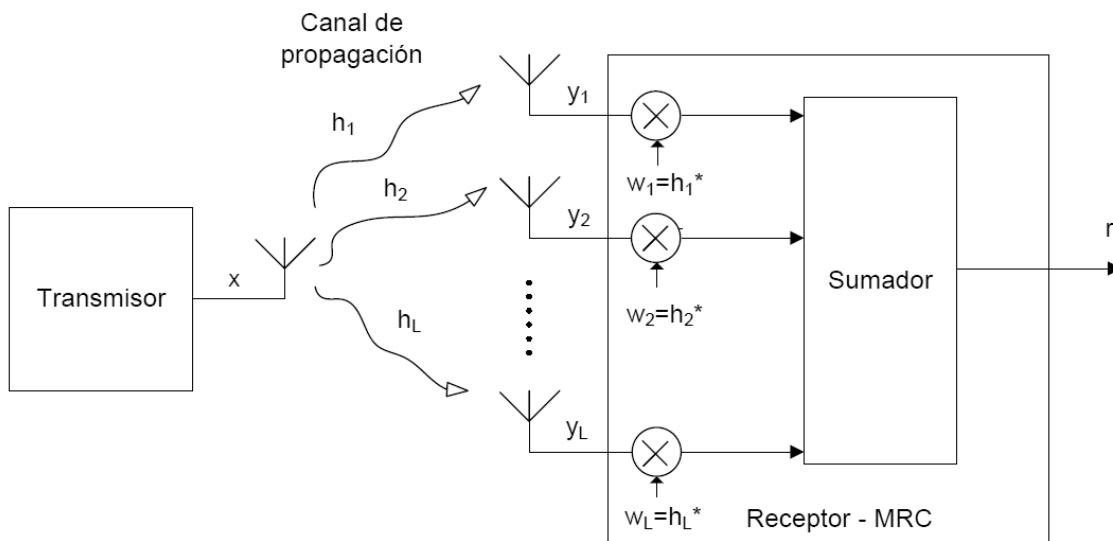


Figura 2.8: Diagrama de bloques de la técnica de diversidad MRC.

Las señales recibidas de forma individual en cada una de las ramas se expresan de la forma

$$\{y_n\}_{n=1}^L = x h_n + n_n, \quad (2.18)$$

donde h_n y n_n son respectivamente los coeficientes complejos del canal y las contribu-

ciones del ruido AWGN para cada rama n . La salida del receptor MRC queda como

$$r = \sum_{n=1}^L w_n y_n = x \sum_{n=1}^L w_n h_n + \sum_{n=1}^L w_n n_n = x \sum_{n=1}^L |h_n|^2 + \sum_{n=1}^L n_n h_n^*, \quad (2.19)$$

siendo $\{w_n\}_{n=1}^L = h_n^*$ las ponderaciones de la combinación MRC con L ramas en el receptor. El primer sumando representa el conjunto de copias de la señal por cada una de los canales que se obtiene con la diversidad en recepción, y el segundo sumando el ruido total recibido en el receptor MRC.

Por lo tanto, la SNR instantánea a la salida del combinador es la suma de cada una de la SNR para cada rama n

$$\gamma = \sum_{n=1}^L \frac{\Omega_n}{\sigma_n^2} = \sum_{n=1}^L \gamma_n, \quad (2.20)$$

donde $\Omega_n = E[x |h_n|^2]$ y σ_n son respectivamente la ganancia en potencia del canal y la varianza del ruido AWGN para cada rama n .

Capítulo 3

Modulación adaptativa y codificación para sistemas SISO

En este capítulo se presenta un marco analítico simple para el análisis de la modulación adaptativa y codificación, para ello se analiza la técnica ACM sobre canales con desvanecimiento tipo RS para sistemas SISO. Los resultados obtenidos se pueden aplicar en la predicción de los estadísticos de primer orden, como la velocidad media y la tasa de error promedio alcanzadas por esquemas ACM en sistemas de comunicaciones acústicas subacuáticas.

ACM es una herramienta eficaz para mitigar los desvanecimientos en los sistemas modernos de comunicaciones inalámbricas [75]. Existe bastante interés en la aplicación de ACM a los sistemas de comunicaciones por satélite [79], donde se utiliza la distribución RS para modelar los canales con desvanecimiento [7], [50]. Actualmente, se ha propuesto la distribución RS como un modelo de los canales acústicos en aguas poco profundas para comunicaciones inalámbricas [2]. Por tanto, resulta útil conseguir expresiones cerradas de ASE y ABER para el análisis de ACM sobre canales con desvanecimiento tipo RS.

3.1. Modelo de sistema

El diagrama de bloques del modelo de comunicaciones acústicas submarinas se representa en la fig. 3.1, el cual se basa en un sistema SISO con la técnica ACM y canal tipo RS, asumiendo que la información del estado del canal (*CSI Channel State Information*) en el receptor es perfecta e instantánea. Se utiliza la técnica de modulación asistida por símbolos piloto (*PSAM Pilot Symbol Assisted Modulation*) [80], donde la estimación del canal se consigue a través de los símbolos piloto recibidos que son enviados desde el transmisor junto con los datos de información. La CSI estimada se realimenta hacia el transmisor mediante un canal de retorno sin ningún retardo ni

error. Basándose en esta CSI, el transmisor adapta dinámicamente la tasa a un modo de codificación que maximiza la ASE, mientras que mantiene la BER instantánea por debajo de un valor BER_t predefinido. La BER instantánea se obtiene a partir de la relación señal a ruido del canal (CSNR *Channel Signal to Noise Ratio*) estimada.

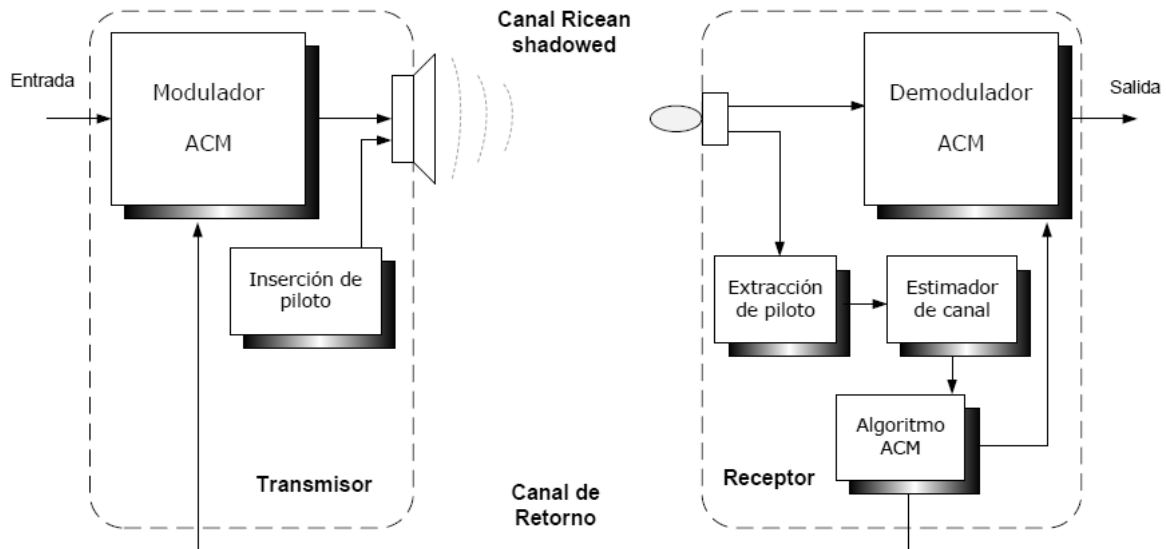


Figura 3.1: Diagrama de bloques del sistema de comunicaciones SISO.

Sea α^2 la envolvente de potencia del canal Ricean shadowed con los parámetros Ω , b_o y m [50], siendo Ω la potencia promedio de la componente directa, $2b_o$ la potencia promedio de la componente multicamino, y m el factor de forma abarcando desde 0 a ∞ que describe la severidad de los obstáculos. Para $m = \infty$, la componente directa no se obstruye y llega a ser determinista; por otro lado, $m = 0$ corresponde a la completa obstrucción de la línea de visión directa. La SNR instantánea se define como

$$\gamma = \bar{\gamma} \frac{\alpha^2}{\Omega + 2b_o}, \quad (3.1)$$

donde $\bar{\gamma}$ es la SNR media. Una vez definida la BER_t se consigue el grupo de umbrales SNR, que sirven para la elección del código basado en la realimentación CSI desde el receptor. Se supone que $\{\gamma_{k-1}\}_{k=1}^N$ representa el juego de umbrales SNR usados para conectar entre $N + 1$ diferentes modos de transmisión, incluyendo la no transmisión (NOTX) cuando $0 \leq \gamma < \gamma_0$ [75]. Por conveniencia se toma $\gamma_{-1} = 0$ y $\gamma_N = \infty$, para que cuando $\gamma_{k-1} \leq \gamma < \gamma_k$ el modo de transmisión k se adapte al transmisor, utilizando un esquema de codificación con eficiencia espectral R_k y BER condicionada (CBER *Conditional Bit Error Rate*) con notación $CBER_k(\gamma)$ tal como se muestra en la fig. 3.2. Nuestro objetivo será obtener expresiones analíticas para las cifras ASE y ABER de este esquema ACM genérico a partir de las ecuaciones (2.16) y (2.17).

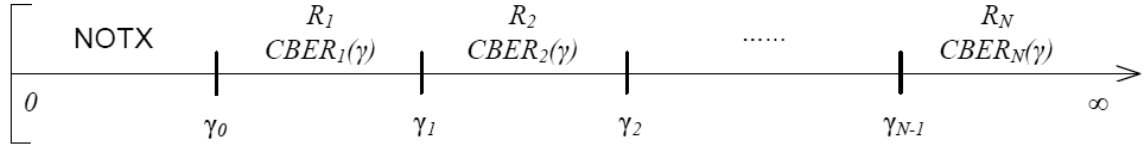


Figura 3.2: Esquema de codificación adaptativa.

3.2. Desarrollo analítico

El objetivo de este apartado es obtener analíticamente expresiones compactas de la ASE y la ABER para el sistema de comunicaciones SISO de la fig. 3.1. Se comienza calculando la cifra ASE mediante la definición (2.16) de la forma

$$\begin{aligned}
 ASE &= \sum_{k=1}^N R_k \Pr[\gamma_{k-1} \leq \gamma \leq \gamma_k] = \sum_{k=1}^N R_k \int_{\gamma_{k-1}}^{\gamma_k} f_{\gamma}(\gamma) d\gamma \\
 &= \sum_{k=1}^N R_k [\mathcal{F}_{\gamma}(\gamma_k) - \mathcal{F}_{\gamma}(\gamma_{k-1})], \quad (3.2)
 \end{aligned}$$

donde $\mathcal{F}_{\gamma}(\cdot)$ representa la CDF de la SNR instantánea del canal que se define en función de la PDF $f_{\gamma}(\gamma)$ como

$$\mathcal{F}_{\gamma}(x) = \int_0^x f_{\gamma}(\gamma) d\gamma. \quad (3.3)$$

Para resolver esta función, se aplican los resultados obtenidos en el modelado del canal acústico subacuático mediante la distribución RS con la fórmula cerrada (2.10) para la CDF de la variable aleatoria tipo RS [20], y considerando la transformación de la variable aleatoria según la definición (3.1) se obtiene

$$\begin{aligned}
 ASE &= \frac{1 + \kappa}{\bar{\gamma} (1 + \kappa/m)^m} \sum_{k=1}^N R_k \left[\gamma_k \Phi_2 \left(1 - m, m; 2; -(1 + \kappa) \frac{\gamma_k}{\bar{\gamma}}, -\frac{1 + \kappa}{1 + \kappa/m} \frac{\gamma_k}{\bar{\gamma}} \right) \right. \\
 &\quad \left. - \gamma_{k-1} \Phi_2 \left(1 - m, m; 2; -(1 + \kappa) \frac{\gamma_{k-1}}{\bar{\gamma}}, -\frac{1 + \kappa}{1 + \kappa/m} \frac{\gamma_{k-1}}{\bar{\gamma}} \right) \right], \quad (3.4)
 \end{aligned}$$

teniendo en cuenta que $\kappa = \Omega/2b_o$ es el factor Ricean asociado, y Φ_2 es la función hipergeométrica confluyente bivariable [81].

Se continúa calculando la cifra ABER para el sistema ACM propuesto mediante la definición (2.17) con la expresión

$$ABER = \frac{1}{ASE} \sum_{k=1}^N R_k \int_{\gamma_{k-1}}^{\gamma_k} f_{\gamma}(\gamma) CBER_k(\gamma) d\gamma. \quad (3.5)$$

Como el análisis exacto de la CBER para muchos esquemas ACM prácticos no es matemáticamente tratable, se usará la aproximación basada en el ajuste tipo exponencial. Así, para obtener una expresión compacta de la ABER se toma la conocida aproximación para la CBER del esquema genérico [3]

$$CBER_k(\gamma) \approx \sum_{\ell=1}^{\mathcal{P}} a_k(\ell) e^{-\frac{b_k(\ell)}{M_k} \gamma}, \quad 1 \leq k \leq N, \quad (3.6)$$

donde $\{a_k(\ell), b_k(\ell)\}_{k=1, \dots, N; \ell=1, \dots, \mathcal{P}}$ es el conjunto de coeficientes obtenidos en el ajuste, \mathcal{P} es el número de exponenciales tomadas (usualmente tres o menos), y $\{M_k\}_{k=1}^N$ es el número de puntos en la constelación. Por tanto, se consigue la expresión aproximada

$$\begin{aligned} ABER &\approx \frac{1}{ASE} \sum_{k=1}^N \sum_{\ell=1}^{\mathcal{P}} R_k a_k(\ell) \left(\int_0^{\gamma_k} e^{-\frac{b_k(\ell)}{M_k} x} f_\gamma(x) dx - \int_0^{\gamma_{k-1}} e^{-\frac{b_k(\ell)}{M_k} x} f_\gamma(x) dx \right) \\ &\approx \frac{1}{ASE} \sum_{k=1}^N \sum_{\ell=1}^{\mathcal{P}} R_k a_k(\ell) \left(\mathcal{G}_\gamma \left(-\frac{b_k(\ell)}{M_k}; \gamma_k \right) - \mathcal{G}_\gamma \left(-\frac{b_k(\ell)}{M_k}; \gamma_{k-1} \right) \right) \\ &\quad + \frac{1}{ASE} \sum_{k=1}^N \sum_{\ell=1}^{\mathcal{P}} R_k a_k(\ell) \left(\mathcal{M}_\gamma \left(-\frac{b_N(\ell)}{M_N} \right) - \mathcal{G}_\gamma \left(-\frac{b_N(\ell)}{M_N}; \gamma_{N-1} \right) \right), \end{aligned} \quad (3.7)$$

donde $f_\gamma(x)$ representa la PDF de la SNR instantánea, el significado de $\mathcal{G}_\gamma(s; \zeta)$ se explica más abajo, y $\mathcal{M}_\gamma(s)$ es la MGF definida por la ecuación

$$\mathcal{M}_\gamma(s) = \mathbb{E}[e^{\gamma s}] = \int_0^\infty f_\gamma(\gamma) e^{s\gamma} d\gamma. \quad (3.8)$$

Para el cálculo de la MGF se parte de la expresión (2.8), y aplicando un escalado simple se obtiene

$$\mathcal{M}_\gamma(s) = \left(1 - \bar{\gamma} \frac{s}{1 + \kappa} \right)^{m-1} \left(1 - \bar{\gamma} \left(1 + \frac{\kappa}{m} \right) \frac{s}{1 + \kappa} \right)^{-m}. \quad (3.9)$$

La función $\mathcal{G}_\gamma(s; \zeta)$ es la MGF incompleta complementaria definida por la ecuación

$$\mathcal{G}_\gamma(s; \zeta) = \int_0^\zeta e^{xs} f_\gamma(x) dx. \quad (3.10)$$

Para calcular esta función, se considera la transformada de Laplace respecto a la variable ζ . De este modo, se aplican las propiedades del desplazamiento y de la integración de la transformada de Laplace [82] sobre las ecuaciones (3.8) y (3.10), y realizando una simple reordenación algebraica se obtiene

$$\begin{aligned} \mathcal{L}[\mathcal{G}_\gamma(s; \zeta); p] &= \frac{1}{p} \mathcal{M}_\gamma(s - p) \\ &= \frac{1 + \kappa}{\bar{\gamma}} \left(1 + \frac{\kappa}{m} \right)^{-m} \frac{1}{p^2} \left(1 + \frac{1 + \kappa}{\bar{\gamma}} \frac{s - p}{p} \right)^{m-1} \left(1 + \frac{1 + \kappa}{1 + \frac{\kappa}{m}} \frac{1}{\bar{\gamma}} \frac{s - p}{p} \right)^{-m}. \end{aligned} \quad (3.11)$$

Ahora, identificando la expresión (3.11) con la ecuación (5) de la referencia [83] en el plano-p complejo, se puede expresar $\mathcal{G}_\gamma(s; \zeta)$ en función de Φ_2 como

$$\mathcal{G}_\gamma(s; \zeta) = \frac{1 + \kappa}{\bar{\gamma}} \left(1 + \frac{\kappa}{m}\right)^{-m} \zeta \Phi_2 \left(1 - m, m; 2; - \left(\frac{1 + \kappa}{\bar{\gamma}} - s\right) \zeta, - \left(\frac{1 + \kappa}{1 + \frac{\kappa}{m} \bar{\gamma}} - s\right) \zeta\right). \quad (3.12)$$

Por lo tanto, la expresión (3.7) junto con las funciones (3.9) y (3.12) permite calcular la cifra ABER para esquemas ACM genéricos.

Se observa que las expresiones (3.4) y (3.7) para las cifras ASE y ABER respectivamente, obtenidas de forma cerrada en términos de la función Φ_2 , son válidas para cualquier valor real y positivo del parámetro de forma m . Además, cuando m sea un entero positivo se puede deducir, después de comparar las ecuaciones (4) y (8) de [20], que la función Φ_2 queda de la forma

$$\Phi_2(1 - m, m; 2; -x_1x, -x_2x) = \frac{1}{x_1x} \left(\frac{x_2}{x_1}\right)^{-m} - \frac{e^{-x_2x}}{x_2x} \sum_{r=0}^{m-1} \left(\frac{x_1}{x_2} - 1\right)^r L_{m-r-1}^r(-(x_1 - x_2)x), \quad (3.13)$$

donde L_v^r son los polinomios de Laguerre [84] que permiten expresar completamente estas expresiones de ASE y ABER según funciones elementales (véase el Apéndice A para el cálculo de las funciones $\mathcal{F}_\gamma(x)$ y $\mathcal{G}_\gamma(s; \zeta)$ a partir de estos polinomios en los casos de $m = 1, 2$).

3.3. Resultados numéricos

Con el propósito de ilustrar la utilidad de las expresiones compactas obtenidas para las cifras ASE y ABER en un sistema de comunicaciones SISO, se considera que el esquema ACM utiliza códigos trellis 4D diseñados para canales AWGN en la codificación del canal [3]. Partiendo del conjunto de coeficientes conseguidos con el ajuste exponencial para la CBER mediante métodos de mínimos cuadrados (véase la tabla I en [3]) y tomando los 5 primeros modos de transmisión ($N = 5$), se utilizan los coeficientes $\{a_k(\ell), b_k(\ell)\}_{k=1, \dots, 5; \ell=1, 2, 3}$ del ajuste exponencial en la expresión (3.6) que se indican en el cuadro 3.1.

Se representan en la fig. 3.3 los resultados de las aproximaciones de la CBER y de las simulaciones de la BER. Las aproximaciones de la CBER se han dibujado en línea continua y las simulaciones de los códigos trellis, para las distintas constelaciones MQAM, con línea discontinua y círculos. Se observa que las simulaciones están un poco por encima de las curvas aproximadas, presentando valores de CBER un poco mayores que la aproximación para una SNR predefinada; pero existe un buen ajuste entre las

k	M_k	$a_k(1)$	$b_k(1)$	$a_k(2)$	$b_k(2)$	$a_k(3)$	$b_k(3)$
1	4	233.8034	12.4335	-280.8712	11.4405	51.3394	8.6131
2	8	210.6415	8.4208	-242.0657	7.9916	34.3732	6.0432
3	16	246.0565	7.7677	-334.6900	8.1130	89.4924	9.1087
4	32	99.7887	7.7426	-160.6040	8.3843	61.5091	9.4667
5	64	78.0083	7.0135	-100.8414	7.4793	23.4319	9.0714

Cuadro 3.1: Conjunto de coeficientes del ajuste exponencial [3].

curvas aproximadas y las simulaciones para valores de CBER $\leq 10^{-3}$, que debe ser la región de operación de un buen sistema de comunicaciones.

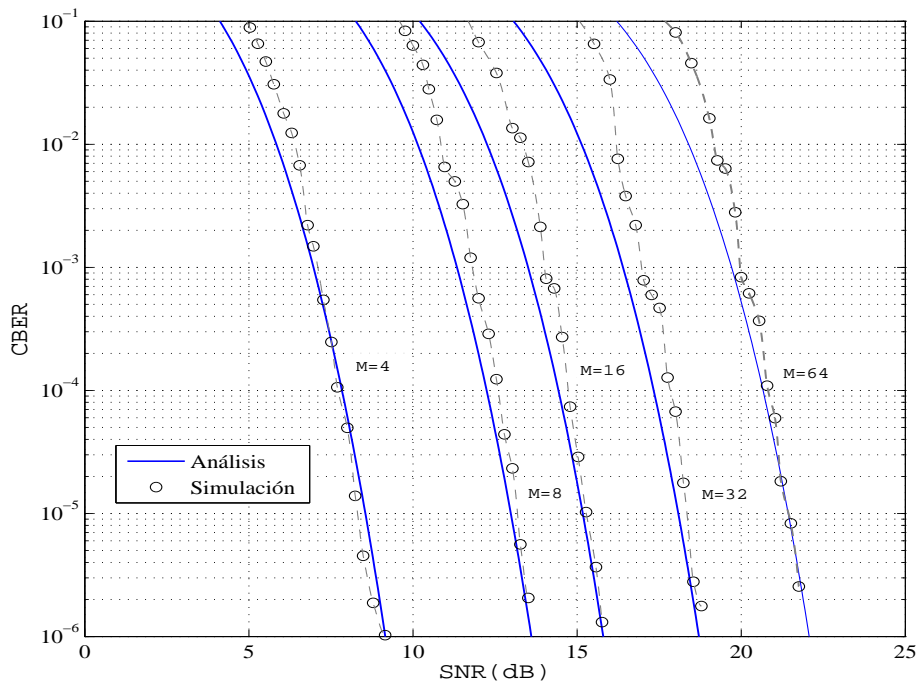


Figura 3.3: Realización CBER con los códigos trellis 4D en canales AWGN para diferentes constelaciones MQAM y curvas aproximadas de CBER mediante ajuste exponencial.

Se obtiene el juego de umbrales $\{\gamma_{k-1}\}_{k=1,\dots,5}$ del sistema ACM considerado tomando $BER_t = 10^{-3}$, para ir seleccionando el esquema ACM con su correspondiente tasa de transmisión R_k , que representa la eficiencia espectral de cada código según se detalla en el cuadro 3.2. Es de interés comentar que se ha tenido en cuenta la redundancia de la codificación trellis 4D utilizada [69], donde no se incluyen las pérdidas adicionales

de eficiencia espectral debido a la inserción de pilotos, al suponer que la variación del canal es suficientemente lenta, lo cual permite despreciar estas pérdidas (la variación del canal no cambia en varios cientos o miles de símbolos).

Región k	R_k	Tipo de constelación	Umbral γ_{k-1} [dB]
1	3/2	4QAM	7.0
2	5/2	8QAM	11.2
3	7/2	16QAM	13.5
4	9/2	32QAM	16.3
5	11/2	64QAM	19.6

Cuadro 3.2: Tasas de transmisión y umbrales en dB del sistema ACM tomando $\text{BER}_t = 10^{-3}$.

Ahora, se calcula la cifra analítica ASE con la expresión (3.4) para este conjunto de umbrales, y se dibuja en la fig. 3.4 junto con las simulaciones del canal RS obtenidas para diferentes valores de los parámetros m y κ . Debido al número finito de códigos, la ASE alcanza un valor máximo cuando la SNR promedio crece. Se observa que las curvas analíticas coinciden con los valores simulados, y a medida que aumenta el factor de forma m (disminuye la obstrucción de la componente directa) se consigue incrementar la cifra ASE a partir de un valor aproximado en torno a 7 dB de la SNR promedio, y también se incrementa cuando aumenta el factor Ricean asociado κ , pues predomina la componente directa sobre la componente multicamino.

Para analizar el efecto sobre la ASE de la disminución de la BER objetivo, se toma $\text{BER}_t = 10^{-5}$ y se obtiene el nuevo juego de umbrales $\{\gamma_{k-1}\}_{k=1,\dots,5}$ según se detalla en el cuadro 3.3. Se observa que los umbrales aumentan con respecto al cuadro 3.2, o

Región k	R_k	Tipo de constelación	Umbral γ_{k-1} [dB]
1	3/2	4QAM	8.5
2	5/2	8QAM	12.9
3	7/2	16QAM	15.2
4	9/2	32QAM	18.0
5	11/2	64QAM	21.4

Cuadro 3.3: Tasas de transmisión y umbrales en dB del sistema ACM tomando $\text{BER}_t = 10^{-5}$.

lo que es lo mismo, los umbrales se desplazan hacia la derecha en el eje de abcisas. Se calcula la cifra analítica ASE para este nuevo conjunto de umbrales, y se dibuja en la fig. 3.5 junto con las simulaciones del canal RS obtenidas para diferentes valores de los parámetros m y κ .

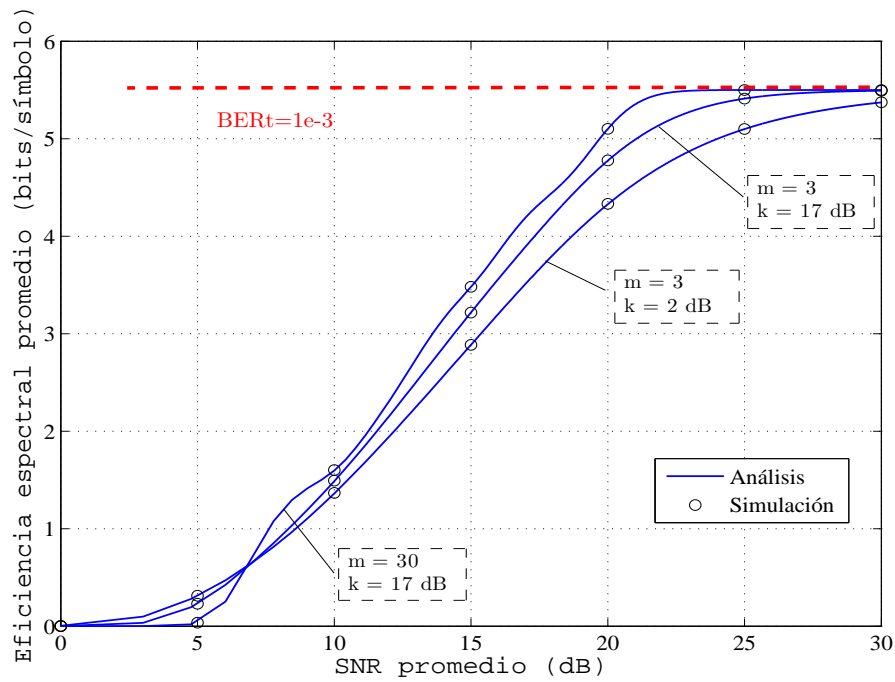


Figura 3.4: ASE *vs.* SNR promedio para canales tipo RS con distintos valores de los parámetros m y κ , usando codificación trellis 4D y $BER_t = 10^{-3}$.

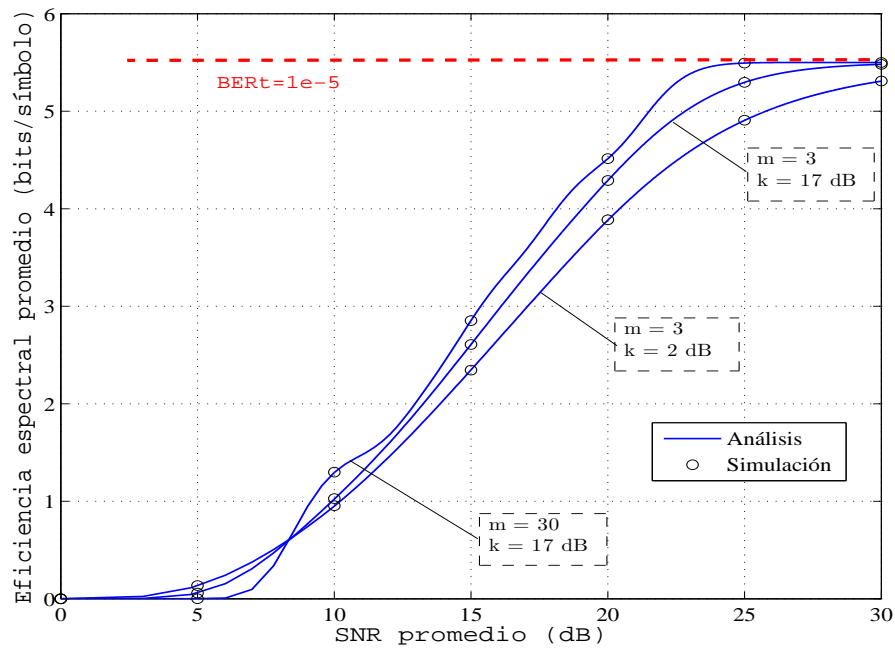


Figura 3.5: ASE *vs.* SNR promedio para canales tipo RS con distintos valores de los parámetros m y κ , usando codificación trellis 4D y $BER_t = 10^{-5}$.

Si se comparan las dos figuras anteriores, se observa un comportamiento similar para los distintos valores de los parámetros m y κ , excepto que en la fig. 3.5 el crecimiento es un poco más lento desde aproximadamente 8 dB hasta 30 dB para la SNR promedio, debido al desplazamiento hacia la derecha de los nuevos umbrales que contribuye a disminuir el promedio de la eficiencia espectral. Por tanto, hay que buscar un equilibrio entre maximizar la ASE e imponer una BER objetivo baja que cumpla los requisitos de calidad del sistema de comunicaciones inalámbricas.

Con el fin de evaluar las ventajas del esquema ACM simulado, se van a comparar las cifras analíticas ASE en los casos de modulación adaptativa con y sin codificación. Partiendo de la expresión aproximada de la BER con modulación MQAM sobre un canal AWGN [85]

$$BER(M, \gamma) \simeq \frac{1}{5} e^{-\frac{3\gamma}{2(M-1)}}, \quad (3.14)$$

que limita de forma superior las expresiones exactas de la BER para valores de $M \geq 4$ y $BER \leq 10^{-2}$ [64], se pueden calcular de forma simple el conjunto de umbrales a partir de la BER_t para los modos de transmisión $k = 1, \dots, N$ aplicando la ecuación

$$\gamma_{k-1} = -\frac{2}{3} (M_k - 1) \ln(5 BER_t), \quad (3.15)$$

donde M_k representa el número de puntos de las diferentes constelaciones QAM para la modulación adaptativa sin codificar. Tomando $BER_t = 10^{-3}$ se obtiene el nuevo juego de umbrales $\{\gamma_{k-1}\}_{k=1, \dots, 5}$ mostrado en el cuadro 3.4, que indica las diferentes tasas de transmisión R_k del sistema adaptativo sin redundancia.

Región k	R_k	Tipo de constelación	Umbral γ_{k-1} [dB]
1	2	4QAM	10.2
2	3	8QAM	13.9
3	4	16QAM	17.2
4	5	32QAM	20.4
5	6	64QAM	23.5

Cuadro 3.4: Tasas de transmisión y umbrales en dB para la modulación adaptativa QAM sin codificar tomando $BER_t = 10^{-3}$.

Se considera un canal tipo RS con los parámetros $m = 3$ y $\kappa = 2$ dB como valores iniciales y tomando $BER_t = 10^{-3}$, se calcula la cifra analítica ASE tanto para la modulación adaptativa sin codificar como para el sistema ACM propuesto, y se comparan en la fig. 3.6. Esta figura muestra un ganancia media aproximada de 2 dB para el esquema ACM analizado entre 5 y 25 dB para la SNR promedio, que indica las ventajas de la codificación añadida a los sistemas de transmisión adaptativa.

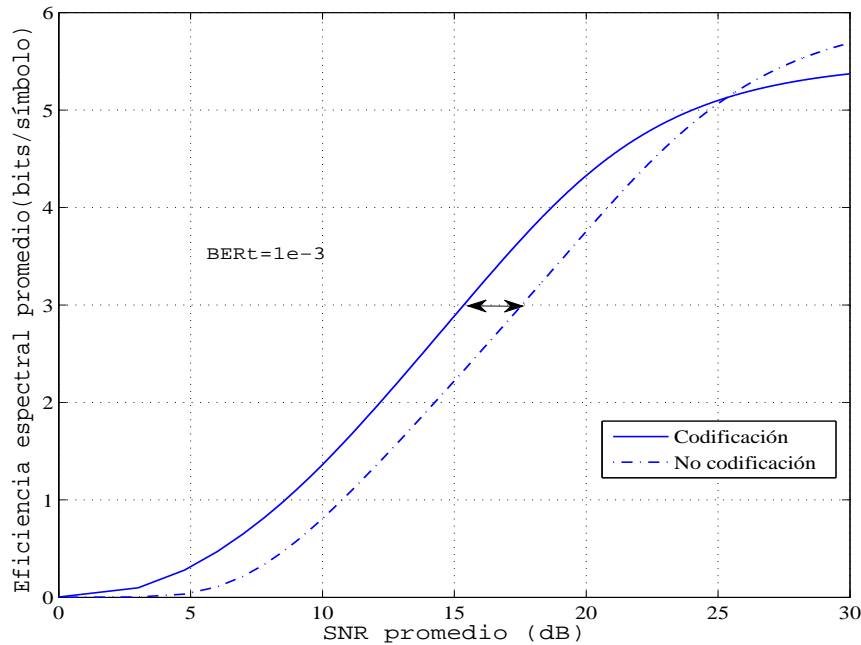


Figura 3.6: ASE *vs.* SNR promedio para un canal tipo RS con los valores de los parámetros $m = 3$ y $\kappa = 2$ dB, usando codificación trellis 4D y sin codificar para $BER_t = 10^{-3}$.

Ahora se calcula la cifra ABER tomando $BER_t = 10^{-3}$ y $BER_t = 10^{-5}$ para un canal tipo RS con los valores de los parámetros $m = 3$ y $\kappa = 2$ dB, y los resultados se dibujan en la fig. 3.7 junto a los valores simulados del canal. Se observa que las curvas analíticas y las simulaciones están siempre por debajo de la BER_t , y que existe una aproximación bastante buena entre ambas gráficas, presentando un mejor ajuste en el caso de la $BER_t = 10^{-5}$ pues la realización CBER de los códigos trellis 4-D muestra una aproximación más cercana con el ajuste exponencial en la fig. 3.3. Es de interés comentar que para valores de SNR promedio entre 20 y 30 dB, la caída de las curvas analíticas y las simulaciones para los casos de $BER_t = 10^{-3}$ y 10^{-5} es más pronunciada llegando a valores de ABER cercanos a 10^{-5} y 10^{-7} respectivamente.

De forma análoga, se calcula la cifra ABER tomando las BER objetivo anteriores para un canal tipo RS con los valores de los parámetros $m = 3$ y $\kappa = 17$ dB y se dibuja en la fig. 3.8 junto a las simulaciones del canal. Se observan unos resultados similares a la figura anterior, salvo que para valores de SNR promedio entre 20 y 30 dB la caída de las curvas analíticas y las simulaciones en los casos de $BER_t = 10^{-3}$ y 10^{-5} es más rápida que en la fig. 3.7, llegando a valores de ABER cercanos a 10^{-6} y 10^{-8} respectivamente. Esto se debe al aumento del parámetro κ del canal tipo RS que da lugar a menor obstrucción de la componente directa, y como consecuencia mejora la tasa de error promedio.

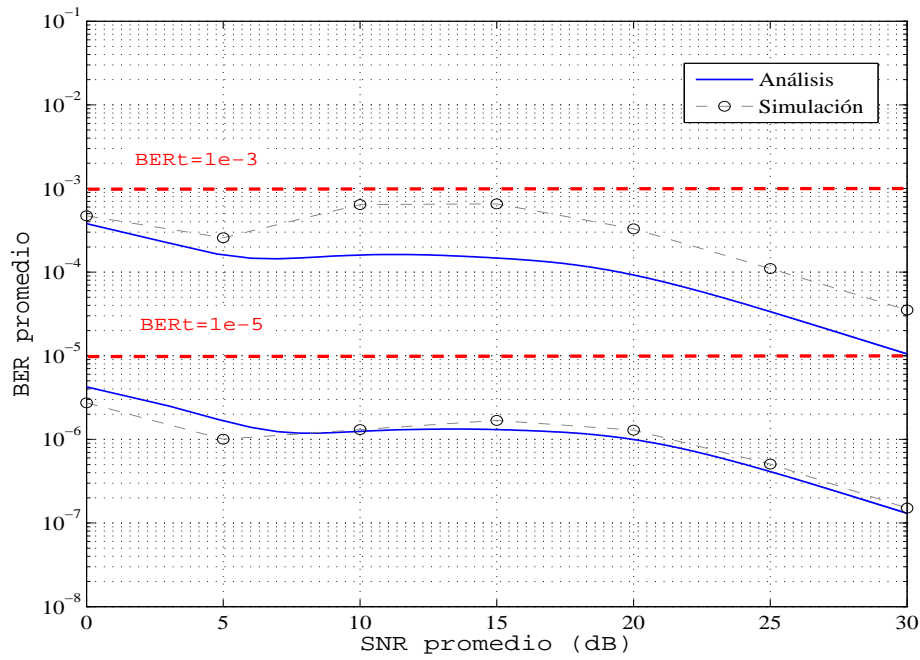


Figura 3.7: ABER *vs.* SNR promedio para un canal tipo RS con los valores de los parámetros $m = 3$ y $\kappa = 2$ dB, usando codificación trellis 4D y dos valores de BER_t .

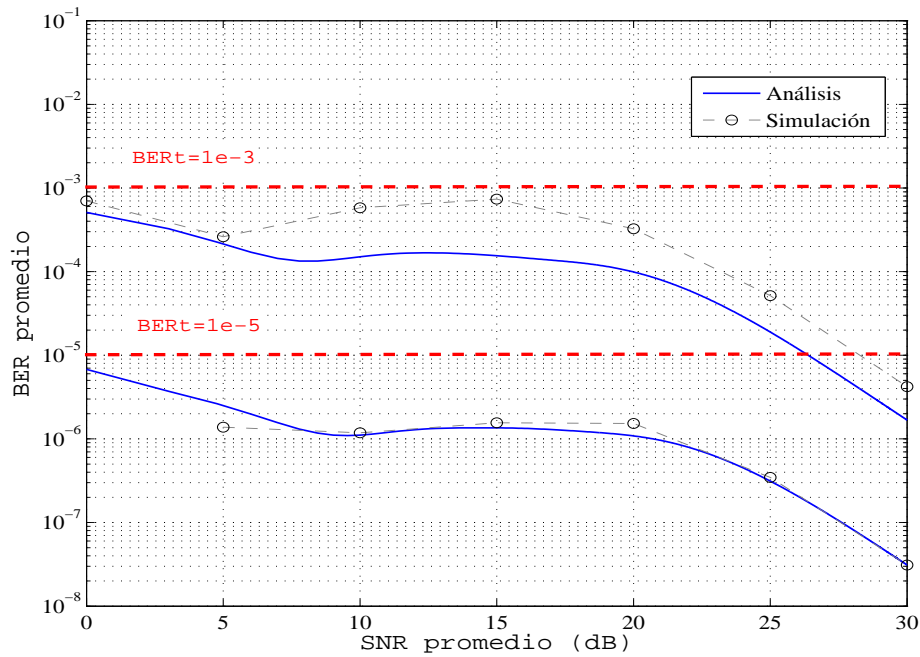


Figura 3.8: ABER *vs.* SNR promedio para un canal tipo RS con los valores de los parámetros $m = 3$ y $\kappa = 17$ dB, usando codificación trellis 4D y dos valores de BER_t .

3.4. Evaluación en aguas someras

Se quiere evaluar el uso de la técnica de modulación adaptativa combinada con la codificación para canales acústicos subacuáticos de banda limitada en aguas someras. Para ello, se parte de los resultados obtenidos en canales tipo RS con los valores de los parámetros $m = 0.5$ y $\kappa = 3$ ó 10 dB ajustados a las medidas experimentales de la PDF para la distribución K [2].

Se realizan las simulaciones para un canal tipo RS con los valores de los parámetros $m = 0.5, 1$ y $\kappa = 3$ dB, y tomando $BER_t = 10^{-3}$ y $BER_t = 10^{-5}$ se consigue la cifra ASE en función de la SNR promedio en sistemas de comunicaciones SISO. En las fig. 3.9 y 3.10 se muestran los resultados alcanzados, donde se observa que para los dos valores del factor de forma m y ambas BER objetivo, las cifras ASE presentan eficiencias espectrales similares aunque un poco menor para $m = 0.5$, por lo que la ASE para $m = 1$ se tomará como cota superior. Es interesante resaltar que para la $BER_t = 10^{-3}$ muestra un crecimiento más rápido a medida que aumenta las SNR promedio, este comportamiento también se observó en el ejemplo de los resultados numéricos, lo cual implica valorar el equilibrio entre maximizar la ASE e imponer una BER objetivo baja que cumpla los requisitos de calidad en los sistemas de comunicaciones acústicas subacuáticas.

Además, se obtiene la cifra ABER a partir de las simulaciones para un canal tipo RS con los valores de los parámetros $m = 0.5, 1$ y $\kappa = 3$ ó 10 dB tomando $BER_t = 10^{-3}$ y $BER_t = 10^{-5}$. En las fig. 3.11 y 3.12 se muestran los resultados obtenidos, donde se observa que para los dos valores del factor de forma m junto con los dos valores de κ y ambas BER objetivo, las cifras ABER presentan tasas de error medias casi iguales, y se cumple que las simulaciones están siempre por debajo de su correspondiente BER_t .

Por lo tanto, la técnica ACM presenta buenas prestaciones transmitiendo datos en canales acústicos con distribución RS para los sistemas SISO en aguas someras, consiguiendo incrementar la ASE y disminuir la ABER mientras se mantiene una BER objetivo predefinida.

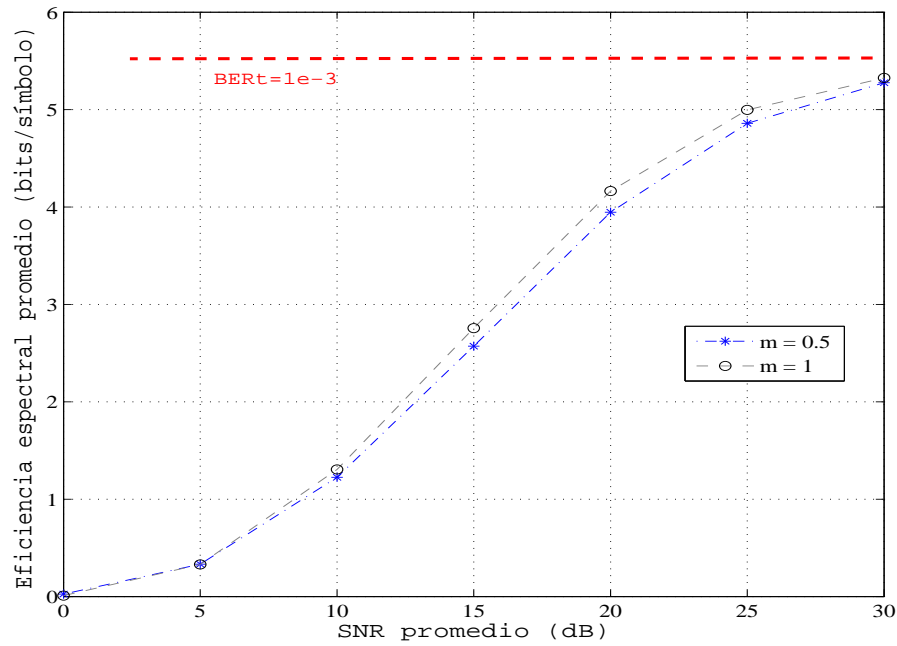


Figura 3.9: ASE vs. SNR promedio para simulaciones de un canal tipo RS con los valores de los parámetros $m = 0.5$, 1 y $\kappa = 3$ dB, usando codificación trellis 4D y $BER_t = 10^{-3}$.

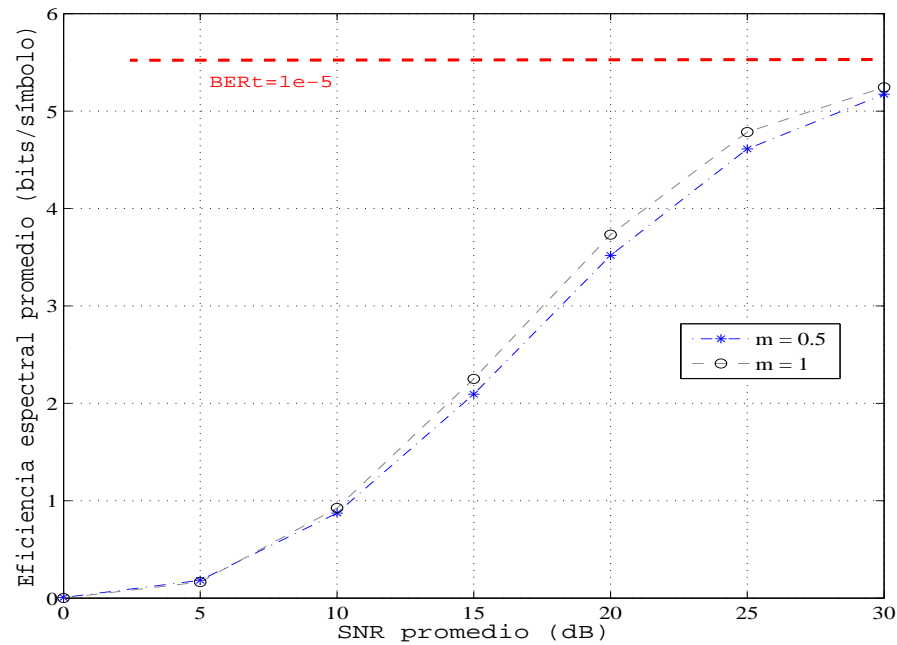


Figura 3.10: ASE vs. SNR promedio para simulaciones de un canal tipo RS con los valores de los parámetros $m = 0.5$, 1 y $\kappa = 3$ dB, usando codificación trellis 4D y $BER_t = 10^{-5}$.

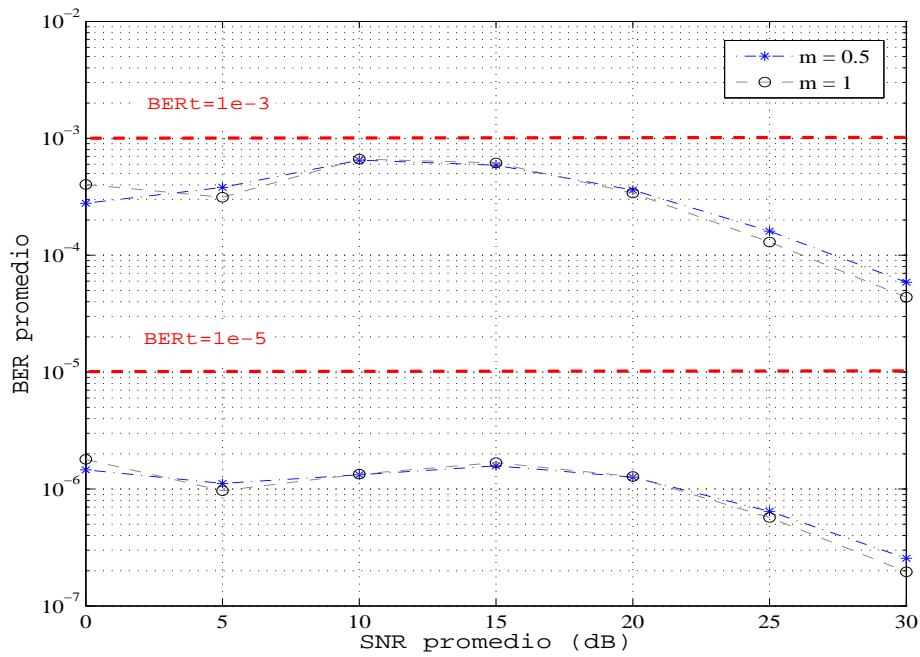


Figura 3.11: ABER *vs.* SNR promedio para simulaciones de un canal RS con los valores de los parámetros $m = 0.5, 1$ y $\kappa = 3$ dB, usando codificación trellis 4D y dos valores de BER_t .

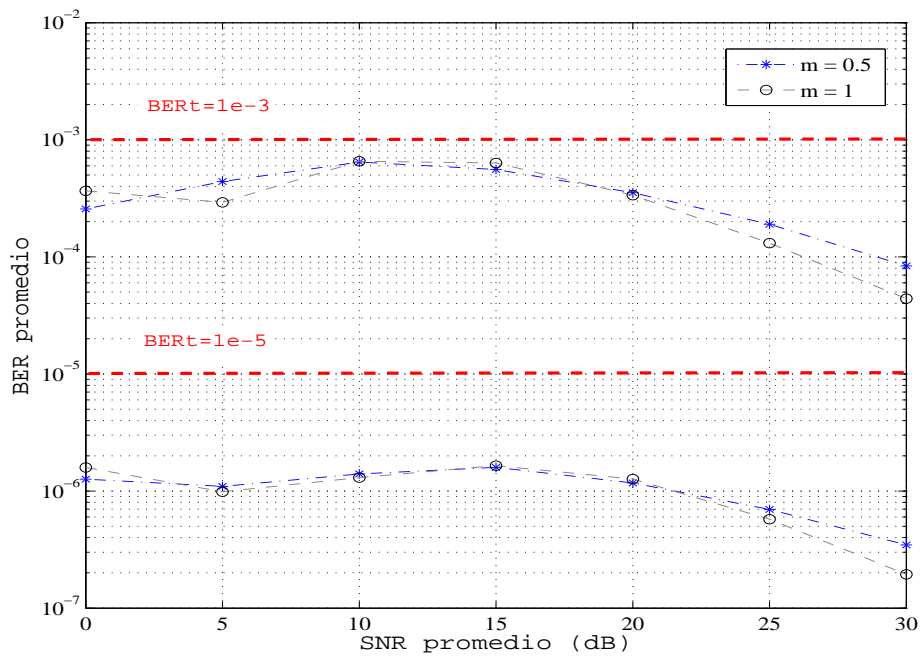


Figura 3.12: ABER *vs.* SNR promedio para simulaciones de un canal RS con los valores de los parámetros $m = 0.5, 1$ y $\kappa = 10$ dB, usando codificación trellis 4D y dos valores de BER_t .

Capítulo 4

Modulación adaptativa y codificación para sistemas SIMO

En este capítulo se realiza el análisis matemático de las prestaciones de la modulación adaptativa y codificación de canal usando turbo-códigos [4], suponiendo canales con desvanecimiento tipo RS para sistemas de comunicaciones inalámbricas con un solo transmisor y múltiples receptores, que se denominan sistemas SIMO. Los resultados conjuntos obtenidos se pueden aplicar en la predicción de las cifras analíticas ASE y ABER en sistemas de comunicaciones acústicas subacuáticas tal como se hizo en el capítulo anterior.

Los turbo-códigos poseen una capacidad de corrección de errores inigualable y si se combinan con una modulación eficiente en ancho de banda, se consigue mejorar la fiabilidad de las comunicaciones sobre canales inalámbricos donde el desvanecimiento es problemático. Además, los sistemas con múltiples receptores se utilizan en comunicaciones inalámbricas para disminuir o suavizar los efectos de los desvanecimientos, y se sabe que la diversidad en recepción estabiliza la calidad del canal. Las técnicas de diversidad en recepción realizan una mezcla de las señales recibidas, de manera que se consigue un incremento de la SNR debido a la diversidad espacial de los receptores.

4.1. Modelo de sistema

El diagrama de bloques del modelo de comunicaciones acústicas submarinas se representa en la fig. 4.1, el cual se basa en un esquema adaptativo TuCM para un sistema de comunicaciones SIMO y canal tipo RS donde se asume un conocimiento perfecto del canal en el receptor. Se aplica la técnica de diversidad óptima MRC para maximizar la SNR a la salida del combinador, que es igual a la suma de las SNR's de los canales individuales $\gamma_t = \sum_{\ell=1}^L \gamma_{\ell}$, donde L representa el número de canales combinados. También se requiere estimación acertada del canal en el receptor, y un canal de retorno fiable

entre el receptor y el transmisor para conseguir un buen funcionamiento del sistema de modulación adaptativa.

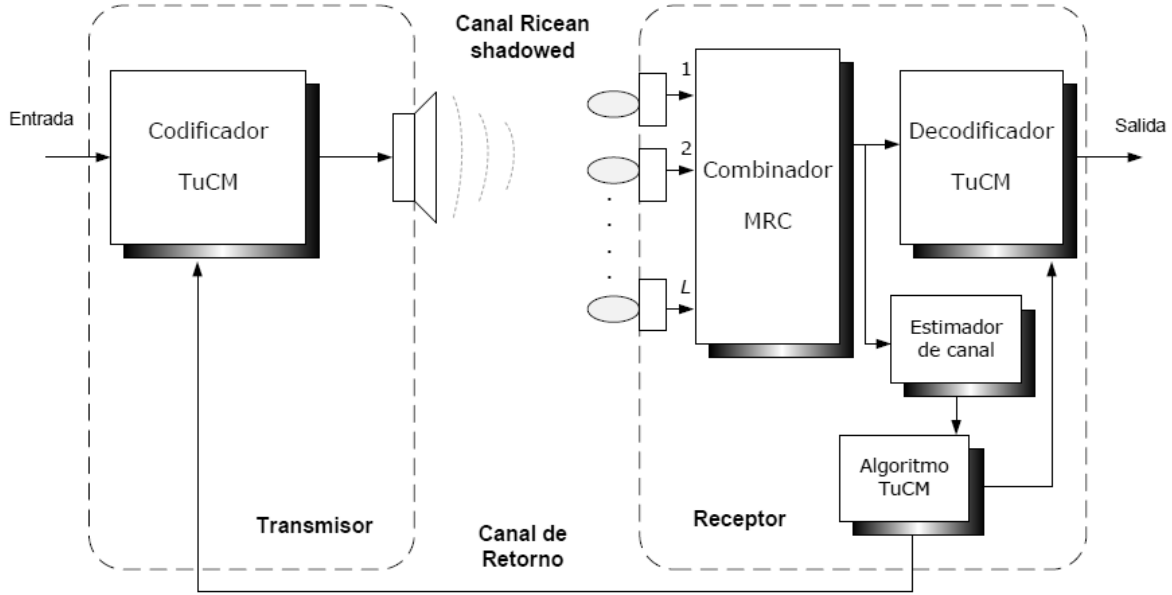


Figura 4.1: Diagrama de bloques del sistema de comunicaciones SIMO.

A partir del caso general de canales MIMO tipo RS correlados en la referencia [86], se consigue la ecuación (23) de la MGF de la SNR instantánea para un sistema SIMO con una componente directa correlada de L canales y la componente multicamino de tipo gaussiana blanca. Mediante un cambio de variables se obtiene la MGF de la γ_t

$$\mathcal{M}_{\gamma_t}(s) = \left(1 - \bar{\gamma} \frac{s}{1 + \kappa}\right)^{(m-1)L} \prod_{\ell=1}^L \left(1 - \bar{\gamma} \left(1 + \frac{\kappa \lambda_\ell}{m}\right) \frac{s}{1 + \kappa}\right)^{-m}, \quad (4.1)$$

donde $\{\lambda_1, \lambda_2, \dots, \lambda_L\}$ son los autovalores no nulos de la matriz positiva $L \times L$ definida como

$$C = \begin{pmatrix} 1 & \sqrt{\rho} & \dots & \sqrt{\rho} \\ \sqrt{\rho} & 1 & \dots & \sqrt{\rho} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \sqrt{\rho} & \dots & \dots & 1 \end{pmatrix}, \quad (4.2)$$

siendo C la matriz de correlación de la componente directa y ρ el coeficiente de correlación de potencia entre dos señales (véase la sección 9.7 en [7])

$$\rho_{ij} = \frac{\text{cov}(r_i^2, r_j^2)}{\sqrt{\text{var}(r_i^2)\text{var}(r_j^2)}}, \quad 0 \leq \rho_{ij} \leq 1, \quad (4.3)$$

donde r_i y r_j son dos de las señales a la entrada del combinador MRC.

4.2. Desarrollo analítico

Para calcular analíticamente la cifra ASE en este sistema SIMO, se va a obtener la CDF de la SNR a la salida del combinador γ_t en función de la MGF para L canales, que engloba los casos de canales correlados y sin correlar. Se definen las variables

$$x_0 = \frac{1 + \kappa}{\bar{\gamma}} \quad \{x_\ell\}_{\ell=1}^L = \frac{1 + \kappa}{\bar{\gamma}(1 + \frac{\kappa\lambda_\ell}{m})}$$

de forma que la ecuación (4.1) queda como

$$\mathcal{M}_{\gamma_t}(s) = \left(1 - \frac{s}{x_0}\right)^{(m-1)L} \prod_{\ell=1}^L \left(1 - \frac{s}{x_\ell}\right)^{-m}, \quad (4.4)$$

tomando la definición de la CDF

$$\mathcal{F}_{\gamma_t}(\gamma) = \frac{1}{2\pi i} \oint_{c-i\infty}^{c+i\infty} \mathcal{L}[\mathcal{F}_{\gamma_t}(\gamma); s] e^{s\gamma} ds, \quad (4.5)$$

se aplica la relación $\mathcal{L}[\mathcal{F}_R(r); s] = \mathcal{L}[f_R(r); s]/s$ entre transformadas de Laplace de la CDF y la PDF para conseguir esta expresión

$$\mathcal{F}_{\gamma_t}(\gamma) = \frac{1}{2\pi i} \oint_{c-i\infty}^{c+i\infty} \frac{1}{s} \mathcal{L}[f_{\gamma_t}(\gamma); s] e^{s\gamma} ds, \quad (4.6)$$

y como la MGF y la transformada de Laplace de la PDF están relacionadas por $\mathcal{M}_R(-s) = \mathcal{L}[f_R(r); s]$ se obtiene la ecuación buscada de la CDF

$$\mathcal{F}_{\gamma_t}(\gamma) = \frac{1}{2\pi i} \oint_{c-i\infty}^{c+i\infty} \frac{1}{s} \mathcal{M}_{\gamma_t}(-s) e^{s\gamma} ds. \quad (4.7)$$

Ahora se define la función $\Xi(s)$ dentro de la integral como

$$\Xi(s) = \frac{1}{s} \mathcal{M}_{\gamma_t}(-s) e^{s\gamma}, \quad (4.8)$$

y sustituyendo la expresión (4.4) de la MGF queda como

$$\Xi(s) = \frac{1}{s} \left(1 + \frac{s}{x_0}\right)^{(m-1)L} \prod_{\ell=1}^L \left(1 + \frac{s}{x_\ell}\right)^{-m} e^{s\gamma}. \quad (4.9)$$

Si se analiza la función obtenida en (4.9), se tienen un polo simple en $p_0 = 0$, y un cero simple o múltiple en $z_0 = -x_0$ junto con L polos en $\{p_k\}_{k=1}^L = -\{x_\ell\}_{\ell=1}^L$ de diversos órdenes según el valor entero de $m \geq 0$ y el número de canales L .

Para el cálculo de la CDF de γ_t , se ha de resolver la integral de contorno de esta nueva función $\Xi(s)$ en (4.7). Para ello, se comprueba que se cumple $0 \leq |x_1| \leq \dots \leq |x_L|$,

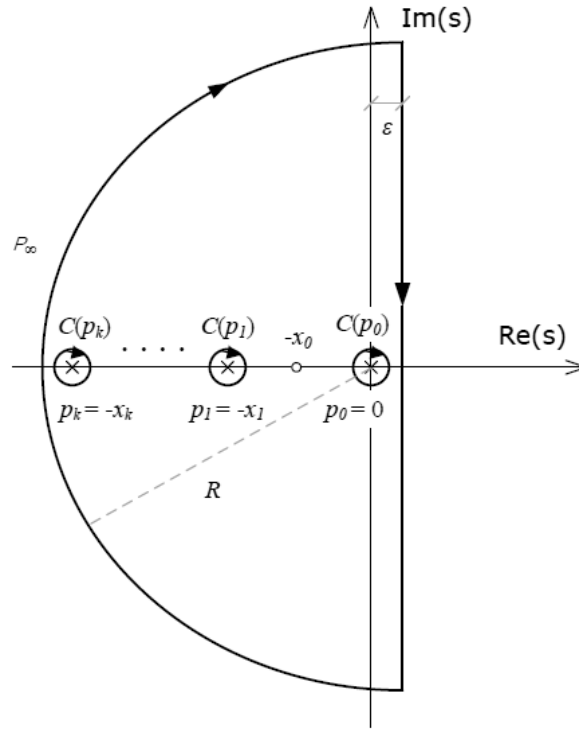


Figura 4.2: Estructura de singularidad de la función $\Xi(s)$ y los caminos de integración implicados en la integral de contorno.

y se dibujan la estructura de singularidad de la función $\Xi(s)$ y los caminos de integración implicados que se muestran en la fig. 4.2. Como se cumple la desigualdad

$$\left| \int_{\mathcal{P}_\infty} \Xi(s) ds \right| \leq \frac{b}{R} \prod_{\ell=1}^L \left(\frac{R}{x_\ell} \right)^{-m} \quad (4.10)$$

para un valor R suficientemente grande y un valor constante b apropiado, se tiene que

$$\lim_{R \rightarrow \infty} \left| \int_{\mathcal{P}_\infty} \Xi(s) ds \right| \leq \lim_{R \rightarrow \infty} 2\pi R |\Xi(s)|_{\mathcal{P}_\infty} = 0, \quad (4.11)$$

donde el teorema de Cauchy-Goursat permite expresar la CDF de la forma con $\varepsilon > 0$

$$\begin{aligned} \mathcal{F}_{\gamma_t}(\gamma) &= \frac{1}{2\pi i} \oint_{\varepsilon-i\infty}^{\varepsilon+i\infty} \Xi(s) ds \\ &= \frac{1}{2\pi i} \sum_{k=1}^L \oint_{\mathcal{C}(p_k)} \Xi(s) ds - \frac{1}{2\pi i} \lim_{R \rightarrow \infty} \int_{\mathcal{P}_\infty} \Xi(s) ds. \end{aligned} \quad (4.12)$$

Entonces, aplicando el teorema de los residuos se calcula la CDF como la suma de los residuos de la función $\Xi(s)$ en los $L+1$ polos, $p_0 = 0$ y $\{p_k\}_{k=1}^L = -\{x_\ell\}_{\ell=1}^L$, es decir

$$\mathcal{F}_{\gamma_t}(\gamma) = \sum_{r=0}^L \text{Res}[\Xi(s); p_r]. \quad (4.13)$$

Mediante manipulaciones algebraicas simples de la función (4.9), calculando y sumando los residuos del polo simple p_0 y los polos múltiples $\{p_k\}_{k=1}^L$ se obtiene

$$\mathcal{F}_{\gamma_t}(\gamma) = (x_0)^{-(m-1)L} \prod_{\ell=1}^L (x_\ell)^m \left[(x_0 + s)^{(m-1)L} \prod_{\ell=1}^L (x_\ell + s)^{-m} e^{s\gamma} \Big|_{s=0} + \sum_{k=1}^L \frac{1}{(m-1)!} \frac{\partial^{m-1}}{\partial s^{m-1}} \Big|_{s=-x_k} \left(\frac{1}{s} (x_0 + s)^{(m-1)L} \prod_{\ell=1; \ell \neq k}^L (x_\ell + s)^{-m} e^{s\gamma} \right) \right], \quad (4.14)$$

donde se ha de aplicar la regla de Leibniz generalizada para el cálculo de las derivadas de orden $m-1$. Ya se puede calcular la expresión analítica de la cifra ASE para L canales, tanto correlados como sin correlar, tomando la ecuación (3.2) donde $\mathcal{F}_\gamma(\gamma)$ se sustituye por la función obtenida con la expresión (4.14).

De forma análoga, se va a realizar el cálculo de la cifra ABER en sistemas SIMO. Para ello, se va a obtener la MGF incompleta complementaria $\mathcal{G}_\gamma(s; \zeta)$ de la SNR a la salida del combinador γ_t en función de la MGF para L canales. Se parte de la definición (3.10), después se calcula la transformada de Laplace respecto a la variable ζ , y aplicando de nuevo las propiedades del desplazamiento y de la integración de la transformada de Laplace se consigue

$$\mathcal{G}_{\gamma_t}(s; \zeta) = \frac{1}{2\pi i} \oint_{c-i\infty}^{c+i\infty} \mathcal{L}[\mathcal{G}_{\gamma_t}(s; \zeta); p] e^{p\zeta} dp = \frac{1}{2\pi i} \oint_{c-i\infty}^{c+i\infty} \frac{1}{p} \mathcal{M}_{\gamma_t}(s-p) e^{p\zeta} dp, \quad (4.15)$$

donde se define la nueva función en el integrando de (4.15)

$$\Xi(p, s) = \frac{1}{p} \mathcal{M}_{\gamma_t}(s-p) e^{p\zeta} = \frac{1}{p} \left(1 - \frac{s-p}{x_0} \right)^{(m-1)L} \prod_{\ell=1}^L \left(1 - \frac{s-p}{x_\ell} \right)^{-m} e^{p\zeta}, \quad (4.16)$$

que presenta respecto a p un polo simple en $p_0 = 0$, y un cero simple o múltiple en $z_0 = -(x_0 - s)$ junto con L polos en $\{p_k\}_{k=1}^L = -(\{x_\ell\}_{\ell=1}^L - s)$ de diversos órdenes según los valores enteros de $m \geq 0$ y el número de canales L . Se observa un desplazamiento s en la variable p tanto en el cero z_0 como en los polos $\{p_k\}_{k=1}^L$. Aplicando de nuevo Cauchy-Goursat y el teorema de los residuos, se calcula $\mathcal{G}_{\gamma_t}(s; \zeta)$ como la suma de los residuos de la función $\Xi(p, s)$ en los $L+1$ polos de la forma

$$\mathcal{G}_{\gamma_t}(s; \zeta) = (x_0)^{-(m-1)L} \prod_{\ell=1}^L (x_\ell)^m \left[(x_0 - s + p)^{(m-1)L} \prod_{\ell=1}^L (x_\ell - s + p)^{-m} e^{p\zeta} \Big|_{p=0} + \sum_{k=1}^L \frac{1}{(m-1)!} \frac{\partial^{m-1}}{\partial p^{m-1}} \Big|_{p=-(x_k-s)} \left(\frac{1}{p} (x_0 - s + p)^{(m-1)L} \prod_{\ell=1; \ell \neq k}^L (x_\ell - s + p)^{-m} e^{p\zeta} \right) \right]. \quad (4.17)$$

Así, partiendo de la expresión (3.7) donde se sustituye la función $\mathcal{G}_\gamma(s; \zeta)$ por la función obtenida en (4.17) y la MGF $\mathcal{M}_\gamma(\gamma)$ por la función (4.4), permite calcular la cifra ABER para L canales en sistemas SIMO.

4.2.1. Sin correlación espacial

Se comienza el análisis suponiendo el caso de L canales incorrelados, por tanto $\rho = 0$ y C es la matriz identidad $L \times L$ con los autovalores $\lambda_1 = \lambda_2 = \dots = \lambda_L = 1$. Entonces, si se toma el valor $m = 1$, desaparece la x_0 y las $\{x_\ell\}_{\ell=1}^L = 1/\bar{\gamma}$ son iguales de forma que la ecuación (4.4) se simplifica para el caso particular de canales tipo Rayleigh

$$M_{\gamma_t}(s) = (1 - \bar{\gamma}s)^{-L}, \quad (4.18)$$

y a partir de (4.14) se calcula la función $\mathcal{F}_{\gamma_t}(\gamma)$ para los casos de 1, 2 y 4 canales independientes que se detallan en el cuadro 4.1. También se obtiene la función $\mathcal{G}_{\gamma_t}(s; \zeta)$ a partir de (4.17) para los casos de 1 y 2 canales en el cuadro 4.2 y para 4 canales en el cuadro 4.3. Ambas funciones se utilizan para obtener las cifras ASE y ABER.

$L = 1$	$L = 2$	$L = 4$
$1 - e^{-\gamma/\bar{\gamma}}$	$1 - \left(\frac{\gamma}{\bar{\gamma}} + 1\right) e^{-\gamma/\bar{\gamma}}$	$1 - \left[\frac{1}{6} \left(\frac{\gamma}{\bar{\gamma}}\right)^3 + \frac{1}{2} \left(\frac{\gamma}{\bar{\gamma}}\right)^2 + \frac{\gamma}{\bar{\gamma}} + 1 \right] e^{-\gamma/\bar{\gamma}}$

Cuadro 4.1: $\mathcal{F}_{\gamma_t}(\gamma)$ para 1, 2 y 4 canales independientes tipo Rayleigh.

$L = 1$	$L = 2$
$\frac{1}{\bar{\gamma}} \left[\frac{1}{1/\bar{\gamma} - s} (1 - e^{-(1/\bar{\gamma}-s)\zeta}) \right]$	$\frac{1}{\bar{\gamma}^2} \left[\frac{1}{(1/\bar{\gamma} - s)^2} - \left(\frac{\zeta}{1/\bar{\gamma} - s} + \frac{1}{(1/\bar{\gamma} - s)^2} \right) e^{-(1/\bar{\gamma}-s)\zeta} \right]$

Cuadro 4.2: $\mathcal{G}_{\gamma_t}(s; \zeta)$ para 1 y 2 canales independientes tipo Rayleigh.

$L = 4$
$\frac{1}{\bar{\gamma}^4} \left[\frac{1}{(1/\bar{\gamma} - s)^4} - \left(\frac{\zeta^3}{6(1/\bar{\gamma} - s)} + \frac{\zeta^2}{2(1/\bar{\gamma} - s)^2} + \frac{\zeta}{(1/\bar{\gamma} - s)^3} + \frac{1}{(1/\bar{\gamma} - s)^4} \right) e^{-(1/\bar{\gamma}-s)\zeta} \right]$

Cuadro 4.3: $\mathcal{G}_{\gamma_t}(s; \zeta)$ para 4 canales independientes tipo Rayleigh.

Si ahora se toman valores de $m > 1$, aparece la variable $x_0 = \frac{1+\kappa}{\bar{\gamma}}$ y se mantienen iguales las variables $\{x_\ell\}_{\ell=1}^L = x_1 = \frac{1+\kappa}{\bar{\gamma}(1+\frac{\kappa}{m})}$ de forma que la ecuación (4.4) queda como

$$\mathcal{M}_{\gamma_t}(s) = \left(1 - \frac{s}{x_0}\right)^{(m-1)L} \left(1 - \frac{s}{x_1}\right)^{-Lm}, \quad (4.19)$$

y se calculan las funciones $\mathcal{F}_{\gamma_t}(\gamma)$ y $\mathcal{G}_{\gamma_t}(s; \zeta)$ necesarias para obtener las cifras analíticas ASE y ABER (véase el Apéndice B para $m = 2$).

4.2.2. Con correlación espacial

Se continúa el análisis suponiendo ahora L canales correlados, y si se toma el valor $m = 1$ se obtienen distintas variables $\{x_\ell\}_{\ell=1}^L = \frac{1+\kappa}{\bar{\gamma}(1+\kappa\lambda_\ell)}$ en la MGF con la expresión

$$M_{\gamma_t}(s) = \prod_{\ell=1}^L \left(1 - \frac{s}{x_\ell}\right)^{-1}, \quad (4.20)$$

donde se observa que las $\{x_\ell\}_{\ell=1}^L$ varían con el número de canales L y los autovalores no nulos $\{\lambda_\ell\}_{\ell=1}^L$ de la matriz de correlación C para la componente directa (4.2), que depende de los valores del factor de correlación ρ . Con el propósito de calcular las funciones $\mathcal{F}_{\gamma_t}(\gamma)$ y $\mathcal{G}_{\gamma_t}(s; \zeta)$, se suponen 2 y 4 canales correlados con valores del factor $\rho = 0.1, 0.5$ y 0.9 y se obtienen los autovalores de la matriz de correlación C , que se muestran en el cuadro 4.4 para $L = 2$ y en el cuadro 4.5 para $L = 4$. Para el caso de

ρ	λ_1	λ_2
0.1	0.6838	1.3162
0.5	0.2929	1.7071
0.9	0.0513	1.9487

Cuadro 4.4: Autovalores de la matrix de correlación C para $L = 2$.

ρ	λ_1	λ_2	λ_3	λ_4
0.1	0.6838	0.6838	0.6838	1.9487
0.5	0.2929	0.2929	0.2929	3.1213
0.9	0.0513	0.0513	0.0513	3.8460

Cuadro 4.5: Autovalores de la matrix de correlación C para $L = 4$.

2 canales correlados se tienen dos variables con las ecuaciones

$$x_1 = \frac{1 + \kappa}{\bar{\gamma}(1 + \kappa\lambda_1)} \quad x_2 = \frac{1 + \kappa}{\bar{\gamma}(1 + \kappa\lambda_2)} .$$

Operando en las expresiones (4.14) y (4.17) se consiguen las funciones $\mathcal{F}_{\gamma_t}(\gamma)$ y $\mathcal{G}_{\gamma_t}(s; \zeta)$ mostradas en los cuadros 4.6 y 4.7, que se utilizan para calcular las cifras ASE y ABER.

$$\mathcal{F}_{\gamma_t}(\gamma) = 1 + \frac{e^{-x_1\gamma}}{x_1/x_2 - 1} + \frac{e^{-x_2\gamma}}{x_2/x_1 - 1}$$

Cuadro 4.6: $\mathcal{F}_{\gamma_t}(\gamma)$ para 2 canales correlados tipo RS.

$$\mathcal{G}_{\gamma_t}(s; \zeta) = x_1 x_2 \left[\frac{1}{(x_1 - s)(x_2 - s)} + \frac{e^{-(x_1 - s)\zeta}}{(x_1 - s)^2 - (x_1 - s)(x_2 - s)} + \frac{e^{-(x_2 - s)\zeta}}{(x_2 - s)^2 - (x_1 - s)(x_2 - s)} \right]$$

Cuadro 4.7: $\mathcal{G}_{\gamma_t}(s; \zeta)$ para 2 canales correlados tipo RS.

Para el caso de 4 canales correlados con los valores de $\rho = 0.1, 0.5$ y 0.9 , se tienen estas dos variables pues se cumple $\lambda_1 = \lambda_2 = \lambda_3$

$$x_1 = \frac{1 + \kappa}{\bar{\gamma}(1 + \kappa\lambda_1)} \quad x_4 = \frac{1 + \kappa}{\bar{\gamma}(1 + \kappa\lambda_4)} .$$

Operando de nuevo en las expresiones (4.14) y (4.17) se consiguen las funciones $\mathcal{F}_{\gamma_t}(\gamma)$ y $\mathcal{G}_{\gamma_t}(s; \zeta)$ mostradas en los cuadros 4.8 y 4.9, que serán utilizadas para calcular las cifras analíticas ASE y ABER.

Si se toman valores de $m > 1$, se obtiene el caso general de partida con la ecuación (4.4). Representa un sistema de comunicaciones SIMO, con una componente directa correlada con L canales y la componente multicamino de tipo gaussiana blanca, y se calculan las funciones $\mathcal{F}_{\gamma_t}(\gamma)$ y $\mathcal{G}_{\gamma_t}(s; \zeta)$ necesarias para las cifras analíticas ASE y ABER (véase Apéndice B para el caso $m = 2$).

$$\mathcal{F}_{\gamma_t}(\gamma) = 1 + \frac{\gamma^2 e^{-x_1 \gamma}}{2/x_1 x_4 - 2/x_1^2} + \frac{\gamma e^{-x_1 \gamma}}{1/x_4 - 1/x_1} + \frac{\gamma e^{-x_1 \gamma}}{1/x_4 - 2/x_1 + x_4/x_1^2} + \frac{e^{-x_1 \gamma}}{x_1/x_4 - 1} +$$

$$\frac{e^{-x_1 \gamma}}{x_4/x_1 - 2 + x_1/x_4} - \frac{e^{-x_1 \gamma}}{x_4^2/x_1^2 - 3x_4/x_1 + 3 - x_1/x_4} - \frac{e^{-x_4 \gamma}}{1 - 3x_4/x_1 + 3x_4^2/x_1^2 - x_4^3/x_1^3}$$

Cuadro 4.8: $\mathcal{F}_{\gamma_t}(\gamma)$ para 4 canales correlados tipo RS con los valores de $\rho = 0.1, 0.5$ y 0.9 .

$$\mathcal{G}_{\gamma_t}(s; \zeta) = x_1^3 x_4 \left[\frac{1}{(x_1 - s)^3 (x_4 - s)} + \frac{1}{2} \frac{\zeta^2 e^{-(x_1 - s)\zeta}}{(x_1 - s)^2 - (x_1 - s)(x_4 - s)} + \right.$$

$$\frac{\zeta e^{-(x_1 - s)\zeta}}{(x_1 - s)^3 - (x_1 - s)^2 (x_4 - s)} + \frac{\zeta e^{-(x_1 - s)\zeta}}{(x_1 - s)[(x_4 - s) - (x_1 - s)]^2} +$$

$$\frac{e^{-(x_1 - s)\zeta}}{(x_1 - s)^4 - (x_1 - s)^3 (x_4 - s)} + \frac{e^{-(x_1 - s)\zeta}}{(x_1 - s)^2 [(x_4 - s) - (x_1 - s)]^2} -$$

$$\left. \frac{e^{-(x_1 - s)\zeta}}{(x_1 - s)[(x_4 - s) - (x_1 - s)]^3} - \frac{e^{-(x_4 - s)\zeta}}{(x_4 - s)[(x_1 - s) - (x_4 - s)]^3} \right]$$

Cuadro 4.9: $\mathcal{G}_{\gamma_t}(s; \zeta)$ para 4 canales correlados tipo RS con los valores de $\rho = 0.1, 0.5$ y 0.9 .

4.3. Resultados numéricos

Para ilustrar la utilidad de las expresiones analíticas compactas de ASE y ABER obtenidas, se toma el esquema TuCM obtenido en [4] con el resultado óptimo de $N = 5$ modos de transmisión en la tabla V. Mediante el método de mínimos cuadrados de la librería *curve-fitting* en MATLAB se ha conseguido el conjunto de coeficientes para el ajuste exponencial según la expresión (3.6) de la CBER. Estos coeficientes se exponen en el cuadro 4.10.

En la fig. 4.3 se representan los resultados de las curvas CBER aproximadas con ajuste exponencial en línea continua, y los de las simulaciones con la línea de trazos y círculos. Se observa que no es tan buena aproximación como se desearía, pues las líneas continuas muestran BER mayores que las simulaciones dada una SNR promedio

k	$a_k(1)$	$b_k(1)$	$a_k(2)$	$b_k(2)$	$a_k(3)$	$b_k(3)$
1	5.08×10^5	24.08	-5.17×10^5	22.48	1.84×10^5	21.52
2	725.4	18.14	-770	11	510.8	8.2
3	443.8	5.69	-675.6	5.77	230.1	5.82
4	62.23	4.6	-122.9	7.63	61.69	11.43
5	72.26	5.66	-116.2	9.45	39.62	12.93

Cuadro 4.10: Conjunto de coeficientes del ajuste exponencial.

fija para valores de CBER $\leq 10^{-2}$. Por lo tanto, se tomará como cota superior la aproximación conseguida con el ajuste exponencial.

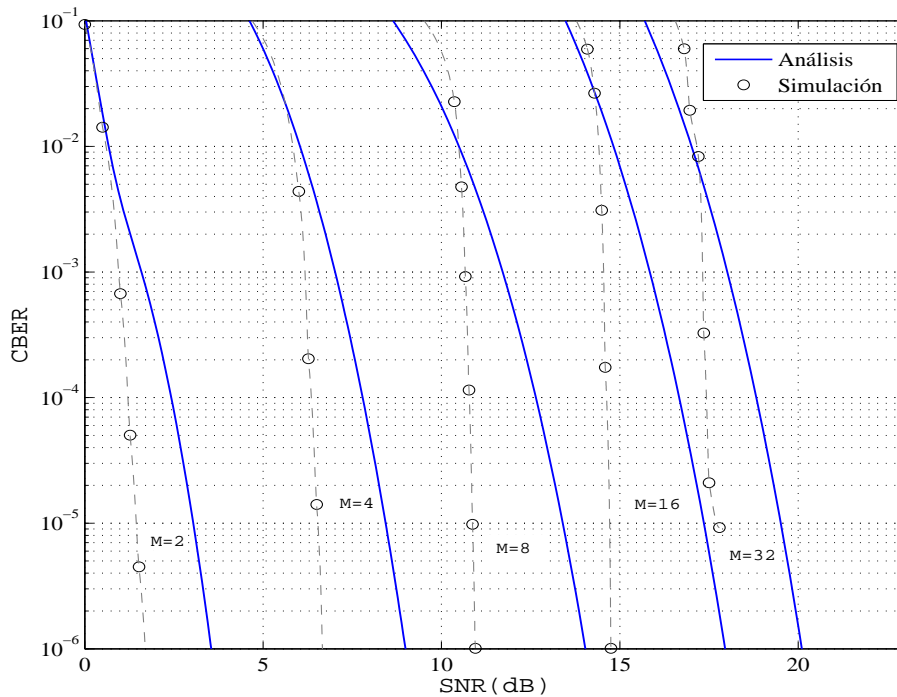


Figura 4.3: Realización BER de los turbo-códigos en canales AWGN para 5 modos TX.

4.3.1. Sin correlación espacial

Se obtiene el juego de umbrales $\{\gamma_{k-1}\}_{k=1,\dots,5}$ para $BER_t = 10^{-4}$ y se muestra en el cuadro 4.11, donde se detalla el esquema TuCM seleccionado mediante su tasa, R_k , que representa la eficiencia espectral y el número de puntos en su constelación, M_k .

R_k	M_k	Esquema TuCM	Umbral γ_{k-1} [dB]
1	2	Tasa-1/2, (23,35), QPSK [87]	2.4
2	4	Tasa-1/2, (23,35), 16QAM [88]	7.8
3	8	Tasa-3/4, (23,35), 16QAM [66]	12.7
4	16	Tasa-2/3, (23,35), 64QAM [66]	16.7
5	32	Tasa-5/6, (11,02,04,10), 64QAM [67]	18.8

Cuadro 4.11: Umbrales en dB tomando $\text{BER}_t = 10^{-4}$ con el esquema TuCM elegido [4].

Se realiza el cálculo de la cifra analítica ASE para 1, 2 y 4 canales independientes tipo RS con los valores de los parámetros $m = 1$ y $\kappa = 10$ dB tomando $\text{BER}_t = 10^{-4}$. Los resultados obtenidos se dibujan en la fig. 4.4 junto a las simulaciones del canal, donde se observa que las expresiones analíticas de ASE coinciden con las simulaciones obtenidas. La cifra ASE alcanza un valor máximo cuando la SNR promedio crece, y

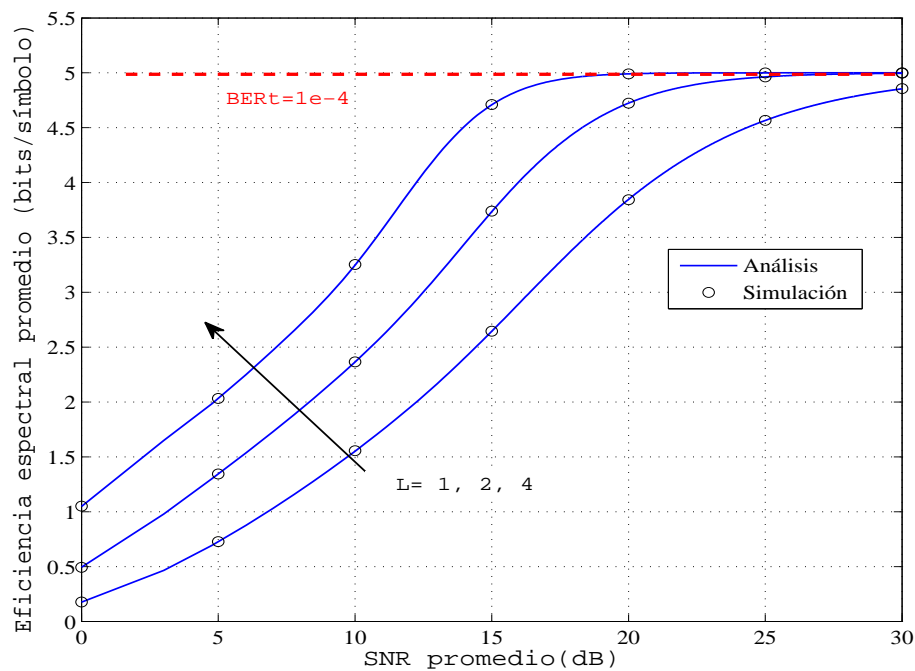


Figura 4.4: ASE *vs.* SNR promedio para canales independientes tipo RS con los valores de los parámetros $m = 1$ y $\kappa = 10$ dB, usando codificación turbo y $\text{BER}_t = 10^{-4}$.

como se esperaba la ASE va creciendo a medida que aumenta el número de receptores en la combinación, obteniéndose una ganancia aproximada de 3 dB cuando se duplica

el número de canales L . Por tanto, se consigue incrementar la ASE dentro de la realización de la BER objetivo, sobre todo en la zona de SNR promedio por encima de 10 dB, y mediante la técnica de diversidad en recepción MRC se contribuye a mejorar la eficiencia espectral media manteniendo una calidad estable en los sistemas de comunicaciones SIMO.

De forma análoga, se calcula la ASE para 1, 2 y 4 canales independientes tipo RS con los valores de los parámetros $m = 2$ y $\kappa = 10$ dB tomando $BER_t = 10^{-4}$, y se dibuja en la fig. 4.5 junto a las simulaciones del canal. Presenta un comportamiento similar a la figura anterior, excepto que hay un crecimiento un poco más rápido para los tres casos a partir de 10 dB pues mejora la obstrucción de la componente directa.

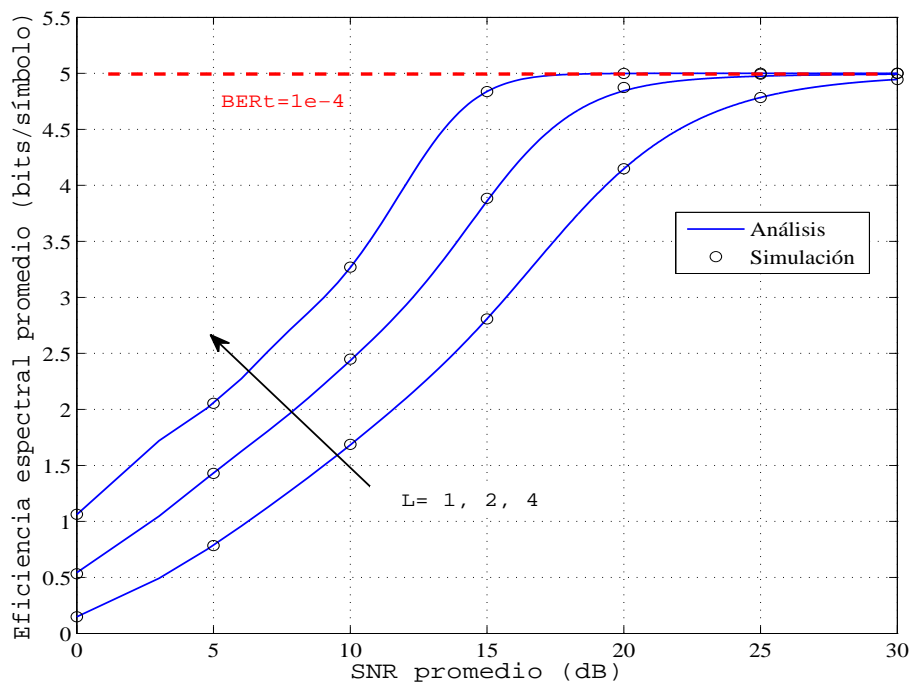


Figura 4.5: ASE vs. SNR promedio para canales independientes tipo RS con los valores de los parámetros $m = 2$ y $\kappa = 10$ dB, usando codificación turbo y $BER_t = 10^{-4}$.

Al igual que se hizo en el apartado § 3.3, se quiere comprobar la mejora obtenida con el esquema TuCM adaptativo simulado comparándolo con el caso de la modulación adaptativa sin codificación. Para ello, se toma la ecuación aproximada (3.14) con modulación adaptativa MQAM para $M \geq 4$ y para $M = 2$ se toma la realización exacta de 2QAM (BPSK), obteniendo el nuevo conjunto de umbrales a partir de la BER_t [64]

$$\begin{aligned} \gamma_0 &= [\operatorname{erfc}^{-1}(2BER_t)]^2, \\ \gamma_k &= -\frac{2}{3} (M_k - 1) \ln(5BER_t), \quad k = 1, \dots, N - 1 \end{aligned} \quad (4.21)$$

donde $\text{erfc}^{-1}(\cdot)$ es la función error complementaria inversa. Para $\text{BER}_t = 10^{-4}$ se calcula el juego de umbrales según las constelaciones M_k QAM detallado en el cuadro 4.12.

R_k	Tipo de constelación	Umbral γ_{k-1} [dB]
1	2QAM	8.4
2	4QAM	11.8
3	8QAM	15.5
4	16QAM	18.8
5	32QAM	21.9

Cuadro 4.12: Umbrales para la modulación adaptativa QAM sin codificar con $\text{BER}_t = 10^{-4}$.

En la fig. 4.6, se muestran los resultados de la cifra analítica ASE para el esquema ACM sin codificación y codificación turbo, tomando $\text{BER}_t = 10^{-4}$, con los mismos valores $m = 1$ y $\kappa = 10$ dB. Se obtiene un ganancia aproximada de 3 dB en la codificación respecto al esquema sin codificar, y además se observa que dicha ganancia aumenta para valores SNR promedio por debajo de 12 dB. Este aumento de ganancia

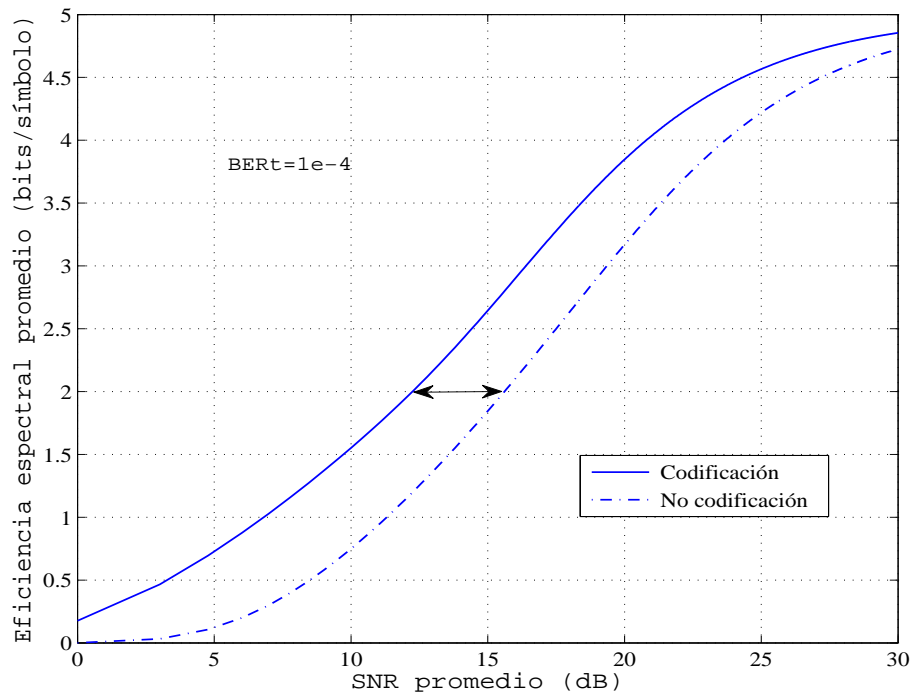


Figura 4.6: ASE vs. SNR promedio para un canal tipo RS con los valores de los parámetros $m = 1$ y $\kappa = 10$ dB, usando codificación turbo y sin codificar para $\text{BER}_t = 10^{-4}$.

para valores bajos de SNR promedio proporciona alta fidelidad con baja SNR, debido

al uso de los turbo-códigos que poseen unas buenas características para la codificación del canal en comunicaciones digitales.

En la fig. 4.7, se muestran los resultados de las simulaciones y las expresiones analíticas de la cifra ABER para 1, 2 y 4 canales independientes tipo RS con los valores de los parámetros $m = 1$ y $\kappa = 10$ dB, tomando $BER_t = 10^{-4}$. Se cumple que las curvas analíticas están siempre por debajo de la BER_t , y además las simulaciones de los turbo-códigos presentan valores más pequeños debido a que caen de forma más rápida que las aproximaciones del ajuste en la fig. 4.3. Por lo que se puede interpretar la cifra analítica ABER como una cota superior que muestra unos resultados adecuados, y las simulaciones serán más próximas a la realidad con valores de BER media dos órdenes de magnitud más pequeños (en torno a 10^{-6}) que la BER_t entre 0 y 15 dB para la SNR promedio, debido a las buenas propiedades de los turbo-códigos en la codificación del canal. Además, se observa que tanto las curvas analíticas como las simulaciones de ABER van disminuyendo a buen ritmo, a medida que aumenta el número de canales para valores de SNR promedio mayores de 15 dB.

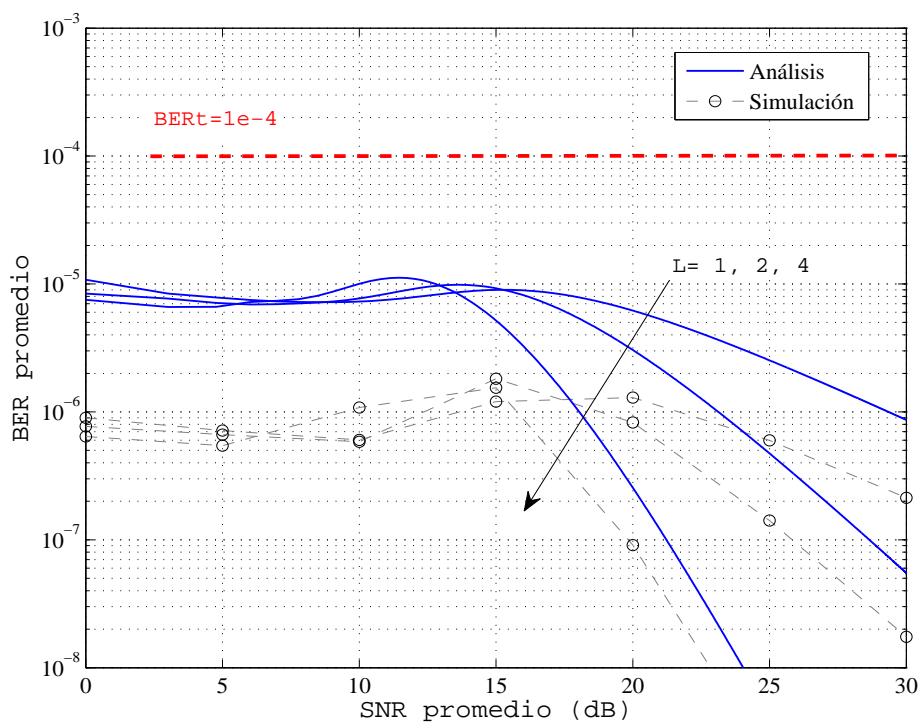


Figura 4.7: ABER *vs.* SNR promedio para canales independientes tipo RS con los valores de los parámetros $m = 1$ y $\kappa = 10$ dB, usando codificación turbo y $BER_t = 10^{-4}$.

Ahora se realizan las simulaciones y se calculan los valores de la cifra ABER con las expresiones analíticas para 1, 2 y 4 canales independientes tipo RS con los valores de

los parámetros $m = 2$ y $\kappa = 10$ dB tomando $\text{BER}_t = 10^{-4}$, y los resultados se dibujan en la fig. 4.8. Se observa un comportamiento similar a la figura anterior entre 0 y 15 dB para la SNR promedio, excepto que tanto las curvas analíticas como las simulaciones de ABER presentan una caída más rápida a partir de 15 dB a medida que aumenta el número de canales, ya que mejora la obstrucción de la componente directa.

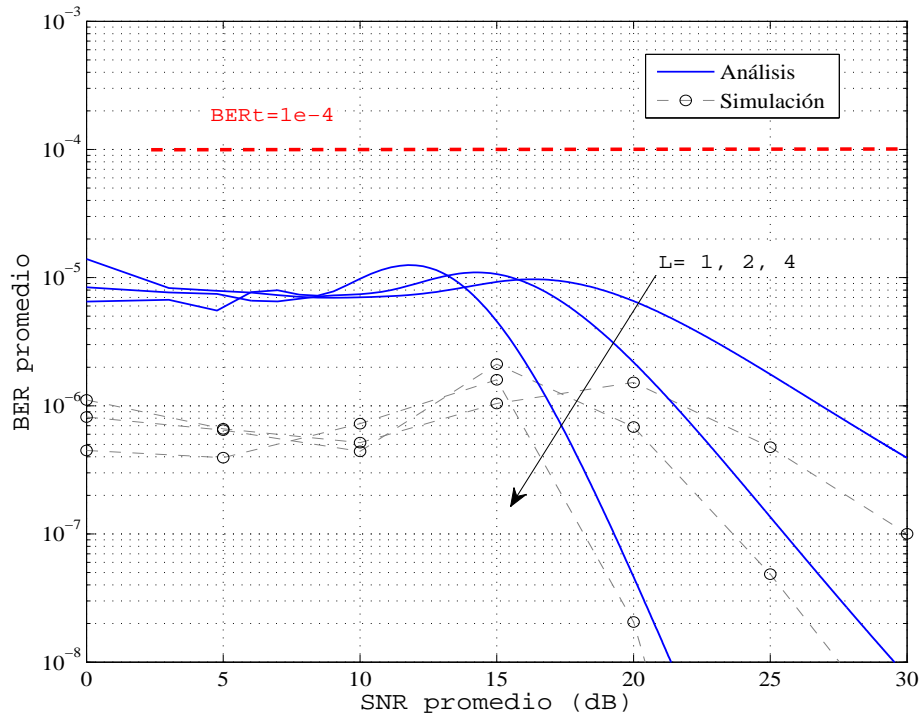


Figura 4.8: ABER vs. SNR promedio para canales independientes tipo RS con los valores de los parámetros $m = 2$ y $\kappa = 10$ dB, usando codificación turbo y $\text{BER}_t = 10^{-4}$.

4.3.2. Con correlación espacial

Se calcula ahora la cifra analítica ASE tomando $\text{BER}_t = 10^{-4}$ para 2 y 4 canales correlados mediante el factor $\rho = 0.1, 0.5$ y 0.9 con los valores de los parámetros $m = 1$ y $\kappa = 10$ dB, y se muestran los resultados en la fig. 4.9 junto con las simulaciones del canal tipo RS. La ASE alcanza un valor máximo cuando la SNR promedio crece, y al pasar de $L = 2$ a $L = 4$ se observa un incremento aproximado entre 0.5 a 0.7 bits/símbolo para valores bajos y medios de SNR promedio. Además, se cumple que las curvas analíticas de ASE coinciden con las simulaciones obtenidas variando el número de canales junto al factor de correlación, y se ve cómo tanto para dos como para cuatro canales éstas disminuyen un poco a medida que aumenta el factor de corre-

lación pasando de casi incorrelado ($\rho = 0.1$) a casi totalmente correlado ($\rho = 0.9$). De ahí que combinando canales con distintos grados de correlación mediante la técnica de diversidad en recepción MRC, se consigue incrementar la ASE dentro de la realización de la BER objetivo.

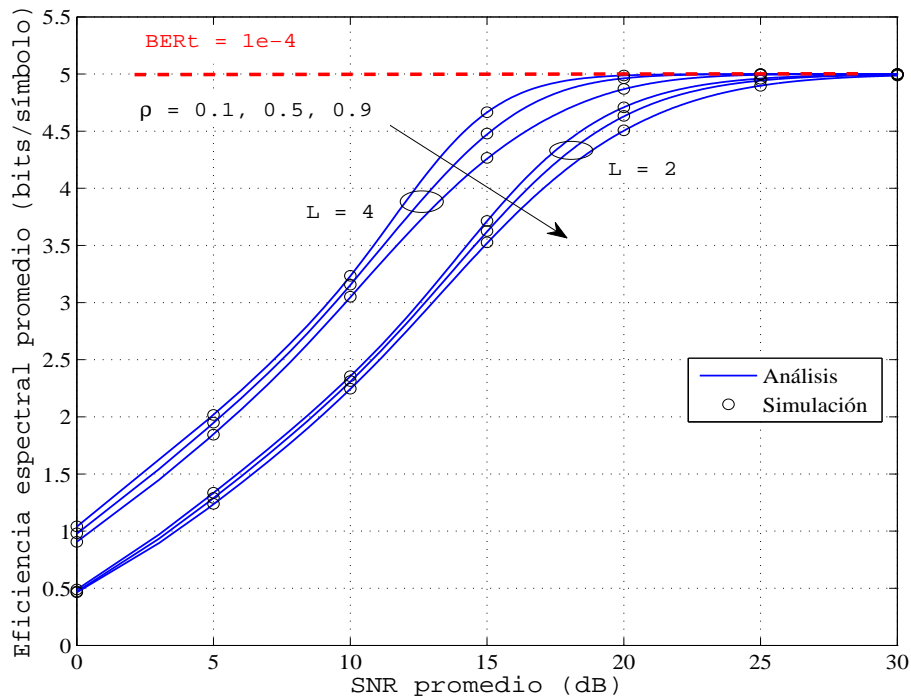


Figura 4.9: ASE vs. SNR promedio para canales correlados tipo RS con los valores de los parámetros $m = 1$ y $\kappa = 10$ dB, usando codificación turbo y $BER_t = 10^{-4}$.

De forma análoga, se calculan las curvas analíticas de la ASE tomando $BER_t = 10^{-4}$ para 2 y 4 canales correlados mediante el factor $\rho = 0.1, 0.5$ y 0.9 con los valores de los parámetros $m = 2$ y $\kappa = 10$ dB junto a las simulaciones del canal tipo RS, y los resultados se muestran en la fig. 4.10. Presentan un comportamiento similar a los de la figura anterior al comparar dos y cuatro canales, excepto que el crecimiento de ASE es un poco más rápido a partir de 10 dB ya que mejora la obstrucción de la componente directa, y la disminución a medida que aumenta el factor de correlación es menos apreciable para valores de SNR promedio por debajo de 10 dB en el caso de cuatro canales y 15 dB en el caso de dos canales.

Por último, se calcula la cifra analítica ABER para $BER_t = 10^{-4}$ suponiendo 2 y 4 canales correlados mediante el factor $\rho = 0.1, 0.5$ y 0.9 con los valores de los parámetros $m = 1, 2$ y $\kappa = 10$ dB. Los resultados obtenidos junto con las simulaciones del canal tipo RS se dibujan en las fig. 4.11 y 4.12, donde se observa que las curvas

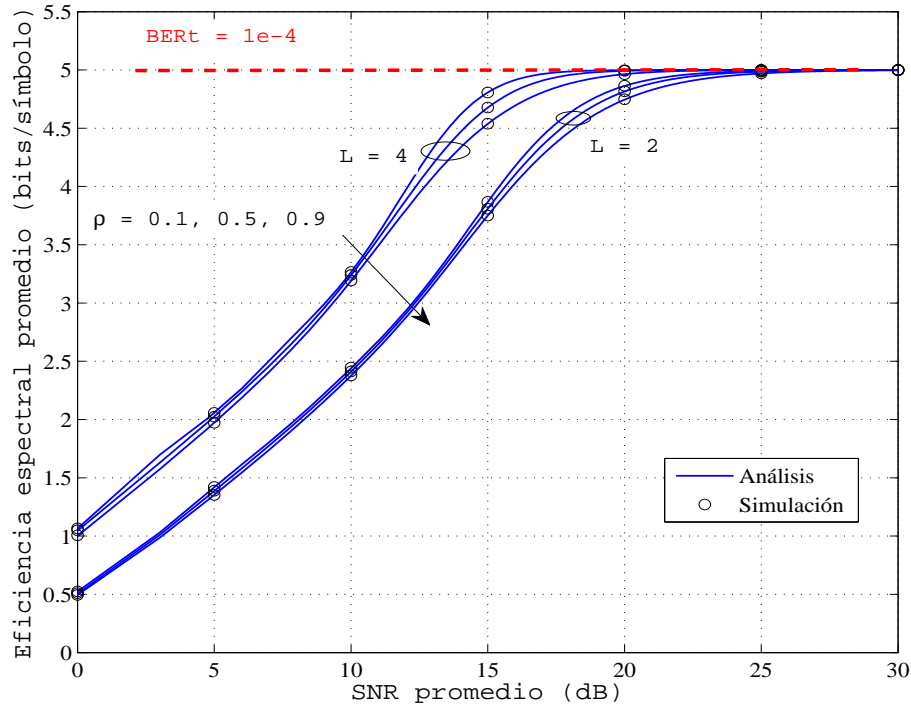


Figura 4.10: ASE vs. SNR promedio para canales correlados tipo RS con los valores de los parámetros $m = 2$ y $\kappa = 10$ dB, usando codificación turbo y $BER_t = 10^{-4}$.

analíticas de ABER se comportan como una cota superior que muestra unos resultados adecuados siempre por debajo de la BER_t , y las simulaciones serán más próximas a la realidad con valores en torno a 10^{-6} de BER media entre 0 y 15 dB para la SNR promedio, debido a las buenas propiedades de los turbo-códigos en la codificación del canal. Además, se observa que tanto las curvas analíticas como las simulaciones de ABER van disminuyendo a buen ritmo a medida que aumenta el número de canales para valores de SNR promedio mayores de 15 dB, siendo la caída más rápida en la fig. 4.12 pues mejora la obstrucción de la componente directa. Es interesante comentar que en ambas gráficas empeora un poco la ABER, a medida que aumenta el factor de correlación pasando de casi incorrelado ($\rho = 0.1$) a casi totalmente correlado ($\rho = 0.9$).

Se puede afirmar que se consigue incrementar la ASE y disminuir la ABER manteniendo la BER objetivo mediante la técnica de diversidad en recepción MRC, que contribuye a mejorar la eficiencia espectral media y la BER media con una calidad estable de los sistemas SIMO.

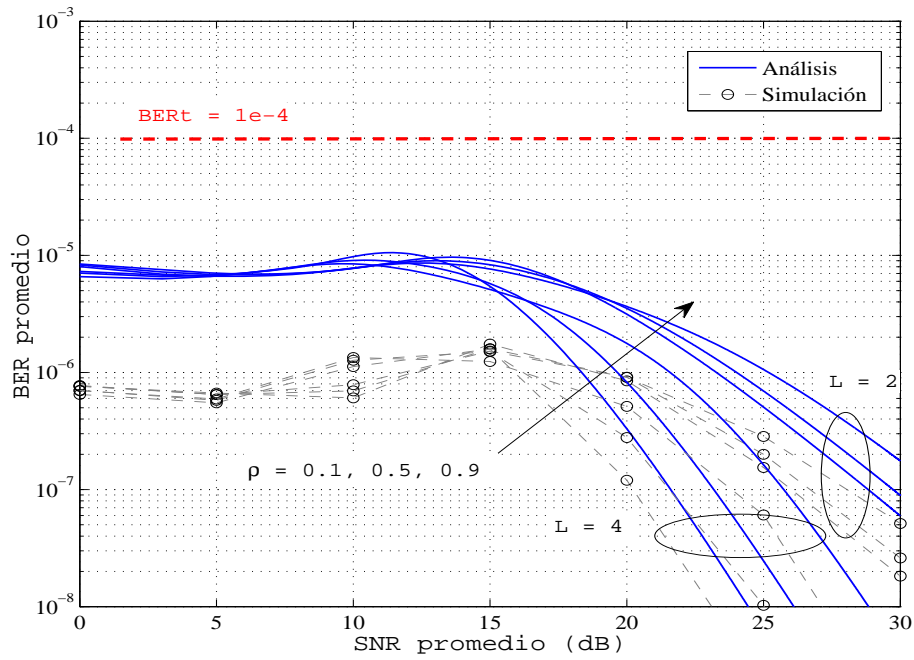


Figura 4.11: ABER vs. SNR promedio para canales correlados tipo RS con los valores de los parámetros $m = 1$ y $\kappa = 10$ dB, usando codificación turbo y $BER_t = 10^{-4}$.

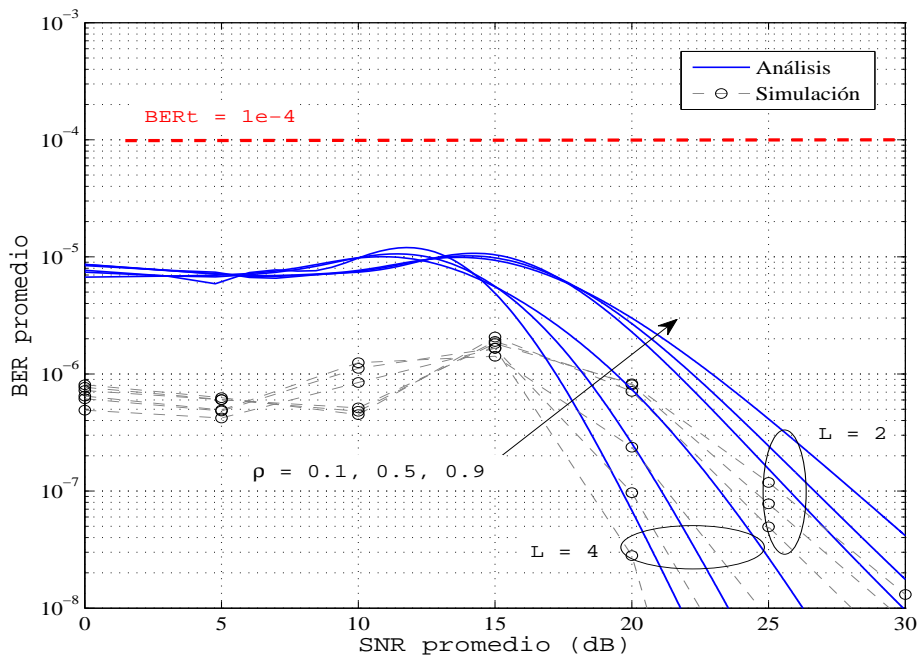


Figura 4.12: ABER vs. SNR promedio para canales correlados tipo RS con los valores de los parámetros $m = 2$ y $\kappa = 10$ dB, usando codificación turbo y $BER_t = 10^{-4}$.

4.4. Evaluación en aguas someras

Tal como se hizo en la sección §3.4, se quiere evaluar el uso de la técnica de modulación adaptativa combinada con la codificación turbo en sistemas de comunicaciones SIMO para canales acústicos subacuáticos de banda limitada en aguas someras. Para ello, se simulan los resultados obtenidos en canales tipo RS con los parámetros $m = 0.5$ y $\kappa = 10$ dB ajustados a las medidas experimentales de la PDF para la distribución K [2], junto a las simulaciones para el caso $m = 1$. Se van a simular de forma separada los canales incorrelados y los canales con diferentes grados de correlación, para seguir con el mismo procedimiento que se ha venido haciendo tanto en el desarrollo analítico como en los resultados numéricos a lo largo de todo este capítulo.

4.4.1. Sin correlación espacial

Se realizan las simulaciones en los casos de 1, 2 y 4 canales independientes tipo RS con los valores de los parámetros $m = 0.5, 1$ y $\kappa = 10$ dB, y se obtiene la cifra ASE tomando $\text{BER}_t = 10^{-4}$. En la fig. 4.13 se muestran los resultados obtenidos, donde se observa que la ASE va creciendo a medida que aumenta el número de receptores en la combinación y se consigue la mejora de los sistemas SIMO. Al igual que se observó en

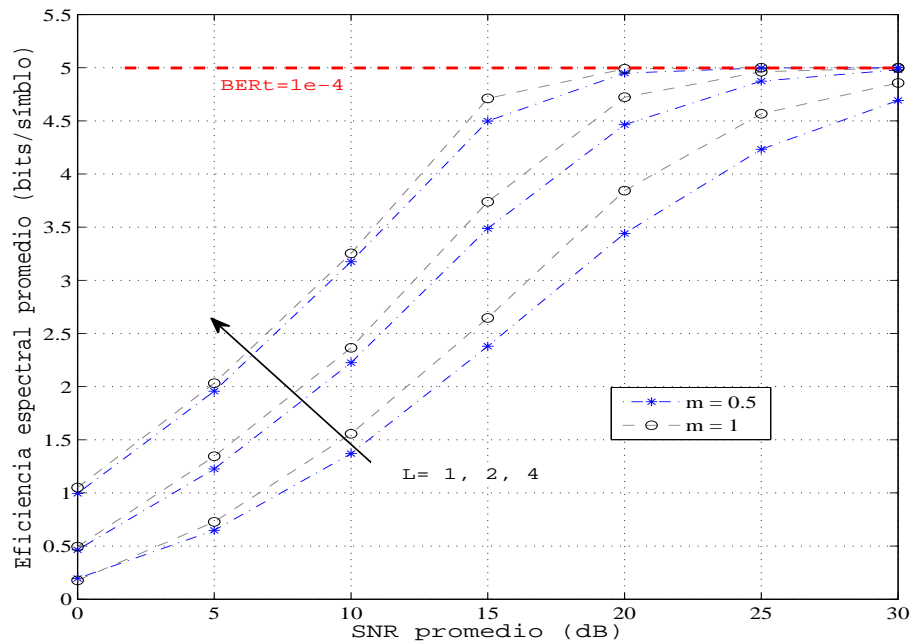


Figura 4.13: ASE *vs.* SNR promedio para simulaciones de canales independientes tipo RS con los valores de $m = 0.5, 1$ y $\kappa = 10$ dB, usando codificación turbo y $\text{BER}_t = 10^{-4}$.

la sección §3.4, la ASE es menor para $m = 0.5$ respecto al caso de $m = 1$ que se tomará como cota superior.

También se obtiene la cifra ABER tomando $BER_t = 10^{-4}$, a partir de las simulaciones en los casos de 1, 2 y 4 canales independientes tipo RS con los valores de los parámetros $m = 0.5, 1$ y $\kappa = 10$ dB. En la fig. 4.14 se muestran los resultados obtenidos, donde se observa que en ambas casos están siempre por debajo de la BER_t y presentan valores de BER media dos órdenes de magnitud más pequeños (en torno a 10^{-6}) que la BER_t entre 0 y 15 dB para la SNR promedio, debido a las buenas propiedades de los turbo-códigos en la codificación del canal. Además, se observa que ambas simulaciones de ABER van disminuyendo a buen ritmo a medida que aumenta el número de canales para valores de SNR promedio mayores de 15 dB.

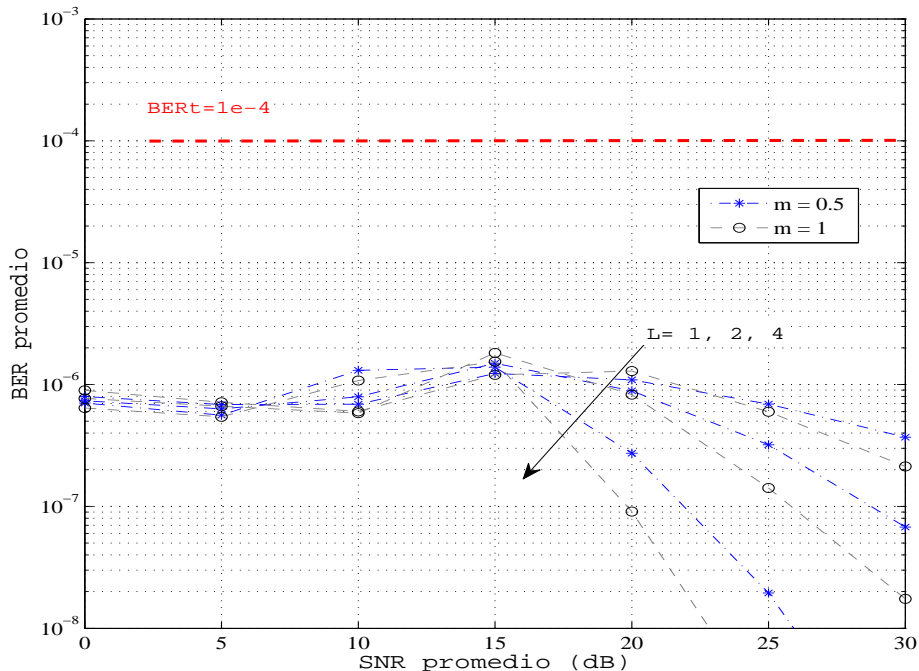


Figura 4.14: ABER vs. SNR promedio para simulaciones de canales independientes tipo RS con los valores de $m = 0.5, 1$ y $\kappa = 10$ dB, usando codificación turbo y $BER_t = 10^{-4}$.

A partir de la evaluación de las cifras obtenidas de las simulaciones realizadas, se consigue incrementar la ASE y disminuir la ABER mientras se mantiene la BER_t , y con la técnica de diversidad MRC se contribuye a mejorar la eficiencia espectral media y la BER media con una calidad estable de los sistemas suponiendo canales independientes. Por lo tanto, se puede concluir que las comunicaciones acústicas subacuáticas para sistemas SIMO presentan buenas prestaciones, transmitiendo datos en canales acústicos incorrelados modelados mediante distribución estadística tipo RS en aguas someras.

4.4.2. Con correlación espacial

Ahora se consigue la ASE tomando $BER_t = 10^{-4}$, partiendo de las simulaciones para 2 y 4 canales correlados mediante el factor $\rho = 0.1, 0.5$ y 0.9 con los valores de los parámetros $m = 0.5, 1$ y $\kappa = 10$ dB, y se muestran los resultados en la fig. 4.15. Debido al número finito de códigos, la ASE alcanza un valor máximo cuando la SNR promedio crece y al pasar de $L = 2$ a $L = 4$ aumenta en torno a 0.5 bits/símbolo para ambos casos de m . Además, se observa que la ASE para $m = 1$ se comporta como una cota superior tanto cambiando el número de canales como variando el factor de correlación, y en ambos casos de m la cifra disminuye un poco a medida que aumenta el factor de correlación pasando de casi incorrelado ($\rho = 0.1$) a casi totalmente correlado ($\rho = 0.9$) tanto para dos como cuatro canales correlados. De ahí que combinando canales con distintos grados de correlación mediante la técnica de diversidad en recepción MRC, se consigue incrementar la ASE manteniendo la BER objetivo.

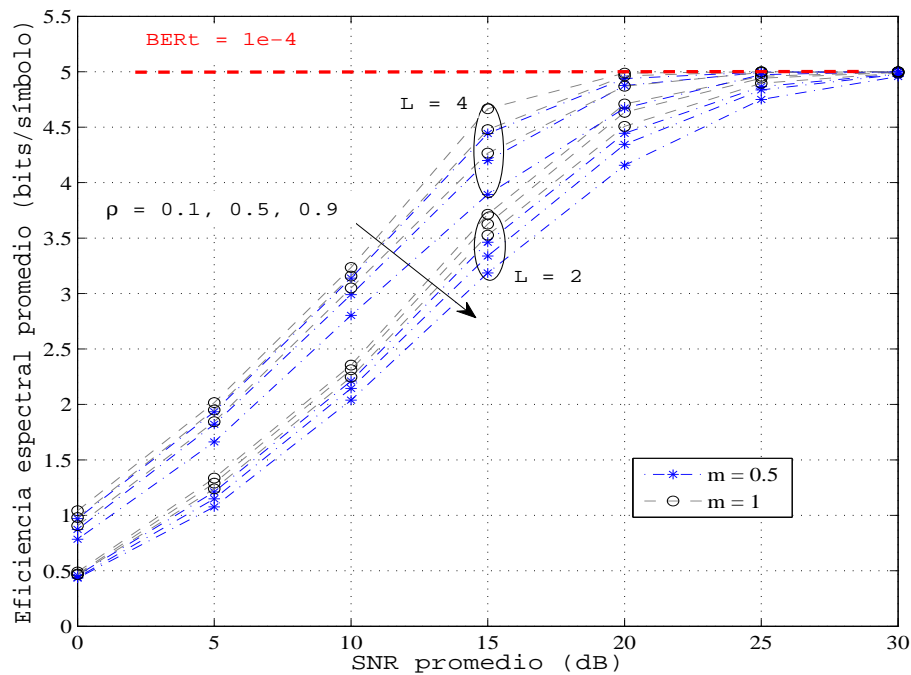


Figura 4.15: ASE vs. SNR promedio para simulaciones de canales correlados tipo RS con los valores de los parámetros $m = 0.5, 1$ y $\kappa = 10$ dB, usando codificación turbo y $BER_t = 10^{-4}$.

También se obtiene la cifra ABER tomando $BER_t = 10^{-4}$ para las simulaciones de 2 y 4 canales correlados mediante el factor $\rho = 0.1, 0.5$ y 0.9 con los valores de los parámetros $m = 0.5, 1$ y $\kappa = 10$ dB. Los resultados se dibujan en la fig. 4.16, donde se observa que en ambos casos la ABER muestra unos resultados adecuados siempre

por debajo de la BER_t , y con valores en torno a 10^{-6} entre 0 y 15 dB para la SNR promedio, debido a las buenas propiedades de los turbo-códigos en la codificación del canal. Además, se observa que las simulaciones de ABER van disminuyendo a buen ritmo a medida que aumenta el número de canales para valores de SNR promedio mayores de 15 dB. Es interesante comentar que en ambas gráficas empeora un poco la ABER, a medida que aumenta el factor de correlación pasando de casi incorrelado ($\rho = 0.1$) a casi totalmente correlado ($\rho = 0.9$).

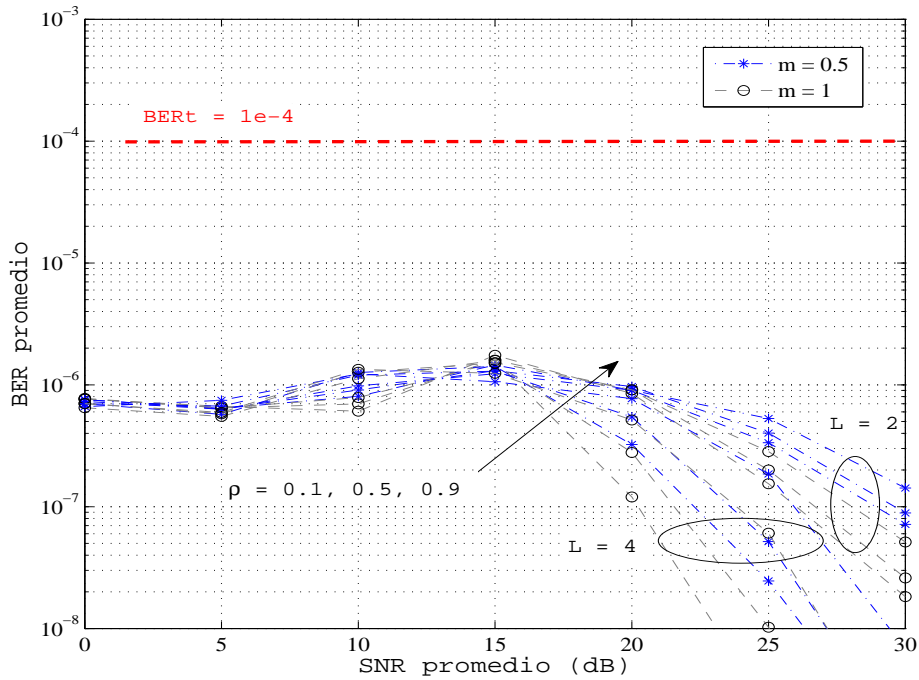


Figura 4.16: ABER *vs.* SNR promedio para simulaciones de canales correlados tipo RS con los valores de los parámetros $m = 0.5, 1$ y $\kappa = 10$ dB, usando codificación turbo y $BER_t = 10^{-4}$.

De nuevo se observa que se consigue incrementar la ASE y disminuir la ABER mientras se mantiene la BER objetivo, y mediante la técnica de diversidad en recepción MRC se contribuye a mejorar la eficiencia espectral media y la BER media con una calidad estable de los sistemas SIMO, suponiendo canales correlados con distintos grados de correlación. Por lo tanto, se puede concluir que las comunicaciones acústicas subacuáticas para sistemas SIMO presentan buenas prestaciones, transmitiendo datos en canales acústicos correlados modelados mediante distribución estadística tipo RS en aguas a poco profundidad.

Capítulo 5

Conclusiones y líneas futuras

5.1. Conclusiones

Durante el tiempo dedicado a la elaboración de este estudio, se ha desarrollado todo un trabajo de investigación con la metodología enfocada a cumplir los objetivos marcados, y se han conseguido resultados interesantes mostrados en los capítulos 3 y 4 de esta memoria. En este apartado se resumen las aportaciones más importantes que se han presentado a lo largo de esta tesis.

Este trabajo se ha centrado en el análisis de las prestaciones de un sistema de comunicaciones inalámbricas en canales UAC, que se caracterizan estadísticamente mediante una distribución RS motivados tanto por su buen ajuste estadístico como por su interpretación física apropiada de los fenómenos de propagación acústica. Además, la distribución RS es matemáticamente más tratable que otras distribuciones de mayor complejidad, pues proporciona expresiones compactas para las funciones como la PDF, la CDF o la MGF, que permiten evaluar de forma analítica los parámetros de rendimiento de los sistemas de comunicaciones acústicas subacuáticas.

Se ha propuesto aplicar la técnica de modulación adaptativa combinada con la codificación de canal, para combatir los problemas que plantea el canal acústico submarino, reconocido como uno de los medios de comunicación más hostiles. Así, se usa la modulación adaptativa para adaptarse a las condiciones de canal y la codificación para la corrección de errores, con el fin de conseguir transmisión espectralmente eficiente y robusta en canales con desvanecimientos y variantes en el tiempo. En concreto, se ha elegido la técnica ACM por su habilidad para mejorar la eficiencia espectral, adaptando las tasas de transmisión a las variaciones de la SNR en el canal mientras se mantiene una BER objetivo. Además, se ha aplicado la diversidad de tiempo mediante la codificación del canal combinada con la modulación adaptativa, y también la diversidad espacial en recepción basada en el uso de un solo transmisor y múltiples receptores denominados sistemas SIMO, que realizan una cierta combinación de las señales recibidas

con el objeto de mitigar los desvanecimientos generados por el efecto multicamino e incrementar la SNR resultante.

Se han obtenido expresiones analíticas cerradas, que permiten el cálculo rápido de las cifras ASE y ABER en sistemas de comunicaciones SISO y SIMO con modulación adaptativa y codificación en canales UAC. Con el objeto de avalar estos resultados analíticos, se han realizado cálculos de las cifras ASE y ABER a partir de rigurosas simulaciones de canales tipo RS, comprobando que coinciden en todos los casos con la cifra analítica ASE y presentan una aproximación bastante buena en la mayoría de casos con la cifra analítica ABER.

Se han realizado varios escenarios para el cálculo de la cifra analítica ASE, variando los valores de los parámetros que definen el canal tipo RS para distintas BER objetivo, y se ha concluido que se ha de buscar un equilibrio entre maximizar la ASE e imponer una BER_t baja que cumpla los requisitos de calidad del sistema de comunicaciones inalámbricas. Además, la técnica MRC de diversidad en recepción contribuye a mejorar la ASE manteniendo una calidad estable en los sistemas SIMO.

Con respecto a la cifra ABER, se ha comprobado que en todos los ejemplos de sistemas SISO y SIMO las curvas analíticas y los cálculos de las simulaciones está siempre por debajo de la BER_t , por lo que se mantiene la calidad del sistema de comunicaciones predefinida. Se puede concluir que se consigue aumentar la ASE y disminuir la ABER, manteniendo una calidad estable en sistemas SISO y SIMO.

Para analizar las ventajas de la codificación añadida a los sistemas de transmisión adaptativa, se han comparado las cifras analíticas ASE en los casos de modulación adaptativa con y sin codificación. Para sistemas SISO se ha obtenido una ganancia media aproximada de 2 dB para el esquema ACM analizado, y para sistemas SIMO se observa un ganancia aproximada de 3 dB usando turbo-códigos respecto al esquema sin codificar y además dicha ganancia aumenta para valores SNR promedio bajos.

Por último, se ha evaluado el uso de la técnica de modulación adaptativa combinada con la codificación para canales acústicos subacuáticos de banda limitada en aguas someras, concluyendo que la técnica ACM presenta buenas prestaciones transmitiendo datos en canales acústicos con distribución RS tanto para los sistemas SISO en aguas someras, que consiguen incrementar la ASE y disminuir la ABER mientras mantiene la BER objetivo, como para los sistemas SIMO con la técnica de diversidad en recepción MRC, que contribuye a mejorar la eficiencia espectral media y la BER media con una calidad estable de los sistemas suponiendo canales correlados con distintos grados de correlación.

5.2. Líneas futuras de investigación

Se presentan brevemente algunas de las líneas en las que se está investigando y trabajando para ampliar y mejorar el estudio realizado en esta tesis:

- En esta memoria, se han obtenido expresiones analíticas compactas para las cifras ASE y ABER en sistemas SIMO, las cuales son válidas para cualquier valor entero y positivo del parámetro de forma m . Con el fin de ampliar a cualquier valor real y positivo de m , se han obtenido las expresiones analíticas de la PDF y la CDF de la suma de N variables aleatorias independientes con distribución Ricean shadowed de forma cerrada en términos de la función Φ_2 [33]. Estos resultados amplían el rango de valores de m en el cálculo de la cifra analítica ASE, que permite analizar las prestaciones de sistemas SIMO para el caso de canales independientes.
- Estudio y evaluación de las prestaciones ofrecidas por otros esquemas de codificación, explotando la independencia del diseño de códigos y de la constelación para optimizar de forma conjunta la modulación y la codificación del canal.
- Análisis del efecto producido en el sistema adaptativo si la información del estado del canal estimada es enviada al transmisor mediante un canal de retorno que presenta cierto retardo, debido a la importancia de la calidad de servicio de determinados servicios, como voz y vídeo, los cuales imponen ciertas restricciones sobre el retardo de la información transmitida.
- Estudio y simulación de otras técnicas de diversidad en recepción para evaluar las prestaciones de sistemas de comunicaciones SIMO en distintos tipos de escenario. Posibilidad de extender el análisis de los esquemas de transmisión a sistemas MIMO, donde se aplica diversidad espacial en transmisión y en recepción.
- Diseño e implementación de un sistema de medidas del canal UAC incluyendo los transductores electroacústicos y el software necesarios. Se desarrollarán distintos prototipos para comparar sus prestaciones en el canal físico y según la aplicación del sistema de comunicaciones analizado. Además, se han de diseñar las señales de medida óptimas en cuanto a frecuencia portadora, velocidad binaria, esquemas de modulación y codificación, etc.
- Realizar medidas experimentales de canales UAC en aguas de la bahía de Málaga, que serán contrastadas con los resultados obtenidos en la evaluación de los esquemas adaptativos propuestos en aguas a poca profundidad tanto para sistemas SISO como SIMO.

Apéndice A

Cálculo de las funciones $\mathcal{F}_\gamma(x)$ y $\mathcal{G}_\gamma(s; \zeta)$ para sistemas SISO

En la sección §3.2 se han obtenido la función $\mathcal{F}_\gamma(x)$ [20] según la expresión

$$\mathcal{F}_\gamma(x) = \frac{x_2^m}{x_1^{m-1}} x \Phi_2(1 - m, m; 2; -x_1x, -x_2x) \quad (\text{A.1})$$

y la función $\mathcal{G}_\gamma(s; \zeta)$ con la ecuación

$$\mathcal{G}_\gamma(s; \zeta) = \frac{x_2^m}{x_1^{m-1}} \zeta \Phi_2\left(1 - m, m; 2; -(x_1 - s)\zeta, -(x_2 - s)\zeta\right), \quad (\text{A.2})$$

donde las variables x_1 y x_2 se definen como

$$x_1 = \frac{1 + \kappa}{\bar{\gamma}} \quad \text{y} \quad x_2 = \frac{1 + \kappa}{\bar{\gamma}(1 + \frac{\kappa}{m})},$$

y dichas funciones representan respectivamente la CDF y la MGF incompleta complementaria de la SNR instantánea γ para el modelado del canal acústico subacuático mediante la distribución RS con los parámetros m y κ .

Se puede deducir que cuando m sea entero positivo [20], la función Φ_2 se calcula mediante la ecuación

$$\begin{aligned} \Phi_2(1 - m, m; 2; -x_1x, -x_2x) = \\ \frac{1}{x_1x} \left(\frac{x_2}{x_1}\right)^{-m} - \frac{e^{-x_2x}}{x_2x} \sum_{r=0}^{m-1} \left(\frac{x_1}{x_2} - 1\right)^r L_{m-r-1}^r(-(x_1 - x_2)x), \end{aligned} \quad (\text{A.3})$$

donde L_n^k son los polinomios asociados de Laguerre [84] que se definen como

$$L_n^k(x) = \frac{d^k}{dx^k} L_n(x) = \frac{1}{n!} \frac{d^k}{dx^k} \left(e^x \frac{d^n}{dx^n} (x^n e^{-x}) \right), \quad (\text{A.4})$$

siendo $L_n(x)$ los polinomios de Laguerre.

Se va a desarrollar el cálculo de las funciones $\mathcal{F}_\gamma(x)$ y $\mathcal{G}_\gamma(s; \zeta)$ para sistemas SISO, en los casos de $m = 1, 2$ en función de los primeros polinomios de Laguerre asociados que presentan las siguientes expresiones

$$L_0^k(x) = 1 \quad (\text{A.5})$$

$$L_1^k(x) = -x + k + 1 \quad (\text{A.6})$$

$$L_2^k(x) = \frac{1}{2}[x^2 - 2(k+2)x + (k+1)(k+2)]. \quad (\text{A.7})$$

Para $m = 1$, las variables equivalen a $x_1 = \frac{1+\kappa}{\bar{\gamma}}$ y $x_2 = \frac{1}{\bar{\gamma}}$, por lo que calculando la función $\mathcal{F}_\gamma(x)$ se simplifica de la forma

$$\begin{aligned} \mathcal{F}_\gamma(x) &= x_2 x \Phi_2(0, 1; 2; -x_1 x, -x_2 x) \\ &= x_2 x \left[\frac{1}{x_1 x} \left(\frac{x_2}{x_1} \right)^{-1} - \frac{e^{-x_2 x}}{x_2 x} \right] = 1 - e^{-x_2 x} = 1 - e^{-\frac{x}{\bar{\gamma}}}, \end{aligned} \quad (\text{A.8})$$

y de forma análoga la función $\mathcal{G}_\gamma(s; \zeta)$ queda como

$$\begin{aligned} \mathcal{G}_\gamma(s; \zeta) &= x_2 \zeta \Phi_2(0, 1; 2; -(x_1 - s)\zeta, -(x_2 - s)\zeta) \\ &= x_2 \left[\frac{1}{x_2 - s} (1 - e^{-(x_2 - s)\zeta}) \right] = \frac{1}{\bar{\gamma}} \left[\frac{1}{1/\bar{\gamma} - s} (1 - e^{-(1/\bar{\gamma} - s)\zeta}) \right]. \end{aligned} \quad (\text{A.9})$$

Para $m = 2$, las variables equivalen a $x_1 = \frac{1+\kappa}{\bar{\gamma}}$ y $x_2 = \frac{1+\kappa}{\bar{\gamma}(1+\frac{\kappa}{2})}$, y se calcula de nuevo la función $\mathcal{F}_\gamma(x)$ de la forma

$$\begin{aligned} \mathcal{F}_\gamma(x) &= \frac{x_2^2}{x_1} x \Phi_2(-1, 2; 2; -x_1 x, -x_2 x) \\ &= \frac{x_2^2}{x_1} x \left[\frac{1}{x_1 x} \left(\frac{x_2}{x_1} \right)^{-2} - \frac{e^{-x_2 x}}{x_2 x} \sum_{r=0}^1 \left(\frac{x_1}{x_2} - 1 \right)^r L_{1-r}^r(-(x_1 - x_2)x) \right] \\ &= 1 - e^{-x_2 x} \left[1 + x_2 x - \frac{x_2^2}{x_1} x \right] \\ &= 1 - e^{-\frac{1+\kappa}{\bar{\gamma}(1+\frac{\kappa}{2})} x} \left[1 + \frac{1+\kappa}{\bar{\gamma}(1+\frac{\kappa}{2})} x - \frac{1+\kappa}{\bar{\gamma}(1+\frac{\kappa}{2})^2} x \right], \end{aligned} \quad (\text{A.10})$$

y de forma análoga la función $\mathcal{G}_\gamma(s; \zeta)$ queda como

$$\begin{aligned} \mathcal{G}_\gamma(s; \zeta) &= \frac{x_2^2}{x_1} \zeta \Phi_2(-1, 2; 2; -(x_1 - s)\zeta, -(x_2 - s)\zeta) \\ &= \frac{x_2^2}{x_1} \left[\frac{x_1 - s}{(x_2 - s)^2} - e^{-(x_2 - s)\zeta} \left(\frac{x_1 - s}{(x_2 - s)^2} + \frac{x_1 - s}{x_2 - s} \zeta - \zeta \right) \right] \\ &= \frac{1+\kappa}{\bar{\gamma}(1+\frac{\kappa}{2})^2} \left[\frac{\frac{1+\kappa}{\bar{\gamma}} - s}{\left(\frac{1+\kappa}{\bar{\gamma}(1+\frac{\kappa}{2})} - s \right)^2} - e^{-\left(\frac{1+\kappa}{\bar{\gamma}(1+\frac{\kappa}{2})} - s \right)\zeta} \left(\frac{\frac{1+\kappa}{\bar{\gamma}} - s}{\left(\frac{1+\kappa}{\bar{\gamma}(1+\frac{\kappa}{2})} - s \right)^2} + \frac{\frac{1+\kappa}{\bar{\gamma}} - s}{\frac{1+\kappa}{\bar{\gamma}(1+\frac{\kappa}{2})} - s} \zeta - \zeta \right) \right]. \end{aligned} \quad (\text{A.11})$$

Apéndice B

Cálculo de las funciones $\mathcal{F}_{\gamma_t}(\gamma)$ y $\mathcal{G}_{\gamma_t}(s; \zeta)$ para sistemas SIMO

En la sección §4.2 se ha partido de la MGF de la SNR total γ_t para un sistema SIMO que presenta L canales, englobando tanto correlados como sin correlar, con el propósito de obtener las expresiones de la funciones $\mathcal{F}_{\gamma_t}(\gamma)$ y $\mathcal{G}_{\gamma_t}(s; \zeta)$ necesarias para calcular las cifras analíticas ASE y ABER. Estas funciones representan respectivamente la CDF y la MGF incompleta complementaria de la SNR total γ_t a la salida del receptor para el modelado del canal acústico subacuático mediante la distribución RS con los parámetros m y κ .

A continuación, se muestran las expresiones obtenidas para estas funciones en los casos de 1, 2 y 4 canales independientes en la sección B.1, y en los casos de 2 y 4 canales correlados en la sección B.2 particularizando el parámetro m .

B.1. Sin correlación espacial

Si se toma $m = 2$, la ecuación (4.19) de la MGF queda de la forma

$$\mathcal{M}_{\gamma_t}(s) = \left(1 - \frac{s}{x_0}\right)^L \left(1 - \frac{s}{x_1}\right)^{-2L}, \quad (\text{B.1})$$

donde las variables x_0 y x_1 presentan las expresiones

$$x_0 = \frac{1 + \kappa}{\bar{\gamma}} \quad x_1 = \frac{1 + \kappa}{\bar{\gamma}(1 + \frac{\kappa}{2})}.$$

Se supone $L = 1$ y operando en la expresión (4.14), se obtiene la función $\mathcal{F}_{\gamma_t}(\gamma)$ igual a

$$\mathcal{F}_{\gamma_t}(\gamma) = 1 - e^{-x_1\gamma} \left(1 + x_1\gamma - \frac{x_1^2}{x_0}\gamma\right), \quad (\text{B.2})$$

y operando en la expresión (4.17), se consigue la función $\mathcal{G}_{\gamma_t}(s; \zeta)$ igual a

$$\mathcal{G}_{\gamma_t}(s; \zeta) = \frac{x_1^2}{x_0} \left[\frac{x_0 - s}{(x_1 - s)^2} - e^{-(x_1 - s)\zeta} \left(\frac{x_0 - s}{(x_1 - s)^2} + \frac{x_0 - s}{x_1 - s} \zeta - \zeta \right) \right]. \quad (\text{B.3})$$

Para $L = 2$ y operando en la expresión (4.14), se obtiene la función $\mathcal{F}_{\gamma_t}(\gamma)$ igual a

$$\mathcal{F}_{\gamma_t}(\gamma) = 1 - \frac{x_1^3}{x_0^2} e^{-x_1 \gamma} \left[(x_0 - x_1)^2 \left(\frac{1}{x_1^3} + \frac{\gamma}{x_1^2} + \frac{\gamma^2}{2x_1} + \frac{\gamma^3}{6} \right) + (x_0 - x_1) \left(\frac{2}{x_1^2} + \frac{2\gamma}{x_1} + \gamma^2 \right) + \frac{1}{x_1} + \gamma \right], \quad (\text{B.4})$$

y operando en la expresión (4.17), se consigue la función $\mathcal{G}_{\gamma_t}(s; \zeta)$ igual a

$$\mathcal{G}_{\gamma_t}(s; \zeta) = \frac{x_1^4}{x_0^2} \left[\frac{(x_0 - s)^2}{(x_1 - s)^4} - \frac{e^{-(x_1 - s)\zeta}}{x_1 - s} \cdot \left((x_0 - x_1)^2 \left(\frac{1}{(x_1 - s)^3} + \frac{\zeta}{(x_1 - s)^2} + \frac{\zeta^2}{2(x_1 - s)} + \frac{\zeta^3}{6} \right) + (x_0 - x_1) \left(\frac{2}{(x_1 - s)^2} + \frac{2\zeta}{x_1 - s} + \zeta^2 \right) + \frac{1}{x_1 - s} + \zeta \right) \right]. \quad (\text{B.5})$$

Por último, se toma $L = 4$ y operando en la expresión (4.14), se obtiene la función $\mathcal{F}_{\gamma_t}(\gamma)$ igual a

$$\mathcal{F}_{\gamma_t}(\gamma) = 1 - \frac{x_1^7}{x_0^4} e^{-x_1 \gamma} \left[(x_0 - x_1)^4 \cdot \left(\frac{1}{x_1^7} + \frac{\gamma}{x_1^6} + \frac{\gamma^2}{2x_1^5} + \frac{\gamma^3}{6x_1^4} + \frac{\gamma^4}{24x_1^3} + \frac{\gamma^5}{120x_1^2} + \frac{\gamma^6}{720x_1} + \frac{\gamma^7}{5040} \right) + (x_0 - x_1)^3 \left(\frac{4}{x_1^6} + \frac{4\gamma}{x_1^5} + \frac{2\gamma^2}{x_1^4} + \frac{3\gamma^3}{2x_1^3} + \frac{\gamma^4}{6x_1^2} + \frac{\gamma^5}{30x_1} + \frac{\gamma^6}{180} \right) + (x_0 - x_1)^2 \left(\frac{6}{x_1^5} + \frac{6\gamma}{x_1^4} + \frac{3\gamma^2}{x_1^3} + \frac{\gamma^3}{x_1^2} + \frac{\gamma^4}{4x_1} + \frac{\gamma^5}{20} \right) + (x_0 - x_1) \left(\frac{4}{x_1^4} + \frac{4\gamma}{x_1^3} + \frac{2\gamma^2}{x_1^2} + \frac{3\gamma^3}{2x_1} + \frac{\gamma^4}{6} \right) + \frac{1}{x_1^3} + \frac{\gamma}{x_1^2} + \frac{\gamma^2}{2x_1} + \frac{\gamma^3}{6} \right], \quad (\text{B.6})$$

y operando en la expresión (4.17), se consigue la función $\mathcal{G}_{\gamma_t}(s; \zeta)$ igual a

$$\begin{aligned} \mathcal{G}_{\gamma_t}(s; \zeta) = & \frac{x_1^8}{x_0^4} \left[\frac{(x_0 - s)^4}{(x_1 - s)^8} - \frac{e^{-(x_1-s)\zeta}}{x_1 - s} \left((x_0 - x_1)^4 \left(\frac{1}{(x_1 - s)^7} + \frac{\zeta}{(x_1 - s)^6} + \right. \right. \right. \\ & \left. \left. \frac{\zeta^2}{2(x_1 - s)^5} + \frac{\zeta^3}{6(x_1 - s)^4} + \frac{\zeta^4}{24(x_1 - s)^3} + \frac{\zeta^5}{120(x_1 - s)^2} + \frac{\zeta^6}{720(x_1 - s)} + \frac{\zeta^7}{5040} \right) + \right. \\ & (x_0 - x_1)^3 \left(\frac{4}{(x_1 - s)^6} + \frac{4\zeta}{(x_1 - s)^5} + \frac{2\zeta^2}{(x_1 - s)^4} + \frac{3\zeta^3}{2(x_1 - s)^3} + \frac{\zeta^4}{6(x_1 - s)^2} + \right. \\ & \left. \frac{\zeta^5}{30(x_1 - s)} + \frac{\zeta^6}{180} \right) + (x_0 - x_1)^2 \left(\frac{6}{(x_1 - s)^5} + \frac{6\zeta}{(x_1 - s)^4} + \frac{3\zeta^2}{(x_1 - s)^3} + \frac{\zeta^3}{(x_1 - s)^2} + \right. \\ & \left. \frac{\zeta^4}{4(x_1 - s)} + \frac{\zeta^5}{20} \right) + (x_0 - x_1) \left(\frac{4}{(x_1 - s)^4} + \frac{4\zeta}{(x_1 - s)^3} + \frac{2\zeta^2}{(x_1 - s)^2} + \right. \\ & \left. \frac{3\zeta^3}{2(x_1 - s)} + \frac{\zeta^4}{6} \right) + \frac{1}{(x_1 - s)^3} + \frac{\zeta}{(x_1 - s)^2} + \frac{\zeta^2}{2(x_1 - s)} + \frac{\zeta^3}{6} \left. \right]. \end{aligned} \quad (\text{B.7})$$

B.2. Con correlación espacial

Si se toma $m = 2$ y suponiendo 2 canales correlados, la ecuación (4.1) queda como

$$\mathcal{M}_{\gamma_t}(s) = \left(1 - \frac{s}{x_0}\right)^2 \left(1 - \frac{s}{x_1}\right)^{-2} \left(1 - \frac{s}{x_2}\right)^{-2}, \quad (\text{B.8})$$

donde las variables x_0 , x_1 y x_2 presentan las expresiones

$$x_0 = \frac{1 + \kappa}{\bar{\gamma}} \quad x_1 = \frac{1 + \kappa}{\bar{\gamma}(1 + \frac{\kappa\lambda_1}{2})} \quad x_2 = \frac{1 + \kappa}{\bar{\gamma}(1 + \frac{\kappa\lambda_2}{2})},$$

siendo λ_1 y λ_2 los autovalores de la matriz de correlación de la componente directa definida en (4.2).

Operando en la expresión (4.14), se obtiene la función $\mathcal{F}_{\gamma_t}(\gamma)$ igual a

$$\begin{aligned} \mathcal{F}_{\gamma_t}(\gamma) = & 1 - \frac{x_1^2 x_2^2}{x_0^2} \left[e^{-x_1 \gamma} \frac{x_0 - x_1}{x_1(x_2 - x_1)^2} \left(2 + (x_0 - x_1) \left(\frac{1}{x_1} + \gamma - \frac{2}{x_2 - x_1} \right) \right) + \right. \\ & \left. e^{-x_2 \gamma} \frac{x_0 - x_2}{x_2(x_1 - x_2)^2} \left(2 + (x_0 - x_2) \left(\frac{1}{x_2} + \gamma - \frac{2}{x_1 - x_2} \right) \right) \right], \end{aligned} \quad (\text{B.9})$$

y operando en la expresión (4.17), se consigue la función $\mathcal{G}_{\gamma_t}(s; \zeta)$ igual a

$$\mathcal{G}_{\gamma_t}(s; \zeta) = \frac{x_1^2 x_2^2}{x_0^2} \left[\frac{(x_0 - s)^2}{(x_1 - s)^2 (x_2 - s)^2} - \frac{e^{-(x_1 - s)\zeta}}{x_1 - s} \frac{x_0 - x_1}{(x_2 - x_1)^2} \left(2 + (x_0 - x_1) \left(\frac{1}{x_1 - s} + \zeta - \frac{2}{x_2 - x_1} \right) \right) - \frac{e^{-(x_2 - s)\zeta}}{x_2 - s} \frac{x_0 - x_2}{(x_1 - x_2)^2} \left(2 + (x_0 - x_2) \left(\frac{1}{x_2 - s} + \zeta - \frac{2}{x_1 - x_2} \right) \right) \right]. \quad (\text{B.10})$$

Si se toma $m = 2$ para 4 canales correlados cuyo factor de correlación puede variar como $\rho = 0.1, 0.5$ y 0.9 , la ecuación (4.1) queda como

$$\mathcal{M}_{\gamma_t}(s) = \left(1 - \frac{s}{x_0} \right)^4 \left(1 - \frac{s}{x_1} \right)^{-6} \left(1 - \frac{s}{x_4} \right)^{-2}, \quad (\text{B.11})$$

y a partir de los autovalores de la matriz de correlación C mostrados en el cuadro 4.5, se tienen las variables x_0, x_1 y x_4 que presentan estas expresiones

$$x_0 = \frac{1 + \kappa}{\bar{\gamma}} \quad x_1 = \frac{1 + \kappa}{\bar{\gamma}(1 + \frac{\kappa\lambda_1}{2})} \quad x_4 = \frac{1 + \kappa}{\bar{\gamma}(1 + \frac{\kappa\lambda_4}{2})},$$

pues se cumple que $\lambda_1 = \lambda_2 = \lambda_3$.

Operando de nuevo en la expresión (4.14), se obtiene la función $\mathcal{F}_{\gamma_t}(\gamma)$ igual a

$$\begin{aligned} \mathcal{F}_{\gamma_t}(\gamma) = & 1 - \frac{x_1^6 x_4^2}{x_0^4} \left[\frac{e^{-x_4\gamma}}{x_4} \frac{(x_0 - x_4)^3}{(x_1 - x_4)^4} \left(4 + (x_0 - x_4) \left(\frac{1}{x_4} + \gamma - \frac{6}{x_1 - x_4} \right) \right) + \frac{e^{-x_1\gamma}}{x_1(x_4 - x_1)^2} \right. \\ & \left(\frac{1}{x_1} + \gamma - \frac{2}{x_4 - x_2} + (x_0 - x_1)^4 \left(\frac{1}{x_1^5} + \frac{\gamma}{x_1^4} + \frac{\gamma^2}{2x_1^3} + \frac{\gamma^3}{6x_1^2} + \frac{\gamma^4}{24x_1} + \frac{\gamma^5}{120} \right) - \right. \\ & \frac{(x_0 - x_1)^4}{x_4 - x_1} \left(\frac{2}{x_1^4} + \frac{2\gamma}{x_1^3} + \frac{\gamma^2}{x_1^2} + \frac{\gamma^3}{3x_1} + \frac{\gamma^4}{12} \right) + \frac{(x_0 - x_1)^4}{(x_4 - x_1)^2} \left(\frac{3}{x_1^3} + \frac{3\gamma}{x_1^2} + \frac{3\gamma^2}{2x_1} + \frac{\gamma^3}{2} \right) - \\ & \frac{(x_0 - x_1)^4}{(x_4 - x_1)^3} \left(\frac{4}{x_1^2} + \frac{4\gamma}{x_1} + 2\gamma^2 \right) + \frac{(x_0 - x_1)^4}{(x_4 - x_1)^4} \left(\frac{5}{x_1} + 5\gamma \right) - \frac{6(x_0 - x_1)^4}{(x_4 - x_1)^5} + \\ & (x_0 - x_1)^3 \left(\frac{4}{x_1^4} + \frac{4\gamma}{x_1^3} + \frac{2\gamma^2}{x_1^2} + \frac{3\gamma^3}{2x_1} + \frac{\gamma^4}{6} \right) - \frac{(x_0 - x_1)^3}{x_4 - x_1} \left(\frac{8}{x_1^3} + \frac{8\gamma}{x_1^2} + \frac{4\gamma^2}{x_1} + \frac{3\gamma^3}{2} \right) + \\ & \frac{(x_0 - x_1)^3}{(x_4 - x_1)^2} \left(\frac{12}{x_1^2} + \frac{12\gamma}{x_1} + 6\gamma^2 \right) - \frac{(x_0 - x_1)^3}{(x_4 - x_1)^3} \left(\frac{16}{x_1} + 16\gamma \right) + \frac{20(x_0 - x_1)^3}{(x_4 - x_1)^4} + \\ & (x_0 - x_1)^2 \left(\frac{6}{x_1^3} + \frac{6\gamma}{x_1^2} + \frac{3\gamma^2}{x_1} + \gamma^3 \right) - \frac{(x_0 - x_1)^2}{x_4 - x_1} \left(\frac{12}{x_1^2} + \frac{12\gamma}{x_1} + 6\gamma^2 \right) + \\ & \frac{(x_0 - x_1)^2}{(x_4 - x_1)^2} \left(\frac{18}{x_1} + 18\gamma \right) - \frac{24(x_0 - x_1)^2}{(x_4 - x_1)^3} + (x_0 - x_1) \left(\frac{4}{x_1^2} + \frac{4\gamma}{x_1} + 2\gamma^2 \right) - \\ & \left. \frac{x_0 - x_1}{x_4 - x_1} \left(\frac{8}{x_1} + 8\gamma \right) + \frac{12(x_0 - x_1)}{(x_4 - x_1)^2} \right], \quad (\text{B.12}) \end{aligned}$$

y operando en la expresión (4.17), se consigue la función $\mathcal{G}_{\gamma_t}(s; \zeta)$ igual a

$$\begin{aligned}
\mathcal{G}_{\gamma_t}(s; \zeta) = & \frac{x_1^6 x_4^2}{x_0^4} \left[\frac{(x_0 - s)^4}{(x_1 - s)^6 (x_4 - s)^2} - \frac{e^{-(x_4 - s)\zeta} (x_0 - x_4)^3}{x_4 - s (x_1 - x_4)^6} \left(4 + (x_0 - x_4) \left(\frac{1}{x_4 - s} + \right. \right. \right. \\
& \left. \left. \left. \zeta - \frac{6}{x_1 - x_4} \right) \right) + \frac{e^{-(x_1 - s)\zeta}}{(x_1 - s)(x_4 - x_1)^2} \left(\frac{1}{x_1 - s} + \zeta - \frac{2}{x_4 - x_2} + (x_0 - x_1)^4 \right. \right. \\
& \left. \left. \left(\frac{1}{(x_1 - s)^5} + \frac{\zeta}{(x_1 - s)^4} + \frac{\zeta^2}{2(x_1 - s)^3} + \frac{\zeta^3}{6(x_1 - s)^2} + \frac{\zeta^4}{24(x_1 - s)} + \frac{\zeta^5}{120} \right) - \right. \\
& \frac{(x_0 - x_1)^4}{x_4 - x_1} \left(\frac{2}{(x_1 - s)^4} + \frac{2\zeta}{(x_1 - s)^3} + \frac{\zeta^2}{(x_1 - s)^2} + \frac{\zeta^3}{3(x_1 - s)} + \frac{\zeta^4}{12} \right) + \frac{(x_0 - x_1)^4}{(x_4 - x_1)^2} \\
& \left(\frac{3}{(x_1 - s)^3} + \frac{3\zeta}{(x_1 - s)^2} + \frac{3\zeta^2}{2(x_1 - s)} + \frac{\zeta^3}{2} \right) - \frac{(x_0 - x_1)^4}{(x_4 - x_1)^3} \left(\frac{4}{(x_1 - s)^2} + \frac{4\zeta}{x_1 - s} + 2\zeta^2 \right) + \\
& \frac{(x_0 - x_1)^4}{(x_4 - x_1)^4} \left(\frac{5}{x_1 - s} + 5\zeta \right) - \frac{6(x_0 - x_1)^4}{(x_4 - x_1)^5} + (x_0 - x_1)^3 \left(\frac{4}{(x_1 - s)^4} + \frac{4\zeta}{(x_1 - s)^3} + \right. \\
& \left. \frac{2\zeta^2}{(x_1 - s)^2} + \frac{3\zeta^3}{2(x_1 - s)} + \frac{\zeta^4}{6} \right) - \frac{(x_0 - x_1)^3}{x_4 - x_1} \left(\frac{8}{(x_1 - s)^3} + \frac{8\zeta}{(x_1 - s)^2} + \frac{4\zeta^2}{x_1 - s} + \frac{3\zeta^3}{2} \right) + \\
& \frac{(x_0 - x_1)^3}{(x_4 - x_1)^2} \left(\frac{12}{(x_1 - s)^2} + \frac{12\zeta}{x_1 - s} + 6\zeta^2 \right) - \frac{(x_0 - x_1)^3}{(x_4 - x_1)^3} \left(\frac{16}{x_1 - s} + 16\zeta \right) + \frac{20(x_0 - x_1)^3}{(x_4 - x_1)^4} + \\
& (x_0 - x_1)^2 \left(\frac{6}{(x_1 - s)^3} + \frac{6\zeta}{(x_1 - s)^2} + \frac{3\zeta^2}{x_1 - s} + \zeta^3 \right) - \frac{(x_0 - x_1)^2}{x_4 - x_1} \left(\frac{12}{(x_1 - s)^2} + \right. \\
& \left. \frac{12\zeta}{x_1 - s} + 6\zeta^2 \right) + \frac{(x_0 - x_1)^2}{(x_4 - x_1)^2} \left(\frac{18}{x_1 - s} + 18\zeta \right) - \frac{24(x_0 - x_1)^2}{(x_4 - x_1)^3} + (x_0 - x_1) \\
& \left. \left(\frac{4}{(x_1 - s)^2} + \frac{4\zeta}{x_1 - s} + 2\zeta^2 \right) - \frac{x_0 - x_1}{x_4 - x_1} \left(\frac{8}{x_1 - s} + 8\zeta \right) + \frac{12(x_0 - x_1)}{(x_4 - x_1)^2} \right) \Big]. \quad (\text{B.13})
\end{aligned}$$

Bibliografía

- [1] R. S. H. Istepanian and M. Stajanovic, *Underwater acoustic digital signal processing and communications systems*. Boston: Kluwer Academic Publishers, 2002.
- [2] F. Ruiz-Vega, M. C. 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, Sept. 2012.
- [3] D. V. Duong, G. E. Øien, and K. J. Hole, “Adaptive coded modulation with receive antenna diversity and imperfect channel knowledge at receiver and transmitter,” *IEEE Trans. on Vehicular Technology*, vol. 55, no. 2, pp. 458–465, Mar. 2006.
- [4] S. Vishwanath and A. Goldsmith, “Adaptive turbo-coded modulation for flat-fading channels,” *IEEE Trans. on Communications*, vol. 51, no. 6, pp. 964–972, June 2003.
- [5] F. R. Vega, *Eficiencia y Control de Potencia en Canales de Comunicaciones Acústicas Subacuáticas*. Universidad de Málaga: Memoria de Tesis Doctoral, 2012.
- [6] L. M. Brekhovskikh and Y. P. Lysanov, *Fundamentals of Ocean Acoustics*, 3rd ed. New York: Springer-Verlag, 2003.
- [7] M. K. Simon and M.-S. Alouini, *Digital Communication over Fading Channels*, 2nd ed. Hoboken, NJ: John Wiley & Sons, 2005.
- [8] 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.
- [9] 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.

- [10] J. Preisig, "Acoustic propagation considerations for underwater acoustic communications network development," *Proc. ACM SIGMOBILE Mobile Computing and Communications Review*, vol. 11, no. 4, pp. 2–10, Oct. 2007.
- [11] A. B. Baggeroer, "An overview of acoustic communications from 2000 - 2012," in *Proc. IEEE Conf. Underwater Communications: Channel Modelling & Validation, UComms*, Sestri Levante, Italy, Sept. 2012.
- [12] J. Heidemann, M. Stojanovic, and M. Zorzi, "Underwater sensor networks: applications, advances, and challenges," *Philosophical Transactions of the Royal Society (A)*, vol. 370, no. 13, pp. 158–175, Jan. 2012.
- [13] A. C. Singer, J. K. Nelson, and S. S. Kozat, "Signal processing for underwater acoustic communications," *IEEE Comm. Magazine*, vol. 47, no. 1, pp. 90–96, Jan. 2009.
- [14] M. Chitre, S. Shahabudeen, L. Freitag, and M. Stojanovic, "Recent advances in underwater communications & networking," in *Proc. IEEE Oceans Conference*, Quebec, 15-18 Sept. 2008.
- [15] I. Akyildiz, D. Pompili, and T. Melodia, "Underwater acoustic networks: research challenges," *Ad Hoc Networks Journal, Elsevier*, vol. 3, no. 3, pp. 257–279, Mar. 2005.
- [16] A. Baggeroer, "Acoustic telemetry—an overview," *IEEE Journal of Oceanic Engineering*, vol. 9, no. 4, pp. 229–235, Oct. 1984.
- [17] D. B. Kilfoyle and A. B. Baggeroer, "The state of the art in underwater acoustic telemetry," *IEEE Journal of Oceanic Engineering*, vol. 25, no. 1, pp. 4–27, Jan. 2000.
- [18] P. P. J. Beaujean, "A performance study of the high-speed, high-frequency acoustic uplink of the HERMES underwater acoustic modem," in *Proc. IEEE Oceans Europe Conference*, Bremen, May 2009.
- [19] W. B. Yang and T. C. Yang, "High-frequency channel characterization for M-ary frequency-shift-keying underwater acoustic communications," *Journal of the Acoustical Society of America*, vol. 120, no. 5, pp. 2615–2626, Nov. 2006.
- [20] J. F. Paris, "Closed-form expressions for the Ricean shadowed cumulative distribution function," *Electronics Letters*, vol. 46, no. 13, pp. 952–953, June 2010.

- [21] D. Morales-Jiménez, J. F. Paris, and A. Lozano, “Outage probability analysis for MRC in η - μ fading channels with co-channel interference,” *IEEE Communications Letters*, vol. 16, no. 5, pp. 1697–1707, Dec. 2012.
- [22] J. F. Paris, “Outage probability in η - μ/η - μ and κ - μ/η - μ interference-limited scenarios,” *IEEE Trans. on Communications*, vol. 61, no. 1, pp. 335–343, Jan. 2013.
- [23] M. S. Alouini and A. J. Goldsmith, “Capacity of Rayleigh fading channels under different adaptive transmission and diversity-combining techniques,” *IEEE Trans. on Vehicular Technology*, vol. 48, no. 4, pp. 1165–1181, July 1999.
- [24] S. T. Chung and A. J. Goldsmith, “Degrees of freedom in adaptive modulation: A unified view,” *IEEE Trans. on Communications*, vol. 49, no. 9, pp. 1561–1571, Sept. 2001.
- [25] G. E. Øien, H. Holm, and K. J. Hole, “Impact of channel prediction on adaptive coded modulation performance in Rayleigh fading,” *IEEE Trans. on Vehicular Technology*, vol. 53, no. 3, pp. 758–769, May 2004.
- [26] P. J. Bouvet and A. Loussert, “Capacity analysis of underwater acoustic MIMO communications,” in *Proc. IEEE Oceans Conference*, Sydney, NSW, Oct. 2010, pp. 1–8.
- [27] —, “An analysis of MIMO-OFDM for shallow water acoustic communications,” in *Proc. IEEE Oceans Conference*, Santander, 19-22 Sept. 2011.
- [28] B. Li, J. Huang, S. Zhou, K. Ball, M. Stojanovic, L. Freitag, and P. Willett, “MIMO-OFDM for high-rate underwater acoustic communications,” *IEEE Journal of Oceanic Engineering*, vol. 34, no. 4, pp. 634–644, Oct. 2009.
- [29] G. Palou and M. Stojanovic, “Underwater acoustic MIMO OFDM: an experimental analysis,” in *Proc. IEEE Oceans Conference*, Biloxi, Mississippi, 26-29 Oct. 2009.
- [30] A. G. Zajic and G. F. Edelmann, “Feasibility study of underwater acoustic communications between buried and bottom-mounted sensor network nodes,” *IEEE Journal of Oceanic Engineering*, vol. 38, no. 1, pp. 109–116, Jan. 2013.
- [31] 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.

- [32] F. Ruiz-Vega, M. C. Clemente, J. F. Paris, and P. Otero, “Low consumption communications over shallow water acoustic channels,” *Wireless Personal Communications*, vol. 69, no. 4, pp. 1131–1142, Apr. 2013.
- [33] M. C. Clemente and J. F. Paris, “Closed-form statistics for the sum of squared Ricean shadowed variates and its application,” *Electronics Letters, under revision*, 2013.
- [34] R. J. Urick, *Principles of Underwater Sound*, 3rd ed. Peninsula Publishing, 1983.
- [35] R. H. Randall, *An Introduction to Acoustics*. Mineola, NY: Dover, 2005.
- [36] W. S. Burdick, *Underwater Acoustic System Analysis*. Peninsula Publishing, 2002.
- [37] W. H. 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.
- [38] F. Jensen, W. Kuperman, M. Porter, and H. Schmidt, *Computational Ocean Acoustics*. New York, US: Springer Verlag, 1994.
- [39] R. J. Urick, *Ambient noise in the sea*. Peninsula Publishing, 1986.
- [40] J. G. Proakis, *Digital Communications*, 2nd ed. New York: McGraw-Hill, 1989.
- [41] R. F. W. Coates, *Underwater acoustics systems*. John Wiley & Sons, 1989.
- [42] C. Bjerrum-Niese and R. Ltzen, “Stochastic simulation of acoustic communication in turbulent shallow water,” *IEEE Journal of Oceanic Engineering*, vol. 25, no. 4, pp. 523–532, Oct. 2000.
- [43] A. G. Zajic, “Statistical space-time-frequency characterization of MIMO shallow water acoustic channels,” in *Proc. IEEE Oceans Conference*, vol. 1, June 2009, pp. 1–6.
- [44] G. L. Stüber, *Principles of Mobile Communication*, 2nd ed. Kluwer Academic Publishers, 2001.
- [45] D. Greenwood and L. Hanzo, *Mobile Radio Communications*, 2nd ed. John Wiley & Sons, 1999.
- [46] R. Prasad, *Universal Wireless Personal Communications*. Boston-London: Artech House Publishers, 1998.

- [47] A. Radošević, J. Proakis, and M. Stojanović, “Statistical characterization and capacity of shallow water acoustic channels,” in *Proc. IEEE Oceans Europe Conference*, Bremen, Germany, May 2009.
- [48] M. Chitre, “A high-frequency warm shallow water acoustic communications channel model and measurements,” *Journal of the Acoustical Society of America*, vol. 122, no. 5, pp. 2580–2586, Nov. 2007.
- [49] 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.
- [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. on Wireless Communications*, vol. 2, no. 3, pp. 519–528, May 2003.
- [51] M. Abramowitz and I. A. Stegun, *Handbook of Mathematical Functions*, 9th ed. New York: Dover, 1970.
- [52] T. J. Mousley and E. Vilar, “Experimental and theoretical statistics of microwave amplitude scintillations on satellite down-links,” *IEEE Trans. Antennas Propagation*, vol. 30, no. 6, pp. 1099–1106, Nov. 1982.
- [53] J. Wolfowitz, *Coding Theorems of Information Theory*. Nueva York: Springer-Verlag, 1964.
- [54] C. E. Shannon, “A mathematical theory of communication,” *The Bell System Technical Journal*, vol. 27, pp. 379–423, July 1948.
- [55] —, “A mathematical theory of communication,” *The Bell System Technical Journal*, vol. 27, pp. 623–656, Oct. 1948.
- [56] G. Ungerboeck, “Channel coding with multi-level/phase signals,” *IEEE Trans. on Information Theory*, vol. IT-28, no. 1, pp. 55–67, Jan. 1982.
- [57] C. Berrou, A. Glavieux, and P. Thitimajshima, “Near Shannon limit error-correcting coding and decoding : Turbo codes,” in *Proc. IEEE Int. Conf. Communications ICC '93*, Geneva, Switzerland, May 1993, pp. 1064–1070.
- [58] C. Berrou and A. Glavieux, “Near optimum error correcting coding and decoding: Turbo-codes,” *IEEE Trans. on Communications*, vol. 44, no. 10, pp. 1261–1271, Oct. 1996.

- [59] J. F. Hayes., “Adaptive feedback communications,” *IEEE Trans. on Communication Technology*, vol. 16, no. 1, pp. 29–32, Feb. 1968.
- [60] J. K. Cavers, “Variable-rate transmission for Rayleigh fading channels,” *IEEE Transactions on Communications*, vol. 20, no. 1, pp. 15–22, Feb. 1972.
- [61] R. Steele and W. T. Webb, “Variable rate QAM for data transmission over mobile radio channels,” in *Proc. WIRELESS '91*, Calgary, Alberta, Canada, June 1991, pp. 1–14.
- [62] W. T. Webb and R. Steele, “Variable rate QAM for mobile radio,” *IEEE Trans. on Communications*, vol. 43, no. 7, pp. 2223–2230, July 1995.
- [63] A. J. Goldsmith and P. P. Varaiya, “Capacity of fading channels with channel side information,” *IEEE Trans. on Information Theory*, vol. 53, no. 8, pp. 1986–1992, Nov. 1997.
- [64] M. S. Alouini and A. J. Goldsmith, “Adaptive modulation over Nakagami fading channels,” *Wireless Personal Communications*, vol. 13, no. 1-2, pp. 119–143, May 2000.
- [65] S. G. Chua and A. J. Goldsmith, “Adaptive coded modulation for fading channels,” in *Proc. IEEE Int. Conf. Communications ICC '97*, Montreal, Canada, June 1997, pp. 1488–1492.
- [66] S. L. Goff, A. Glavieux, and C. Berrou, “Turbo-codes and high spectral efficiency modulation,” in *Proc. IEEE Int. Conf. Communications ICC '94*, May 1994, pp. 645–649.
- [67] P. Robertson and T. Wörz, “Bandwidth-efficient turbo trellis-coded modulation using punctured component codes,” *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 16, no. 2, pp. 206–218, Feb. 2008.
- [68] S. Benedetto, D. Divsala, G. Montorsi, and F. Pollara, “Parallel concatenated trellis coded modulation,” in *Proc. IEEE Int. Conf. Communications ICC '96*, Dallas, TX, June 1996, pp. 974–978.
- [69] K. J. Hole, H. Holm, and G. E. Øien, “Adaptive multi-dimensional coded modulation over flat fading channels,” *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 18, no. 7, pp. 1153–1158, July 2000.
- [70] G. E. Øien, H. Holm, and K. J. Hole, “Impact of channel prediction on adaptive coded modulation performance in Rayleigh fading,” *IEEE Trans. on Vehicular Technology*, vol. 53, no. 3, pp. 758–769, May 2004.

- [71] S. Zhou and G. B. Giannakis, "Adaptive modulation for multiantenna transmissions with channel mean feedback," *IEEE Trans. on Wireless Communications*, vol. 3, no. 5, pp. 1626–1636, Sept. 2004.
- [72] B. Holter and G. E. Øien, "Impact of spatial correlation on adaptive coded modulation performance in Rayleigh fading," in *Proc. VI Int. Telecommunication Symposium (ITS'2006)*, Fortaleza-Ce, Brazil, Sept. 2006.
- [73] A. J. Goldsmith and S. Chua, "Adaptive coded modulation for fading channels," *IEEE Trans. on Communications*, vol. 46, no. 5, pp. 595–602, May 1998.
- [74] M. S. Alouini, X. Tang, and A. J. Goldsmith, "An adaptive modulation scheme for simultaneous voice and data transmission over fading channels," *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 17, no. 5, pp. 837–850, May 1999.
- [75] A. J. Goldsmith, *Wireless Communications*. Cambridge, UK: Cambridge University Press, 2005.
- [76] W. C. Jakes, *Microwave Mobile Communication*, 2nd ed. Piscataway, NJ: IEEE Press, 1994.
- [77] T. S. Rappaport, *Wireless Communications. Principles and Practice*. Englewood Cliffs, NJ: Prentice Hall, 1996.
- [78] J. M. H. Rábanos, *Comunicaciones Móviles*. Madrid: Ed. Ramón Areces, 1997.
- [79] H. Bischl, H. Brandt, T. de Cola, R. de Gaudenzi, E. Eberlein, N. Girault, E. Alberty, S. Lipp, R. Rinaldo, B. Rislow, J. A. Skard, J. Tusch, and G. Ulbricht, "Adaptive coding and modulation for satellite broadband networks: theory and practice," *Int. Journal of Satellite Communications and Networking*, vol. 28, no. 10, pp. 59–111, July 2010.
- [80] J. K. Cavers, "An analysis of pilot symbol assisted modulation for Rayleigh fading channels," *IEEE Trans. on Vehicular Technology*, vol. 40, no. 4, pp. 686–693, Nov. 1991.
- [81] I. S. Gradshteyn and I. M. Ryzhik, *Table of sum, integrals and products*, 6th ed. Academic Press, 2000.
- [82] A. V. Oppenheim, A. S. Willsky, and S. H. Nawab, *Señales y Sistemas*, 2nd ed. México: Prentice Hall, 1998.
- [83] A. Elderlyi, *Table of integral transforms*. McGraw-Hill, 1954, vol. 1.

- [84] Y. A. Brychkov, *Special Functions*. CRC Press, 2008.
- [85] A. J. Goldsmith and S. Chua, “Variable-rate variable-power M-QAM for fading channels,” *IEEE Trans. on Communications*, vol. 45, no. 10, pp. 1218–1230, Oct. 1997.
- [86] I. M. Kim, “Exact BER analysis of OSTBCs in spatially correlated MIMO channels,” *IEEE Trans. on Communications*, vol. 54, no. 8, pp. 1365–1373, Aug. 2006.
- [87] C. C. Wang, “On the performance of turbo codes,” in *Proc. IEEE Military Communications Conf. MILCOM '98*, 1998, pp. 987–992.
- [88] A. S. Barbulescu, W. Farrel, P. Gray, and M. Rice, “Bandwidth efficient turbo coding for high speed mobile satellite communications,” in *Proc. IEEE Int. Symp. Turbo Codes and Related Topics*, Brest, France, Sept. 1997, pp. 119–126.