

**Universidad De Málaga**

**Escuela Técnica Superior de Ingeniería de Telecomunicación**



**Tesis Doctoral**

**MODULACIÓN MULTIPORTADORA ADAPTATIVA  
PARA CANALES SELECTIVOS EN FRECUENCIA  
CON DESVANECIMIENTOS**

Autora

**M<sup>a</sup> Carmen Aguayo Torres**  
Ingeniera de Telecomunicación

Director

**José Tomás Entrambasaguas Muñoz**  
Doctor Ingeniero de Telecomunicación

**Año 2001**

**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 multiportadora adaptativa para canales selectivos en frecuencia con desvanecimientos”**, presentada por Dña. M<sup>a</sup> Carmen Aguayo Torres y dirigida por Dr. D. J. Tomás Entrambasaguas Muñoz,

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 madre, sin la que jamás lo  
hubiera soñado.  
A Manolo, sin el que nunca lo habría  
conseguido.*

## AGRADECIMIENTOS

Si, verdaderamente, tuviera que describir aquí la colaboración en esta tesis de todas las personas que han participado en ella, temo que los agradecimientos me saldrían más largos que la tesis en sí misma.

En primer lugar, sólo agradecerle a Tomás Entrambasaguas su ayuda en esta tesis me parecería casi ridículo: sin él, simplemente, no existiría. Si en ella hay menos horas tuyas que mías, no seré yo quién diga que menos esfuerzo, energía, ideas o conocimientos. Mientras trabajábamos juntos, Tomás se ha ido convirtiendo de mi director de tesis en compañero de fatigas y amigo en el que me apoyo en los momentos duros.

Fernando Ruiz ha facilitado enormemente mi trabajo. Siempre que lo he necesitado, he tenido a mi disposición sus herramientas de simulación de canal móvil, ha desarrollado otras nuevas para mí y, sobre todo, me ha regalado sus conocimientos y su tiempo, demasiadas veces a costa de su propio trabajo.

Dos proyectandos fin de carrera han colaborado directamente en esta tesis. En primer lugar, Ana Cabello ha programado la librería de tratamiento de la señal sobre la que se han desarrollado las simulaciones en C. Y Juan Ramiro me ayudó en la lucha de conseguir que el SPW funcionara correctamente, a la vez que trabajábamos juntos en algunos aspectos que en esta tesis se tratan.

Otras personas han participado en esta tesis casi sin saberlo. Sin Javier Poncela, hacer que mis programas en C hicieran lo que yo quería hubiera sido mucho más complicado, aparte de la infinita paciencia de que hace gala en nuestro pequeño despacho. Paco López y Pilar Martín han estado siempre prestos a poner a punto los equipos con los que he trabajado. Carmen Clemente y Bruce McMillan me han ayudado a expresar mejor lo que yo quería decir, eso sí, cada uno en su lengua materna. Enrique Márquez me ha sacado de apuros constantemente a lo largo de estos años. José Antonio Cortés, siempre solícito, me ha echado una mano cada vez que lo he necesitado.

Con Eduardo Martos, Luis Díez y Jesús López (del grupo de ADSL), Juana Baños, Isabel Barbancho, José Paris y Francis Cañete he tenido sabrosas discusiones de las que he aprendido mucho y que me han hecho ver mi trabajo desde otros puntos de vista.

La presente tesis doctoral ha sido parcialmente financiada por los proyectos 1FD97-0650 y TIC98-1024, de la Comisión Interministerial de Ciencia y Tecnología, y por el Programa de Ayudas para Proyectos de Investigación Competitivos de la Universidad de Málaga.

Desearía también agradecer su ayuda a los compañeros del Departamento de Ingeniería de Comunicaciones, especialmente a Carlos Camacho y a Teresa Martín, cuyo trabajo además facilita el de todos.

Finalmente, quisiera agradecer a mi familia, a los amigos de todos los colores y muy especialmente a Manolo su apoyo incansable, sin el que estoy segura de haber desfallecido por el camino.

**MODULACIÓN  
MULTIPORTADORA ADAPTATIVA  
PARA CANALES SELECTIVOS EN  
FRECUENCIA CON DESVANECIMIENTOS**

<b>RESUMEN</b> .....	<b>V</b>
<b>ABSTRACT</b> .....	<b>VII</b>
<b>ACRÓNIMOS</b> .....	<b>IX</b>
<b>TABLA DE SÍMBOLOS</b> .....	<b>XI</b>
<b>1. INTRODUCCIÓN</b> .....	<b>1</b>
1.1 Presentación.....	3
1.2 Técnicas para luchar contra la selectividad temporal. Modulación adaptativa .....	7
1.3 Técnicas para luchar contra la selectividad en frecuencia. OFDM.....	9
1.4 Objetivos y organización de la tesis .....	11
1.4.1 Objetivos de la tesis .....	11
1.4.2 Organización de la tesis .....	12
<b>2. MODULACIÓN QAM ADAPTATIVA (AQAM) PARA CANALES PLANOS CON DESVANECIMIENTOS</b> .....	<b>15</b>
2.1 Introducción.....	17
2.1.1 Presentación .....	17
2.1.2 Antecedentes .....	18
2.1.3 Estado actual .....	21
2.1.4 Objetivos y descripción del capítulo.....	22
2.2 Modelo del canal plano con desvanecimientos .....	25
2.2.1 Bosquejo de las características de la propagación .....	25
2.2.2 Función de densidad de probabilidad del canal paso bajo equivalente.....	26
2.2.3 Variaciones temporales .....	27
2.3 Modulación M-QAM fija sobre canal plano con desvanecimientos .....	30
2.3.1 Valores instantáneos y medios .....	30
2.3.2 Tasa de error media $BER(m,\Gamma)$ .....	31
2.4 Límite de Shannon para canales planos con desvanecimientos .....	34
2.5 Modelo del sistema de modulación adaptativa QAM .....	37
2.6 Análisis del sistema con estimación perfecta del canal.....	40
2.6.1 Algoritmo de adaptación de la modulación .....	40
2.6.2 Eficiencia espectral y tasa media de error.....	42
2.6.3 Canal de retorno .....	52
2.7 Efecto del error y el retraso en la estimación del canal.....	58
2.7.1 Adaptación ruidosa de la modulación.....	58
2.7.2 Igualación ruidosa del canal.....	62
2.7.3 Estimación diezmada del canal .....	65
2.7.4 Modulación asistida por símbolos piloto .....	67
2.8 Conclusiones .....	73

<b>3. MULTIPLEXACIÓN POR DIVISIÓN ORTOGONAL EN FRECUENCIA (OFDM) PARA CANALES VARIABLES .....</b>	<b>75</b>
3.1 Introducción .....	77
3.1.1 Presentación .....	77
3.1.2 Antecedentes .....	77
3.1.3 Estado actual .....	79
3.1.4 Objetivos y descripción del capítulo .....	80
3.2 Modelo de canal selectivo en frecuencia con desvanecimientos .....	82
3.2.1 Respuesta al impulso del canal selectivo en frecuencia con desvanecimientos .....	82
3.2.2 Respuesta en frecuencia del canal selectivo en frecuencia con desvanecimientos .....	84
3.3 Fundamentos de OFDM .....	86
3.4 OFDM para canales variables en el tiempo .....	89
3.4.1 Análisis de la interferencia entre portadoras .....	90
3.4.2 Relación señal a ruido e interferencia .....	92
3.4.3 Validación del modelo de ICI .....	94
3.5 Conclusiones .....	97
Anexo 3.A. Cálculo de la relación señal a interferencia .....	98
<b>4. MODULACIÓN OFDM ADAPTATIVA (AOFDM) PARA CANALES SELECTIVOS EN FRECUENCIA CON DESVANECIMIENTOS .....</b>	<b>101</b>
4.1 Introducción .....	103
4.1.1 Presentación .....	103
4.1.2 Antecedentes .....	105
4.1.3 Estado actual .....	109
4.1.4 Objetivos y descripción del capítulo .....	111
4.2 Límite de Shannon para canales selectivos en frecuencia con desvanecimientos .....	113
4.3 Modelo del sistema OFDM adaptativo .....	115
4.4 Análisis del sistema con estimación perfecta del canal .....	118
4.4.1 Análisis de la eficiencia de AOFDM para canal plano .....	119
4.4.2 Análisis de la eficiencia de AOFDM para canal selectivo en frecuencia .....	123
4.4.3 Valor óptimo del período de símbolo y máxima eficiencia .....	125
4.4.4 Canal de retorno .....	130
4.5 Efecto del error y el retraso en la estimación del canal .....	133
4.5.1 Simulación de un sistema con estimación exacta .....	133
4.5.2 Adaptación ruidosa de la modulación .....	134
4.5.3 Igualación ruidosa del canal .....	136
4.5.4 Estimación diezmada del canal .....	137
4.5.5 Modulación asistida por símbolos piloto .....	137

4.6 Conclusiones .....	140
Anexo 4.A. Cálculo de la derivada de $\eta_{\text{OFDM}}$ respecto a T para canal de Rayleigh.....	141
<b>5. CONCLUSIONES Y LÍNEAS FUTURAS DE INVESTIGACIÓN.....</b>	<b>143</b>
5.1 Conclusiones generales .....	145
5.2 Líneas futuras de investigación .....	147
<b>ANEXO. SIMULACIÓN DEL CANAL MÓVIL.....</b>	<b>151</b>
Anexo.1. Simulación del canal plano con desvanecimientos .....	153
Anexo.2. Simulación del canal selectivo en frecuencia con desvanecimientos .....	157
<b>REFERENCIAS.....</b>	<b>159</b>





## RESUMEN

La comunicación de datos a alta velocidad sin hilos requiere técnicas de transmisión eficientes y espectralmente robustas ya que los canales radio son generalmente selectivos en frecuencia y con desvanecimientos en el tiempo. La mayoría de las técnicas de modulación empleadas actualmente para estos canales se diseñan para mantener una cierta calidad de la comunicación durante los desvanecimientos, resultando en una pobre utilización de su capacidad durante un buen porcentaje del tiempo.

Para un canal variable en el tiempo, es posible ir modificando la técnica de transmisión siguiendo las características del canal. Estos métodos, denominados *modulación adaptativa*, consisten, básicamente, en cambiar continuamente algún parámetro de la señal transmitida (potencia, período de símbolo, forma y tamaño de la constelación... o cualquier combinación de ellos) en función de las condiciones instantáneas del canal, para explotar al máximo su capacidad variable en el tiempo. Para ello se requiere poner de acuerdo a transmisor y receptor, siendo la forma habitual estimar el canal en recepción, decidir los parámetros de transmisión y enviárselos al transmisor.

Para canales variables de respuesta plana (no selectivos en frecuencia), se puede modificar la constelación transmitida manteniendo constante la potencia, de manera que se emplean constelaciones robustas en los desvanecimientos (que aseguren una calidad mínima) y constelaciones más densas en condiciones favorables. Esta técnica, de nivel de modulación adaptativo y velocidad binaria variable, proporciona mayor eficiencia espectral media que los esquemas de modulación fija sin sacrificar por ello tasa de error.

Por otra parte, una técnica apropiada para enfrentarse a la selectividad en frecuencia del canal es la modulación multiportadora o multiplexación por división ortogonal en frecuencia (OFDM, *Orthogonal Frequency Division Multiplexing*). OFDM divide el ancho de banda del canal en sub-bandas que puedan considerarse planas y transmite simultáneamente por ellas. Una ventaja adicional de esta técnica es que la constelación utilizada en cada sub-portadora puede ser diferente, ajustada a su relación señal a ruido.

De igual forma que en sistemas monoportadora, las técnicas de modulación adaptativa pueden emplearse sobre OFDM para ajustar el tamaño de la constelación de cada portadora a las condiciones instantáneas del canal. La eficiencia de OFDM para amoldar la señal transmitida a la forma del canal se une a la habilidad de la modulación adaptativa para seguir sus variaciones.

En esta tesis se exploran las posibilidades del empleo de la *modulación multiportadora adaptativa* (OFDM adaptativa, AOFDM, *Adaptive OFDM*) para canales selectivos en frecuencia con desvanecimientos. Se analiza su eficiencia en función de los parámetros del sistema y la mejora que puede obtenerse respecto a esquemas de modulación fijos. En este análisis se incluyen diversos efectos que pueden limitar al sistema como la sobrecarga debida a la información que es necesario realimentar al transmisor y las degradaciones producidas por la estimación inexacta del canal y por la pérdida de ortogonalidad entre portadoras debido al ensanchamiento Doppler.

Se ha comenzado revisando el esquema de modulación monoportadora adaptativa y estudiando su viabilidad en el sentido de que la sobrecarga debida a la información de retorno hacia el transmisor no degrade la ganancia obtenida por la modulación adaptativa.

Se ha calculado la velocidad del canal de retorno, que depende del conjunto de constelaciones utilizado, del tipo de canal y de su tiempo de coherencia. Posteriormente, estos resultados se han extendido al caso de modulación multiportadora adaptativa.

Una desventaja del empleo de OFDM es que los canales variables con el tiempo destruyen la ortogonalidad entre las portadoras. Para una cierta frecuencia Doppler, la consecuente interferencia entre portadoras crece con el período de símbolo. La modulación OFDM adaptativa también se verá afectada por la interferencia entre portadoras dado que la variabilidad en el tiempo es inherente a ella. En esta tesis se ha calculado la pérdida de eficiencia debida a esta interferencia.

Por otra parte, en OFDM se añade a cada símbolo un prefijo cíclico más largo que la máxima duración de la respuesta al impulso del canal, que permite eliminar la interferencia entre símbolos y reduce la eficiencia.

Para una frecuencia Doppler y una duración de la respuesta al impulso del canal dadas, el período de símbolo multitono determina el valor de la eficiencia. Períodos largos reducen la pérdida debido al prefijo cíclico, pero aumentan la debida al ensanchamiento Doppler. En esta tesis se encuentra el período de símbolo óptimo que balancea las pérdidas debidas a ambos efectos y hace máxima la eficiencia, y se muestra que es una función del producto de la frecuencia Doppler por la duración máxima de la respuesta al impulso del canal.

El empleo de modulación adaptativa requiere una estimación de la calidad del canal que permita decidir la constelación más adecuada a sus condiciones. En general, esta estimación no será exacta ni instantánea, lo que producirá una degradación en el comportamiento del sistema. En esta tesis, se cuantifica esta pérdida en función de la potencia del error y la frecuencia de la estimación, y se muestra cómo las relaciones señal a ruido más altas y las probabilidades de error objetivo más estrictas sufren más sus efectos.

El esquema OFDM adaptativo presentado en esta tesis tiene un excelente comportamiento en canales selectivos en frecuencia con desvanecimientos mientras mantiene la cantidad de información de retorno en valores aceptables. De hecho, con la estimación de canal más sencilla posible, la tasa media de error que obtiene la modulación multiportadora adaptativa es similar a la que sufriría QAM con una constelación fija de eficiencia parecida cuando su detección se hiciera con una estimación perfecta del canal.

## ABSTRACT

High speed wireless data communication requires bandwidth efficient and spectrally robust transmission techniques, as radio channels are usually frequency-selective and time-selective. Most modern modulation techniques used for these channels are designed to keep a certain quality during fadings, resulting in poor utilization of the channel capacity for a great percentage of the time.

For a time variant channel, the transmission technique can be modified to track channel characteristics. The basic idea of these techniques, known as *adaptive modulation*, involves continuously modifying certain parameters of the transmitted signal. Power level, symbol transmission rate, constellation size, coding rate or any combination of these parameters are selected depending on the instantaneous channel conditions with the aim of making maximum use of the time-variant channel capacity. This scheme requires continuously estimating the channel at the receiver and feeding back this information to the transmitter.

For flat-fading channels (i.e., frequency non-selective) transmitted constellation can be modified while power is kept constant. When the receiver is not in a fade, the number of constellation points is increased and as the receiver enters a fade, it is decreased to a value which guarantees a minimum quality. This technique, with adaptive modulation level and variable bit rate, provides much higher average spectral efficiency than fixed modulation, with no detriment to bit error rate.

A suitable technique to cope with frequency selectivity is Multicarrier Modulation or Orthogonal Frequency Division Multiplexing. OFDM divides up the whole bandwidth in sub-bands which can be regarded as flat and transmits simultaneously over them. An additional advantage of OFDM is that the signal constellation used for different carriers can be independently selected in accordance with the channel characteristics at the corresponding frequencies.

In the same way as in single carrier systems, adaptive modulation can be employed over OFDM to adjust each subcarrier constellation size to the instantaneous channel conditions. Thus, the OFDM efficiency to mould the transmitted signal to the channel shape is joined up to the adaptive modulation ability to track its variations. The resulting technique has been named as *adaptive OFDM* (AOFDM).

In this thesis, the possibilities of using adaptive OFDM over frequency-selective fading channels is explored. Its efficiency and the improvement over fixed modulation techniques are analyzed as a function of the system parameters. Some impairments are included in this analysis, such as: overload due to feedback channel to the transmitter; and degradations due to both the inaccurate channel estimation and the loss of orthogonality between subcarriers as a result of Doppler spread.

As a first step, the adaptive level modulation scheme for single carrier transmission is revised. Its feasibility in the sense that the overload due to the feedback information does not degrade the gain obtained by modulation adaptation is studied. The return information rate which is necessary to feed back to the transmitter has been calculated, as a function of the set of constellations used, the kind of channel and its coherence time. Later, these results have been extended to the adaptive OFDM scheme.

A drawback of OFDM is that time variant channels destroy the orthogonality between subcarriers. For a given Doppler frequency, the consequent intercarrier interference becomes greater as symbol period grows. Adaptive OFDM will also be affected by intercarrier interference, as time variability is inherent to it. In this thesis, the efficiency loss due to interference has been calculated.

Usually, in OFDM a cyclic prefix longer than the maximum impulse response length is inserted between successive symbols to avoid intersymbol interference. The shorter the OFDM symbol period is, the worse the reduction of efficiency due to this redundant information.

For given Doppler frequency and channel impulse response length, AOFDM efficiency is determined by symbol period. A long period reduces the loss due to cyclic prefix, but increases the reduction due to Doppler spread. In this thesis, the optimum symbol period is found. This value balances losses due to both effects and makes efficiency maximum and is shown to be a function of the product of the Doppler frequency and the maximum impulse response length.

Adaptive techniques require channel estimation to select the suitable constellation size depending on the prevailing channel conditions. In general, estimation error and delay will generally degrade system performance. This loss will be quantified as a function of error power and estimation frequency. It will be shown that the higher the signal to noise ratio is and the stricter the target bit error rate is, the more the system will suffer their effects.

The adaptive OFDM scheme presented in this thesis has an excellent performance over frequency selective fading channels while the return information rate is kept in acceptable values. In fact, with the simplest channel estimation method, the AOFDM average bit error rate is similar to that of the efficiency equivalent QAM fixed modulation system coherently detected with perfect channel estimation.

## ACRÓNIMOS

AWGN	Additive White Gaussian Noise
ADSL	Asymmetrical Digital Subscriber Line
AOFDM	Adaptive OFDM
AQAM	Adaptive QAM
BER	Bit Error Rate
BPSK	Binary Phase Shift Keying
CDMA	Code Division Multiple Access
CNR	Carrier to Noise Ratio
DAB	Digital Audio Broadcasting
DCA	Dynamic Channel Assignment
DECT	Digital Evolved Cordless Telecommunications
DFE	Decision Feedback Equalizer
DFT	Discrete Fourier Transform
DMT	Digital MultiTone
DPSK	Differential Phase Shift Keying
DSL	Digital Subscriber Line
DSP	Digital Signal Processor
DVB	Digital Video Broadcasting
EDGE	Evolved GSM
FDD	Frequency Division Duplex
FDMA	Frequency Division Multiple Access
FSK	Frequency Shift Keying
GPRS	General Packet Radio Service
GSM	Global System for Mobile communications
HSCSD	High Speed Circuit Switched Data
HT	Hilly Terrain
ICI	InterCarrier Interference
IDFT	Inverse DFT
ISI	InterSymbol Interference
LCR	Level Crossing Rate
LOS	Line Of Sight
MBS	Mobile Broadband Systems
MCM	MultiCarrier Modulation
MMSE	Minimum Mean Square Error
NLOS	No Line Of Sight
OFDM	Orthogonal Frequency Division Multiplexing

OFDMA	Orthogonal Frequency Division Multiple Access
PSAM	Pilot Symbol Assisted Modulation
PSK	Phase Shift Keying
QAM	Quadrature Amplitude Modulation
QPSK	Quadrature Phase Shift Keying
RA	Rural Area
SER	Symbol Error Rate
SFN	Single Frequency Network
SIR	Signal to Interference Ratio
SNIR	Signal to Noise and Interference Ratio
SNR	Signal to Noise Ratio
SS	Spread Spectrum
TCM	Trellis Coded Modulation
TDD	Time Division Duplex
TDMA	Time Division Multiple Access
TU	Typical Urban
UMTS	Universal Mobile Telecommunication System
US	Uncorrelated Scattering
VDSL	Very high Digital Subscriber Line
WLAN	Wireless Local Area Network
WSS	Wide Sense Stationary
WSSUS	Wide Sense Stationary Uncorrelated Scattering
ZF	Zero Forcing

## TABLA DE SÍMBOLOS

$\Delta$	Relación señal a interferencia
$\gamma$	Relación señal ruido instantánea
$\gamma_u$	Umbral de selección para la constelación $u$
$\Gamma$	Relación señal ruido media
$\Gamma_h$	Relación “señal-error” de la estimación de canal
$\lambda$	Longitud de onda
$\Lambda$	Relación señal a ruido más interferencia
$\eta$	Eficiencia espectral
$\mu$	Velocidad de información en el canal de retorno
$\zeta_h(t)$	Perfil de potencia del canal multicamino
$\tau_l$	Retardo del rayo $l$ -ésimo en un canal multicamino
$\tau_{\max}$	Duración máxima de la respuesta al impulso
$\nu$	Frecuencia
$a_{m,s}, a_{k,s}$	Símbolo enviado por la portadora $k$ ó $m$ en el instante $s$
$a_o$	Probabilidad de pérdida de transmisión ( <i>outage</i> )
$a_u$	Probabilidad de que la relación señal ruido instantánea esté en la región de modulación $u$
$a_o(\Delta t)$	Autocorrelación para un canal plano
$A_o(\nu)$	Espectro de potencia de un canal plano
$\mathbf{b}[n]$	Señal vectorial binaria a la entrada del transmisor
$ber$	Tasa de error binaria instantánea
$BER$	Tasa de error binaria media
$B$	Ancho de banda
$c$	Capacidad instantánea
$C$	Capacidad media del canal
$f_D$	Frecuencia Doppler máxima
$f_{DT}$	Frecuencia Doppler normalizada al periodo de símbolo
$f_p$	Frecuencia de la portadora
$f_s$	Frecuencia de muestreo
$f$	Frecuencia
$h(t, \tau)$	Respuesta al impulso del canal multicamino (equivalente paso bajo)
$h[n, i]$	Respuesta al impulso del canal multicamino (equivalente paso bajo discreto)
$h_f(t) \quad h_c(t)$	Componentes en fase y cuadratura de $h(t)$
$\tilde{h}[n]$	Estimación diezmada del canal



$H(t,f)$	Respuesta en frecuencia del canal multicamino (equivalente paso bajo)
$H_m$ $H_{m,m}$	Respuesta del subcanal m OFDM
$H_{k,m}$	Interferencia en la portadora m debido a la portadora k
$I_o(.)$	Función modificada de Bessel de orden 0
$J_o(.)$	Función de Bessel de 1ª especie y orden 0
$K$	Parámetro de la distribución de Rice
$\log_2(M)$	Número de bits de la constelación
$M$	Número de muestras de la extensión cíclica
$M_u$	Número de símbolos de la constelación u
$n_h[n]$	Error instantáneo de estimación del canal
$n_w[n]$	Equivalente paso-bajo discreto del ruido blanco gaussiano a la entrada del receptor
$N$	Número de portadoras OFDM
$N_m$	Contribución del ruido blanco gaussiano en el subcanal m
$N_o$	Densidad espectral de potencia de ruido gaussiano a la entrada del receptor
$N_u$	Número de cruces por segundo por el umbral $\gamma_u$
$P_o$	Tasa binaria de error objetivo ( <i>Target BER</i> )
$Q$	Intevalo entre símbolos piloto
$r(t)$	Envolvente de $h(t)$
$r_s$	Envolvente de la respuesta para el rayo directo
$R_{h_1}[n]$	Autocorrelación del rayo $h_1$ muestreado a $T_s$
$R[n]$	Velocidad binaria de información a transmitir
$\bar{S}$	Potencia media de la señal transmitida
$T$	Intevalo de símbolo
$T_g$	Duración de la extensión cíclica OFDM
$T_s$	Intervalo de muestreo
$T_t$	Duración total del símbolo OFDM con extensión cíclica
$U$	Número de constelaciones disponibles
$u$	Índice de la región de modulación ( $\gamma_u < \gamma < \gamma_{u+1}$ ) y de la constelación empleada en ella
$v$	Velocidad relativa entre transmisor y receptor
$W$	Ancho de banda
$x[n]$	Señal transmitida
$y[n]$	Señal recibida

# **CAPÍTULO 1**

## **INTRODUCCIÓN**

## 1.1 PRESENTACIÓN

Durante aproximadamente los últimos diez años, las comunicaciones sin hilos, que antes estaban reducidas a un número muy limitado de usuarios, se han popularizado. En 1993 había apenas 230.000 usuarios de telefonía móvil (analógica) en España [Feher, 1995] y en 1997 se preveía que hacia el año 2010 el número de teléfonos móviles superara al de fijos [Shafi, 1997]. El crecimiento ha sido mucho mayor que el esperado, y en abril de 2000 el número de usuarios de telefonía móvil alcanzó en España los 18 millones, es decir, uno de cada dos españoles tenía un celular, y superó el número de líneas fijas en los domicilios particulares [Díaz Varela, 2000]. Las previsiones son ahora que para el año 2010 el 90% de la población tendrá móvil.

Los doscientos millones de usuarios de teléfonos celulares en el mundo desean añadir a los beneficios de movilidad que la telefonía sin hilos ofrece, al menos las mismas garantías de calidad y velocidad de transmisión de la red telefónica conmutada. La posibilidad de tener un teléfono que esté siempre con ellos y la generalización del uso de Internet han estimulado el deseo de poder acceder a “la red” a una velocidad de transmisión aceptable desde cualquier lugar y en cualquier instante con un PC portátil y un teléfono móvil [Dahlman, 1998a]. La diferente naturaleza de la información que se desea comunicar (voz e imágenes en tiempo real, datos...) hace necesario un sistema flexible que permita transmitir según las diferentes aplicaciones, tanto en velocidad binaria (bits por segundo) como en calidad –generalmente medida como la tasa binaria de error (BER, *Bit Error Rate*) en la recepción<sup>1</sup>. La mayor parte de estos servicios están orientados hacia una comunicación por paquetes y, por tanto, es esencial optimizar las técnicas para atender una velocidad binaria variable que permita utilizar la naturaleza de este tipo de comunicaciones de una manera eficaz para emplear al máximo los recursos.

Los sistemas actuales han intentado evolucionar con el fin adaptarse a estas nuevas solicitudes. Los iniciales esquemas analógicos de 1ª generación han sido prácticamente sustituidos por sistemas digitales, aunque mantienen algunas de sus funciones (telefonía rural). GSM (*Global System for Mobile Communications*), el sistema de 2ª generación implantado en Europa, está sufriendo problemas debido a que el número elevado de usuarios incrementa las interferencias, da lugar la congestión de las centrales... además de que la posibilidad de transmisión de datos está muy limitada y la insatisfacción de los clientes aumenta. Por un lado, nuevos sistemas más flexibles como DECT (*Digital Evolved Cordless Telecommunications*) están viniendo a sustituir a GSM en entornos privados. Por otro lado, GSM intenta evolucionar hacia sistemas que permitan la transmisión de datos a alta velocidad, como HSCSD (*High Speed Circuit Switched Data*), el cual permite asignar hasta cuatro ranuras temporales para el mismo flujo de datos y ya está disponible hasta 38.4 kbps; GPRS (*General Packet Radio Service*), estándar que soporta IP sobre GSM y asigna de una a ocho divisiones en tiempo para enviar datos hasta 164 kbps; o EDGE (*Evolved GSM*), que está diseñado para ser instalado en las redes existentes y funcionará hasta 384 kbps, aunque normalmente lo hará a la mitad de esta velocidad. En cualquier

---

<sup>1</sup> El retardo entre la transmisión y la recepción de la información es otro de los parámetros de calidad de los sistemas. Así, por ejemplo, la voz no soporta largos retardos, que impedirían la comunicación normal entre los dos usuarios terminales.

caso, estos sistemas, aún suponiendo una evolución importante, no llegan a satisfacer la demanda de nuevos servicios ya que los problemas de congestión no desaparecen y la velocidad binaria que pueden conseguir está limitada.

La tercera generación de sistemas celulares, con una interfaz aire completamente diferente de la segunda, se ideó para permitir la convergencia de muchas tecnologías sin hilos diferentes entre sí, y que ya existían en varias redes europeas, con la meta de que fuera suficientemente flexible para poder manejar un amplio rango de demandas de los usuarios [Ojanperä, 1998]. UMTS (*Universal Mobile Telecommunications System*) [3GPP, 2000] puede conseguir hasta 384 kbps en áreas grandes, incluso con velocidades de 500 km/h, y hasta 2 Mbps con baja movilidad en áreas pequeñas empleando un ancho de banda de unos 5 MHz [Dahlman, 1998b]. Permite un uso flexible del espectro, pues, mediante el control de la potencia utilizada por cada usuario, hace posible multiplexar información de distinta naturaleza -calidad, velocidad media, transmisión sincrónica o no- [Dahlman, 1998a]. Sin embargo, este sistema aún adolece de ciertos problemas, como la congestión cuando el número de usuarios es alto o una eficiencia espectral relativamente baja.

Aunque la telefonía móvil es el sistema de comunicación móvil terrestre más extendido, no es el único. Las redes locales sin hilos (WLAN, *Wireless Local Area Network*) están emergiendo rápidamente como respuesta a la presión que los sistemas sin hilos están sufriendo para soportar velocidades de datos cada vez mayores. Las normas IEEE 802.11 e HIPERLAN [ETSI, 2000] son dos ejemplos, extensiones de las redes locales guiadas, aunque pueden soportar voz e imagen en tiempo real y permiten a los usuarios disfrutar de cierta movilidad. Es posible entender los sistemas MBS (*Mobile Broadband Systems*) [Nee, 2000] como sistemas celulares que proporcionan movilidad completa a los usuarios de B-ISDN.

La Figura 1-1 presenta una comparación entre diversos sistemas según la movilidad del usuario que permiten y la velocidad de transmisión de datos que hacen posible.

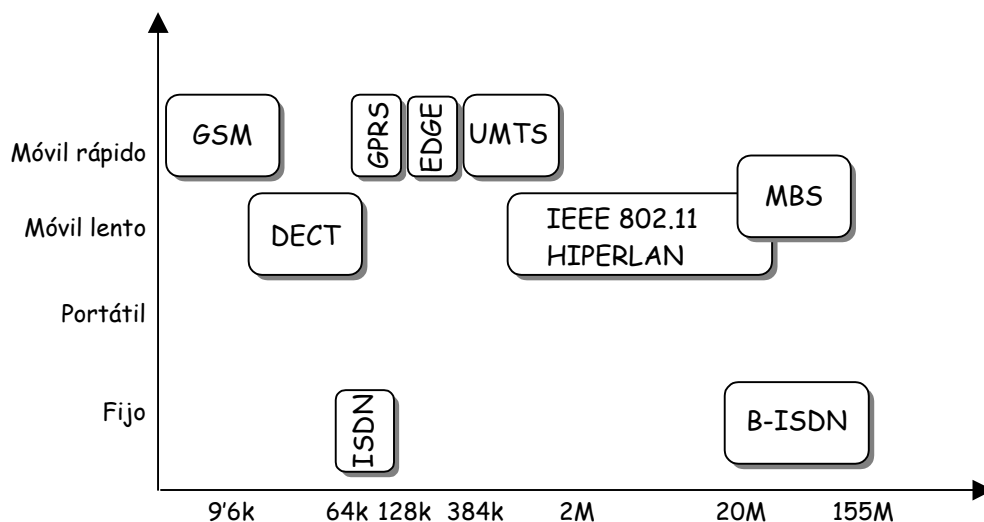


Figura 1-1. Comparación de la movilidad permitida y las velocidades binarias alcanzadas para varios sistemas.

En los últimos años se ha hecho un esfuerzo considerable para aumentar las prestaciones de los sistemas de comunicación móvil, especialmente arduo pues deben enfrentarse a un entorno particularmente hostil. El fenómeno del multicamino [Parsons, 1992] conduce a que diferentes componentes lleguen hasta el receptor desde una multitud de direcciones y sufran diferentes atenuaciones y rotaciones de fase, de manera que se acumulan a veces constructivamente, a veces de forma destructiva. El movimiento tanto de los extremos de la comunicación como de su entorno lleva a que, incluso durante una única comunicación, las condiciones del canal puedan cambiar de forma apreciable. A este efecto se le denomina selectividad temporal y se dice entonces que el canal sufre desvanecimientos.

Esta situación se agrava aún más si se considera el fenómeno de ensanchamiento temporal (*delay spread* en inglés), cuando los distintos caminos de propagación tienen diferentes longitudes, y consecuentemente presentan diferentes retardos. En estos casos los símbolos transmitidos interfieren en los intervalos de símbolo adyacentes (ISI, *Inter-Symbol Interference*), y el comportamiento del canal a distintas frecuencias está sólo parcialmente correlacionado. En este caso, se habla de selectividad en frecuencia [Proakis, 1995].

La Figura 1-2 muestra un ejemplo del módulo de la respuesta en frecuencia de un canal móvil en función del tiempo normalizado al período de muestreo. Si se considera una única frecuencia, este módulo cambia a lo largo del tiempo; si se observa un único instante de tiempo, distintas frecuencias se ven atenuadas –y desfasadas- por diferentes valores. Estos fenómenos pueden combatirse con métodos de procesado de señal sofisticados a costa de una complejidad añadida.

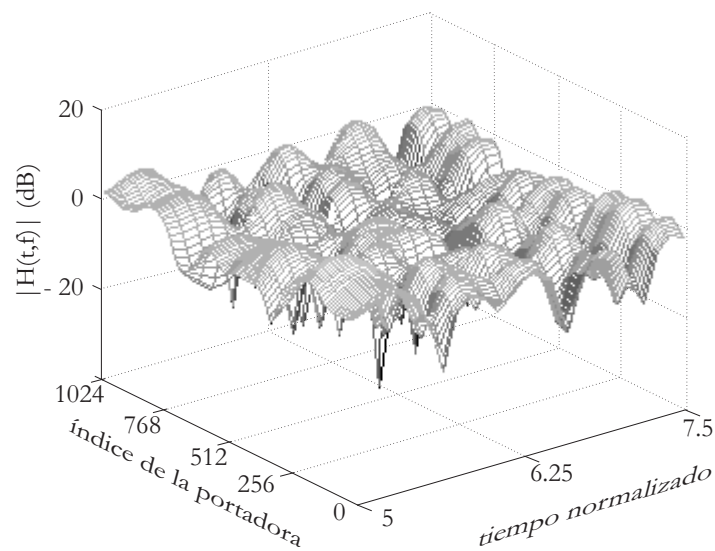


Figura 1-2. Ejemplo de realización de un canal móvil para un canal típico urbano.

Para conseguir mejorar el comportamiento de los sistemas actualmente en uso se ha intentado reducir las necesidades de ancho de banda con una combinación de codificación de voz compleja, codificación de canal eficiente y filtrado ajustado al espectro transmitido, que permitan aumentar su eficiencia. Una técnica ampliamente empleada en sistemas

celulares es aprovechar la caída de potencia con la distancia a la estación base para reutilizar la banda de frecuencia: la eficiencia espectral por área puede aumentarse disminuyendo el tamaño de las celdas pero a costa de aumentar la interferencia cocanal [Alouini, 1997b]. El estudio de formas de modulación más eficientes se ha convertido en un elemento de creciente interés en la investigación sobre comunicaciones móviles [Webb, 1992].

Sin embargo, la demanda de comunicaciones sin hilos crece exponencialmente, por lo que se hacen necesarios nuevos conceptos, y no únicamente mejoras a los sistemas actuales [Rodríguez Casal, 1999]. Cuando las condiciones del canal, la distribución de tráfico, y el tipo de información cambian en el espacio y con el tiempo, los subsistemas de transmisión radio deben convertirse en flexibles, con capacidad para tomar decisiones que permitan adaptar su comportamiento a las condiciones en que actúan [Sampei, 1997]. La Figura 1-3 presenta una clasificación de algunas de estas tecnologías adaptativas.

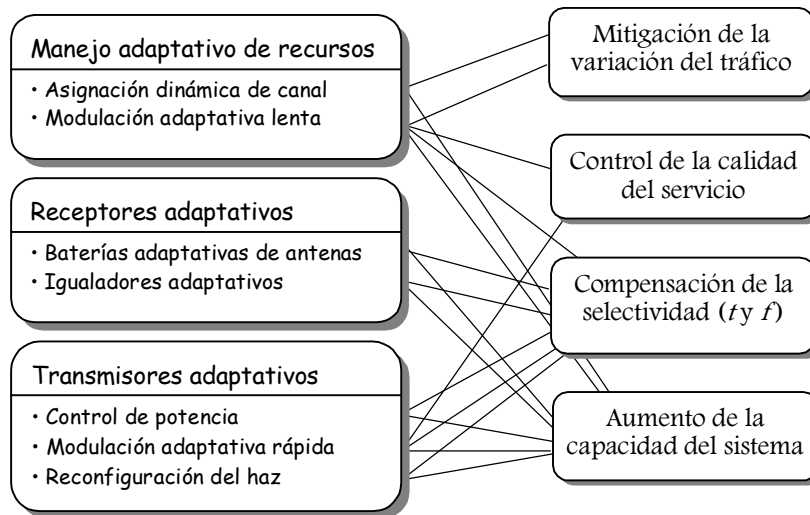


Figura 1-3. Clasificación y efectos de algunas tecnologías para sistemas de comunicación inteligentes [Morinaga, 1997].

Algunas de estas tecnologías adaptativas ya están en uso. Por ejemplo, el empleo de igualadores adaptativos en cualesquiera de sus formas, permite mejorar la calidad en la recepción; el control de potencia es una técnica básica que, opcional para otros sistemas, es imprescindible en los sistemas con acceso al medio por división de código (CDMA, *Code Division Multiple Access*). La idea parece tan atractiva que algunos recientes trabajos proponen emplearlas ya en los sistemas de 2ª y 3ª generación [Nanda, 2000].

Esta tesis se encuadra dentro de estas técnicas de comunicación flexibles, y pretende trabajar sobre posibles métodos para mitigar la selectividad en tiempo y en frecuencia de forma simultánea, con el objetivo de aumentar la capacidad de transmisión del sistema. En los apartados siguientes se introducen las técnicas empleadas a lo largo de esta tesis.

## 1.2 TÉCNICAS PARA LUCHAR CONTRA LA SELECTIVIDAD TEMPORAL. MODULACIÓN ADAPTATIVA

La manera más simple de enfrentarse a los desvanecimientos es usar en transmisión una potencia suficientemente grande, o una velocidad binaria suficientemente pequeña, para que la razón entre la energía de símbolo y la potencia de ruido  $E_s/N_0$  sea suficientemente alta para mantener una tasa de error binaria satisfactoria durante una fracción especificada del tiempo [Proakis, 1995]. Esto, equivalente a diseñar el sistema para las peores condiciones del canal, es evidentemente ineficaz, ya que gran parte del tiempo se está malgastando potencia o se está transmitiendo a una velocidad que es inferior a la que se podría obtener del canal.

Otra línea comúnmente empleada para intentar mitigar los desvanecimientos es la diversidad, ya sea de tiempo (donde pueden incluirse también los códigos de corrección de errores), de espacio (diversidad de antenas) o de frecuencia (espectro ensanchado) [Proakis, 1995]. En este tipo de procedimientos la señal es transmitida sobre varios canales con desvanecimientos independientes, de manera que la probabilidad de que todos los enlaces estén fuertemente atenuados simultáneamente es pequeña. Estos métodos, aunque pueden proporcionar una mejora considerable en la utilidad del sistema, lo hacen a expensas de mayor ancho de banda o de un incremento en el coste del equipo.

En cualquier caso, estas técnicas no intentan explotar la selectividad temporal del enlace, sino impedir que el sistema quede inutilizado durante desvanecimientos profundos de la señal recibida, lo que acaba resultando en una pobre utilización de la capacidad total del canal. Se pueden obtener mejoras muy significativas con técnicas que adapten al estado instantáneo del canal los métodos de recepción, de transmisión o ambos [Morinaga, 1997].

Las tecnologías adaptativas de recepción incluyen, por ejemplo, los igualadores adaptativos [Lee, 1995]. Los algoritmos de adaptación empleados deben converger rápidamente para ser capaces de seguir las variaciones rápidas del canal [Rinne, 1995] [Zhuang, 1999] [Lee, 1998]. Otros métodos, como las baterías adaptativas de antenas, que conforman el haz para anularlo en la dirección en la cual llegan los interferentes al receptor [Sampei, 1997], pueden también incluirse aquí.

Existe la posibilidad de que la asignación de recursos a una estación móvil no sea estática, sino que se consideren las condiciones del tráfico, la relación señal a ruido media, el perfil de retardo, la probabilidad de pérdida de enlace considerada o la velocidad binaria necesaria. Las técnicas de manejo adaptativo de recursos de radio, que asignan los canales<sup>2</sup> a los usuarios de forma dinámica (DCA, *Dynamic Channel Assignment*), pueden considerarse un ejemplo de estos métodos [Ikeda, 1996].

En los esquemas de modulación adaptativa lenta, la estación base asigna la portadora, la técnica de modulación o la velocidad de símbolo al móvil considerado, y los parámetros asignados se mantienen durante una comunicación completa [Ue, 1995].

Cuando la modulación adaptativa lenta se aplica para compensar las variaciones en el canal producidas en radioenlaces o en sistemas por satélite, permite mejorar la calidad de

---

<sup>2</sup> Códigos en CDMA, ranuras temporales en TDMA...

transmisión de forma muy efectiva. Sin embargo, en los sistemas de comunicación terrestres el concepto de modulación adaptativa que se debe emplear es muy distinto, ya que la velocidad de variación del canal es mucho más rápida debido a la movilidad del terminal.

El uso de retroalimentación puede mejorar el rendimiento del sistema [Goldsmith, 1997b]. Una interesante posibilidad, si se dispone de un enlace de retorno, consiste en permitir al receptor vigilar las condiciones del canal y solicitar, durante la comunicación, cambios en la señal transmitida adaptados a las condiciones del enlace que de forma instantánea se han medido. Esto conduce a las tecnologías adaptativas de transmisión [Morinaga, 1997], que se diseñan con el objetivo de mejorar los parámetros del sistema en potencia media transmitida, tasa de error en recepción o eficiencia espectral (velocidad de transmisión).

Las tecnologías de radiotransmisión adaptativa incluyen cualquier técnica que modifique, de forma continua durante la comunicación, cualquier parámetro de la señal transmitida (potencia, período de símbolo, esquema de modulación utilizado, razón de codificación o cualquier combinación de estos parámetros) en función de las características instantáneas del canal [Cavers, 1972] [Goldsmith, 1997a] [Webb, 1995] [3GPP, 2000] [Sanada, 1995] [Monk, 1995] [Blough, 1999] [Vucetic, 1995] [Abeta, 1997] [Goeckel, 1998] [Cheng, 1997] [Paris, 2001b]. La idea subyacente es modificar la señal transmitida de manera que la razón energía de símbolo a potencia de ruido (e interferencia) sea fija, transmitiendo más deprisa cuando las condiciones del canal lo permiten, y reduciendo la velocidad de los datos a medida que el canal los degrada.

Para el caso de que no exista selectividad en frecuencia, se han propuesto varias posibles técnicas de *modulación adaptativa* que modifican únicamente el esquema de modulación empleado -por ejemplo, cambiando la forma o el número de bits por símbolo de la constelación con potencia fija o variable- por el que mejor se adapte a las condiciones del canal [Webb, 1995] [Goldsmith, 1997a] [Lau, 1998] [Kawagishi, 1998]. Esta táctica conduce a un sistema con velocidad binaria variable y capacidad media mayor que la de los sistemas fijos para la misma tasa binaria de error.

De todos los posibles parámetros que se pueden modificar, es posible mitigar los efectos de los desvanecimientos explotando la variación en el comportamiento de la tasa de error de varios esquemas de modulación de distinto número de símbolos e igual forma, mientras la potencia se mantiene fija, es decir, un esquema con nivel adaptativo de modulación [Webb, 1995] [Hamaguichi, 1997] [Alouini, 1997c] [Lee, 1992]. En este caso, el número de bits por símbolo de la constelación en uso se varía continuamente en función de la relación señal a ruido (SNR, *Signal to Noise Ratio*) medida por el receptor, de manera que la probabilidad de error en recepción nunca exceda a una que se toma como objetivo [Torrance, 1996a]. Esto proporciona mayor eficiencia espectral media sin sacrificar tasa de error, con la ventaja de que sólo es necesario retroalimentar hacia el transmisor un parámetro: el número de niveles de la modulación. Cuando la constelación empleada se escoge de entre un grupo de constelaciones QAM (*Quadrature Amplitude Modulation*), esta técnica ha sido denominada *QAM adaptativa* (AQAM, *Adaptive QAM*).



### 1.3 TÉCNICAS PARA LUCHAR CONTRA LA SELECTIVIDAD EN FRECUENCIA. OFDM

Existe una multitud de técnicas que pueden emplearse para mitigar la interferencia entre símbolos en canales selectivos en frecuencia. Una de las más extendidas es el uso de igualación [Proakis, 1995] [Sampei, 1997], que en el caso de canales móviles es conveniente que sea no lineal debido a la existencia de profundas atenuaciones. Por supuesto, esta igualación debe ser adaptativa, ya que los coeficientes del filtro igualador han de ser modificados en función de las variaciones del canal. En el caso que nos ocupa, el problema surge al manejar la interferencia entre símbolos en canales con respuestas al impulso muy largas, que necesitan filtros con un número muy elevado de coeficientes.

La interferencia entre símbolos es menor cuando el período de símbolo es mayor pues de esta manera el ensanchamiento temporal impacta una fracción menor del símbolo. Así, un método para reducir la energía relativa de la ISI es aumentar el período de símbolo. Sin embargo, este procedimiento reduce la eficiencia del sistema, al disminuir la velocidad de transmisión de los datos.

Existe la posibilidad de incrementar el período de símbolo sin disminuir la velocidad total si se separa el flujo de datos en varios flujos paralelos que se transmiten de forma simultánea a una velocidad de símbolo menor que el flujo serie. Cada uno de estos flujos paralelos ocupa una pequeña parte del ancho de banda disponible, y pueden transmitirse mediante multiplexación en frecuencia. Este proceso, a nuestro pesar, resulta ineficaz, ya que para poder separar las bandas en recepción son necesarias guardas en frecuencia. Sin embargo, puede obtenerse un uso eficaz del ancho de banda si se permite que el espectro de los subcanales se superpongan, pero al mismo tiempo se mantiene la ortogonalidad entre portadoras. Esta técnica, que se ha denominado modulación multiportadora (MCM, *Multicarrier Modulation*), multiplexación por división ortogonal en frecuencia (OFDM, *Orthogonal Frequency Division Multiplexing*) y es también conocida como modulación multitono (DMT, *Digital Multitone Modulation*)<sup>3</sup> [Bingham, 1990] [Chow, 1991], ya se emplea en sistemas actuales como los sistemas de sonido y vídeo digital (DAB-T, *Digital Audio Broadcasting* [ETSI, 1997a] y DVB-T, *Digital Video Broadcasting* [ETSI, 1997b], respectivamente), en algunos de los ya comentados sistemas de redes locales sin hilos (IEEE 802.11 a 5 GHz, HIPERLAN/2 [ETSI, 2000]) y en módems de alta velocidad por bucle de abonado [ANSI, 1995], y se está proponiendo para futuros entornos móviles [Rodríguez Casal, 1999] [Shafi, 1997] [Keller, 2000].

El proceso de modulación en OFDM puede hacerse de forma eficiente mediante transformada inversa discreta de Fourier (IDFT, *Inverse Digital Fourier Transform*), y, de forma dual, se puede demodular mediante transformada discreta de Fourier (DFT, *Digital Fourier Transform*) [Weinstein, 1971]. Habitualmente, a la salida de la IDFT se inserta una extensión cíclica entre símbolos multiportadora sucesivos, y la correspondiente porción de la secuencia recibida es desechada antes de la DFT en el receptor [Chow, 1991]. Este intervalo de guarda consigue, si su longitud es más larga que la respuesta al impulso del canal, que la convolución lineal del canal parezca circular, como es inherente al dominio de Fourier discreto. En este caso, la función de transferencia del

---

<sup>3</sup> DMT, OFDM, modulación multitono y modulación multiportadora se emplean indistintamente a lo largo de esta tesis.

canal es virtualmente no selectiva en el ancho de banda de las portadoras individuales, y la igualación puede hacerse en el dominio de la frecuencia con sólo un coeficiente por portadora. A cambio, la extensión añade una sobrecarga que reduce la eficiencia de la modulación.

Una de las ventajas principales de OFDM es que las propiedades de la señal transmitida pueden seleccionarse de acuerdo con la atenuación del canal y las potencias de ruido e interferencia a cada frecuencia de portadora<sup>4</sup> [Chow, 1995]. Esto permite ajustar la señal transmitida a la forma espectral específica del canal, adaptando el número de bits por símbolo de la constelación utilizada para cada portadora a su propia relación señal a ruido, de manera que el rendimiento total del sistema se ve mejorado en velocidad de transmisión, en tasa de error o en ambas.

Evidentemente, no todo son ventajas. El principal inconveniente de OFDM es que, al no existir separación entre las portadoras, la ortogonalidad entre ellas puede verse afectada por varios factores, como la pérdida de sincronismo, errores en la recuperación de portadora [Tomba, 1998], y también el ensanchamiento Doppler en canales móviles: los canales selectivos en tiempo destruyen la ortogonalidad entre las portadoras degradando el comportamiento del sistema [Russell, 1995b].

---

<sup>4</sup> Subportadora, portadora, canal, subcanal, banda, subbanda se emplean como sinónimos equivalentes a una única portadora de la modulación multitono.

## 1.4 OBJETIVOS Y ORGANIZACIÓN DE LA TESIS

### 1.4.1 Objetivos de la tesis

Las técnicas de modulación adaptativa descritas en el apartado 1.2 también pueden emplearse en entornos selectivos en frecuencia. Una primera posibilidad consiste en medir el ensanchamiento temporal y el nivel de desvanecimiento del canal para usar una modulación adecuada a los valores medidos, modificando, por ejemplo, la velocidad de símbolo para reducir la ISI [Ue, 1996]. Esta posibilidad acepta la existencia de la interferencia entre símbolos sin compensarla, por lo que no permite utilizar las ventajas de las técnicas que se utilizan para enfrentarse a la selectividad en frecuencia.

Sin embargo, la técnica propuesta en esta tesis es otra. De igual manera que en modulaciones monoportadora, las técnicas de modulación adaptativa pueden también emplearse sobre OFDM para ajustar el tamaño de la constelación de cada portadora a las condiciones instantáneas del canal. La eficiencia de OFDM para amoldar el sistema a la forma del canal se une a la habilidad de la modulación adaptativa para seguir sus variaciones [Czylwik, 1996] [Aguayo Torres, 1997] [Rohling, 1998] [Keller, 1999a]. La señal transmitida se ajusta a la forma instantánea del canal, actualizando la constelación utilizada en cada portadora: se reduce la velocidad por la que se transmite en aquellas frecuencias de peor calidad, para no aumentar los errores; mientras, la pérdida de eficiencia se compensa aumentando la velocidad en aquellas otras que no se encuentran desvanecidas. La Figura 1-4 sugiere de forma esquemática esta combinación.

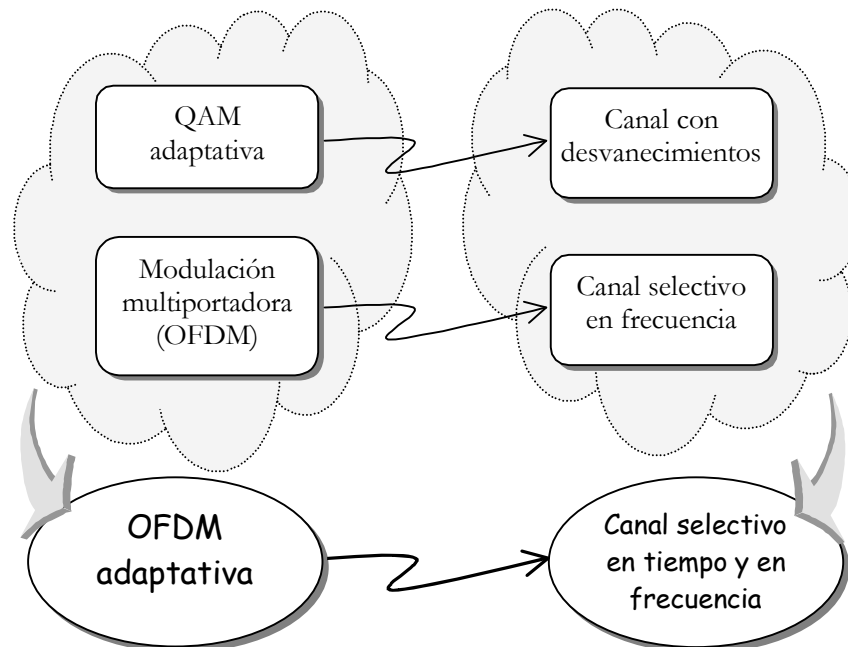


Figura 1-4. Esquema de la modulación multiportadora adaptativa.

El objetivo de esta tesis es el estudio de las posibilidades de un sistema multiportadora de velocidad de transmisión binaria variable, que emplea nivel de modulación adaptativo en

cada portadora, con la meta de hacer máxima la eficiencia mientras la tasa de error se mantiene por debajo de una definida como objetivo. Para acometer este análisis ha sido necesario un trabajo previo sobre modulación adaptativa para canales con desvanecimientos planos y también ha sido necesario analizar el efecto del canal móvil sobre la modulación OFDM.

### 1.4.2 Organización de la tesis

La Figura 1-5 presenta un resumen de la organización de la presente tesis.

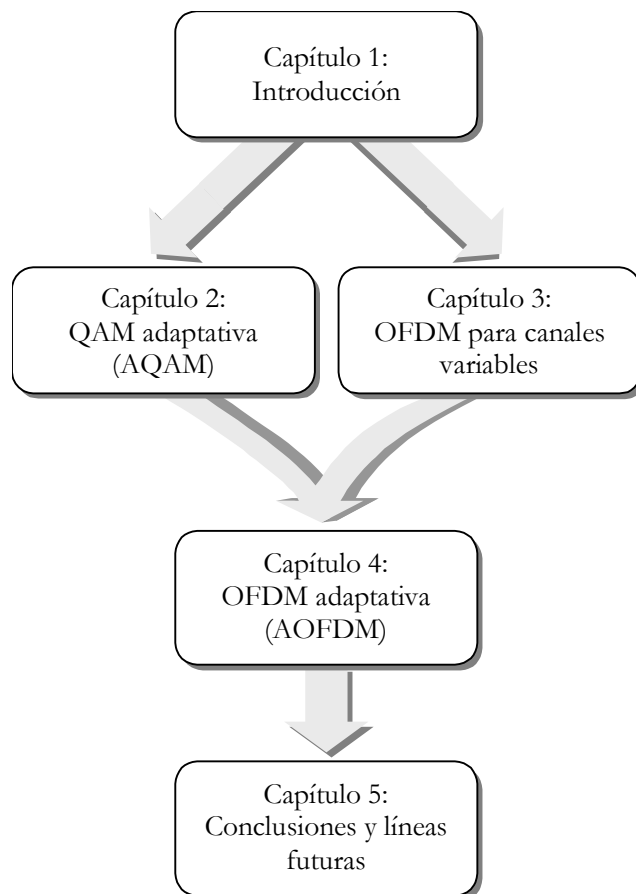


Figura 1-5. Organización de esta tesis

Después de este capítulo introductorio, en el capítulo 2 se estudia el comportamiento de la modulación con nivel adaptativo sobre canales planos con desvanecimientos (no selectivos en frecuencia). Tras la revisión del límite de Shannon, se analiza la eficiencia de este esquema y las tasas medias de error que consigue. Se incluye, además, el estudio de la información que sería necesario enviar hacia el transmisor para poder actualizar el esquema adaptativo.

El capítulo 3 está dedicado al análisis del comportamiento de OFDM sobre canales variables en el tiempo, y se cuantifica la pérdida de ortogonalidad entre las portadoras debida al ensanchamiento Doppler.

El capítulo 4 se dedica específicamente a la modulación adaptativa sobre OFDM. Tras generalizar el límite teórico de capacidad para canales con desvanecimientos a aquellos selectivos en frecuencia, se estudia la eficiencia de OFDM con modulación adaptativa: se aplican las técnicas descritas en el capítulo 2 para canal plano sobre cada portadora de OFDM en un canal selectivo en frecuencia. El análisis de la eficiencia permitirá obtener el período de símbolo óptimo. Se recalculará la información necesaria en el canal de retorno. El estudio de la degradación del sistema cuando se introducen algunos problemas que no se consideraron en el estudio de la eficiencia (estimación de canal no exacta, canal de retorno no instantáneo...) permite el acercamiento a un comportamiento más real del sistema.

Por último, el capítulo 5 presenta las conclusiones del trabajo realizado y las líneas futuras de investigación propuestas.

## **CAPÍTULO 2**

# **MODULACIÓN QAM ADAPTATIVA (AQAM) PARA CANALES PLANOS CON DESVANECIMIENTOS**

## 2.1 INTRODUCCIÓN

### 2.1.1 Presentación

La transmisión adaptativa como método para obtener mayor eficiencia en sistemas enfrentados a canales selectivos en el tiempo, fue ya propuesta a finales de los 60 [Hayes, 1968] y principios de los 70 [Cavers, 1972]. Sin embargo, quizá debido a las limitaciones tecnológicas, el interés en estas técnicas desapareció, si bien cierto modo de modulación adaptativa se introdujo en las normas para módems de alta velocidad [UIT, 1994] [ANSI, 1995].

Los nuevos avances tecnológicos y la demanda de comunicaciones móviles eficientes han renovado el interés en estos métodos adaptativos para la transmisión. La idea es mantener cierta tasa de error de bit (BER, *Bit Error Rate*) para una cierta potencia media mediante la modificación continua de ciertos parámetros de la señal transmitida: puede modificarse la energía por símbolo mediante el cambio de la potencia [Hayes, 1968] o la duración de los pulsos [Cavers, 1972]; pueden usarse constelaciones con distinto comportamiento a través de su forma; pueden emplearse distintos valores de información (bits) por símbolo, es decir, diferentes tamaños o niveles de modulación de la constelación [Webb, 1995]; o puede cambiarse cualquier otro parámetro o combinación de estos [Goldsmith, 1997a]. Así, sin sacrificar tasa de error, estos esquemas obtienen mejor eficiencia espectral transmitiendo a altas velocidades cuando las condiciones favorables del canal lo permiten y ralentizado la transmisión cuando el canal degenera.

Como se comentó en el capítulo introductorio, en este capítulo sólo se estudian las técnicas de modulación adaptativa para canales planos con desvanecimientos, es decir, la respuesta del canal, aunque variable con el tiempo, se considera que distorsiona la señal de igual manera a todas las frecuencias. La Figura 2-1 presenta un ejemplo posible de la potencia de la señal recibida en un canal plano con desvanecimientos, y de cómo trabaja la modulación adaptativa: cuando es posible transmitir más información sin por ello degradar el comportamiento del sistema se emplea una constelación más densa -16QAM, por ejemplo- mientras que cuando la señal recibida cae por debajo de cierto umbral la constelación empleada es más robusta -BPSK, o incluso puede optarse por no transmitir nada en absoluto-.

De la propia figura puede comprenderse que las tácticas de transmisión adaptativa requieren una estimación ajustada del canal, que permita escoger la señal que transmitir de forma adecuada. Por otra parte, en general esta estimación del canal debe hacerse en el receptor<sup>1</sup>, por lo que resulta entonces necesario un canal de retorno que permita informar al transmisor de los parámetros de modulación adecuados. La cantidad de información de control necesaria es un parámetro de la calidad de la técnica empleada, que debe ser capaz de expresar el canal para compensar la pérdida. Esto impide, por ejemplo, que se pueda utilizar un número infinito de posibles modulaciones, pues esto obligaría a retroalimentar una cantidad de información infinita, y aconseja el uso de técnicas que necesiten información de retroalimentación reducida.

---

<sup>1</sup> Aunque en el caso de una transmisión dúplex por división en el tiempo (TDD, *Time Division Duplex*) el canal puede considerarse simétrico, el ruido y las interferencias presentes en el sistema deben seguir siendo estimadas por el receptor.

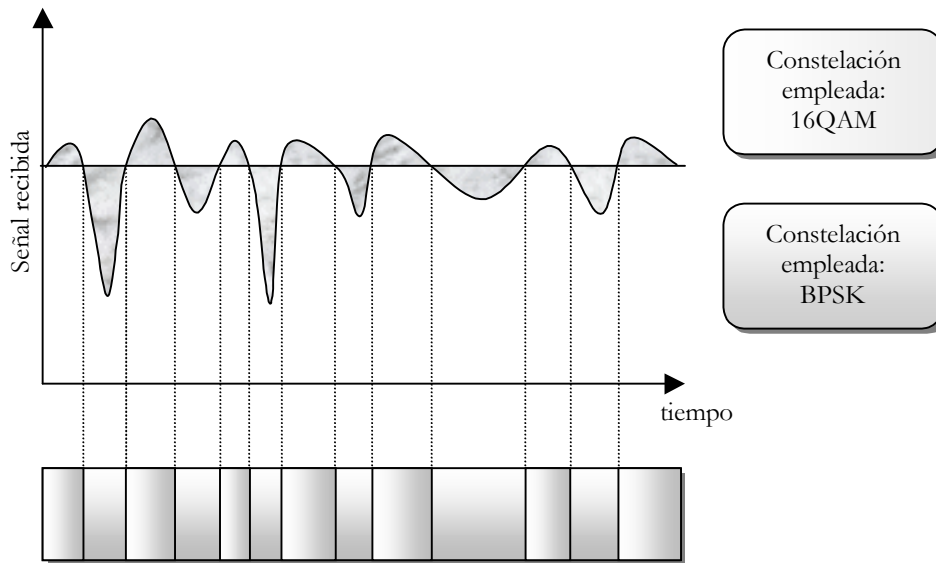


Figura 2-1. Ejemplo de la variación de la potencia de la señal recibida y la constelación empleada en consecuencia.

### 2.1.2 Antecedentes

Este apartado pretende dar una visión general, si no exhaustiva al menos suficientemente amplia, de los diferentes métodos de modulación adaptativa para canales con desvanecimientos planos –es decir, no selectivos en frecuencia- que se han propuesto en la bibliografía.

Ya a principios de los 70, [Cavers, 1972] presenta un sistema en el que se modifica la duración del pulso de una modulación en frecuencia (FSK, *Frequency Shift Keying*) binaria con el objetivo de minimizar la probabilidad de error para una velocidad de transmisión binaria media fija en un entorno Rayleigh. La probabilidad de error mínima que se puede conseguir con condiciones ideales se obtiene de forma analítica. Posteriormente, estudia el efecto de varias limitaciones en el sistema, como que exista un período de símbolo mínimo, o el paso de frecuencia, y la velocidad de actualización óptimas cuando hay un número limitado de frecuencias de símbolo disponibles. Supone un canal dúplex y estudia también la información necesaria en el canal de retorno.

[Filip, 1990] indica el uso de la modulación adaptativa para un prototipo en un sistema con satélite –variaciones de canal muy lentas debidas a la lluvia y a los centelleos- en la banda  $K_a$  (20/30 GHz) que describiría en [Filip, 1994]. La potencia transmitida se mantiene constante para una modulación en fase (PSK, *Phase Shift Keying*) en la que el número de símbolos en la constelación se escoge de forma adaptativa. En su segundo trabajo, plantea la complejidad que se introduce, por ejemplo, en la recuperación de portadora, o en el dispositivo (de)modulador, que debe ser capaz de soportar todas las constelaciones.

[Webb, 1992] propone un método de modulación con un número de bits por símbolo adaptativo y potencia constante que desarrolla en [Webb, 1995]. El número de niveles de la constelación QAM en estrella varía de 1 a 6 bits por símbolo de tal manera que la BER a corto plazo (en un desvanecimiento rápido) es aproximadamente constante, pero la velocidad de datos media es constante, y la probabilidad de error media variable –se evitan



así errores en ráfagas-. El sistema es dúplex con división temporal (TDD, *Time Division Duplex*), de manera que el canal de retorno está embebido en el sentido contrario: al comienzo de cada trama se envía la información de la modulación empleada protegida mediante repetición. La potencia de la trama da una medida de la profundidad del desvanecimiento y permite decidir el nivel de modulación que se debe usar. Estudia el efecto en el sistema la velocidad del móvil, el tamaño de la trama y la interferencia cocanal.

[Lee, 1992] desarrolla un sistema de control del nivel de modulación en función del tráfico: el número de niveles de modulación se elige en función del número de usuarios. Cuando el número de usuarios es grande, el sistema aumenta el número de símbolos de la constelación y reduce el ancho de banda necesario para transmitir la misma velocidad binaria; mientras, mejora la BER –reduce el nivel de la modulación- cuando hay pocos usuarios, en la esperanza de que nunca haya simultáneamente muchos usuarios y un desvanecimiento profundo.

A mediados de los 90, J.M. Jacobsmeyer patentó un módem que soportaba distintas velocidades de transmisión [Jacobsmeyer, 1996]. En su propuesta, la modulación empleada se escoge con la predicción de la relación señal a ruido que se hace desde la métrica del detector de Viterbi que emplea para decodificar el código reticular superpuesto a la modulación. Propone también soluciones para problemas como la recuperación del sincronismo, la complejidad del (de)codificador múltiple o los circuitos lógicos necesarios para la sincronización entre la fuente de los datos y el transmisor.

[Ikeda, 1996] estudia un método de modulación adaptativo lento -es decir, la asignación de la modulación se hace al principio de la comunicación- que asigna a cada nuevo usuario del sistema un nivel de modulación y una duración de pulso para mantener un cierto régimen binario y dejar libres tantos recursos –ranuras temporales en este caso de acceso por división temporal (*Time Division Multiple Access*, TDMA)- como sea posible. Cuando un nuevo usuario se incorpora al sistema, se mide para cada ranura temporal libre la razón entre la potencia de la señal y la del ruido y la interferencia (SNIR, *Signal to Noise and Interference Ratio*), de manera que se asigna la mayor constelación posible con el menor número de ranuras tal que pueda mantener una cierta velocidad binaria (2 símbolos a 64QAM, 3 símbolos a 16QAM, 6 símbolos a QPSK ó 12 símbolos a  $\frac{1}{2}$  QPSK). [Ikeda, 1997] continúa este trabajo e introduce variaciones en el canal durante una comunicación, la posibilidad de modificar la asignación de recursos inicial y la necesidad de tener que terminar la comunicación por estar por debajo de la calidad exigible. [Kawagishi, 1998] es una propuesta para permitir voz y datos a distinta velocidad binaria sobre el mismo sistema TDMA: cada silencio en la transmisión de voz se utiliza para mensajes cortos que usan un método de modulación adaptativa como en [Ikeda, 1996].

En el mismo grupo de investigación que Webb, los trabajos de Torrance en 1996 se dedican a estudiar cómo seleccionar la constelación en una modulación con nivel adaptativo y potencia constante sobre un entorno Rayleigh. [Torrance, 1996a] calcula la probabilidad de error media mínima que se puede obtener para constelaciones en rejilla de 1, 2, 4 y 6 bits por símbolo cuando el objetivo es máxima capacidad y BER instantánea máxima fija. Para una razón entre potencia de señal y de ruido (SNR, *Signal to Noise Ratio*) instantánea, la constelación se escoge como la más densa que mantendría la probabilidad de error por debajo del objetivo en un canal gaussiano cuya SNR constante fuese el valor instantáneo. [Torrance, 1996b] modifica la selección de manera que en vez

de maximizar la tasa de error directamente, define una función de coste que es la diferencia entre el valor de tasa de error (régimen binario) deseada(o) y la que se obtiene, que amplía en [Torrance, 1996c] a canal de Rice. La optimización se hace para que la suma de esos dos costes (BER y eficiencia) entre 0 y 50 dB de SNR media sea mínima. [Torrance, 1996d] propone un mecanismo para transmitir la información del nivel de modulación hacia el transmisor, que en [Torrance, 1996e] es comparado con otras posibilidades, entre las que se incluyen transmitir el nivel repetidas veces, o protegerlo con un código Walsh.

Otros trabajos posteriores del mismo grupo se han dedicado al efecto producido por las interferencias, que pueden contaminar bien la señal recibida bien la estimación de canal. En [Torrance, 1999] modifica los umbrales obtenidos en [Torrance, 1996b] para incluir estos efectos, aunque esto no permite mantener las tasas deseadas. Por esto, finalmente optan por hacer una cancelación de interferencias.

[Hamaguichi, 1997] describe una implementación de un sistema TDMA en el que el nivel de modulación QAM se selecciona en función de la SNR instantánea. La selección de la constelación es como en [Torrance, 1996a], pero se mantiene una velocidad binaria predeterminada forzando la constelación que se va a usar cuando la memoria intermedia se vacía o se llena.

La serie de Goldsmith y Alouini desarrolla varios resultados de interés. [Goldsmith, 1997a] usa una modulación adaptativa que modifica el nivel de modulación y la potencia de la señal transmitida para una probabilidad de error objetiva fija y potencia media limitada. Determina la eficiencia espectral del sistema para un canal Rayleigh y la compara con la que se obtendría para modulación fija e inversión de canal, además de analizar la estancia media en cada nivel de modulación. Estudia también el efecto del retardo en la realimentación, el error en la estimación del canal para la selección de la modulación y la frecuencia de la adaptación. [Alouini, 1997a] y [Alouini, 2000] revisan la mayor parte de estos resultados para una canal Nakagami, del que el Rayleigh es un caso particular.

[Alouini, 1997c] reduce el ámbito de [Goldsmith, 1997a] y presenta una modulación MQAM en rejilla cuadrada con potencia constante y nivel de modulación adaptativo para un canal Nakagami. Los umbrales para cada modulación se obtienen de forma análoga a [Torrance, 1996a] aunque desde una aproximación diferente. Obtiene una expresión de la eficiencia espectral y de la probabilidad de error para estimación exacta del canal –aunque no necesariamente instantánea- tanto en el caso en que el número de bits por símbolo sea continuo (se permite cualquier número de bits por símbolo) como que sea discreto (sólo se permiten constelaciones de número entero de bits por símbolo). [Goldsmith, 1998] superpone al sistema descrito en [Goldsmith, 1997a] una codificación reticular.

[Alouini, 1998] es una propuesta para transmitir voz y datos sobre la misma portadora. La voz se transmite con una constelación fija con potencia variable por el canal en cuadratura (BPSK), mientras que los datos se transmiten por el canal en fase a velocidad binaria y potencia variables (M-AM). Cuando el canal es de buena calidad, la mayor parte de la potencia disponible se usa para la transmisión de datos de manera análoga a [Alouini, 1997c] para constelaciones reales, mientras que cuando empeora la potencia se usa para que la voz se transmita de forma satisfactoria.

[Fry, 1998] asigna al móvil, al comienzo de la comunicación, un nivel de modulación que depende de la distancia a la base, esto es, de la potencia media recibida. El sistema es con retransmisión, por lo que el tamaño de la trama es un parámetro importante.

[Lau, 1998] es una combinación de modulación y codificación adaptativa. El nivel de modulación se elige a la vez que la razón de codificación para mantener fijo el ancho de banda físico. Los umbrales de SNR instantánea que permiten escoger entre las distintas posibilidades de modulación-codificación se establecen para mantener constante la tasa de error o la velocidad binaria.

[Goeckel, 1999] incluye en el algoritmo de selección de la modulación que se escoja la constelación, no con el conocimiento del canal actual, sino a partir de valores anteriores. Esto permite mejorar el comportamiento causal del sistema.

En las mismas fechas, [Qiu, 1999] compara el rendimiento de varios sistemas de modulación adaptativa sobre un canal con desvanecimientos lentos. En el primer sistema, utiliza control de potencia para conseguir que todos los usuarios reciban con igual SNIR y después elige la constelación que permite transmitir más rápido para una tasa de error fija. El segundo sistema es de nivel de modulación adaptativo y potencia fija. El tercer sistema usa nivel de modulación adaptativa y control de potencia para máxima capacidad con una BER media objetivo fija. Por último, el cuarto sistema es de nivel de modulación adaptativo con control de potencia que maximiza el producto de las SNIR de los usuarios (esto evita el problema del tercer sistema de convergencia a máximos locales). Si bien los mejores resultados se obtienen con el cuarto sistema, se muestra que el uso de nivel de modulación adaptativo con potencia fija no reduce en demasía el rendimiento del sistema.

El trabajo de Balachandran [Balachandran, 1999] está dedicado casi exclusivamente al problema de estimación de la calidad del canal, que permitirá emplear los parámetros de modulación más adecuados en cada instante (velocidad binaria, código empleado y potencia). El método propuesto emplea la métrica de un detector de Viterbi como forma de estimación de la relación señal a ruido e interferencia, y añadiendo un predictor en el caso de que la adaptación pueda hacerse trama a trama.

### 2.1.3 Estado actual

Muchas han sido las técnicas de modulación adaptativa que se han propuesto en los últimos años y que sugieren la modificación de distintos parámetros de la señal transmitida. La Figura 2-2 resume las técnicas que diversos grupos han utilizado en sus trabajos.

Mientras que la construcción de un equipo que permita la variación de la duración de los pulsos en tiempo real [Cavers, 1972] requiere gran complejidad, la modificación del régimen binario mediante el cambio de la eficiencia de la modulación empleada es viable gracias al uso de circuitos integrados específicos y, especialmente, procesadores digitales de señal (DSP, *Digital Signal Processor*) [Filip, 1994] [Hamaguichi, 1997].

La forma y el tamaño particular de las constelaciones empleadas alteran el comportamiento del sistema con modulación adaptativa. Cuando se utilizan constelaciones todas del mismo tipo y el único parámetro que se modifica es el número de bits necesarios para codificar un símbolo en la constelación, el sistema es de nivel de modulación adaptativo. En este caso, las constelaciones en rejilla (QAM, *Quadrature Amplitude Modulation*) resultan muy

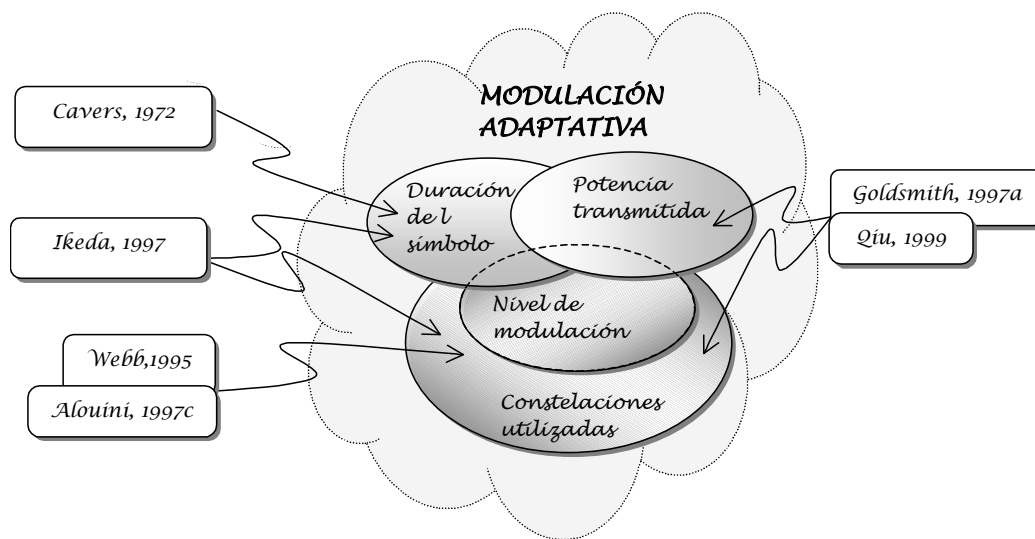


Figura 2-2. Técnicas de modulación adaptativa.

adecuadas ya que son eficientes, permiten fácilmente utilizar constelaciones de distinto tamaño y permitirían utilizar codificación reticular (TCM, *Trellis Coded Modulation*) sobre ellas [Goldsmith, 1998]. El número de constelaciones permitidas debe escogerse como un compromiso, pues un conjunto amplio de constelaciones permite al sistema ajustarse mejor a las condiciones instantáneas del canal, pero aumenta la información de control que se envía de retorno.

Una de las limitaciones de un sistema real es la potencia media de que se dispone. Cuando se selecciona la señal que se transmite, puede forzarse una potencia instantánea constante [Webb, 1995] [Alouni, 1997b] o bien modificarse, pero forzando la potencia media al valor adecuado [Goldsmith, 1997a]. Si bien la mudanza de la potencia transmitida obtiene una mejora de la capacidad en el canal directo, precisa la transmisión de más información hacia el transmisor a través del canal de retorno [Paris, 2001b], por lo que esta sobrecarga resulta inoperante pues la ventaja que se obtiene sobre el caso de potencia constante es pequeña [Goldsmith, 1997a] [Qiu, 1999].

Sea cual sea el método de modulación adaptativa seleccionado, es necesario establecer unos criterios para diseñar el algoritmo: mínima tasa de error para una velocidad binaria objetivo [Cavers, 1972], máxima capacidad para una tasa de error deseada [Goldsmith, 1997a] o cualquier otro fin [Torrance, 1996b] [Webb, 1995]. En el caso de que la meta sea obtener la máxima eficiencia del sistema, mientras se mantiene una cierta calidad, esta tasa de error puede definirse en valor medio [Ikeda, 1996] u obligar a que se cumpla en todo instante de tiempo [Torrance, 1996a]. Si bien forzar únicamente la calidad media de la transmisión permite mayor libertad en la selección de la modulación, puede implicar, para el caso de un sistema con desvanecimientos lentos, que durante largos períodos de tiempo la calidad entregada sea inadmisibile.

#### 2.1.4 Objetivos y descripción del capítulo

De todos los posibles métodos propuestos en la literatura, en esta tesis se ha considerado la modulación con nivel (número de bits de información por símbolo) adaptativo mientras la

potencia y el período del símbolo se mantienen constantes: la constelación empleada para la transmisión se selecciona de un conjunto de igual forma y frecuencia de símbolo pero de distinta densidad en función de la calidad del canal mientras la potencia se mantiene fija e igual a la media.

De los posibles grupos de constelaciones disponibles, se ha seleccionado la modulación QAM, en vez de otras posibles como la modulación en estrella [Webb, 1995]. Esto se debe a razones ya comentadas: eficiencia espectral mayor que, por ejemplo, una modulación únicamente de fase [Filip, 1994]; facilidad para implementar distintos niveles de modulación; y fácil adición de codificación reticular. Este método de nivel de modulación adaptativo sobre QAM ha sido denominado en la literatura QAM adaptativo (AQAM, *Adaptive Quadrature Amplitude Modulation*).

Al ser la potencia transmitida constante, la relación señal a ruido a la entrada del receptor varía en función del valor que toma el canal. El algoritmo de nivel de modulación adaptativo decide el tamaño de la constelación empleada en función de este valor de relación señal a ruido variable. El objetivo con el que diseñe el sistema determina los umbrales que permiten escoger una constelación del conjunto.

Como se comentó ya en el capítulo de Introducción, una de las causas principales del estudio sobre modulación adaptativa es el deseo de aumentar la velocidad de transmisión que proporcionan los sistemas actuales. Por esto, el objetivo definido en la presente tesis es la obtención de la máxima eficiencia posible. Sin embargo, y debido a la variable calidad que un sistema como este proporciona, se ha fijado una tasa de error mínima que debe mantenerse durante toda la transmisión.

#### *A. Objetivos del capítulo*

Este capítulo hace un estudio de las posibilidades de la modulación con nivel adaptativo y potencia constante cuando se fija una probabilidad de error máxima objetivo.

En primer lugar, el análisis de la eficiencia del esquema de modulación adaptativa y su comparación con el límite de Shannon, parece obligada. La velocidad binaria obtenida será función de la probabilidad de error objetivo, pues un deseo de una calidad de transmisión mejor forzará una disminución en la velocidad.

Ya que se limitó la tasa de error máxima, es también interesante el estudio de las tasas de error medias que se obtengan. Puede intuirse que la modulación adaptativa permitirá aumentar la eficiencia a costa de que la tasa de error no disminuya tan rápidamente como en el caso de modulación QAM fija.

La cantidad de información que se debe transmitir por el canal de retorno limita las prestaciones que pueden obtenerse de la modulación adaptativa, ya que es necesario detraer con este fin una parte de la información que es posible transmitir. Parece sensato prever que canales con variaciones más rápidas (mayor frecuencia Doppler) necesitarán cambiar de modulación con más frecuencia.

El número de constelaciones permitidas será también un parámetro importante. Si se emplea un conjunto mayor será posible adecuarse de forma más ajustada a las características del canal en cada momento, pero puede preverse que será necesario enviar información al transmisor más frecuentemente.

El rendimiento de cualquier sistema sufre varios inconvenientes que se soslayan en este análisis de eficiencia, pero que imponen fuertes restricciones en un sistema real. Parece interesante una previsión, al menos, de la degradación que sufrirá el sistema por el error en la estimación del canal y el retraso en la adaptación de la modulación, que dependerá, probablemente, tanto del sistema en sí (número de constelaciones, tasa de error objetivo...) como de las condiciones de la estimación del canal y del canal en sí mismo (velocidad de variación del canal, potencia del error en la estimación...).

### *B. Organización del capítulo*

El capítulo se desarrolla como sigue. Tras esta introducción, se presenta en primer lugar el modelo del canal empleado en este capítulo, móvil con desvanecimientos temporales pero no selectivos en frecuencia. Se introduce aquí parte de la nomenclatura que se empleará a lo largo de la presente tesis.

Los dos siguientes apartados, 2.3 y 2.4, se introducen para después poder comparar el sistema con el esquema de modulación fija y con el límite superior de eficiencia (límite de Shannon).

El apartado 2.5 describe el modelo de sistema empleado para pasar en el apartado 2.6 al estudio del comportamiento del esquema de modulación adaptativa. Se analiza la eficiencia que puede alcanzarse y las tasas de error medias que se obtienen, además de cuantificar la información de retorno necesaria.

Mientras que los apartados anteriores suponen que el estado del canal es conocido exacta e instantáneamente, en el apartado 2.7 se estudian los resultados del error y del diezmado de la estimación, de forma independiente o conjunta.

Finalmente se presentan en el apartado 2.8 las conclusiones del capítulo, que sientan las bases para el posterior desarrollo del capítulo 4.

## 2.2 MODELO DEL CANAL PLANO CON DESVANECIMIENTOS

### 2.2.1 Bosquejo de las características de la propagación

Durante una comunicación móvil, la energía que llega al receptor lo hace a través de varios caminos simultáneamente, de manera que las ondas radioeléctricas procedentes de diferentes direcciones llegan con distintos retardos y fases. Esta combinación vectorial en la antena del receptor produce una resultante que puede ser grande o pequeña dependiendo de la distribución de las fases entre las ondas componentes. Es posible que un receptor en una localización pueda recibir una señal que esté a varias decenas de decibelios de otro que esté situado a una corta distancia debido a que relación entre las fases de las ondas entrantes ha cambiado. Estas fluctuaciones de la señal se denominan desvanecimientos (*fading*). Aunque los desvanecimientos son un fenómeno espacial, son experimentados como variaciones temporales por un receptor en movimiento. La Figura 2-3 presenta un ejemplo de la envolvente y la fase de la señal recibida en un entorno urbano en función del tiempo discreto, en la que pueden existir variaciones en la amplitud de hasta 40 dB respecto a su valor medio. El comportamiento de este canal móvil multicamino puede modelarse como un proceso estocástico, que se supondrá ergódico y estacionario en sentido amplio (WSS, *Wide Sense Stationary*).

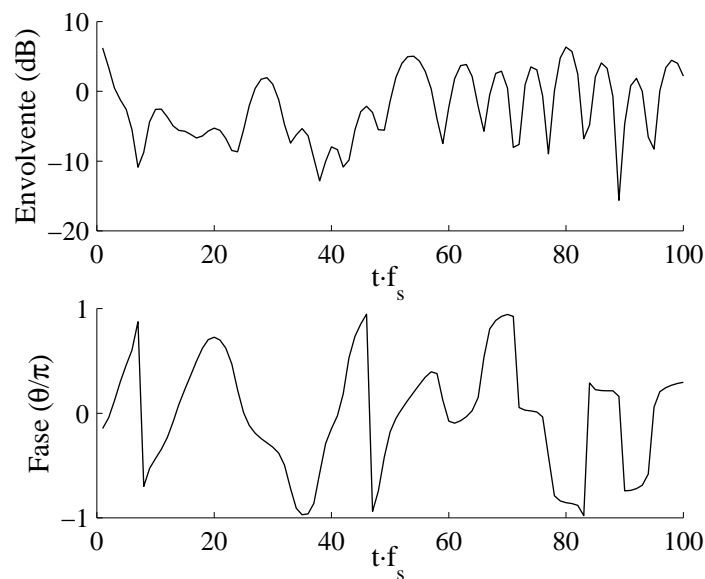


Figura 2-3. Ejemplo de la envolvente y la fase de la señal recibida para un canal sin línea de visión directa con  $f_D T = 0.01$ , respecto al tiempo normalizado a la frecuencia de muestreo ( $f_s$ ).

Siempre que exista un movimiento relativo entre el transmisor y el receptor, aparece un desplazamiento en la frecuencia de la señal recibida debido al efecto Doppler. Esto es una manifestación en el dominio de la frecuencia de los desvanecimientos en el dominio del tiempo. La rapidez con la que el canal cambia es una función de la frecuencia Doppler máxima que la señal transmitida experimenta en su camino hacia el receptor.

En este apartado se pretende hacer un resumen del comportamiento del canal móvil e introducir aquellas expresiones que, a lo largo de este capítulo y los siguientes, serán necesarias. En primer lugar se revisarán las expresiones para la función de densidad de probabilidad del equivalente paso bajo del canal, para después repasar su comportamiento en el dominio del tiempo. Los métodos que se han empleado para la simulación del canal plano con desvanecimientos se presentan en el Anexo, apartado 1.

### 2.2.2 Función de densidad de probabilidad del canal paso bajo equivalente

En un modelo de propagación simple, una multitud de rayos llega al receptor a través de diferentes caminos desde el transmisor, en los cuales la señal experimenta una ganancia y un desfase diferentes. Si puede asumirse que no existe diferencia en longitud entre los caminos que llegan al receptor (es decir, que las diferencias temporales son despreciables respecto al período de la señal transmitida), entonces el efecto sobre la señal es el mismo a todas las frecuencias de su espectro, es decir, se trata de un canal con respuesta plana variable con el tiempo. La Figura 2-4 representa el comportamiento del canal, donde  $x(t)$  e  $y(t)$  son señales complejas, equivalentes paso bajo de las señales moduladas, y  $h(t)$  es la respuesta compleja equivalente paso bajo del canal.

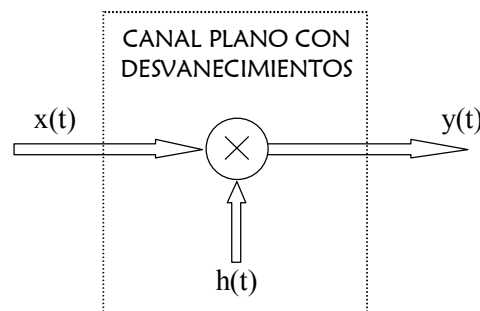


Figura 2-4. Equivalente paso bajo del modelo de canal plano con desvanecimientos. Las flechas dobles indican valores complejos.

Si se considera que el número de caminos que llegan al receptor es grande, puede acudirse a la ley de los grandes números y tratar las componentes en fase ( $h_f$ ) y cuadratura ( $h_c$ ) del canal como variables aleatorias gaussianas. Su función de densidad de probabilidad conjunta se puede expresar entonces como [Sampei, 1997]

$$p_H(h) = \frac{1}{2\pi\sigma^2} e^{-\frac{h_f^2 + h_c^2}{2\sigma^2}} \quad \text{Ec. 2-1}$$

donde el equivalente paso bajo del canal es  $h = h_f + j \cdot h_c$ , y  $\sigma$  es la desviación típica de cada una de las componentes por separado.

En el caso de que haya línea de visión directa (LOS, *Line of Sight*), a esta componente aleatoria debe añadirse una componente determinista, de manera que la función de densidad de probabilidad viene dada por una gaussiana de media distinta de cero:



$$p_H(h) = \frac{1}{2\pi\sigma^2} e^{-\frac{(h_r+m_r)^2+(h_c+m_c)^2}{2\sigma^2}} \quad \text{Ec. 2-2}$$

La envolvente del canal,  $r=|h|$  es la raíz cuadrada de la suma de los cuadrados de dos gaussianas de igual varianza, por lo que su función de densidad de probabilidad es, para el caso de que no haya visión directa (NLOS, *No Light of Sight*), una función de Rayleigh:

$$p_r(r) = \frac{r}{\sigma^2} e^{-\frac{r^2}{2\sigma^2}} \quad \text{Ec. 2-3}$$

y para el caso de LOS una función de Rice:

$$p_r(r) = \frac{r}{\sigma^2} e^{-\frac{r^2+r_s^2}{2\sigma^2}} I_0\left(\frac{r \cdot r_s}{\sigma^2}\right) \quad \text{Ec. 2-4}$$

donde  $I_0(\cdot)$  es la función de Bessel modificada de primera especie y de orden cero y  $r_s$  es la envolvente de la componente directa. Esta distribución se reduce a la de Rayleigh para el caso de  $r_s=0$ . En la literatura, la distribución de Rice a menudo se describe en función del parámetro  $K$ , definido como

$$K = 10 \log \frac{r_s^2}{2\sigma^2} \text{ (dB)} \quad \text{Ec. 2-5}$$

que puede interpretarse como la razón entre la potencia de la señal determinista (dominante) y las componentes aleatorias multicamino. Cuando  $K \rightarrow -\infty$ , la distribución tiende a la de Rayleigh, mientras que cuando  $K \rightarrow \infty$ , el canal tiende a uno constante de valor la componente directa,  $r_s$ .

### 2.2.3 Variaciones temporales

Cada camino de los que llegan al receptor lo hará formando un ángulo diferente  $\theta_i$  respecto a la trayectoria del móvil. A causa de este movimiento, aparece un desplazamiento de frecuencia, el efecto Doppler, de valor diferente para el camino  $i$ -ésimo [Parsons, 1992]

$$f_i = f_D \cdot \cos(\theta_i) \quad \text{Ec. 2-6}$$

$f_D$  es la máxima frecuencia Doppler, que viene dada por

$$f_D = \frac{v}{\lambda} \quad \text{Ec. 2-7}$$

donde  $v$  es la velocidad del móvil y  $\lambda$  la longitud de onda de la portadora. El inverso de la frecuencia Doppler es una medida del tiempo de coherencia del canal. Un canal que varíe

lentamente tiene un tiempo de coherencia alto o, equivalentemente, un ensanchamiento Doppler pequeño.

Se han sugerido varios modelos para explicar las características estadísticas de los campos electromagnéticos en un entorno móvil. Uno de los más ampliamente usados es el de Clarke, que supone que el ángulo de llegada de los rayos está uniformemente distribuido entre 0 y  $2\pi$ . El canal es estacionario en sentido amplio, de forma que la función de autocorrelación de la respuesta al impulso compleja puede expresarse en términos de la diferencia temporal  $\Delta t$ . En el caso de que la antena empleada sea un monopolo omnidireccional en  $\lambda/4$ , esta autocorrelación es real y puede expresarse como

$$a_o(\Delta t) = 2\sigma^2 J_0(2\pi f_D \Delta t) \quad \text{Ec. 2-8}$$

donde  $J_0(x)$  es la función de Bessel de primera especie y de orden 0. Tomando la transformada de Fourier, el espectro de potencia de  $h(t)$  queda como

$$A_o(\nu) = \begin{cases} \frac{\sigma^2}{\pi f_D} \frac{1}{\sqrt{1 - \left(\frac{\nu}{f_D}\right)^2}} & |\nu| \leq f_D \\ 0 & \text{resto} \end{cases} \quad \text{Ec. 2-9}$$

La función de autocorrelación para un canal Rayleigh se presenta en la Figura 2-5 en función de  $f_D \Delta t$ : la autocorrelación depende del tiempo normalizado por la frecuencia Doppler, de manera que mayores velocidades del móvil hacen aumentar de forma proporcional la distancia temporal normalizada entre las muestras. El espectro de potencia se muestra en la Figura 2-6, donde se descubre que está estrictamente limitado a  $\pm f_D$ .

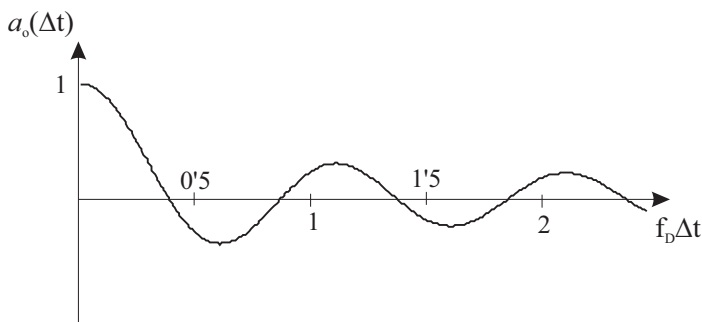


Figura 2-5. Función de autocorrelación para un canal Rayleigh.

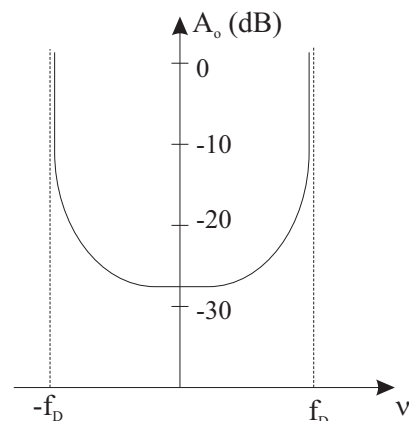


Figura 2-6. Espectro de potencia para un canal Rayleigh

En el caso de un canal Rice, la función de autocorrelación de la respuesta al impulso viene dada por

$$a_0(\Delta t) = 2\sigma^2 \left( K^2 + J_0(2\pi f_D \Delta t) \right) \quad \text{Ec. 2-10}$$

y en el espectro de potencia aparece una componente a frecuencia 0, correspondiente a la potencia del rayo directo.

## 2.3 MODULACIÓN M-QAM FIJA SOBRE CANAL PLANO CON DESVANECIMIENTOS

Antes de pasar a describir el modelo del sistema de modulación QAM adaptativa que se va a emplear, se van a calcular las tasas medias de error que se obtienen cuando la modulación empleada es fija a M-QAM. Esto permite disponer de valores con los que comparar posteriormente los sistemas adaptativos, además de establecer nomenclatura que se utilizará a lo largo de la tesis.

### 2.3.1 Valores instantáneos y medios

La Figura 2-7 presenta el modelo equivalente paso bajo del sistema de modulación M-QAM fija. La fuente suministra al transmisor mensajes binarios, que, reunidos en grupos de  $\log_2(M)$  bits, permiten escoger una señal  $x(t)$  de la constelación que se entrega a un canal plano con desvanecimientos cuyo modelo se presentó en el apartado 2.2. El receptor toma la decisión del símbolo transmitido con conocimiento perfecto del valor de  $h(t)$ .

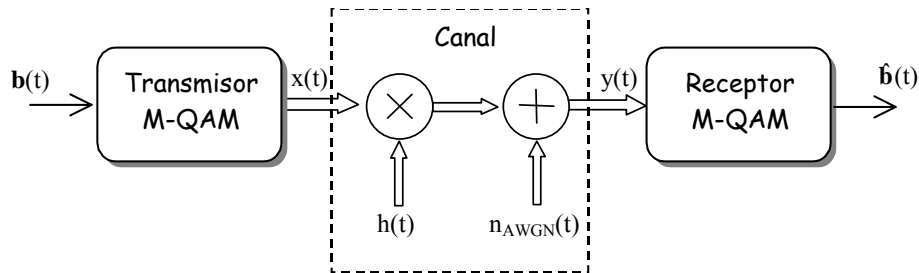


Figura 2-7. Modelo de sistema para modulación M-QAM. Equivalente paso bajo. Las líneas dobles representan valores complejos.

Sea  $\bar{S}$  la potencia media de la señal transmitida,  $x(t)$ , y  $N_0/2$  la densidad espectral de potencia del ruido  $n_{AWGN}(t)$ , que es aditivo, blanco y gaussiano (AWGN, *Additive White Gaussian Noise*). El canal considerado es variable en el tiempo, estacionario y ergódico, y el ancho de banda de la señal recibida,  $B$ , es suficientemente estrecho para considerar el canal como no selectivo en frecuencia. Con un escalado apropiado de  $\bar{S}$ , se puede asumir que la ganancia media de canal,  $|\overline{h(t)}|^2$ , es 1. Para una potencia transmitida constante, la SNR “instantánea” recibida  $\gamma(t)$  es

$$\gamma(t) = \frac{\bar{S} \cdot |h(t)|^2}{N_0 B} \quad \text{Ec. 2-11}$$

y la SNR media recibida  $\Gamma$  es

$$\Gamma = \frac{\bar{S}}{N_0 B} \quad \text{Ec. 2-12}$$

La Figura 2-8 intenta describir el significado de “instantáneo”, equivalente a un promedio en un período corto de tiempo, y el de “medio”, que es una media de promedios. El canal

es suficientemente lento para que sea posible transmitir un conjunto de símbolos cuya potencia media es  $\bar{S}$  mientras el canal se mantiene en un mismo estado, de forma que es posible establecer una media en un período corto de tiempo que se ha venido en llamar relación señal a ruido instantánea,  $\gamma(t)$ . El valor medio de la relación señal a ruido instantánea es la relación señal a ruido media  $\Gamma$ .

Posteriormente se emplearán los conceptos de instantáneo y medio aplicados a otras magnitudes, como la tasa de error, la capacidad o la eficiencia.

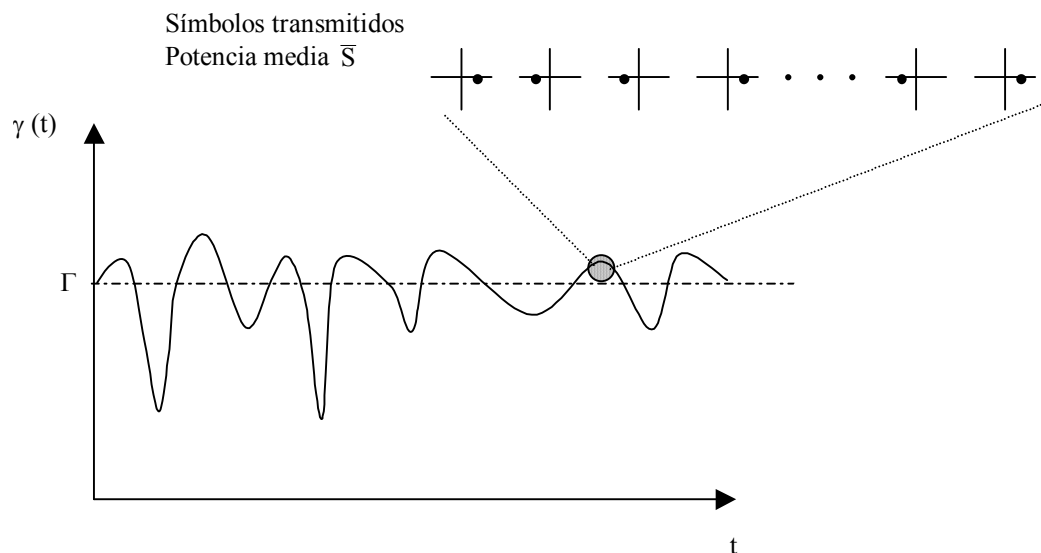


Figura 2-8. Ejemplo de realización de la relación señal a ruido.

La señal  $x(t)$  se escoge de forma aleatoria como uno de los símbolos de la constelación M-QAM de  $\log_2(M)$  bits de información por símbolo (BPS), donde  $M$  es el número de símbolos posibles de la constelación.

El conjunto de constelaciones que van a utilizarse a lo largo de esta tesis se presentan en la Figura 2-9, donde, como es habitual, se ha denotado BPSK (*Binary Phase Shift Keying*) a la constelación de 1 único bit por símbolo y QPSK (*Quaternary Phase Shift Keying*) al caso de  $M = 4$ . La codificación en bits es Gray para las constelaciones cuadradas, y la de [ANSI, 1995] para las constelaciones en cruz.

### 2.3.2 Tasa de error media BER(m, $\Gamma$ )

Para una constelación de  $m$  bits de información por símbolo, se puede definir una tasa binaria de error instantánea,  $\text{ber}(m,\gamma(t))$ , en función de la relación señal a ruido instantánea  $\gamma(t)$ . Esta tasa de error corresponde a la que se tendría para esa misma constelación en un canal AWGN<sup>2</sup> de relación señal a ruido  $\gamma$ ,  $\text{BER}_{\text{AWGN}}(m,\gamma)$ .

<sup>2</sup> Se denominará en esta tesis canal gaussiano o canal AWGN a la simple adición de ruido blanco con distribución normal (AWGN, *Additive White Gaussian Noise*).

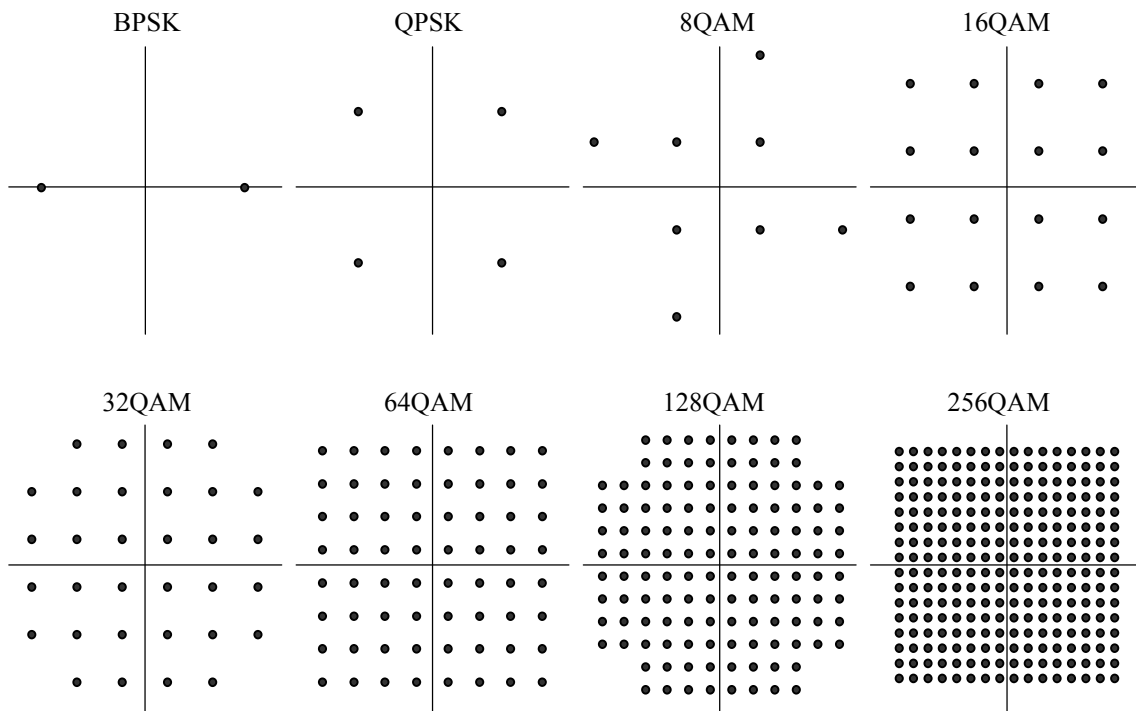


Figura 2-9. Conjunto de constelaciones.

Dado que  $h(t)$  y, por tanto,  $\gamma(t)$ , son ergódicas, la media temporal de las funciones que se definan sobre ellas son iguales a las medias en el conjunto, y, por tanto, el valor medio de la tasa de error viene entonces dada por

$$\text{BER}(m, \Gamma) = \int_0^{\infty} \text{ber}(m, \gamma) \cdot p_{\Gamma}(\gamma) d\gamma \quad \text{Ec. 2-13}$$

donde  $p_{\Gamma}(\gamma)$  denota la función de densidad de probabilidad de la relación señal a ruido, que es independiente de  $t$  dado que  $h(t)$  es estacionaria. Esta función de densidad de probabilidad puede obtenerse haciendo un cambio de variable en la Ec. 2-3 y en la Ec. 2-4 para canal de Rayleigh y de Rice, respectivamente, resultando

$$p_{\Gamma}(\gamma) = \frac{1}{\Gamma} \exp\left(-\frac{\gamma}{\Gamma}\right) \quad \text{Ec. 2-14}$$

para canal de Rayleigh y

$$p_{\Gamma}(\gamma) = \frac{1+K}{\Gamma} e^{-K} \exp\left(-\frac{\gamma}{\Gamma}(1+K)\right) I_0\left(2\sqrt{K(1+K)}\sqrt{\frac{\gamma}{\Gamma}}\right) \quad \text{Ec. 2-15}$$

para canal de Rice.

Las tasas medias de error para canal de Rayleigh se presentan en la Figura 2-10 (a) y para canal de Rice con  $K = 0$  dB en (b). Se supone detección coherente con estimación perfecta del canal y un detector de distancia mínima. Es de interés hacer notar que la caída de la tasa de error con la relación señal a ruido media,  $\Gamma$ , es mucho más lenta que en el caso de un canal gaussiano (en línea discontinua en la figura). La comparación entre ambas figuras pone en evidencia que, incluso cuando la potencia del rayo de visión directa es la mitad de la total, como en el caso del canal de Rice que se presenta, las tasas de error no disminuyen apreciablemente respecto al caso de que no existiera esa línea directa.

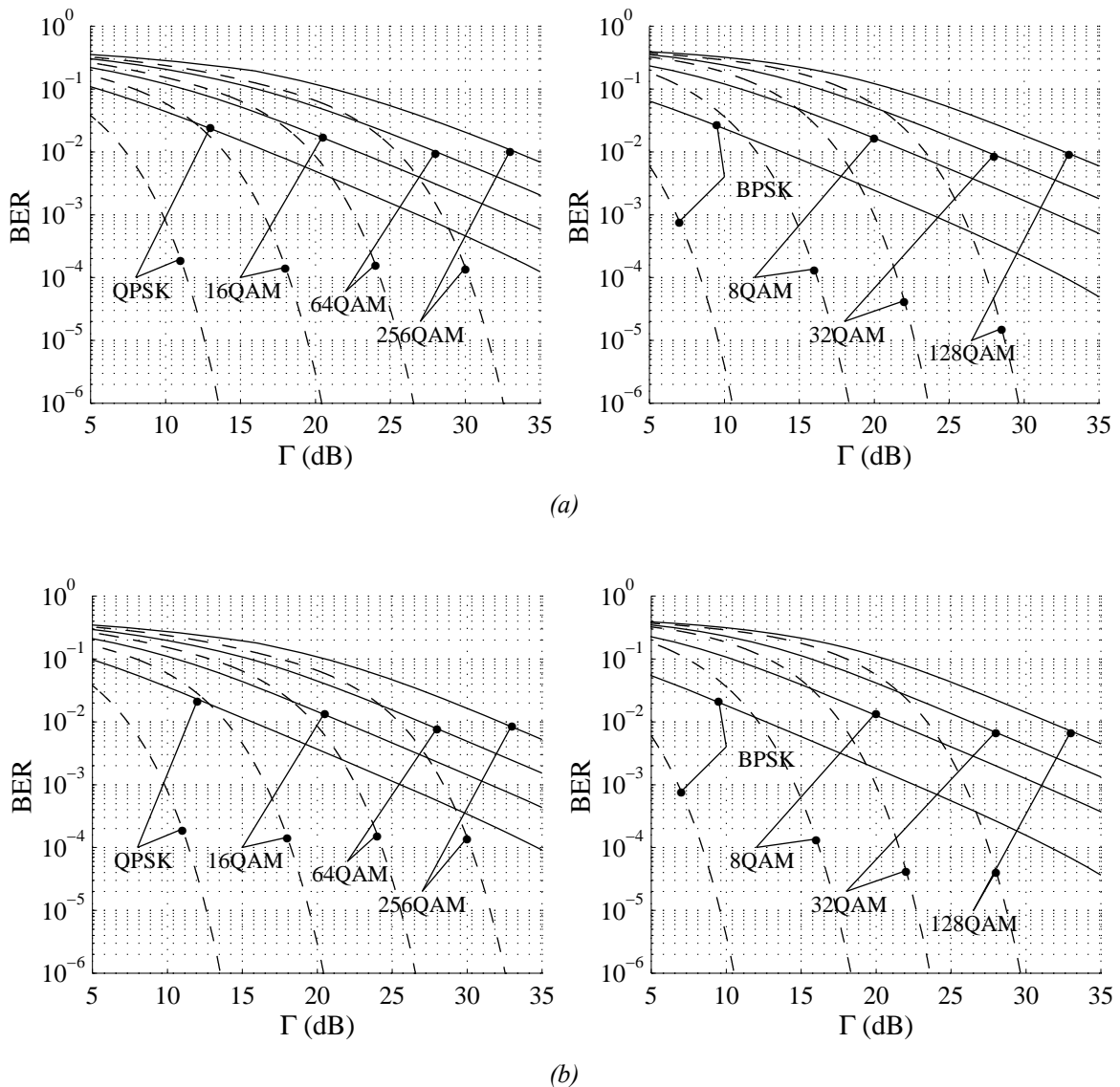


Figura 2-10. Tasas de error medias para las constelaciones de la Figura 2-9 (a) Canal de Rayleigh; (b) Canal de Rice con  $K = 0$  dB. En línea discontinua, las tasas de error para canal AWGN.

## 2.4 LÍMITE DE SHANNON PARA CANALES PLANOS CON DESVANECIMIENTOS

Desde que Shannon encontrara el valor de la máxima velocidad binaria que puede transmitirse sin errores por un canal ruidoso, este límite superior ha sido empleado de forma generalizada como forma de comparación entre sistemas.

El límite de Shannon o capacidad de un canal limitado en banda con ruido aditivo gaussiano viene dado por [Proakis, 1995]:

$$C = \int_w \log_2(1 + \Gamma(f))df \quad \text{Ec. 2-16}$$

donde  $\Gamma(f)$  es la relación señal a ruido en función de la frecuencia y  $W$  el ancho de banda empleado.

En el caso de un canal variable en el tiempo, la relación señal a ruido recibida,  $\gamma$ , varía con el tiempo, por lo que la capacidad debe ahora definirse como un proceso dependiente del tiempo,  $c(t)$  [Lee, 1990]

$$c(t) = \int_w \log_2(1 + \gamma(t, f))df \quad \text{Ec. 2-17}$$

donde  $\gamma(t, f)$  es la SNR en el instante  $t$  para la frecuencia  $f$ . Ahora, la capacidad  $C$  debe entenderse en sentido medio, como la esperanza de la capacidad instantánea del canal,  $c(t)$ .

En el caso de un canal no selectivo en frecuencia, la relación señal a ruido instantánea es igual a todos los valores de frecuencia,  $\gamma(t, f) = \gamma(t)$ , por lo que la capacidad (en bits/seg/Hz) viene dada por

$$\frac{c(t)}{W} = \log_2(1 + \gamma(t)) \quad \text{Ec. 2-18}$$

La Figura 2-11 presenta la capacidad instantánea del canal en función del tiempo para la misma realización del canal de Rayleigh de la Figura 2-3 y  $\Gamma = 20$  dB. Puede descubrirse que, aunque durante desvanecimientos profundos la máxima eficiencia apenas llega a un bit por Hertzio, existen momentos en que se alcanzan los 10 bits/seg/Hz.

Considerado el canal como un proceso ergódico, la media puede calcularse en el tiempo o en el conjunto de forma intercambiable, y expresar la capacidad por Hertzio ( $\eta$ ) como [Lee, 1990]

$$\eta = \int_0^{\infty} \log_2(1 + \gamma)p_{\Gamma}(\gamma)d\gamma \quad \text{Ec. 2-19}$$

donde  $\gamma$  es la SNR instantánea,  $\Gamma$  es la SNR media del canal y  $p_{\Gamma}(\gamma)$  es la función de densidad de probabilidad de la SNR instantánea.



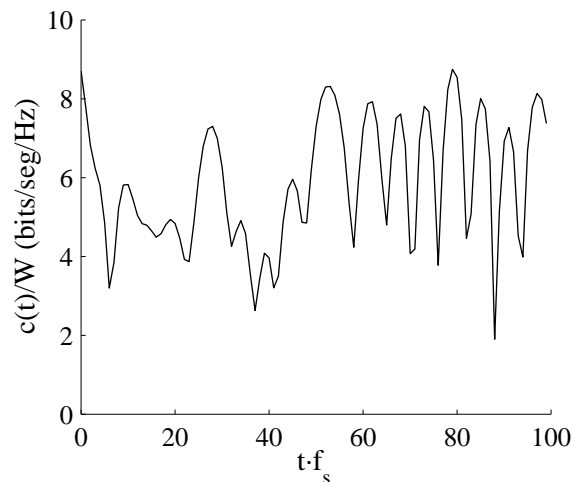


Figura 2-11. Capacidad en función del tiempo para el canal de la Figura 2-3 y  $\Gamma = 20$  dB.

Sustituyendo la Ec. 2-15 (o su equivalente para canal Rayleigh, la Ec. 2-14) en la Ec. 2-19 y resolviendo la integral con métodos numéricos, se obtiene la capacidad media para el canal variable en el tiempo [Lee, 1990] [Lazarakis, 1994]. Este resultado puede expresarse para canales Rayleigh con diversidad espacial como [Lee, 1990]

$$\eta_M(\mu) = P_M(-\mu)E_1(\mu) + \sum_{m=1}^{M-1} \frac{1}{m} P_m(\mu)P_{M-m}(-\mu) \quad \text{Ec. 2-20}$$

donde  $M$  es el orden de diversidad de recepción,  $\mu := 1/\Gamma$  se define como la inversa de la SNR media,  $E_1$  denota la integral exponencial

$$E_1(t) := \int_1^{\infty} \frac{1}{s} e^{-t} ds$$

y  $P_N(\mu)$  es la distribución de Poisson

$$P_N(t) := \sum_{n=0}^{N-1} \frac{t^n}{n!} e^{-t}$$

En el caso de canal de Rice, la expresión utilizada puede ser la misma [Günther, 1996] ya que las distribuciones en el caso de canal Rice con coeficiente  $K$  y canal Rayleigh con diversidad  $M$  son equivalentes cuando se cumple que

$$M = \frac{(K+1)^2}{2K+1}$$

La Figura 2-12 presenta la capacidad media para canal de Rayleigh ( $K = -\infty$ ) y de Rice con  $K = 0$  dB, e incluye también el valor para canal gaussiano ( $K = \infty$ ). Como se observa, la capacidad teórica que se puede obtener crece con la parte de potencia del rayo directo ( $K$  del Rice), alcanzándose como límite ( $K \rightarrow \infty$ ) el resultado para canal AWGN.

Contra lo que cabría esperar, no hay grandes diferencias entre la capacidad para el canal de Rayleigh y para un canal gaussiano: el límite superior en ambos canales es comparable, aunque no la dificultad técnica para acercarse a él [Günther, 1996]. Este hecho ha justificado la investigación de técnicas adaptativas de transmisión.

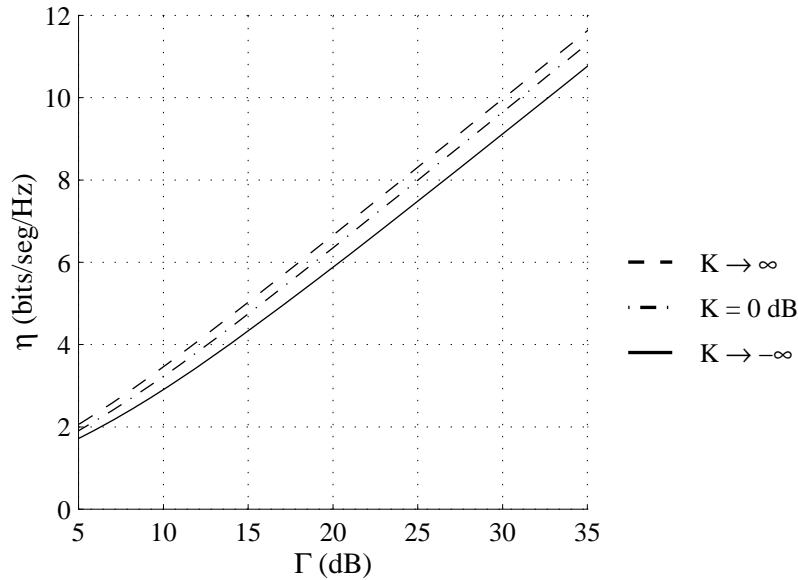


Figura 2-12. Capacidad (bits/seg/Hz) para distintos valores de componente directa ( $K$ ).

## 2.5 MODELO DEL SISTEMA DE MODULACIÓN ADAPTATIVA QAM

En el apartado previo se ha descrito el límite de Shannon como la máxima velocidad binaria que puede transmitirse por un canal que, en el caso de un canal móvil, varía con el tiempo. La idea básica de la modulación adaptativa consiste en modificar la velocidad con que se transmite en función de la SNR instantánea,  $\gamma(t)$ , con el objetivo de acercarse a esa capacidad variable.

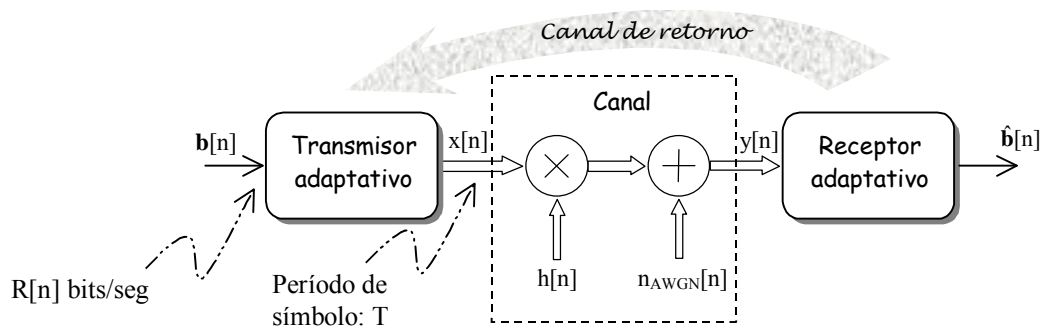


Figura 2-13. Modelo del sistema AQAM. Equivalente paso bajo de tiempo discreto. Las líneas dobles representan valores complejos.

En la Figura 2-13 se presenta el modelo paso bajo en tiempo discreto de un sistema de modulación adaptativa QAM. Este modelo se obtiene muestreando el sistema a intervalo de símbolo, supuesto sincronismo perfecto entre transmisor y receptor y transmisión con pulsos de Nyquist.

En cada instante  $n$ , la fuente suministra al transmisor un mensaje representado por el vector binario  $\mathbf{b}[n]$ . La señal  $x[n]$  se escoge en función del vector binario que se desea transmitir. Tras pasar por el canal, que en este caso es variable con el tiempo, el receptor entrega al destino los bits  $\hat{\mathbf{b}}[n]$  decididos a partir de la señal recibida,  $y[n]$ .

En el caso del sistema de modulación adaptativa tratado, la fuente suministra al transmisor mensajes binarios con una velocidad binaria variable  $R[n]$  bits/seg. El transmisor reúne un número variable de bits en un solo símbolo de forma que el período de símbolo se mantiene fijo a  $T$ .

La velocidad a la que los bits se entregan al transmisor está bajo el control del receptor, el cual debe tener la posibilidad de seguir las variaciones del canal. A través del canal de retorno, el receptor solicita un cambio en la velocidad de transmisión de los datos cada vez que sea necesario.

La estimación del canal que el receptor puede obtener es, en general, ruidosa, y sólo estará disponible en el receptor después de un retraso en la estimación, de al menos un símbolo, para mantener la causalidad. Por su parte, el canal de retorno añadirá otro retardo a la adaptación de la modulación.

La velocidad a la que cambia el canal determina cómo de frecuentemente el transmisor debe adaptar el régimen binario, y también el impacto de la estimación del canal no ideal en las tasas de error.

La Figura 2-14 presenta un diagrama simplificado del transmisor, en el que se modifica el régimen binario de la manera siguiente: la velocidad de símbolo se mantiene constante y el número de bits,  $m[n]$ , utilizados para elegir un símbolo es variable, y está bajo control del receptor. Los  $m[n]$  bits seleccionan uno de los símbolos de la constelación  $u$ -ésima, determinada por su número de símbolos,  $2^{m[n]}$ .

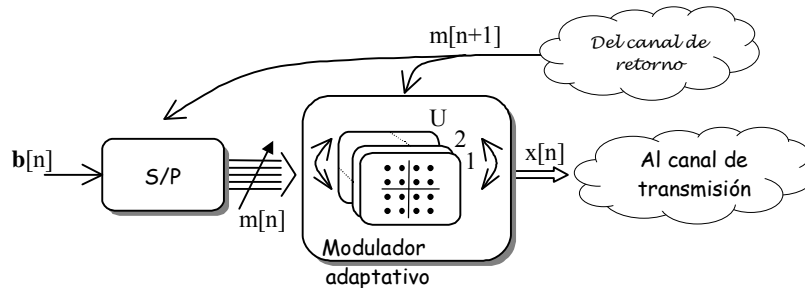


Figura 2-14. Diagrama simplificado del transmisor.

El receptor coherente se presenta en la Figura 2-15. De alguna manera, el receptor estima la SNR instantánea y decide el número de bits que deben usarse en la siguiente transmisión. Si es necesario (es decir, si ha habido un cambio en la constelación), esta información de control se envía por el canal de retorno hacia el transmisor. La estimación de canal se utiliza también para igualar y un decisor adaptativo, dual al modulador, permite recuperar los bits transmitidos.

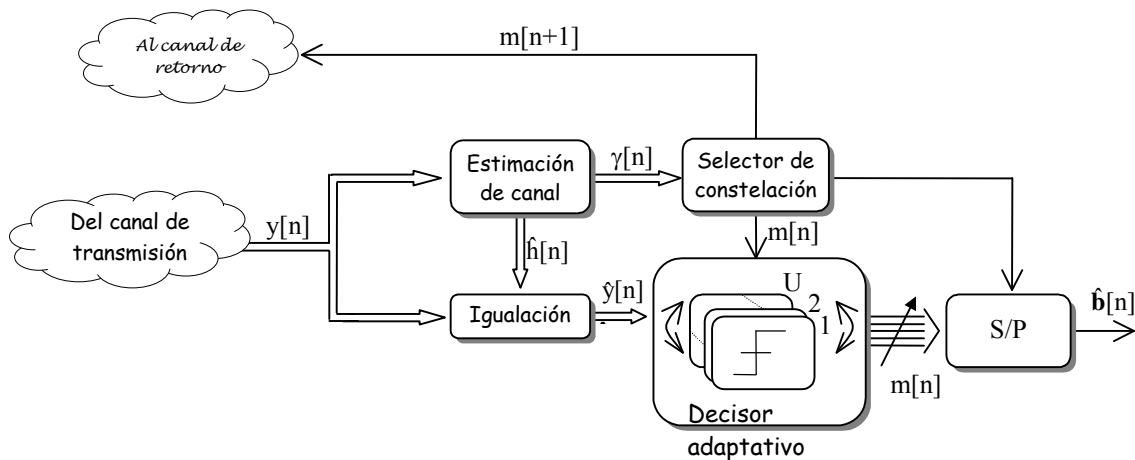


Figura 2-15. Diagrama simplificado del receptor.

Existen varias posibilidades para que el receptor estime la respuesta del canal. Se han propuesto varios posibles métodos: con entrenamiento, dirigidos por la decisión y estimación ciega. La estimación que puede obtenerse con el último de ellos está limitada por la lenta convergencia de los algoritmos [Haykin, 1996]; en los métodos guiados por la decisión, una ráfaga de errores hace perder la estimación.

En el caso de canales variables, el entrenamiento no puede hacerse únicamente al principio de la transmisión, sino que debe haber una estimación continua del canal. Aunque no se muestra en el diagrama, se puede emplear una técnica de modulación ayudada por

símbolos piloto (PSAM, *Pilot Symbol Assisted Modulation*): símbolos conocidos por el receptor son insertados por el transmisor periódicamente de forma que aquel sea capaz de seguir las variaciones de amplitud y fase del canal.

La multiplexación de estos símbolos conocidos con los símbolos de información permite obtener una estimación del canal que es causal. Esta estimación no será exacta, lo que introducirá errores en el sistema a través de dos caminos: una selección errónea de la modulación que debe emplearse y una igualación no perfecta del canal. Por otra parte, es necesario espaciar los pilotos en el tiempo para limitar la sobrecarga que su transmisión produce, por lo que sólo podrá obtenerse una versión diezmada de la respuesta del canal.

## 2.6 ANÁLISIS DEL SISTEMA CON ESTIMACIÓN PERFECTA DEL CANAL

En el apartado anterior se ha descrito el modelo de sistema que se empleará en el resto de este capítulo. Sin embargo, no se ha pormenorizado el algoritmo de selección de la constelación. A esto se dedicará la sección 2.6.1. En todo el apartado 2.6 se supondrá que la estimación de canal (CSI, *Channel State Information*) es instantánea y exacta, de manera que en la sección 2.6.2 se evalúa el valor de la máxima eficiencia espectral que puede obtenerse con este algoritmo de selección, y posteriormente calcular la tasa media de error que se obtendría en esas condiciones.

Se comentó anteriormente que una de las necesidades de los sistemas de modulación adaptativa es un canal de retorno. En la sección 2.6.3 se cuantifica la necesaria velocidad binaria de información que es necesario retroalimentar.

El número de posibles constelaciones que pueden emplearse afecta a la eficiencia, pues el uso de más constelaciones permite un mejor ajuste a la respuesta del canal. Sin embargo, esto significará que los cambios de constelación serán más frecuentes y, con ello, será mayor la velocidad de la información que hay que realimentar hacia el transmisor. En los siguientes apartados se van a cuantificar la eficiencia, las tasas de error y la velocidad de información en el canal de retorno para dos grupos distintos de constelaciones, lo que permitirá apreciar si es conveniente o no ampliar el número de posibles constelaciones.

### 2.6.1 Algoritmo de adaptación de la modulación

El algoritmo de selección de la modulación escoge el tamaño de la constelación en función de la SNR instantánea del canal muestreada a período de símbolo,  $\gamma[n]$ . Para ello selecciona una de las  $U$  posibles constelaciones o la no-transmisión ( $U+1$  regiones de modulación), de forma que cuando la calidad del canal mejora se cambia a una constelación más densa, con los puntos más cercanos entre sí, y si el canal se degrada se utiliza una constelación con mayor distancia entre símbolos para que la tasa de error no aumente. Se selecciona siempre la constelación más densa que permite mantener la tasa de error por debajo de una probabilidad de error objetivo  $P_o$ . De esta manera se obtiene la mayor eficiencia posible con la tasa de error instantánea limitada por la objetivo [Torrance, 1996a].

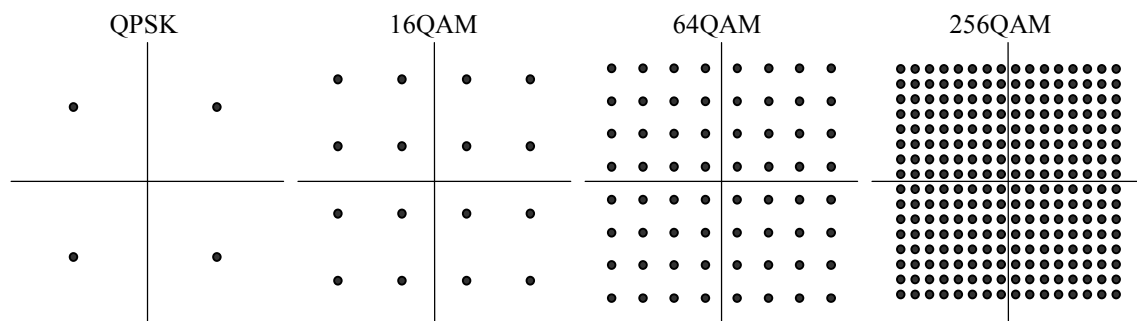


Figura 2-16. Constelaciones posibles para 5 regiones de modulación ( $U = 4$ ).

Supongamos las constelaciones de la Figura 2-16 y su tasa de error para una SNR  $\gamma$ , ( $\text{ber}(m,\gamma)$ ) (Figura 2-17). Si la constelación empleada es fija, entonces la eficiencia es  $\log_2(M)$  bits/seg/Hz para todas ellas, y la tasa de error es la obtenida en el apartado 2.3. Sin embargo, no será posible asegurar que la tasa de error instantánea,  $\text{ber}(m,\gamma)$ , esté siempre por debajo de un valor máximo  $P_o$ , y lo único que se podrá garantizar es el porcentaje del tiempo en que la transmisión está por debajo de esta calidad mínima deseada (*outage probability*).

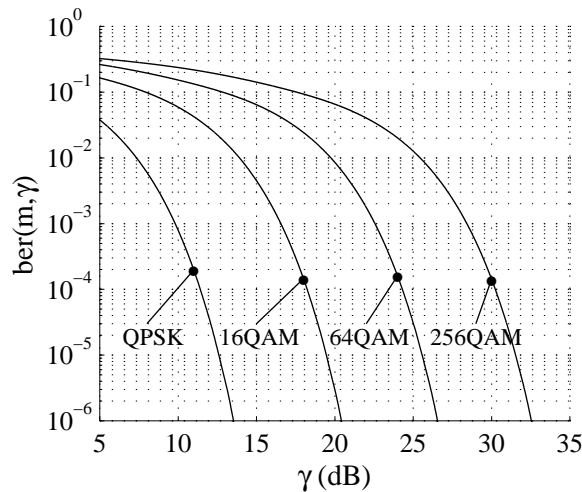


Figura 2-17. BER para las constelaciones de la Figura 2-16.

Por el contrario, si fuera posible elegir en función de  $\gamma$  la constelación de entre las  $U+1$  posibles, entonces la función que se obtiene (y que habría que promediar) sería la de la Figura 2-18. El eje izquierdo presenta la tasa de error que se evaluaría,  $\text{ber}(\gamma)$ , y el derecho el número de bits de información por símbolo,  $m(\gamma)$ . En ese caso, para cada valor instantáneo de SNR,  $\gamma$ , es posible utilizar la constelación más densa que mantenga la tasa de error por debajo de la objetivo,  $P_o$  (*Target BER*), igual a  $10^{-2}$  en el ejemplo de la figura. De esta manera se consigue aumentar la eficiencia sin que la tasa de error sufra por ello.

La selección de la constelación se hace en función de lo que se denominará umbrales de selección: para  $\gamma$  entre  $\gamma_u$  y  $\gamma_{u+1}$  se utiliza la constelación  $u$ -ésima, es decir, la selección del número de bits por símbolo transmitidos se hace con la siguiente regla:

$$m(\gamma) = \begin{cases} 0 & 0 < \gamma < \gamma_1 \\ \log_2(M_1) & \gamma_1 \leq \gamma < \gamma_2 \\ \log_2(M_2) & \gamma_2 \leq \gamma < \gamma_3 \\ \log_2(M_3) & \gamma_3 \leq \gamma < \gamma_4 \\ \log_2(M_4) & \gamma_4 \leq \gamma < \infty \end{cases} \quad \text{Ec. 2-21}$$

Los umbrales para las constelaciones de la Figura 2-16 se listan en la Tabla 2-1, en la que se hace visible que hay un límite inferior de  $\gamma$  por debajo del cual no se transmite. Por otra parte, razones prácticas han aconsejado limitar a un tamaño máximo la constelación, 8 bits

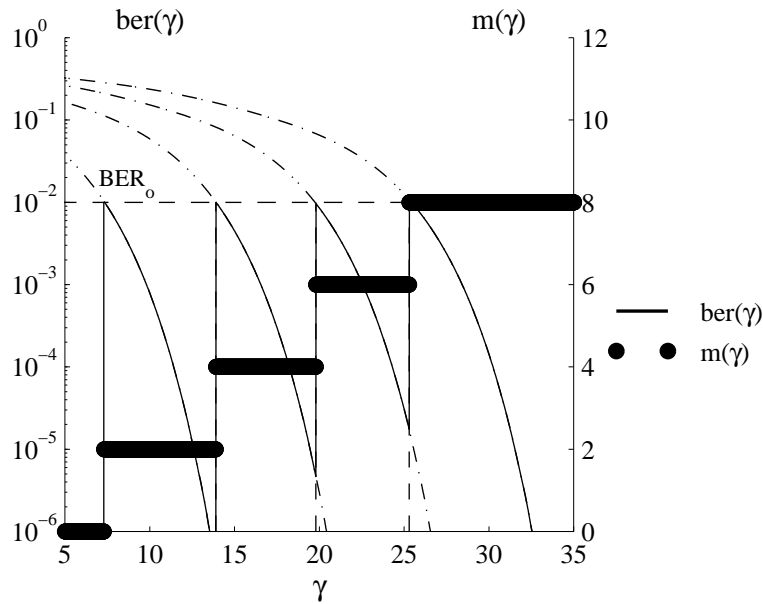


Figura 2-18. Resultado de la selección de la constelación.

Tabla 2-1. Umbrales de selección de las constelaciones para 5 regiones de modulación.

Constelación	$P_o = 10^{-2}$		$P_o = 10^{-3}$	
	$\gamma_u$ (dB)	$\gamma_{u+1}$ (dB)	$\gamma_u$ (dB)	$\gamma_{u+1}$ (dB)
QPSK	7.3	13.9	9.8	16.6
16QAM	13.9	19.8	16.6	22.6
64QAM	19.8	25.3	22.6	28.4
256QAM	25.3	$\infty$	28.4	$\infty$

por símbolo en el caso tratado, de forma que la complejidad del receptor queda reducida a costa de que la eficiencia que se puede extraer queda acotada por este valor.

En la Figura 2-19 (a) se presenta el tamaño de la constelación seleccionada para el caso del mismo canal de la Figura 2-3, cuando la SNR media es  $\Gamma = 20$  dB. Como se observa, la eficiencia para AQAM sigue las variaciones de la capacidad del canal, aunque se encuentra a cierta distancia de este límite máximo. En la Figura 2-19 (b) se presenta la tasa de error a lo largo del tiempo según estas mismas constelaciones utilizadas. Se observa cómo, justo en los cambios de una constelación a otra de menor tamaño, las tasas de error aumentan hasta rozar el máximo, mientras que van disminuyendo hasta el siguiente cambio creciente de constelación. La tasa de error media que se obtenga será menor que la máxima objetivo,  $P_o$ , ya que en ningún momento se supera dicho valor.

### 2.6.2 Eficiencia espectral y tasa media de error

La eficiencia espectral media de la modulación QAM adaptativa (*Adaptive QAM, AQAM*) se puede calcular como la esperanza de la eficiencia espectral  $m(\gamma)$ , esto es [Goldsmith, 1997a],



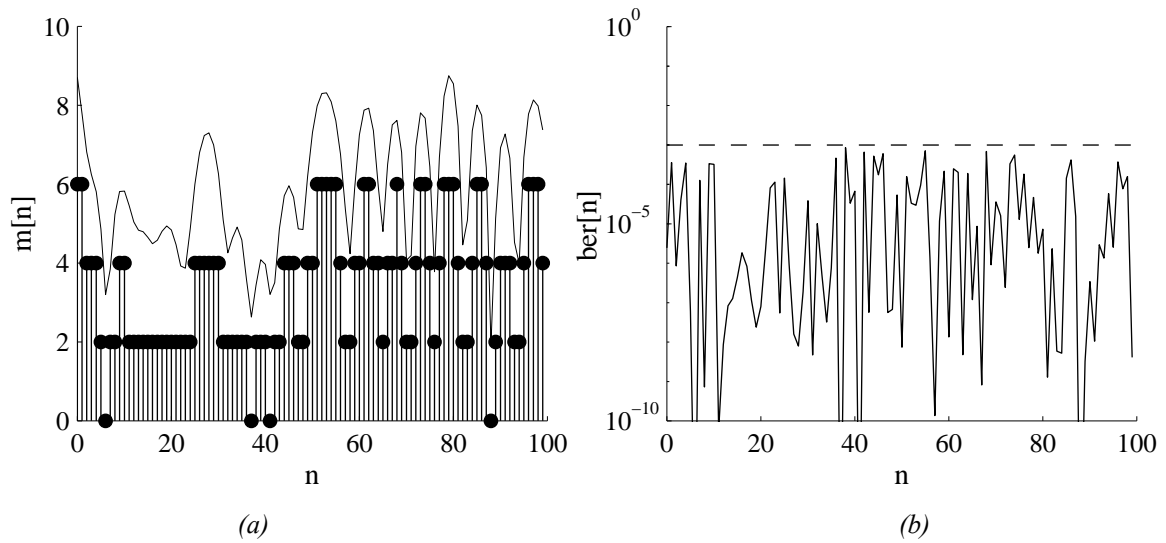


Figura 2-19. Para el caso del canal de la Figura 2-3 y para  $P_o=10^{-3}$ : (a) bits por símbolo seleccionados, (b) tasa de error instantánea correspondiente.

$$\eta_{\text{AQAM}} = \frac{\langle R \rangle}{W} = \int_0^{\infty} m(\gamma) p_{\Gamma}(\gamma) d\gamma \quad \text{Ec. 2-22}$$

donde  $m(\gamma)$  viene dada por la Ec. 2-21, y  $p_{\Gamma}(\gamma)$  es la función de densidad de probabilidad de la relación señal a ruido, descrita por la Ec. 2-15. Sustituyendo la Ec. 2-21, la eficiencia para AQAM puede también expresarse como

$$\eta_{\text{AQAM}} = \sum_{u=1}^U a_u \cdot \log_2(M_u) \quad \text{Ec. 2-23}$$

en la que  $a_u$  representa la probabilidad de estar en la región de modulación  $u$ -ésima, que viene dada por

$$a_u = \int_{\gamma_u}^{\gamma_{u+1}} p_{\Gamma}(\gamma) d\gamma \quad \text{Ec. 2-24}$$

El límite inferior de la integral es el umbral mínimo donde la constelación  $u$ -ésima empieza a utilizarse. En el caso de un canal Rayleigh, esta integral resulta inmediata e igual a

$$a_u = \exp\left(-\frac{\gamma_u}{\Gamma}\right) - \exp\left(-\frac{\gamma_{u+1}}{\Gamma}\right) \quad \text{Ec. 2-25}$$

La probabilidad de pérdida de la transmisión (*outage probability*) es la probabilidad de que no se pueda utilizar ninguna constelación debido a que el canal no alcance la calidad necesaria, que, por tanto, viene dada por

$$a_0 = \int_0^{\gamma_1} p_{\Gamma}(\gamma) d\gamma \quad \text{Ec. 2-26}$$

De nuevo inmediata para un canal de Rayleigh

$$a_0 = 1 - \exp\left(-\frac{\gamma_1}{\Gamma}\right) \quad \text{Ec. 2-27}$$

La tasa media de errores puede calcularse promediando la tasa de error instantánea, aunque ahora hay que pesar por el número de bits de información que se transmiten con cada constelación:

$$\text{BER}_{\text{AQAM}} = \frac{\int_0^{\infty} m(\gamma) \text{ber}(m(\gamma), \gamma) p_{\Gamma}(\gamma) d\gamma}{\int_0^{\infty} m(\gamma) p_{\Gamma}(\gamma) d\gamma} \quad \text{Ec. 2-28}$$

donde  $\text{ber}(m, \gamma)$  es la tasa media de error cuando se transmite la constelación de  $m$  bits por símbolo en un canal gaussiano de SNR  $\gamma$ . Esta tasa puede también escribirse como

$$\text{BER}_{\text{AQAM}} = \frac{\sum_{u=1}^U \overline{\text{BER}}_u \cdot \log_2(M_u)}{\sum_{u=1}^U a_u \cdot \log_2(M_u)} \quad \text{Ec. 2-29}$$

con

$$\overline{\text{BER}}_u = \int_{\gamma_u}^{\gamma_{u+1}} \text{ber}(\log_2(M_u), \gamma) \cdot p_{\Gamma}(\gamma) d\gamma \quad \text{Ec. 2-30}$$

la tasa de error media para la constelación que se utiliza entre los umbrales  $\gamma_u$  y  $\gamma_{u+1}$ .

Hay una diferencia primordial entre la Ec. 2-28 y la tasa media de error para M-QAM expresada en la Ec. 2-13. En los esquemas de modulación fija (M-QAM) la transmisión se mantiene incluso para relaciones señal a ruido muy bajas. Para estos valores, las tasas instantáneas de error son muy altas y arruinan el promedio. Para el esquema de modulación adaptativa, en estas condiciones la transmisión se desactiva, lo que evita esta degeneración de la tasa media del error. La consecuente pérdida de eficiencia se compensa con el empleo de constelaciones más densas cuando la calidad del canal lo permite.

A continuación se presenta un conjunto de gráficas que muestran el comportamiento del sistema (eficiencia, tasa media de error, probabilidad de pérdida de transmisión...) en función de diversos parámetros (relación señal a ruido media  $\Gamma$ , probabilidad de error objetivo  $P_o$ , conjunto de constelaciones, parámetro  $K$  del canal de Rice). Las gráficas se

han obtenido empleando las anteriores ecuaciones, y se han verificado mediante simulaciones utilizando el modelo de canal del Anexo 1. Los resultados calculados y simulados son indistinguibles en todos los casos.

La Figura 2-20 presenta la probabilidad de emplear cada constelación ( $a_u$ , Ec. 2-24) en función de la relación señal a ruido media,  $\Gamma$ , para canal de Rayleigh y tasa de error máxima  $P_o = 10^{-3}$ . Cuando la relación señal a ruido media es baja, es muy probable que la calidad del canal no permita obtener la tasa de error deseada, y durante todos esos períodos la transmisión se desactiva. Para relaciones señal a ruido medias mejores se usan cada vez con más probabilidad las constelaciones más densas mientras la probabilidad de no transmitir ( $a_0$ ) disminuye.

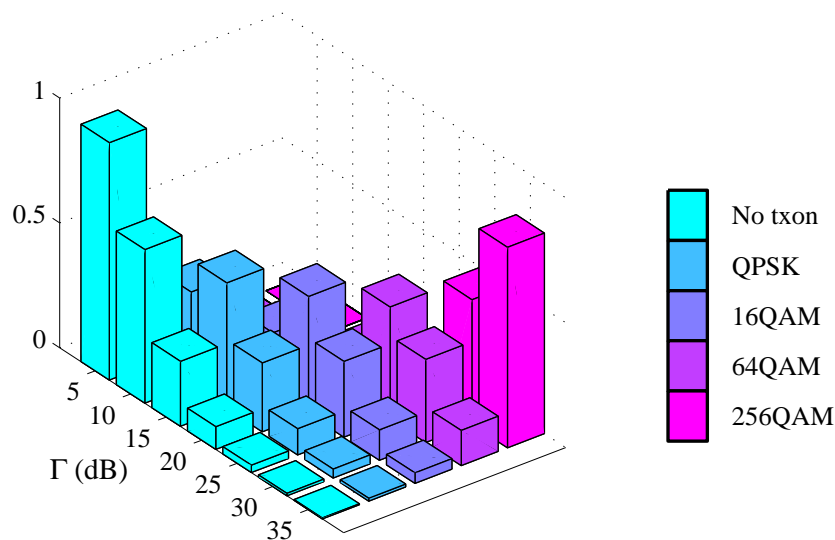


Figura 2-20. Probabilidad de usar cada constelación para 5 regiones de modulación,  $P_o=10^{-3}$  y canal de Rayleigh.

La Figura 2-21 presenta la probabilidad de que no sea posible transmitir, es decir,  $a_0$  tal como se define en la Ec. 2-26, cuando  $P_o = 10^{-2}$ . Como forma de comparación se presenta la probabilidad de que la tasa de error instantánea sea mayor que  $P_o$  cuando se usa M-QAM con una constelación fija. Evidentemente, el caso de QPSK y el de modulación adaptativa en el que la constelación menor es esta misma, ambas curvas se superponen.

En la Figura 2-22 se presenta la eficiencia para un canal Rayleigh con la misma probabilidad de error del caso anterior. El límite de Shannon queda por encima, a unos 5 dB. Como forma de comparación, se presenta también la eficiencia que se obtiene en caso de modulación fija, que es constante e igual a  $\log_2(M)$ . Para que la comparación fuera justa, se consideró que únicamente es posible emplear esta constelación M-QAM cuando la tasa de error instantánea no supera a la tasa fijada como objetivo en más de un 5% del tiempo.

Esta figura permite ratificar la limitación de la máxima constelación a 256QAM: para valores altos de  $\Gamma$  la eficiencia ya no crece linealmente, sino que queda acotada por 8 bits/seg/Hz, pero este menoscabo apenas es apreciable en el rango de relaciones señal a ruido de interés.

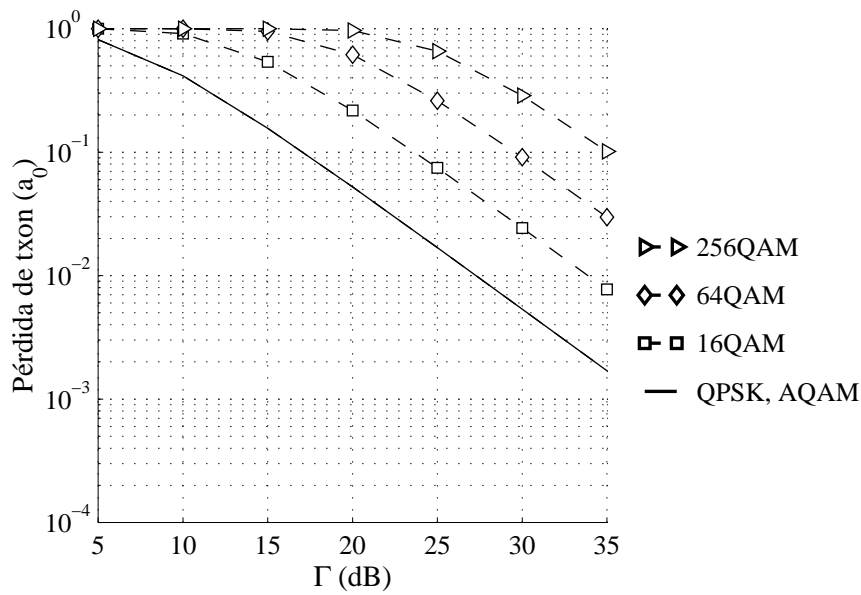


Figura 2-21. Probabilidad de pérdida de transmisión,  $a_0$ , para  $P_o=10^{-2}$  y canal de Rayleigh. En línea discontinua, probabilidad de que la modulación M-QAM fija sufra una tasa de error mayor que  $P_o$ .

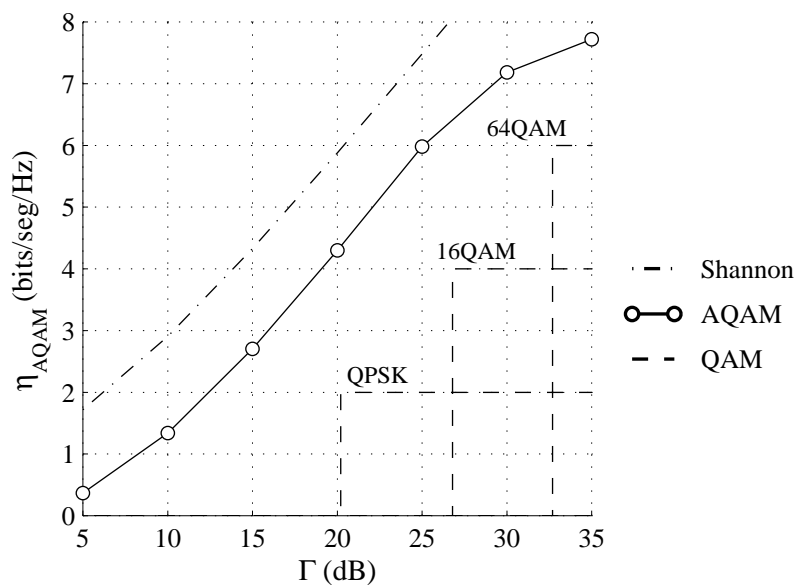


Figura 2-22. Eficiencia de AQAM comparada con la de QAM fija para  $P_o = 10^{-2}$ .

La Figura 2-23 presenta la probabilidad de error media para varias probabilidades de error objetivo. En línea discontinua se presenta la tasa de error para las constelaciones fijas empleadas. Como se predijo, y dado que la fijada es la tasa de error máxima, el valor medio resulta inferior a la máxima esperada. En la zona media de  $\Gamma$ , la tasa de error es aproximadamente plana y sólo disminuye cuando la eficiencia queda limitada por la constelación más densa que puede emplearse.

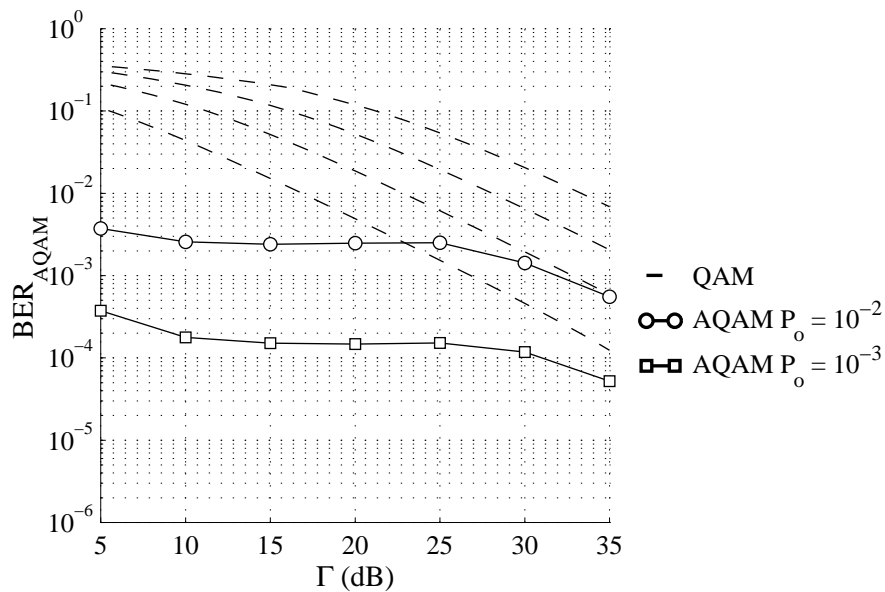


Figura 2-23. Tasa de error media para 5 regiones y varias probabilidades de error objetivo.

De la observación conjunta de las tres gráficas anteriores se pueden obtener resultados interesantes. Como se observa en la Figura 2-23 las tasas de error medias que se obtienen con una selección adaptativa de la modulación son menores que las que se obtendrían para constelación fija, incluso a aquellas relaciones señal a ruido medias en las que la probabilidad de estar por encima de la tasa objetivo es pequeña: a 25 dB la probabilidad de que QPSK tenga una tasa de error mayor de  $10^{-2}$  es algo mayor de un 1% (Figura 2-21), y, sin embargo, no es hasta ese valor que su tasa media de error mejora a la de la modulación adaptativa. Mientras, a ese valor de  $\Gamma$  la eficiencia del sistema AQAM es más del doble de la que se tiene con QPSK (Figura 2-22). La ganancia en tasa de error se obtiene, sobre todo, de que es posible desactivar la transmisión cuando la SNR instantánea es pequeña, donde las tasas de error fácilmente pueden acercarse a 0.5. Sin embargo, también se aprovechan aquellos momentos en los que la calidad es buena, para aumentar la eficiencia por encima de las constelaciones fijas. Evidentemente, la ganancia no es gratis: el sistema adaptativo es más complejo que el de modulación fija.

En la Figura 2-23 se observa cómo para varias tasas de error objetivo, las tasas de error medias tienen comportamientos muy similares. Evidentemente, si se establecen tasas de error objetivo más estrictas, la eficiencia que puede alcanzarse es menor. La Figura 2-24 presenta las eficiencias que pueden lograrse en aquellos dos mismos casos: la distancia es apenas de 3 dB. La probabilidad de pérdida de transmisión se presenta en la Figura 2-25: como estaba previsto, es mayor cuando las exigencias son más rigurosas.

El número y la forma de las constelaciones empleadas también afecta al comportamiento de la modulación adaptativa. Las constelaciones de la Figura 2-16 son todas cuadradas, es decir, hay una diferencia de 2 bits entre una constelación y la siguiente. Se puede comparar este caso con el de que  $m[n]$  pueda ser cualquier número entero, y no únicamente un número par. Las constelaciones utilizadas se presentan en la Figura 2-26, que incluyen, además de las constelaciones cuadradas del caso anterior, constelaciones en cruz [ANSI, 1995].

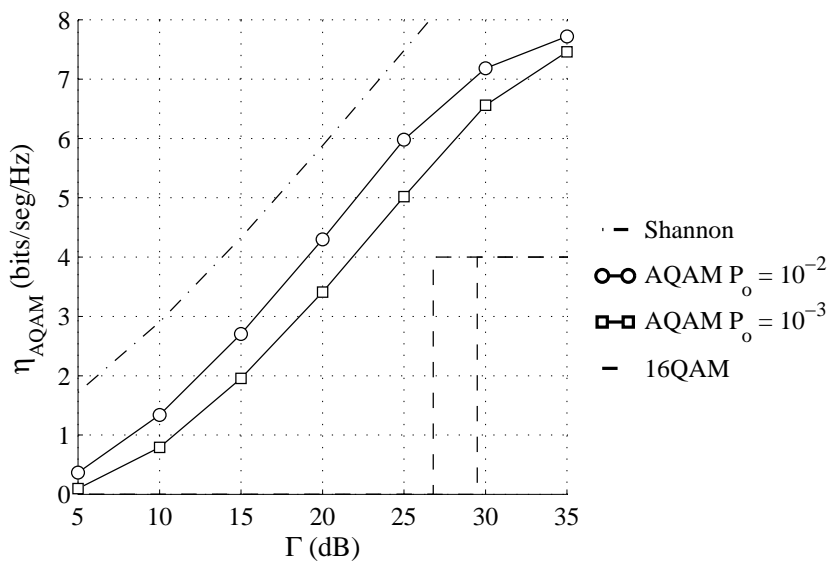


Figura 2-24. Eficiencia media con AQAM, 5 regiones y dos probabilidades de error objetivo para canal de Rayleigh.

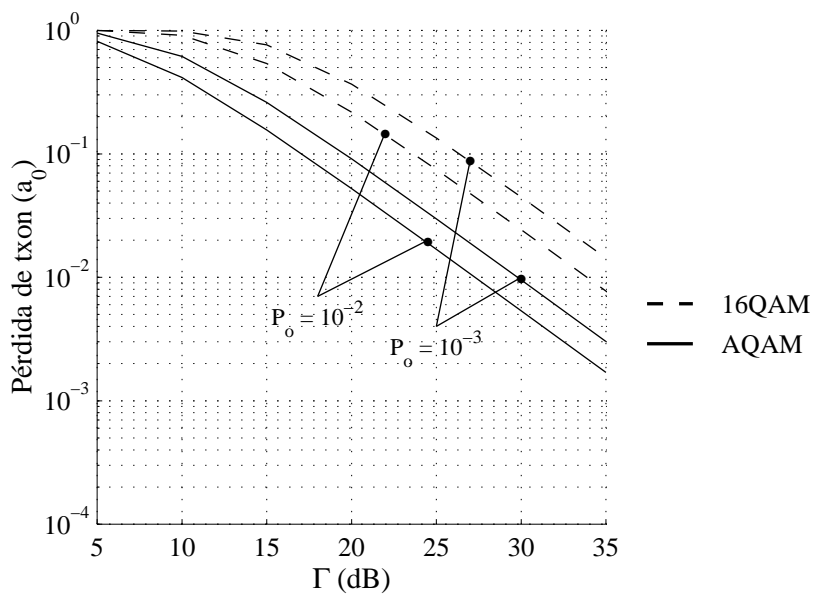


Figura 2-25. Probabilidad de pérdida de transmisión para 5 regiones de modulación y dos probabilidades de error objetivo para canal de Rayleigh.

En cualquier caso, se ha permitido la posibilidad de no transmitir. El umbral de selección para la menor constelación posible pone el límite inferior para poder empezar a transmitir. La Tabla 2-2 recoge los umbrales entre regiones de modulación con una definición análoga a la de 5 regiones de modulación de la Tabla 2-1.

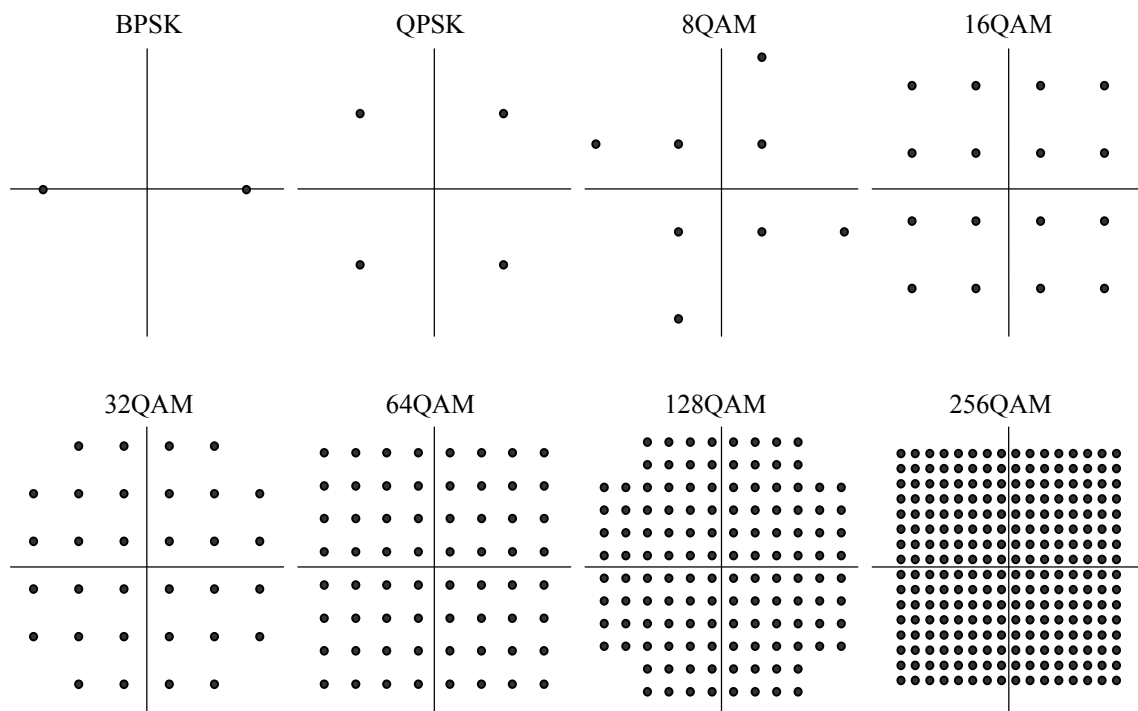


Figura 2-26. Constelaciones posibles para 9 regiones de modulación ( $U = 8$ ).

Tabla 2-2. Umbrales de selección de las constelaciones para 9 regiones de modulación.

Constelación	$P_o=10^{-2}$		$P_o=10^{-3}$	
	$\gamma_u$ (dB)	$\gamma_{u+1}$ (dB)	$\gamma_u$ (dB)	$\gamma_{u+1}$ (dB)
BPSK	4.3	7.3	6.8	9.8
QPSK	7.3	12.1	9.8	14.7
8QAM	12.1	13.9	14.7	16.6
16QAM	13.9	17.6	16.6	20.0
32QAM	17.6	19.8	20.0	22.6
64QAM	19.8	23.3	22.6	25.9
128QAM	23.3	25.3	25.9	28.4
256QAM	25.3	$\infty$	28.4	$\infty$

La Figura 2-27 ilustra la probabilidad de emplear cada constelación para 9 regiones de modulación en las mismas condiciones de la Figura 2-20. El empleo de un conjunto mayor de constelaciones tiene una ventaja inmediata, y es que permite un mejor ajuste a las condiciones del canal. A cambio, es necesaria mayor complejidad en el transmisor y el receptor, tanto por la forma de la constelación, que hace menos simple la detección, como porque es necesario conmutar entre más valores.

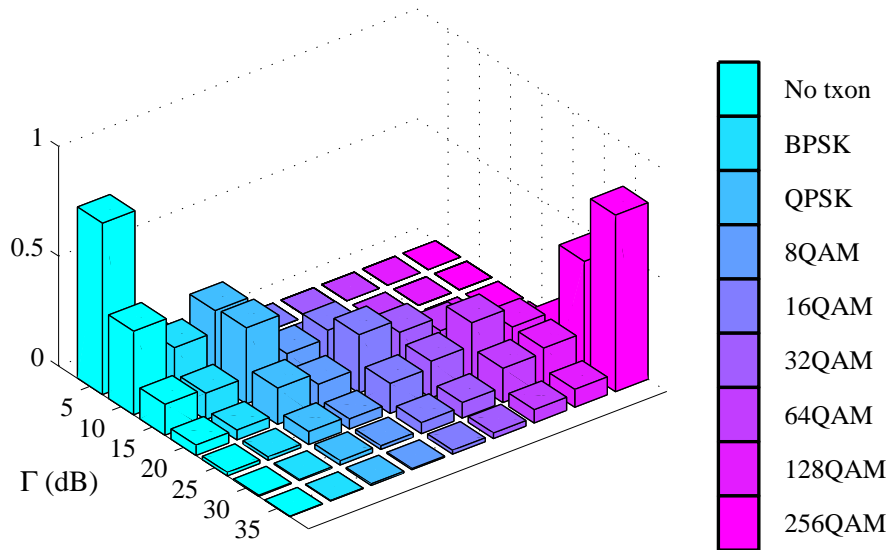


Figura 2-27. Probabilidad de emplear cada constelación para 9 regiones de modulación en las mismas condiciones de la Figura 2-20.

La Figura 2-28, la Figura 2-29 y la Figura 2-30 repiten, respectivamente, a la Figura 2-24, la Figura 2-23 y la Figura 2-25, pero comparando los resultados para 5 y 9 regiones de modulación. Se ve cómo con 9 regiones de modulación se obtiene una eficiencia ligeramente superior a la que se obtiene con 5, mientras la tasa media de error empeora. A cambio, la probabilidad de que no haya transmisión disminuye apreciablemente, ya que la posibilidad de transmitir BPSK reduce en 3dB la relación señal a ruido mínima necesaria para transmitir.

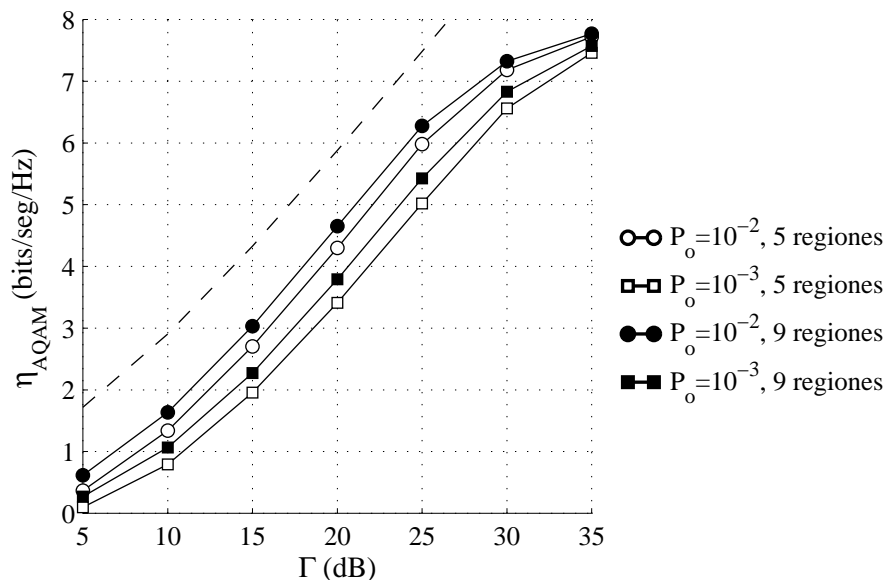


Figura 2-28. Comparación de la eficiencia para 5 y 9 regiones de modulación.



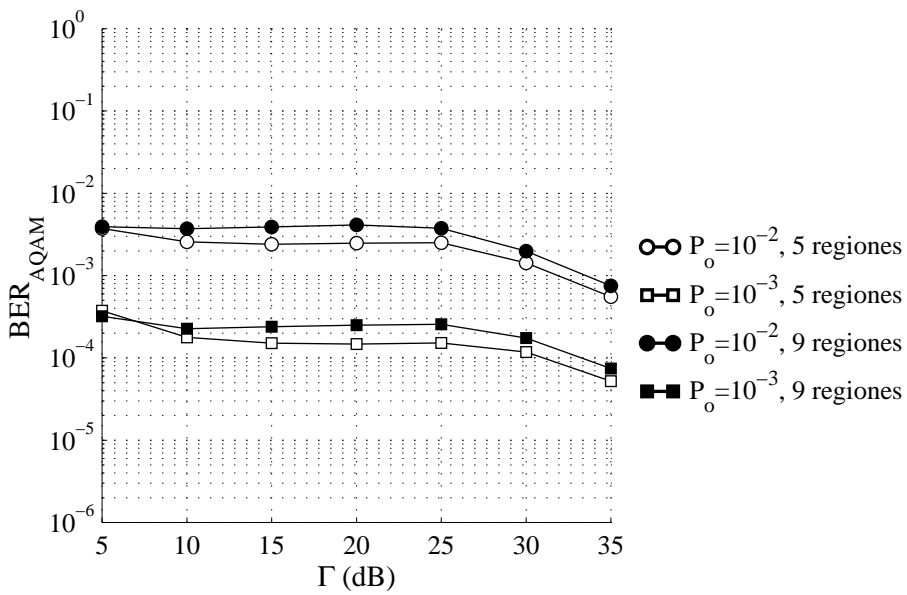


Figura 2-29. Tasas medias de error para 5 y 9 regiones de modulación.

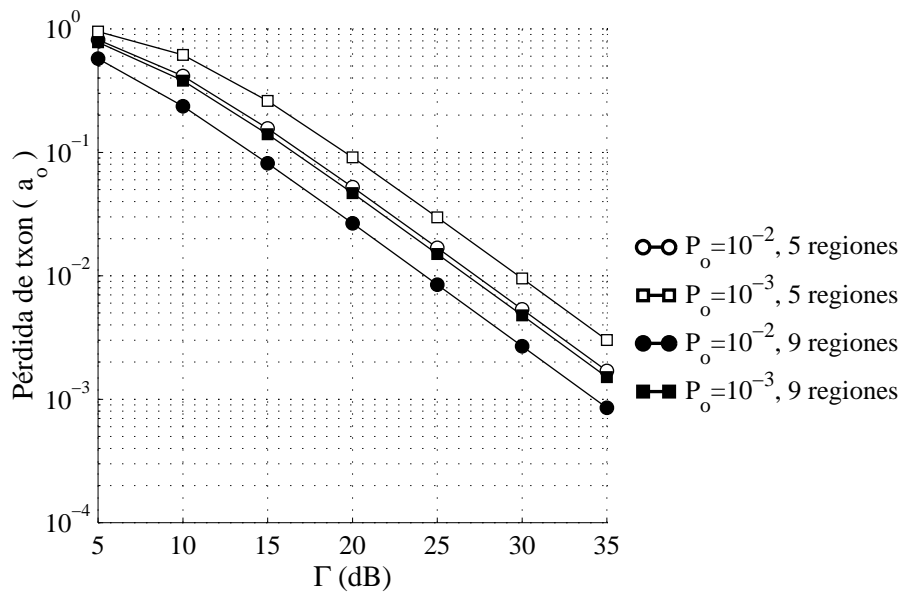


Figura 2-30. Probabilidad de pérdida de transmisión para varias P<sub>0</sub>, y 5 y 9 regiones de modulación.

Las expresiones para canal de Rice de la eficiencia (Ec. 2-23), probabilidad de pérdida de transmisión (Ec. 2-26) y tasa media de error (Ec. 2-28) no son tan simples como en el caso de un canal de Rayleigh pero se pueden resolver por métodos numéricos.

Dado que ni los límites de Shannon ni la tasa media de error para modulación fija son muy diferentes para ambos canales, parece previsible que tampoco lo será el comportamiento de la modulación QAM adaptativa en ellos.

La comparación entre ambos casos, canales de Rayleigh y de Rice con  $K = 0$  dB (es decir, igual potencia de componente directa que multicamino), se presentan en la Figura 2-31, para  $P_0 = 10^{-2}$ . La diferencia en eficiencia es apenas apreciable, al igual que la tasa media de error. La probabilidad de que se pierda la transmisión es algo menor para canal de Rice, debido a que se mantiene en todo momento una componente sin desvanecimiento.

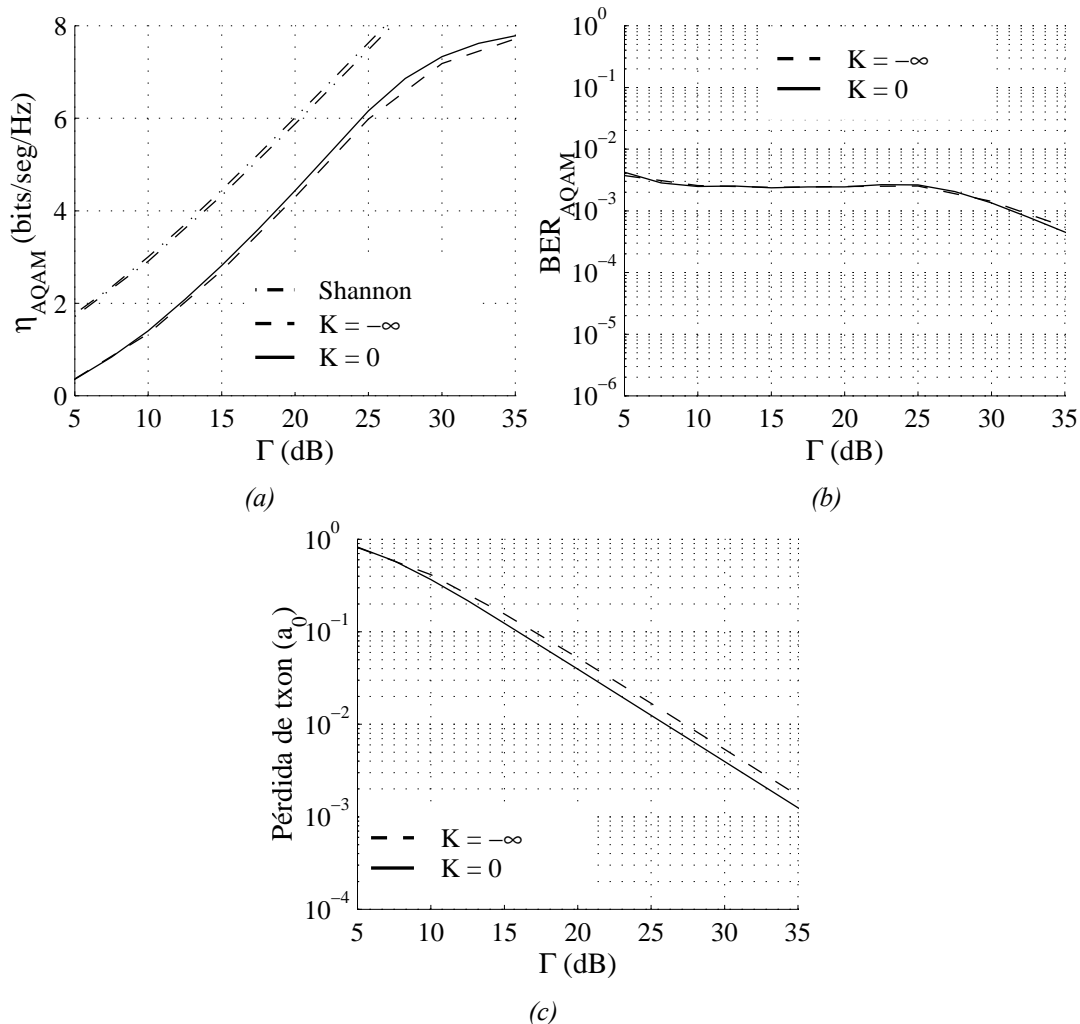


Figura 2-31. Comparación de la modulación QAM adaptativa para canal Rayleigh y Rice ( $K = 0$  dB): (a) Eficiencia; (b) Tasa media de error; (c) Probabilidad de pérdida de transmisión.

### 2.6.3 Canal de retorno

El análisis anterior se ha hecho sobre la base de que transmisor y receptor conocen de forma simultánea los parámetros de la simulación que deben emplearse. Como se comentó anteriormente, es necesario un camino de retorno que lleve esa información desde el receptor, donde se asignaron, hacia el transmisor. La duda que se plantea es si la sobrecarga que esto representa en el sistema puede o no ser asumida.

Se comentó anteriormente que el número de bits de la constelación,  $m[n]$ , se escoge en función de la SNR instantánea,  $\gamma$ . Esto, en el dominio del tiempo, se traduce en que, cada vez que  $\gamma$  cruza uno de los umbrales definidos por la Tabla 2-1 (o la Tabla 2-2), debe

conmutarse de constelación. La Figura 2-32 ilustra la idea: la relación señal a ruido instantánea puede cambiar sólo de forma continua, así que el cambio del nivel de modulación sólo se producirá en esos puntos. Un único bit de información es suficiente para indicar al transmisor que debe modificar la constelación a una región superior o inferior.

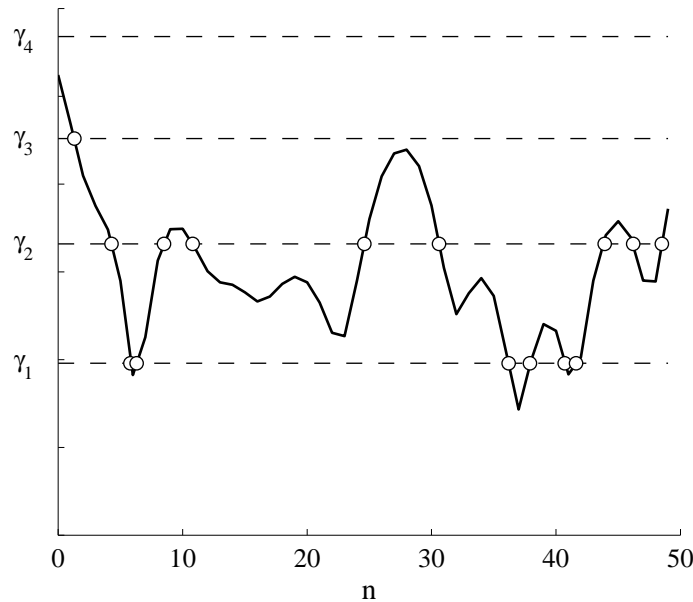


Figura 2-32. Relación señal a ruido  $\gamma$  en función del tiempo. Los cambios en la modulación que son necesarios notificar al transmisor se marcan con un círculo.

El número de veces por segundo que  $\gamma$  atraviesa un umbral está directamente relacionado con los cruces por el nivel de envolvente que produce dicha relación señal a ruido. El número de cruces por segundo en el que la envolvente cruza un nivel  $r_u$  en dirección positiva (“Level crossing rate”, LCR) viene dada, para un canal Rayleigh [Parsons, 1992], por

$$N_u = f_D \cdot \sqrt{\frac{\pi}{\sigma^2}} \cdot r_u \cdot e^{-\frac{r_u^2}{2\sigma^2}} \quad \text{Ec. 2-31}$$

Y en el caso de canal Rice [Pätzold, 1999] por

$$N_u = f_D \cdot \sqrt{\frac{\pi}{\sigma^2}} \cdot r_u \cdot e^{-\frac{r_u^2}{2\sigma^2}} e^{-K} \cdot I_0\left(\frac{r_u \cdot r_s}{\sigma^2}\right) \quad \text{Ec. 2-32}$$

Haciendo un cambio de variable, podemos obtener el número de cruces por cada umbral  $\gamma_u$  en dirección positiva o negativa

$$N_u = f_D \cdot \sqrt{2\pi \frac{\gamma_u}{\Gamma}} \cdot e^{-\frac{\gamma_u}{\Gamma}} \quad \text{Ec. 2-33}$$

que en el caso de canal Rice es

$$N_u = f_D \cdot \sqrt{2\pi \frac{\gamma_u}{\Gamma} (1+K)} \cdot e^{-\frac{\gamma_u}{\Gamma}(1+K)} \cdot e^{-K} \cdot I_0 \left( 2\sqrt{\frac{\gamma_u}{\Gamma} (1+K) \cdot K} \right) \quad \text{Ec. 2-34}$$

Los cambios de modulación se producen cada vez que estos umbrales se cruzan en dirección positiva (número de niveles creciente) o negativa ( $m[n]$  disminuye), por lo que el canal de retorno se emplea  $2 \sum_{u=1}^U N_u$  veces por segundo. Si suponemos que sólo puede cambiarse de una región de modulación a la contigua (lo que no resulta extraño si consideramos la naturaleza continua del canal), entonces un único bit es suficiente para indicar el cambio de modulación y el número de bits por segundo (bps) necesario en el canal de retorno viene dado por

$$\mu = 2 \sum_{u=1}^U N_u \quad \text{Ec. 2-35}$$

Sustituyendo la Ec. 2-33 se obtiene la velocidad de retorno  $\mu$  para canal de Rayleigh

$$\mu = f_D \cdot 2 \sum_{u=1}^U \sqrt{2\pi \frac{\gamma_u}{\Gamma}} \cdot e^{-\frac{\gamma_u}{\Gamma}} \quad \text{Ec. 2-36}$$

Y con la Ec. 2-34 la velocidad de retorno para canal de Rice

$$\mu = f_D \cdot 2 \sum_{u=1}^U \sqrt{2\pi \frac{\gamma_u}{\Gamma} (1+K)} \cdot e^{-\frac{\gamma_u}{\Gamma}(1+K)} \cdot e^{-K} \cdot I_0 \left( 2\sqrt{\frac{\gamma_u}{\Gamma} (1+K) \cdot K} \right) \quad \text{Ec. 2-37}$$

Varios parámetros determinan  $\mu$ . Por un lado, la posición relativa entre los umbrales y la relación señal a ruido media,  $\Gamma$ : umbrales diferentes a los empleados, darían diferentes necesidades de canal de retorno. Por otra parte, se puede observar que  $\mu$  es proporcional a la frecuencia Doppler.

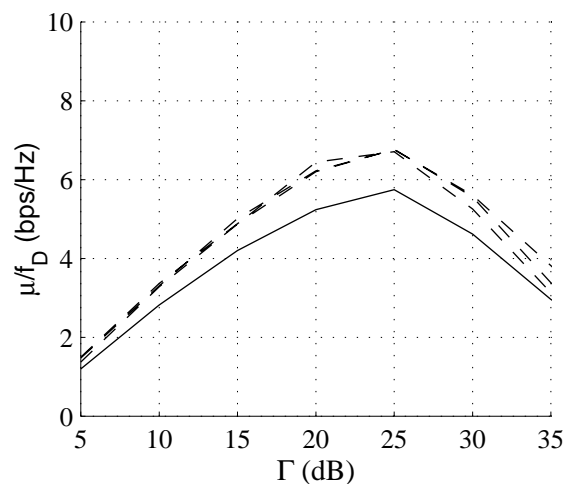


Figura 2-33. Información de retorno para 5 regiones de modulación, canal de Rayleigh y  $P_o = 10^{-2}$ . En línea continua, Ec. 2-36. En línea discontinua, resultados de la simulación.

La Figura 2-33 muestra la información en el canal de retorno normalizada a la frecuencia Doppler máxima  $\mu/f_D$  (en bits por segundo por Hertzio de frecuencia Doppler) calculada con la Ec. 2-36 para  $P_o = 10^{-2}$  y 5 regiones de modulación (con los umbrales descritos por la Tabla 2-1) cuando la transmisión se hace sobre un canal de Rayleigh. En línea discontinua se presentan los resultados de las simulaciones a varias frecuencias Doppler. Se observa que la velocidad necesaria en el canal de retorno va creciendo, hasta llegar a un punto en que empieza a descender. Para valores bajos de  $\Gamma$ , sólo unas pocas constelaciones se emplean, y gran parte del tiempo se pasa sin transmitir (Figura 2-21). Para valores medios de relación señal a ruido se cambia con más frecuencia de constelación. Cuando  $\Gamma$  alcanza valores altos, de nuevo el retorno empieza a disminuir: gran parte del tiempo se pasa ya transmitiendo de forma estable con la mayor constelación posible (256QAM).

Los valores aquí presentados son una fracción pequeña de la velocidad útil obtenida en el canal directo. Por ejemplo, para una portadora a 5 GHz y velocidades de hasta 200 km/h, las frecuencias Doppler pueden llegar a unos 1000 Hz. Esto implicaría que sería necesario un canal de retorno que soportara unos 5 kbps, que es un valor unas 20 veces menor que la velocidad binaria útil que puede obtenerse para un período de símbolo de 0'5  $\mu$ seg a relaciones señal a ruido medias del orden de 20 dB.

Dado que los umbrales cambian cuando la probabilidad objetivo cambia, también lo hará el retorno esperado. En la Figura 2-34 se presentan los resultados para dos valores de probabilidad de error objetivo,  $P_o$ . La forma de la información del canal de retorno en función de  $\Gamma$  es parecida para ambos valores, pero es como si para  $P_o = 10^{-3}$  estuviera desplazada respecto al caso de  $P_o = 10^{-2}$ . Esto puede justificarse desde la Tabla 2-1: los umbrales para  $10^{-2}$  y  $10^{-3}$  están separados, aproximadamente, 2'5 dB y, dado que el retorno sólo depende del valor relativo entre los umbrales y  $\Gamma$ , la cantidad de la información de retorno será la misma en los dos casos, pero desplazada en  $\Gamma$  esos 2'5 dB.

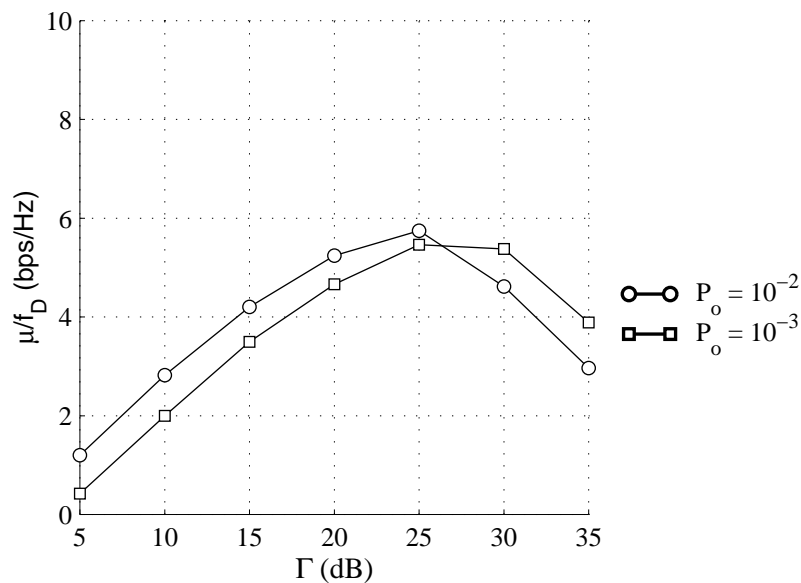


Figura 2-34. Información de retorno para 5 regiones de modulación sobre canal de Rayleigh y varias probabilidades de error objetivo.

Parece previsible que el uso de un número mayor de regiones de modulación obligará a retroalimentar más información en el canal de retorno, al ser necesario modificar con más frecuencia la constelación. La Figura 2-35 presenta los valores para 5 y 9 regiones de modulación y  $P_o = 10^{-2}$ , calculados con la Ec. 2-36 y con los umbrales descritos en la Tabla 2-1 y en la Tabla 2-2. Como se observa, el hecho de que haya más regiones de modulación implica que es necesario enviar información de retorno casi en la misma relación 9/5. Sin embargo, y como se observó en la Figura 2-28, la ganancia en eficiencia que se obtiene con las 9 regiones de modulación es mínima, e incluso la tasa media de error aumenta ligeramente (Figura 2-29).

En el caso de un canal de Rice, se espera que el retorno sea menor que en un canal de Rayleigh, ya que la correlación temporal de la envolvente es mayor. Esto se puede observar de la Ec. 2-34: el número de cruces por cualquier nivel para Rice es el de Rayleigh multiplicado por un valor menor que uno en cualquier caso. La Figura 2-36 presenta, simultáneamente, el valor del retorno para canal Rayleigh y Rice con  $K = 0$  dB. El resultado muestra que el retorno en un canal de Rice es aproximadamente una vez y media menor que en el caso de un canal de Rayleigh.

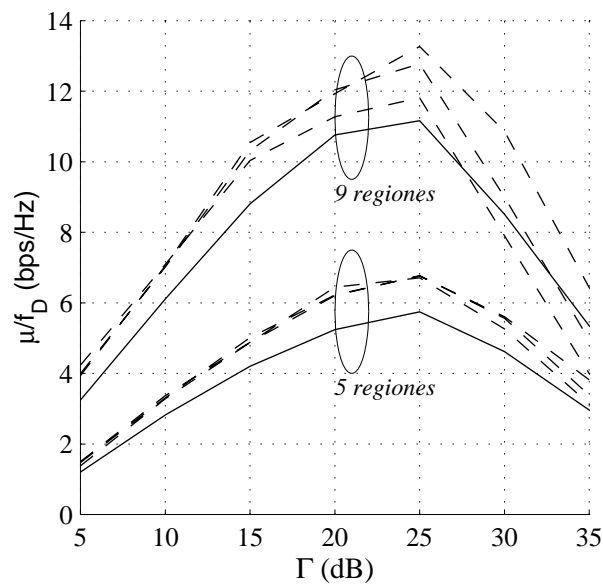


Figura 2-35. Información de retorno para 5 y 9 regiones de modulación, canal de Rayleigh y  $P_o=10^{-2}$ . En línea continua, Ec. 2-36. En línea discontinua, resultados de las simulaciones.

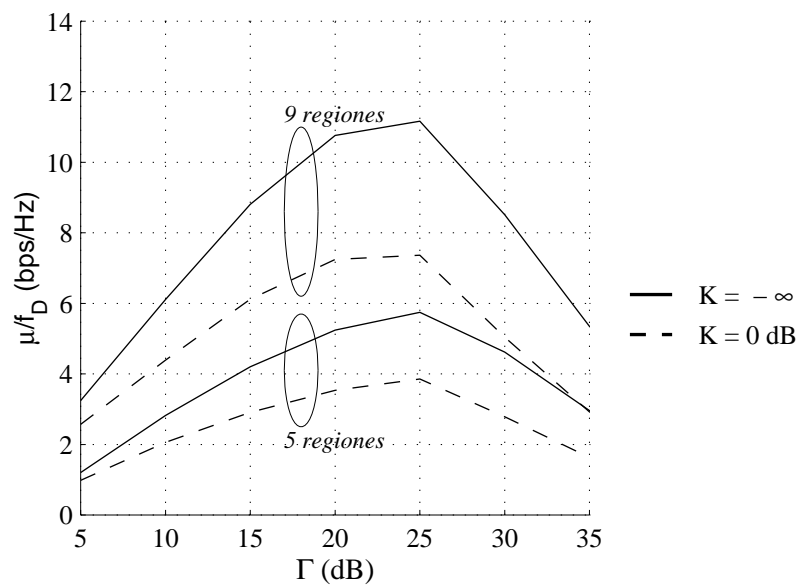


Figura 2-36. Comparación entre la información de retorno canal de Rayleigh ( $K = -\infty$ ) y de Rice con  $K = 0$  dB, 5 y 9 regiones de modulación y  $P_o=10^{-2}$ .

## 2.7 EFECTO DEL ERROR Y EL RETRASO EN LA ESTIMACIÓN DEL CANAL

En el apartado anterior se analizó el comportamiento del sistema cuando el canal era conocido de forma perfecta e instantánea, es decir, con una información del estado del canal (CSI, *Channel State Information*) exacta. Sin embargo, en cualquier sistema real estas condiciones parecen difíciles (si no imposibles) de cumplir: la estimación será causal, ruidosa y conocida sólo en ciertos instantes de tiempo.

En este apartado se apuntan las consecuencias de varios defectos en la estimación del canal en el comportamiento del sistema. En todos ellos se ha fijado el algoritmo de adaptación de la modulación al del apartado anterior, y se analizan las nuevas tasas de error medias, velocidad de información en el canal de retorno y eficiencias (en su caso) que se obtienen.

El estudio del efecto que la estimación ruidosa del canal produce en el sistema se separa en dos partes. En la sección 2.7.1 la estimación ruidosa del canal hace escoger de forma errónea la modulación que debe emplearse, pero se supone perfecta la igualación. Por otra parte, en la sección 2.7.2 la igualación se realiza con un valor inexacto, pero la constelación se escoge correctamente.

Habitualmente el canal no es conocido en todo instante de tiempo, sino que sólo se conocen ciertas muestras de su valor, es decir, la estimación del canal es una versión diezmada del original. El apartado 2.7.3 presenta el problema de que, aunque la estimación sea exacta, sea diezmada, lo que impedirá la readaptación del igualador y de la modulación si es necesaria. La degradación del sistema se prevé dependiente de la velocidad a la que varía el canal.

Por último, se analiza en el apartado 2.7.4 lo que se podría considerar un compendio de todas las imperfecciones anteriores. En el caso de que la estimación, como ya se propuso anteriormente, se haga con símbolos piloto, aparecerán conjuntamente todos los efectos descritos.

### 2.7.1 Adaptación ruidosa de la modulación

En este apartado se analizará el efecto de que la adaptación de la modulación se hace con una estimación ruidosa del canal. La respuesta estimada del canal será, en general, la suma de  $h[n]$  y un error

$$\hat{h}[n] = h[n] + n_h[n] \quad \text{Ec. 2-38}$$

donde  $n_h[n]$  tiene una distribución gaussiana compleja de potencia  $2\sigma_h^2$  y relación señal a error

$$\Gamma_h = \bar{S} / 2\sigma_h^2 \quad \text{Ec. 2-39}$$

La relación señal a ruido instantánea se estima multiplicando su valor medio  $\Gamma$ , que se supondrá conocido, por la estimación de la ganancia del canal:



$$\hat{\gamma}[n] = \frac{\overline{S} |\hat{h}[n]|^2}{N_0 B} = \Gamma |\hat{h}[n]|^2 = |\sqrt{\Gamma} \hat{h}[n]|^2 \quad \text{Ec. 2-40}$$

La selección de la constelación que se debe emplear se hace en función de este valor estimado, esto es, se transmite una constelación  $m(\hat{\gamma})$ . Sustituyendo la Ec. 2-38 y la Ec. 2-39 en la Ec. 2-40, se puede expresar la relación señal a ruido estimada como

$$\hat{\gamma}[n] = |\sqrt{\Gamma} h[n] + \sqrt{\Gamma} n_h[n]|^2 \quad \text{Ec. 2-41}$$

donde el valor original de  $\gamma$  era  $\gamma[n] = |\sqrt{\Gamma} h[n]|^2$ . Se puede observar cómo, en un instante determinado, la SNR estimada depende del valor de la muestra del error. Supuestos procesos independientes canal y ruido, el valor medio de la SNR estimada,  $\overline{\hat{\gamma}}[n]$ , viene dada por

$$\overline{\hat{\gamma}} = \Gamma \cdot \left(1 + \frac{1}{\Gamma_h}\right) \quad \text{Ec. 2-42}$$

Debido a que  $h[n]$  es también variable en el tiempo, puede ocurrir, especialmente en desvanecimientos profundos, que el error de estimación sea comparable al valor de  $h[n]$  y provoque una selección errónea de la constelación. Un ejemplo cuando  $\Gamma_h$  es 5dB y  $\Gamma$  es 20dB se presenta en la Figura 2-37 (a), donde con círculos blancos están marcados los errores en la selección de la constelación. La Figura 2-37 (b) presenta la tasa instantánea de error, en la que se observa cómo, debido a esta errónea selección, sí llega a superarse la probabilidad que se fijó como máxima, justo donde la selección fue incorrecta.

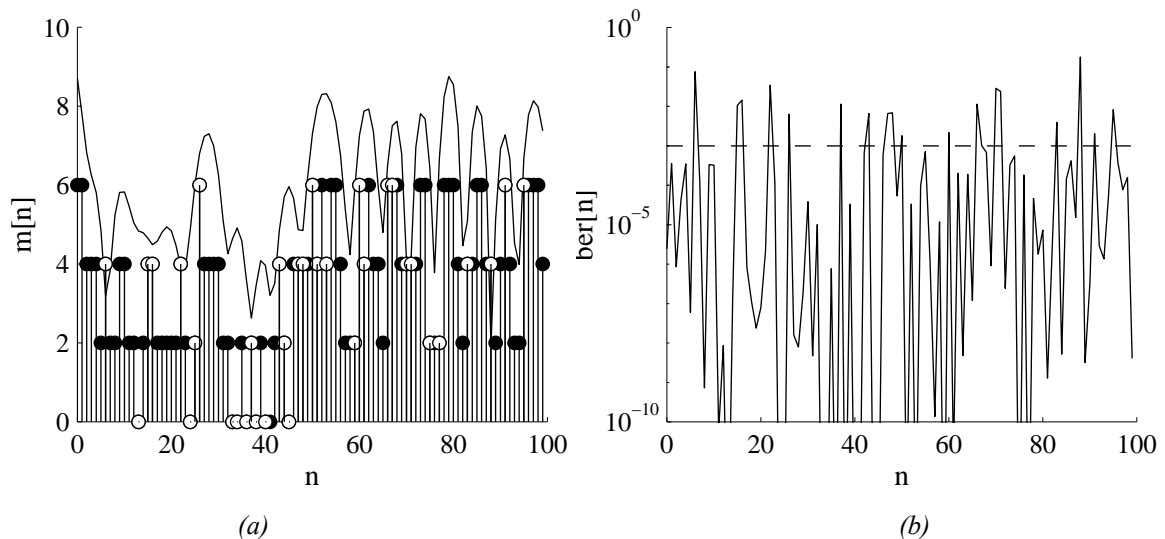


Figura 2-37. Para el caso del canal de la Figura 2-3,  $\Gamma = 20$  dB y  $\Gamma_h = 5$  dB: a) tamaño de la constelación seleccionada cuando la estimación de canal es ruidosa (marcados en blanco aquellos instantes en los que la selección fue errónea); b) tasa instantánea de error.

La velocidad binaria con la que el sistema transmite queda modificada, pues en este caso, la eficiencia vendría dada por

$$\eta_{\text{AdapRui}} = \int_0^{\infty} \eta(\gamma) p_{\Gamma}(\gamma) d\gamma \quad \text{Ec. 2-43}$$

donde se define  $\eta(\gamma)$  como

$$\eta(\gamma) = \int_0^{\infty} m(\hat{\gamma}) p(\hat{\gamma} | \gamma) d\hat{\gamma} \quad \text{Ec. 2-44}$$

De manera análoga se calcula la probabilidad de error como

$$\text{BER}_{\text{AdapRu}} = \frac{\int_0^{\infty} \overline{\text{BER}}(\gamma) p_{\Gamma}(\gamma) d\gamma}{\int_0^{\infty} \eta(\gamma) p_{\Gamma}(\gamma) d\gamma} \quad \text{Ec. 2-45}$$

donde  $\overline{\text{BER}}(\gamma)$  es la tasa media de error para la SNR instantánea  $\gamma$ , de valor

$$\overline{\text{BER}}(\gamma) = \int_0^{\infty} m(\hat{\gamma}) \text{BER}(m(\hat{\gamma}), \gamma) p(\hat{\gamma} | \gamma) d\hat{\gamma} \quad \text{Ec. 2-46}$$

y  $\text{BER}(m(\hat{\gamma}), \gamma)$  representa la tasas de error cuando se transmite la constelación decidida con la relación señal a ruido estimada,  $\hat{\gamma}[n]$ , pero se transmite por un canal AWGN de relación señal a ruido  $\gamma$ .

La probabilidad de  $\hat{\gamma}[n]$  condicionada a  $\gamma$  puede calcularse comprobando que, fijada  $h[n]$ , la Ec. 2-41 describe el módulo al cuadrado de un proceso gaussiano complejo con media  $\sqrt{\Gamma} \cdot h[n]$  y desviación típica  $\sqrt{\Gamma} \cdot \sigma_h$  en cada dimensión. Haciendo el cambio de variable descrito por la Ec. 2-41, la función de densidad de probabilidad del proceso resultante viene dada por

$$p(\hat{\gamma} | \gamma) = \frac{1}{\Gamma/\Gamma_h} \cdot e^{-\frac{\hat{\gamma} + \gamma}{\Gamma/\Gamma_h}} I_0 \left( \frac{2\sqrt{\hat{\gamma}\gamma}}{\Gamma/\Gamma_h} \right) \quad \text{Ec. 2-47}$$

El cálculo mediante métodos semianalíticos [Jeruchim, 2000] de la eficiencia para este sistema para  $P_o = 10^{-2}$ , se presenta en la Figura 2-38. El resultado puede preverse de la Ec. 2-42: el sistema sobreestima la relación señal a ruido media  $\overline{\Gamma}$  y tiende a transmitir más deprisa, pero la diferencia es inapreciable excepto para  $\Gamma_h = 5$  dB.

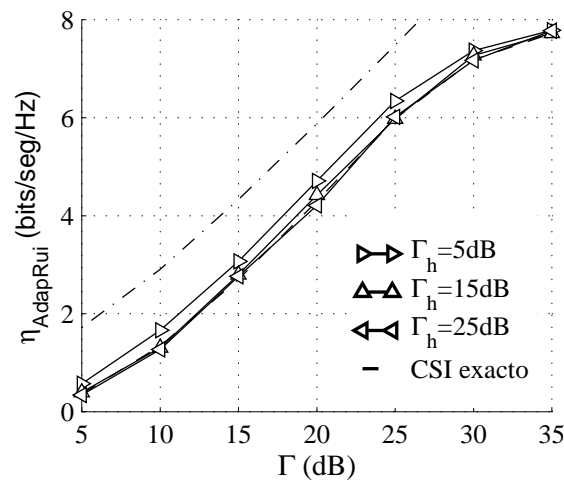


Figura 2-38. Eficiencia obtenida con  $P_0 = 10^{-2}$  para diversos valores de potencia del error en la estimación.

La Figura 2-39 muestra la degradación que sufre el sistema debido a esta adaptación con una estimación ruidosa del canal: las tasas medias de error aumentan de forma considerable. Cuando  $P_0 = 10^{-2}$ , aunque para  $\Gamma_h = 25$  dB el sistema apenas sufre merma respecto al valor cuando el canal era conocido de forma perfecta (con línea discontinua en la figura), para valores menores el comportamiento empeora, y para valores del orden de  $\Gamma_h = 5$  dB la tasa de error media llega incluso a superar a la objetivo.

Los efectos relativos para  $P_0 = 10^{-3}$  son aún peores. Para valores de  $\Gamma_h$  pequeños las tasas que se obtienen vienen a ser las mismas que cuando se fijó  $P_0 = 10^{-2}$ , que es un valor menos estricto. Es decir, menores tasas de error objetivo precisan unas estimaciones de canal más ajustadas.

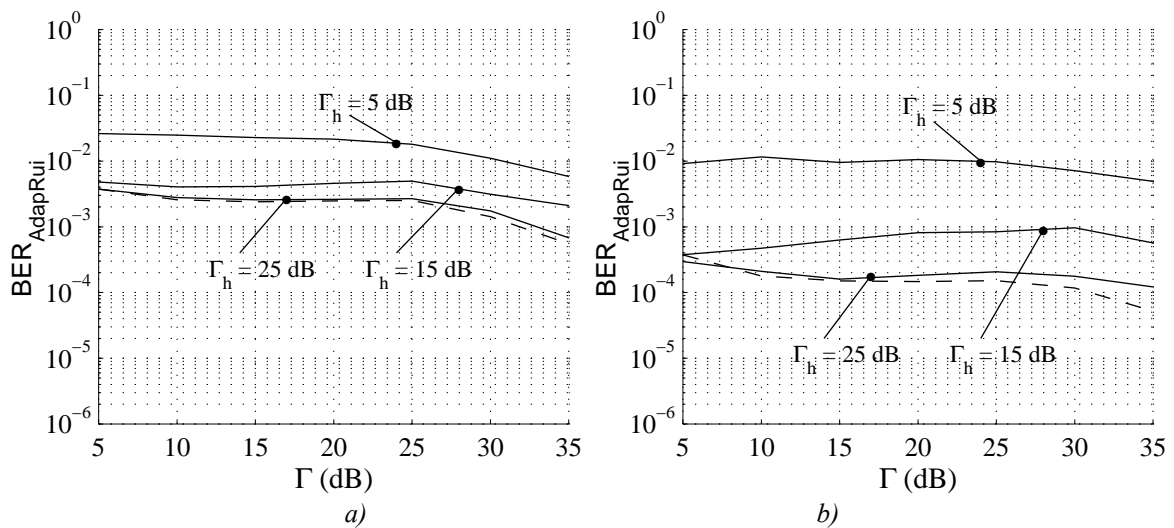


Figura 2-39. Tasa media de error obtenida con diversos valores de potencia del error en la estimación: a)  $P_0 = 10^{-2}$ ; b)  $P_0 = 10^{-3}$ .

Otro efecto, no menos importante, es el aumento de la información transmitida por el canal de retorno. Una estimación ruidosa del canal provoca que haya cambios inadecuados en la constelación, debidos al ruido, lo que hace aumentar de forma innecesaria la velocidad del canal de retorno.

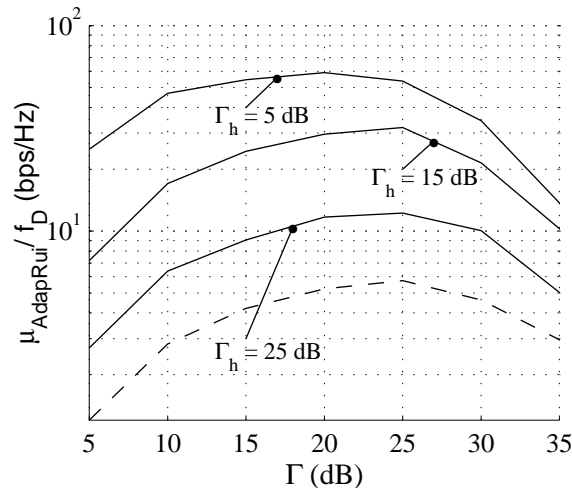


Figura 2-40. Información en el canal de retorno obtenido para  $P_0 = 10^{-2}$  para diversos valores de potencia del error en la estimación. En línea discontinua, información para CSI exacta.

La Figura 2-40 presenta la información retroalimentada por el canal de retorno obtenida mediante simulación para  $P_0 = 10^{-2}$ . Mientras antes eran necesarios apenas 7 bps por cada Hertzio de frecuencia Doppler, ahora los valores se disparan, y resultan exagerados sobre todo si se comprende su inutilidad. De nuevo, el comportamiento es relativamente peor cuando las condiciones son más estrictas (menores tasas de error objetivo). En este caso, pueden llegar a ser necesarios 1000 bps/Hz, que incluso para frecuencias Doppler pequeñas, pueden resultar mayores que los beneficios de emplear modulación adaptativa.

## 2.7.2 Igualación ruidosa del canal

El segundo efecto que una estimación incorrecta del canal tiene en el sistema es que la igualación en el receptor se hace con un valor incorrecto, lo que hace aumentar las tasas de error. En primer lugar, se considerarán las consecuencias de esta igualación inexacta para modulación fija sobre un canal gaussiano. Posteriormente, se ampliará el análisis al uso de modulación adaptativa para un canal con desvanecimientos.

El igualador considerado es, en realidad, una inversión de canal (se trata de un canal plano) que permite restaurar la rejilla de decisión a los valores originales<sup>3</sup>. El símbolo igualado (Figura 2-14) se obtiene del cociente entre el símbolo recibido y la estimación de canal (Ec. 2-38), es decir,

<sup>3</sup> No es necesario considerar un umbral mínimo para la inversión de canal ya que no se realizará la igualación por debajo del umbral mínimo de transmisión.

$$\hat{y}[n] = \frac{y[n]}{\hat{h}[n]} = \frac{x[n]h[n] + n_{\text{AWGN}}[n]}{h[n] + n_h[n]} \quad \text{Ec. 2-48}$$

En el caso de que la estimación sea exacta, el símbolo es igualado de forma perfecta, aunque si el canal presenta un desvanecimiento profundo el ruido  $n_{\text{AWGN}}[n]$  ve aumentar su potencia (*noise enhancement*).

Si se supone el módulo de  $h[n]$  mucho mayor que la potencia del ruido y que la del error en la estimación, entonces el símbolo igualado puede aproximarse por

$$\hat{y}[n] \approx x[n] + \frac{n_{\text{AWGN}}[n]}{h[n]} - \frac{x[n]n_h[n]}{h[n]} - \frac{n_{\text{AWGN}}[n]n_h[n]}{|h[n]|^2} \quad \text{Ec. 2-49}$$

Se pueden observar tres factores de ruido distintos. El primero es el ruido original dividido por el canal. El segundo depende del error en la estimación del canal, su distribución es gaussiana, y su potencia depende de la potencia del error en la estimación, del símbolo que se transmitió, y queda también dividido por el canal. Si, por ejemplo, la potencia en la estimación es igual a la del ruido blanco, y la modulación es en fase, los dos términos son idénticos, y el efecto es equivalente a duplicar el ruido. Algo interesante es que este término es dependiente del símbolo que se transmite, es decir, aumenta más la potencia cuanto mayor sea la potencia del símbolo de que se trate. El tercer término es el producto de dos gaussianas independientes, por lo que, en general, su potencia será mucho menor y podrá despreciarse frente a los otros dos términos.

Dado que los dos primeros términos de ruido tienen distribución normal, se podrán reunir en un solo término de ruido equivalente que se añade al símbolo original tras pasar por el canal y cuya potencia sería

$$2\sigma_{\text{IguRui}}^2 = 2\sigma_{\text{AWGN}}^2 + |x[n]|^2 2\sigma_h^2 \quad \text{Ec. 2-50}$$

Si se sigue manteniendo como criterio de decisión el de distancia mínima<sup>4</sup>, la tasa binaria de error puede calcularse empleando esta nueva definición de la potencia del ruido dependiente del símbolo transmitido. Los resultados para una transmisión sobre canal gaussiano en el caso de que la potencia del error y la del ruido sean iguales ( $\Gamma_h = \Gamma$ ) se presentan en la Figura 2-41. Los resultados obtenidos con la aproximación de Ec. 2-50 y con simulaciones (marcados con “x”) coinciden bien excepto en el caso de BPSK, en el que la tasa de error disminuye rápidamente incluso para relaciones señal a ruido bajas, y la aproximación realizada en la Ec. 2-49 no es adecuada.

<sup>4</sup> Este criterio puede no ser óptimo, pero encontrar el óptimo escapa al propósito de esta tesis. Por otra parte, la implementación del criterio óptimo precisaría del conocimiento de la potencia del error en la estimación y de la propia potencia del ruido.

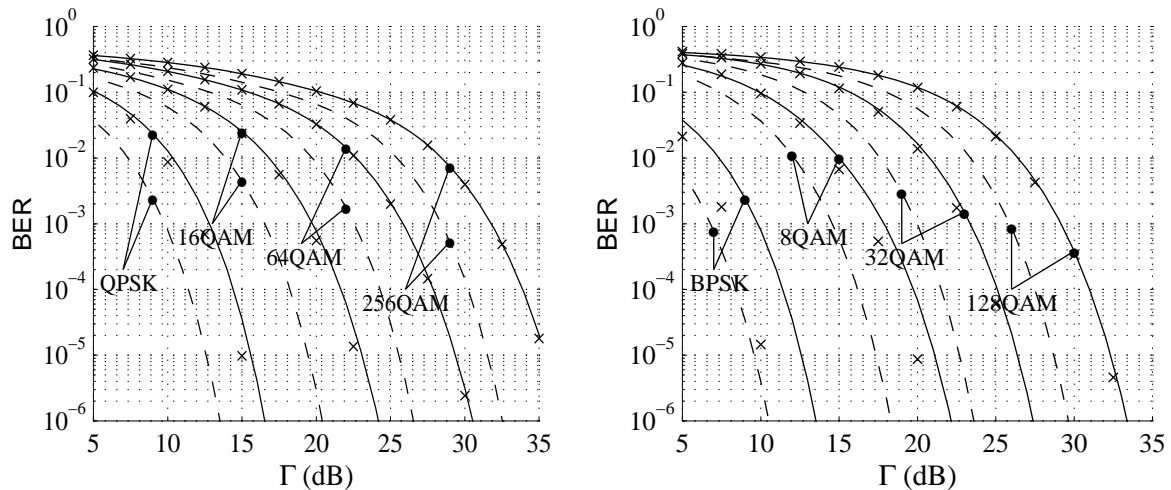


Figura 2-41. Tasa de error para canal gaussiano para las constelaciones de la Figura 2-26 para  $\Gamma_h = \Gamma$ . En línea continua, Ec. 2-50. Marcados con "x" resultados de la simulación. En línea discontinua, tasa de error con estimación exacta.

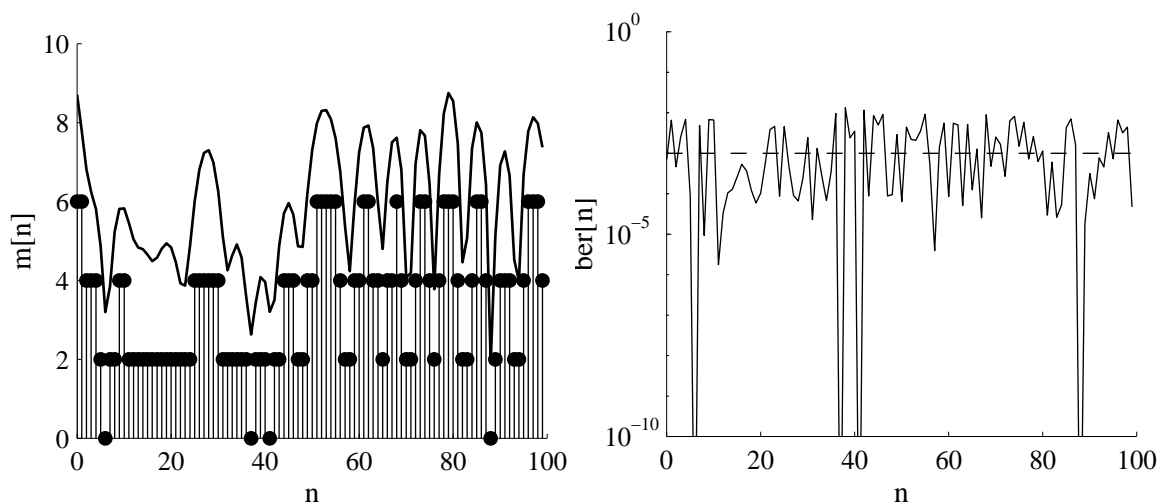


Figura 2-42. Para el caso del canal de la Figura 2-3,  $\Gamma = 20\text{dB}$  y  $\Gamma_h = \Gamma$ : a) número de bits por símbolo transmitidos cuando la estimación de canal es ruidosa; b) tasa instantánea de error.

Cuando se emplea modulación adaptativa, la tasa media de error que hay que promediar no viene dada por el valor con estimación exacta (que correspondería a la línea discontinua de la Figura 2-41) sino que la igualación con un valor ruidoso hace aumentar la tasa instantánea de error. El mismo ejemplo temporal de selección de las constelaciones y tasa de error que se presentó en la Figura 2-19 se presenta ahora en la Figura 2-42 en el caso de que el error en la estimación tenga potencia igual a la del ruido: la tasa de error instantánea supera la objetivo en ciertos instantes de tiempo. Esto provoca un aumento de la tasa media de error en un orden de magnitud, como se presenta en la Figura 2-43.

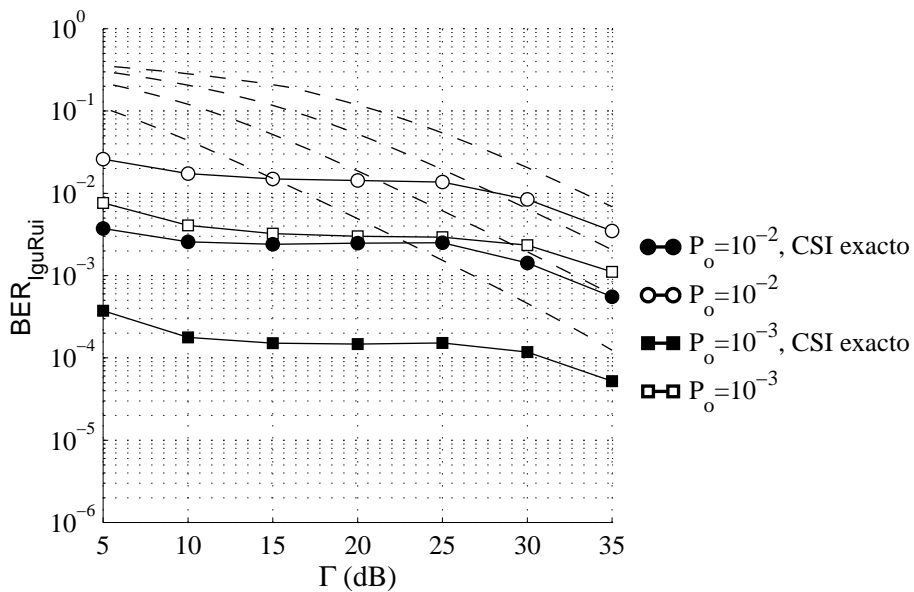


Figura 2-43. Tasa media de error para AQAM sobre canal de Rayleigh con igualación ruidosa (selección de la constelación correcta) y 5 regiones de modulación.

### 2.7.3 Estimación diezmada del canal

En los sistemas en los que el canal se estima con la ayuda de símbolos piloto, no es posible obtener el valor del canal en todo instante de tiempo: únicamente cuando esos patrones se transmiten, el receptor es capaz de actualizar su estimación. Es decir, sólo se puede disponer de una estimación diezmada del canal.

En este caso, a diferencia del apartado anterior, es el propio receptor el que dispone exclusivamente de una estimación diezmada, por lo que no sólo la selección de la constelación se ve afectada, sino que también la igualación se hace con una estimación del canal que está retrasada respecto al valor real.

Se supondrá que es posible estimar el canal cada Q símbolos transmitidos y que el paso de la información adecuada al transmisor es instantáneo. En este caso, la estimación del canal de que se dispone es

$$\tilde{h}[n] = h[\lfloor n \rfloor_Q] \tag{Ec. 2-51}$$

donde  $\lfloor n \rfloor_Q$  es el cociente entero entre n y Q, y representa el instante anterior en que se estimó el canal.

La relación instantánea entre potencia de señal y de ruido estimada y con la que se decide la constelación es, por tanto,

$$\tilde{\gamma}[n] = \frac{\overline{S}|\tilde{h}[n]|^2}{N_o B} = \gamma[\lfloor n \rfloor_Q] \tag{Ec. 2-52}$$

Ahora sólo se envía al transmisor la información de actualización de la modulación cada  $Q$  símbolos. Esto no modifica la eficiencia, pues la media de los bits de información transmitidos seguirá siendo la misma.

Sin embargo, es la tasa media de error la que sufre este diezmado, y viene ahora dada por

$$\text{BER}_{\text{Diez}} = \frac{\int_0^{\infty} \overline{\text{BER}}(\gamma) p_{\Gamma}(\gamma) d\gamma}{\eta} \quad \text{Ec. 2-53}$$

donde  $\eta$  vuelve a ser el número medio de bits por símbolo, y  $\overline{\text{BER}}(\gamma)$  es la tasa media de error para la relación señal a ruido  $\gamma$ :

$$\overline{\text{BER}}(\gamma) = \frac{1}{Q} \sum_{q=0}^{Q-1} \int_0^{\infty} m(\tilde{\gamma}_q) \text{BER}(m(\tilde{\gamma}_q), \gamma) p(\tilde{\gamma}_q | \gamma) d\tilde{\gamma}_q \quad \text{Ec. 2-54}$$

$\text{BER}(m(\tilde{\gamma}_q), \gamma)$  representa la tasa de error cuando se transmite la constelación decidida con la relación señal a ruido que se obtuvo  $q$  símbolos antes  $\tilde{\gamma}_q = \gamma[n - q]$  pero se transmite por un canal de relación señal a ruido  $\gamma[n]$ . Esta tasa de error debe tener en cuenta tanto el error en la selección de la constelación como en la igualación.

Los resultados obtenidos para la tasa media de error mediante simulación se presentan en la Figura 2-44 para  $P_0 = 10^{-2}$  y en la Figura 2-45 para  $P_0 = 10^{-3}$ , en ambos casos para 5 regiones de modulación. Las simulaciones han mostrado que la tasa de error depende del factor  $f_D TQ$ , que representa el período de actualización de las estimaciones normalizado a la frecuencia Doppler.

El efecto del espaciado temporal entre las estimaciones depende también de la relación señal a ruido de que se trate. Para valores pequeños, del orden de 5 dB, el efecto no es apreciable hasta valores del orden de  $5 \cdot 10^{-2}$ . Sin embargo, para  $\Gamma = 35$  dB, el efecto ya empieza a ser considerable para un orden menor,  $5 \cdot 10^{-3}$ , ya que la posibilidad de enviar constelaciones más densas es mayor y, por tanto, un error en la estimación produce un efecto más nocivo. El efecto relativo cuando la tasa de error objetivo es  $P_0 = 10^{-3}$  es aún peor: las tasas medias para  $f_D TQ = 0.1$  ya son iguales a cuando la tasa objetivo fue un orden de magnitud menor.

La Figura 2-46 presenta una comparación entre el comportamiento para canales de Rayleigh y de Rice. Dado que la autocorrelación temporal del canal de Rice es mayor, la distorsión que sufre el sistema por disponer únicamente de unas muestras del canal, es menor. De nuevo, valores de rayo directo de potencias mayores de las de  $K = 0$  dB parecen necesarias para que el efecto sea verdaderamente apreciable.



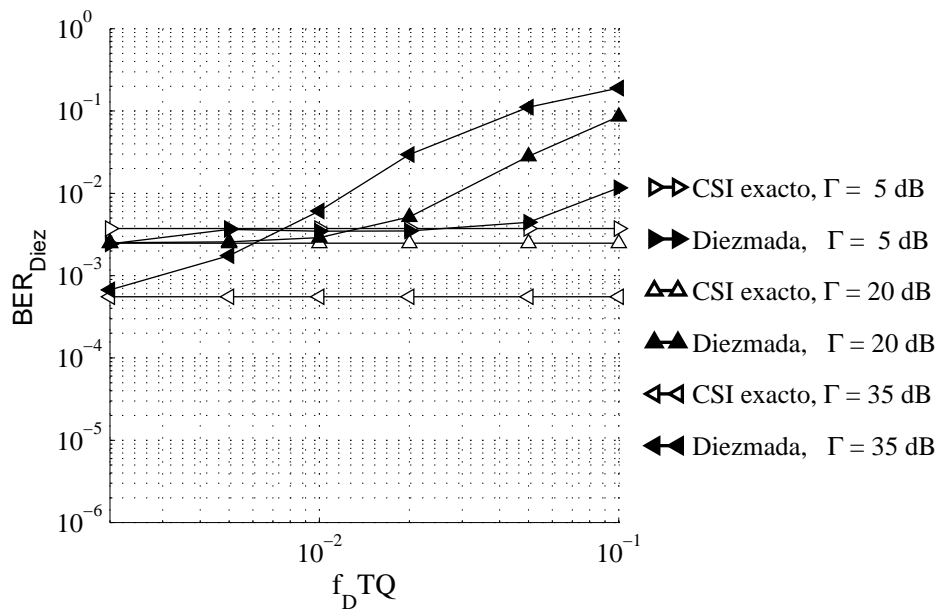


Figura 2-44. Tasa media de error para estimación de canal diezmada. Se consideró un canal de Rayleigh,  $P_o = 10^{-2}$ , diversos valores de  $\Gamma$  y 5 regiones de modulación.

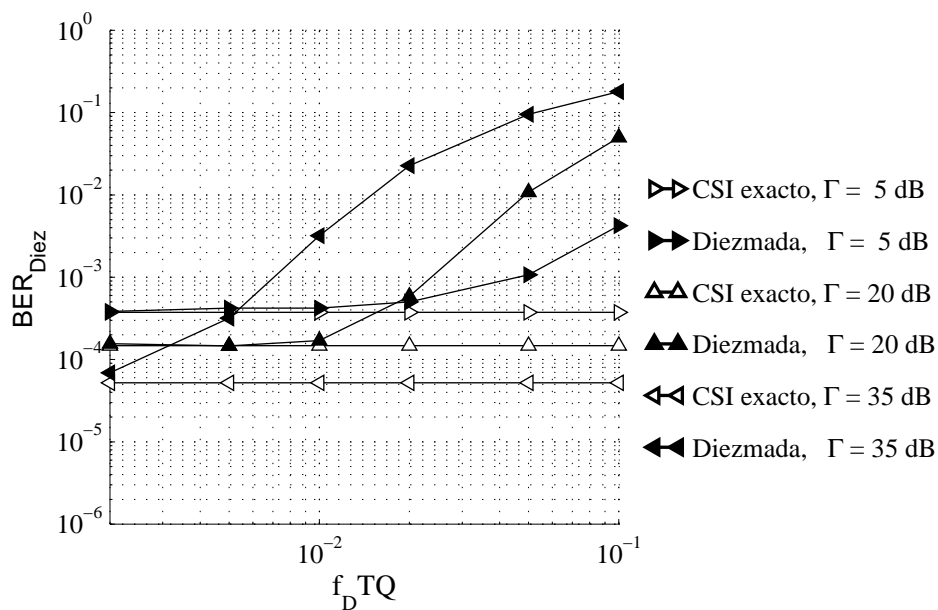


Figura 2-45. Tasa media de error para estimación de canal diezmada. Se consideró un canal de Rayleigh,  $P_o = 10^{-3}$ , diversos valores de  $\Gamma$  y 5 regiones de modulación.

### 2.7.4 Modulación asistida por símbolos piloto

En los apartados anteriores se ha estudiado por separado la merma que el sistema padece debido a varias imperfecciones en la estimación del canal. Estos efectos difícilmente se presentarán de forma independiente, como por ejemplo en un sistema en el que la estimación se haga mediante símbolos piloto: esta estimación será causal; sólo se podrá obtener cuando los patrones se transmitan; además, tendrá un error, de potencia igual a la

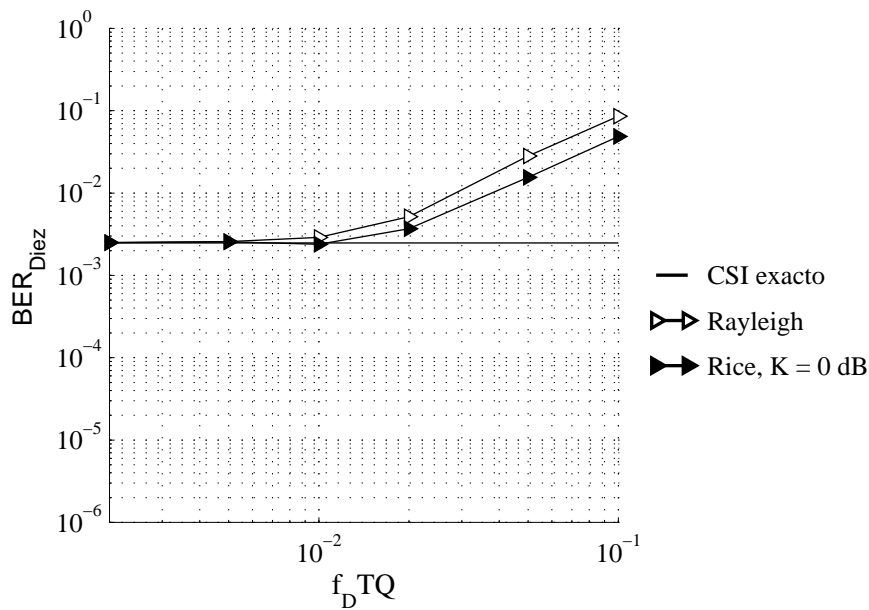


Figura 2-46. Tasa media de error para estimación de canal diezmada. Se consideró un canal de Rayleigh y otro de Rice ( $K = 0$  dB),  $P_o = 10^{-2}$ ,  $\Gamma = 20$  dB y 5 regiones de modulación.

del ruido, que afectará a la adaptación de la modulación y a la igualación de los símbolos recibidos. En total, se presentarán reunidos todos los efectos considerados en los apartados anteriores.

Las consecuencias conjuntas de todos estos factores se han explorado mediante la simulación del sistema completo. Se ha considerado una frecuencia de portadora de 5 GHz y frecuencia de símbolo 2 MHz.

Los símbolos transmitidos se han dividido en tramas de  $Q$  símbolos, el primero de los cuales es conocido por el transmisor y el receptor. Este símbolo piloto,  $p[n]$ , llega al receptor a través del canal como

$$r_p[n] = p[n]h[n] + n_{\text{AWGN}}[n] \quad \text{Ec. 2-55}$$

Una estimación simple del canal puede obtenerse directamente dividiendo el símbolo recibido entre el transmitido:

$$\hat{h}[n] = \frac{r_p[n]}{p[n]} = h[n] + \frac{n_{\text{AWGN}}[n]}{p[n]} \quad \text{Ec. 2-56}$$

Esta estimación de canal que se obtiene es una versión ruidosa del canal real. La potencia del error en la estimación depende del ruido existente en el sistema y también de la potencia de los símbolos pilotos. Los pilotos escogidos son símbolos de potencia igual a la

potencia media, por lo que el error en la estimación tiene una potencia igual a la relación señal a ruido media del canal.<sup>5</sup>

Dado que la estimación se hace sólo al comienzo de la trama, se trata de una versión diezmada y, de nuevo,

$$\tilde{h}[n] = \hat{h}[\lfloor n \rfloor_Q] \quad \text{Ec. 2-57}$$

donde  $Q$  es el tamaño de la trama y  $\lfloor n \rfloor_Q$  es el cociente entero entre  $n$  y  $Q$ , y representa el instante en que se estimó el canal.

Una vez el receptor ha hecho la estimación del canal y de la relación señal a ruido que le corresponda, debe informar de la nueva constelación al transmisor si es necesario. Se ha considerado un retraso de tres símbolos en la actualización de la modulación, suficiente para permitir algún tipo de algoritmo de confirmación.

La introducción de unos símbolos para la estimación del canal reduce la eficiencia del sistema, ya que éstos deben ser descontados de la información que puede transmitirse. La Figura 2-47 presenta la eficiencia para varias longitudes de trama cuando se utilizan 5 regiones de modulación: el resultado es una simple operación sobre el resultado de la Ec. 2-23. En el caso de  $Q = 2$ , sólo la mitad de los símbolos transmitidos son utilizables para transmitir información ya que la otra mitad se emplea en pilotos.

Una longitud de trama mayor permite apurar más la eficiencia que puede extraerse del canal, pero tiene un efecto nocivo. Cuando la trama se alarga, la estimación del canal se actualiza con menos frecuencia, y la tasa media de error aumentará debido a que la distancia entre el valor real del canal y el estimado es mayor. El efecto se deberá a la acción combinada de la longitud de la trama  $Q$  y la frecuencia Doppler normalizada,  $f_D T$ . La Figura 2-48 presenta la tasa media de error para varios valores de  $f_D T Q$  para  $P_o = 10^{-2}$ . La variación que presenta respecto a  $\Gamma$  es muy parecida a la de la Figura 2-44, en la que sólo se presentaba el diezmado de la estimación, pero el valor del que parte es mayor que el de canal exacto en casi un orden de magnitud, correspondiente a la estimación ruidosa (Figura 2-39). Comportamientos similares se observan en la Figura 2-49, en la que  $P_o = 10^{-3}$ .

La velocidad de la información en el canal de retorno, necesaria para actualizar la modulación se presenta en la Figura 2-50. Debido a que la estimación del canal es ruidosa, el valor es mayor al que habría con una estimación instantánea, especialmente a valores pequeños de  $\Gamma$ . Para valores altos de la relación señal a ruido media el efecto del diezmado se hace visible, y disminuye la información de retorno por debajo del deseable. Los valores para 9 regiones de modulación se presenta en la Figura 2-51, y son algo mayores que para 5 regiones. La eficiencia y la tasa de error media apenas son distinguibles, por lo que no se repiten aquí.

---

<sup>5</sup> Si bien es cierto que se podría mejorar la estimación aumentando la potencia de los símbolos pilotos, esto se haría a costa de disminuir la potencia de los datos, para mantener la potencia media.

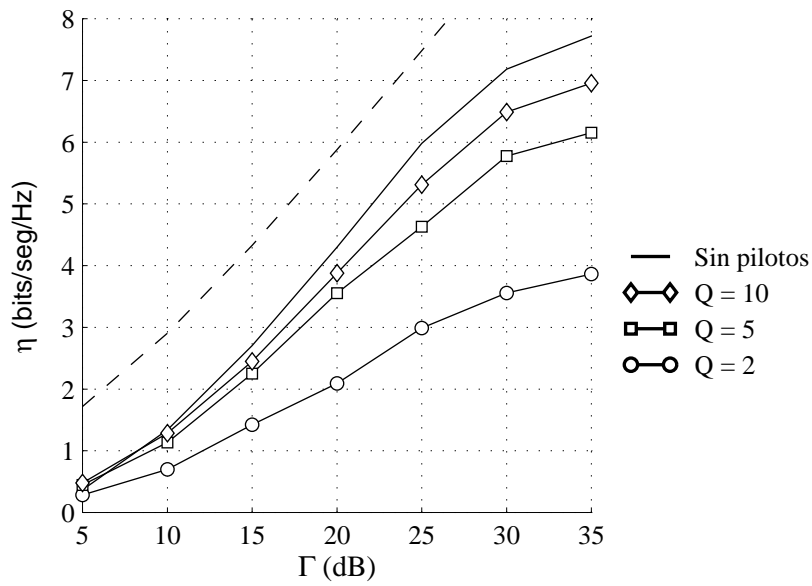


Figura 2-47. Eficiencia para canal Rayleigh  $P_o = 10^{-2}$ , PSAM con diversas longitudes de trama y 5 regiones de modulación.

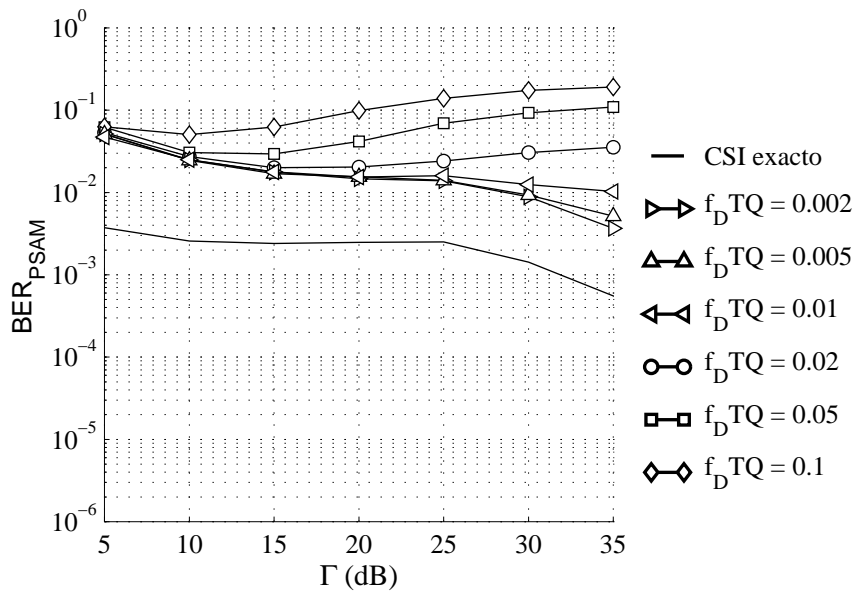


Figura 2-48. Tasa media de error para canal de Rayleigh  $P_o = 10^{-2}$ , PSAM con diversas longitudes de trama y 5 regiones de modulación.

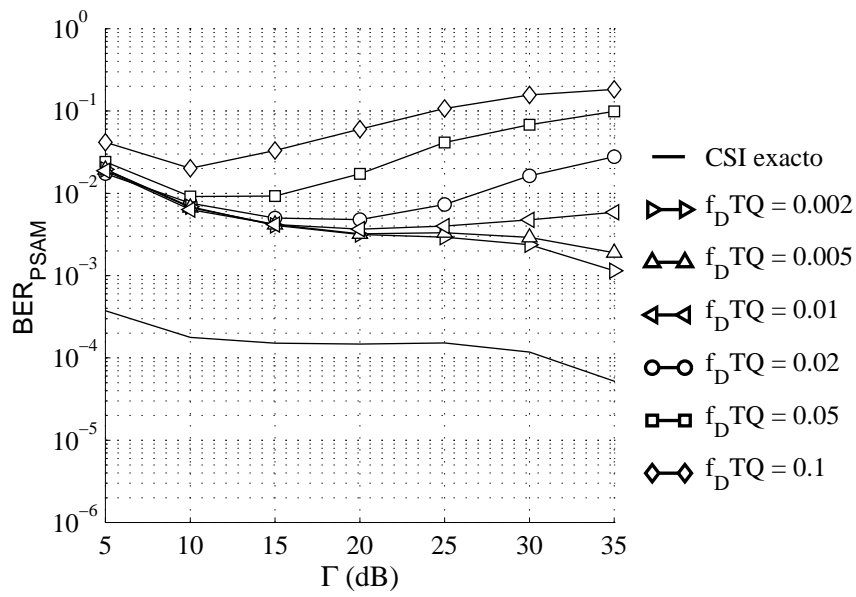


Figura 2-49. Tasa media de error para canal de Rayleigh,  $P_o = 10^{-3}$ , PSAM con diversas longitudes de trama y 5 regiones de modulación.

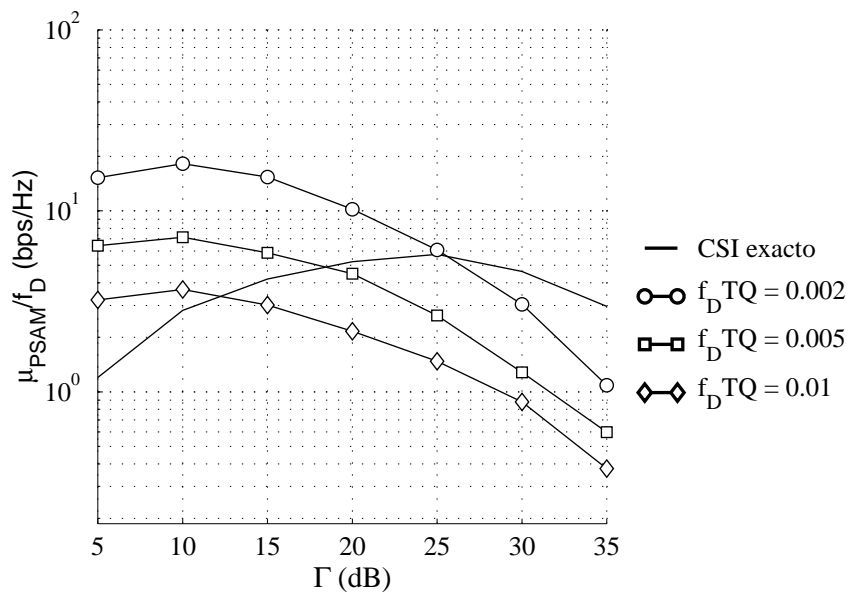


Figura 2-50. Información en el canal de retorno para canal Rayleigh  $P_o = 10^{-2}$ , PSAM con diversas longitudes de trama y 5 regiones de modulación.

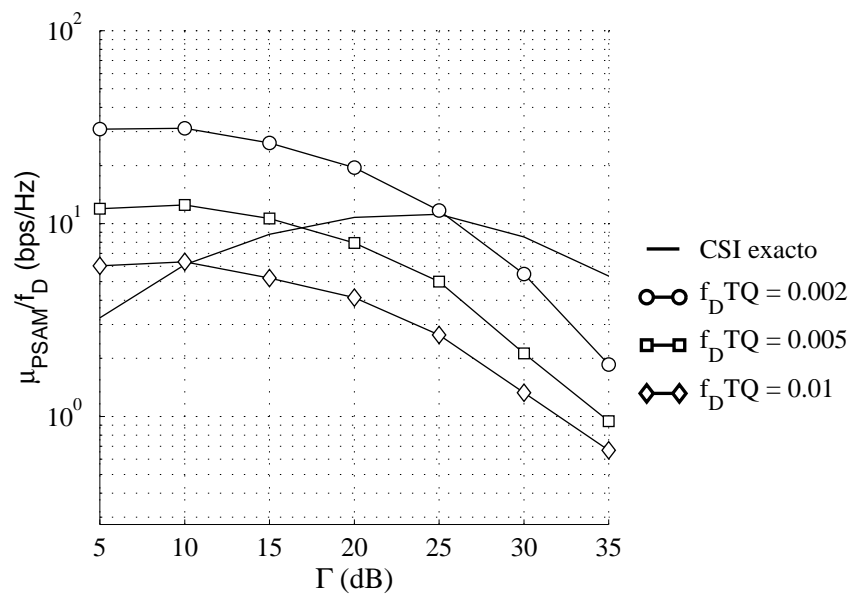


Figura 2-51. Información en el canal de retorno para canal Rayleigh  $P_o = 10^{-2}$ , PSAM con diversas longitudes de trama y 9 regiones de modulación.

## 2.8 CONCLUSIONES

En este capítulo se ha presentado un método de modulación adaptativa para canales planos con desvanecimientos. Se ha estudiado, en primer lugar, su comportamiento cuando el canal es conocido de forma exacta en todo instante de tiempo, para después explorar la degradación que sufre el sistema cuando la estimación del canal no cumple estas condiciones.

- El empleo de modulación adaptativa mejora los resultados de una modulación fija, tanto en eficiencia (Figura 2-22) como en tasa media de error (Figura 2-23).
- Se ha obtenido la expresión de la velocidad de transmisión necesaria en el canal de retorno, encontrándose que es proporcional a la frecuencia Doppler y que, para valores usuales de esta, es una fracción pequeña de la velocidad útil del canal directo.
- La limitación de la constelación de mayor tamaño a 256QAM parece adecuada ya que, para las relaciones señal a ruido de interés, la eficiencia se acerca a la máxima alcanzable (Figura 2-22), mientras se limita la complejidad del sistema.
- El aumento del número de regiones de modulación no mejora la eficiencia de forma significativa (Figura 2-28), pero el canal de retorno necesario casi se duplica (Figura 2-35).
- La existencia de una línea de visión directa (canal de Rice) mejora ligeramente la eficiencia (Figura 2-31), y, sobre todo, reduce la información de retorno necesaria (Figura 2-36).
- Cuando la adaptación de la constelación se hace con estimación de canal ruidosa, es suficiente con una relación señal a error de unos 25 dB para que el efecto en la tasa de error debido a la adaptación incorrecta no sea apreciable. Sin embargo, para ese mismo valor la información en el canal de retorno se duplica a todos los valores de relación señal a ruido media  $\Gamma$ .
- La igualación del canal con una estimación inexacta hace aumentar las tasas medias de error. Si la relación señal a error es igual a la relación señal a ruido ( $\Gamma = \Gamma_h$ ) entonces la tasa media de error aumenta en un orden de magnitud para todos los valores de  $\Gamma$ . El efecto es, así, más pronunciado que cuando es la adaptación de la modulación lo que se hace con valores inexactos.
- El período de actualización de la modulación normalizado a la frecuencia Doppler ( $f_D T_Q$ ) parametriza la tasa de error cuando sólo se dispone de una estimación diezmada del canal. El efecto del diezmando es peor cuanto más estricta es la probabilidad de error objetivo y mayor es la relación señal a ruido media  $\Gamma$ .
- Utilizando una estimación periódica con símbolos piloto y una sobrecarga controlada, la tasa media del error aumenta en un orden de magnitud pero aún se mantiene en un nivel equivalente al de modulación fija con similar eficiencia y detección coherente ideal (Figura 2-48 y Figura 2-49 comparadas con la Figura 2-10).

En el capítulo 4 se va a emplear esta misma técnica aplicada a cada una de las portadoras de OFDM. Debido a lo comentado sobre las ventajas de usar únicamente 5 regiones de modulación, serán únicamente utilizadas constelaciones cuadradas.

Por otra parte, y aunque una estimación de canal directa como la que se planteó en el apartado 2.7.4 evidentemente no es óptima, aún permite obtener mejores resultados que la modulación fija, por lo que será también la empleada en el capítulo 4.



## **CAPÍTULO 3**

# **MULTIPLEXACIÓN POR DIVISIÓN ORTOGONAL EN FRECUENCIA (OFDM) PARA CANALES VARIABLES**

## 3.1 INTRODUCCIÓN

### 3.1.1 Presentación

Ya en los años 60 se propuso el empleo de portadoras solapadas pero ortogonales entre sí como manera de obtener un sistema de transmisión robusto frente a la selectividad en frecuencia y a la vez eficiente [Saltzberg, 1967]. En los años 70, se presentó la posibilidad de emplear la transformada discreta de Fourier (DFT, *Discrete Fourier Transform*) como método de modulación [Weinstein, 1971]. Nació así la forma más habitual de la modulación multiportadora (MCM, *Multicarrier Modulation*) o multiplexación por división ortogonal en frecuencia (OFDM, *Orthogonal Frequency Division Multiplexing*), también denominada modulación multitono (DMT, *Digital Multitone*).

Básicamente, la idea consiste en dividir el ancho de banda total disponible en subbandas suficientemente estrechas para que se puedan considerar planas, y enviar una señal por cada subbanda simultáneamente. Cuando el modulador y el demodulador OFDM se implementan mediante la transformada de Fourier discreta, se emplea un prefijo cíclico: al copiarse las últimas muestras del símbolo OFDM al comienzo del símbolo OFDM, la convolución lineal con el canal aparece como circular en la DFT del receptor, como es inherente al dominio de Fourier. En este caso, la función de transferencia del canal es virtualmente no selectiva en el ancho de banda de las portadoras individuales, y la igualación puede hacerse en el dominio de la frecuencia con sólo un coeficiente por portadora a costa de una reducción de la eficiencia.

OFDM sufre una desventaja respecto a los sistemas monoportadora: cualquier error de fase en la recuperación de la portadora hace perder la ortogonalidad entre las señales transmitidas en cada subbanda, y aparece entonces lo que se ha venido a denominar Interferencia entre Portadoras (ICI, *Intercarrier Interference*) [Tomba, 1998] [Pollet, 1995]. El empleo de OFDM en entornos móviles presenta el mismo problema: el ensanchamiento Doppler que aparece debido al movimiento relativo entre el receptor y el transmisor produce un efecto análogo a este error de fase en la portadora [Remvik, 1998] [Robertson, 1999] que se traduce en un error irreducible (*Error Floor*).

Gran parte de la bibliografía olvida este último aspecto y considera el canal suficientemente lento para que se pueda considerar constante, pero, debido a que el símbolo multitono suele ser muy largo, esta afirmación puede no ser fácil de mantener. Incluso aunque transmisor y receptor estén inmóviles, el movimiento del entorno causará las mismas variaciones en el enlace entre ambos.

### 3.1.2 Antecedentes

Este apartado presenta un resumen de los principales trabajos que estudian la interferencia entre portadoras debido al ensanchamiento Doppler en los canales móviles. Ningún otro aspecto sobre OFDM se ha tratado, ya que la bibliografía sobre el tema es tan extensa que una exposición que pretenda dar una visión amplia del tema queda fuera de los objetivos de esta tesis. Tanto es así que incluso para algunos de los trabajos que se presentan se ha omitido la investigación que no se dedica específicamente al estudio de la interferencia entre portadoras.

Ya los primeros trabajos sobre OFDM para canales móviles dedicaron una parte de su esfuerzo a tratar el efecto que el ensanchamiento Doppler produce en el sistema. [Bello, 1965], aparte de decidirse por la conveniencia de insertar una guarda entre símbolos, también analiza la tasa de error irreducible en función del ensanchamiento Doppler para un sistema de 34 portadoras de 3 kHz cada una y modulación BPSK.

[Cimini, 1985] propone OFDM para móviles y ya explora el efecto de que el canal cambie durante la transmisión de un símbolo, y, por tanto, haya interferencia entre portadoras, a la que llama interferencia intrasimbólica. El símbolo multitono que utiliza es mucho más largo que el tiempo de coherencia del canal, por lo que durante un período ocurren varios desvanecimientos, que se promedian y reparten entre todas las portadoras. Para aliviar la interferencia intrasimbólica utiliza un igualador en el dominio temporal cuyos coeficientes calcula desde la estimación del canal que obtiene de un canal piloto –se trata de un canal plano- guardado por portadoras sin señal transmitida. Estudia la tasa de error binaria (BER, *Bit Error Rate*) en función de la velocidad del móvil –equivalente a la frecuencia Doppler-, del ensanchamiento del retardo (*Delay spread*), del método de igualación -con fuerza a cero (ZF, *Zero Forcing*), ZF con umbral y un factor de ganancia óptimo que minimiza la distorsión- y del método de interpolación que se emplee.

[Ahn, 1993] presenta la interferencia entre portadoras como dual a la interferencia entre símbolos: la ICI puede considerarse ISI entre las portadoras en el dominio de la frecuencia, y, por tanto, puede compensarse mediante igualación. Explora varias técnicas, un igualador lineal con fuerza a cero (ZF, *Zero Forcing*) y uno no lineal con decisión realimentada (DFE, *Decision Feedback Equalizer*). Para calcular los coeficientes, utiliza unos símbolos pilotos con guarda que permite ver cómo se dispersan en frecuencia las señales (equivalente a medir la respuesta al impulso). El mejor resultado se obtiene con el DFE ya que se quiere compensar algo cuya transformada de Fourier puede presentar profundas atenuaciones (fuertes desvanecimientos en el tiempo).

La serie de Russell, Stüber y Kim, [Russell, 1995a], [Russell, 1995b] [Kim, 1997] calcula la razón entre las potencias de la señal y de la interferencia entre portadoras (SIR, *Signal to Interference Ratio*) que aparece debido a las variaciones del canal. Para un número suficientemente grande de portadoras, la interferencia puede suponerse gaussiana, por lo que queda definida únicamente por su potencia. Con este valor se puede calcular la tasa de error de símbolo (SER, *Symbol Error Rate*) mínima que no puede reducirse (*Error floor*). De forma independiente, [Li, 1999] presenta resultados equivalentes, aunque corrige sus representaciones gráficas. [Remvik, 1998] hace un análisis de la interferencia parecido en el caso de que se emplee OQAM (*Offset QAM*) en cada portadora y el canal no presente selectividad en frecuencia.

[Malmgren, 1996] inspecciona el efecto que diversos errores en frecuencia (error en la frecuencia de portadora, ensanchamiento Doppler y error en el sincronismo) provocan en un sistema celular de radiodifusión monofrecuencia (SFN, *Single Frequency Networks*). La interferencia que, debida al multicamino, produce un emisor sobre él mismo depende de la duración de la extensión cíclica, y el efecto del resto de emisores muestra que es parecido al que el mismo símbolo produciría con un eco mucho más tardío.

[Harvatin, 1997] explora el resultado que el ensanchamiento Doppler y la duración de la respuesta al impulso de un canal Rayleigh producen en OFDM cuando la modulación utilizada sobre cada portadora es DPSK y MQAM. La variable fundamental es el producto

de la frecuencia Doppler por la duración del símbolo multitono. También explora el problema de la estimación de canal mediante símbolos conocidos, que debe proteger mediante guardas en frecuencia para que la estimación no se vea influida por la interferencia que recibiría de sus portadoras adyacentes.

[Burr, 1998] hace un análisis más general sobre la interferencia entre portadoras ya que supone un espectro Doppler general.

[Armstrong, 1998] propone disminuir la interferencia entre portadoras mediante combinaciones lineales en el demodulador de símbolos transmitidos con relación entre ellos (por ejemplo, transmitir en una portadora y su consecutiva el símbolo girado  $180^\circ$  y en recepción restarlas). Otra técnica que también explota la correlación entre los símbolos transmitidos es aplicada en [Zhao, 1998], pero en este caso la eficiencia se mantiene, ya que la información no es replicada.

[Jeon, 1999] intenta compensar la interferencia entre portadoras considerando que el símbolo que se ha recibido en una portadora es, en realidad, el resultado de la combinación de los símbolos transmitidos sobre todas las portadoras. El equivalente a la igualación en el dominio del tiempo puede hacerse entre las portadoras, aunque sigue siendo necesaria la igualación temporal, por lo que es necesaria una inversión matricial. Sin embargo, esta inversión puede simplificarse, ya que muestra que sólo las portadoras cercanas a la deseada crean una interferencia significativa.

[Robertson, 1999] trabaja sobre un canal en el que los distintos ecos distinguibles no presentan igual frecuencia Doppler. Esta desviación Doppler puede estimarse como se haría con un error en la frecuencia de portadora, y compensarse después. Además, el transmisor puede corregir su frecuencia nominal con la estimación de la frecuencia Doppler que se ha hecho en el otro extremo (o en el propio transmisor si el sistema es TDD).

Un trabajo muy amplio sobre OFDM para sistemas inalámbricos, [Speth, 1999], dedica un apartado al efecto de la frecuencia Doppler y muestra que la pérdida relativa que se produce debido a los desvanecimientos temporales depende no sólo de la frecuencia Doppler normalizada, sino también de la relación señal a ruido media a la que se esté trabajando.

[Linnartz, 2000] supone un canal plano con desvanecimientos. La idea es igualar la interferencia entre portadoras que existe, pero para facilitar la posible utilización de un igualador adaptativo, desarrolla la amplitud variable del canal en una serie de Taylor. Empleando únicamente dos términos del desarrollo, es posible no sufrir pérdidas hasta valores de frecuencia Doppler normalizada altísimos ( $f_D T = 0.1$ ).

### 3.1.3 Estado actual

Existen dos posibilidades básicas a la hora de enfrentarse a la interferencia entre portadoras que aparece debido al ensanchamiento Doppler (Figura 3-1).

La primera posibilidad, más simple, consiste en dejar que esta interferencia exista, y simplemente tomarla en consideración cuando se diseña el sistema, a sabiendas de que conduce a una limitación en la tasa de error mínima que puede obtenerse. En la mayor parte de la bibliografía dedicada al análisis de la interferencia entre portadoras se ha

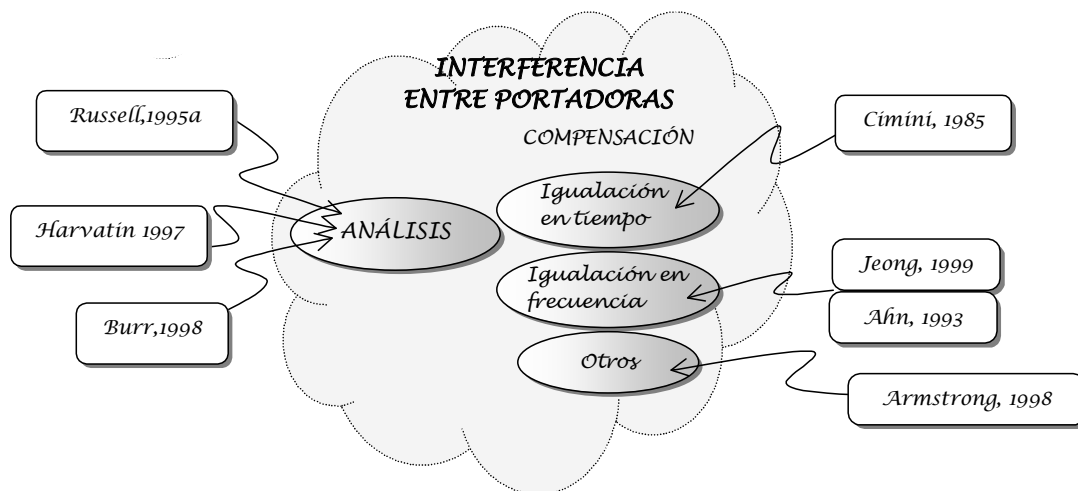


Figura 3-1. Resumen de la bibliografía presentada.

empleado el modelo de Clarke para el ensanchamiento Doppler, y, hasta donde conozco, se ha acometido el análisis únicamente para canales sin línea de visión directa (NLOS, *Non Line of Sight*).

Una segunda posibilidad consiste en intentar compensar esta interferencia. Para esto existen varias fórmulas. Puede hacerse tan largo el símbolo multitono que varios de estos desvanecimientos temporales ocurran durante la transmisión de un solo símbolo y la diversidad temporal que se produce se reparta entre todas las frecuencias [Cimini, 1985]. Pero también puede interpretarse esta ICI como una interferencia entre símbolos en el dominio de la frecuencia, que puede combatirse con las técnicas clásicas de igualación [Ahn, 1993][Jeong, 1999][Linnartz, 2000].

Resulta claro que permitir la existencia de la interferencia entre portadoras sin actuar sobre ella conduce a un sistema que desaprovecha parte de las posibilidades del canal. Por otra parte, intentar compensar el ICI en cualquiera de sus formas produce un aumento de la complejidad, y la pérdida de una de las cualidades primordiales de OFDM: la propiedad de emplear un único coeficiente por portadora para igualar.

### 3.1.4 Objetivos y descripción del capítulo

De los dos modelos considerados en la literatura, en esta tesis se ha preferido permitir que la interferencia entre portadoras exista y simplemente considerarla como un ruido añadido al térmico cuando se analiza el comportamiento del sistema. Esto permitirá seguir considerando cada subportadora como plana, de forma que la modulación adaptativa descrita en el capítulo anterior será directamente aplicable. Por otra parte, no aumenta la complejidad necesaria en el receptor, que ya se incrementará en el capítulo 4 para introducir la adaptabilidad en el sistema.

El objeto de este capítulo se ciñe a la inspección del deterioro que un sistema OFDM sufre debido al ensanchamiento Doppler, que se traduce en una interferencia entre portadoras. En este capítulo se cuantificará el valor de la potencia de esta interferencia, y se evaluará la conveniencia de suponer esta interferencia como ruido blanco añadido al de origen

térmico. Se estudiará el comportamiento de OFDM según la existencia o no de una línea de visión directa (canal de Rice o de Rayleigh).

El resto del capítulo se desarrolla así. En primer lugar se introduce en el apartado 3.2 el modelo de canal que se empleará en este capítulo y en el próximo, y que parte del modelo descrito en el apartado 2.2.

El apartado 3.3 hace un resumen de la técnica OFDM, describiendo sus fundamentos y las suposiciones de diseño tomadas en el resto de esta tesis.

Es ya el apartado 3.4 el que pasa a cuantificar la interferencia entre portadoras que se produce por el ensanchamiento Doppler y a comprobar la adecuación del modelo de la interferencia como ruido gaussiano aditivo.

Por último, se comentan los resultados y se presentan las conclusiones que permitirán incluir el comportamiento de la señal OFDM sobre el canal móvil en el estudio de la modulación multiportadora adaptativa del capítulo 4.

### 3.2 MODELO DE CANAL SELECTIVO EN FRECUENCIA CON DESVANECIMIENTOS

Se describió en la Introducción un entorno de propagación para canal móvil que presentaba tanto selectividad temporal como en frecuencia.

El modelo de propagación utilizado en el capítulo anterior suponía que un número muy alto de caminos se acumulaban, por lo que se consideró un modelo de canal aleatorio con función de distribución normal. Para que este juicio fuera aceptable, todos los caminos que llegaban al receptor debían hacerlo en un período de tiempo despreciable respecto a la duración de la señal transmitida, de manera que todo el espectro de la señal era afectado por el canal de la misma forma (canal plano con desvanecimientos).

Sin embargo, si el período de símbolo de la señal es pequeño, entonces los diferentes caminos de propagación podrán ser distinguibles, y la señal recibida no podrá ya considerarse simplemente el producto de la señal transmitida por un valor aleatorio: diferentes frecuencias de su espectro se verán afectadas de distinta manera (canal selectivo en frecuencia con desvanecimientos)<sup>1</sup>. A este modelo de canal, que será el empleado de aquí en adelante, se dedica este apartado.

#### 3.2.1 Respuesta al impulso del canal selectivo en frecuencia con desvanecimientos

Dado que existen diversas versiones retardadas distinguibles de la señal transmitida, puede relacionarse cada una de ellas con un camino de propagación físico, y asociarlo con un camino de propagación individual o rayo. Si se transmite un impulso en un canal multicamino variable en el tiempo, la señal recibida aparece como un tren de impulsos, cada uno de ellos un eco de la señal transmitida [Parsons, 1992]:

$$h(t, \tau) = \sum_{l=0}^{L-1} h_l(t) \delta(\tau - \tau_l) \quad \text{Ec. 3-1}$$

donde  $\tau_l$  es el retardo de propagación asociado al rayo  $l$ -ésimo de los  $L$  ecos distinguibles y  $h_l(t)$  el valor de este mismo rayo en el instante de tiempo  $t$ , que a su vez se describe como un proceso multicamino en sí mismo, y puede tratarse como en el apartado 2 del capítulo 2.

El modelo equivalente paso bajo del canal multicamino se presenta en la Figura 3-2. La envolvente compleja de la señal de salida,  $y(t)$ , es la convolución de la señal de entrada,  $x(t)$ , con la respuesta al impulso del canal, y puede expresarse como

$$y(t) = \sum_{l=0}^{L-1} x(t - \tau_l) \cdot h_l(t) \quad \text{Ec. 3-2}$$

es decir, la salida del canal es la suma de varios ecos de la señal transmitida, cada uno de los cuales se puede considerar que ha pasado por un canal plano con desvanecimientos.

<sup>1</sup> Dicho de otra forma, mientras que en el capítulo anterior se consideró que el ancho de banda del mensaje era suficientemente estrecho para que todas las componentes en frecuencia se comportaran de forma similar (modelo en banda estrecha), a partir de ahora se considerará que la señal transmitida puede quedar distorsionada de forma diferente a distintas frecuencias (modelo en banda ancha).

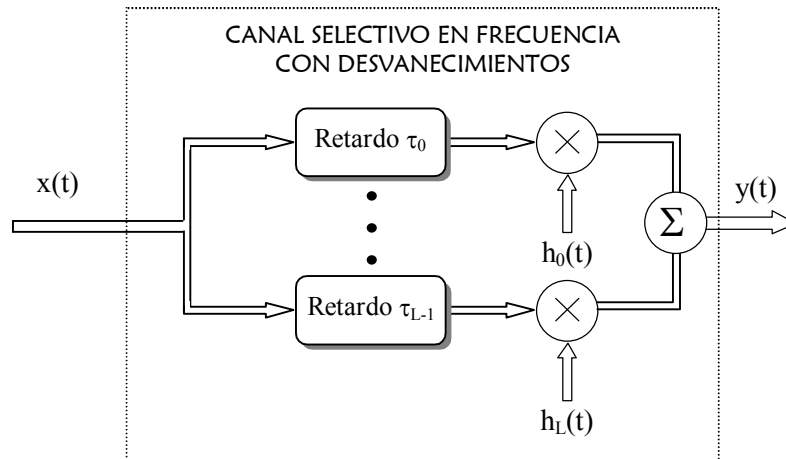


Figura 3-2. Equivalente paso bajo del modelo de canal selectivo en frecuencia con desvanecimientos.

En general, se acepta que los distintos ecos están incorrelacionados unos con otros (US, *Uncorrelated Scattering*). Cada uno de los  $L$  rayos distintos viene definido por su retardo  $\tau_i$ , y también por su potencia media que permite escribir su función de densidad de probabilidad (Ec. 2-1). El perfil de potencia,  $\zeta_h(\tau)$ , describe el número y el retardo de los rayos y la potencia media de cada uno de ellos.

El entorno en el que se trabaje determina el perfil de potencia. Parece sensato que el número de los rayos y la duración de la respuesta al impulso no serán los mismos en el exterior de una ciudad que en un entorno rural o en el interior de un edificio.

Algunos modelos para el perfil de potencia han sido establecidos por organismos de estandarización. Ampliamente utilizados son los modelos presentados como resultados del proyecto COST [ETSI, 1990], en los que el perfil de potencia se define según el entorno de que se trate: área rural (*Rural Area*, RA), terreno montañoso (*Hilly terrain*, HT) y típico urbano (*Typical Urban*, TU). El modelo que se va a emplear a lo largo de esta tesis como ejemplo de aplicación es el TU, cuyo perfil de potencia se presenta en la Figura 3-3.

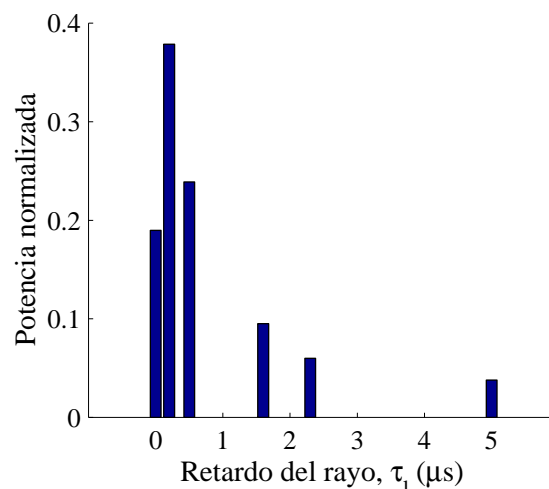


Figura 3-3. Perfil de potencia para un canal típico urbano.



### 3.2.2 Respuesta en frecuencia del canal selectivo en frecuencia con desvanecimientos

La respuesta del canal a cada frecuencia  $f$ , el coeficiente de transmisión complejo, será también una función del tiempo  $t$ , y puede calcularse a partir de la Ec. 3-1 tomando la transformada de Fourier en la variable temporal  $\tau$ .

$$H(f, t) = \mathcal{F}_{\tau} \{h(t, \tau)\} \quad \text{Ec. 3-3}$$

Dado que la transformada de Fourier se toma en la variable  $\tau$ , el retardo  $\tau_l$  con que cada rayo llega al receptor se convierte en el producto por una exponencial compleja, de valor distinto a cada frecuencia  $f$ :

$$H(f, t) = \sum_{l=0}^{L-1} h_l(t) e^{-j2\pi f\tau_l} \quad \text{Ec. 3-4}$$

Cada rayo,  $h_l(t)$ , es desfasado a cada frecuencia un valor distinto, y finalmente todos los rayos son acumulados. Según el valor instantáneo de los rayos en particular, la respuesta a cada frecuencia es distinta (canal selectivo en frecuencia) y, además, cambia con el tiempo (desvanecimientos temporales).

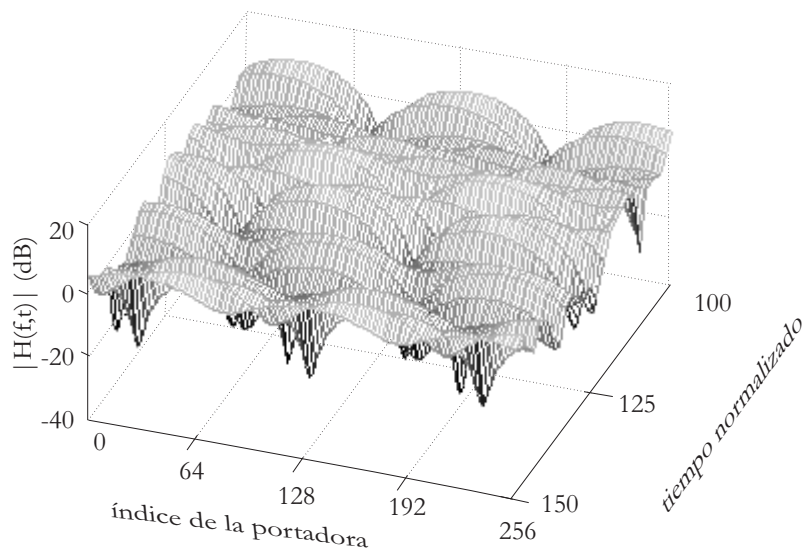


Figura 3-4. Realización del módulo de  $H(f,t)$ . Se consideran dos rayos de igual potencia separados 5 muestras temporales.

La Figura 3-4 presenta una realización del módulo de  $H(f,t)$  en función del tiempo y de la frecuencia. Para este ejemplo se consideró un perfil de potencia en el que dos rayos de igual potencia media llegan separados por 5 muestras de tiempo.

Si se considera únicamente una frecuencia  $f_0$ ,  $H(f_0,t)$  se obtiene como la suma de  $L$  gaussianas complejas incorrelacionadas entre sí, por lo que su función de densidad de probabilidad vuelve a ser la gaussiana compleja descrita en el capítulo 2, es decir, la

función de densidad de probabilidad conjunta de sus componentes en fase ( $h_f$ ) y cuadratura ( $h_c$ ) es:

$$p_{H(f_o)}(\mathbf{h}) = \frac{1}{2\pi\sigma^2} e^{-\frac{h_f^2+h_c^2}{2\sigma^2}} \quad \text{Ec. 3-5}$$

si todos los rayos tienen media nula, y

$$p_{H(f_o)}(\mathbf{h}) = \frac{1}{2\pi\sigma^2} e^{-\frac{(h_f+m_f)^2+(h_c+m_c)^2}{2\sigma^2}} \quad \text{Ec. 3-6}$$

si alguno de ellos (el primero) presenta una línea de visión directa. La única consideración es que, ahora, la varianza es la suma de las varianzas de los L rayos que llegan al receptor:

$$2\sigma^2 = \sum_{l=0}^{L-1} 2\sigma_l^2$$

y la media, la suma de las medias:

$$\bar{\mathbf{h}} = m_f + jm_c = \sum_{l=0}^{L-1} \bar{\mathbf{h}}_l$$

Repetiendo el cambio de variable que llevó a la relación señal a ruido en el capítulo 2 (Ec. 1-14 y Ec. 1-15), puede obtenerse la función de densidad de probabilidad de la relación señal a ruido a la frecuencia  $f_o$ , que resulta independiente del valor de esa frecuencia.

Aunque la función de densidad de probabilidad sea independiente de la frecuencia a la que se esté trabajando y en valor medio el comportamiento sea igual a todas las frecuencias, hay que considerar que en un instante de tiempo determinado,  $t$ , pueden presentarse profundos desvanecimientos a ciertas frecuencias. Es necesario, pues, algún método que alivie la deformación que sufre la señal transmitida por este canal a su llegada al receptor.

### 3.3 FUNDAMENTOS DE OFDM

La multiplexación por división ortogonal en frecuencia (OFDM, *Orthogonal Frequency Division Multiplexing*) es una técnica de modulación cuyo uso en los últimos años se ha ido extendiendo constantemente. La bibliografía sobre el tema es ya muy extensa, por lo que en este apartado se pretende apenas dar unas notas y presentar la nomenclatura que se usará en el resto de la tesis.

OFDM se basa en la utilización de  $N$  portadoras que se modulan de forma simultánea con  $N$  símbolos independientes. De nuevo, se supone que el sincronismo es perfecto y que puede emplearse un modelo paso bajo equivalente discreto (Figura 3-5).

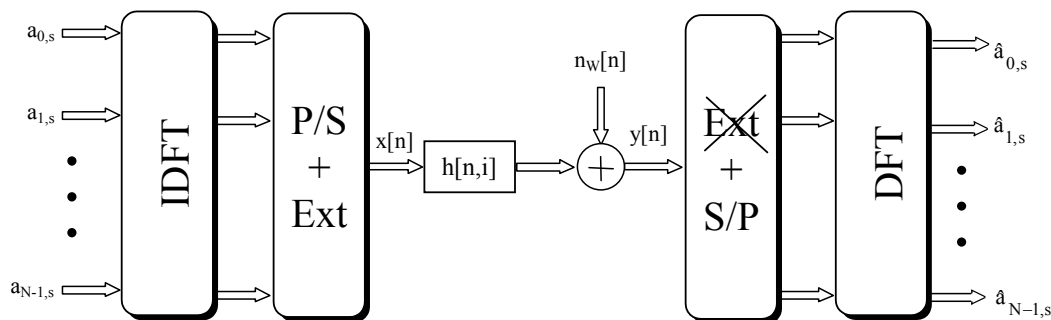


Figura 3-5. Modelo de sistema OFDM en banda base para tiempo discreto.

El canal discreto equivalente al descrito en la Ec. 3-1 puede escribirse como

$$h[n, i] = \sum_{l=0}^{L-1} h_l[n] \cdot \delta[i - i_l] \quad \text{Ec. 3-7}$$

donde  $n$  es el tiempo discreto correspondiente a  $t$ , e  $i$  el correspondiente a  $\tau$ . El ruido  $n_w[n]$  se supone blanco, aditivo y con función de densidad de probabilidad normal.

En principio, los sistemas OFDM no emplean obligatoriamente modulación y demodulación digital, pero en la práctica es lo que se utiliza. La modulación y la demodulación se sustituyen por una DFT inversa (IDFT) y una DFT, respectivamente. El período de muestreo para transmitir el símbolo es  $T_s$ , de manera que el período de símbolo útil es  $T = NT_s$ .

Una vez la señal modulada se ha convertido en serie, se le añade una extensión cíclica (representada con Ext en la figura). El prefijo cíclico es una copia de la última parte del símbolo OFDM que se pone delante del símbolo transmitido, lo que aumenta el tiempo necesario para transmitir un símbolo a  $T_t = T + T_g$ . Si la duración del prefijo cíclico es mayor que la respuesta al impulso del canal ( $T_g > \tau_{L-1}$ ) entonces la interferencia entre símbolos diferentes se concentra en la extensión cíclica, y al ser desechada en el receptor, la ISI directamente se evita.

El equivalente discreto de la señal transmitida,  $x[n]$  puede escribirse (obviando el índice temporal) como

$$x[n] = \sum_{k=0}^{N-1} a_k e^{j\left(\frac{2\pi n}{N}k\right)}, \quad -(M-1) \leq n \leq N-1 \quad \text{Ec. 3-8}$$

donde las  $M-1$  primeras muestras corresponden a la extensión cíclica, en número igual a  $T_g/T_s$ . La señal recibida,  $y[n]$ , puede obtenerse como la convolución de la señal transmitida con el canal descrito en la Ec. 3-7 más la componente de ruido. Dado que el prefijo cíclico contiene toda la interferencia entre símbolos, la parte de la señal recibida tras desechar la extensión cíclica (para  $0 \leq n \leq N-1$ ) no contiene ISI y puede escribirse como:

$$y[n] = \sum_{l=0}^{L-1} h_l[n] x[n-l] + n_w[n] = \sum_{l=0}^{L-1} \sum_{k=0}^{N-1} a_k h_l[n] e^{j\left(\frac{2\pi(n-l)}{N}k\right)} + n_w[n] \quad \text{Ec. 3-9}$$

Para recibir la portadora  $m$  se multiplica por  $e^{-j\left(\frac{2\pi n}{N}m\right)}$  y se acumula:

$$\begin{aligned} \hat{a}_m &= \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} y[n] e^{-j\left(\frac{2\pi n}{N}m\right)} + \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} n_w[n] e^{-j\left(\frac{2\pi n}{N}m\right)} = \\ &= \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{l=0}^{L-1} \sum_{k=0}^{N-1} a_k h_l[n] e^{j\left(\frac{2\pi(n-l)}{N}k\right)} e^{-j\left(\frac{2\pi n}{N}m\right)} + N_m \end{aligned} \quad \text{Ec. 3-10}$$

donde  $N_m$  es la contribución en el canal  $m$  del ruido blanco gaussiano. Reordenando los términos:

$$\hat{a}_m = \sum_{k=0}^{N-1} a_k \left\{ \sum_{l=0}^{L-1} \left( \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} h_l[n] e^{-j\left(\frac{2\pi n}{N}(m-k)\right)} \right) e^{-j\left(\frac{2\pi l}{N}k\right)} \right\} + N_m \quad \text{Ec. 3-11}$$

En su forma habitual, el canal sobre el que se emplea el sistema es constante, y  $h[n,i]$  puede reducirse a  $h[i]$ . Entonces,  $h_l[n] = h_l$  puede extraerse como factor común, de manera que la suma interior resulta en una delta de Kronecker:

$$\frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} h_l e^{-j\left(\frac{2\pi n}{N}(m-k)\right)} = h_l \delta[m-k] \quad \text{Ec. 3-12}$$

En ese caso, la suma encerrada entre llaves no es más que la transformada de Fourier de  $h[i]$  muestreada en la frecuencia  $2\pi k/N$ :

$$H_k = \sum_{l=0}^{L-1} h_l e^{-j\left(\frac{2\pi l}{N}k\right)} \quad \text{Ec. 3-13}$$

Y, el símbolo recibido en la portadora  $m$  puede escribirse como

$$\hat{a}_m = \sum_{k=0}^{N-1} a_k H_k \delta[m - k] + N_m = a_m H_m + N_m \quad \text{Ec. 3-14}$$

Reintroduciendo el índice temporal  $s$ , el sistema OFDM puede verse como un conjunto de  $N$  canales AWGN paralelos, como se presenta en la Figura 3-6, donde  $H_m$  representa la transformada de Fourier de la respuesta al impulso,  $h[i]$ , muestreada a la frecuencia de cada portadora.

La Figura 3-7 representa la transformada de Fourier del pulso transmitido separado en las señales correspondientes a cada portadora. Las señales son separables porque, aunque estén solapadas, mantienen la ortogonalidad: un máximo a una portadora corresponde a nulos en el resto.

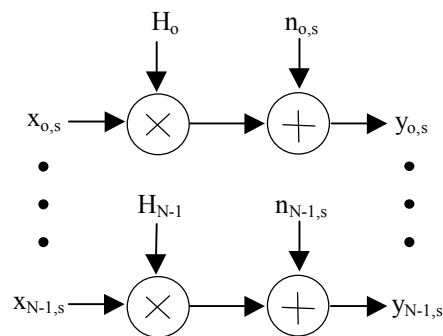


Figura 3-6. El sistema OFDM interpretado como canales gaussianos paralelos.

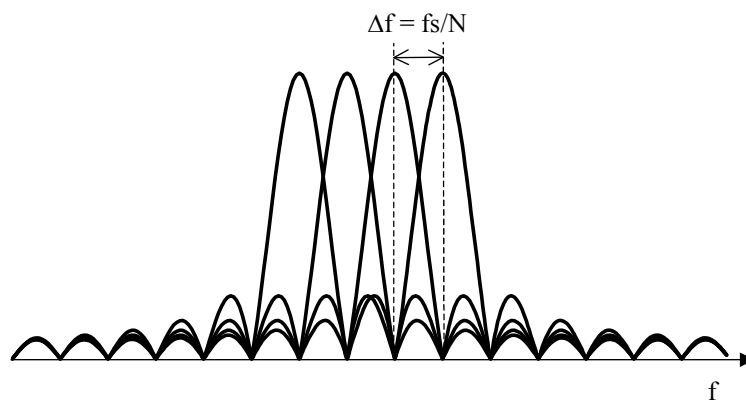


Figura 3-7. Espectro de una señal OFDM.

### 3.4 OFDM PARA CANALES VARIABLES EN EL TIEMPO

En el apartado anterior, se consideró que el canal sobre el que se transmite el símbolo OFDM era constante. Esto permitió considerar las  $N$  subportadoras como  $N$  canales paralelos e independientes entre sí.

Se había llegado entonces a la expresión del símbolo demodulado,  $\hat{a}_m$ , que se repite aquí por comodidad:

$$\hat{a}_m = \sum_{k=0}^{N-1} a_k \left\{ \sum_{l=0}^{L-1} \left( \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} h_l[n] e^{-j\left(\frac{2\pi n}{N}(m-k)\right)} \right) e^{-j\left(\frac{2\pi l}{N}k\right)} \right\} + N_m \quad \text{Ec. 3-15}$$

Cuando se consideró que el canal era constante, cada rayo lo era y  $h_l[n]$  se convirtió en  $h_l$ . Se considerará ahora el caso de que los rayos son variables con el tiempo: el resultado del sumatorio interior deja de ser una delta de Kronecker

$$\frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} h_l[n] \cdot e^{-j\left(\frac{2\pi n}{N}(m-k)\right)} \neq h_l \delta[m-k]$$

La ortogonalidad entre los pulsos transmitidos sobre cada frecuencia se ha perdido. La Figura 3-8 muestra el efecto del canal variable en el espectro recibido correspondiente a una portadora. La deformación de la sinc original hace que, donde antes era nula, ahora no lo sea, y, por tanto, el espectro de esta portadora interferirá en las muestras que se tomen para el resto. En el ejemplo que se presenta, el período del símbolo OFDM es 25 veces menor que el tiempo de coherencia del canal ( $f_D T = 0.04$ ), y, aún así, existe esa pérdida.

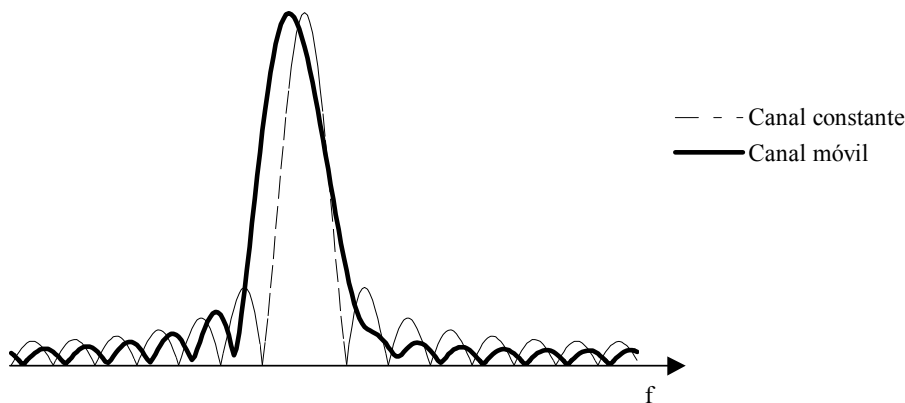


Figura 3-8. Espectro resultante de una portadora para  $f_D T = 0.04$ .

El símbolo demodulado para la portadora  $m$ -ésima debe ahora escribirse de otra forma [Russell, 1995b]:

$$\hat{a}_m = a_m H_{m,m} + \left( \sum_{k=0, k \neq m}^{N-1} a_k H_{k,m} + N_m \right) \quad \text{Ec. 3-16}$$

$$H_{k,m} = \sum_{l=0}^{L-1} I_{m-k,l} e^{(-j \frac{2\pi l}{N} k)} \quad \text{Ec. 3-17}$$

$$I_{m-k,l} = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} h_l[n] e^{-j2\pi \frac{n}{N} (m-k)} \quad \text{Ec. 3-18}$$

$$N_m = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} n_w[n] e^{-j2\pi \frac{n}{N} m} \quad \text{Ec. 3-19}$$

Ahora, el valor  $H_{m,m}$  por el que va multiplicado el símbolo transmitido  $a_m$  ya no representa el canal físico en un cierto instante de tiempo y a una frecuencia determinada, sino que es un factor de ganancia que resulta de un promediado del canal en un símbolo.

### 3.4.1 Análisis de la interferencia entre portadoras

En la Ec. 3-16 pueden observarse tres términos distintos. El primer término ( $a_m H_{m,m}$ ) representa la parte útil de la señal, mientras que los otros dos representan términos de error. El último término,  $N_m$ , representa la contribución del ruido en la portadora, y el segundo término, descrito en la Ec. 3-17, representa la interferencia entre portadoras (ICI, *InterCarrier Interference*), donde el valor  $H_{k,m}$  representa la parte de interferencia en la portadora  $m$  debido a la portadora  $k$ .

La relación entre la potencia de señal y la potencia de la interferencia (SIR, *Signal to Interference Ratio*) puede escribirse (Ver Anexo 3.A. Cálculo de la relación señal a interferencia) como

$$\Delta = \frac{E[|H_{m,m}|^2]}{\sum_{k=0, k \neq m}^{N-1} E[|H_{k,m}|^2]} \quad \text{Ec. 3-20}$$

$E[|H_{k,m}|^2]$  representa la potencia de la señal que, transmitida en la portadora  $k$ , se introduce en la portadora deseada, la  $m$ -ésima, y viene dada por

$$E[|H_{k,m}|^2] = \frac{1}{N^2} \sum_{n=-N+1}^{N-1} (N - |n|) \cdot e^{-j2\pi \frac{n}{N} (m-k)} \sum_{l=0}^{L-1} R_{h_l}[n] \quad \text{Ec. 3-21}$$

En la Ec. 3-21  $R_{h_l}[n]$  representa la autocorrelación del rayo  $l$ -ésimo para  $t = nT_s$ , de forma que la suma para los  $L$  rayos viene dada, para canal de Rayleigh, por

$$\sum_{l=0}^{L-1} R_{h_l}[n] = J_0(2\pi f_D n T_s) \sum_{l=0}^{L-1} R_{h_l}[0] \quad \text{Ec. 3-22}$$

Y, para canal de Rice, por

$$\sum_{l=0}^{L-1} R_{h_l}[n] = \left[ \frac{K^2}{1+K^2} + J_0(2\pi f_D n T_s) \left( 1 - \frac{K^2}{1+K^2} \right) \right] \sum_{l=0}^{L-1} R_{h_l}[0] \quad \text{Ec. 3-23}$$

La Ec. 3-22 y la Ec. 3-23 muestran que el sumatorio de las autocorrelaciones de los rayos es proporcional a la suma de sus potencias individuales<sup>2</sup>, de manera que la potencia total de la interferencia resulta independiente del perfil de potencia concreto que presente el canal. Puede también observarse cómo para canales muy lentos ( $f_D T \ll 1$ , con  $T = NT_s$ ), ambas expresiones pueden considerarse constantes e iguales a su valor en  $n = 0$ , y el valor que arrojan para la potencia de la interferencia es nulo. Por otra parte, si existe una componente de visión directa, el valor de la Ec. 3-23 se acerca a una constante, tanto más cuanto mayor sea  $K$ , lo que permite suponer que el efecto de la interferencia será menor cuanto mayor sea la componente de visión directa.

El valor medio de la relación señal a interferencia,  $\Delta$ , se presenta en la Figura 3-9. La interferencia debida a la pérdida de ortogonalidad entre portadoras está determinada por el valor del parámetro  $f_D T$ , frecuencia Doppler normalizada al período de símbolo. Su efecto no depende de los valores del número de portadoras  $N$  o del período de muestreo  $T_s$ , sino de la combinación que ambos producen,  $T = N \cdot T_s$ .

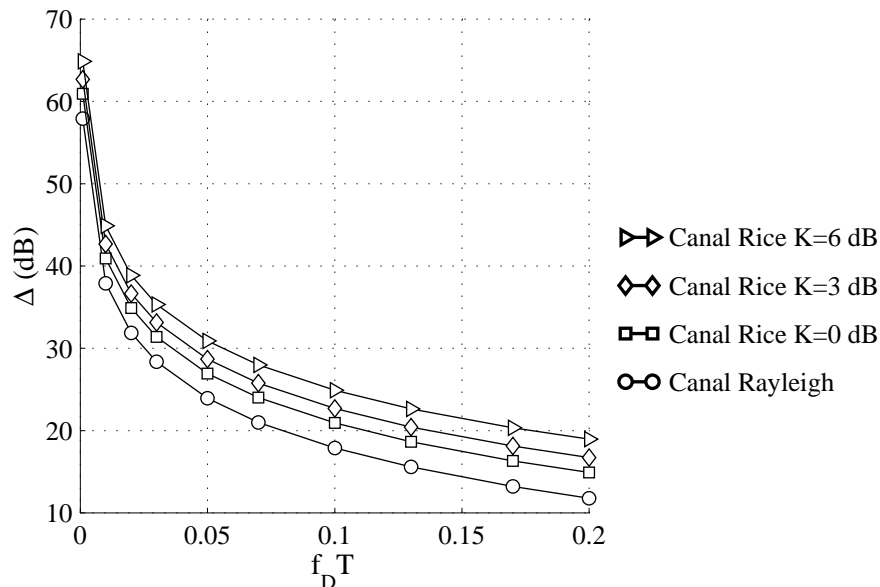


Figura 3-9. Relación entre la potencia de la señal y la potencia de la interferencia en función de  $f_D T$  para diversos valores de  $K$  en dB.

<sup>2</sup> Se supondrá que la máxima frecuencia Doppler que sufren todos los rayos es la misma.



Para valores muy pequeños de frecuencia Doppler normalizada, la SIR es muy alta, de forma que la interferencia resulta en un valor despreciable. Cuando la frecuencia Doppler aumenta, lo hace también la potencia de la interferencia y para valores del orden de 0'05 (cuando el período del símbolo es aún 20 veces el tiempo de coherencia del canal) la potencia de la señal útil es apenas 25 dB mayor que la potencia de la interferencia. Por ejemplo, para frecuencia de portadora de 5 GHz, 512 portadoras y frecuencia de muestreo 2 MHz sólo serían permisibles velocidades del orden de 1 km/h, es decir, entornos casi sin movimiento, para que el efecto de la interferencia fuese inapreciable.

Diferentes valores de potencia relativa para la componente directa (medida con el parámetro K) se presentan en la misma figura. La existencia de una parte que no es variable en el canal aumenta la autocorrelación de los rayos, y, por tanto, hace disminuir la potencia de la interferencia.

### 3.4.2 Relación señal a ruido e interferencia

Como se describe en el Anexo 3.A, la señal interferente es la suma de N-1 diferentes señales incorrelacionadas entre sí, cuya media es 0 y cuya potencia es el denominador de la expresión de la Ec. 3-20. Para un número suficientemente elevado de portadoras (en teoría, infinito, pero en realidad basta con apenas siete u ocho) se puede acudir a la ley de los grandes números y proponer el análisis de la interferencia como una distribución normal de media nula y potencia la calculada en dicho apéndice. Puede entonces añadirse al ruido del canal como un nuevo término de error, y trabajar con una relación señal a ruido e interferencia equivalente. Esta hipótesis se validará en el siguiente apartado (3.4.3).

La relación señal a ruido más interferencia (SNIR, *Signal to Noise and Interference Ratio*) puede escribirse ahora como

$$\Lambda = \left( \frac{1}{\Gamma} + \frac{1}{\Delta} \right)^{-1} \quad \text{Ec. 3-24}$$

La Figura 3-10 presenta la relación señal a ruido e interferencia,  $\Lambda$ , en función de la relación señal a ruido media,  $\Gamma$ , para diferentes valores de  $f_D T$ . Como describe la Ec. 3-24, mientras el valor de relación señal a ruido se mantenga en valores pequeños, la limitación en el sistema proviene del ruido y la ICI apenas influye. Sin embargo, para valores de  $\Gamma$  mayores, el efecto de la interferencia se hace predominante, y  $\Lambda$  alcanza un valor máximo que no es posible superar aunque disminuya el ruido.

Se observa, pues, que el efecto de la interferencia es peor para relaciones señal a ruido mejores. La Figura 3-11 presenta la máxima frecuencia Doppler normalizada que se puede permitir si se fija la pérdida de relación señal a ruido permisible. Como arrojaba la figura anterior, con la relación señal a ruido crece la distorsión que sufre el sistema, por lo que las velocidades del móvil permitidas son menores.

Para mostrar los rangos de valores en los que se está trabajando, puede hacerse algún ejemplo numérico. Por ejemplo, para televisión digital terrestre (DVB-T), en el modo 8k y codificado, la relación señal a ruido mínima para obtener las tasas de error objetivo son del orden de 20 dB [Arrinda, 1999]. Si, por ejemplo, se fija el máximo valor de pérdida de relación señal a ruido posible a 1'5 dB, el máximo valor permisible de frecuencia Doppler

normalizada es, aproximadamente, 0'05. Para los valores de frecuencias de portadora y de muestreo y número de portadoras empleadas en este sistema, un móvil que pretenda la recepción de la señal con suficiente calidad puede permitirse unos 100 km/h. Sin embargo, si un sistema parecido trabaja a frecuencia de portadora de unos 5 GHz (como HIPERLAN2) entonces la máxima velocidad permisible es de unos 10 km/h, y si la misma pérdida sólo puede permitirse a partir de los 25 dB (porque se emplee una codificación menos redundante, por ejemplo), entonces el móvil no debe alcanzar más de la mitad de esa velocidad.

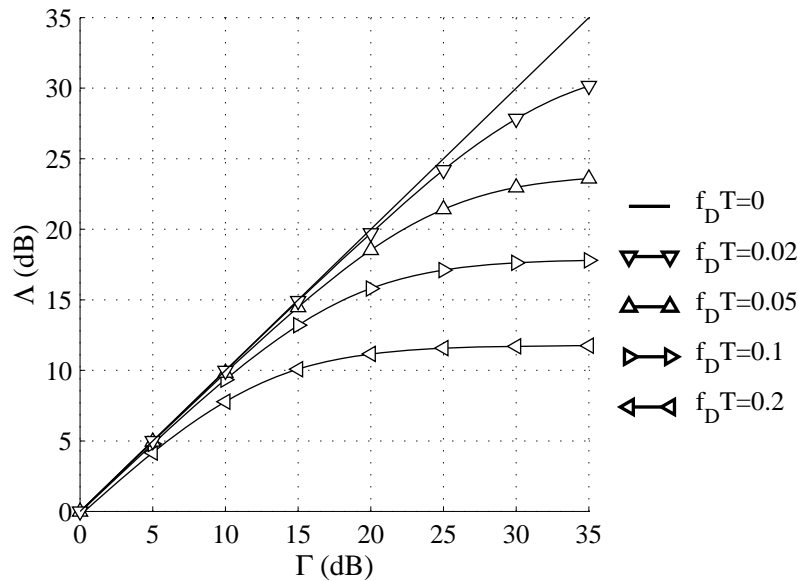


Figura 3-10. Relación entre la potencia de la señal y la del ruido más la interferencia para diversos valores de  $f_D T$ . Canal Rayleigh.

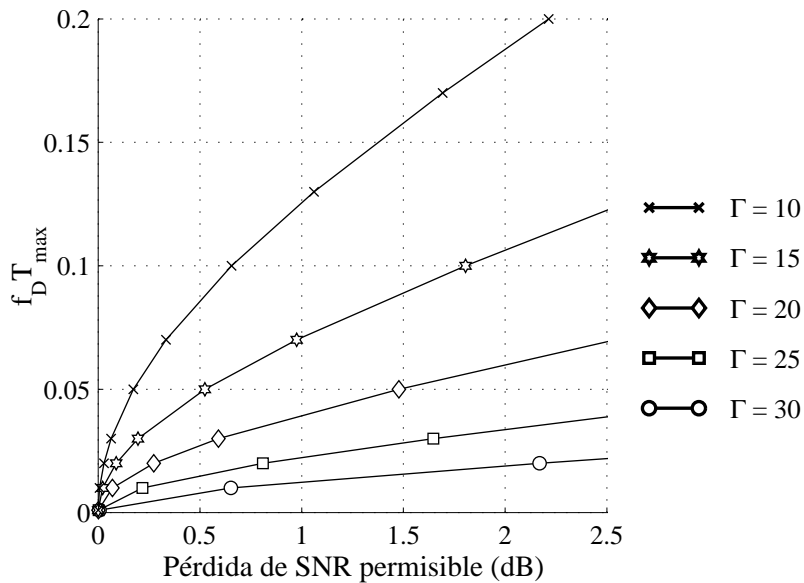


Figura 3-11. Máximo valor de frecuencia Doppler normalizada permisible en función de la pérdida de SNR permisible. Canal Rayleigh.

### 3.4.3 Validación del modelo de ICI

En el apartado anterior se supuso que era posible describir la interferencia debida al ensanchamiento Doppler como un error gaussiano que puede añadirse al ruido para obtener una relación señal a ruido e interferencia equivalente,  $\Lambda$ , descrita en la Ec. 3-24. Si esto es así, entonces el rendimiento del sistema podrá obtenerse simplemente sustituyendo el valor de la relación señal a ruido,  $\Gamma$ , por su equivalente incluyendo la interferencia,  $\Lambda$ .

En este apartado se comprobará esta hipótesis calculando valores de tasa media de error con esta suposición y comparándolos con resultados de simulaciones<sup>3</sup>.

Las tasas binarias de error para un sistema con modulación OFDM en el que no haya ni interferencia entre símbolos (ISI) ni entre portadoras (ICI) serán las mismas que, para canal plano se obtuvieron en el capítulo 2, apartado 3. En el caso de que exista ICI, entonces las nuevas tasas de error podrán obtenerse mediante la simple sustitución del valor de  $\Gamma$  por  $\Lambda$  en las tasas de error para M-QAM para un canal móvil,  $BER(M, \Gamma)$ , entonces obtenidas.

Los resultados de la tasa media de error en función de la relación señal a ruido  $\Gamma$  para diversos valores de frecuencia Doppler normalizada  $f_D T$  se presentan en la Figura 3-12 para el caso de canal de Rayleigh. Las simulaciones, apenas distinguibles, se presentan con asteriscos.

Si se observan los resultados para una constelación cualquiera y una frecuencia Doppler fija, la tasa de error alcanza un mínimo por debajo del cual no es posible pasar (*Error floor*). Este resultado es el equivalente a la máxima relación señal a ruido e interferencia que puede alcanzarse para esa misma frecuencia Doppler, cuando el efecto del ensanchamiento Doppler es ya el predominante.

La Figura 3-13 presenta los mismos resultados para un canal de Rice con  $K = 0$  dB. Las tasas de error son algo mejores, en parte porque lo eran incluso cuando no existía ICI, y en parte porque la interferencia resulta en un valor menor debido a la mayor autocorrelación de los rayos.

---

<sup>3</sup> En el Anexo.2 se describe cómo se ha simulado el canal selectivo en frecuencia con desvanecimientos.

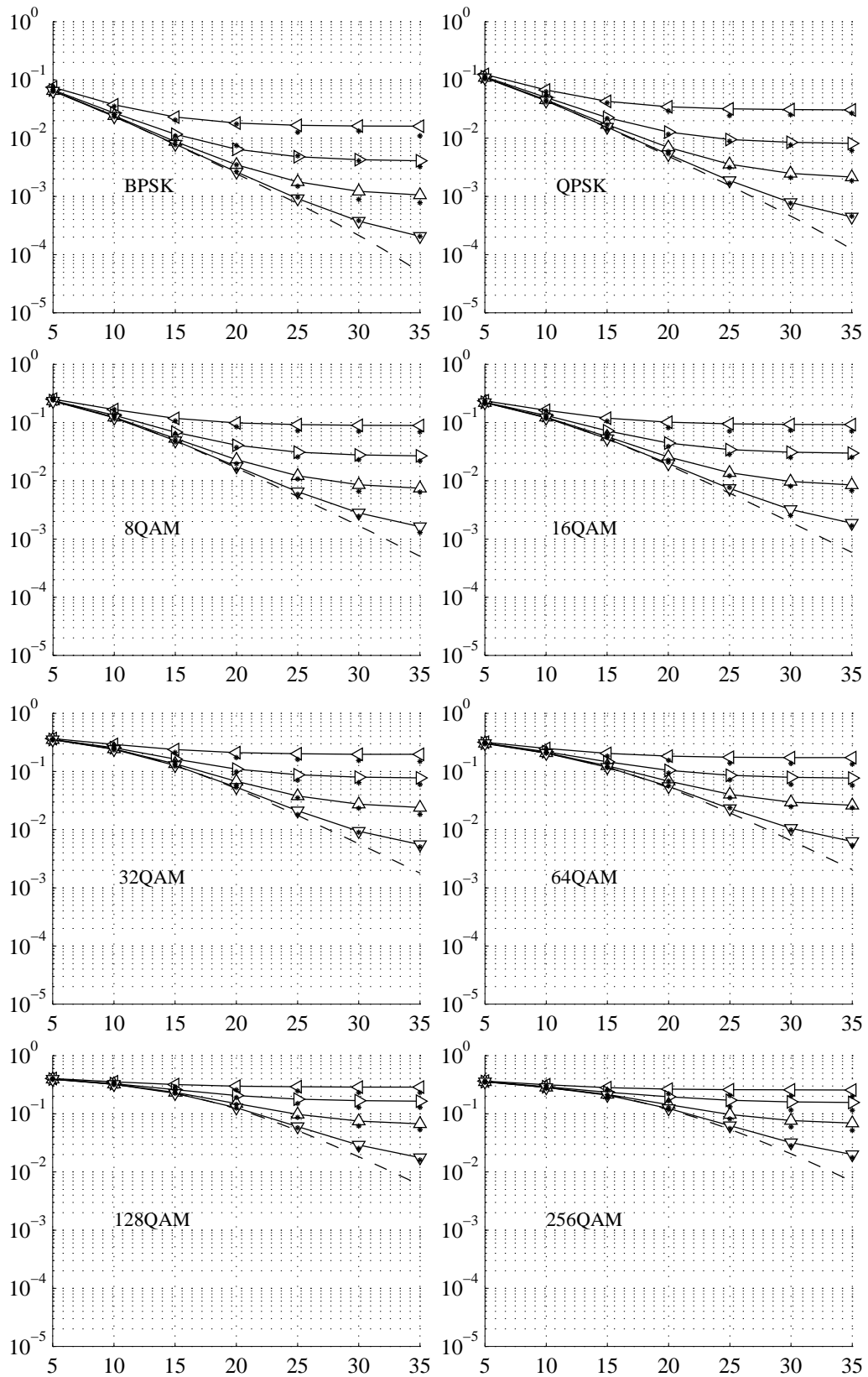


Figura 3-12. Tasa media de error para canal de Rayleigh en función de la relación señal a ruido media,  $\Gamma$ .  $\triangleleft$   $f_D T=0.2$ ;  $\triangleright$   $f_D T=0.1$ ,  $\triangle$   $f_D T=0.05$ ,  $\nabla$   $f_D T=0.02$ . Los resultados se comparan con los valores para  $f_D T=0$  (con línea discontinua). Con asteriscos, resultados de las simulaciones.

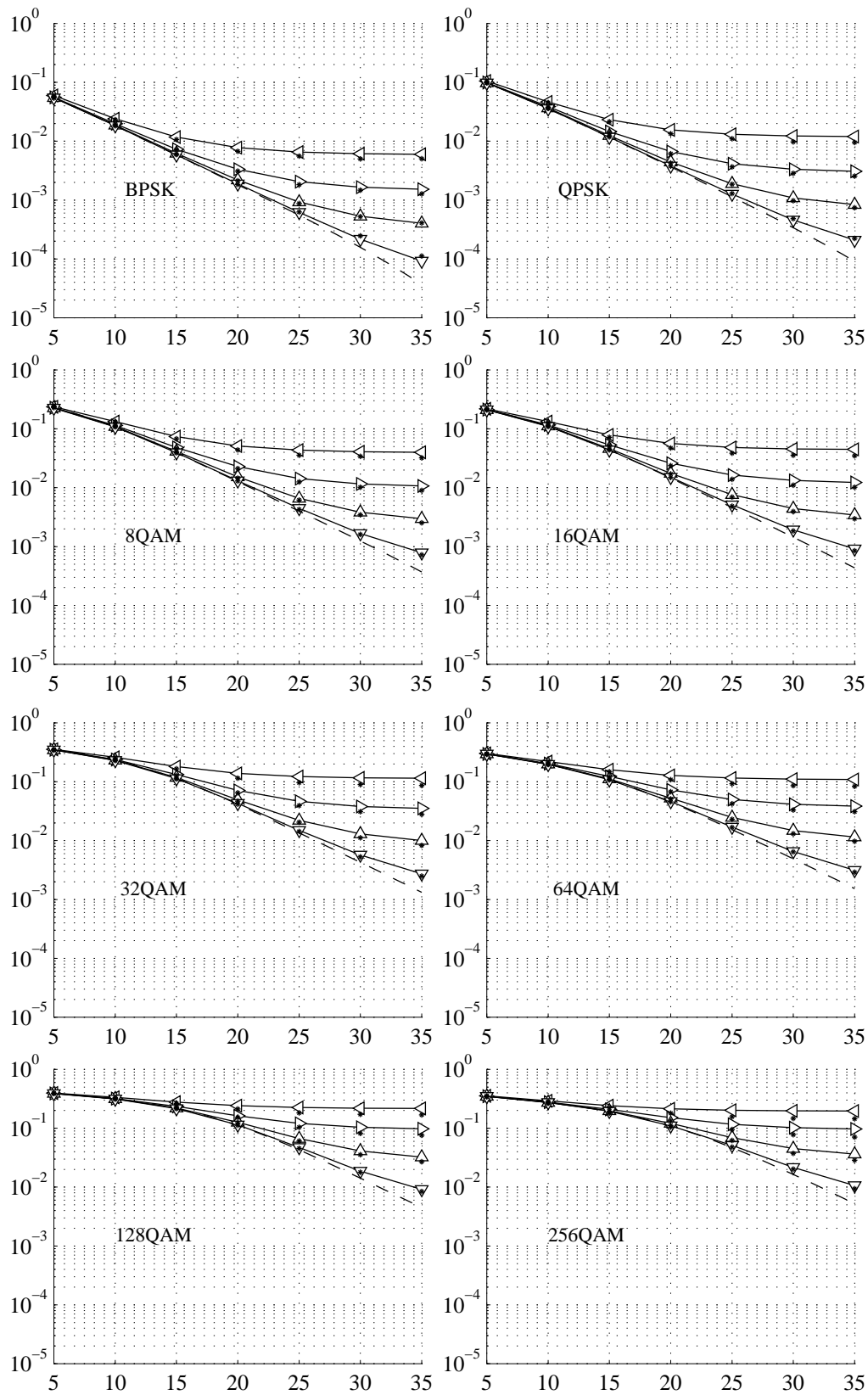


Figura 3-13. Tasa media de error para canal de Rice con  $K = 0$  dB en función de la relación señal a ruido media,  $\Gamma$ .  $\triangleleft$   $f_D T = 0.2$ ;  $\trianglerightarrow$   $f_D T = 0.1$ ,  $\triangleup$   $f_D T = 0.05$ ,  $\triangledown$   $f_D T = 0.02$ . Los resultados se comparan con los valores para  $f_D T = 0$  (con línea discontinua). Con asteriscos, resultados de las simulaciones.

### 3.5 CONCLUSIONES

En este capítulo, tras una revisión de las bases de OFDM, se ha hecho un análisis de la pérdida de ortogonalidad entre las portadoras que aparece debido al ensanchamiento Doppler.

- Se han obtenido expresiones cerradas de la potencia de la interferencia, encontrándose que no depende del perfil de potencia particular del canal en el que se trabaje, sino de la frecuencia Doppler normalizada por el período de símbolo multitono ( $f_D T$ ).
- La interferencia entre portadoras puede considerarse aditiva y gaussiana, de forma que el comportamiento del sistema puede examinarse añadiendo a la potencia de ruido la potencia de la interferencia. Esta hipótesis se ha validado mediante la comparación entre sus resultados y simulaciones para el cálculo de las tasas medias de error en un canal móvil.
- La existencia de una línea de visión directa mejora el comportamiento del sistema, pues el aumento de la correlación entre las muestras temporales reduce las interferencias.
- Las relaciones señal a ruido más altas resultan más afectadas por el ensanchamiento Doppler, puesto que quedan limitadas básicamente por la interferencia, a pesar del bajo nivel de ruido.

El capítulo 4 va a emplear modulación adaptativa aplicada a cada portadora del símbolo OFDM. Su funcionamiento sobre un canal variable es inherente al uso de la modulación adaptativa, por lo que la existencia de interferencia entre portadoras parece inevitable. Será necesario, entonces, incluirla en el análisis de su comportamiento.

### ANEXO 3.A. CÁLCULO DE LA RELACIÓN SEÑAL A INTERFERENCIA

El símbolo demodulado para la portadora se escribía de esta forma

$$\hat{a}_m = a_m H_{m,m} + \left( \sum_{k=0, k \neq m}^{N-1} a_k H_{k,m} + N_m \right) \quad \text{Ec. 3-25}$$

$$H_{k,m} = \sum_{l=0}^{L-1} I_{m-k,l} e^{-j \frac{2\pi l}{N} k} \quad \text{Ec. 3-26}$$

$$I_{m-k,l} = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} h_l[n] e^{-j 2\pi \frac{n}{N} (m-k)} \quad \text{Ec. 3-27}$$

$$N_m = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} n_w[n] e^{-j 2\pi \frac{n}{N} m} \quad \text{Ec. 3-28}$$

donde  $a_m$  es el símbolo transmitido en la portadora  $m$ -ésima, de media 0 y potencia  $P_s$ .

El producto del símbolo muestreado por su conjugado es:

$$\hat{a}_m \hat{a}_m^* = \left( \sum_{k=0}^{N-1} a_k H_{m,m} + N_m \right) \left( \sum_{k'=0}^{N-1} a_{k'}^* H_{m',m}^* + N_m^* \right) \quad \text{Ec. 3-29}$$

que, reordenando términos, puede escribirse como:

$$\begin{aligned} |\hat{a}_m|^2 &= |a_m|^2 |H_{m,m}|^2 + \sum_{k \neq m, k=0}^{N-1} |a_k|^2 |H_{k,m}|^2 + |N_m|^2 + \\ &\sum_{k \neq k'}^{N-1} a_k a_{k'}^* H_{k,m} H_{k',m}^* + N_m \sum_{k'=0}^{N-1} a_{k'}^* H_{k',m}^* + N_m^* \sum_{k=0}^{N-1} a_k H_{k,m} \end{aligned} \quad \text{Ec. 3-30}$$

donde

$$\begin{aligned} H_{k,m} H_{k',m}^* &= \sum_{l=0}^{L-1} I_{m-k,l} e^{-j \frac{2\pi l}{N} k} \sum_{l'=0}^{L-1} I_{m-k',l'}^* e^{j \frac{2\pi l'}{N} k'} = \\ &\sum_{l=0}^{L-1} \sum_{l'=0}^{L-1} I_{m-k,l} I_{m-k',l'}^* e^{-j \frac{2\pi (l-l')}{N} k} \end{aligned} \quad \text{Ec. 3-31}$$

y

$$I_{p,l} I_{p,l'}^* = \left( \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} h_{n,l} e^{-j 2\pi \frac{n}{N} p} \right) \left( \frac{1}{N} \sum_{n'=0}^{N-1} h_{n',l'}^* e^{j 2\pi \frac{n'}{N} p} \right) = \frac{1}{N^2} \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{n'=0}^{N-1} h_{n,l} h_{n',l'}^* e^{-j 2\pi \frac{n-n'}{N} p} \quad \text{Ec. 3-32}$$

Si se toma la esperanza matemática en la Ec. 3-30, teniendo en cuenta que la esperanza es un operador lineal y que los símbolos transmitidos son independientes entre sí y respecto al canal, puede escribirse:

$$\begin{aligned}
E\left[|\hat{a}_m|^2\right] &= E\left[|a_m|^2\right]E\left[|H_{m,m}|^2\right] + \sum_{k \neq m, k=0}^{N-1} E\left[|a_k|^2\right]E\left[|H_{k,m}|^2\right] + E\left[|N_m|^2\right] + \\
&\sum_{k \neq k'}^{N-1} E\left[a_k a_{k'}^*\right]E\left[H_{k,m} H_{k',m}^*\right] + E\left[N_m\right] \sum_{k'=0}^{N-1} E\left[a_{k'} H_{k',m}^*\right] + E\left[N_m^*\right] \sum_{k=0}^{N-1} E\left[a_k H_{k,m}\right]
\end{aligned} \tag{Ec. 3-33}$$

Los dos últimos términos de la Ec. 3-33 son nulos, al serlo la media del ruido. El antepenúltimo término es también nulo, al ser independientes y de media nula los símbolos transmitidos sobre portadoras distintas, estén incorrelacionados o no los términos de interferencia de las portadoras  $k$  y  $k'$ . Por tanto,

$$E\left[|\hat{a}_m|^2\right] = P_s \cdot E\left[|H_{m,m}|^2\right] + P_s \sum_{k \neq m, k=0}^{N-1} E\left[|H_{k,m}|^2\right] + E\left[|N_m|^2\right] \tag{Ec. 3-34}$$

La potencia total del símbolo recibido puede pues, escribirse como un primer término de señal útil, un segundo término de interferencia (suma de las potencias de la interferencia de todas las portadoras sobre la deseada) y un tercer término de ruido.

La relación potencia de señal a potencia de la interferente puede entonces escribirse como

$$\Delta = \frac{E\left[|H_{m,m}|^2\right]}{\sum_{k=0, k \neq m}^{N-1} E\left[|H_{k,m}|^2\right]} \tag{Ec. 3-35}$$

Las potencias medias de las señales deseada e interferentes pueden calcularse tomando la esperanza matemática en la Ec. 3-31, para obtener

$$E\left[H_{k,m} H_{k,m}^*\right] = \sum_{l=0}^{L-1} \sum_{l'=0}^{L-1} E\left[I_{m-k,l} I_{m-k,l'}^*\right] \cdot e^{\left(-j \frac{2\pi(l-l')k}{N}\right)} \tag{Ec. 3-36}$$

Considerando que las dispersiones de dos rayos diferentes están incorrelacionadas (US, *Uncorrelated Scattering*), la expresión puede reducirse a

$$E\left[H_{k,m} H_{k,m}^*\right] = \sum_{l=0}^{L-1} E\left[I_{m-k,l} I_{m-k,l}^*\right] \tag{Ec. 3-37}$$

que, sustituyendo la Ec. 3-32, puede a su vez escribirse como

$$E\left[I_{p,l} I_{p,l}^*\right] = \frac{1}{N^2} \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{n'=0}^{N-1} E\left[h_{n,l} h_{n',l}^*\right] e^{-j2\pi \frac{n-n'}{N} p} = \frac{1}{N^2} \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{n'=0}^{N-1} R_{h_l}(n-n') e^{-j2\pi \frac{n-n'}{N} p} \tag{Ec. 3-38}$$

donde  $R_{h_l}[n]$  es la autocorrelación del rayo  $l$ -ésimo para  $t = nT_s$ , cuyo valor se presentó en el capítulo 2, y es



$$R_{h_1}[n] = R_{h_1}[0] \cdot J_0(2\pi f_D n T_s) \quad \text{Ec. 3-39}$$

si el canal es de Rayleigh, y

$$R_{h_1}[n] = R_{h_1}[0] \cdot \left( \frac{K^2}{1+K^2} + \frac{1}{1+K^2} J_0(2\pi f_D n T_s) \right) \quad \text{Ec. 3-40}$$

para uno de Rice. Este sumatorio puede expresarse de la siguiente manera (obviando el índice del rayo):

$$E[I_p I_p^*] = \frac{1}{N^2} \begin{pmatrix} R_h[0] + R_h[1]e^{-j2\pi\frac{1}{N}} + \dots + \dots R_h[N-2]e^{-j2\pi\frac{-N+2}{N}} + R_h[N-1]e^{-j2\pi\frac{-N+1}{N}} + \\ R_h[-1]e^{-j2\pi\frac{1}{N}} + R_h[0] + \dots + \dots R_h[N-3]e^{-j2\pi\frac{-N+3}{N}} + R_h[N-2]e^{-j2\pi\frac{-N+2}{N}} + \\ \vdots \\ R_h[-N+2]e^{-j2\pi\frac{-N+2}{N}} + R_h[-N+3]e^{-j2\pi\frac{-N+3}{N}} + \dots + \dots R_h[0] + R_h[1]e^{-j2\pi\frac{1}{N}} + \\ R_h[-N+1]e^{-j2\pi\frac{-N+1}{N}} + R_h[-N+2]e^{-j2\pi\frac{-N+2}{N}} + \dots + \dots R_h[-1]e^{-j2\pi\frac{1}{N}} + R_h[0] \end{pmatrix}$$

y reducirse a

$$E[|I_{p,l}|^2] = \frac{1}{N^2} \sum_{n=-N+1}^{N-1} (N - |n|) \cdot R_{h_1}[n] \cdot e^{-j2\pi\frac{n}{N}p} \quad \text{Ec. 3-41}$$

Finalmente, sustituyendo en la Ec. 3-37,

$$E[H_{k,m} H_{k,m}^*] = \frac{1}{N^2} \sum_{l=0}^{L-1} \sum_{n=-N+1}^{N-1} (N - |n|) \cdot R_{h_1}[n] \cdot e^{-j2\pi\frac{n}{N}(m-k)} \quad \text{Ec. 3-42}$$

que, reescrito como

$$E[H_{k,m} H_{k,m}^*] = \frac{1}{N^2} \sum_{n=-N+1}^{N-1} (N - |n|) \cdot e^{-j2\pi\frac{n}{N}(m-k)} \cdot \sum_{l=0}^{L-1} R_{h_1}[n] \quad \text{Ec. 3-43}$$

permite apreciar que es independiente del perfil de potencia particular en el caso de un canal de Rayleigh:

$$\sum_{l=0}^{L-1} R_{h_1}[n] = \sum_{l=0}^{L-1} R_{h_1}[0] J_0(2\pi f_D n T_s) = J_0(2\pi f_D n T_s) \sum_{l=0}^{L-1} R_{h_1}[0] \quad \text{Ec. 3-44}$$

aunque es necesario separar la parte correspondiente a la visión directa en el caso de que exista (canal de Rice):

$$\sum_{l=0}^{L-1} R_{h_1}[n] = \left[ \frac{K^2}{1+K^2} + J_0(2\pi f_D n T_s) \left( 1 - \frac{K^2}{1+K^2} \right) \right] \cdot \sum_{l=0}^{L-1} R_{h_1}[0] \quad \text{Ec. 3-45}$$

## **CAPÍTULO 4**

# **MODULACIÓN OFDM ADAPTATIVA (AOFDM) PARA CANALES SELECTIVOS EN FRECUENCIA CON DESVANECIMIENTOS**

## 4.1 INTRODUCCIÓN

### 4.1.1 Presentación

Tal como se mostró en el capítulo 2, se puede mejorar el comportamiento de un sistema que trabaje sobre un canal con desvanecimientos mediante el empleo de modulación adaptativa. En ese capítulo se consideró que el canal era plano, es decir, que todas las frecuencias se veían afectadas de igual manera por el canal. Sin embargo, cuando las velocidades de transmisión aumentan, el ancho de banda necesario se acrecienta también [Proakis, 1995], con lo que llegará el momento en que el canal ya no podrá seguir siendo considerado plano y se convierte en selectivo en frecuencia: los pulsos transmitidos son deformados con la consecuente aparición de la interferencia entre símbolos (ISI, *Intersymbol Interference*). La cuestión que se plantea ahora es si se puede utilizar el mismo concepto de modulación adaptativa que se aplicó a los canales con desvanecimientos aunque el canal tratado sea selectivo en frecuencia.

Las posibilidades para enlazar los conceptos de selectividad en tiempo (desvanecimientos) y selectividad en frecuencia son amplias, tantas como maneras de tratar la interferencia intersimbólica. La primera posibilidad es, simplemente, dejar que exista y utilizar una constelación de señales suficientemente distantes entre sí para poder distinguirlas entre el ruido y la interferencia entre símbolos. Así, en función del ensanchamiento temporal del canal, el símbolo se extiende temporalmente en [Ue, 1995]; se emplean distintas constelaciones en [Sampei, 1994] y [Otsuki, 1995]; y se usan ambas técnicas simultáneamente en [Ue, 1996], a veces también con codificación convolucional como en [Matsuoka, 1996] [Sampei, 1998]. Esta posibilidad acepta la existencia de la interferencia entre símbolos sin compensarla, por lo que se desechan las ventajas de las técnicas utilizables para enfrentarse a la selectividad en frecuencia.

Otra propuesta es mezclar algún tipo de igualación con la modulación adaptativa. Es conveniente que esta igualación no sea lineal, debido a que la respuesta en frecuencia de un canal móvil puede sufrir desvanecimientos profundos. Una igualación con decisión retroalimentada (DFE, *Decision Feedback Equalization*) se propone con fuerza a cero o eliminación total de la ISI (ZF, *Zero Forcing*) en [Aguayo Torres, 1999] y [Lim, 1998] y con potencia de error media mínima (MMSE, *Minimum Mean Square Error*) en [Wong, C.H., 1999]. Para evitar la propagación de errores, en algunos entornos es posible utilizar una precodificación de Tomlinson-Harashima, y trasladar al transmisor el filtro de realimentación [Paris, 2001a].

Otro planteamiento es utilizar la diversidad en frecuencia aprovechando las cualidades de las técnicas de espectro ensanchado (SS, *Spread Spectrum*) y aplicar la modulación adaptativa de forma simultánea [Kim, S.W., 1999], [Lau, 1999], [Kuan, 1999].

En el capítulo anterior se ha presentado la modulación por división ortogonal en frecuencia (OFDM, *Orthogonal Frequency Division Multiplexing*) como una técnica muy ventajosa para compensar la selectividad en frecuencia. En OFDM, y gracias a la existencia de la extensión cíclica, el ancho de banda disponible se divide en un conjunto de canales paralelos en los que la respuesta en frecuencia puede considerarse plana.

La Figura 4-1 intenta representar una ventaja primordial de OFDM: el reparto de energía y bits entre las portadoras puede optimizarse en función de cómo se distribuye la relación señal a ruido en el ancho de banda de banda disponible. Es posible elegir de manera individual la densidad de la constelación empleada para cada portadora, de forma que se transmite más información sobre las portadoras de mayor calidad, mientras que se reduce el flujo sobre aquellas que estén más atenuadas por el canal o presentan más interferencias. La necesidad de una negociación al inicio de la transmisión se ve compensada por un rendimiento final mejor en tasa de error (BER), velocidad de transmisión o potencia [Bingham, 1990] [Chow, 1991] [Aguayo Torres, 1996].

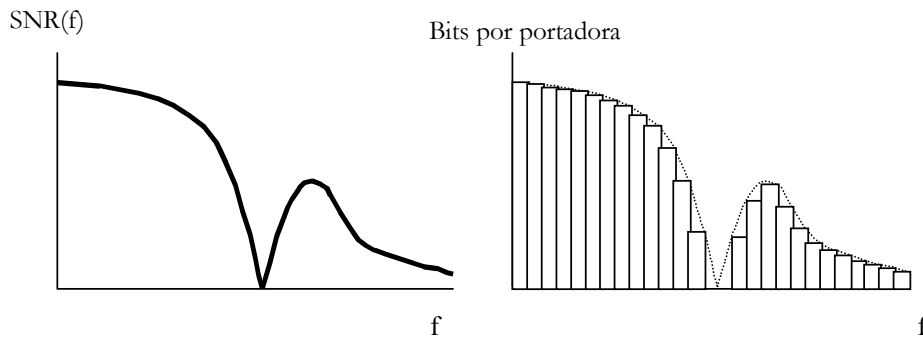


Figura 4-1. Diagrama simbólico del reparto de bits entre las portadoras en OFDM.

Esta facilidad de OFDM para acomodarse a las condiciones del canal, llevó a que casi desde los primeros trabajos sobre multitono ya se considerara la posibilidad de modificar este reparto de bits cuando las condiciones de funcionamiento varían con el tiempo [Bingham, 1990] [Chow, 1991] [Saltzberg, 1998].

De forma análoga al caso monoportadora, las técnicas de modulación adaptativa descritas en el capítulo 2 pueden emplearse para cada una de las portadoras en OFDM, de manera que la habilidad de la modulación adaptativa para seguir las variaciones del canal y la aptitud de la modulación multitono para ajustarse a su forma espectral se unen para obtener un sistema que permite adaptarse a la forma espectral variable de un canal móvil y que ha venido a denominarse OFDM adaptativo (AOFDM, *Adaptive OFDM*) [Czylwik, 1996] [Aguayo Torres, 1997] [Rohling, 1998]. Técnicas análogas pueden emplearse cuando son las interferencias las que cambian con el tiempo [Bingham, 1990] [Holte, 1999] o cuando ambas cosas, canal e interferencias, pueden variar [Ramiro Moreno, 1999].

La Figura 4-2 presenta un posible reparto de bits entre las portadoras para una realización concreta de un canal móvil: en cada instante de tiempo el reparto entre portadoras se hace como en un símbolo OFDM para canal constante, pero de un período al siguiente los parámetros empleados en cada portadora se actualizan como si de una técnica de modulación adaptativa para canal plano se tratara.

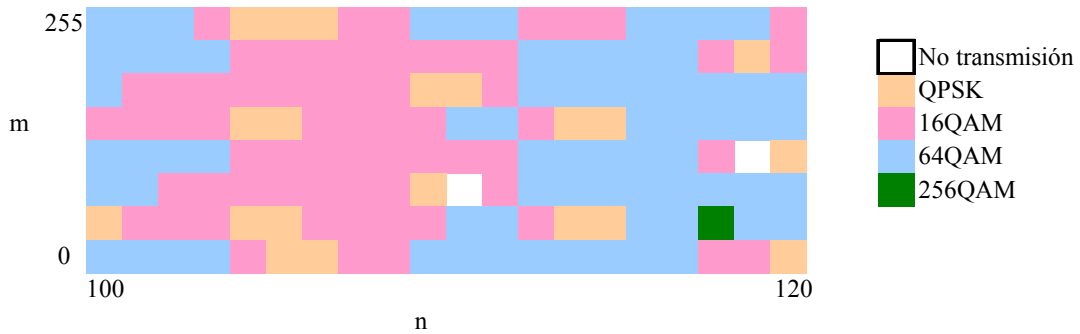


Figura 4-2. Ejemplo de realización de AOFDM, donde  $n$  es el número de símbolo multitono transmitido y  $m$  el número de portadora. El color marca la modulación empleada.

#### 4.1.2 Antecedentes

##### A. Reparto óptimo de la carga en OFDM para canales gaussianos

Una buena cantidad de trabajos se ha dedicado al estudio del reparto óptimo de la carga y la potencia disponible entre las portadoras en DMT. La mayor parte de esta investigación se ha centrado en el caso de que el canal sea el bucle de abonado, pero técnicas análogas pueden aplicarse a la transmisión por canales radio, siempre sujetas a las limitaciones que imponen las características variables de los canales con desvanecimientos.

Ya en los años 80, Hughes-Hartogs patentó un sistema OFDM en el que el reparto de carga se realiza en función de las características del canal [Hughes-Hartogs, 1987]. El algoritmo propuesto es recurrente y permite asignar una modulación distinta a cada banda con el objetivo de máxima velocidad de transmisión con una potencia total conocida, fijando la tasa binaria de error máxima.

[Kalet, 1989] describe cómo maximizar la velocidad binaria para una probabilidad de error dada (igual para todas las bandas) mediante la optimización de la distribución de potencia y el número de niveles de señalización para cada tono. Hace un estudio previo sobre un canal con sólo dos bandas cuando las modulaciones posibles son QAM y obtiene resultados interesantes, como que, según las atenuaciones, puede resultar mejor situar toda la potencia en un solo tono. La generalización de los resultados muestra que el conjunto OFDM-QAM está a unos 9 dB de la capacidad del canal, independientemente de su forma espectral, y que mejora las posibilidades de QAM monoportadora con igualación lineal, especialmente cuando hay nulos o caídas bruscas de la SNR en función de la frecuencia.

[Bingham, 1990] retoca el algoritmo de [Hughes-Hartogs, 1987] para fijar bien el número total de bits, bien la tasa binaria de error máxima. Apunta la posibilidad de modificar la distribución espectral cuando cambien las condiciones, que en el entorno del bucle de abonado al que se refiere se producen por la variación de las interferencias.

[Chow, 1991] reparte los bits mediante la aproximación del *SNR gap* [Forney, 1991] con la meta de que la tasa de error sea constante en todas las bandas y justifica el uso de una potencia en transmisión constante cuando la relación señal a ruido es alta ya que la penalización sufrida sin optimizar la distribución de energía es despreciable. También sugiere la actualización de los bits asignados a cada portadora en el caso de que las propiedades del entorno varíen. [Chow, 1995] retoca el algoritmo propuesto en [Chow, 1991] para repartir un número de bits por símbolo multitono y una potencia media

prefijados, lo que le obliga a hacer retoques en el reparto y en la energía de cada portadora hasta que la BER sea la misma en todas las bandas.

[Vahlin, 1995] trabaja en un sistema de radiodifusión -canal radio constante- que sufre interferencias de la televisión analógica dependientes de la frecuencia en el ancho de banda considerado. El reparto óptimo de bits y potencia para obtener máxima velocidad con tasa de error objetivo fija, basado en [Bingham, 1990], le permite ganar 11 dB sobre un sistema OFDM con igual número de bits en todas las portadoras.

[Fisher, 1996] examina un algoritmo basado en [Chow, 1995] pero con menor complejidad computacional.

[Pradhan, 1998] maximiza mediante la optimización de Lagrange la velocidad binaria que se puede obtener a una tasa de error fija con potencia limitada. El resultado es generalizado a las constelaciones multirresolución, como las empleadas en televisión digital terrestre (DVB, *Digital Video Broadcasting*) [ETSI, 1997b].

[Krongold, 1998] optimiza la potencia transmitida en cada banda mediante el método de Lagrange cuando la potencia total está limitada y la meta es conseguir la máxima velocidad de transmisión.

El trabajo de Zheng [Zheng, 1999] está dedicado al reparto de la carga cuando la información transmitida es, específicamente, imagen. La propuesta es que cada capa de percepción se transmita con diferente protección, de manera que la calidad subjetiva final es mejor. Diferentes algoritmos para la asignación de bits y potencia a las portadoras son comparados.

[Piazzo, 1999] presenta modificaciones al algoritmo de [Hughes-Hartogs, 1987] para que su complejidad sea menor mientras se mantiene su comportamiento. Para ello hace una asignación de lo que denomina dos modos (J bits, J-1 bits y 0 bits), deja fijo el primer grupo de portadoras (las de mejor calidad) y repite el proceso para el resto con la constelación disponible inmediatamente inferior.

[Kourtis, 1999] propone un algoritmo iterativo para hacer mínima la potencia transmitida (y así la interferencia provocada) para un número de bits por símbolo multitono preestablecido.

### *B. Modulación multiportadora adaptativa*

Otros trabajos proponen modificar la modulación empleada en todas o algunas de las portadoras para adaptarse a la variación del estado del canal. Para ello, algún método de reparto de bits y potencia entre portadoras se utiliza de forma continua según cambia el canal, a veces combinada con el uso de algún tipo de codificación que puede también ser variable o no.

Los primeros trabajos que pueden considerarse OFDM adaptativo se presentaron ya en los años 60 [Zimmermann, 1967]. Un prototipo del ejército estadounidense empleaba un sistema multiportadora con una redundancia que dependía de las condiciones del canal y de la protección que se le deseara dar a la información transmitida. En estos trabajos, sin embargo, la selección no era automática: un operario utilizaba un sistema de relés para seleccionar el modo adecuado.

A mediados de los 90, [Rohling, 1996] considera una modulación OFDM-DPSK con tres posibles repartos de bits. En el primero, todas las portadoras se modulan con la misma constelación; en el segundo caso, las portadoras de peor calidad se dejan sin modular; por último, la constelación empleada se selecciona de acuerdo a la relación señal a ruido instantánea para mantener la tasa de error por debajo de una objetivo. En todos los casos se considera un sistema dúplex con acceso múltiple mediante división en el tiempo (TDMA-TDD). [Rohling, 1998] modifica el trabajo anterior para controlar la velocidad de transmisión con el número de ranuras temporales (*slots*) que se le asigna a cada usuario, y la tasa de error con la modulación y codificación que se aplica simultáneamente a todas las portadoras durante la duración de una trama.

[Czylwik, 1996] presenta un sistema cuyo fin es la transmisión a velocidad constante con una probabilidad objetivo. Para cada símbolo multitono, el reparto de bits se hace tal que el margen de funcionamiento mínimo para cualquier portadora sea el máximo posible y la potencia transmitida es igual en todas. Después explora las posibilidades de un algoritmo recurrente que permite minimizar la potencia con el mismo margen de funcionamiento para todas las portadoras y, por tanto, probabilidad de error mínima. La eficacia de este sistema, sobre un canal concreto obtenido de medidas reales, resulta entre un 30 a un 60 por ciento de la capacidad posible para probabilidad de error objetivo  $10^{-5}$ , con sólo 1 dB de diferencia entre el uso de potencia constante y el reparto óptimo. [Czylwik, 1997a] compara el sistema anterior con un sistema monoportadora con modulación fija e igualación con error al cuadrado medio mínimo (MMSE, *Minimum Mean Square Error*) en el dominio de la frecuencia para mostrar que OFDM con modulación adaptativa obtiene mejores resultados. [Czylwik, 1997b] continúa el trabajo para estudiar el empeoramiento debido al error en la estimación de canal y en el sincronismo. Símbolos pilotos permiten tanto la estimación del canal como la recuperación del sincronismo. Sólo debido al error en la estimación el comportamiento de este sistema es unos 4 dB peor que en el caso de información perfecta del estado del canal.

[O'Neill, 1997] obtiene algo parecido a un sistema multirresolución, ya que protege más aquellos bits cuyo daño perjudicaría más la calidad de la voz recibida, aunque la constelación utilizada sea siempre la misma. Para ello, transmite estos bits en las portadoras con mejor SNR. Inspecciona, además, otras propuestas que sí pueden considerarse como AOFDM, y que permite la desconexión de las portadoras de peor calidad, o su empleo sólo para recuperación de sincronismo.

[Engels, 1997] presenta un sistema multiusuario dúplex con el enlace ascendente siempre TDMA pero el descendente FDMA o TDMA. Cada usuario emplea un conjunto modulación/codificación variable, igual en todas las portadoras que emplee. Analiza la velocidad neta que se puede obtener e inspecciona la sobrecarga que la modulación adaptativa añade al sistema.

[Leke, 1997] y [Kim, 1998] retocan el algoritmo presentado en [Chow, 1995] para adaptarlo a un sistema de reparto de bits entre portadoras variable.

[Daigle, 1998] compara dos técnicas para enfrentarse a la selectividad en frecuencia: la modulación multiportadora y la igualación mediante decisión realimentada (DFE), ambos adaptativos. En el entorno considerado, la banda de retorno del cable, muestra cómo el esquema de velocidad variable mejora el comportamiento de OFDM respecto al caso de que la constelación sea fija, al adaptarse a las variaciones del ruido.

Los excelentes trabajos del grupo de Keller y Hanzo [Keller, 1999a] [Keller, 1999b] [Cherriman, 2000], cuyas conclusiones más importantes pueden encontrarse en [Keller, 2000] y [Hanzo, 2000], han apostado por la viabilidad de un sistema de modulación OFDM adaptativo. En [Keller, 1999a] consideraron un sistema por división en el tiempo (TDD, *Time Division Duplex*), de forma que la modulación empleada en un sentido se decide desde el símbolo recibido en la anterior transmisión. Su preocupación por la forma de retroalimentar la información necesaria les conduce a dividir las portadoras en subbandas que emplean la misma constelación y a proponer diversas formas de señalización de los parámetros necesarios. En [Keller, 1999b] adoptan un esquema de preigualación de los símbolos transmitidos, lo que evita el aumento de la potencia del ruido debido a la igualación en el caso de desvanecimientos profundos, y que puede considerarse una forma de control de potencia. En [Cherriman, 2000] emplean AOFDM para transmitir imágenes, por lo que proponen un sistema con protección desigual. En todos los casos, la selección de la constelación se realiza con la aproximación ya descrita de [Torrance, 1996b].

[Lai, 1999] utiliza un sistema OFDM adaptativo con una codificación en rejilla superpuesta. Ataca el problema de minimizar la potencia optimando la distribución de potencia, la razón de codificación y el esquema de modulación empleado para mantener una velocidad binaria y una tasa de error prefijadas. El tiempo de ejecución de los algoritmos propuestos presenta un buen comportamiento.

[Muneta, 1999], con la apreciación del ensanchamiento del retardo (*delay spread*) y de la razón entre la potencia de portadora y de ruido (CNR, *Carrier to Noise Ratio*) que realiza mediante unas funciones de estimación desarrolladas ad hoc, decide el conjunto modulación y código que empleará sobre las cuatro portadoras del sistema.

[Wan, 1999] aplica la modulación multitono adaptativa en un sistema de satélites de órbita baja. Un número constante de bits se reparte entre las portadoras para minimizar la tasa de error. La valoración del canal se obtiene desde los datos considerando el error cuadrático medio mínimo. Emplea una misma codificación en rejilla (TCM, *Trellis Coded Modulation*) sobre la constelación variable.

[Cheon, 1999] investiga la limitación del canal de retorno en un sistema en el que el reparto de bits y energía se modifica en cada símbolo. Para ello explota el carácter continuo del canal, de manera que sólo permite cambios de  $\pm 1$  bit por símbolo en la constelación. Exploran el rendimiento del sistema sobre un canal concreto.

[Holte, 1999] inspecciona las posibilidades de un sistema de transmisión digital sobre bucle de abonado de alta velocidad (VDSL, *Very High Digital Subscribe Line*) en el que se utiliza multiplexación inversa, y la modulación se adapta continuamente a las interferencias que sufre cada cable.

[Wong, C.Y., 1999a] presenta un sistema de acceso múltiple por multiplexación ortogonal en frecuencia (OFDMA, *Orthogonal Frequency Division Multiplexing Access*). Las bandas asignadas a cada usuario se asignan de manera conjunta en función de las condiciones de los enlaces a cada usuario. El objetivo es minimizar la potencia transmitida para obtener una velocidad de transmisión y una tasa de error fijas. En [Wong, C.Y., 1999b] permite que la modulación empleada para cada portadora sea también variable: el resultado obtenido es unos 4 dB mejor que OFDM con FDMA o TDMA.



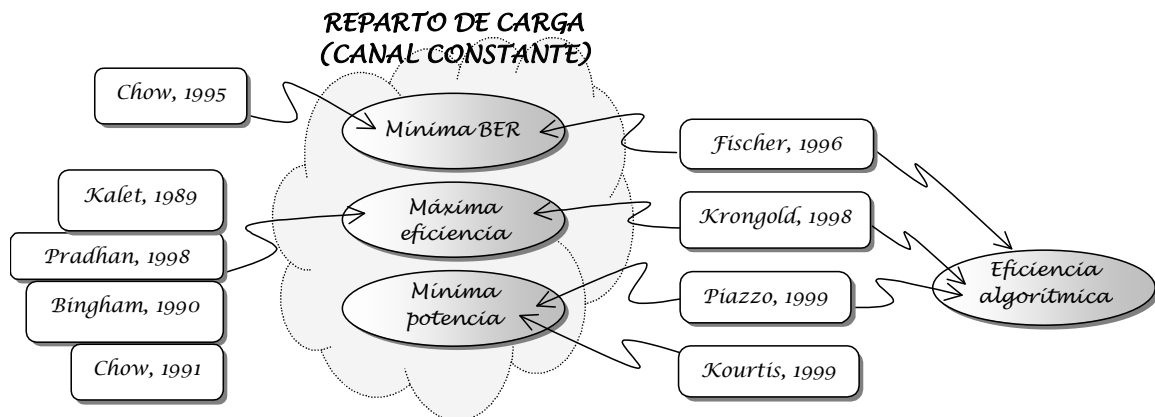


Figura 4-3. Resumen de la bibliografía presentada para reparto de la carga entre portadoras para canal constante.

[Su, 1999] emplea lo que se podría considerar control de potencia sobre las portadoras, pero no iguala la tasa de error en ellas, sino que permite que sean diferentes siempre que un código corrector pueda recuperarlas.

[Goldfeld, 2000] hace un análisis de capacidad para un sistema multiportadora sobre un canal de Nakagami. Estudia el reparto óptimo de potencia cuando puede asignarse cualquier número de bits (no necesariamente entero) a cada portadora. Muestra que en un canal de Rayleigh la pérdida por emplear igual potencia para todas las portadoras y el reparto óptimo de potencia es despreciable a partir de una relación señal a ruido de 10 dB.

#### 4.1.3 Estado actual

Ya los primeros trabajos sobre multitono [Kalet, 1989] resolvieron que el uso de la misma constelación e igual potencia en todas las portadoras de OFDM era ineficaz. Se optó entonces por un reparto de bits y energía en frecuencia mejorada que empleara para cada portadora individual una constelación de diferente densidad

En general, distintas potencias y diferentes tamaños de constelación son asignados a cada portadora, con un objetivo último que puede ser diferente (la Figura 4-3 presenta un resumen de algunas técnicas presentadas en la bibliografía). Unos, como [Kalet, 1989] y [Bingham, 1990], buscan la máxima velocidad binaria cuando la probabilidad de error y la potencia disponible están predefinidas; otros, como [Chow, 1995], buscan la mínima tasa de error con una velocidad binaria y una potencia media prefijadas; y otros, como [Kourtis, 1999], minimizan la potencia empleada para una velocidad binaria deseada. En general, la potencia que se asigna a cada portadora es también distinta, con la idea de igualar las tasas de error entre todas ellas, aunque algunos trabajos han mostrado que la pérdida por considerar igual la potencia empleada en todas las portadoras es pequeña [Chow, 1991].

Bien con la idea de reducir el tiempo necesario en la iniciación o bien intuyendo ya la posibilidad de emplear una constelación variable según las condiciones del canal, algunos

trabajos han buscado reducir los tiempos de ejecución de los algoritmos [Krongold, 1998] [Piazzo, 1999].

Ya en la norma ADSL [ANSI, 1995] se introdujo la posibilidad de modificar el reparto de los bits entre las portadoras, si bien de manera muy rígida pues la velocidad total se mantiene fija. Algunos trabajos recientes han partido de algoritmos inicialmente diseñados para bucle de abonado con el fin de adaptarlos a esquemas de reparto de carga adaptativo para canales variables [Cheon, 1999] [Wan, 1999]. El reparto óptimo de bits y potencia entre las portadoras obligaría a retroalimentar una cantidad de información elevada [Cheon, 1999], que podría reducirse sin apenas pérdidas manteniendo un nivel de energía constante para cada portadora [Goldfeld, 2000].

Otros trabajos de los descritos en la Figura 4-4 han arrancado de un punto de vista que ha considerado OFDM como la agregación de canales planos, y han aplicado a cada una de las portadoras las mismas técnicas de modulación adaptativa para canales no selectivos en frecuencia descritas en el capítulo 2 [Czylwik, 1996] [Aguayo Torres, 1997] [Aguayo Torres, 1998] [Keller, 2000]. Cualquiera de las técnicas descritas allí podría ser utilizada para actualizar la modulación en las portadoras del sistema con OFDM adaptativo: control de potencia, nivel de modulación...

Algunos de los trabajos presentados en la literatura han forzado que la constelación empleada sea la misma en todas las portadoras [Engels, 1997]. De esta manera, OFDM permite obtener diversidad en frecuencia, pero se desaprovecha una de sus mejores cualidades: la posibilidad de adaptarse a la forma del canal. En otros casos, el reparto de bits entre portadoras se modifica entre un símbolo y el siguiente, pero se fuerza a que la velocidad total sea fija [Czylwik, 1996].

Existe un aspecto que debe tomarse en consideración en el sistema OFDM adaptativo al tratarse de un esquema basado en OFDM. Como ya se trató en el capítulo 3, el hecho de que el canal sea variable provoca que se pierda la ortogonalidad entre las portadoras que forman el símbolo multitono; la interferencia que aparece debido al ensanchamiento Doppler crece con la duración del símbolo multitono. Una modulación adaptativa lleva intrínsecamente vinculada la variabilidad del canal, que, en general, no ha sido considerada en la literatura [Rohling, 1996]. Sin embargo, si se desea mantener la tasa de error instantánea por debajo de un objetivo, es necesario tener en cuenta esta interferencia a la hora de valorar la calidad de cada portadora [Aguayo Torres, 1999].

Cuando se trataron en el capítulo 3 las bases de OFDM, se comentó que se introduce una extensión cíclica de duración mayor que la respuesta al impulso del canal para evitar la interferencia entre símbolos. Claramente, la necesidad de esta extensión cíclica reduce la eficiencia de la transmisión OFDM. Típicamente se escoge la longitud del símbolo OFDM para que esta pérdida de eficiencia no sea más de un 10 ó 20% [Sari, 1995].

Se reúnen así dos fenómenos opuestos. Por una parte, a medida que la duración del símbolo OFDM aumenta, la pérdida debida a la extensión cíclica se hace menos significativa. Por el contrario, una duración menor de símbolo hace disminuir la interferencia entre las portadoras. Puede intuirse un período de símbolo que contrapesa las pérdidas debidas a la interferencia y la extensión cíclica y haga máxima la eficiencia [Aguayo Torres, 2001].

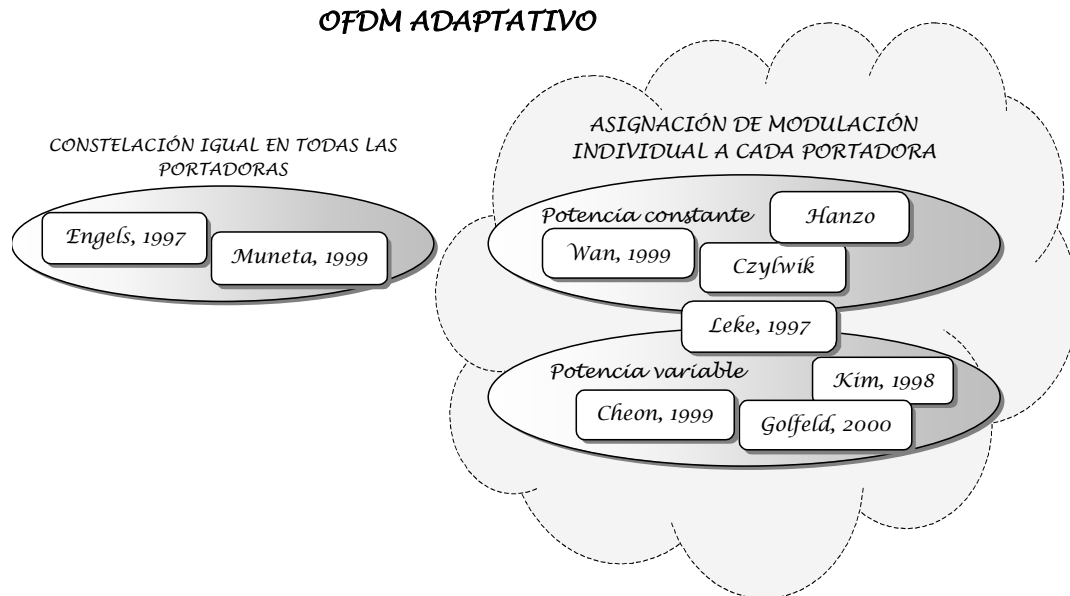


Figura 4-4. Resumen de la bibliografía presentada para OFDM adaptativo

#### 4.1.4 Objetivos y descripción del capítulo

En el capítulo 2 se hizo un análisis de la modulación con nivel adaptativo y potencia fija para máxima eficiencia y probabilidad de error por debajo de una máxima definida como objetivo. En este capítulo, y por las mismas causas comentadas en aquel, esta será la técnica de modulación adaptativa que se empleará para cada subportadora del símbolo OFDM.

En aquel capítulo se concluyó que el empleo de 9 regiones de modulación en vez de 5 regiones apenas permitía aumentar la eficiencia, mientras disparaba la información en el canal de retorno necesario. Así, para AOFDM sólo se considerará el caso de 5 regiones de modulación (no transmisión, QPSK, 16QAM, 64QAM y 256 QAM).

##### A. Objetivos del capítulo

El objetivo de este capítulo 4 es explorar las posibilidades de un sistema OFDM con nivel adaptativo de modulación para cada portadora.

El análisis de la eficiencia que de este sistema puede extraerse será el primer punto. Como la pérdida de ortogonalidad entre las portadoras conduce a una interferencia entre ellas, será necesario hacer una estimación de la disminución de eficiencia producida, para lo cual se considerará en un primer paso un canal plano. La inserción de la extensión cíclica añadirá una mengua adicional, que sólo podría ser reducida aumentando la duración del símbolo multitono, lo que llevaría a mayor interferencia. La evaluación de la duración óptima del símbolo que equilibra ambos efectos será un hito en el desarrollo del capítulo, y permitirá obtener la máxima eficiencia que es posible extraer del sistema.

Dado que AOFDM puede entenderse como una modulación adaptativa aplicada a cada subportadora, en principio, la cantidad de información de retorno por portadora necesaria será la que se obtuvo para monoportadora en el capítulo 2. De nuevo, la existencia de interferencia entre portadoras modificará este valor.

Si en AQAM una estimación del canal ajustada al valor real parecía difícil de obtener, en este caso, en que cada portadora se recibe, además, con una interferencia, parece aún más lejana. Por esto, sería aconsejable tener una previsión de la degradación que sufrirá el sistema debido a una estimación imperfecta del canal.

### *B. Organización del capítulo*

El desarrollo de este capítulo se hará de forma parecida a como corrió el capítulo 2, dedicado a la modulación adaptativa monoportadora para canales planos con desvanecimientos. Se exceptúan, por una parte, el cálculo de las tasas de error para modulación fija; por otra, la descripción del modelo de canal empleado, pues se utilizará el mismo que se describió en el apartado 2 del capítulo 3, de manera que, cuando sea necesario, se remitirá a aquel.

En primer lugar, el apartado 4.2 amplía el concepto de límite de Shannon que se presentó en el capítulo 2 para canales planos con desvanecimientos al caso de canales selectivos en frecuencia con desvanecimientos.

El apartado 4.3 describe el modelo de sistema que se usará en el apartado 4.4 para analizar la máxima eficiencia que puede alcanzarse con AOFDM. Será necesario, con este fin, presentar la duración óptima del símbolo multitono, para cuyo cálculo se tomará en consideración tanto la interferencia debida al ensanchamiento Doppler como la sobrecarga debida a la extensión cíclica. También se dedica una sección a cuantificar la velocidad de información necesaria en el canal de retorno.

En los apartados anteriores se supone el estado del canal conocido de forma exacta e instantánea. El apartado 4.5 examina el resultado del error y del diezmado en la estimación.

Finalmente, se presentan en el apartado 4.6 las conclusiones del capítulo.

## 4.2 LÍMITE DE SHANNON PARA CANALES SELECTIVOS EN FRECUENCIA CON DESVANECIMIENTOS

En el capítulo 2 se presentó el concepto de capacidad para canales con desvanecimientos como un promedio temporal de la capacidad instantánea,  $c(t)$ , que se puede obtener en cada instante de tiempo:

$$c(t) = \int_w \log_2(1 + \gamma(t, f)) \cdot df \quad \text{Ec. 4-1}$$

Al considerarse ergódico el canal, la capacidad media puede también obtenerse como un promedio en el conjunto: en el caso que ahora nos ocupa, el canal considerado no es plano, sino que la relación señal a ruido instantánea depende de la frecuencia. La capacidad media debe describirse ahora como una doble integral en el conjunto y la frecuencia:

$$C = \int_0^{\infty} \int_w \log_2(1 + \gamma(f)) \cdot p_{\Gamma}(\gamma(f)) \cdot df \cdot d\gamma \quad \text{Ec. 4-2}$$

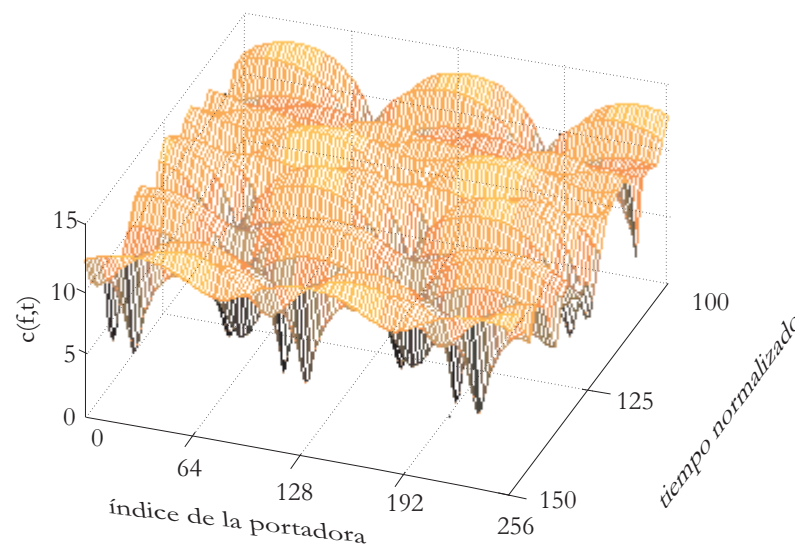


Figura 4-5. Capacidad en función del tiempo y la frecuencia para la misma realización de la Figura 3-4 y  $\Gamma = 20$  dB.

Un ejemplo para la misma realización de canal que se presentó la Figura 3-4, se muestra en la Figura 4-5 (se consideró un valor medio de relación señal a ruido  $\Gamma = 20$  dB y un perfil de potencia con dos rayos de igual potencia separados 5 muestras temporales). Para un instante de tiempo, mientras la información que ciertas frecuencias pueden llevar es muy pequeña, otras son capaces de transmitir hasta casi 15 bits por segundo y Hertzio. Sin embargo, las frecuencias a las que esto ocurre no siempre son las mismas, sino que cada frecuencia experimenta su propio proceso de desvanecimiento temporal.

Como ya se mostró en el capítulo 3 al hablar del modelo de canal selectivo en frecuencia con desvanecimientos, la función de densidad de probabilidad de la relación señal a ruido  $\gamma$  no depende de la frecuencia a la que se esté trabajando. Ambas integrales, en el conjunto y la frecuencia, pueden, pues, intercambiarse, para obtener:

$$C = \int \left( \int_0^{\infty} \log_2(1 + \gamma) \cdot p_{\Gamma}(\gamma) \cdot d\gamma \right) \cdot df \quad \text{Ec. 4-3}$$

Si se observa la Ec. 4-3, la integral interior presenta el mismo resultado que para canal plano, y es independiente de  $f$ . Al resolver la integral exterior, el límite de Shannon arroja para canal selectivo en frecuencia el mismo valor que para canal plano se obtuvo en el capítulo 2, y que ya se presentó en la Figura 2-11, por lo que no se repite aquí.

El resultado, pues, muestra que las posibilidades para la transmisión de información para un canal con desvanecimientos son las mismas, sea éste plano o selectivo en frecuencia. Sin embargo, la dificultad para acercarse a la capacidad del canal es mayor cuando es selectivo, ya que será necesario algún método para extraer esta capacidad incluso de las bandas en frecuencia más atenuadas.

### 4.3 MODELO DEL SISTEMA OFDM ADAPTATIVO

En el capítulo 2 se describió la posibilidad de emplear modulación adaptativa, modificando el conjunto de símbolos entre los que se escoge la señal transmitida siguiendo las variaciones del canal. En aquel caso se trataba de un canal plano, por lo que la forma espectral de la señal transmitida no era modificada por él. Sin embargo, cuando se trata de canales selectivos en frecuencia, resulta interesante la posibilidad de poder adaptar las características espectrales de la señal transmitida a la forma que el canal tiene en cada momento. Esto puede conseguirse a través del empleo de OFDM.

La Figura 4-6 presenta el modelo de sistema propuesto, en la que se ha supuesto sincronismo perfecto y frecuencia de portadora  $f_p$ . Un transmisor y un receptor adaptativos permiten la transmisión a una velocidad binaria variable,  $R[n]$ , mientras mantienen fijo el período de símbolo multitono,  $T_t$ . De nuevo, la velocidad a la que los bits se entregan al transmisor está bajo el control del receptor, por lo que es necesario un canal de retorno a través del cual el receptor solicita el cambio de modulación de cada portadora cuando sea necesario.

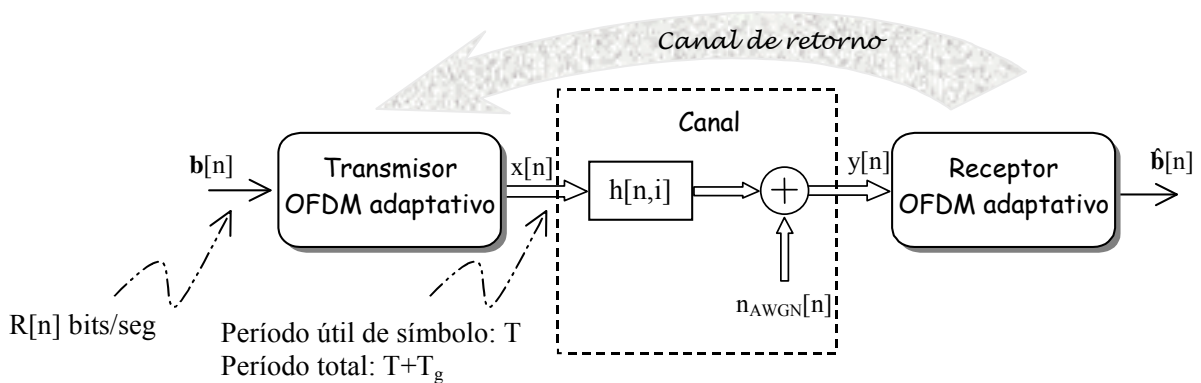


Figura 4-6. Modelo de sistema OFDM adaptativo. Equivalente paso bajo en tiempo discreto. Las líneas dobles representan valores complejos.

El modelo de canal es el descrito en la sección 3.2, selectivo en frecuencia y con desvanecimientos, en el que

$$h[n, i] = \sum_{l=0}^{L-1} h_l[n] \cdot \delta[i - i_l] \quad \text{Ec. 4-4}$$

donde  $n$  es el tiempo discreto correspondiente a  $t$ , e  $i$  el correspondiente a  $\tau$ . El ruido  $n_{AWGN}[n]$  se supone blanco, aditivo y con función de densidad de probabilidad normal.

El modelo para el transmisor se presenta en la Figura 4-7. El transmisor es similar al transmisor OFDM del capítulo 3, excepto que los símbolos transmitidos en cada portadora se escogen de una constelación que no es fija, aunque su potencia media sí lo es, e igual a  $P_s$ . La modulación se hace mediante una IDFT de  $N$  puntos, a los que posteriormente se les añade la extensión cíclica. La duración total del símbolo es la suma de la de la parte útil del símbolo,  $T = N \cdot T_s$ , y la de la extensión cíclica,  $T_g$ . El número de bits de información que se

transmiten con cada punto de la constelación es ahora un vector de longitud  $N$ ,  $\mathbf{m}[n]$ , que el receptor retroalimenta a través del canal de retorno.

El receptor correspondiente se presenta en la Figura 4-8. De alguna manera, el receptor estima la relación señal a ruido instantánea para cada una de las portadoras, y decide el número de bits de información que se transmitirán por esa portadora en la siguiente transmisión. Si es necesario, esta información de control se envía por el canal de retorno hacia el transmisor.

El algoritmo de adaptación de la modulación escoge el tamaño de la constelación en función de la relación señal a ruido instantánea medida para cada portadora,  $\gamma[n, f_m]$ , y es el que se presentó en la sección 2.6.2. Establecidos el conjunto de umbrales,  $\gamma_u$ , como se definieron en la Tabla 2-1, se escoge la constelación más densa que permite obtener una tasa de error por debajo de la objetivo,  $P_o$ .

El receptor debe hacer una estimación de canal que le permita, por una parte, adaptar el igualador y, por otra, seleccionar la constelación que se va a emplear en cada subportadora en el siguiente símbolo transmitido. Con este fin, el transmisor inserta periódicamente unos símbolos pilotos conocidos por el receptor, a partir de los cuales este es capaz de seguir las variaciones en amplitud y fase del canal.

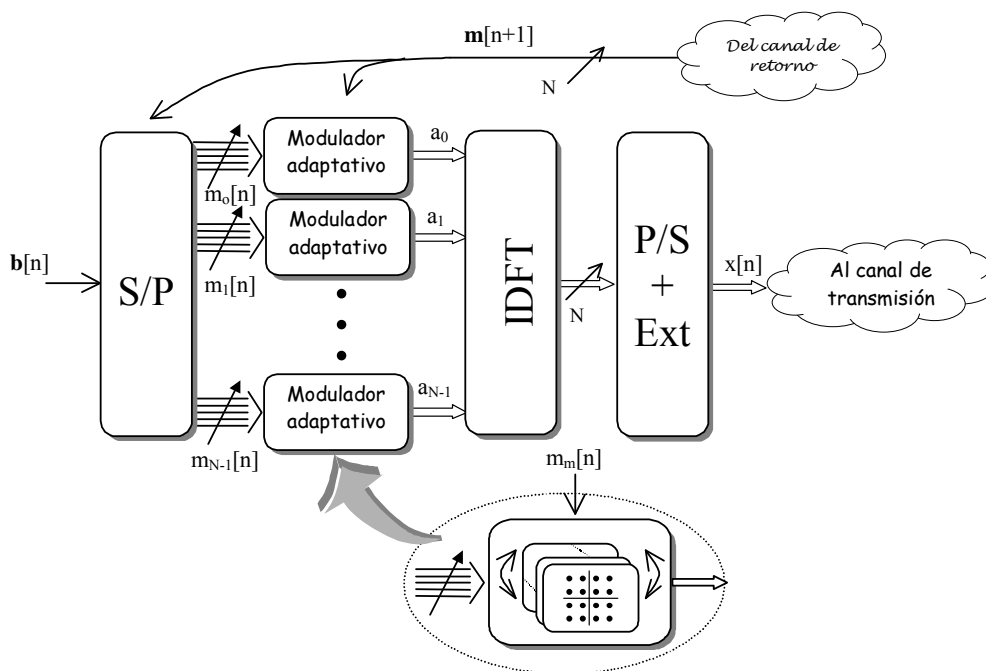


Figura 4-7. Modelo del transmisor AOFDM.



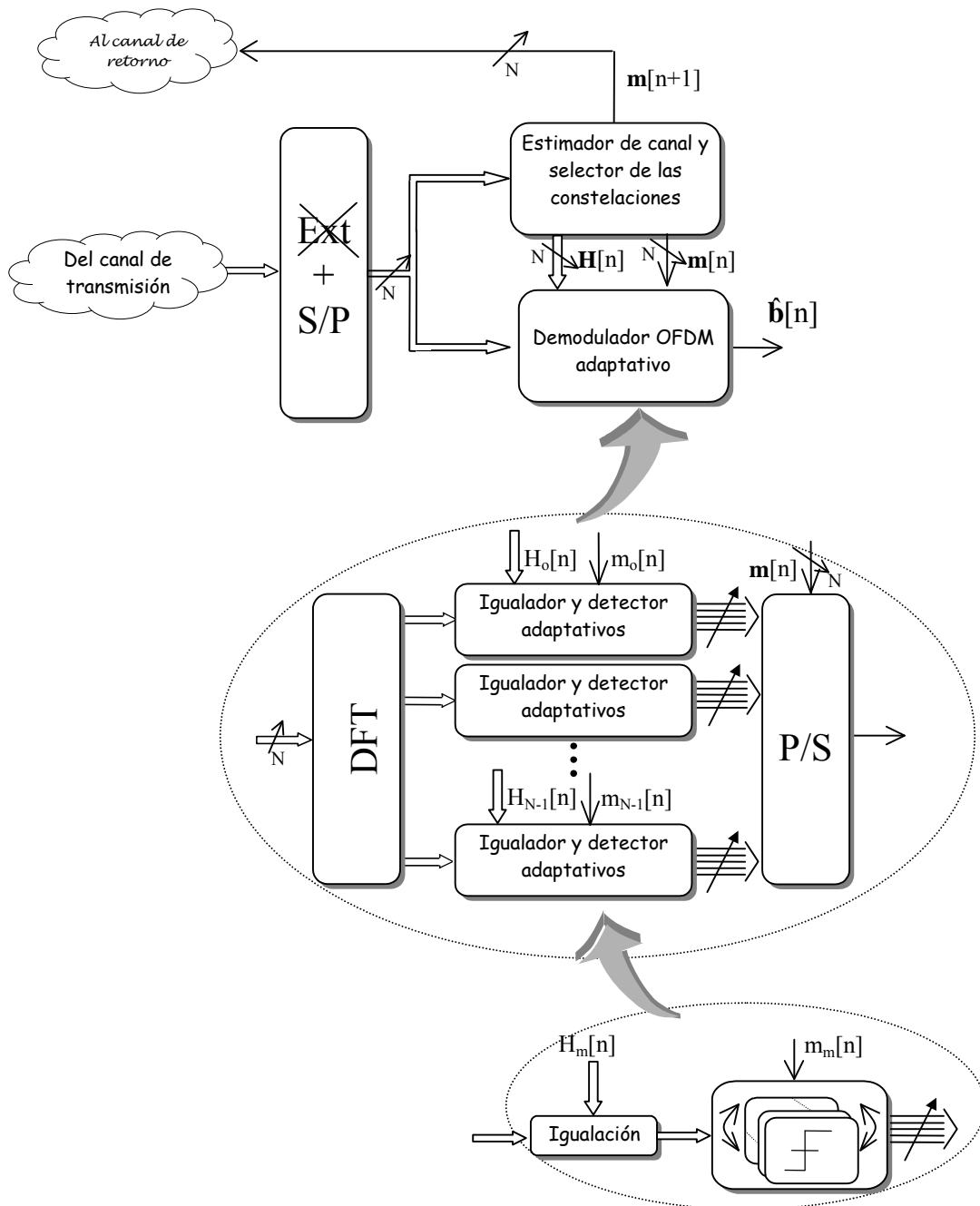


Figura 4-8. Modelo del receptor AOFDM.

#### 4.4 ANÁLISIS DEL SISTEMA CON ESTIMACIÓN PERFECTA DEL CANAL

Como se comentó anteriormente, OFDM puede considerarse como la transmisión de  $N$  canales paralelos en los que se emplea QAM. En principio, el análisis de un sistema OFDM adaptativo y de otro QAM adaptativo debería llevar a conclusiones análogas, ya que transcurrido cierto tiempo, todas las frecuencias en el sistema OFDM habrán pasado por los mismos estados que la única banda empleada en QAM.

Sin embargo, este primer golpe de vista no es del todo acertado. En primer lugar, y como ya se obtuvo en el capítulo 3, la existencia de una variabilidad temporal hace perder la ortogonalidad entre las portadoras y reduce la relación señal a ruido efectiva a un valor que depende de la frecuencia Doppler normaliza,  $f_D T$ .

En segundo lugar, en OFDM se añade al símbolo multitono una extensión cíclica para evitar la interferencia entre símbolos. Esta parte del símbolo, dedicada a mitigar la ISI, no transporta información útil, por lo que disminuye la eficiencia en proporción a su longitud relativa respecto a la parte útil.

Si se parte de un sistema con ancho de banda prefijado, en el caso de una modulación monoportadora, la frecuencia de símbolo vendrá determinada por él. En cambio, en OFDM se puede jugar con un parámetro nuevo, que es el número de bandas en las que se divide el ancho de banda total. Para igual valor de frecuencia de muestreo (y, por tanto, ancho de banda), el período de símbolo útil queda determinado por  $T = N \cdot T_s$ , donde  $N$  es el número de portadoras empleadas y  $T_s$  el período de muestreo.

Mientras que la duración de la extensión cíclica,  $T_g$ , está determinada por la memoria del canal, el símbolo útil,  $T$ , puede modificarse con relativa facilidad cambiando el tamaño de la FFT que realiza la modulación, sin tener que modificar la frecuencia de muestreo. Valores menores de  $T$  sufrirán más la pérdida de eficiencia debida a la extensión cíclica. Por el contrario, mayores períodos de símbolo sufrirán una interferencia debido al ensanchamiento Doppler peor. Puede intuirse la existencia de un valor óptimo para  $T$ , que dependerá tanto de la frecuencia Doppler a la que se esté trabajando como de la duración máxima de la respuesta al impulso del canal.

Igual que en el caso monoportadora, la estimación de la calidad del canal se realiza en el receptor. Será necesario, por tanto, un canal de retorno que permita retroalimentar los parámetros de modulación más adecuados. Parece sensato suponer que la velocidad necesaria en el canal de retorno será proporcional al número de modulaciones adaptativas diferentes que se transmiten simultáneamente, es decir, al número de portadoras.

Este apartado está dedicado al análisis de la eficiencia de un sistema OFDM adaptativo cuando la estimación del canal se supone perfecta e instantánea. En un primer paso, se supondrá un canal plano, variable en el tiempo, de manera que la única pérdida que sufre AOFDM respecto a un sistema adaptativo monoportadora se debe a la interferencia entre portadoras. Una vez esta pérdida se ha cuantificado, se presenta la eficiencia cuando el canal sobre el que se trabaja es, además de variable, selectivo con la frecuencia, por lo que para evitar la ISI se añade una extensión cíclica. Con la cuantificación de ambos efectos puede acometerse el cálculo del período de símbolo óptimo, que lleva a la máxima eficiencia que se obtendrá en la sección 3.

La cantidad de información que es necesario retroalimentar desde el receptor hacia el transmisor también se ve afectada por la ICI. A la cuantificación de la cantidad de información que el sistema retroalimenta se dedica la sección 4 de este apartado.

Aunque las expresiones a lo largo de este apartado se plantearán de la forma más general posible, se concluyó en el capítulo 2 que emplear únicamente constelaciones cuadradas (es decir, con un número par de bits de información por constelación) permitía obtener casi la misma eficiencia que si empleasen 9 regiones de modulación, pero necesitaba una velocidad binaria menor en el canal de retorno. Debido a esto, en este apartado sólo se presentarán los resultados cuando la modulación empleada se escoge de entre 4 posibles o no transmisión (es decir, se emplearán 5 regiones de modulación: no transmisión, 4QAM, 16QAM, 64QAM y 256QAM).

#### 4.4.1 Análisis de la eficiencia de AOFDM para canal plano

Se dijo en el capítulo 3 que, para un canal plano constante, OFDM se puede tratar como  $N$  canales paralelos que trabajan de forma independiente. En esta sección se supondrá que el canal es plano, es decir, que todas las portadoras se ven afectadas de la misma manera por el canal. Si, además, el ruido considerado es blanco, la relación señal a ruido instantánea es igual para todas las portadoras.

Un sistema AOFDM que trabajara sobre un canal con una variación muy lenta podría extraer una eficiencia igual a la que se obtuvo en el capítulo 2 para una modulación QAM adaptativa que empleara el mismo conjunto de constelaciones:

$$\eta_{AQAM}(\Gamma) = \int_0^{\infty} m(\gamma) p_{\Gamma}(\gamma) d\gamma \quad \text{Ec. 4-5}$$

donde  $m(\gamma)$  es el número de bits por símbolo de la constelación empleada para la relación señal a ruido instantánea  $\gamma$ .  $p_{\Gamma}(\gamma)$  es la función de densidad de probabilidad de la relación señal a ruido instantánea  $\gamma$  para un valor medio  $\Gamma$ . Se supone conocimiento perfecto sobre  $\gamma$ .

La tasa media de error puede entonces calcularse como

$$\text{BER}_{AQAM}(\Gamma) = \frac{\int_0^{\infty} \text{ber}(m(\gamma), \gamma) \cdot m(\gamma) p_{\Gamma}(\gamma) d\gamma}{\int_0^{\infty} m(\gamma) p_{\Gamma}(\gamma) d\gamma} \quad \text{Ec. 4-6}$$

donde  $\text{ber}(m(\gamma), \gamma)$  es la tasa de error instantánea cuando se emplea la constelación de  $m(\gamma)$  bits por símbolo en un canal gaussiano con relación señal a ruido  $\gamma$ .

Se concluyó en el capítulo 3 que, si la transmisión OFDM se hace en un canal variable en el tiempo, el efecto de la pérdida de ortogonalidad que se produce puede considerarse como ruido gaussiano añadido cuya potencia depende del producto  $f_D T$ . El comportamiento del sistema es el mismo que se obtendría con una relación señal a ruido

equivalente a la relación entre la potencia de la señal y la potencia del ruido y la interferencia (SNIR),  $\Lambda$ .

La Figura 4-9 muestra una realización de la capacidad que se podría obtener del canal cuando se toma en consideración la interferencia entre portadoras: la disminución de la relación señal a ruido equivalente debido a la ICI impide extraer la máxima capacidad posible del canal (con línea discontinua en la figura).

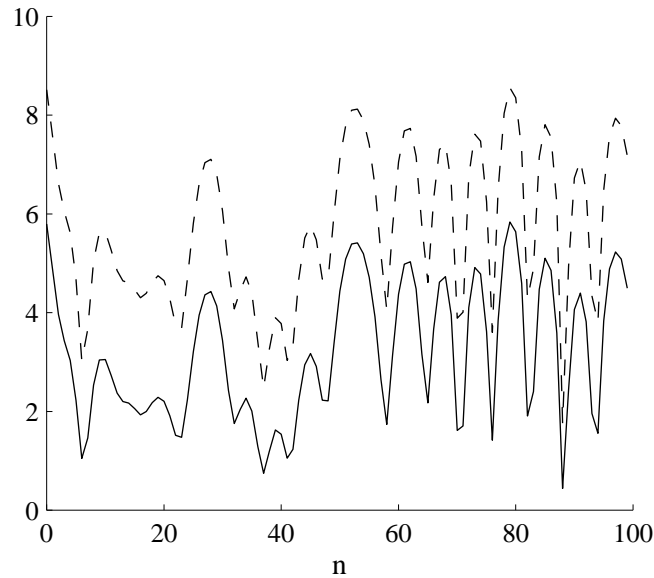


Figura 4-9. Capacidad en función del tiempo para una portadora OFDM considerando la interferencia entre portadoras para  $f_D T = 0.2$  y  $\Gamma = 20$  dB. En línea discontinua, capacidad sin considerar ICI.

Considerando la equivalencia entre un sistema AOFDM con relación señal a ruido  $\Gamma$  y frecuencia Doppler normalizada  $f_D T$ , y uno AQAM con relación señal a ruido equivalente  $\Lambda$  (como se describió en el capítulo 3), la eficiencia y la tasa de error para AOFDM sobre un canal plano con desvanecimientos puede obtenerse sin más que sustituir en la Ec. 4-5 y en la Ec. 4-6 la relación señal a ruido media,  $\Gamma$ , por la relación señal a ruido e interferencia,  $\Lambda$ :

$$\eta_{T_s=0}(\Gamma, f_D T) = \eta_{\text{AQAM}}(\Lambda) \quad \text{Ec. 4-7}$$

$$\text{BER}_{\text{AOFDM}}(\Gamma, f_D T) = \text{BER}_{\text{AQAM}}(\Lambda) \quad \text{Ec. 4-8}$$

La eficiencia de AOFDM en canal plano, es, entonces, una función de la frecuencia Doppler normalizada  $f_D T$ , además de depender de la relación señal a ruido de trabajo. Por otra parte, y dado que la existencia o no de una línea de visión directa modifica la autocorrelación del rayo, el resultado es función de la  $K$  del Rice a través de dos caminos distintos.

La Figura 4-10 presenta la eficiencia que, para un canal plano de Rayleigh, puede obtenerse del esquema OFDM adaptativo en función de la relación señal a ruido media

para varios valores de frecuencia Doppler normalizada,  $f_D T$ . En el caso de que la variación del canal sea lenta, como  $f_D T = 10^{-3}$ , la relación señal a interferencia es tan alta que la relación señal a ruido apenas se ve afectada (Figura 3-10) y la eficiencia, por tanto, es la misma que la que se obtendría para el caso de monoportadora con AQAM.

La misma representación, pero para un valor continuo de frecuencia Doppler, se presenta en la Figura 4-11. Para canales lentos (valores de  $f_D T$  pequeños), el comportamiento es el mismo que para AQAM. Sin embargo, valores altos de frecuencias Doppler degradan el comportamiento del sistema, y relativamente más cuanto mayor sea la relación señal a ruido media. Como ejemplo, a unos 90 km/h sobre una portadora de 5 GHz y 512 subportadoras muestreadas a 2 MHz, la eficiencia queda reducida a menos de la mitad de la posible en el caso monoportadora. Habría que reducir las portadoras hasta 16 o la velocidad a 1 km/h para que el efecto no fuera perceptible.

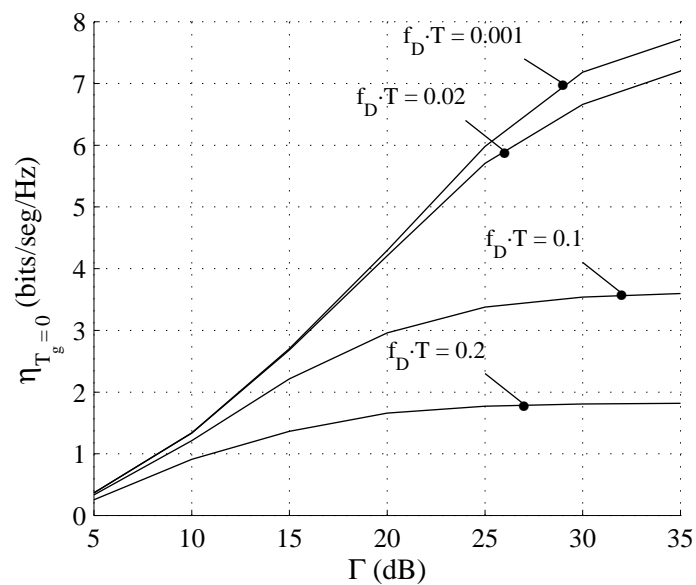


Figura 4-10. Eficiencia para AOFDM sobre un canal de Rayleigh en función de la relación señal a ruido media,  $\Gamma$ , para varios valores de  $f_D T$ , 5 regiones de modulación y  $P_o = 10^{-2}$ .

Cuando en el capítulo 2 se obtuvo la eficiencia para canal de Rice y se comparó con la del canal de Rayleigh, se vio que, incluso en el caso de que el rayo directo tuviese igual potencia que la componente multicamino, la eficiencia en ambos casos era muy parecida (Figura 2-30). Esta misma componente directa hace aumentar la autocorrelación del rayo, por lo que se vio en el capítulo 3 que la relación señal a interferencia es mayor para un canal de Rice (Figura 3-9).

La Figura 4-12 (a) compara la eficiencia que puede extraerse del canal según si existe o no una componente de visión directa. Si para valores pequeños de frecuencia Doppler ambas eficiencias apenas son distinguibles, al aumentar la variabilidad del canal la mayor correlación del canal de Rice disminuye la interferencia y, por tanto, consigue más eficiencia que el canal de Rayleigh.

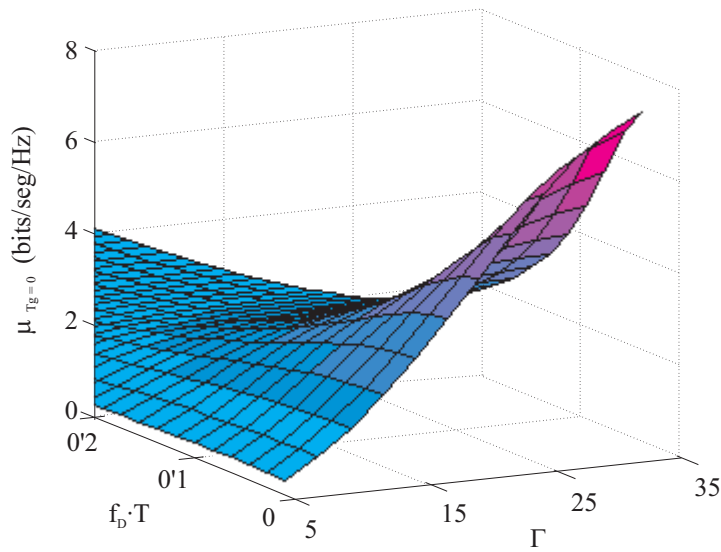


Figura 4-11. Eficiencia en función de la frecuencia Doppler normalizada,  $f_D T$ , y de la relación señal a ruido media,  $\Gamma$ , para canal de Rayleigh, 5 regiones de modulación y  $P_o = 10^{-2}$ .

La tasa media de error se presenta en la Figura 4-12 (b) para dos tasas de error objetivo. Puede observarse que las tasas de error no aumentan, sino que el crecimiento de la interferencia se compensa con la disminución de la eficiencia. Cuando la relación señal a ruido es pequeña, el efecto de la interferencia es despreciable, y los valores se mantiene en los niveles para AQAM. Se recordará que, para  $\Gamma$  altas, la tasa media de error disminuía por la limitación de la constelación más densa posible; ahora esto sólo puede observarse cuando  $f_D T$  es pequeña, pues en otro caso las interferencias impiden que ese efecto llegue a producirse.

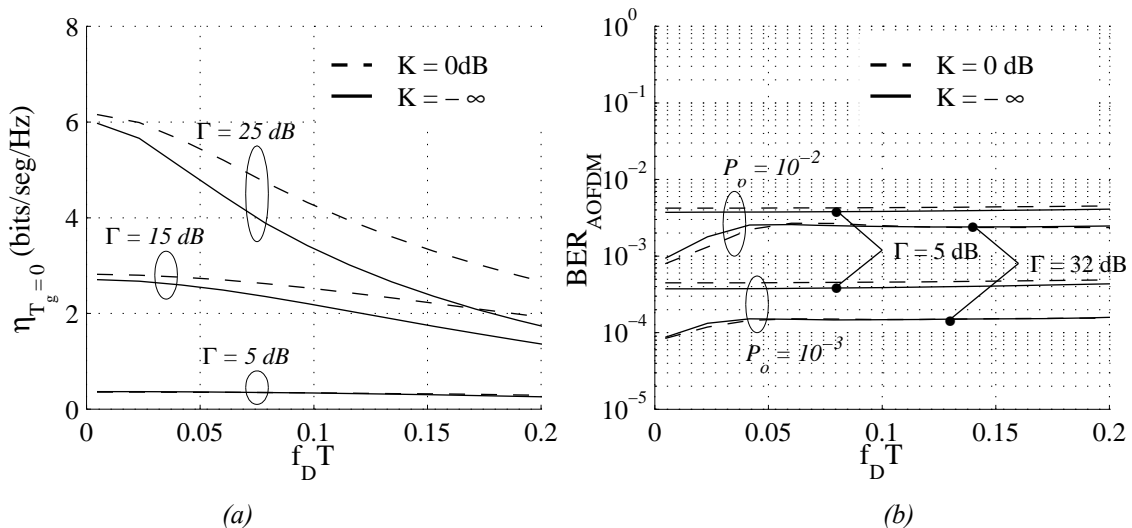


Figura 4-12. Para canal de Rayleigh y de Rice ( $K = 0$  dB), en función de  $f_D T$  para algunos valores de relación señal a ruido media,  $\Gamma$ , y  $P_o = 10^{-2}$ : a) eficiencia; b) tasa media de error.

#### 4.4.2 Análisis de la eficiencia de AOFDM para canal selectivo en frecuencia

Como ya se introdujo en el capítulo 3 y se ha comentado varias veces, es habitual emplear en OFDM una extensión cíclica de duración  $T_g$  mayor que la duración máxima de la respuesta al impulso del canal ( $\tau_{\max}$ ) que permite eliminar la interferencia entre los símbolos recibidos.

El empleo de la extensión cíclica tiene el inconveniente de que hace disminuir la eficiencia, pues una parte del tiempo no se emplea en la transmisión de información. La duración mínima de la extensión cíclica vendrá determinada únicamente por la memoria del canal y la pérdida de eficiencia será función de la relación entre la duración de la extensión cíclica y el período de símbolo:

$$\eta_{\text{AOFDM}}\left(\Gamma, f_D T, \frac{\tau_{\max}}{T}\right) = \frac{1}{1 + \tau_{\max}/T} \eta_{\tau_{\max}=0}(\Gamma, f_D T) \quad \text{Ec. 4-9}$$

$\tau_{\max}$  es la duración máxima de la respuesta al impulso del canal y  $T$  la duración de la parte útil del símbolo multitono.

Nótese que esta eficiencia es una función de la duración del símbolo multitono,  $T$ , pero no específicamente del número de portadoras  $N$ . Fijado el periodo de símbolo, el empleo de un número mayor de portadoras obliga a reducir el periodo de muestreo, es decir, a emplear un ancho de banda total mayor, mientras que el empleado por subportadora se mantiene fijo. La eficiencia, función de  $T$ , se mantiene, pero no así la velocidad binaria de transmisión, que resulta proporcional al número de portadoras.

La tasa media de error no se ve modificada, ya que se considera únicamente en la información transmitida.

La Figura 4-13 muestra la eficiencia que puede obtenerse con AOFDM para dos posibles valores de duración de la respuesta al impulso del canal,  $\tau_{\max}$ . Cuando la extensión cíclica es igual a la duración de la respuesta al impulso del canal  $\tau_{\max}$  y esta es un tercio del periodo de símbolo ( $\tau_{\max} = 0.3 \cdot T$ ), la eficiencia se ve reducida a  $\frac{3}{4}$  de la que se podría obtener cuando el canal era plano, que, por otra parte, dependerá del producto  $f_D T$ .

La Ec. 4-9 presenta dos efectos en dirección opuesta en función de la duración del símbolo,  $T$ . Cuando  $T$  crece, la pérdida de eficiencia debida a la extensión cíclica disminuye ( $\tau_{\max}/T$ ). Por otra parte, al aumentar  $T$ , lo hace también la frecuencia Doppler normalizada ( $f_D T$ ), y, por tanto, la interferencia, disminuyendo así la eficiencia que AOFDM extraería del canal plano del que se parte.

La eficiencia disminuye con  $\tau_{\max}/T$  y  $f_D T$ , y obtendría su valor máximo cuando ambos parámetros fuesen 0, es decir, para un canal plano ( $\tau_{\max} = 0$ ) y muy lentamente variable ( $f_D \rightarrow 0$ ). La Figura 4-14 representa ambas dependencias de forma simultánea. La Figura 4-15 es otra representación de la misma información. Puede observarse cómo, con el aumento de la duración del símbolo, la distancia entre la eficiencia que se obtiene y la que se obtendría para canal plano disminuye (menor efecto de la extensión cíclica), pero la eficiencia para canal plano va disminuyendo con este crecimiento de  $T$  (mayor efecto de la interferencia entre portadoras). Mientras el valor de  $T$  sea pequeño, su aumento incrementa la eficiencia del sistema, ya que la pérdida que supone el prefijo cíclico es menor. Sin

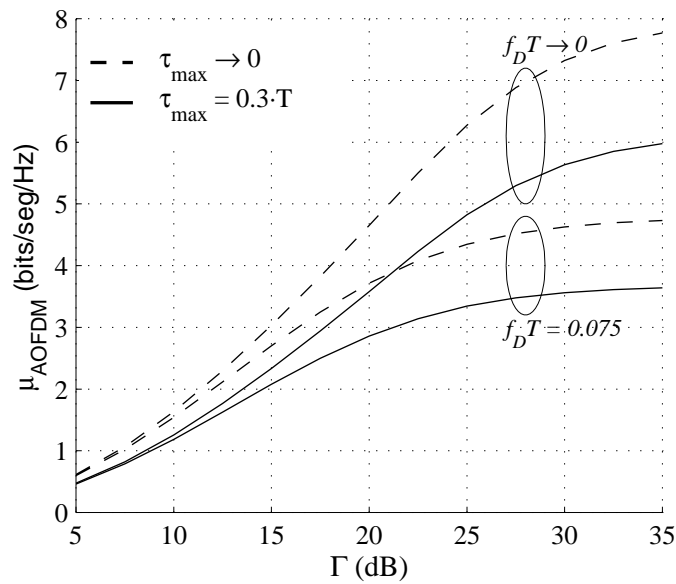


Figura 4-13. Eficiencia AOFDM, en función de la relación señal a ruido media  $\Gamma$  para canal de Rayleigh, cuasiestático ( $f_D T = 0$ ) y  $f_D T = 0.075$ . En línea discontinua, canal plano ( $\tau_{max} = 0$ ), y en línea continua  $\tau_{max} = 0.3 \cdot T$

embargo, llega un momento en el que el crecimiento de  $T$  hace disminuir la eficiencia: el valor de  $f_D T$  que se alcanza hace que la ICI ya no sea despreciable frente al ruido. Existe, pues, un valor de período de símbolo multitono óptimo que balancea las pérdidas debidas a ambos efectos y hace máxima la eficiencia.

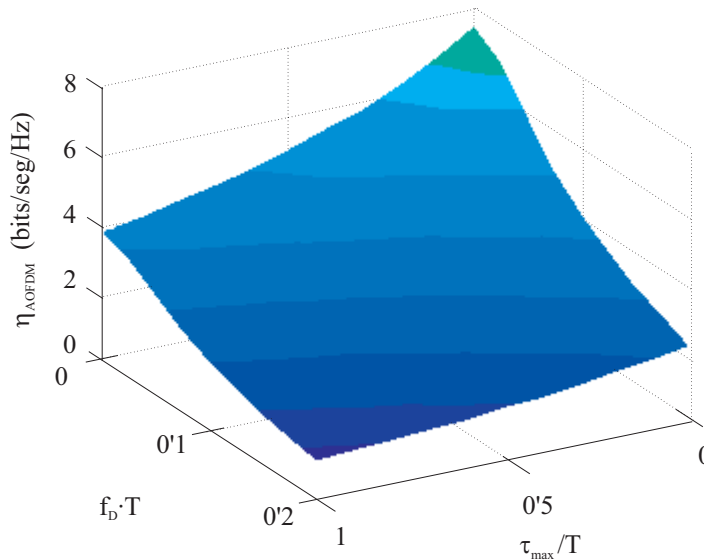


Figura 4-14. Eficiencia de AOFDM en canal selectivo en frecuencia con desvanecimientos Rayleigh en función de la frecuencia Doppler normalizada,  $f_D T$ , y la duración normalizada de la respuesta al impulso del canal,  $\tau_{max}/T$ , para  $\Gamma = 30\text{dB}$  y  $P_o = 10^{-2}$ .



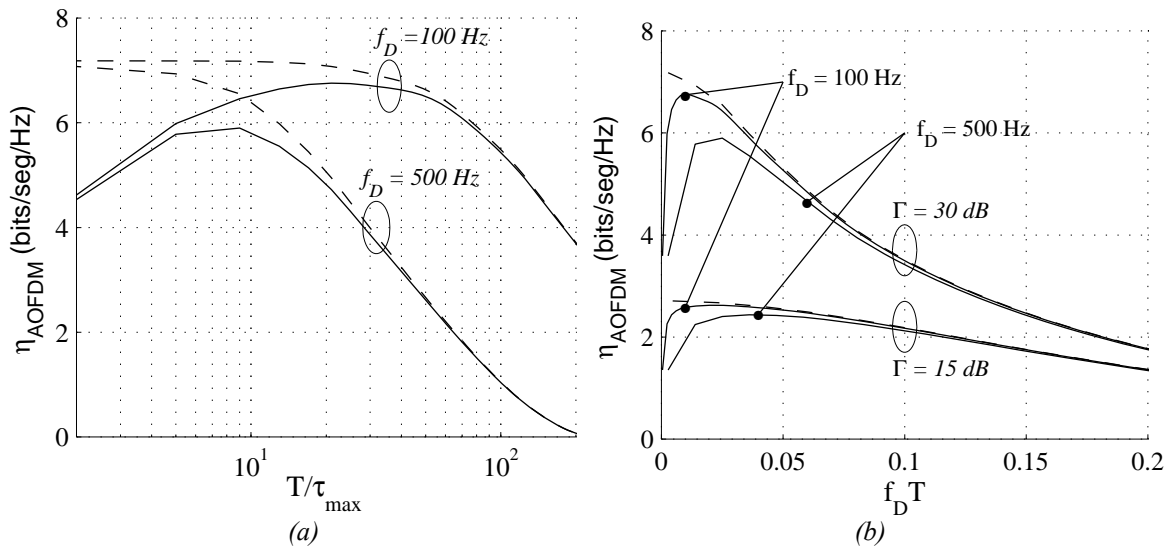


Figura 4-15. Eficiencia de AOFDM: a) en función de la duración de símbolo normalizada a la duración de la respuesta al impulso del canal,  $T/\tau_{\text{max}}$  para  $\Gamma = 30$  dB; b) en función de la frecuencia Doppler normalizada,  $f_D T$ , para  $\tau_{\text{max}} = 5 \mu\text{s}$ . En ambos casos  $P_o = 10^{-2}$  y en línea discontinua se presenta la eficiencia para canal plano.

#### 4.4.3 Valor óptimo del período de símbolo y máxima eficiencia

Puede encontrarse en la bibliografía algunos trabajos dedicados al valor óptimo del período de símbolo OFDM, aunque dedicados a minimizar la tasa de error para una constelación particular empleada [Hara, 1996] [Kim, Y.H., 1999] [Huang, 2000] o a minimizar la potencia de la interferencia [Steendam, 1999]. En general, el problema abordado es más amplio que el tratado aquí, pues no se fuerza a que la duración de la extensión cíclica sea más larga que la respuesta al impulso del canal. Como inconveniente, esto obliga a tener en cuenta el perfil de potencia particular con el que se esté trabajando, que no es necesario considerar en el caso de que la extensión cíclica sea suficiente para evitar la ISI.

El principal punto débil de la mayor parte de estos trabajos se halla en que la optimización se hace para el número de portadoras (y el número de muestras de la extensión cíclica) para una frecuencia de muestreo ( $T_s$ ) prefijada (aunque se presenten resultados para diversas  $f_D$  o  $\tau_{\text{max}}$ ) [Hara, 1996] [Steendam, 1999], sin que se analice si los resultados se pueden trasladar directamente a sistemas con otro ancho de banda o no. Sin embargo, en el capítulo 3 se presentó que la potencia de la interferencia no depende del número de portadoras, sino de  $f_D T$ , y la pérdida de eficiencia (energía en su caso) debida a la extensión cíclica depende también de un valor relativo,  $\tau_{\text{max}}/T$ . La duración óptima del símbolo multitono,  $T_{\text{opt}}$ , parece ser una combinación del número de portadoras,  $N$ , y el período de muestreo,  $T_s$  [Aguayo Torres, 2001].

El problema de optimización aquí considerado es encontrar el valor de período de símbolo,  $T$ , que hace máxima la eficiencia para AOFDM, como quedó descrita en la Ec. 4-9.

$$T_{\text{opt}} = \max_T \left\{ \eta_{\text{AOFDM}} \left( \Gamma, f_D T, \frac{\tau_{\text{max}}}{T} \right) \right\} \quad \text{Ec. 4-10}$$

Dado que existe una única variable independiente,  $T$ , el problema consiste en calcular el punto donde la derivada es nula:

$$\left. \frac{\partial \eta_{\text{AOFDM}}}{\partial T} \right|_{T=T_{\text{opt}}} = 0 \quad \text{Ec. 4-11}$$

Las expresiones para la derivada pueden encontrarse en el Anexo 4-A para canal de Rayleigh. La ecuación obtenida puede resolverse por métodos numéricos para cualquier conjunto de valores  $\Gamma$ ,  $f_D$  y  $\tau_{\text{max}}$ . En el caso del canal de Rice, la derivada es más compleja, pero el valor óptimo puede también encontrarse mediante métodos numéricos a partir de la Ec. 4-10.

El valor óptimo de periodo de símbolo multitono,  $T_{\text{opt}}$ , relativo a la duración máxima de la respuesta al impulso del canal,  $\tau_{\text{max}}$ , se presenta en la Figura 4-16 para un canal Rayleigh, varias frecuencias Doppler y  $\Gamma = 20$  dB. Aunque respuestas al impulso más largas necesitan un periodo de símbolo mayor, la duración relativa ( $T_{\text{opt}}/\tau_{\text{max}}$ ) disminuye para limitar la degradación debida a la frecuencia Doppler. En buena lógica, frecuencias Doppler menores consienten periodos de símbolo más largos.

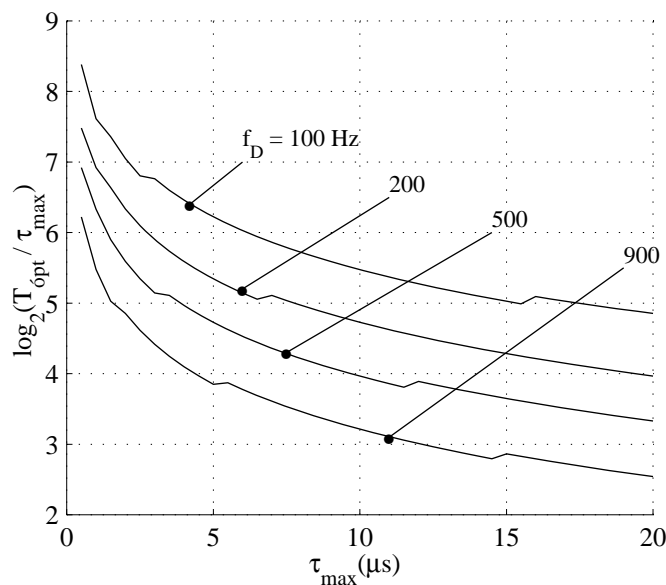


Figura 4-16. Valor óptimo de la duración del símbolo multitono  $T_{\text{opt}}$  relativo a  $\tau_{\text{max}}$  en función de la duración máxima de la respuesta al impulso del canal para algunos valores de frecuencias Doppler ( $\Gamma = 20$  dB).

La Figura 4-17 muestra cómo el periodo de símbolo óptimo relativo a  $\tau_{\text{max}}$  puede describirse como una función del producto de los parámetros de ambas dispersiones, en frecuencia ( $f_D$ ) y en tiempo ( $\tau_{\text{max}}$ ).

Muchas de las gráficas que siguen se presentan en función de este producto de dispersión,  $f_D \cdot \tau_{\text{max}}$  para valores entre 0 y 4 kHz· $\mu$ s. El valor  $f_D \cdot \tau_{\text{max}} = 0$  representa un canal sin

dispersión en tiempo ni frecuencia. El valor  $f_D \cdot \tau_{\max} = 4$  podría representar un móvil a unos 200 km/h en un canal típico urbano (TU) con una frecuencia de portadora de 5 GHz.

La máxima eficiencia que puede obtenerse en AOFDM puede calcularse a partir de la propia Ec. 4-9 para el valor óptimo del período de símbolo multitono:

$$\eta_{\max} = \eta_{\text{AOFDM}}(T_{\text{opt}}, \Gamma, f_D, \tau_{\max}) \quad \text{Ec. 4-12}$$

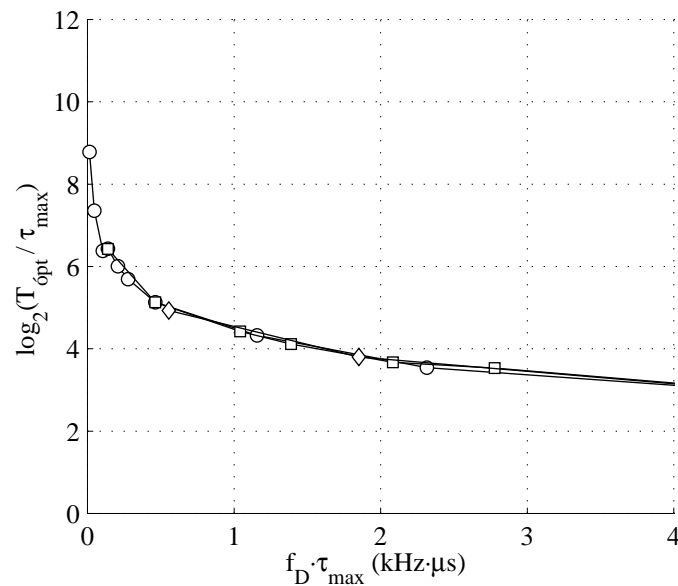


Figura 4-17. Duración óptima del símbolo multitono,  $T_{\text{opt}}$ , en función del producto de la frecuencia Doppler y la duración de la respuesta al impulso,  $f_D \cdot \tau_{\max}$ , ( $\Gamma = 20$  dB).

La Figura 4-18 muestra esa eficiencia máxima para varios valores de SNR,  $\Gamma$ , cuando  $P_o = 10^{-2}$  (tasas de error objetivo menores disminuye la eficiencia en proporción). Valores pequeños de  $f_D \cdot \tau_{\max}$  no distorsionan apenas el sistema, y la eficiencia que puede obtenerse es aproximadamente la misma que en el caso de canal plano. También se observa cómo las relaciones señal a ruido altas se ven más castigadas, ya que el efecto relativo de las interferencias es peor.

Se concluyó en el capítulo 3 que la interferencia entre portadoras, debida a la pérdida de ortogonalidad, es menor en el caso de que el canal tenga un rayo de visión directa. Por esta causa, el período óptimo para un canal de Rice será mayor que en uno de Rayleigh, ya que la limitación por interferencia será la misma mientras la pérdida por la extensión cíclico será menor. La Figura 4-19 (a) presenta el valor óptimo del símbolo y la Figura 4-19 (b) la máxima eficiencia que puede obtenerse. De nuevo, incluso con la mitad de la potencia total de la señal en línea directa, el aumento de eficiencia para canal de Rice sobre el de Rayleigh es pequeño.

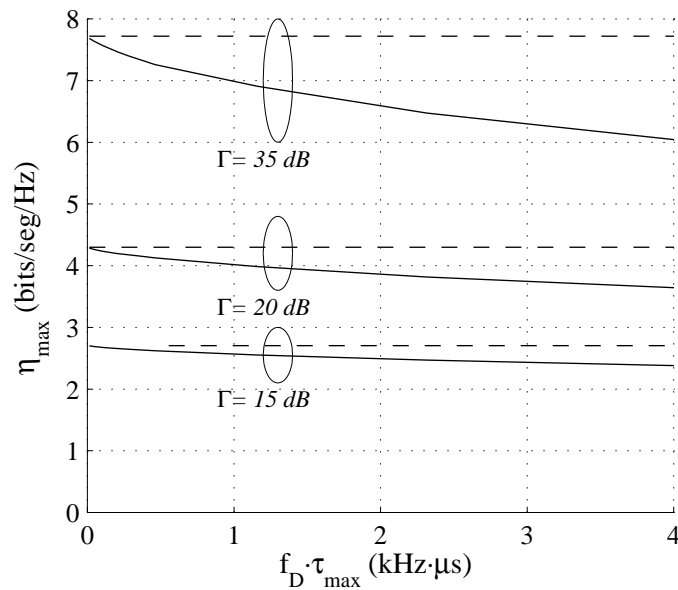


Figura 4-18. Eficiencia máxima para AOFDM en función de  $f_D \cdot \tau_{\max}$  para algunos valores de relación señal a ruido media,  $\Gamma$ . En línea discontinua, eficiencia que se obtendría para igual relación señal a ruido y un canal plano quasiestático.

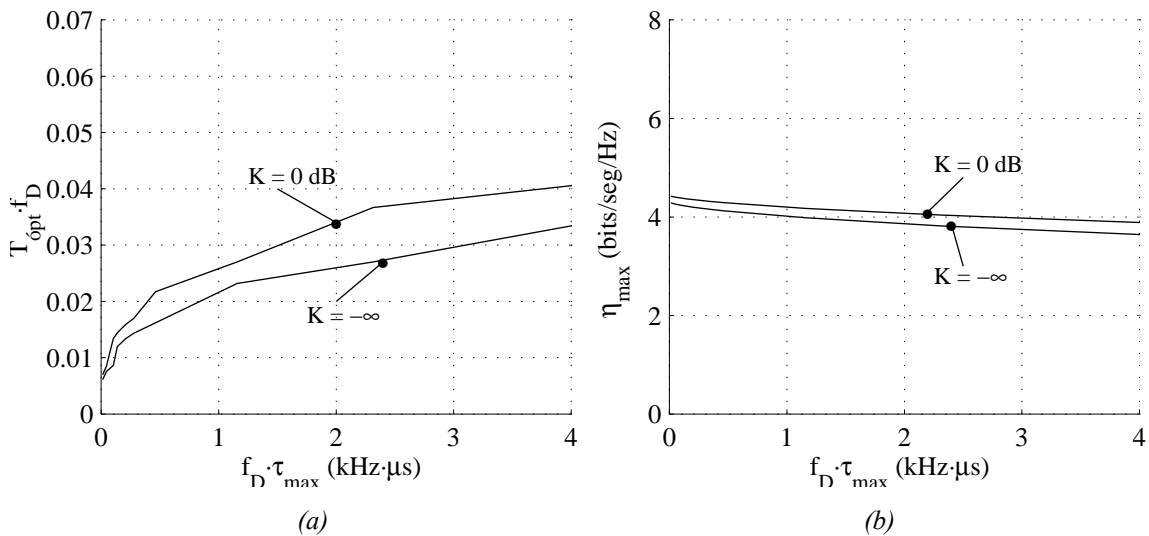


Figura 4-19. Para un canal de Rayleigh y un de Rice con  $\Gamma = 20$  dB: a) valor óptimo del símbolo; b) máxima eficiencia

Se presentó en el capítulo 3 que las relaciones señal a ruido bajas se ven menos afectadas por la pérdida de ortogonalidad entre las portadoras. Por otra parte, la pérdida de eficiencia debida a la extensión cíclica es independiente del valor de relación señal a ruido media. Esto implica que las relaciones señal a ruido más bajas consentirán, en general, períodos de símbolo multitono más largos. La Figura 4-20 presenta este efecto. Sin embargo, las diferencias que se observan no son excesivas, lo que puede llevar a considerar la posibilidad de emplear el mismo período de símbolo para cualquier valor de relación señal

a ruido media,  $\Gamma$ . La eficiencia que se obtendría en el caso de que el período de símbolo empleado para todas las relaciones señal a ruido fuese el optimizado para  $\Gamma = 20$  dB se presenta en la Figura 4-21, donde con cruces está marcada la eficiencia que se obtendría con la duración óptima de T. La pérdida de eficiencia es suficientemente pequeña para un grupo amplio de frecuencias Doppler y ensanchamientos temporales como para considerar innecesario modificar el período de símbolo según  $\Gamma$ .

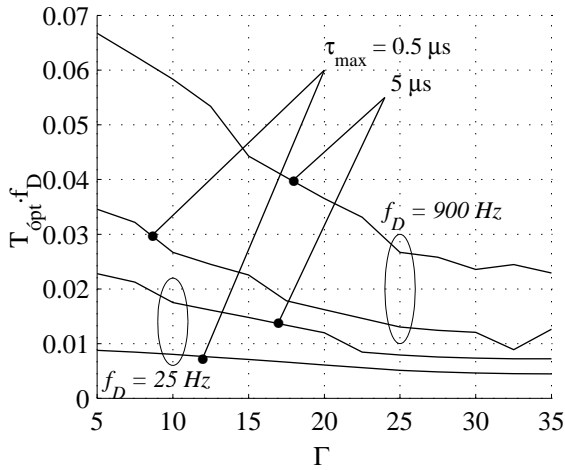


Figura 4-20. Período de símbolo óptimo en función de la relación señal a ruido,  $\Gamma$ .

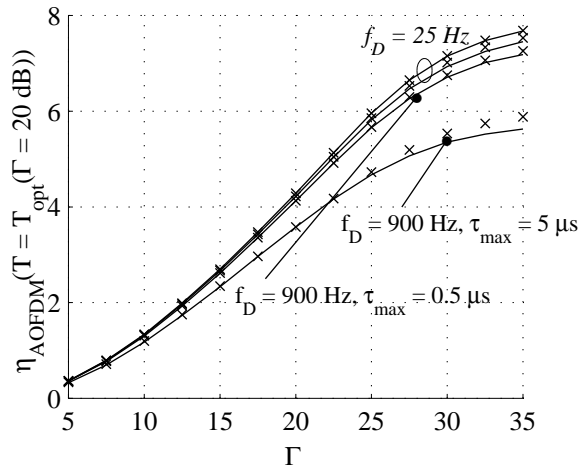


Figura 4-21. Eficiencia para AOFDM con período de símbolo optimizado para  $\Gamma = 20$  dB.

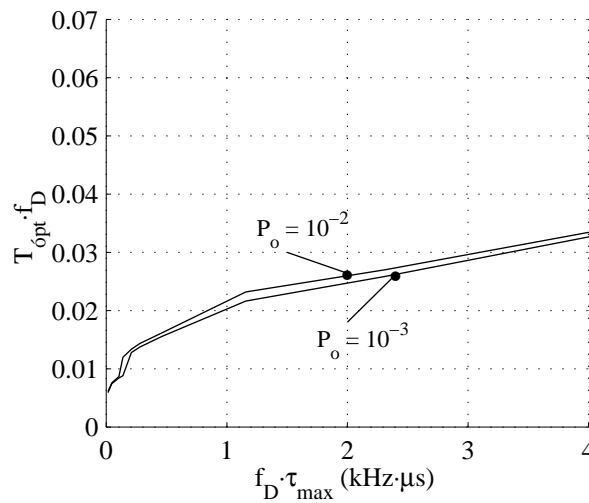


Figura 4-22. Valor óptimo del período de símbolo para un canal de Rayleigh  $\Gamma = 20$  dB y dos valores de probabilidades de error objetivo,  $P_o$ .

La tasa de error objetivo  $P_o$  considerada también afecta al valor óptimo del símbolo multitono. Con el mismo conjunto de constelaciones, las tasas de error objetivo menos restrictivas alcanzan la máxima eficiencia para relaciones señal a ruido menores y, por tanto, se ven menos afectadas por la interferencia debida a la frecuencia Doppler. Por otra parte, el factor de pérdida de eficiencia debida a la extensión cíclica es independiente de la tasa de error. En general, se puede esperar que la duración óptima del símbolo será mayor

para valores menores de probabilidad de error objetivo,  $P_o$ . La Figura 4-22 presenta el valor óptimo del período de símbolo para probabilidad de error objetivo  $10^{-2}$  y  $10^{-3}$ . Como se esperaba, el valor óptimo es ligeramente mayor para  $10^{-2}$ , aunque las diferencias son suficientemente pequeñas como para poder obviar esa diferencia sin apenas pérdidas.

#### 4.4.4 Canal de retorno

En todo el análisis anterior de la eficiencia de la modulación OFDM adaptativa se ha considerado, como ya se hizo en AQAM, que transmisor y receptor conocían simultáneamente los parámetros de la modulación que deben emplearse. Si se considera que es en el receptor donde se estima la calidad del canal, entonces vuelve a resultar necesario un canal de retorno que informe al transmisor de los parámetros de la modulación para cada portadora.

En el capítulo 2 se analizó la información necesaria en el canal de retorno para el caso de un canal plano y AQAM. Ya que OFDM puede considerarse equivalente a  $N$  canales paralelos, la velocidad en el canal de retorno necesaria para cada uno de ellos es la misma que allí se obtuvo, pero corregida utilizando la relación señal a ruido e interferencia  $\Lambda$ , en lugar de la relación señal a ruido media  $\Gamma$  para incluir el efecto de la pérdida de ortogonalidad entre portadoras.

Para transmitir esta información por un único canal de retorno es necesario multiplicar esta velocidad por  $N$  (número de portadoras) y  $\log_2(N)$  (número de bits para indicar qué portadora ha sufrido la modificación).

Así pues, usando la Ec. 2-36, la velocidad necesaria en el canal de retorno viene dada por

$$\mu = f_D \cdot N \log_2 N \cdot \sum_{u=1}^U \sqrt{2\pi \frac{\gamma_u}{\Lambda} \cdot e^{-\frac{\gamma_u}{\Lambda}}} \quad \text{Ec. 4-13}$$

para un canal de Rayleigh. Para uno de Rice, con la Ec. 2-37, se obtiene una expresión algo más compleja:

$$\mu = f_D \cdot N \log_2 N \cdot \sum_{u=1}^U \sqrt{2\pi \frac{\gamma_u}{\Lambda} (1+K)} \cdot e^{-\frac{\gamma_u}{\Lambda}(1+K)} \cdot e^{-K} \cdot I_0 \left( 2\sqrt{\frac{\gamma_u}{\Lambda} (1+K) \cdot K} \right) \quad \text{Ec. 4-14}$$

De nuevo la información en el canal de retorno es proporcional a la frecuencia Doppler,  $f_D$ . Sin embargo, ahora la frecuencia Doppler no sólo determina ese factor, sino que se encuentra imbricado en otro: la relación señal a ruido e interferencia,  $\Lambda$ , es también una función de la frecuencia Doppler.

La Figura 4-23 presenta la información de retorno normalizada a la frecuencia Doppler y al factor  $N \cdot \log_2(N)$  en función de la relación señal a ruido media,  $\Gamma$ , para varios valores de frecuencia Doppler normalizada  $f_D T$  y canal de Rayleigh. Se comentó para canal plano que la velocidad de retorno necesaria empieza a disminuir al llegar a cierto valor de  $\Gamma$ , debido a la limitación en la máxima constelación que puede emplearse. Ahora, la interferencia entre portadoras (ICI) puede limitar la relación señal a ruido e impedir que la SNIR,  $\Lambda$ , llegue a alcanzar este valor, de forma que la velocidad de retorno necesaria apenas disminuye.

Por ejemplo, un móvil a 20 km/h con relación señal a ruido de trabajo 20 dB y 256 subportadoras muestreadas a 2 MHz sobre una portadora a 5 GHz en un canal TU sin línea de visión directa, la eficiencia que se puede obtener es del orden de 8 Mbps, mientras el canal de retorno ronda un valor 10 veces menor.

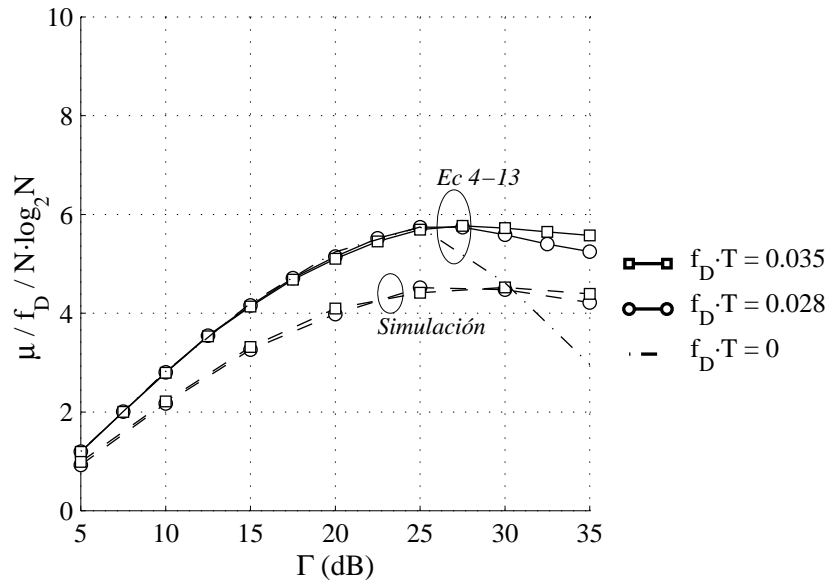


Figura 4-23. Velocidad de retorno en función de la relación señal a ruido media,  $\Gamma$ .

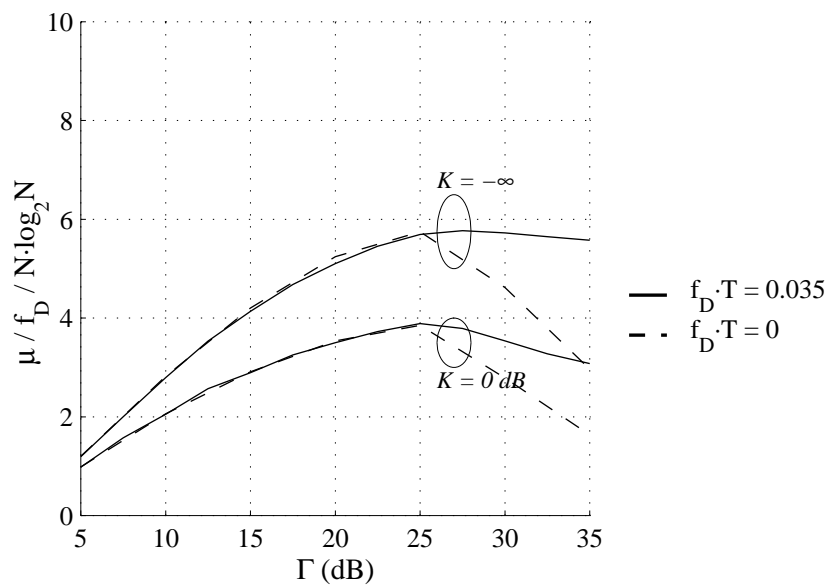


Figura 4-24. Retorno normalizado para canal de Rayleigh ( $K = -\infty$ ) y de Rice ( $K = 0$  dB).

La Figura 4-24 compara la velocidad de retorno necesaria para canal Rayleigh (Ec. 4-13) y de Rice (Ec. 4-14). Dos factores hacen que el retorno sea menor en el canal de Rice. El primero, igual que en AQAM, se debe a que el número de cruces por un nivel de relación

señal a ruido es menor. La segunda causa es que la limitación en la relación señal a ruido debido a la interferencia también es menor en el caso de canal de Rice.



#### 4.5 EFECTO DEL ERROR Y EL RETRASO EN LA ESTIMACIÓN DEL CANAL

El estudio realizado anteriormente ha considerado que transmisor y receptor conocían de forma exacta e instantánea el estado del canal. Con estas condiciones, se ha calculado el valor óptimo de la duración del símbolo multitono y la máxima eficiencia que el sistema puede extraer del canal.

Además de las pérdidas analizadas en el apartado anterior debidas a los desvanecimientos, existirá una degradación añadida debida al efecto de las inexactitudes en la estimación del canal. Por tanto, los valores para la eficiencia calculados entonces pueden considerarse como límites superiores del comportamiento del sistema.

Este apartado está dedicado a estudiar la merma que sufre el sistema debida al error en la estimación del canal. A lo largo de él, las comparaciones se harán con un sistema con conocimiento exacto del estado del canal (CSI, *Channel State Information*). Hay que recordar, sin embargo, que el valor por el que queda multiplicado el símbolo transmitido sobre cada portadora ya no es el valor del canal a cierta frecuencia, sino un promediado en un período de símbolo. Será el conocimiento exacto de este valor, y el de la potencia de ruido e interferencia, lo que se referirá como “CSI exacta”.

Como ya se ha comentado varias veces a lo largo de este capítulo, se han considerado únicamente 5 regiones de modulación. Por otra parte, y debido a que un sistema que funcione sobre un canal de Rayleigh sufrirá más la degradación debido a las no idealidades del sistema, sólo se presentarán resultados para un canal sin línea de visión directa.

Los resultados presentados aquí se han obtenido mediante simulaciones del sistema. La sección 4.5.1 presenta las condiciones en las que dichas simulaciones se han realizado. La sección 4.5.2 está dedicada a estudiar la pérdida que sufre el sistema cuando la selección de la modulación se hace con un valor que no es el real, pero la igualación es perfecta. La sección 4.5.3 muestra su dual: un error en la igualación, mientras se emplea la modulación adecuada.

En la sección 4.5.4 se describe el caso de que la estimación del canal no pueda hacerse para cualquier instante de tiempo, sino únicamente una estimación diezmada esté disponible.

Por fin, la sección 4.5.5 muestra los resultados para lo que podría considerarse la reunión de todos los apartados anteriores.

##### 4.5.1 Simulación de un sistema con estimación exacta

El canal que se ha considerado en este apartado ha sido el canal Típico Urbano (TU) que se presentó en el capítulo 3, cuyo perfil de potencia se presenta en la Figura 3-3, de duración de respuesta al impulso máxima  $\tau_{\max} = 5 \mu\text{seg}$ . Se ha considerado una frecuencia de portadora de 5 GHz y velocidades de móvil en km/h de 6 (peatonal) a 200 (vehículo a gran velocidad), lo que conduce a frecuencias Doppler de 25 a 1000 Hz. Se consideró una frecuencia de muestreo  $f_s = 2 \text{ MHz}$ .

Se ha descrito en el apartado 4.4 cómo el efecto de la relación señal a ruido media,  $\Gamma$ , y la probabilidad error objetivo  $P_o$ , es mucho menor que el de la dispersión en tiempo o en frecuencia. Por esto, se ha considerado un único valor del número de portadoras,  $N$ ,

dependiente de la velocidad del móvil considerado, pero no de la relación señal a ruido ni de la probabilidad de error objetivo.

El número de portadoras utilizado en las simulaciones para cada velocidad de móvil se ha obtenido mediante el redondeo al valor más próximo potencia de 2 del cociente entre el período óptimo de símbolo entre el período de muestreo, y se presentan en la Tabla 4-1.

Tabla 4-1. Valores óptimos del número de portadoras para  $f_s = 2\text{MHz}$  y  $f_p = 5\text{GHz}$  y algunas velocidades de móvil.

v(km/h)	6	20	45	60	90	120
$N_{\text{opt}}$	512	256	128	128	64	64

Los valores de eficiencia y tasa media de error que se obtienen con estos valores y con el período de símbolo óptimo se presentan en la Figura 4-25. Se ha supuesto que la estimación del canal es instantánea y exacta. Los resultados muestran un comportamiento algo errático alrededor de los valores obtenidos para el período óptimo, debido al redondeo, aunque sin demasiadas diferencias respecto a ellos.

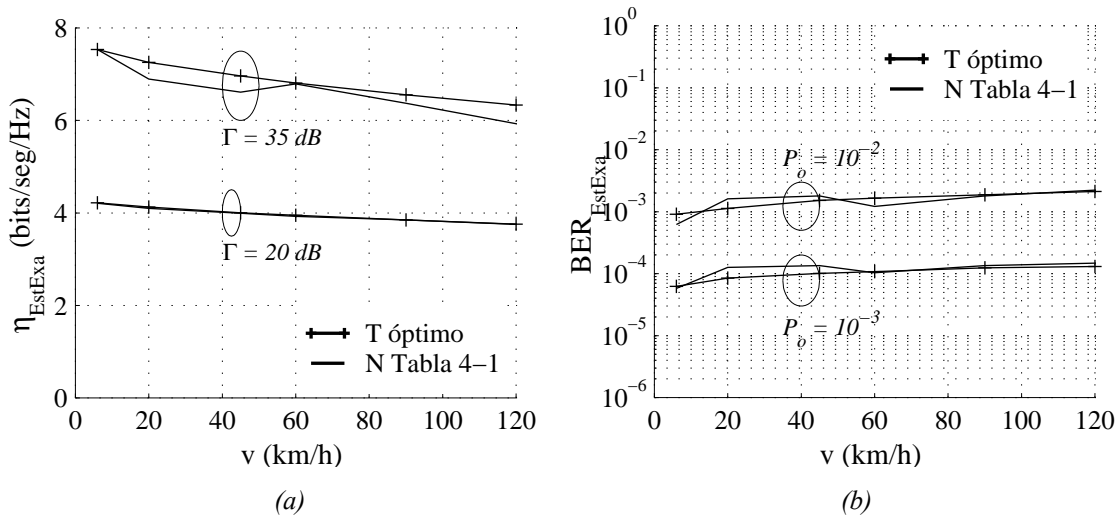


Figura 4-25. Para los valores de período óptimo y los valores de la Tabla 4-1: (a) Eficiencia; (b) Tasa media de error.

La información necesaria para el canal de retorno se presenta en la Figura 4-26 en función de la relación señal a ruido y de la velocidad del móvil. Resulta interesante comprobar cómo, cuando la velocidad del móvil es baja, esta información disminuye al alcanzar cierta relación señal a ruido (Figura 4-26 a), justo cuando la mayor de las constelaciones posibles se emplea la mayor parte del tiempo. Cuando, por el contrario, la velocidad es alta, la ICI limita la relación señal a ruido equivalente, y el punto donde empieza a haber esa reducción casi no se aprecia (Figura 4-26 b).

#### 4.5.2 Adaptación ruidosa de la modulación

El hecho de que la estimación del canal no sea exacta producirá dos efectos distintos. Por un lado, la modulación empleada no será la adecuada. Por otro, el valor con el que se hace la igualación no será el debido. En primer lugar se van a abordar ambos problemas por separado.

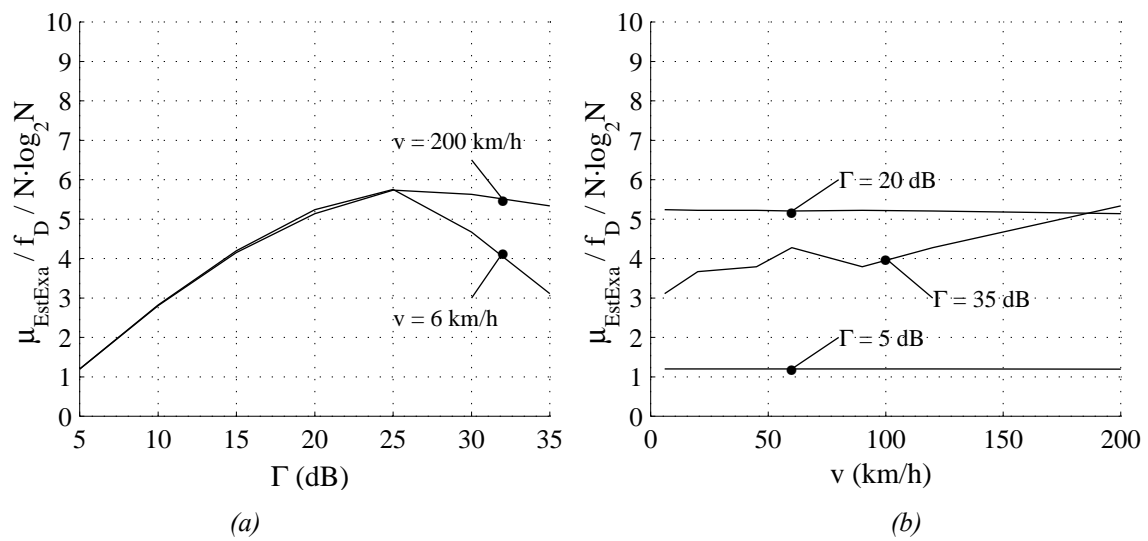


Figura 4-26. Cantidad de información de retorno necesaria para los valores de simulación: a) en función de la relación señal a ruido media; b) en función de la velocidad del móvil

En este apartado se considerará que la igualación se realiza con el valor que multiplica al símbolo transmitido sobre cada portadora,  $H_{m,m}$ . Sin embargo, el valor de relación señal a ruido e interferencia con el que se decide la constelación a emplear se calcula con una estimación que no es la exacta,  $\hat{H}_{m,m} = H_{m,m} + n_h[n]$ . De nuevo se considerará el error en la estimación,  $n_h[n]$ , con función de densidad de probabilidad gaussiana y tal que la relación potencia de la señal a potencia del error en la estimación es  $\Gamma_h$ .

El problema es análogo al que se contempló en el capítulo 2, y las conclusiones serán parecidas. Por un lado, la tasa media del error aumentará de forma considerable; por otra parte, la información que se envía por el canal de retorno se convierte en exagerada, sobre todo al considerar que la necesidad de actualización de la modulación empleada es falsa.

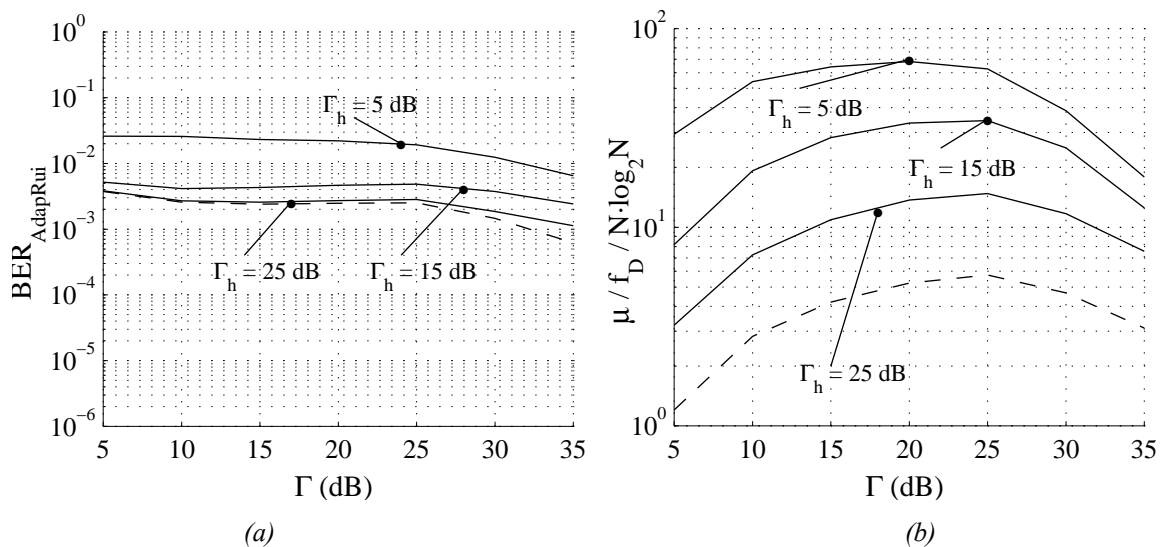


Figura 4-27. Para adaptación ruidosa de la modulación, y un móvil a 6 km/h: a) Tasa media de error; b) Información de retorno necesaria.

La Figura 4-27 presenta los resultados en función de la relación señal a ruido media para varios valores de  $\Gamma_h$  para un móvil a 6 km/h. Como se observa, es necesario que la estimación se haga con un error tal que  $\Gamma_h$  sea del orden de 25 dB para que la tasa de errores no aumente; sin embargo, incluso así, la información por portadora del canal de retorno crece, es decir, la modulación se cambia con más frecuencia de la necesaria. Los resultados para otras velocidades son análogos a estos.

### 4.5.3 Igualación ruidosa del canal

La segunda consecuencia que produce la estimación incorrecta del canal es que la igualación se haga con un valor que no es el adecuado. Esto hace aumentar la tasa media de error hasta llegar a ser excesiva.

Los resultados de la simulación para un par de valores de potencia de error en la estimación ( $\Gamma_h$ ), se presentan en la Figura 4-28. Se observa cómo, incluso para valores de  $\Gamma_h$  que ya no eran problemáticos para la adaptación de la modulación, siguen aumentando las tasas de error hasta en un orden de magnitud debido a la igualación con un valor erróneo.

Los efectos de este error son peores cuando la relación señal a ruido media es más alta. Hay que recordar que para mayores valores de  $\Gamma$  la probabilidad de emplear constelaciones más densas es mayor. Estas constelaciones más densas se escogen en función de la relación señal a ruido instantánea, sin incluir el efecto del error en la igualación, y están, por tanto, más desprotegidas frente a él.

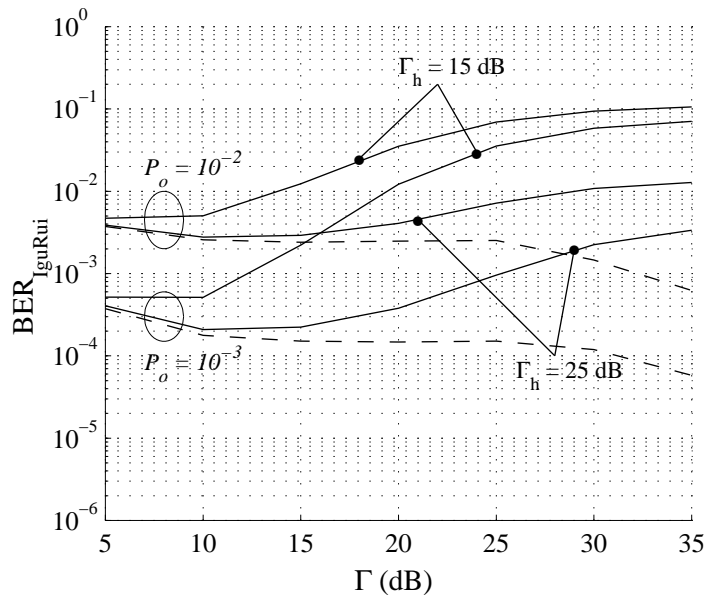


Figura 4-28. Para varios valores de potencia de error en la estimación ( $\Gamma_h$ ) y un móvil a 6 km/h, tasa binaria de error cuando la igualación se hace con una estimación ruidosa del canal.

#### 4.5.4 Estimación diezmada del canal

El hecho de emplear una estimación de canal que es una versión diezmada del valor real produce un aumento de las tasas de error. Ya se presentó en el capítulo 2 que el parámetro fundamental es el período de muestreo normalizado,  $f_D T_Q$ , donde  $Q$  era la longitud de la trama, es decir, cada cuantos símbolos se realiza la estimación.

La Figura 4-29 (a) presenta la tasa binaria de error en función del factor de muestreo,  $Q$ , para un móvil a 6 km/h. Se observa cómo, incluso cuando  $Q = 1$  (equivalente a una adaptación causal de la modulación) las relaciones señal a ruido altas ya se ven degradadas. Esto se debe a que en el caso de AOFDM que nos ocupa, y para la duración óptima del símbolo presentada, los valores de frecuencia Doppler normalizada son muy altos, y el diezmado ya afecta a las relaciones señal a ruido altas (Figura 2-44).

La información necesaria en el canal de retorno se presenta en la Figura 4-29 (b). Cuando aumenta el factor de diezmado es necesario realimentar menos frecuentemente, pero esto se debe exclusivamente a que la adaptación de la modulación no se hace siempre que es necesaria. La gráfica muestra cómo la información de retorno necesaria es mayor para  $\Gamma = 20$  dB que para 35 dB, como se podía prever para esta velocidad de móvil, 6 km/h, de la Figura 4-26.

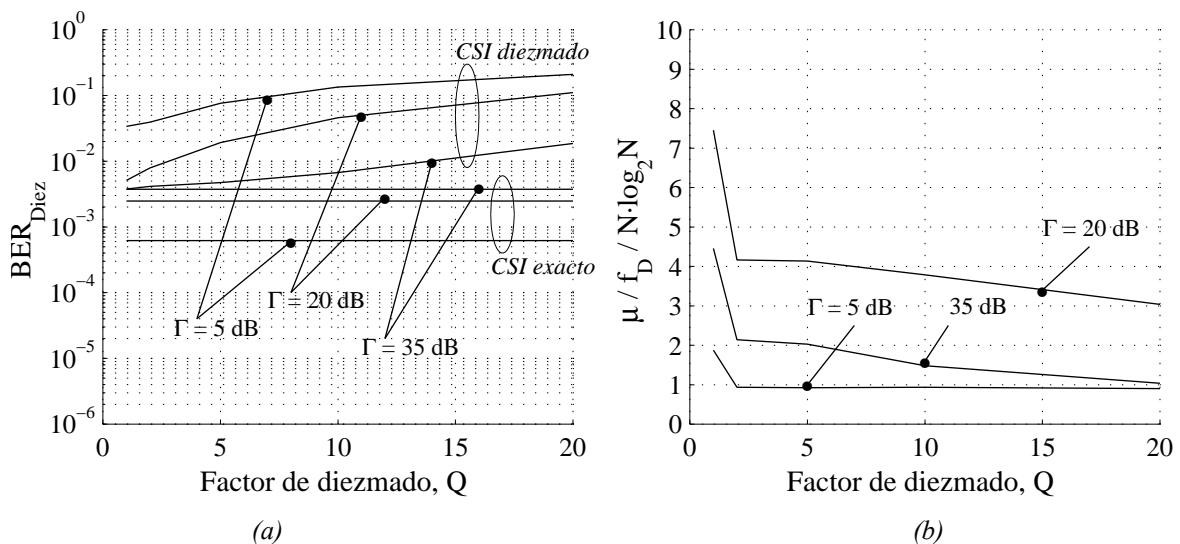


Figura 4-29. En función del factor de diezmado,  $Q$ , para un móvil a 6 km/h y  $P_o \cdot 10^{-2}$ : a) tasa binaria de error; b) Información de retorno necesaria.

#### 4.5.5 Modulación asistida por símbolos piloto

En OFDM, puede considerarse el par tiempo-frecuencia como una rejilla bidimensional, en la que el tiempo corre en un eje mientras en el otro se presentan distintas frecuencias. Cuando se insertan símbolos piloto como medio para obtener una estimación del canal en el tiempo y la frecuencia, son posibles diversos patrones a partir de los cuales hacer la estimación deseada, como por ejemplo los empleados en DVB [ETSI, 1997a].

Un patrón simple consiste en transmitir un símbolo OFDM completo conocido cada  $Q$  símbolos, estimar la respuesta en frecuencia como el cociente entre el símbolo recibido y el

transmitido y mantener este valor hasta el siguiente símbolo piloto. Equivalente al mecanismo que se propuso en el capítulo 2 para sistemas monoportadora, se concluyó entonces que, aunque sencillo, era suficiente para que el esquema QAM adaptativo mejorara al de constelación fija, por lo que será el patrón empleado aquí.

Los resultados para eficiencia y tasa de error se presentan en la Figura 4-30. En el caso de la eficiencia Figura 4-30 (a), se ha descontado la sobrecarga de los símbolos piloto, que no se emplean para transmitir información.

Como ya se presentó anteriormente, la estimación diezmada del canal aumenta los errores de detección. Ahora la estimación es ruidosa, pero el efecto más importante sigue siendo el anterior, y poco más aumenta ya la tasa de error. Por otra parte, hay que considerar que el error de estimación de la respuesta en frecuencia del canal se debe no sólo al ruido gaussiano a la entrada del receptor, sino también a la interferencia entre portadoras, por lo que el resultado para iguales  $\Gamma$  y  $f_D T_Q$  es peor para OFDM adaptativa que para el caso monoportadora.

Sin embargo, los resultados no son desalentadores. Por ejemplo, para relación señal a ruido media 25 dB y duración de trama  $Q = 5$ , la eficiencia obtenida ha sido del orden de 5 bps/Hz y la tasa media del error ha sido, aproximadamente,  $4 \cdot 10^{-2}$ . La constelación fija de equivalente eficiencia, 32QAM, para esa relación señal a ruido presenta, considerando estimación perfecta del canal, una tasa media del error sólo ligeramente inferior ( $2 \cdot 10^{-2}$ ).

La información necesaria en el canal de retorno se presenta en la Figura 4-31. El valor obtenido se puede considerar una composición entre el que se presentó para estimación diezmada del canal (Figura 4-29) y estimación ruidosa para la adaptación (Figura 4-27).

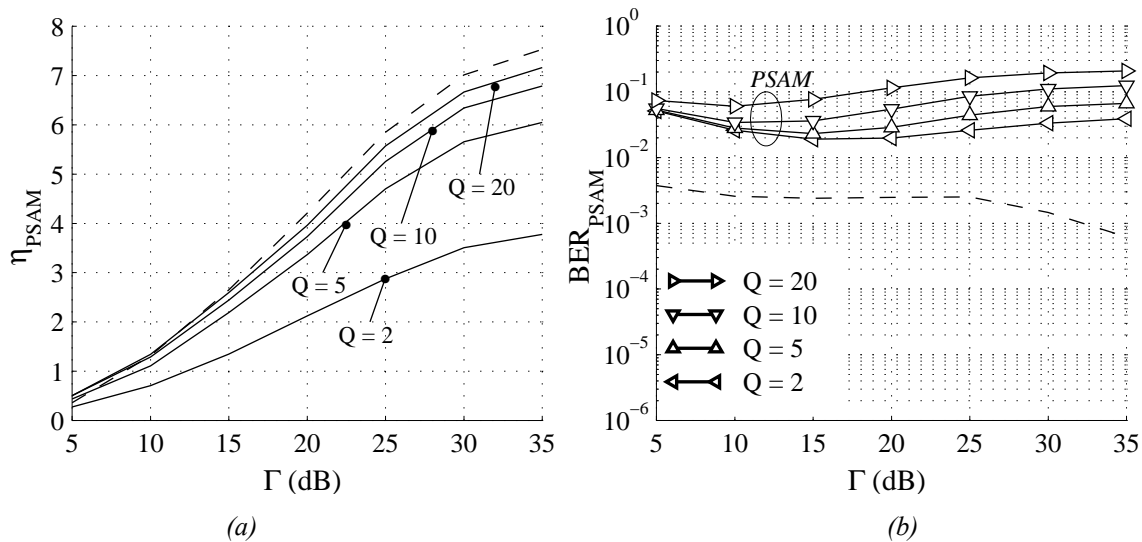


Figura 4-30. Para modulación ayudada por símbolos piloto (PSAM) y móvil a 6 km/h: a) Eficiencia obtenida; b) Tasa de error.

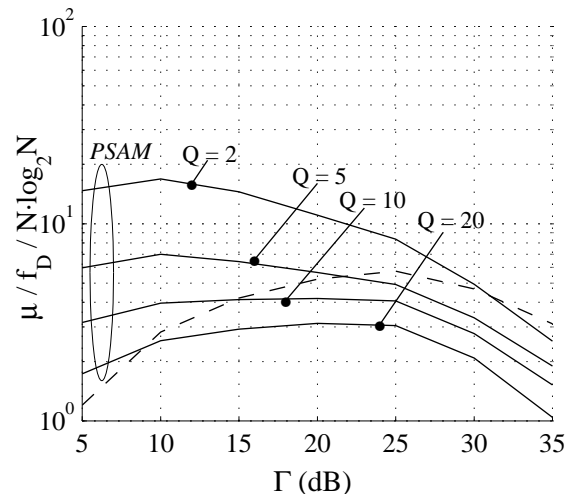


Figura 4-31. Información necesaria en el canal de retorno para modulación ayudada por símbolos piloto (PSAM).

## 4.6 CONCLUSIONES

En este capítulo se ha propuesto un sistema OFDM adaptativo que permite enfrentarse a canales con desvanecimientos en tiempo y selectivos en frecuencia.

- Para canal plano, la pérdida de ortogonalidad entre portadoras hace que la eficiencia del esquema OFDM adaptativo sea menor que en el caso monoportadora.
- La existencia de una línea de visión directa aumenta la eficiencia para un mismo período de símbolo pues la correlación entre muestras temporales del canal es mayor y la interferencia entre portadoras se ve reducida (Figura 4-12).
- Para canales selectivos en frecuencia, el uso del esquema OFDM adaptativo permite amoldar la forma de la señal transmitida a la selectividad del canal, mientras se mantienen las ventajas de la modulación adaptativa.
- Para la modulación multiportadora adaptativa, existe un período de símbolo óptimo que balancea las pérdidas debidas a la inserción de la extensión cíclica y a la interferencia entre portadoras por el ensanchamiento Doppler, y que hace máxima la eficiencia alcanzable.
- Este período de símbolo óptimo es función del producto  $f_D \cdot \tau_{\max}$ , que refleja simultáneamente la dispersión en el tiempo y en la frecuencia. Aunque este período óptimo depende también de la relación señal a ruido, de la probabilidad de error objetivo y de la potencia del rayo directo, en los rangos de interés puede considerarse el mismo valor (ver la Figura 4-19 (a) para el rayo directo, la Figura 4-21 para la relación señal a ruido media y la Figura 4-22 para la probabilidad de error objetivo).
- Se ha calculado la información de retorno que es necesario retroalimentar hacia el transmisor, que ha resultado proporcional al número de portadoras y a la frecuencia Doppler. Depende también de la interferencia entre portadoras y de la relación señal a ruido de trabajo. Los valores de información en el canal de retorno presentados resultan en valores moderados, que pueden ser compensados por la ganancia en eficiencia del esquema multiportadora adaptativo.

Se ha encontrado que la velocidad de información en el canal retorno es sensiblemente menor en el caso de un canal de Rice, de nuevo debido a la mayor correlación entre las muestras temporales.

- Una estimación de canal que no sea perfecta aumenta la tasa media del error en el sistema. Aunque la estimación de canal empleada ha sido bastante sencilla, los resultados no son desalentadores. Parece razonable que cualquier mejora de estimación de canal que se obtenga hará que este sistema multiportadora adaptativo se comporte mucho mejor que uno con modulación fija ideal.



**ANEXO 4.A. CÁLCULO DE LA DERIVADA DE  $\eta_{\text{AOFDM}}$  RESPECTO A  $T$  PARA CANAL DE RAYLEIGH**

Según la Ec. 4–9, la eficiencia vendría dada por

$$\eta_{\text{AOFDM}} = \frac{1}{1 + \tau_{\text{max}}/T} \eta_{\tau_{\text{g}}=0}(\Lambda) \quad \text{Ec. 4–15}$$

La derivada, pues, puede obtenerse como

$$\frac{\partial \eta_{\text{AOFDM}}}{\partial T} = \frac{1}{1 + \tau_{\text{max}}/T} \left( \frac{\tau_{\text{max}}/T^2}{1 + \tau_{\text{max}}/T} \cdot \eta_{\tau_{\text{g}}=0}(\Lambda) + \frac{\partial \eta_{\tau_{\text{g}}=0}}{\partial T} \right) \quad \text{Ec. 4–16}$$

donde la eficiencia para canal plano viene dada por

$$\eta_{\tau_{\text{g}}=0}(\Lambda) = \sum_{u=1}^U M_u \cdot a_u(\Lambda) \quad \text{Ec. 4–17}$$

$M_u$  es el número de bits por símbolo empleados en la constelación  $u$ -ésima y  $a_u$  es la probabilidad de emplearla, y viene dada por

$$a_u(\Lambda) = \exp\left(-\frac{\gamma_u}{\Lambda}\right) - \exp\left(-\frac{\gamma_{u+1}}{\Lambda}\right) \quad \text{Ec. 4–18}$$

La derivada parcial de la eficiencia para canal plano se obtiene igual que la que se tiene para AQAM sin más que sustituir la SNR  $\Gamma$ , por la SNIR  $\Lambda$ :

$$\frac{\partial \eta_{\tau_{\text{g}}=0}(\Lambda)}{\partial T} = \sum_{u=1}^U M_u \cdot \frac{\partial a_u(\Lambda)}{\partial T} \quad \text{Ec. 4–19}$$

A su vez, derivando la Ec. 4–18, se obtiene:

$$\frac{\partial a_u(\Lambda)}{\partial T} = \frac{1}{\Lambda^2} \left( \gamma_u \exp\left(-\frac{\gamma_u}{\Lambda}\right) - \gamma_{u+1} \exp\left(-\frac{\gamma_{u+1}}{\Lambda}\right) \right) \cdot \frac{\partial \Lambda}{\partial T} \quad \text{Ec. 4–20}$$

Por otra parte (Ec. 3-24),

$$\Lambda = \left( \frac{1}{\Gamma} + \frac{1}{\Delta} \right)^{-1} \quad \text{Ec. 4–21}$$

por lo que,

$$\frac{\partial \Lambda}{\partial T} = \frac{1/\Delta^2}{\left(\frac{1}{\Gamma} + \frac{1}{\Delta}\right)^2} \cdot \frac{\partial \Delta}{\partial T} = \frac{1}{\Delta^2} \cdot \Lambda^2 \cdot \frac{\partial \Delta}{\partial T} \quad \text{Ec. 4-22}$$

Como se vio en el Capítulo 3, Ec. 3-20,

$$\Delta = \frac{E\left[|H_{m,m}|^2\right]}{\sum_{k=0, k \neq m}^{N-1} E\left[|H_{k,m}|^2\right]} \quad \text{Ec. 4-23}$$

Y, por tanto,

$$\frac{\partial \Delta}{\partial T} = \frac{\frac{\partial E\left[|H_{m,m}|^2\right]}{\partial T} \cdot \sum_{k=0, k \neq m}^{N-1} E\left[|H_{k,m}|^2\right] - E\left[|H_{m,m}|^2\right] \sum_{k=0, k \neq m}^{N-1} \frac{\partial E\left[|H_{k,m}|^2\right]}{\partial T}}{\left(\sum_{k=0, k \neq m}^{N-1} E\left[|H_{k,m}|^2\right]\right)^2} \quad \text{Ec. 4-24}$$

donde (Ec. 3-21)

$$E\left[H_{k,m} H_{k,m}^*\right] = P_s \frac{1}{N^2} \sum_{l=0}^{L-1} \sum_{n=-N+1}^{N-1} (N-|n|) \cdot R_{h_l}[n] e^{-j2\pi \frac{n}{N}(m-k)} \quad \text{Ec. 4-25}$$

por lo que

$$\frac{\partial E\left[|H_{k,m}|^2\right]}{\partial T} = P_s \frac{1}{N^2} \sum_{l=0}^{L-1} \sum_{n=-N+1}^{N-1} (N-|n|) \cdot \frac{\partial R_{h_l}[n]}{\partial T} e^{-j2\pi \frac{n}{N}(m-k)} \quad \text{Ec. 4-26}$$

La autocorrelación viene dada para el rayo l-ésimo y canal de Rayleigh, por

$$R_{h_l}[n] = R_{h_l}[0] \cdot J_0(2\pi f_D n T_s) \quad \text{Ec. 4-27}$$

de donde

$$\frac{\partial R_{h_l}[n]}{\partial T} = -R_{h_l}[0] \cdot 2\pi \frac{n}{N} f_D \cdot J_1\left(2\pi \frac{n}{N} f_D T\right) \quad \text{Ec. 4-28}$$

Sustituyendo las ecuaciones Ec. 4-17 a Ec. 4-28 en la Ec. 4-16 se obtiene la derivada deseada.

**CAPÍTULO 5**

**CONCLUSIONES Y**

**LÍNEAS FUTURAS DE INVESTIGACIÓN**

## 5.1 CONCLUSIONES GENERALES

En este apartado se recogen las principales aportaciones y conclusiones que se han presentado a lo largo de esta tesis, que quedan resumidas en los puntos que se enumeran a continuación.

En esta tesis se ha presentado un sistema OFDM adaptativo para canales variables en el que se modifica continuamente el número de bits de información transmitidos sobre cada subportadora para ajustar la señal transmitida a la forma espectral del canal y seguir sus variaciones. De esta forma, es posible transmitir a mayor velocidad cuando las condiciones del canal lo permiten, manteniéndose la calidad de la transmisión (medida como tasa de error) durante desvanecimientos.

En primer lugar, se ha evidenciado el excelente comportamiento de los esquemas de modulación adaptativa monoportadora sobre canales planos con desvanecimientos.

Se ha comprobado que la eficiencia alcanzada por el esquema QAM adaptativo es función de la probabilidad de error máxima objetivo y de la relación señal a ruido media. Supuesto un conocimiento perfecto del canal, la tasa media de error que se obtiene es aproximadamente la misma para todos los valores de relación señal a ruido de interés.

La ventaja que se alcanza con la modulación QAM adaptativa sobre una modulación fija monoportadora se hace a costa (además de complejidad) de un canal de retorno, que permite indicar al transmisor los cambios necesarios en la constelación. Se ha mostrado que la velocidad de información de retorno necesaria es proporcional a la frecuencia Doppler, y que, para valores usuales de esta, es una fracción pequeña de la velocidad útil del canal directo.

El uso de OFDM sobre canales variables sufre la desventaja de la pérdida de ortogonalidad entre portadoras debido al ensanchamiento Doppler. Se ha calculado la potencia de interferencia encontrándose que es función de la máxima frecuencia Doppler normalizada por el período de símbolo multitono  $f_D \cdot T$ . Se ha comprobado además que esta interferencia puede modelarse adecuadamente mediante un error gaussiano añadido al ruido.

A pesar de este deterioro, el empleo de una modulación adaptativa sobre cada portadora OFDM permite combatir la selectividad en frecuencia mientras mantiene las ventajas de la modulación adaptativa: alta eficiencia y tasa de error limitada.

Para un canal con características de dispersión temporal y en frecuencia prefijadas, la eficiencia que puede obtenerse con el sistema AOFDM depende directamente del período de símbolo empleado. Se ha señalado la existencia de un período óptimo de símbolo multitono que permite extraer la máxima eficiencia del canal y se ha corroborado su dependencia respecto al producto de los dos parámetros de dispersión del canal, la frecuencia Doppler y la máxima duración de la respuesta al impulso,  $f_D \cdot \tau_{\max}$ . La influencia sobre este período óptimo de otros parámetros del canal, como la relación señal a ruido media y la potencia del rayo directo, es mucho menor que el efecto de ambas dispersiones, aunque sí repercuten muy directamente en la eficiencia máxima final.

En el caso de AOFDM, se ha calculado la velocidad de información de retorno necesaria, que es proporcional a la frecuencia Doppler para relaciones señal a ruido bajas, igual que

en el caso monoportadora, pero deja de serlo cuando el error debido a la interferencia se hace comparable al ruido.

La existencia de una línea de visión influye en las aptitudes de los sistemas de modulación adaptativa a través de diversos factores. Para el caso de modulación adaptativa monoportadora para canal plano, se ha mostrado que, mientras la eficiencia y la tasa media de error cambian sólo muy ligeramente, la información necesaria en el canal de retorno se ve sensacionalmente reducida.

Se ha puesto de manifiesto que para un esquema multiportadora con modulación fija, la mayor correlación entre muestras en el caso de un canal de Rice disminuye la pérdida de ortogonalidad por el ensanchamiento Doppler, lo que lleva a un mejor comportamiento de OFDM que para un canal de Rayleigh.

Se ha hecho visible que la conjunción de los dos efectos anteriormente comentados permite obtener mayores eficiencias en AOFDM en el caso de que exista visión directa entre transmisor y receptor y, simultáneamente, la cantidad de información en el canal retorno es sensiblemente menor en el caso de un canal de Rice.

Se ha comprobado que, aunque emplear un número mayor de constelaciones permite adaptar la modulación empleada más ajustadamente al canal, es suficiente con emplear el conjunto de constelaciones QAM cuadradas (número par de bits) hasta 256QAM. Este conjunto permite extraer casi la máxima eficiencia posible mientras limita la complejidad y la velocidad del canal de retorno.

Se ha explorado el efecto de una estimación de canal inexacta. Se ha inspeccionado la posibilidad de hacer una estimación simple de la respuesta en frecuencia del canal mediante símbolos piloto. La mejora que los esquemas adaptativos obtienen sobre los de modulación fija de eficiencia comparable es tal que las tasas medias de error son similares cuando se supone una detección perfecta para la modulación fija mientras en la adaptativa la estimación de canal se hace con este esquema simple.

## 5.2 LÍNEAS FUTURAS DE INVESTIGACIÓN

El trabajo presentado en esta tesis abre varios posibles caminos, algunos ya iniciados, hacia sistemas de transmisión flexibles.

**Sobre modulación adaptativa.** La técnica adaptativa sobre la que se ha trabajado en esta tesis ha sido la de nivel de modulación adaptativo con potencia constante. Sin embargo, otros trabajos presentados en la bibliografía no prefijan el valor de potencia instantánea a la potencia media. Por ejemplo, [Goldsmith, 1997a] analiza el caso de potencia variable, pero permite que el control de potencia sea continuo, lo que no resulta práctico. Una primera línea de trabajo, ya iniciada, consiste en analizar las posibilidades reales de un sistema de modulación adaptativa en el que se seleccionara simultáneamente la constelación y la potencia empleada [Paris, 2001b].

**Sobre codificación de canal.** La codificación como forma de reducir las tasas de error es una técnica muy empleada en canales móviles. Así, OFDM se emplea con mucha frecuencia en su forma codificada (COFDM, *Coded OFDM*) [ETSI, 1997b]. Los sistemas codificados son capaces de recuperarse incluso cuando las tasas de error antes de la decodificación eran relativamente altas, pero en general fallan en el caso de que existan largas ráfagas de error que necesitarían entrelazados tan largos que producirían retardos insoportables en la detección. La técnica de nivel de modulación adaptativa presentada en esta tesis impide que estas ráfagas de error existan, pues prefija el nivel máximo de la tasa de error. Se puede, pues, prever que el mismo codificador empleado sobre modulación adaptativa se comporte mejor que en el caso de que la constelación empleada sea fija [Goldsmith, 1998]. Una segunda posibilidad consiste en que, mientras la constelación empleada se mantiene fija, se le da mayor protección en los desvanecimientos profundos mediante el uso de un codificador más robusto [Vucetic, 1995]. Y existe una tercera vía, la combinación de ambos [Malm, 1999]. Aunque se pueden encontrar diversas propuestas en la bibliografía, un estudio sobre cuál de las tres posibilidades es mejor no se ha acometido aún.

**Sobre la estimación de canal.** La forma en que la estimación de canal puede hacerse se ha pasado casi de puntillas en esta tesis. La única técnica presentada ha consistido en utilizar directamente unos pilotos y estimar el canal como el cociente entre el símbolo recibido y el transmitido.

En el caso de canal plano, la primera línea de trabajo podría ser la de interpolar entre los valores de canal estimados [Sampei, 1993]. Aparece aquí un compromiso: promediar entre un número más largo de valores permite reducir el ruido pero la velocidad de variación del canal, esto es, la frecuencia Doppler, debe ser menor.

En el caso de OFDM, las posibilidades se multiplican. Ya que la estimación se hace en dos dimensiones, tiempo y frecuencia, la existencia de una rejilla permite una interpolación en una única dirección, en las dos dimensiones de forma consecutiva o mediante un filtrado bidimensional [Sandell, 1996]. También puede tomarse en consideración la duración de la respuesta al impulso [Zhao, 1997].

Otro de los problemas que se han detectado ha sido que la modulación adaptativa no permite retrasos muy largos entre la estimación del canal y su empleo. Por otra parte, es necesaria la realimentación de los parámetros de modulación, que no puede ser inmediata.

Una posibilidad, muy enlazada con la anterior de estimación de canal, sería que el receptor seleccionara la modulación que se emplearía en el siguiente símbolo de información, considerando que las muestras de canal con que cuenta se han quedado anticuadas [Goeckel, 1998], es decir, con una predicción del canal [Eyceoz, 1998]. La igualación, sin embargo, podría hacerse con cierto retraso tras una estimación más ajustada del canal.

Como se ve, las posibilidades de mejora en este apartado son amplias. Un análisis detallado del comportamiento del sistema con diversos métodos de interpolación, número de coeficientes, predicción... y la degradación que sufre, no sólo debido por la selección incorrecta de la modulación, sino también por la igualación con valores inadecuados, ayudaría a determinar la viabilidad del sistema en entornos reales.

**Sobre el canal de retorno.** En esta tesis se ha cuantificado el canal de retorno necesario para la modulación adaptativa. Aunque parece que la cantidad de información necesaria no es excesiva, la exactitud del valor recibido es imprescindible, ya que un error en el canal de retorno haría imposible una detección adecuada. Una línea de trabajo interesante consiste en analizar posibles formas de transmisión de esta información, que deben ser muy robustas [Torrance, 1996d]. Una posibilidad, a priori menos adecuada pero no del todo descartable, es que este canal de retorno no exista en absoluto, y la decisión de la modulación empleada se haga de forma ciega.

Por otra parte, se ha encontrado que el canal de retorno en AOFDM es proporcional al número de portadoras empleadas. Sin embargo, si el número de portadoras empleadas es alto, la correlación entre las respuestas en frecuencia de portadoras cercanas será alta, y con facilidad compartirán el número de bits de información empleados. Una posibilidad que permite reducir las necesidades del canal de retorno consiste en reunir en subbandas las portadoras [Keller, 2000], aunque los trabajos presentados hasta el momento de escribir estas líneas hacen la división en subbandas de forma heurística. Un análisis del número óptimo de subbandas en función del ancho de banda de coherencia del canal y del ancho de banda disponible parece abordable.

**Sobre la duración óptima del símbolo OFDM.** En el capítulo 4 se ha calculado la duración óptima del símbolo que permite hacer máxima la eficiencia en AOFDM. De partida se consideró que la duración de la guarda era mayor que la duración de la respuesta al impulso del canal. Aunque varios trabajos en la literatura parecen tender a que la interferencia sin esta condición crece de forma tan incontrolable que el valor óptimo de la guarda acaba cumpliéndola [Huang, 2000], un análisis de la eficiencia que puede obtenerse sin esa condición inicial sería interesante.

**Sobre la recuperación del sincronismo y de portadora.** Todo el análisis realizado a lo largo de esta tesis se ha hecho sobre el equivalente en tiempo discreto del sistema, en el que se ha considerado sincronismo y recuperación de portadora ideales. El análisis del sistema en caso contrario puede abordarse de forma parecida a como se hizo en el capítulo 3 para OFDM sobre canal móvil. Mientras puede preverse que técnicas simples de recuperación de temporización de símbolo harán inapreciable el efecto de la pérdida de sincronismo [Martos Naya, 2001], la recuperación de portadora no parece una tarea sencilla.

**Sobre el acceso al medio compartido.** En esta tesis se ha considerado un único usuario que podía disponer de todo el ancho de banda. Sin embargo, el canal radio es un medio compartido, por lo que resulta necesaria alguna técnica de acceso al medio.

Se han presentado en la literatura diversas posibilidades de acceso al medio para OFDM [Rohling, 1997]: por división de código [Hara, 1997], de tiempo [O'Neill, 1997] [Keller, 1999a] o de frecuencia [Alasti, 1998]. La combinación de estas técnicas con OFDM adaptativa da lugar a sistemas de acceso al medio con velocidad variable [Wong, C.Y, 1999a] con la ventaja de que la adaptación puede hacerse no sólo en función de la calidad del canal sino también de la cantidad de interferencias presentes en el sistema [Ramiro Moreno, 1999].

**Sobre otras técnicas de igualación.** La única técnica de compensación de la selectividad en frecuencia presentada en esta tesis ha sido OFDM. Una posibilidad alternativa sería emplear modulación monoportadora y emplear alguna técnica clásica de igualación, que no debe ser lineal debido a la posibilidad de que existan valores en frecuencia profundamente atenuados.

La igualación con decisión realimentada (DFE, *Decision Feedback Equalization*) ha sido presentada en la literatura para compensar la selectividad en frecuencia para canales móviles. Su inconveniente principal es que la existencia del filtro de realimentación hace que los errores que puedan producirse se propaguen en los siguientes símbolos detectados. Este comportamiento, que existe también para canales gaussianos, resulta difícil de analizar. En el caso de canales con desvanecimientos el problema empeora aún más ya que cuando hay un desvanecimiento profundo las tasas de error pueden aumentar considerablemente, y la propagación puede ser larguísima. El empleo de modulación adaptativa puede mejorar el comportamiento del DFE teniendo en cuenta que la transmisión se desactiva justo en esos puntos en los que el canal presentaría mayores tasas de error [Aguayo Torres, 1999].

Una posibilidad que elimina la propagación de errores es trasladar el filtro de realimentación hacia el transmisor. Esta técnica, la precodificación de Tomlinson-Harashima, presenta como inconveniente principal la necesidad de que el transmisor conozca de forma ajustada la respuesta del canal, por lo que generalmente sólo se aplica en el caso de canales simétricos (TDD, por ejemplo). El empleo de modulación adaptativa junto a la precodificación permitiría un sistema centralizado, en el que la mayor parte de la complejidad se trasladara a la base, con calidad de servicio preestablecida según el usuario en concreto [Paris, 2001a].

**Sobre la implementación.** Si hace unos años se pensaba que era imposible hacer un sistema de transmisión OFDM sobre procesadores digitales de la señal (DSP, *Digital Signal Processor*), la tecnología ha avanzado considerablemente en la última década, y ya resulta posible construir un receptor basado en DSP para televisión digital terrestre [Frescura, 1999] o para otros fines [Castle, 1998]. La posibilidad real de construir sistemas de modulación adaptativa ya ha sido probada [Hamaguchi, 1997] [Filip, 1994]. No parece, pues, descabellado pensar en la posibilidad de que el sistema AOFDM pueda construirse con la tecnología actual, aún a sabiendas de las dificultades con las que habría que enfrentarse.

**Sobre otros entornos.** Aunque el trabajo aquí desarrollado se ha dedicado al canal radio, estas mismas técnicas pueden aplicarse a otros entornos también selectivos en frecuencia y variables. Por ejemplo, la red eléctrica doméstica se puede usar como medio de transmisión pero las cargas conectadas cambian con el tiempo, las interferencias que introducen también y, además, la atenuación depende de la frecuencia. Esto hace atractiva



una técnica de transmisión como AOFDM, que de forma automática es capaz de adaptarse a las características del canal [Cañete Corripio, 2000].

**ANEXO.**  
**SIMULACIÓN DEL CANAL MÓVIL**

La simulación del comportamiento de un sistema de comunicaciones precisa el empleo de funciones cuyo comportamiento haga sufrir a la señal transmitida efectos lo más parecido posibles a los que soportaría en un canal real.

Dos han sido los modelos para el canal empleados en esta tesis. En primer lugar, se presentó en el capítulo 2 un modelo de canal plano, pero que sufría desvanecimientos temporales, y cuyo comportamiento era aleatorio pero con una correlación entre muestras cercanas en el tiempo. En el capítulo 3 se presentó un modelo para canal selectivo en frecuencia, en el que los distintos caminos por los que llega la señal al receptor son distinguibles.

Este anexo presenta la forma en que se ha simulado el canal móvil en aquellos apartados en los que ha sido necesario. En primer lugar, se describe el método de simulación para un canal plano, para posteriormente comentar su ampliación al caso de canal selectivo en frecuencia.

### Anexo.1. Simulación del canal plano con desvanecimientos

El modelo de canal plano con desvanecimientos se presentó en el apartado 2.2, y se repite aquí por comodidad (Figura A-1). Su espectro de potencia es el de la Figura A-2 si no existe visión directa, al que habría que añadir una delta en el origen en el caso de que sí existiera (canal de Rice) [Parsons, 1992].

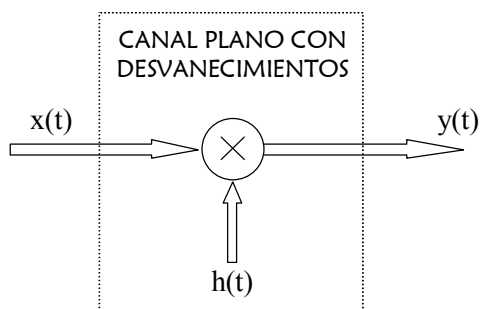


Figura A-1. Modelo del canal plano con desvanecimientos.

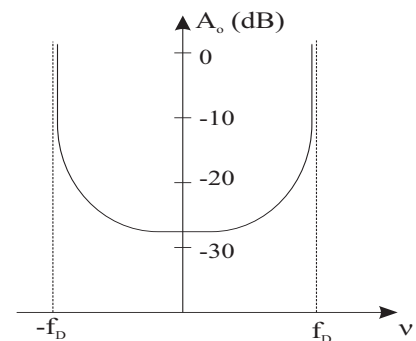


Figura A-2. Espectro de potencia para un canal de Rayleigh.

Como ya se describió en el apartado 2-2, el canal plano es un proceso estocástico con distribución normal pero coloreado. Puede, pues, obtenerse mediante el filtrado de ruido blanco a través de un filtro cuyo espectro fuese el de la Figura A-2.

La Figura A-3 ilustra el diagrama de bloques para la simulación del canal de Rayleigh [Ruiz, 1994]. En primer lugar se genera un proceso complejo blanco y con función de densidad de probabilidad gaussiana (WGN, *White Gaussian Noise*) con potencia  $\sigma^2$  en cada componente (es decir, la potencia del rayo generado es  $2\sigma^2$ ).

Los siguientes tres bloques simulan el espectro Doppler del rayo. El espectro de potencia considerado para un canal de Rayleigh está estrictamente limitado entre  $\pm f_D$ . Para la frecuencia de portadora empleada en esta tesis (5 GHz) la máxima frecuencia Doppler alcanzará, como mucho, el millar de Hertzios, incluso para trenes de alta velocidad. Por

otra parte, la señal transmitida suele estar muestreada a frecuencias más altas, y en esta tesis se ha considerado una frecuencia de muestro  $f_s = 2$  MHz. Es complicado diseñar un filtro con la forma del de la Figura A-2 muestreado a esa frecuencia, por lo que se ha considerado un canal muestreado a una frecuencia mucho menor que después se sobremuestra hasta alcanzar la frecuencia de muestreo de la señal  $x(t)$ .

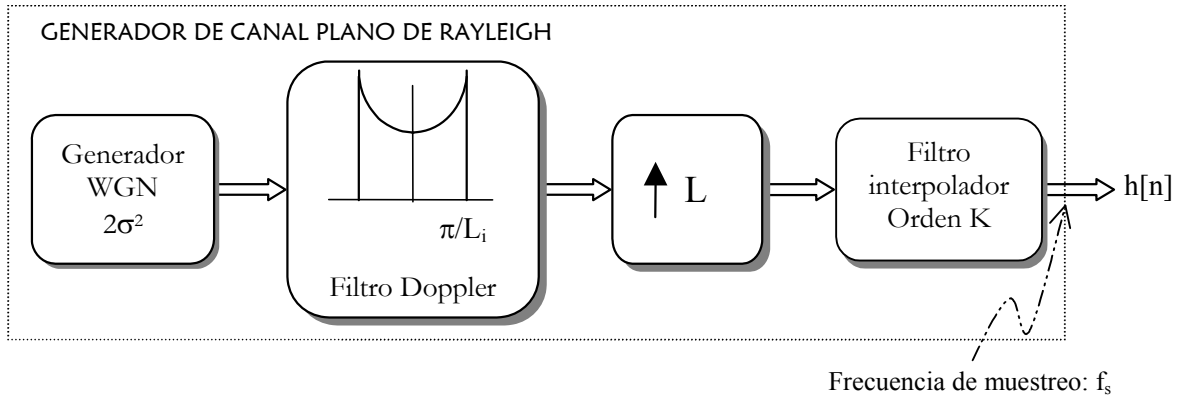


Figura A-3. Diagrama de bloques del simulador de canal Rayleigh.

Así, lo que se denota como filtro Doppler en la Figura A-3 es uno cuyo espectro es el deseado escalado en la frecuencia, y cuya frecuencia de corte es entonces  $\pi/L_i$ . Debe tenerse en cuenta durante su diseño que su comportamiento en frecuencia debe ser de fase lineal ya que de otra forma no se mantendría con distribución uniforme la fase del proceso WGN.

La salida del filtro Doppler se entrega a un bloque que aumenta la frecuencia de muestreo en un factor  $L$ , insertando  $L-1$  ceros entre muestras sucesivas. La máxima frecuencia Doppler se sitúa ahora en  $\pi/L_i L$ , que debe corresponder ya a la frecuencia Doppler deseada,  $f_D$ , muestreada a la frecuencia de muestreo de la señal,  $f_s$ . El sobremuestreo produce que el espectro original aparezca repetido en las frecuencias imágenes, como se muestra la Figura A-4.

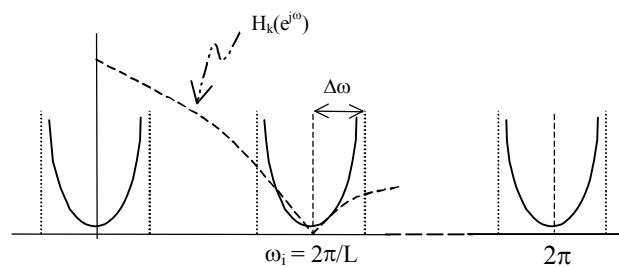


Figura A-4. Efecto de la inserción de  $L-1$  ceros. En línea discontinua, repuesta en frecuencia del filtro interpolador.

El filtro interpolador pretende eliminar las bandas imágenes que han aparecido por el aumento de frecuencia de muestreo. Un filtro interpolador perfecto sería un filtro paso bajo ideal con frecuencia de corte  $\pi/L$ , que impediría el paso de todas las frecuencias que no

fuesen la banda deseada. Sin embargo, este filtro no es realizable por lo que es necesario emplear otros filtros de complejidad finita.

El orden del filtro interpolador determina, por un lado, su complejidad y, por otro, la atenuación con la que la banda imagen pasa. Los interpoladores más simples son los de orden 0 y los de orden 1.

- a) Interpolador de orden cero. Este filtro interpolador, llamado también de retención, mantiene la muestra k-ésima durante los L-1 valores siguientes, es decir, sustituye los ceros por la muestra inmediatamente anterior. Su respuesta al impulso es un pulso, que equivale a una respuesta en frecuencia con forma de sinc:

$$H_0(e^{j\omega}) = \frac{1}{L} \frac{\text{sen}\left(\frac{\omega L}{2}\right)}{\text{sen}\left(\frac{\omega}{2}\right)}$$

- b) Interpolador de orden uno. Este caso corresponde a un interpolador lineal. Su respuesta al impulso es, pues, triangular y su respuesta en frecuencia:

$$H_1(e^{j\omega}) = \left[ \frac{1}{L} \cdot \frac{\text{sen}\left(\frac{\omega L}{2}\right)}{\text{sen}\left(\frac{\omega}{2}\right)} \right]^2$$

La frecuencia central de la banda imagen más cercana a la frecuencia 0,  $\omega_i$ , está situada en  $2\pi/L$ . La menor atenuación que introduce el interpolador lo hace justo al final de la banda (justo en la frecuencia imagen, ambos interpoladores tienen respuesta en frecuencia nula). Si se considera  $L \gg 1$  y el ancho de banda,  $\Delta\omega$ , mucho menor que esta frecuencia imagen, puede aproximarse la amplificación en la banda imagen para el interpolador de orden 0 como

$$\alpha_0 = \frac{1}{L} \frac{\text{sen}\left(\frac{(\omega_i + \Delta\omega) \cdot L}{2}\right)}{\text{sen}\left(\frac{(\omega_i + \Delta\omega)}{2}\right)} \approx \frac{1}{L} \frac{\frac{\Delta\omega \cdot L}{2}}{\frac{\omega_i + \Delta\omega}{2}} \approx \frac{1}{L} \frac{\frac{\Delta\omega \cdot L}{2}}{\frac{\omega_i}{2}} = \frac{1}{L} \frac{\frac{\Delta\omega \cdot L}{2}}{\frac{1}{2} \frac{2\pi}{L}} = \frac{\Delta\omega \cdot L}{2\pi}$$

donde en la primera aproximación se ha empleado que  $\text{sen}(x) \rightarrow x$  y  $\text{sen}(\pi+x) \rightarrow x$  cuando  $x \rightarrow 0$  y en la segunda que  $\omega_i \gg \Delta\omega$ .

En el interpolador lineal, la amplificación en la banda imagen puede aproximarse de la misma manera como

$$\alpha_1 \approx \left( \frac{1}{L} \cdot \frac{\frac{\Delta\omega \cdot L}{2}}{\frac{1}{2} \frac{2\pi}{L}} \right)^2 = \left( \frac{\Delta\omega \cdot L}{2\pi} \right)^2$$

El ancho de banda viene dado por  $\Delta\omega = \pi/L_i$ , por lo que, sustituyendo en las respectivas atenuaciones, se obtiene la amplificación de la banda de imagen para el interpolador de orden cero:

$$\alpha_0 = \frac{1}{2L_i} \quad \text{Ec. A- 1}$$

y para el interpolador de orden 1:

$$\alpha_1 = \left(\frac{1}{2L_i}\right)^2 \quad \text{Ec. A- 2}$$

El resultado es interesante. La atenuación en la banda de imagen es, en ambos casos, una función del valor inicial de sobremuestreo que se empleara,  $L_i$ . Esto implica que pueden obtenerse iguales atenuaciones en la banda imagen para el interpolador de retención y para el lineal si se emplean distintos valores de sobremuestreo inicial. Por ejemplo, para un valor de sobremuestreo inicial,  $L_i = 40$  pueden simularse frecuencias Doppler de hasta 25 kHz para un canal muestreado a 2 MHz. Para estos valores, con el interpolador lineal se logran atenuaciones en la banda imagen de unos 76 dB; para conseguir igual atenuación con el interpolador de orden 0 sería necesario un sobremuestreo inicial de  $L_i = 3200$ .

Finalmente, considerando que un factor de sobremuestreo menor permite emplear un filtro Doppler menos complejo, se optó por emplear interpolación lineal.

En el caso de que exista una línea de visión directa, el modelo de canal empleado es el de Rice. Este modelo está parametrizado por un valor  $K$ , que es la relación entre la potencia del rayo de visión directa y la componente multicamino. El diagrama de bloques del simulador para canal de Rice se presenta la Figura A- 5. Este modelo general se reduce al de Rayleigh haciendo  $K = 0$ .

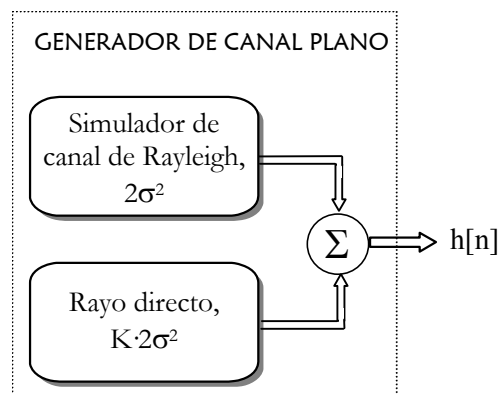


Figura A- 5. Diagrama de bloques del simulador de canal plano. En el caso de un canal de Rayleigh, el rayo directo es nulo.

**Anexo.2. Simulación del canal selectivo en frecuencia con desvanecimientos**

El modelo del canal selectivo en frecuencia con desvanecimientos se presenta en la Figura A- 6. En este caso, los ecos son distinguibles y la señal transmitida llega al receptor a través de L caminos diferentes, independientes entre sí (US, *Uncorrelated Scattering*), con un retardo entre 0 y  $\tau_{max}$ . El perfil de la potencia con la que la señal llega a través de cada camino que se ha empleado en esta tesis ha sido el Típico Urbano (TU) definido en el proyecto COST [ETSI, 1990].

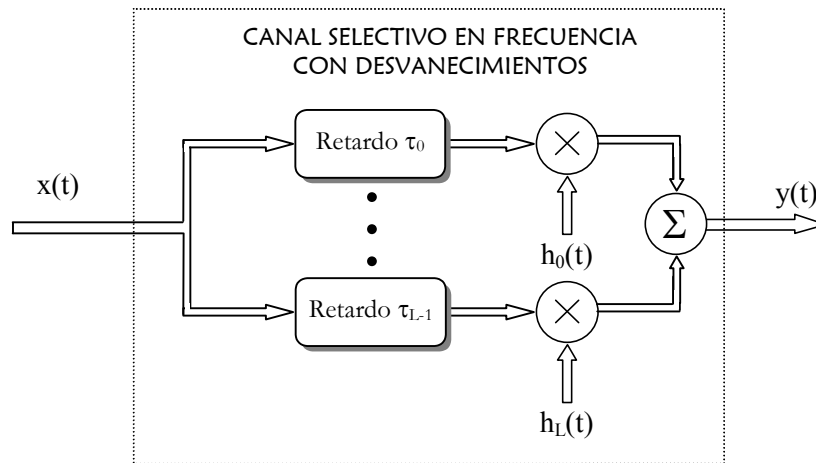


Figura A- 6. Equivalente paso bajo del modelo de canal selectivo en frecuencia con desvanecimientos.

El equivalente de tiempo discreto de la Figura A- 6 se presenta en la Figura A- 7: el canal puede verse como un filtro de coeficientes variables y respuesta al impulso finita (FIR, *Finite Impulse Response*) [Ruiz, 1996]. Cada uno de estos coeficientes corresponde a un rayo generado como se describe en la Figura A- 5, aunque suele considerarse únicamente en el primer rayo la posibilidad de que exista visión directa.

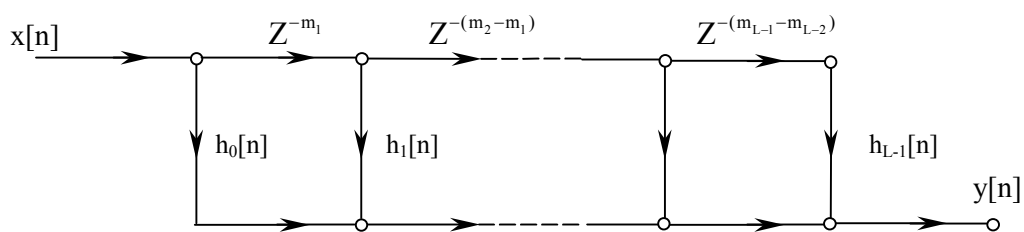


Figura A- 7. Realización como filtro FIR con coeficientes variables del simulador de canal selectivo en frecuencia. Cada coeficiente se obtiene de un generador de canal plano independiente.

En la Figura A- 7,  $m_i$  representa la muestra temporal discreta para el tiempo continuo  $\tau_i$ , lo que presupone que los rayos llegan a múltiplos del período de muestreo. En general esto no es así, por lo que es necesario hacer una discretización del perfil de potencia para la frecuencia de muestreo de la señal. Este nuevo perfil discreto se obtiene mediante suma incoherente de todos los rayos incluidos en el mismo período de muestreo en el perfil de

potencia original. El perfil de potencia típico urbano (Figura 3-3) discretizado para la frecuencia de muestreo  $f_s = 2$  MHz se presenta en la Figura A- 8.

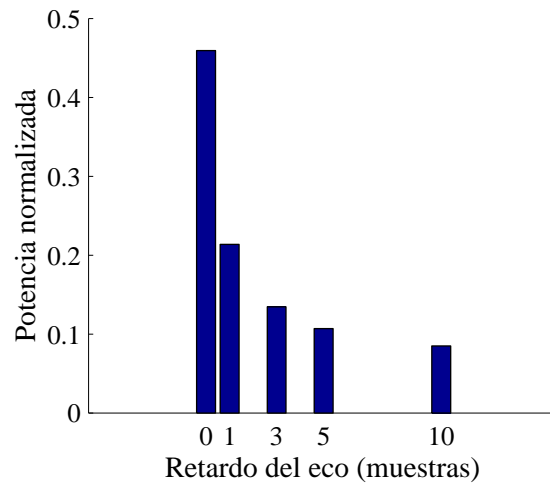


Figura A- 8. Canal Típico Urbano discretizado para la frecuencia de muestreo 2 MHz.



## **REFERENCIAS**

- [3GPP, 2000] "Technical specification group radio access network; spreading and modulation", 3GPP, 3rd Generation Partnership Project, 3G TS 25.213, marzo 2000
- [Abeta, 1997] "Adaptive coding rate and process gain control with channel activation for multi-media DS/CDMA systems", S. Abeta, S. Sampei, N. Morinaga, IEICE Transactions on Communications, vol. 80, n° 4, abril 1997, pags. 581 a 588
- [Aguayo Torres, 1996] "Codificación Óptima en Canales Paralelos Heterogéneos", M.C. Aguayo Torres, J.T. Entrambasaguas Muñoz, Actas Congreso Español URSI, septiembre 1996
- [Aguayo Torres, 1997] "Codificación multitono adaptativa para canales variantes", M.C. Aguayo Torres, F. Ruiz Vega, J.T. Entrambasaguas Muñoz, J.D. Baños Polglase, Actas Congreso Español URSI, septiembre 1997
- [Aguayo Torres, 1998] "Variable rate multitone system for multipath fading channels", M.C. Aguayo Torres, J.T. Entrambasaguas, F. Ruiz, Electronics Letters, vol. 34, n° 12, junio 1998, pags. 1203 a 1204
- [Aguayo Torres, 1999] "Variable rate DFE-QAM and OFDM systems for maximum capacity in multipath frequency selective fading channels", M.C. Aguayo Torres, J.T. Entrambasaguas, F. Ruiz, J. Baños, Proceedings of IEEE Vehicular Technology Conference, septiembre 1999
- [Aguayo Torres, 2001] "Efficiency upper bound for adaptive OFDM in multipath frequency selective fading channels", M.C. Aguayo Torres, J.T. Entrambasaguas, Proceedings of IEEE International Conference on Telecommunications, junio 2001
- [Ahn, 1993] "Frequency domain equalisation of OFDM signals over frequency nonselective Rayleigh fading channels", J. Ahn, H.S. Lee, Electronics Letters, vol. 29, n° 16, agosto 1993, pags. 1476 a 1477
- [Alasti, 1998] "A discrete multicarrier multiple access technique for wireless communications", H. Alasti, A. Chini, M.S. El-Tanany, S.A. Mahmoud, Proceedings of IEEE Vehicular Technology Conference, 1998, pags. 1533 a 1537
- [Alouini, 1997a] "Capacity of Nakagami multipath fading channels", M. Alouini, A. Goldsmith, Proceedings of IEEE Vehicular Technology Conference, vol. 1, 1997, pags. 358 a 362
- [Alouini, 1997b] "Area spectral efficiency of cellular mobile radio systems", M.S. Alouini, A. Goldsmith, Proceedings of IEEE Vehicular Technology Conference, vol. 2, 1997, pags. 652 a 656
- [Alouini, 1997c] "Adaptive M-QAM modulation over Nakagami fading channels", M.S. Alouini, A. Goldsmith, IEEE Global Telecommunications Conference, Communication Theory Mini Conference, 1997, pags. 218 a 223
- [Alouni, 1998] "An adaptive modulation scheme for simultaneous voice and data transmission over fading channels", M.S. Alouni, X. Tang, A. Goldsmith, Proceedings of IEEE Vehicular Technology Conference, 1998, pags. 939 a 943

- [Alouini, 2000] "Adaptive modulation over Nakagami fading channels", M.S. Alouini, A.J. Goldsmith, *Wireless Personal Communications*, vol. 13, 2000, pags. 119 a 143
- [ANSI, 1995] "Asymmetric Digital Subscriber Line (ADSL) Metallic Interface Specification", ANSI, American National Standards Institute, ANSI T1.413-1995, agosto 1995
- [Armstrong, 1998] "Polynomial cancellation of OFDM to reduce intercarrier interference due to Doppler spread", J. Armstrong, P. Grant, G. Povey, *IEEE Global Telecommunications Conference*, 1998, pags. 2271 a 2776
- [Arrinda, 1999] "Primeros resultados de medidas de campo efectuadas en una red experimental de televisión digital terrestre (COFDM-8K) en España", A. Arrinda, M.M<sup>a</sup> Vélez, J.L. Ordiales, P. Angueira, D. De la Vega, *Actas Congreso Español URSI*, septiembre 1999, pags. 330 a 331
- [Balachandran, 1999] "Channel quality estimation and rate adaption for cellular mobile radio", K. Balachandran, S. Kadaba, S. Nanda, *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 17, n<sup>o</sup> 7, julio 1999, pags. 1244 a 1256
- [Bello, 1965] "Selective fading limitations of the KATHRYN modem and some system design considerations", P.A. Bello, *IEEE Transactions on Communication Technology*, vol. 13, septiembre 1965, pags. 320 a 333
- [Bingham, 1990] "Multicarrier modulation for data transmission: An idea whose time has come", J.A.C. Bingham, *IEEE Communications Magazine*, vol. 28, n<sup>o</sup> 5, mayo 1990, pags. 5 a 14
- [Blogh, 1999] "Dynamic channel allocation using adaptive antennas and power control", J.S. Blogh, P.J. Cherriman, L. Hanzo, *ACTS Mobile Telecommunications Summit*, junio 1999, pags. 715 a 720
- [Burr, 1998] "Performance analysis of COFDM for broadband transmission on a fading multipath channel", A.G. Burr, *Wireless Personal Communications*, vol. 10, 1998, pags. 3 a 17
- [Cañete Corripio, 2000] "Estimación de la capacidad del canal de comunicaciones por la red eléctrica en entorno doméstico", F.J. Cañete Corripio, L. Díez, J.T. Entrambasaguas, M.C. Aguayo Torres, *Actas Congreso Español URSI*, septiembre 2000
- [Castle, 1998] "A 20 Mbits/s OFDM demonstrator at 5 GHz: System design, implementation and experimental results", R. Castle, A. Jones, *Proceedings of IEEE Vehicular Technology Conference*, 1998, pags. 1295 a 1299
- [Cavers, 1972] "Variable-rate transmission for Rayleigh fading channels", J.K. Cavers, *IEEE Transactions on Communications*, vol. 20, n<sup>o</sup> 1, febrero 1972, pags. 15 a 22
- [Cheng, 1997] "Adaptive coding and modulation for spread-spectrum signals", V.W.K. Cheng, W.E. Stark, *Proceedings of IEEE Vehicular Technology Conference*, 1997, pags. 1987 a 1991

- [Cheon, 1999] "Adaptive multicarrier system with reduced feedback information in wideband radio channels", H. Cheon, B. Park, D. Hong, Proceedings of IEEE Vehicular Technology Conference, septiembre 1999, pags. 2880 a 2884
- [Cherriman, 2000] "Burst-by-burst adaptive turbo-coded OFDM-based video telephony", P.J. Cherriman, T. Keller, L. Hanzo, Proceedings of IEEE International Conference on Telecommunications, 2000, pags. 537 a 541
- [Chow, 1991] "A discrete multitone transceiver system for HDSL applications", J.S. Chow, J.C. Tu, J.M. Cioffi, IEEE Journal on Selected Areas in Communications, vol. 9, nº 6, agosto 1991, pags. 895 a 908
- [Chow, 1995] "A practical multitone transceiver loading algorithm for data transmission over spectrally shaped channels", P.S. Chow, J.M. Cioffi, J.A.C. Bingham, IEEE Transactions on Communications, vol. 43, nº 2, febrero 1995, pags. 773 a 775
- [Cimini, 1985] "Analysis and simulation of a digital mobile channel using Orthogonal Frequency Division Multiplexing", L.J. Cimini, IEEE Transactions on Communications, vol. 33, nº 7, julio 1985, pags. 665 a 675
- [Czylwik, 1996] "Adaptive OFDM for wideband radio channels", A. Czylwik, IEEE Global Telecommunications Conference, 1996, pags. 713 a 717
- [Czylwik, 1997a] "Comparison between adaptive OFDM and single carrier modulation with frequency domain equalization", A. Czylwik, Proceedings of IEEE Vehicular Technology Conference, vol. 2, 1997, pags. 865 a 869
- [Czylwik, 1997b] "Degradation of multicarrier and single carrier transmission with frequency domain equalization due to pilot-aided channel estimation and frequency synchronization", A. Czylwik, IEEE Global Telecommunications Conference, 1997, pags. 27 a 31
- [Dahlman, 1998a] "UMTS/IMT-2000 based on wideband CDMA", E. Dahlman, B. Gudmundson, M. Nilsson, J. Sköld, IEEE Communications Magazine, septiembre 1998, pags. 70 a 80
- [Dahlman, 1998b] "WCDMA- The radio interface for future mobile multimedia communications", E. Dahlman, P. Beming, J. Knutsson, F. Ovesjö, M. Persson, C. Roobol, IEEE Transactions on Vehicular Technology, vol. 47, nº 4, noviembre 1998, pags. 1105 a 1118
- [Daigle, 1998] "Evaluation of transmission alternatives for the return cable band", S. Daigle, D. Falconer, Proceedings of IEEE International Conference on Communications, vol. 2, 1998, pags. 916 a 920
- [Díaz Varela, 2000] "Uno de cada dos españoles tiene ya un teléfono móvil", M. Díaz Varela, La Vanguardia, abril 2000
- [Engels, 1997] "Radio access to an ATM network with a TDD/TDMA-OFDM system", V. Engels, H. Rohling, Proceedings of IEEE Vehicular Technology Conference, 1997, pags. 1654 a 1658
- [ETSI, 1990] "GSM Rec. 05.05, annex 4: Propagation conditions", ETSI, European Telecommunications Standards Institute, septiembre 1990, pags. 18 a 21

- [ETSI, 1997a] "Radio broadcasting systems; Digital Audio Broadcasting (DAB) to mobile, portable and fixed receivers", ETSI, European Telecommunications Standards Institute, ETS 300 401, mayo 1997
- [ETSI, 1997b] "Digital Video Broadcasting (DVB); Framing structure, channel coding and modulation for digital terrestrial television (DVB-T)", ETSI, European Telecommunications Standards Institute, ETS 300 744, agosto 1997
- [ETSI, 2000] "Broadband Radio Access Networks (BRAN); HIPERLAN Type 2; Physical (PHY) layer", ETSI, European Telecommunications Standards Institute, ETSI TS 101 475, abril 2000
- [Eyceoz, 1998] "Deterministic channel modeling and long range prediction of fast fading mobile radio channel", T. Eyceoz, A. Duel-Hallen, H. Hallen, IEEE Communications Letters, vol. 2, n° 9, septiembre 1998, pags. 254 a 256
- [Feher, 1995] "Wireless digital communications. Modulation and spread spectrum applications", K. Feher, Prentice Hall, New Jersey, 1995
- [Filip, 1990] "Optimum utilization of the channel capacity of a satellite link in the presence of amplitude scintillations and rain attenuation", M. Filip, E.Vilar, IEEE Transactions on Communications, vol. 38, noviembre 1990, pags. 1958 a 1965
- [Filip, 1994] "Implementation of adaptive modulation as a fade countermeasure", M. Filip, E. Vilar, International Journal of Satellite Communications, vol. 12, n° 2, 1994, pags. 181 a 191
- [Fischer, 1996] "A new loading algorithm for discrete multitone transmission", R.F.H. Fischer, J.B. Huber, IEEE Global Telecommunications Conference, 1996, pags. 724 a 728
- [Forney, 1991] "Combined equalization and coding using precoding", G.D. Forney, M.V. Eyuboğlu, IEEE Communications Magazine, diciembre 1991
- [Frescura, 1999] "DSP based OFDM demodulator and equalizer for professional DVB-T receivers", F. Frescura, S. Pielmeier, G. Reali, G. Baruffa, S. Cacopardi, IEEE Transactions on Broadcasting, vol. 45, n° 3, septiembre 1999, pags. 323 a 332
- [Fry, 1998] "Data capacity of TDMA/FDMA systems with adaptive modulation", T.A. Fry, C.C. Lee, M. Honig, Proceedings of IEEE Vehicular Technology Conference, 1998, pags. 929 a 933
- [Goeckel, 1998] "Adaptive coding for fading channels using outdated channel estimates", D.L. Goeckel, Proceedings of IEEE Vehicular Technology Conference, 1998, pags. 1925 a 1929
- [Goldfeld, 2000] "Capacity of the multicarrier channel with frequency-selective Nakagami fading", L. Goldfeld, V. Lyandres, IEICE Transactions on Communications, vol. 83, n° 3, marzo 2000, pags. 697 a 702
- [Goldsmith, 1997a] "Variable-rate variable-power MQAM for fading channels", A.J. Goldsmith, S.G. Chua, IEEE Transactions on Communications, vol. 45, n° 10, octubre 1997, pags. 1218 a 1230

- [Goldsmith, 1997b] "Capacity of fading channels with channel side information", A.J. Goldsmith, P.P. Varaiya, IEEE Transactions on Information Theory, vol. 43, n° 6, noviembre 1997, pags. 1986 a 1992
- [Goldsmith, 1998] "Adaptive coded modulation for fading channels", A.J. Goldsmith, S.G. Chua, IEEE Transactions on Communications, vol. 46, n° 5, mayo 1998, pags. 595 a 602
- [Günther, 1996] "Comment on "Estimate of channel capacity in Rayleigh fading environment"", C.G. Günther, IEEE Transactions on Vehicular Technology, vol. 45, n° 2, mayo 1996, pags. 401 a 403
- [Hamaguchi, 1997] "Implementation and performance of QAM-level-controlled adaptive modulation for land mobile communications", K. Hamaguchi, Y. Kamio, E. Moriyama, Electronics Letters, vol. 33, n° 18, agosto 1997, pags. 1529 a 1531
- [Hanzo, 2000] "Single- and multi-carrier quadrature amplitude modulation", L. Hanzo, W. Webb, T. Keller, Wiley & Sons, Chichester, 2000
- [Hara, 1996] "Transmission performance analysis of multicarrier modulation in frequency selective fast Rayleigh fading channel", S. Hara, M. Mouri, M. Okada, N. Morinaga, Wireless Personal Communications, vol. 2, n° 4, 1996, pags. 335 a 336
- [Hara, 1997] "Overview of multicarrier CDMA", S. Hara, R. Prasad, IEEE Communications Magazine, diciembre 1997, pags. 126 a 133
- [Harvatin, 1997] "Orthogonal frequency division multiplexing performance in delay and Doppler spread channels", D.T. Harvatin, R.E. Ziemer, Proceedings of IEEE Vehicular Technology Conference, 1997, pags. 1644 a 1648
- [Hayes, 1968] "Adaptive feedback communications", J.F. Hayes, IEEE transactions on Communication Technology, vol. 16, febrero 1968, pags. 29 a 34
- [Haykin, 1996] "Adaptive filter theory", S. Haykin, Prentice Hall, New Jersey, 1996
- [Holte, 1999] "Gbit/s transmission rates in pair cables by inverse multiplexing of multiple VDSL systems", N. Holte, Bayona Workshop, septiembre 1999, pags. 32 a 36
- [Huang, 2000] "On optimum number of OFDM subcarriers in fast Rayleigh fading channels", L.C. Huang, T.T. Tjhung, J. Lu, Proceedings of IEEE International Conference on Telecommunications, mayo 2000, pags. 1107 a 1111
- [Hughes-Hartogs, 1987] "Ensemble modem structure for imperfect transmission media", D. Hughes-Hartogs, U.S. Patent no. 4 679 227, julio 1987
- [Ikeda, 1996] "TDMA based adaptive modulation with dynamic channel assignment (AMDCA) for large capacity voice transmission in microcellular systems", T. Ikeda, S. Sampei, N. Morinaga, Electronics Letters, vol. 32, n° 13, junio 1996, pags. 1175 a 1176
- [Ikeda, 1997] "TDMA-based adaptive modulation with dynamic channel assignment (AMDCA) for high capacity multi-media microcellular systems", T. Ikeda, S. Sampei, N. Morinaga, Proceedings of IEEE Vehicular Technology Conference, 1997, pags. 1479 a 1483

- [Jacobsmeier, 1996] "Adaptive Data Rate Modem", J.M. Jacobsmeier, U.S. Patent no. 5 541 955, julio 1996
- [Jeon, 1999] "An equalization technique for orthogonal frequency-division multiplexing systems in time-variant multipath channels", W.G. Jeon, K.H. Chang, Y.S. Cho, IEEE Transactions on Communications, vol. 47, n° 1, enero 1999, pags. 27 a 32
- [Jeruchim, 2000] "Simulation of communication systems. Modelling, methodology and techniques", M.C. Jeruchim, P. Balaban, K.S. Shanmugan, Kluwer Academic Publishers, Nueva York, 2000
- [Kalet, 1989] "The multitone channel", I. Kalet, IEEE Transactions on Communications, vol. 37, febrero 1989, pags. 119 a 124
- [Kawagishi, 1998] "A novel reservation TDMA based multiple access scheme using adaptive modulation for multimedia wireless communication system", M. Kawagishi, S. Sampei, N. Morinaga, Proceedings of IEEE Vehicular Technology Conference, 1998, pags. 112 a 116
- [Keller, 1999a] "Blind-detection assisted sub-band adaptive turbo-coded OFDM schemes", T. Keller, L. Hanzo, Proceedings of IEEE Vehicular Technology Conference, mayo 1999
- [Keller, 1999b] "Sub-band adaptive pre-equalised OFDM transmission", T. Keller, L. Hanzo, Proceedings of IEEE Vehicular Technology Conference, septiembre 1999, pags. 334 a 338
- [Keller, 2000] "Adaptive multicarrier modulation: A convenient framework for time-frequency processing in wireless communications", T. Keller, L. Hanzo, Proceedings of IEEE, vol. 88, n° 5, mayo 2000, pags. 611 a 640
- [Kim, 1997] "Performance of multiresolution OFDM on frequency-selective fading channels", D. Kim, G.L. Stüber, IEEE Global Telecommunications Conference, 1997, pags. 16 a 20
- [Kim, 1998] "Low complexity bit mapping algorithm for multi-carrier communication systems with fading channels", J. Kim, J.T. Chen, J.M. Cioffi, IEEE International Conference on Universal Personal Communications, 1998, pags. 927 a 931
- [Kim, S.W., 1999] "Adaptive rate and power DS/CDMA communications in fading channels", S.W. Kim, IEEE Communications Letters, vol. 30, n° 4, abril 1999, pags. 85 a 87
- [Kim, Y.H., 1999] "Performance analysis of a coded OFDM system in time-varying multipath Rayleigh fading channels", Y.H. Kim, I. Song, H.G. Kim, T. Chang, H.M. Kim, IEEE Transactions on Vehicular Technology, vol. 48, n° 5, septiembre 1999, pags. 1610 a 1615
- [Kourtis, 1999] "Optimum bit allocation algorithm for DMT-based systems under minimum transmitted power constraint", S. Kourtis, Electronics Letters, vol. 35, n° 25, diciembre 1999, pags. 2181 a 2182
- [Krongold, 1998] "Computationally efficient optimal power allocation algorithm for multicarrier communication systems", B.S. Krongold, K. Ramchandran, D.L. Jones, Proceedings of IEEE Vehicular Technology Conference, 1998

- [Kuan, 1999] "Burst-by-burst adaptive joint detection CDMA", E.L. Kuan, C.H. Wong, L. Hanzo, Proceedings of IEEE Vehicular Technology Conference, mayo 1999, pags. 1628 a 1632
- [Lai, 1999] "Adaptive trellis coded MQAM and power optimization for OFDM transmission", S.K. Lai, R.S. Cheng, K.B. Letaief, R.D. Murch, Proceedings of IEEE Vehicular Technology Conference, mayo 1999
- [Lau, 1998] "Variable rate adaptive trellis coded QAM for high bandwidth efficiency applications in Rayleigh fading channels", V.K.N. Lau, M.D. Macleod, Proceedings of IEEE Vehicular Technology Conference, 1998, pags. 348 a 352
- [Lau, 1999] "Variable rate adaptive modulation for DS-CDMA", V.K.N. Lau, S.V. Maric, IEEE Transactions on Communications, vol. 47, n° 4, abril 1999, pags. 577 a 589
- [Lazarakis, 1994] "Average channel capacity in a mobile radio environment with Rician statistics", F. Lazarakis, G.S. Tombras, K. Dangakis, IEICE Transactions on Communications, vol. 77, n° 7, julio 1994, pags. 971 a 977
- [Lee, 1990] "Estimate of channel capacity in Rayleigh fading environment", W.C.Y. Lee, IEEE Transactions on Vehicular Technology, vol. 39, n° 3, agosto 1990, pags. 187 a 189
- [Lee, 1992] "Theoretical analysis of the capacity controlled digital mobile system in presence of interference and thermal noise", H.J. Lee, S. Komaki, N. Morinaga, IEICE Transactions on Communications, vol. 75, n° 6, junio 1992, pags. 487 a 493
- [Lee, 1995] "Digital communications", E.A. Lee, D. Messerschmitt, Kluwer Academic Publishers, Boston, 1995
- [Lee, 1998] "Fast adaptive equalization/diversity combining for time-varying dispersive channels", H. Lee, G. Pottie, IEEE Transactions on Communications, vol. 46, n° 9, septiembre 1998, pags. 1146 a 1162
- [Leke, 1997] "A maximum rate loading algorithm for discrete multitone modulation systems", A. Leke, J.M. Cioffi, IEEE Global Telecommunications Conference, vol. 3, noviembre 1997, pags. 1514 a 1518
- [Li, 1999] "Effects of time selective multipath fading on OFDM systems for broadband mobile applications", J. Li, M. Kavehrad, IEEE Communications Letters, vol. 3, n° 12, diciembre 1999, pags. 332 a 334
- [Lim, 1998] "Adaptive modulation using multipath fading compensation", C.H. Lim, J.K. Jeong, Electronics Letters, vol. 34, n° 10, mayo 1998, pags. 940 a 942
- [Linnartz, 2000] "New equalization approach for OFDM over dispersive and rapidly time varying channel", J.P. Linnartz, A. Gorokhov, Proceedings of IEEE International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications, vol. 2, 2000, pags. 1375 a 1379
- [Malm, 1999] "Optimum data rate in cellular systems", P. Malm, O. Edfors, T. Maseng, Proceedings of IEEE Vehicular Technology Conference, mayo 1999



- [Malmgren, 1996] "Impact of carrier frequency offset, Doppler spread and time synchronisation errors in OFDM based single frequency networks", G. Malmgren, IEEE Global Telecommunications Conference, 1996, pags. 729 a 733
- [Martos Naya, 2001] "Optimized interpolator filters for timing error correction in DMT system for xDSL applications", E. Martos Naya, J. López Fernández, L. Díez, M.C. Aguayo, J.T. Entrambasaguas, enviado a IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 2001
- [Matsuoka, 1996] "Adaptive modulation system with punctured convolutional code for high quality personal communication systems", H. Matsuoka, S. Sampei, N. Morinaga, Y. Kamio, IEICE Transactions on Communications, vol. 79, nº 3, marzo 1996, pags. 328 a 334
- [Monk, 1995] "Open-loop power control error in a land mobile satellite system", A.M. Monk, L.B. Milstein, IEEE Journal on Selected Areas in Communications, vol. 13, nº 2, febrero 1995, pags. 205 a 212
- [Morinaga, 1997] "New concepts and technologies for achieving highly reliable and high capacity multimedia wireless communications systems", N. Morinaga, M. Nakagawa, R. Kohno, IEEE Communications Magazine, enero 1997, pags. 34 a 40
- [Muneta, 1999] "A new frequency-domain link adaptation scheme for broadband OFDM systems", S. Muneta, Y. Matsumoto, N. Mochizuki, M. Umehira, Proceedings of IEEE Vehicular Technology Conference, septiembre 1999, pags. 253 a 257
- [Nanda, 2000] "Adaptation techniques in wireless packet data services", S. Nanda, K. Balachandran, S. Kumar, IEEE Communications Magazine, vol. 38, enero 2000, pags. 54 a 64
- [Nee, 2000] "OFDM for wireless multimedia communications", R. Nee, R. Prasad, Artech House Publishers, Boston, 2000
- [O'Neill, 1997] "Multicarrier TDD systems using channel state feedback information", R. O'Neill, L. Lopes, Proceedings of IEEE Vehicular Technology Conference, 1997, pags. 1822 a 1826
- [Ojanperä, 1998] "An overview of air interface multiple access for IMT-2000/UMTS", T. Ojanperä, R. Prasad, IEEE Communications Magazine, septiembre 1998, pags. 82 a 95
- [Otsuki, 1995] "Square-QAM adaptive modulation/TDMA/TDD systems using modulation level estimation with Walsh function", S. Otsuki, S. Sampei, N. Morinaga, Electronics Letters, vol. 31, nº 3, febrero 1995, pags. 169 a 171
- [Paris, 2001a] "Improving the adaptive rate QAM-DFE systems performance by using Tomlinson-Harashima precoding", J.F. Paris, M.C. Aguayo Torres, J.T. Entrambasaguas, Proceedings of IEEE Vehicular Technology Conference, 2001
- [Paris, 2001b] "Optimum discrete-power adaptive QAM scheme for Rayleigh fading channels", J.F. Paris, M.C. Aguayo Torres, J.T. Entrambasaguas, aceptado para publicación en IEEE Communications Letters, 2001

- [Parsons, 1992] "The mobile propagation channel", D. Parsons, Pentech Press Publishers, London, 1992
- [Pätzold, 1999] "Level-crossing rate and average duration of fades of deterministic simulation models for Rice fading channels", M. Pätzold, F. Laue, IEEE Transactions on Vehicular Technology, vol. 48, n° 4, julio 1999, pags. 1121 a 1129
- [Piazzo, 1999] "Fast algorithm for power and bit allocation in OFDM systems", L. Piazzo, Electronics Letters, vol. 35, n° 25, diciembre 1999, pags. 2173 a 2174
- [Pollet, 1995] "BER sensitivity of OFDM systems to carrier frequency offset and Wiener phase noise", T. Pollet, M.V. Bladel, M. Moeneclaey, IEEE Transactions on Communications, vol. 43, n° 2, febrero 1995, pags. 191 a 193
- [Pradhan, 1998] "Optimized embedded multicarrier modulation for efficient delivery of layered video data", S.S. Pradhan, K. Ramchandran, Proceedings of IEEE Vehicular Technology Conference, 1998
- [Proakis, 1995] "Digital communications", J.G. Proakis, McGraw-Hill International Editions, Singapore, 1995
- [Qiu, 1999] "On the performance of adaptive modulation in cellular systems", X. Qiu, K. Chawla, IEEE Transactions on Communications, vol. 47, n° 6, junio 1999, pags. 884 a 895
- [Ramiro Moreno, 1999] "Variable rate OFDM with code division multiple access", J. Ramiro Moreno, M.C. Aguayo Torres, J.T. Entrambasaguas, Bayona Workshop, septiembre 1999
- [Remvik, 1998] "Fading and carrier frequency offset robustness for different pulse shaping filters in OFDM", P.K. Remvik, N. Holte, A. Vahlin, Proceedings of IEEE Vehicular Technology Conference, 1998, pags. 777 a 781
- [Rinne, 1995] "An improved equalizing scheme for orthogonal frequency division multiplexing systems for time-variant channels", J. Rinne, M. Renfors, IEEE Global Telecommunications Conference, 1995, pags. 879 a 883
- [Robertson, 1999] "The effects of Doppler spreads in OFDM(A) mobile radio systems", P. Robertson, S. Kaiser, Proceedings of IEEE Vehicular Technology Conference, septiembre 1999, pags. 329 a 333
- [Rodríguez Casal, 1999] "A novel concept for fourth generation mobile multimedia communication", C. Rodríguez Casal, F. Schoute, R. Prasad, Proceedings of IEEE Vehicular Technology Conference, vol. 1, septiembre 1999, pags. 381 a 385
- [Rohling, 1996] "Performance of an OFDM-TDMA mobile communication system", H. Rohling, R. Grünheid, Proceedings of IEEE Vehicular Technology Conference, 1996, pags. 1589 a 1593
- [Rohling, 1997] "Performance comparison of different multiple access schemes for the downlink of an OFDM communication system", H. Rohling, R. Grünheid, Proceedings of IEEE Vehicular Technology Conference, 1997, pags. 1365 a 1369

- [Rohling, 1998] "Adaptive coding and modulation in an OFDM-TDMA communication system", H. Rohling, R. Grünheid, Proceedings of IEEE Vehicular Technology Conference, 1998, pags. 773 a 776
- [Ruiz, 1994] "Implementación de un simulador software de desvanecimiento multicamino para comunicaciones móviles", F. Ruiz, J. Baños, Actas Congreso Español URSI, septiembre 1994, pags. 788 a 792
- [Ruiz, 1996] "Diseño e implementación de un simulador de canal para comunicaciones móviles basado en DSP", F. Ruiz, J. Baños, Actas Congreso Español URSI, vol. 2, septiembre 1996, pags. 293 a 296
- [Russell, 1995a] "Terrestrial digital video broadcasting for mobile reception using OFDM", M. Russell, G.L. Stüber, Wireless Personal Communications, vol. 2, nº 1, 1995, pags. 45 a 66
- [Russell, 1995b] "Interchannel interference analysis of OFDM in a mobile environment", M. Russell, G.L. Stüber, Proceedings of IEEE Vehicular Technology Conference, julio 1995, pags. 820 a 824
- [Saltzberg, 1967] "Performance of an efficient parallel data transmission system", B. R. Saltzberg, IEEE Transactions on Communication Technology, vol. 15, nº 6, diciembre 1967, pags. 805 a 811
- [Saltzberg, 1998] "Comparison of single-carrier and multitone digital modulation for ADSL applications", B.R. Saltzberg, IEEE Communications Magazine, noviembre 1998, pags. 114 a 121
- [Sampei, 1993] "Rayleigh fading compensation for QAM in land mobile radio communications", S. Sampei, T. Sunaga, IEEE Transactions on Vehicular Technology, vol. 42, nº 2, mayo 1993, pags. 137 a 147
- [Sampei, 1994] "Adaptive modulation/TDMA scheme for large capacity personal multi-media communication systems", S. Sampei, S. Komaki, N. Morinaga, IEICE Transactions on Communications, vol. 77, nº 9, septiembre 1994, pags. 1096 a 1103
- [Sampei, 1997] "Applications of digital wireless technologies to global wireless communications", S. Sampei, Prentice Hall, Indianapolis, 1997
- [Sampei, 1998] "Experimental results of a multi-mode adaptive modulation/TDMA/TDD system for high quality and high bit rate wireless multimedia communication systems", S. Sampei, N. Morinaga, K. Hamaguchi, Proceedings of IEEE Vehicular Technology Conference, 1998, pags. 934 a 938
- [Sanada, 1995] "A transmission power control technique on a TDD-CDMA/TDMA system for wireless multimedia networks", Y. Sanada, K. Seki, Q Wang, S Kato, M. Nakagawa, V.K. Bhargava, IEICE Transactions on Communications, vol. 78, nº 8, agosto 1995, pags. 1095 a 1103
- [Sandell, 1996] "A comparative study of pilot-based channel estimators for wireless OFDM", M. Sandell, O. Edfors, Research Report TULEA 1996, Luleå University of Technology, septiembre 1996
- [Sari, 1995] "Transmission techniques for digital terrestrial TV broadcasting", H. Sari, G. Karam, I. Jeanclaude, IEEE Communications Magazine, febrero 1995, pags. 100 a 109

- [Shafi, 1997] "Wireless communications in the twenty-first century: A perspective", M. Shafi, A. Hashimoto, M. Umehira, S. Ogose, T. Murase, Proceedings of IEEE, vol. 85, n° 10, octubre 1997, pags. 1622 a 1638
- [Speth, 1999] "Optimum receiver design for wireless broad-band systems using OFDM- Part I", M. Speth, S.A. Fechtel, G. Fock, H. Meyr, IEEE Transactions on Communications, vol. 47, n° 11, noviembre 1999, pags. 1668 a 1677
- [Steendam, 1999] "Analysis and optimization of the performance of OFDM on frequency-selective time-selective fading channels", H. Steendam, M. Moeneclaey, IEEE Transactions on Communications, vol. 47, n° 12, diciembre 1999, pags. 1811 a 1819
- [Su, 1999] "Power allocation and control for multicarrier systems with soft decoding", H.J. Su, E. Geraniotis, IEEE Journal on Selected Areas in Communications, vol. 17, n° 10, octubre 1999, pags. 1759 a 1769
- [Tomba, 1998] "On the effect of Wiener phase noise in OFDM systems", L. Tomba, IEEE Transactions on Communications, vol. 46, n° 5, mayo 1998, pags. 580 a 583
- [Torrance, 1996a] "Upper bound performance of adaptive modulation in a slow Rayleigh fading channel", J.M. Torrance, L. Hanzo, Electronics Letters, vol. 32, n° 8, abril 1996, pags. 718 a 719
- [Torrance, 1996b] "Optimisation of switching levels for adaptive modulation in slow Rayleigh fading", J.M. Torrance, L. Hanzo, Electronics Letters, vol. 32, n° 13, junio 1996, pags. 1967 a 1969
- [Torrance, 1996c] "Performance upper bound of adaptive QAM in slow Rayleigh fading environments", J.M. Torrance, L. Hanzo, IEEE ICCS/ISPACS, 1996, pags. 1653 a 1657
- [Torrance, 1996d] "Demodulation level selection in adaptive modulation", J.M. Torrance, L. Hanzo, Electronics Letters, vol. 32, n° 19, septiembre 1996, pags. 1751 a 1752
- [Torrance, 1996e] "Adaptive modulation in a slow Rayleigh fading channel", J.M. Torrance, L. Hanzo, Proceedings of IEEE International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications, octubre 1996, pags. 1049 a 1053
- [Torrance, 1999] "Interference aspects of adaptive modems over slow Rayleigh fading channels", J.M. Torrance, L. Hanzo, T. Keller, IEEE Transactions on Vehicular Technology, vol. 48, n° 5, septiembre 1999, pags. 1527 a 1545
- [Ue, 1995] "Symbol rate controlled adaptive modulation/TDMA/TDD for wireless personal communication systems", T. Ue, S. Sampei, N. Morinaga, IEICE Transactions on Communications, vol. 78, n° 8, agosto 1995, pags. 1117 a 1124
- [Ue, 1996] "Symbol rate and modulation level controlled adaptive modulation system with TDMA/TDD for high bit rate transmission in high delay spread environment", T. Ue, S. Sampei, N. Morinaga, Electronics Letters, vol. 32, n° 4, febrero 1996, pags. 304 a 305

- [UIT, 1994] "Modem que funciona a velocidades de señalización de datos de hasta 28800bps para uso en la red telefónica general conmutada y en circuitos arrendados punto a punto a 2 hilos de tipo telefónico", UIT, Unión Internacional de Telecomunicación, Recomendación V.34, septiembre 1994
- [Vahlin, 1995] "OFDM for broadcasting in presence of analogue co-channel interference", A. Vahlin, N. Holte, IEEE Transactions on Broadcasting, vol. 41, nº 3, septiembre 1995, pags. 89 a 93
- [Vucetic, 1995] "An adaptive coding scheme for time-varying channels", B. Vucetic, IEEE Transactions on Communications, vol. 39, nº 5, mayo 1995, pags. 653 a 663
- [Wan, 1999] "Adaptive bit loading scheme using COFDM at low elevation over LEO satellite communication channel", L. Wan, I.G. Golsing, V.K. Dubey, Electronics Letters, vol. 35, nº 17, agosto 1999, pags. 1416 a 1418
- [Webb, 1992] "QAM: The modulation scheme for future mobile radio communications?", W.T. Webb, Electronics & Communication Engineering Journal, agosto 1992, pags. 167 a 176
- [Webb, 1995] "Variable rate QAM for mobile radio", W.T. Webb, R. Steele, IEEE Transactions on Communications, vol. 43, nº 7, julio 1995, pags. 2223 a 2230
- [Weinstein, 1971] "Data transmission by frequency division multiplexing using the discrete Fourier transform", S.B. Weinstein, P.M. Ebert, IEEE transactions on Communication Technology, vol. 19, nº 5, octubre 1971, pags. 628 a 634
- [Wong, C.H., 1999] "Upper-bound performance of a wideband burst-by-burst adaptive modem", C.H. Wong, L. Hanzo, Proceedings of IEEE Vehicular Technology Conference, mayo 1999, pags. 1851 a 1855
- [Wong, C.Y., 1999a] "Multiuser subcarrier allocation for OFDM transmission using adaptive modulation", C.Y. Wong, R.S. Cheng, K.B. Letaief, R.D. Murch, Proceedings of IEEE Vehicular Technology Conference, mayo 1999
- [Wong, C.Y., 1999b] "Multiuser OFDM with adaptive subcarrier, bit and power allocation", C.Y. Wong, R.S. Cheng, K.B. Letaief, R.D. Murch, IEEE Journal on Selected Areas in Communications, vol. 17, nº 10, octubre 1999, pags. 1747 a 1758
- [Zhao, 1997] "A novel channel estimation method for OFDM mobile communication systems based on pilot signals and transform-domain processing", Y. Zhao, A. Huang, Proceedings of IEEE Vehicular Technology Conference, 1997, pags. 2089 a 2093
- [Zhao, 1998] "Intercarrier interference compression in OFDM communication systems by using correlative coding", Y. Zhao, J.D. Leclercq, S.G. Häggman, IEEE Communications Letters, vol. 2, nº 8, agosto 1998, pags. 214 a 216
- [Zheng, 1999] "Robust image and video transmission over spectrally shaped channels using multicarrier modulation", H. Zheng, K.J.R. Liu, IEEE Transactions on Multimedia, vol. 1, nº 1, marzo 1999, pags. 88 a 103

- [Zhuang, 1999] "Adaptive  $H_{\infty}$  channel equalization for wireless personal communications", W. Zhuang, IEEE Transactions on Vehicular Technology, vol. 48, n° 1, enero 1999, pags. 126 a 136
- [Zimmermann, 1967] "The AN/GSC-10/KATHRYN variable rate data modem for HF radio", M.S. Zimmermann, A.L. Kirsch, IEEE Transactions on Communication Technology, vol. 15, abril 1967, pags. 197 a 205