

Análisis de un sistema MB-OFDM-UWB en canales Nakagami- m con modulación adaptativa M -PSK siguiendo la propuesta IEEE 802.15.3a

Autor: Llano Ramírez Gonzalo

Director: Reig Pascual Juan

Resumen — El estándar de nivel físico definido para sistemas de banda ultra ancha (UWB) con señalización multibanda y multiplexión por división en frecuencia ortogonal (MB-OFDM-UWB) certificado en marzo de 2007 por la ISO/IEC, especifica la división del ancho de banda de UWB (7,5 GHz) en 14 subbandas de 528 MHz cada una y el uso de modulación digital fija QPSK para cada una de las 100 subportadoras que transportan la información. En esta tesina se analiza la capacidad del sistema MB-OFDM-UWB utilizando modulación adaptativa M -PSK para un canal dispersivo en tiempo con perfil de retardo de potencia exponencial y estadística Nakagami- m para modelar el desvanecimiento rápido del canal. Los parámetros de desempeño a obtener son:

- La probabilidad de error de bit y símbolo media.
- La capacidad media en bits/símbolo en función de la SNR media del canal.
- La ganancia por diversidad al utilizar M -PSK para una probabilidad de error de bit umbral de 10^{-3} en función del factor de forma m del canal Nakagami- m .

Abstract — The standard of physical layer for ultra-wideband (UWB) systems with signaling Multiband Orthogonal Frequency Division Multiplexing (MB-OFDM-UWB) certified on March 2007 by the ISO/IEC, specifies the UWB bandwidth division in 14 sub bands each of 528 MHz and fixed digital modulation QPSK for each of the 100 data subcarriers. In this thesis the performance capacity of the system MB-OFDM-UWB is analyzed using adaptive digital modulation M -PSK for a time dispersive channel with power delay profile (PDP) exponential and statistical Nakagami- m for to model the fast fading of the channel. The performance of the parameters to obtain:

- The average bit and symbol error rate probability.
- Average capacity in bits per symbol in function of the average SNR of the channel
- The gain in diversity with M -PSK for a bit error probability threshold of 10^{-3} in function of the m parameter of the channel Nakagami- m

Autor: Llano Ramírez Gonzalo, email: gonllara@doctor.upv.es

Director: Reig Pascual Juan, email: jreigp@dcom.upv.es

Fecha de entrega: 15-09-08

ÍNDICE

I. Introducción	4
I.1. Motivación	4
I.2. Objetivos de la tesina	5
I.3. Contribución de la tesina	5
I.4. Estructura de la tesina	6
II. El Canal UWB	7
II.1. Introducción a UWB	7
II.2. Modelo de canal propuesto al subcomité IEEE 802.15.3a	7
II.2.1 Estadística de desvanecimiento para la envolvente del canal	9
II.2.2 Perfil de retardo de potencia	11
III. Múltiplexión por División en Frecuencia Ortogonal (OFDM)	15
III.1. Introducción a los sistemas de transmisión multiportadora	15
III.2. Funcionamiento de OFDM	17
III.2.1 Ortogonalidad en OFDM	17
III.3 Parámetros de MB-OFDM para UWB	19
IV. Modulación Adaptativa	21
IV.1. Introducción	21
IV.2 Modelo del sistema de modulación adaptativa	22
IV.3 Selección del modo de transmisión en un sistema adaptativo M -PSK	23
V. Parámetros para la modulación adaptativa M-PSK	24
V.1. Probabilidad de error de bit (BEP) y capacidad media (B)	27
V.1.1 BEP para M -PSK sobre un canal AWGN	28
V.1.2 Calculo de los niveles de conmutación s_k	30
V.1.3 Probabilidad de indisponibilidad u <i>Outage</i>	31
V.1.4 BEP media M -PSK en un sistema monoportadora sobre un canal Nakagami- m	32
V.1.5 Capacidad media en un sistema monoportadora sobre un canal Nakagami- m	34
V.1.6 BEP media en un sistema multiportadora sobre un canal Nakagami- m	36
V.1.6.1 Función generadora de momentos (FGM) para un canal Nakagami- m	36

V.1.7	BEP media M -PSK en un sistema multiportadora	38
V.1.8	Capacidad media en un sistema multiportadora	40
VI.	Simulación de la modulación adaptativa M-PSK y QPSK fija.....	41
VII.	Conclusiones.....	44
VIII	Futuras líneas de trabajo e investigación.....	46
IX.	Agradecimientos	46
X.	Bibliografía.....	47
XI.	Anexos.....	48

I. INTRODUCCION.

I.1. MOTIVACIÓN.

Como es bien conocido en el sector académico, de la investigación y en la industria de las telecomunicaciones, el rápido crecimiento en computación móvil y en servicios inalámbricos multimedia que requieren velocidades de transmisión de información elevadas y niveles de calidad de servicio (QoS, *Quality of service*) confiables, plantean muchos desafíos técnicos para el desarrollo e implementación de las tecnologías que cumplan con los requerimientos de velocidad y QoS para estas nuevas aplicaciones inalámbricas. Estos retos incluyen el desarrollo de técnicas de codificación y modulación adaptativa que permitan mejorar la prestaciones (BER, *bit error rate*, SER, *symbol error rate*) y la eficiencia espectral (C/W [bits/s/Hz]) de los canales utilizados en estos sistemas. Estas técnicas adaptativas se proponen como soluciones efectivas para maximizar la eficiencia espectral y obtener tasas de probabilidad de error bajas en canales inalámbricos variantes en el tiempo, su principal beneficio consiste en que permiten incrementar o disminuir la velocidad de transmisión, conmutando los modos de modulación en función de la métrica utilizada para medir la calidad o estado del canal.

Si el canal presenta muy buena calidad (SNR alto) la modulación de constelación más densa (ej: 128PSK, 256PSK) es utilizada, mejorando la eficiencia espectral y en consecuencia la capacidad de transmisión, de otro lado, cuando la calidad del canal es muy pobre (SNR bajo) se utiliza una constelación más dispersa pero con una modulación más robusta (ej: BPSK, QPSK) disminuyendo la eficiencia espectral pero manteniendo la probabilidad de error de bit y símbolo en niveles adecuados para la aplicación [1], [2].

Cuando un canal inalámbrico se ve afectado de manera severa por el desvanecimiento (disminuciones bruscas de la potencia de la señal) debido a la propagación multitrayecto, por la interferencia entre símbolos (por su dispersión temporal) y/o a la selectividad temporal (por el movimiento del receptor y/o de los difusores) adaptar la transmisión de la señal a las condiciones del canal, mejora su velocidad de transmisión y los parámetros que miden las prestaciones del sistema (BER, SER). La modulación adaptativa requiere que el transmisor continuamente conozca el estado del canal normalmente a través de una estimación precisa y confiable del canal.

Por lo anterior, en esta tesina se propone un nuevo esquema de modulación adaptativa con amplitud constante del tipo M -PSK sobre un canal de banda ultra ancha (UWB, *Ultra-wideband*) utilizando transmisión multiportadora con multiplexación por división en frecuencia ortogonal (OFDM, *Orthogonal Division Frequency Multiplexing*) de acuerdo al estándar ISO/IEC 26907 y basado en la propuesta del IEEE 802.15.3a. El esquema de modulación adaptativa propuesto conmuta los modos de transmisión y por tanto los niveles de modulación en función de la evaluación de la SNR instantánea (iSNR) y SNR media que definen la calidad y estado del canal.

1.2 OBJETIVOS.

Los objetivos que se plantean desarrollar en esta tesina son los siguientes:

- Realizar un análisis cuantitativo del rendimiento en las prestaciones del sistema MB-OFDM-UWB utilizando modulación adaptativa M -PSK y comparar con la modulación fija QPSK propuesta como nivel físico para el estándar IEEE 802.15.3a.
- Calcular y comparar la capacidad media (B) utilizando modulación M -PSK para un sistema monoportadora y multiportadora, y la modulación fija QPSK sobre un sistema multiportadora.
- Evaluar en forma analítica y mediante simulación los resultados de los siguientes parámetros de desempeño del sistema:
 - Probabilidad de error de bit media (\bar{P}_{MPSK}).
 - Capacidad media en bits/símbolo (B).
 - Ganancia por diversidad en frecuencia para una probabilidad de error de bit umbral de 10^{-3} .

Para el desarrollo de los objetivos se definen las siguientes hipótesis de trabajo:

- El canal presenta desvanecimiento plano durante la duración del símbolo OFDM. No es selectivo en frecuencia y tiempo (no hay dispersión en frecuencia debido a efecto Doppler).
- la ganancia o magnitud del canal que viene expresada por el modulo de la respuesta al impulso se modela con una función densidad de probabilidad (FDP) Nakagami- m .
- Se considera para el modelo del canal UWB propuesto por 802.15.3a un rayo por cluster.
- La métrica para evaluación de la calidad y estado del canal se establece mediante el cálculo de la relación señal a ruido instantánea (iSNR) y la SNR media.
- El perfil de retardo de potencia (PDP) del canal se define como exponencial negativo.

1.3 CONTRIBUCIÓN DE LA TESINA.

A juicio del autor, las principales contribuciones de la tesina son las siguientes:

- A partir de los resultados obtenidos (matemáticos y mediante simulación) se demuestra que utilizando modulación digital adaptativa M -PSK se mejoran los parámetros que miden el desempeño del sistema de comunicación móvil inalámbrico MB-OFDM-UWB.
- Se propone una nueva técnica de adaptación para un canal con estadística de desvanecimiento Nakagami- m , definiendo el tamaño de la constelación (entiéndase los niveles de modulación) en función de la medición de la SNR instantánea y media del canal.

I.4 ESTRUCTURA DE LA TESIS.

- Capítulo 1. Se hace una descripción del contexto y motivación que permite definir los objetivos, se especifican las hipótesis y los objetivos a alcanzar en el desarrollo de la tesis y se resumen las contribuciones logradas con la misma.
- Capítulo 2. Se presenta una descripción detallada del modelo de canal UWB propuesto para el estándar IEEE 802.15.3a.
- Capítulo 3. Describe el esquema de transmisión Multiplexación por División en Frecuencia Ortogonal (OFDM, *Orthogonal Frequency Division Multiplexing*) de acuerdo al estándar ISO/IEC 26907, haciendo énfasis en los parámetros definidos en el estándar para sistemas MB-OFDM-UWB.
- Capítulo 4. Introducción de la modulación adaptativa, se describe la estructura básica del modelo de modulación adaptativa a utilizar en esta tesis y definición de los parámetros que se utilizaran para el cálculo de los parámetros que miden el rendimiento del sistema con modulación adaptativa M -PSK
- Capítulo 5. Se presenta el análisis matemático del esquema de modulación adaptativo M -PSK sobre un sistema MB-OFDM-UWB y se obtienen los parámetros de desempeño del sistema: Probabilidad de error de bit media (\bar{P}_{MPSK}). La capacidad en bits/símbolo (B). La ganancia por diversidad para una probabilidad de error de bit umbral de 10^{-3} . Se muestran los resultados de simulación con las expresiones analíticas obtenidas.
- Capítulo 6. Se muestran los resultados de la modulación adaptativa M -PSK y QPSK sobre el sistema multiportadora y monoportadora obtenidos mediante simulación utilizando Matlab y Mathematica.
- Capítulo 7. En esta capítulo se hace una descripción de las principales conclusiones que surgen del desarrollo de la tesis.
- Capítulo 8. Se presentan las líneas de investigación que se desea continuar para la Tesis Doctoral, teniendo en cuenta el trabajo desarrollando en esta tesis.

II. EL CANAL UWB.

II.1. INTRODUCCION A UWB.

Los sistemas o señales de banda ultra ancha (UWB, *Ultra-wideband*) se caracterizan por tener un ancho de banda fraccional (relación entre el ancho de banda medido en puntos de -10 dB y su frecuencia central) mayor del 20%, o por tener un ancho de banda mínimo de 500 MHz, y por su muy baja densidad espectral de potencia (DEP) emitida (-41,25 dBm/MHz, o 75nW/MHz, lo que corresponde a 0,56 mW o -2,51 dBm para un BW de 7,5 GHz) (Fig. 1) [3].

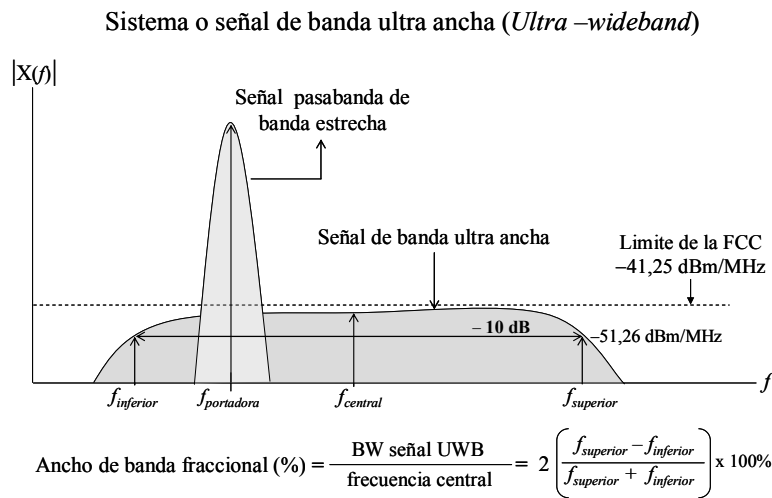


Figura 1. Un sistema o señal de banda ultra ancha

II.2 MODELO DE CANAL PROPUESTO AL SUBCOMITE IEEE 802.15.3a.

El canal corresponde al presentado en el subcomité de trabajo TG3a (*Task Group 3a*) de la IEEE 802.15.3a, y utilizado en la definición de las especificaciones a nivel físico y de control para acceso al medio (PHY, *Physical Layer*, MAC, *Medium Access Control*) en redes inalámbricas multimedia con transmisión MB-OFDM-UWB (HDR-WPANTM) [4]. La descripción estadística de este modelo se especifica a partir del canal para interiores definido por Saleh-Valenzuela (S-V) [5] y esta basado en el fenómeno de *clustering* (componentes multitrayecto que proceden del mismo *scatter*) observado en las campañas de medición. Es importante anotar que mientras en S-V el desvanecimiento producido por el canal en la amplitud de los clusters y rayos se modela con una estadística Rayleigh en el modelo propuesto en [4] sigue una distribución log-normal.

Un canal inalámbrico variante en el tiempo (la variación temporal recoge el efecto movilidad del canal) se caracteriza en el dominio del tiempo a partir de su respuesta al impulso $h(t, \tau)$ donde t es el instante de observación de la respuesta, τ corresponde a la duración de la respuesta al impulso (define su recorrido espacial) y $t - \tau$ el momento en que se aplica el impulso al canal.

La respuesta en frecuencia o función de transferencia $H(f,t)$ es la transformada de Fourier de $h(t,\tau)$ [6], [7]. En [4] Foerster propone para el canal UWB en interiores un modelo estadístico con L_c cluster y L_r rayos por cluster y desvanecimiento independiente para cada uno de los cluster y rayos dentro del cluster. El modelo multitrayecto complejo paso-bajo para el canal UWB variante en el tiempo se expresa de acuerdo a [4] como

$$h(\tau,t) = \sum_{k=0}^{L_c-1} \sum_{l=0}^{L_r-1} \alpha_k(t) \beta_{l,k}(t) e^{j\varphi_{l,k}(t)} \delta(t - T_k(t) - \tau_{l,k}(t)), \quad (2.1)$$

donde k define el índice de los cluster y l el índice para los rayos dentro del k -ésimo cluster, $\alpha_k(t)$ y $T_k(t)$ representa la amplitud aleatoria y el tiempo de llegada en el instante t del k -ésimo cluster respectivamente, $\beta_{l,k}(t)$, $\tau_{l,k}(t)$, y $\varphi_{l,k}(t)$ la amplitud aleatoria, el tiempo de llegada en el instante t y la fase respectivamente para el l -ésimo rayo dentro del k -ésimo cluster. Es importante anotar que la expresión dada por (1) no muestra el efecto de movilidad debido al transmisor y/o receptor (que genera desplazamiento en frecuencia debido al efecto Doppler). En la Fig. 2 se muestra la respuesta al impulso para un canal UWB donde se asume que la estadística de desvanecimiento para la envolvente sigue una distribución Nakagami- m con parámetro de forma m y potencia media Ω . Note como un cluster esta formado por un conjunto de rayos.

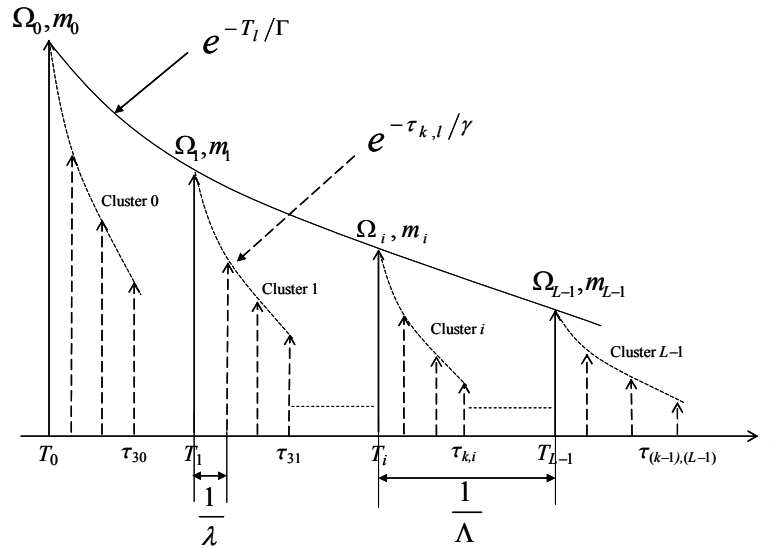


Figura 2. Respuesta al impulso de un canal UWB

UWB es una tecnología concebida para desarrollarse en ambientes *indoor* en redes inalámbricas *HDR-WPAN* con estructura tipo *ad-hoc* y donde la movilidad debido a los terminales o difusores es limitada, por tanto el efecto de dispersión en frecuencia o selectividad temporal del canal (efecto Doppler) es mínimo, en consecuencia es valido asumir el canal UWB como invariante en tiempo durante la transmisión de un símbolo OFDM.

Considerando el canal UWB estacionario de segundo orden o en sentido amplio y de *scattering* incorrelado (WSSUS, *Wide-sense stationary uncorrelated scattered*) lo cual implica que su valor medio es constante y su función de autocorrelación no cambia con un desplazamiento en el tiempo, es decir que no depende del instante de observación del proceso aleatorio (t_2, t_1) o del tiempo absoluto, depende solo de la diferencia de tiempo $\tau = t_2 - t_1$, si además el canal es ergódico (sus promedios estadísticos coinciden con sus promedios temporales) [8], [9], se dice entonces que el canal es invariante en el tiempo y por tanto su respuesta impulsiva $h(t, \tau) = h(\tau)$, lo que permite considerar el canal estático en la duración del símbolo o un recorrido espacial pequeño [10]. Para un canal WSSUS, su media y función de autocorrelación según [8] se expresan como

$$\begin{aligned} m_X(t) &= E[h(t)] = \text{constante} \\ R_{XX}(\tau) &= E[h(t)h(t+\tau)]; R_{XX}(0) = E[h^2(t)], \end{aligned} \quad (2.2)$$

donde $E[\cdot]$ es el operador esperanza y $R_{XX}(\tau)$ la función de autocorrelación del canal. Puesto que el canal UWB se considera invariante en el tiempo (por ser WSSUS) durante la duración de un símbolo, entonces es posible definirlo como: Estático (no hay movimiento de los difusores y del transmisor (Tx) y/o receptor (Rx) durante ese intervalo de tiempo, al no existir movimiento del Tx y el Rx, no hay desplazamiento en frecuencia debido a efecto *Doppler*, esto quiere decir que el canal no es dispersivo en frecuencia [10] (para sistemas UWB en interiores el desplazamiento en frecuencia debido al movimiento de las personas u objetos es muy pequeño) [11]. Asumiendo un rayo por cluster el modelo del canal UWB variante expresado en (2.1) se simplifica de acuerdo a [12] para un canal multitrayecto invariante (estacionario) como

$$h(t) = \sum_{k=0}^{L-1} \alpha_k e^{j\varphi_k} \delta(t - \tau_k). \quad (2.3)$$

Note que el índice temporal (t) desaparece de los parámetros $\alpha_k, \varphi_k, \tau_k$, que caracterizan el canal UWB. La función de transferencia o respuesta en frecuencia para el canal (2.3) se expresa como

$$H(f) = \sum_{k=0}^{L-1} \alpha_k \exp(-j(2\pi f \tau_k - \varphi_k)). \quad (2.4)$$

II.2.1. ESTADÍSTICA DE DESVANECIMIENTO PARA LA ENVOLVENTE DEL CANAL.

En sistemas inalámbricos es bastante usual modelar la amplitud (α) de la envolvente debido al desvanecimiento rápido o de pequeña escala utilizando una estadística Rayleigh o Rice, sin embargo, teniendo en cuenta datos experimentales obtenidos en campañas de medición de canales UWB en interiores se ha encontrado que la distribución Nakagami- m es más versátil en el sentido de que presenta mayor flexibilidad y se ajusta mejor a los resultados obtenidos experimentalmente para modelar la envolvente de la señal recibida que las distribuciones Rayleigh y Rice.

Nakagami- m incluye la distribución Rayleigh para $m = 1$, la unilateral Gaussiana para $m = 1/2$, y la distribución Rice para $m > 1$, realizando un mapeo uno a uno entre el parámetro de forma m y el factor de Rice K (cociente entre la potencia de la componente determinista o especular y la potencia aleatoria) [2], [13].

Si cada una de las k contribuciones que llegan a la antena del receptor son generadas por difusores o *scatters* diferentes, la atenuación (α_k) y la fase (φ_k) asociadas al trayecto con retardo (τ_k), estará incorrelado con la atenuación (α_i) y la fase (φ_i) con retardo (τ_i) para todo $i \neq k$, bajo estas condiciones el canal se considera incorrelado en sus difusores (US, *uncorrelated scattered*) [10], [12] y se dice que α , φ , y τ son variables aleatorias (VA) independientes e incorreladas.

La estadística de la amplitud $\alpha = |h(t)|$ que define el desvanecimiento de los rayos sigue una función densidad de probabilidad (FDP) Nakagami- m con parámetro de forma m y potencia media Ω (Fig.3). Las fases φ están distribuidas uniformemente entre $[0, 2\pi)$ y su FDP es $p_\varphi(\varphi) = 1/2\pi$, el tiempo de llegada τ para cada uno de los rayos se modela con una distribución exponencial creciente donde el parámetro de crecimiento esta definido por la velocidad de llegada de los rayos $\Lambda = 0,00667$ (1/ns), se asume $\tau_o = 0$ como el tiempo de llegada para el primer rayo, el tiempo de llegada de los otros rayos crece exponencialmente en relación con el primero (Fig. 2) [4]. La ganancia del canal es igual al modulo o magnitud (envolvente) de la respuesta al impulso y se expresa de acuerdo a [15] como

$$f_\alpha(\alpha_i) \triangleq \frac{2}{\Gamma(m_i)} \left(\frac{m_i}{\Omega_i}\right)^{m_i} \alpha_i^{2m_i-1} \exp\left(-\frac{m_i}{\Omega_i} \alpha_i^2\right), \quad m_i \geq 0,5, \quad \alpha_i \geq 0. \quad (2.5)$$

donde $\Gamma(x) = \int_0^\infty t^{x-1} e^{-t} dt$ es la función gamma, $\Omega_i = E[\alpha_i^2] = E[|h_i(t)|^2]$ y m_i son la potencia media y el parámetro de desvanecimiento para cada una de las subportadoras del sistema MB-OFDM-UWB, respectivamente.

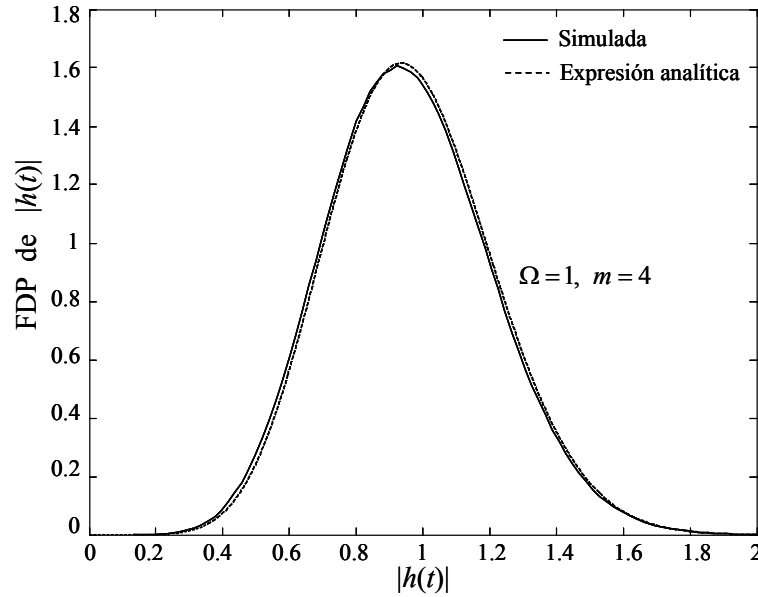


Figura 3. FDP Nakagami- m para el módulo de $h(t)$, tomando 60 rayos

Valores reducidos de m en la distribución Nakagami representan desvanecimientos severos en el canal, cuando m tiende al infinito el canal converge a un canal ideal sin desvanecimiento o AWGN. Mientras la amplitud de desvanecimiento $\alpha = |h(t)|$ sigue una distribución Nakagami- m , su potencia instantánea definida por $\gamma = \alpha^2$ sigue una estadística Gamma.

II.2.2. PERFIL DE RETARDO DE POTENCIA.

Debido a las características de propagación multitrayecto del canal, la señal que se recibe en la antena del receptor esta compuesta por una contribución de mayor potencia media $\Omega_o = 1$ que le corresponde al primer rayo dentro del primer cluster y medida en $\tau_o = 0$ (tiempo de llegada para la primera contribución) y por múltiples contribuciones de menor potencia con tiempos de llegadas $\tau_i - \tau_o$. El periodo de tiempo que transcurre entre la llegada de la primera y la última contribución se conoce como retardo o ensanchamiento temporal debido al canal (T_m , *Delay spread*) [15], [16].

Este retardo provoca una dispersión temporal en la señal y dependiendo de su relación con el periodo del símbolo OFDM ($T_{SYM-OFDM}$) y el periodo por subportadora (T_s) puede generar un efecto no deseado de solapamiento entre símbolos adyacentes conocido como interferencia entre símbolos (IES o *Intersymbol interference, ISI*) que degradan el rendimiento del sistema.

La caracterización temporal del canal móvil inalámbrico se deriva a partir del perfil de retardo de potencia normalizado $P_h(\tau)$ (PDP, *Power Delay Profile* o MIP, *Multipath Intensity Profile*), el PDP define la potencia media del canal multitrayecto en función del retardo (τ_i) de cada una de las contribuciones. Este perfil se obtiene realizando campañas de medición del canal y utilizando técnicas que permitan evaluar la respuesta al impulso del canal bien sea en forma directa (*time domain sounding technique*) o indirecta (*swept frequency measurements*), la última, utilizando un

analizador vectorial de redes (VNA, *Vector Network Analyzer*) que permite obtener la respuesta en frecuencia del canal $H(f,t)$ tanto en magnitud como en fase y luego se calcula la transformada inversa de *Fourier* de $H(f,t)$ para obtener $h(\tau,t)$, donde t corresponde al instante en que se realiza la medición y τ el instante en que se aplica el impulso [16]. El PDP instantáneo para un canal variante en el tiempo de acuerdo a [17] viene dado por

$$P_h(\tau, t) = |h(\tau, t)|^2 = \alpha^2(t) \quad (2.6)$$

donde $h(\tau,t)$ es la respuesta al impulso del canal, el modulo $|h(\tau,t)|$ es la envolvente o amplitud instantánea y $\alpha^2(t)$ la potencia de desvanecimiento aleatoria en cualquier instante [7]. Para un canal WSSUS el PDP promedio se expresa de acuerdo a [10] y [17] como

$$P_h(\tau) = E \left[|h(\tau)|^2 \right] = E \left[\alpha^2 \right]. \quad (2.7)$$

Note que el PDP solo es función de τ y no del instante de medición t . Para cuando el PDP es una función continua de τ , entonces a partir de (2.7) es posible evaluar los parámetros temporales:

- *Maximum excess delay spread* (T_m) corresponde al retardo transcurrido entre la primera (τ_0) y última (τ_L) contribución recibida y define el máximo retardo en que el símbolo es ensanchado por el canal y viene dado por $T_m = \tau_L - \tau_0$.
- *Mean excess delay* (τ_m) definido como el primer momento del PDP y expresado por

$$\tau_m = \frac{\int_0^{T_m} \tau P_h(\tau) d\tau}{\int_0^{T_m} P_h(\tau) d\tau}. \quad (2.8)$$

- *Rms delay spread* (σ_τ) normalizado y definido por la raíz cuadrada del segundo momento central del PDP, expresado por

$$\sigma_\tau^2 = \frac{\int_0^{T_m} (\tau - \tau_m)^2 P_h(\tau) d\tau}{\int_0^{T_m} P_h(\tau) d\tau}, \quad (2.9)$$

donde $\int_0^{T_m} P_h(\tau) d\tau$ es la potencia total contenida en el PDP y normaliza los parámetros que miden la dispersión temporal del canal.

Aunque se evalúan los tres parámetros es común caracterizar temporalmente el canal solo a partir del τ_m y el σ_τ (porque en las mediciones se define un umbral mínimo de potencia de la señal a recibir para diferenciar frente al ruido, normalmente de 20 dB por debajo del nivel máximo del PDP medido, por tanto las contribuciones que lleguen por debajo de ese umbral no se tienen en cuenta lo que excluye el T_m). Valores típicos en canales *indoor* son del orden de nanosegundos y

de microsegundos en *outdoor*. Para canales *indoor* en UWB se han encontrado valores de τ_m y σ_τ de 5 y 25 nanosegundos respectivamente [4].

Si la variación temporal del canal ($\sigma_\tau = 25$ ns, canal UWB con NLOS extremo [4]) es mucho más lenta con respecto al periodo del símbolo OFDM-UWB ($T_{SYM-OFDM} = 312,5$ ns), es decir para cuando $\sigma_\tau \ll T_{SYM-OFDM}$ el canal permanece constante durante varios símbolos (12,5 en OFDM-UWB), en consecuencia el canal presenta desvanecimiento plano (*flat fading*) y por tanto no es selectivo en frecuencia durante la transmisión de esos símbolos (el canal cambia cada 25 ns) [1].

Mientras el ensanchamiento temporal (*delay spread*) es un efecto natural y aparece como resultado de la propagación multitrayecto existe una contraparte en frecuencia que se define a partir de la dispersión temporal del canal (σ_τ) y por consiguiente de su PDP. Esta caracterización en el dominio de la frecuencia se conoce como el ancho de banda de coherencia (B_c) del canal y define el rango de frecuencias sobre el cual su función de transferencia $H(f)$ se mantiene constante y por tanto se considera plano en frecuencia (el canal afecta a todas las componentes espectrales de la misma forma y no hay distorsión en amplitud y fase) [10], [17]. Lo anterior quiere decir que existe correlación en amplitud de las componentes en frecuencia en ese B_c (el canal presenta la misma ganancia para ese rango de frecuencias), por lo que se define la función de correlación en frecuencia $R_T(\Delta f)$ (transformada de Fourier del PDP) de acuerdo a [10] se expresa como

$$R_T(\Delta f) = \int_{-\infty}^{\infty} P_h(\tau) \exp(-j2\pi\Delta f\tau) d\tau. \quad (2.10)$$

donde $\Delta f = f_2 - f_1$ corresponde a la separación en frecuencia entre dos componentes espectrales y define el ancho de banda de coherencia del canal. Para cuando el PDP esta exponencialmente distribuido y la función de correlación en frecuencia es igual 0,9 el B_c viene dado por [17]

$$B_c \approx \frac{1}{50\sigma_\tau}. \quad (2.11)$$

Para una correlación de 0.5 el B_c se puede aproximar como

$$B_c \approx \frac{1}{2\pi\sigma_\tau}. \quad (2.12)$$

Observe, que (2.11) y (2.12) son expresiones aproximadas, lo que indica que no existe una relación exacta entre B_c y σ_τ . Para lograr expresiones más precisas de este y otros parámetros tanto en tiempo como en frecuencia que caractericen un canal en particular (*narrowband, wideband, ultra-wideband*), es necesario realizar campañas de medida y establecer modelos de simulación específicos para cada ambiente [10]. Sin embargo los resultados encontrados con (2.11) y (2.12) y evaluados de acuerdo al valor de la correlación en frecuencia, se ajustan muy bien a los datos obtenidos experimentalmente.

El perfil de retardo de potencia para el canal UWB *indoor* dado por (2.3) que considera un rayo por cluster, se puede expresar de acuerdo a [4] como

$$P_h(\tau) = \Omega_0 \exp\left(-\frac{\tau}{\sigma_\tau}\right) u(\tau), \quad \sigma_\tau > 0, \quad (2.13)$$

donde $u(\tau)$ es la función de *Heaviside* y $\Omega_0 = 1$ la potencia media de la primera contribución. La función de correlación en frecuencia para el PDP dado por (2.13), se calcula como

$$R_T(\Delta f) = \int_0^\infty \exp\left(-\frac{\tau}{\sigma_\tau}\right) \exp(-j2\pi\Delta f\tau) d\tau = \frac{\sigma_\tau}{1 + j2\pi\Delta f\sigma_\tau}. \quad (2.14)$$

El modulo de $R_T(\Delta f)$ viene dado por

$$|R_T(\Delta f)| = \frac{\sigma_\tau}{\sqrt{1 + (2\pi\Delta f\sigma_\tau)^2}}. \quad (2.15)$$

La función de autocorrelación de la respuesta en frecuencia $H(f)$ para el canal multitrayecto invariante, se expresa como

$$R(\Delta f) = \int_{-\infty}^\infty H(f)H^*(f + \Delta f)df. \quad (2.16)$$

Para cuando el PDP es exponencial, la función de autocorrelación es igual a

$$R(\Delta f) = E\left[H(f)H^*(f + \Delta f)\right] = \frac{\sigma_\tau}{1 + j2\pi\Delta f\sigma_\tau}. \quad (2.17)$$

La función de autocorrelación normalizada o coeficiente de correlación $\rho(\cdot)$ para un canal WSSUS (para cuando la correlación entre dos respuestas en frecuencia $H(f_1)$ y $H(f_2)$ solo depende de la desviación de frecuencia Δf) y con PDP exponencial viene dado por

$$\rho(\Delta f) = \frac{E\left[H(f)H^*(f + \Delta f)\right]}{E\left[|H(f)|^2\right]} = \frac{1}{\sqrt{1 + (2\pi\Delta f\sigma_\tau)^2}}. \quad (2.18)$$

El ancho de banda de coherencia (B_c) en un sistema MB-OFDM-UWB con los siguientes parámetros: $BW = 528$ MHz, 128 subportadoras (N_s) con separación en frecuencia $\Delta f = 4,125$ MHz, dispersión temporal del canal UWB $\sigma_\tau = 25$ ns, su coeficiente de correlación de acuerdo a (2.18) será $\rho = 0,84$. En consecuencia el ancho de banda de coherencia del canal de acuerdo a (2.12) para una subportadora en MB-OFDM-UWB es $B_c \cong 6,37$ MHz.

III. MULTIPLEXION POR DIVISION EN FRECUENCIA ORTOGONAL (OFDM)

III.1. INTRODUCCION A LOS SISTEMAS DE TRANSMISION MULTIPORTADORA.

OFDM es un tipo de transmisión multiportadora que divide la información serial en flujos paralelos de menor velocidad. En OFDM todo el ancho de banda (BW) disponible se divide entre N_s subportadoras con una separación en frecuencia $\Delta f = BW/N_s$ y cada una de ellas moduladas por un esquema de modulación digital del tipo M -ary normalmente M -PSK o M -QAM, en este sentido OFDM es parecido a los sistemas de transmisión convencionales que utilizan múltiplexión por división en frecuencia (FDM) aunque con la diferencia de que OFDM permite el solapamiento en frecuencia de las subbandas adyacentes (por la ortogonalidad de las subportadoras en el tiempo) mientras que en FDM no es posible (Fig. 4).

Al transmitir flujos en paralelo la velocidad de transmisión por subportadora (R_s) se reduce en un factor igual al número de subportadoras, es decir $R_s = 1/N_s T_s$ y el periodo de símbolo (T_s) se hace mayor con respecto a la dispersión temporal del canal (σ_t), en consecuencia el ancho de banda por subportadora (W_s) empieza a ser menor comparado con el ancho de banda de coherencia (B_c) del canal, por tanto para cada una de las subportadoras la respuesta en frecuencia del canal permanece constante durante la duración del T_s , esto implica que el canal por subportadora presenta desvanecimiento plano y no es selectivo en frecuencia.

Aunque OFDM es considerada por algunos investigadores [2] como un caso particular de FDM, es importante anotar las diferencias que existen entre estas dos tecnologías: En FDM los flujos de información se originan en fuentes diferentes por lo que cada una de las subportadoras puede ser modulada con un formato análogo y/o digital y por tanto no requiere en el receptor sincronización temporal para recuperación de la señal total (por ser flujos independientes, solo requiere sintonización a nivel de subcanal, y esto lo logra con osciladores locales sintonizados a la frecuencia portadora de cada subbanda) basta con tener filtros (igual al número de subportadoras) paso banda sintonizados a la frecuencia de la subportadora con sus respectivos demoduladores coherentes (permiten una recuperación óptima de la fase y frecuencia de la portadora) para extraer la información (como sucede en los sistemas de radio *broadcasting* convencionales AM o FM).

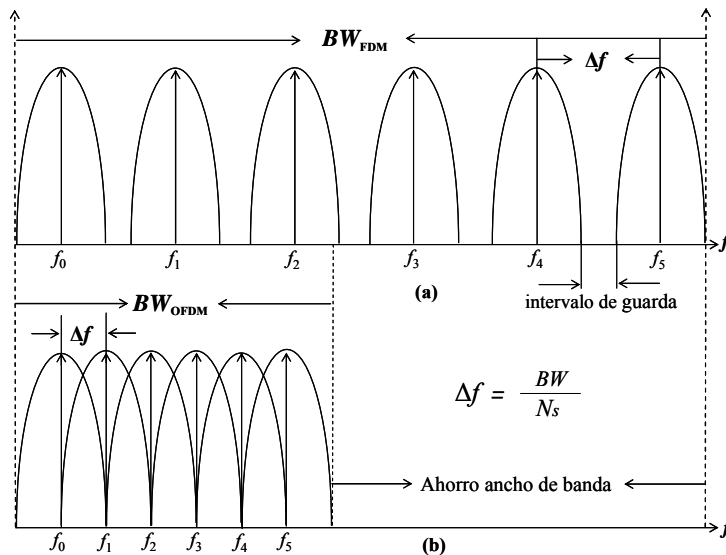


Figura 4. (a) Transmisión multiportadora convencional, (b) Transmisión multiportadora ortogonal

En OFDM el flujo de información proviene de una fuente y utiliza modulación digital para cada una de las subportadoras facilitando la sincronización en tiempo y frecuencia. Para recuperación de la información en el receptor no es necesario tener filtros y demoduladores sintonizados a la frecuencia de cada subbandas, esta fase es reemplazada completamente por el empleo de la transformada discreta de *Fourier* (DFT), reduciendo notablemente la implementación del sistema OFDM si se compara con el banco de filtros y demoduladores coherentes utilizados en FDM (Fig. 5), (se hace uso de los algoritmos IFFT y FFT que permiten la implementación en hardware de la IDFT y DFT respectivamente) [18].

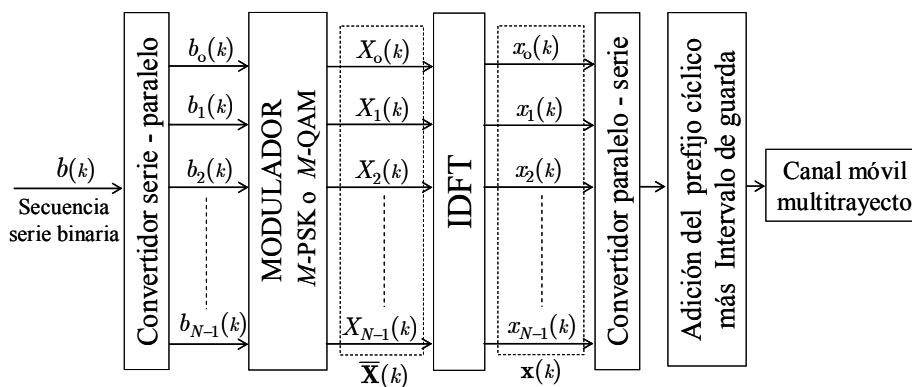


Figura 5. Transmisor OFDM discreto

En FDM a las frecuencias centrales de cada una de las subbandas se les asigna cualquier valor de frecuencia dentro del ancho de banda del sistema (no existe relación entre las frecuencias centrales de las subportadoras). En OFDM las subportadoras deben tener un número entero de ciclos en un periodo de símbolo y el número de ciclos entre subportadoras adyacentes debe diferir exactamente

en uno (esto garantiza la ortogonalidad temporal de las mismas y permite el solapamiento en frecuencia de las subbandas).

III.2. FUNCIONAMIENTO DE OFDM.

En OFDM la secuencia de entrada binaria $b_k = \{0,0,0,1,1,0,1,1,1,0,1,1,\dots,x,x\}$ (Fig. 5) se convierte en bloques de bits paralelos cuyo tamaño k se define de acuerdo al tipo de modulación digital utilizado, considerando $M = 2^k$, donde M es el tamaño de la constelación y corresponde al número de símbolos transmitidos y k los bits por símbolo transmitido en cada bloque b_n , utilizando modulación QPSK el tamaño de los bloques es de 2 bits, entonces $b_0=\{0,0\}$, $b_1=\{0,1\}$, $b_2=\{1,0\}$, $b_3=\{1,1\}$, $b_4=\{1,0\}$, $b_5=\{1,1\}, \dots, b_{N_s-1}=\{x,x\}$. Cada uno de estos bloques modula uno a uno las N_s subportadoras ortogonales de acuerdo al modulador M -PSK generando un símbolo complejo a transmitir de la forma $X_n = a_n + jb_n$, donde a_n y b_n son las componentes real y compleja respectivamente, $n = \{0, 1, 2, 3, \dots, N_s-1\}$ define el índice de las subportadoras y N_s el número total en el sistema OFDM. La señal banda base compleja OFDM se expresa según [19] como

$$x(t) = \sum_{n=0}^{N_s-1} X_n \exp(2\pi n f_0 t), \quad (3.1)$$

donde N_s son las subportadoras por símbolo OFDM y también el número de símbolos transmitidos en un bloque OFDM, $n f_0$, define la frecuencia de la n -ésima subportadora ortogonal. Muestreando (3.1) N_s veces durante el periodo T_s , la señal banda base OFDM será igual

$$x\left(\frac{k}{N_s f_0}\right) = \sum_{n=0}^{N_s-1} X_n \exp\left(2\pi n f_0 \left(\frac{k}{N_s f_0}\right)\right) = \sum_{n=0}^{N_s-1} X_n \exp\left(\frac{2\pi}{N} kn\right), \quad (k = 0, 1, 2, \dots, N_s - 1). \quad (3.2)$$

La última expresión corresponde a la IFFT de los símbolos complejos X_n . Luego los valores complejos resultantes de (3.2) se pasan a través de un convertidor paralelo a serial, a este flujo se le adiciona una redundancia controlada conocida como prefijo cíclico (CP, *Cyclic Prefix*) que consiste en copiar el final del símbolo OFDM en el inicio del mismo, con lo cual se aumenta el periodo del símbolo y se minimiza completamente la posibilidad de la IES. La longitud o duración temporal del prefijo cíclico (T_g) se selecciona de tal forma que sea mayor al ensanchamiento temporal del canal (σ_τ). (En MB-OFDM-UWB $T_g = 60,61 \text{ ns} > \sigma_\tau = 25 \text{ ns}$)

III.2.1. ORTOGONALIDAD EN OFDM.

OFDM es más eficiente en cuanto a la utilización del espectro radio eléctrico con respecto a otras tecnologías multiportadora haciendo que las subportadoras sean ortogonales entre si. La ortogonalidad es un concepto matemático que se extrapola al dominio de las señales, y establece

que si el producto escalar entre dos señales deterministas es nulo entonces son ortogonales (si además su norma es igual a 1, son ortonormales) o para cuando el producto de las señales integradas sobre un periodo T es igual a cero.

$$\langle \phi_i(t), \phi_j(t) \rangle = \int_0^T \phi_i(t) \phi_j^*(t) dt = \begin{cases} 0, & \forall i \neq j, \\ T, & i = j, \end{cases} \quad (3.3)$$

donde $(\cdot)^*$ representa el conjugado complejo. Para cuando las señales son senoidales

$$\int_0^T (\exp(j2\pi f_i t))^* (\exp(j2\pi f_j t)) dt = \int_0^T \exp(j2\pi (f_i - f_j) t) dt = \begin{cases} 0, & \forall i \neq j. \\ T, & i = j. \end{cases} \quad (3.4)$$

Si las señales son aleatorias, entonces son procesos estocásticos y por tanto la ortogonalidad debe evaluarse a partir de la función de correlación cruzada (da una idea de la similitud de las señales desplazando una de ellas en el tiempo), el desplazamiento (τ) es arbitrario y corresponde a la variable independiente de la función de correlación, que se expresa de acuerdo a [8]

$$R_{XY}(t_1, t_2) = E[X(t_1)Y(t_2)] = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} x_1 y_2 f_{XY}(x_1, y_2) dx_1 dy_2, \quad (3.5)$$

donde $E[\cdot]$ es el operador esperanza y $f_{XY}(x_1, y_2)$ la FDP conjunta de $x(t_1)$ e $y(t_2)$. Si los procesos son WSS [8] la función de correlación cruzada depende solo de la diferencia de tiempo $\tau = (t_2 - t_1)$, por tanto (3.5) se expresa como

$$R_{XY}(t_1, t_2) = R_{XY}(\tau) = E[X(t_1)Y(t_1 + \tau)]. \quad (3.6)$$

Para cuando $R_{xy}(\tau) = 0$ los procesos son ortogonales e incorrelados. Se muestra en la Fig. 6, cuatro subportadoras ortogonales en el dominio del tiempo, observe que cada una de las subportadoras tiene un número entero de ciclos dentro del periodo de símbolo y como la diferencia de ciclos entre las subportadoras adyacentes difiere exactamente en uno.

En la Fig. 7 se muestran los espectros de las señales en el dominio de la frecuencia. Note que el valor máximo de cada una de las subportadoras se corresponde con el nulo de las otras, esto trae como resultado que no exista interferencia entre las subbandas aunque haya solapamiento entre ellas, por tanto hay una mejor utilización del ancho de banda del sistema. Cuando el receptor muestrea cada una de las subbandas a su frecuencia de portadora la única energía presente va a corresponder a la señal deseada más el ruido del canal. Las subportadoras son demoduladas multiplicando la señal dada por (3.2) por una portadora de la misma frecuencia e integrando sobre un periodo.

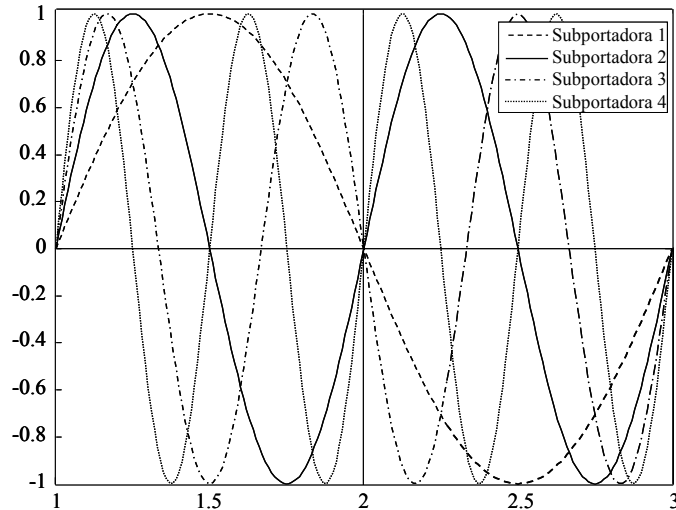


Figura 6. Cuatro subportadoras ortogonales en tiempo para un símbolo OFDM

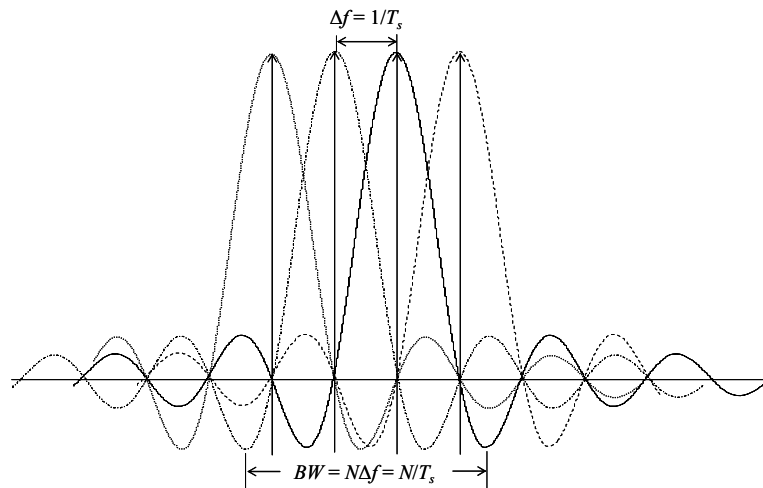


Figura 7. Espectro individual para cuatro subportadoras ortogonales

III.3. *PARAMETROS DE MB-OFDM PARA UWB.*

En un sistema MB-OFDM-UWB, el espectro disponible de 7,5 GHz se divide en 14 subbandas de $BW = 528$ MHz, que se agrupan en 5 subgrupos y definen los modos de operación del sistema (modo 1, ..., modo 5), los primeros 4 subgrupos contienen 3 subbandas y el último subgrupo 2; a la fecha de la certificación del estándar (19 de marzo de 2007) es obligatoria la implementación del modo 1 (subgrupo #1, que comprende las tres bandas de menor frecuencia del sistema y definidas en el rango 3,168 MHz a 4,752 MHz) en los dispositivos radio MB-OFDM-UWB (los otros 4 subgrupos es opcional su implementación). El modo de operación 1, tiene asignado 3 subbandas donde cada una de ellas se divide entre 128 subportadoras (N_s) con una separación $\Delta f = 4,125$ MHz. En la Fig. 8, se muestra la subbanda #1 que pertenece al subgrupo #1 [20].

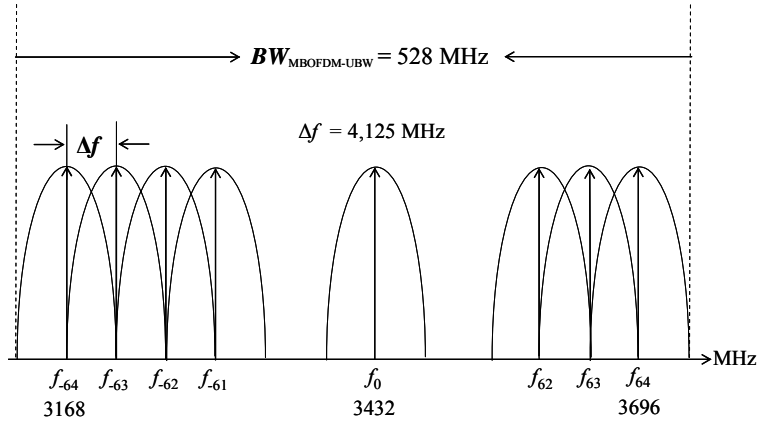


Figura 8. 128 subportadoras en la subbanda #1 del subgrupo #1 en MBOFDM-UWB

En un sistema MB-OFDM cada una de las subportadoras de las subbandas es una senoide de frecuencia f_i , y es múltiplo entero de la frecuencia central o fundamental de la subbanda, la asignación de la frecuencia central de acuerdo al estándar para MB-OFDM-UWB viene dada por

$$f_c = n_{sb} (2904 + 528), \quad n_{sb} = 1, \dots, 14. \quad (3.7)$$

donde n_{sb} define el número de la subbanda. La asignación de la frecuencia f_i para cada una de las subportadoras de una subbanda especifica, se calcula a partir de

$$f_i = f_c + \left(i - \frac{N_s}{2} \right), \quad i = 0, \dots, N_s - 1. \quad (3.8)$$

donde N_s es el número de subportadoras del sistema. Uno de los beneficios que se logran con los esquemas multibanda consiste en que su potencia de transmisión se reduce, debido a que se transmite sobre un ancho de banda menor. Para un dispositivo MB-OFDM-UWB en modo 1, la potencia transmitida sobre las tres subbandas es de $-9,3 \text{ dBm}$ equivalente a $0,12 \text{ mW}$.

La arquitectura de MB-OFDM-UWB es muy similar a la arquitectura de un sistema inalámbrico OFDM convencional, sin embargo se diferencian en la forma en que transmiten los símbolos. En MB-OFDM se pueden transmitir duplicándolos en una subbanda o en las tres subbandas del mismo subgrupo, permitiendo de esta forma al sistema obtener redundancia en tiempo y frecuencia y ganar diversidad en la transmisión, además de proveerle capacidad de acceso múltiple. Esta redundancia la obtiene con la utilización de códigos de dispersión en tiempo y frecuencia (TFC, *Time-Frequency Coding*) que le permiten definir los siguientes dos mecanismos de transmisión [21].

- Entrelazado Tiempo-Frecuencia (TFI, *Time-Frequency Interleaving*): Los símbolos OFDM saltan (*hopping*) sobre las tres subbandas de un mismo subgrupo de acuerdo a un TFC específico.
- Entrelazado de frecuencia fija (FFI, *Fixed Frequency Interleaving*): Transmite 2 veces la misma información en un símbolo OFDM, no hay salto del símbolo en las subbandas.

Un prefijo cíclico de 60,61 ns y un intervalo de guarda de 9,47 ns, son colocados antes de la transmisión en la parte inicial y final de cada símbolo OFDM respectivamente. El intervalo de guarda garantiza el tiempo suficiente para que el transmisor y/o receptor puedan conmutar entre las diferentes frecuencias de las subportadoras en las subbandas cuando utilizan TFI. El prefijo cíclico le da robustez al sistema contra los efectos generados por la propagación multitrayecto (ej: IES) al incrementar el periodo de símbolo OFDM haciendo que sea mayor al *delay spread* del canal.

Los parámetros temporales más relevantes del sistema MB-OFDM-UWB se muestran en la tabla 1, el sistema emplea 128 subportadoras de las cuales 122 llevan energía, 100 se utilizan para el envío de información, 12 son tonos pilotos (sincronización y estimación del canal) y 10 tonos de guarda (5 en cada lado del símbolo) [20], [21], cada una de las subportadoras de información se modula con QPSK fijo. Actualmente las tasas de información ofrecidas por MB-OFDM-UWB inician en 53,3 Mb/s hasta 480 Mb/s, pero se espera en un futuro cercano poder llegar a tasas de 1 Gb/s utilizando esquemas de modulación multinivel como M -PSK o M -QAM.

Parámetro	Valor
BW = Ancho de banda para una subbanda	528 Mhz
N_{SD} = Número de subportadoras para información	100
N_{SDP} = Número de subportadoras para pilotos	12
N_{SG} = Número de subportadoras para guarda	10
N_{ST} = Número total de subportadoras utilizadas	122 (= $N_{SD} + N_{SDP} + N_{SG}$)
Δf = Separación en frecuencia de las subportadoras	4,125 Mhz (= 528 MHz/128)
T_{FFT} = IFFT/FFT	242,42 ns (=1/4,125 MHz)
T_{CP} = Prefijo cíclico	60,61 ns (=32/528 MHz)
T_{GI} = Intervalo guarda	9,47 ns (=5/528 MHz)
T_{SYM} = Periodo de símbolo OFDM	312,5 (= $T_{CP} + T_{FFT} + T_{GI}$)
R_b = Tasa binaria codificada	53,3, 55, 80, 106,7, 110, 160, 200, 320, 400, 480 Mbits/s

Tabla 1. Parámetros del sistema MB-OFDM para UWB.

IV. MODULACION ADAPTATIVA.

IV.1. INTRODUCCION.

El principal objetivo a lograr con los sistemas de modulación y codificación adaptativa en sistemas multiportadora del tipo OFDM, consiste en maximizar su eficiencia espectral y obtener tasas de error de bit y símbolo muy bajas para cada una de las subportadoras. La modulación y codificación adaptativa es especialmente viable en canales inalámbricos que presenten desvanecimiento plano y su variación temporal con respecto al periodo del símbolo OFDM no sea muy rápida (en canales selectivos en frecuencia y altamente dispersivos en tiempo y frecuencia, los esquemas de modulación y codificación adaptativa actualmente no ofrecen mejoras sustanciales, frente a la modulación y codificación fija, y en cambio si incrementan su complejidad y desarrollo) [2].

Los sistemas de comunicaciones móviles inalámbricos presentan canales que son variantes en el tiempo y debido a sus características de propagación multitrayecto generan desvanecimientos profundos que causan disminuciones bruscas de la potencia de la señal de hasta 20 dB a 30 dB, originando una elevada disminución del CNR y por tanto aumento de los parámetros (BER , SER) que evalúan las prestaciones del sistema inalámbrico y que además cambian continuamente con la dinámica y estructura del canal.

Debido a lo anterior, en los sistemas de transmisión que utilizan esquemas de modulación fija en canales inalámbricos dispersivos en tiempo (por su característica multitrayecto generan selectividad en frecuencia) y dispersivos en frecuencia (por el movimiento del móvil y/o difusores, generan selectividad temporal –efecto Doppler-) se encuentran tasas de error a nivel de bit y símbolo elevadas, degradando las prestaciones del sistema y obligando a la utilización de técnicas de procesado de señal (codificación, ecualización, diversidad (espacio, tiempo, frecuencia, código)) que ayuden a mitigar este inconveniente [1], [2].

Otra forma interesante de minimizar este efecto y que no excluye la de procesado de señal, se logra mediante el uso de la transmisión multiportadora con esquemas de codificación y modulación digital adaptativa, este enfoque permite ajustar varios parámetros (potencia de transmisión, niveles de modulación, tasas de transmisión y de codificación) en función de la SNR instantánea y media del canal o de su estadística de desvanecimiento en el dominio de la frecuencia [3]. No obstante para lograr un esquema de modulación adaptativo óptimo y confiable se requiere que la variación del canal con respecto a la duración del símbolo sea lo suficientemente lenta como para que el transmisor pueda adaptarse a los cambios del mismo. En MB-OFDM-UWB el periodo del símbolo por OFDM es mucho mayor que la variación temporal del canal [1], [2] lo que permite asumir que el canal permanece plano e invariante durante ese intervalo de tiempo.

IV.2. *MODELO DEL SISTEMA DE MODULACION ADAPTATIVO*

Un sistema de modulación adaptativo monoportadora o multiportadora permite variar: el nivel de potencia transmitido, la tasa de símbolos transmitidos, el tamaño de la constelación, el esquema de codificación e intercalado (interleaving) o cualquier combinación de estos parámetros. Sin embargo de acuerdo a [4] para un BER umbral definido en función de calidad de servicio para una aplicación (voz, datos, video, multimedia, etcétera), los mejores resultados se logran cuando se tiene control de la potencia a transmitir y/o de la tasa de transmisión en función del estado del canal. El buen desempeño del sistema requiere de una estimación precisa del canal en el receptor y de un camino de realimentación confiable hacia el transmisor.

En sistemas MB-OFDM-UWB la estimación del canal se logra enviando tonos pilotos que también se utilizan para la sincronización del símbolo. Se muestra en la Fig. 9, la estructura básica de un sistema de modulación adaptativa [1], donde el parámetro ξ se utiliza para evaluar la calidad

y estado del canal a partir de: **(a)** La relación señal a ruido instantánea (γ , iSNR), **(b)** Indicador de potencia de la señal radio (*RSSI*, *Radio Signal Strength Indicador*), **(c)** Estadística del desvanecimiento de las subportadoras en el dominio de la frecuencia (respuesta en frecuencia del canal). En esta tesina la calidad del canal se evalúa a partir de la iSNR medida a través de los tonos pilotos enviados por el transmisor.

Una vez el estado del canal (ξ) ha sido evaluado se le envía al transmisor vía el canal de realimentación, para que este, a través del bloque ‘control de modo de transmisión’ seleccione el nivel de modulación k que sea capaz de mantener el estado de la comunicación (ξ) en un nivel aceptable de acuerdo a una probabilidad de error de bit umbral (P_{th}) que previamente ha sido definida en función de la calidad de servicio requerida por la aplicación (voz, datos, video) específica. Una vez k es seleccionado, la modulación m_k -ary respectiva es ejecutada en el transmisor para generar la señal de transmisión $s(t)$ que será enviada a través del canal $h(t)$ [1],[2].

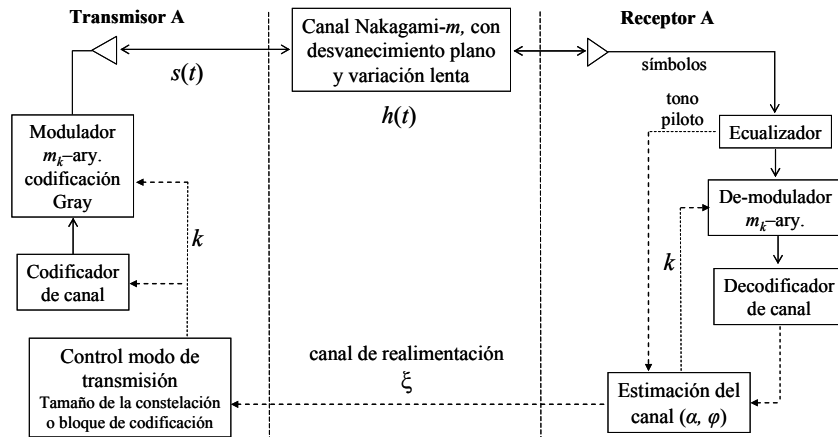


Figura 9. Diagrama de bloques para un sistema de modulación y codificación adaptativa

IV.3. SELECCIÓN DEL MODO DE TRANSMISIÓN EN UN SISTEMA M-PSK

Un sistema de modulación adaptativa que evalúa la calidad del canal con la iSNR, define una probabilidad de error de bit instantánea (iBEP, *instantaneous bit error probability*) umbral (P_{th}) como criterio de diseño para seleccionar los diferentes modos k de modulación. Para cuando la iSNR medida en el canal y que da origen a una iBEP es mayor que la P_{th} la QoS empieza a ser inaceptable y en consecuencia se debe pasar a una modulación acorde con la nueva iSNR que garantice la transmisión libre de errores (ej. utilizando una modulación que transmita menos símbolos). Una vez la BEP umbral ha sido definida, a partir de ella, se calcula la iSNR (γ_c) umbral que le corresponde y que se utiliza para la selección de los modos de transmisión k .

El sistema de modulación adaptativo define a K como el conjunto $\{0, 1, \dots, K - 1\}$ que contiene los k -ésimos modos de transmisión que especifican el nivel de modulación de acuerdo al valor de k , donde $k = 0$ define el modo de ‘no transmisión’. Para cuando la iSNR (γ) medida es mayor que

la i SNR de corte (γ_c) el sistema selecciona el modo de transmisión $k+1$ que genera el nivel de modulación superior (maximiza la eficiencia espectral) si el canal se degrada de tal forma que la γ medida es menor que la γ_c se selecciona el modo de transmisión k que da origen al nivel de modulación inferior que transmite un menor número de símbolos (asegura una transmisión libre de errores, aunque a una tasa de transmisión binaria menor). La regla de selección del k -ésimo modo de transmisión se expresa de acuerdo a [1] como

$$s_k \leq \gamma_c \leq s_{k+1}, \quad s_k \leq P_{th} \leq s_{k+1}, \quad (4.1)$$

donde s_k son los niveles conmutación que eligen en forma dinámica el modo k que selecciona el tipo de modulación a utilizar en el sistema adaptativo en función de la i SNR de corte o de la P_{th} . Sea $b_k = \log_2(m_k)$ los bits por símbolo transmitidos (BPS) en el modo de transmisión m_k para cuando $m_k \neq 0$, y $b_k = 0$ para cuando $m_k = 0$ (corresponde a $k = 0$). Es conveniente definir los BPS que se incrementan en el sistema cuando se cambia del modo k al modo $k+1$ o se disminuyen al pasar del modo $k+1$ al modo k , mediante un vector fila definido como $c_k = b_k - b_{k-1}$, para cuando $k > 0$. En la Tabla 2, se muestran los parámetros para un esquema de modulación adaptativa M -PSK de $K = 9$ modos de transmisión y que se utiliza en el análisis matemático de esta tesina.

k	0	1	2	3	4	5	6	7	8
m_k	0	2	4	8	16	32	64	128	256
b_k	0	1	2	3	4	5	6	7	8
c_k	0	1	1	1	1	1	1	1	1
Tx	0	BPSK	QPSK	8PSK	16PSK	32PSK	64PSK	128PSK	256PSK

Tabla 2. Parámetros para la modulación adaptativa M PSK de modo 9.

V. PARAMETROS PARA LA MODULACION ADAPTATIVA M -PSK.

En esta sección se definen los parámetros que permiten caracterizar el sistema de modulación adaptativo y evaluar la probabilidad de error de bit (P_b) (BEP, *bit error probability*), de símbolo (P_s) (SEP, *symbol error probability*) media, y la capacidad media B en bits/símbolo, para un sistema con modulación adaptativa M -PSK sobre una portadora, se calcula y compara la capacidad media utilizando modulación fija QPSK y M -PSK sobre un sistema multiportadora.

Cuando un canal de banda angosta (como el generado por una subportadora en MB-OFDM y que es igual a 4,125 MHz) es afectado por el desvanecimiento debido a la propagación multitrayecto, la magnitud (envolvente) de la subportadora que llega al receptor ha sido modificada por la amplitud (α) del desvanecimiento o ganancia del canal, donde α es una VA con potencia media $\Omega = \overline{\alpha^2}$. La estadística de la FDP de la envolvente depende del ambiente de propagación en el canal, después de que la señal pasa por el canal es afectada en el receptor por el ruido AWGN cuya estadística normalmente se asume como una FDP Gaussiana normalizada (media = 0, varianza = 1) y su estadística es independiente de la amplitud (α) del desvanecimiento debido al canal.

Asumiendo la potencia de transmisión (P [mw]) y del ruido (N [mw]) constantes durante la transmisión del símbolo OFDM para todas las subportadoras, la estimación de la calidad del canal que permite seleccionar el modo k de modulación, se evalúa a partir de la relación señal a ruido instantánea (γ , iSNR) y de la SNR media ($\bar{\gamma}$) por símbolo, y se calculan como

$$\gamma_i = \frac{P}{N}(\alpha_i^2) = \frac{E_s}{T_s \Delta f N_0}(\alpha_i^2) = \frac{E_s}{N_0}(\alpha_i^2), \quad \bar{\gamma}_i = \frac{E_s}{N_0} E[\alpha_i^2] = \frac{E_s}{N_0} \Omega_i, \quad (5.1)$$

donde E_s la energía de símbolo, N_0 la densidad espectral de potencia del ruido, T_s el periodo de símbolo por subportadora y Δf la separación en frecuencia de las subportadoras.

Conociendo que α define la amplitud del desvanecimiento y que su distribución es Nakagami- m , es conveniente determinar cual es la estadística que sigue la potencia (α^2) instantánea aleatoria para poder evaluar la probabilidad de error de bit (P_b) y de símbolo (P_s) media. La FDP para la iSNR de cada una de las subportadoras en un canal con desvanecimiento, se obtiene mediante los cambios de variable en (2.5) $\gamma = \alpha^2$, $\bar{\gamma} = \Omega$ y utilizando la siguiente expresión dada por [14].

$$f_\gamma(\gamma) = \frac{f_\alpha(\sqrt{\gamma})}{2\sqrt{\gamma}}. \quad (5.2)$$

Desarrollando (5.2), la iSNR en un canal con desvanecimiento Nakagami sigue una estadística cuya FDP es Gamma, y que se expresa por

$$f_\gamma(\gamma_i) = \left(\frac{m_i}{\bar{\gamma}}\right)^{m_i} \frac{\gamma_i^{m_i-1}}{\Gamma(m_i)} \exp\left(-\frac{m_i \gamma_i}{\bar{\gamma}}\right), \quad \gamma_i \geq 0, \quad (5.3)$$

donde $\bar{\gamma}$ es la SNR media por símbolo recibido. En la Fig. 9 se muestra la amplitud (α) y potencia (α^2) aleatoria simulada para 60 rayos con $\Omega = 1$, $m = 4$, y se compara con las expresiones analíticas (2.5) y (5.3) para validar la similitud de α y α^2 con las distribuciones Nakagami- m y Gamma respectivamente.

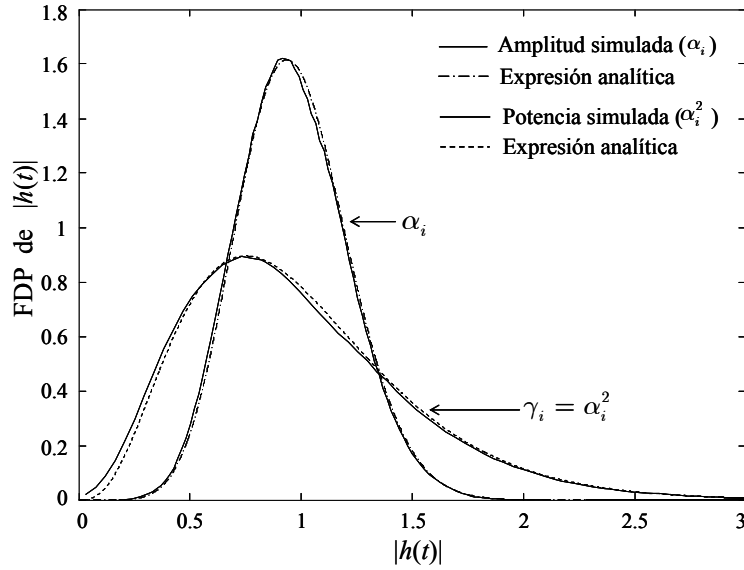


Figura 9. Amplitud y potencia de desvanecimiento en un canal Nakagami- m , para $\Omega = 1$ y $m = 4$.

Habiendo definido la estadística de la iSNR del canal con desvanecimiento Nakagami, es momento de calcular las expresiones que nos van a permitir evaluar el desempeño del sistema de modulación adaptativa M -PSK. Nuestro sistema de modulación adaptativa define un conjunto de k modos de operación igual a $k = \{0, 1, 2, 3, 4, 5, 6, 7, 8\}$, la probabilidad de seleccionar el k -ésimo modo de un conjunto K de posibles modos de modulación a utilizar en el sistema se encuentra a partir del cálculo de la probabilidad \mathcal{M}_k , donde \mathcal{M}_k se define en función de la métrica elegida para la medición de la calidad del canal (en la tesina se eligió la iSNR (γ)) y limitada por los niveles de conmutación s_k . La probabilidad \mathcal{M}_k se define como

$$\mathcal{M}_k = \text{Pr} \{s_k \leq \gamma < s_{k+1}\} = \int_{s_k}^{s_{k+1}} f_\gamma(\gamma) d\gamma, \quad (5.4)$$

donde $f_\gamma(\gamma)$ es la FDP de la iSNR calculada con (5.3). La capacidad promedio (B) en función de los BPS (b_k) se calcula de acuerdo a [1] como

$$B(\bar{\gamma}; s) = \sum_{k=0}^{K-1} b_k \mathcal{M}_k = \sum_{k=0}^{K-1} b_k \int_{s_k}^{s_{k+1}} f_\gamma(\gamma) d\gamma. \quad (5.5)$$

Cuando $s_k = \infty$ (corresponde al valor mayor de k , e igual a $K - 1$) la capacidad B se puede expresar como

$$\begin{aligned}
 B(\bar{\gamma}; \mathbf{s}) &= \sum_{k=0}^{K-1} b_k \int_{s_k}^{s_{k+1}} f_\gamma(\gamma) d\gamma = \sum_{k=0}^{K-1} b_k \left[\int_{s_k}^{\infty} f_\gamma(\gamma) d\gamma - \int_{s_{k+1}}^{\infty} f_\gamma(\gamma) d\gamma \right] \\
 &= b_0 \int_{s_0}^{\infty} f_\gamma(\gamma) d\gamma - b_0 \int_{s_1}^{\infty} f_\gamma(\gamma) d\gamma + b_1 \int_{s_1}^{\infty} f_\gamma(\gamma) d\gamma - b_1 \int_{s_2}^{\infty} f_\gamma(\gamma) d\gamma + \\
 &= b_2 \int_{s_2}^{\infty} f_\gamma(\gamma) d\gamma - b_2 \int_{s_3}^{\infty} f_\gamma(\gamma) d\gamma + b_3 \int_{s_3}^{\infty} f_\gamma(\gamma) d\gamma - b_3 \int_{s_4}^{\infty} f_\gamma(\gamma) d\gamma + \dots, \quad (5.6) \\
 &= b_0 \int_{s_0}^{\infty} f_\gamma(\gamma) d\gamma + \sum_{k=1}^{K-1} (b_k - b_{k-1}) \int_{s_k}^{\infty} f_\gamma(\gamma) d\gamma \\
 &= \sum_{k=0}^{K-1} c_k \int_{s_k}^{\infty} f_\gamma(\gamma) d\gamma = \sum_{k=0}^{K-1} c_k F(s_k),
 \end{aligned}$$

donde $c_k \triangleq b_k - b_{k-1}$ es un vector fila que define los BPS que se incrementan al pasar del modo k al modo $k + 1$, y $F(s_k)$ es la función de distribución acumulativa (FDA) de la γ definida como

$$F(\gamma) = \Pr[\gamma > s_k] \triangleq \int_{\gamma}^{+\infty} f_\gamma(\gamma) d\gamma. \quad (5.7)$$

La probabilidad de error de bit (BEP) o BER promedio para el k -ésimo modo seleccionado con (4.1) para el sistema adaptativo en un canal con desvanecimiento se define como la media de la BEP del sistema en el canal AWGN en la FDP de la iSNR del canal con desvanecimiento. La BEP media P_{bk} para un modo k específico del sistema adaptativo en el canal con *fading* se calcula como

$$P_{bk}(\bar{\gamma}; \mathbf{s}) = \int_{s_k}^{s_{k+1}} P_{MPSK}(\gamma) f_\gamma(\gamma) d\gamma, \quad (5.8)$$

donde $p_{MPSK}(\gamma)$ es el BEP para la modulación m_k -ary PSK en el modo k sobre el canal AWGN y $f_\gamma(\gamma)$ es la iSNR del canal con desvanecimiento. La probabilidad de error promedio total (P_{bavg}) o BEP media evaluada sobre todo el conjunto de modos k del sistema con modulación MPSK, se calcula como la suma de la BEP individuales evaluadas en (5.8) y divididas por la capacidad B media calculada con (5.5) o (5.6). La P_{avg} según [1] viene dada por

$$P_{bavg}(\bar{\gamma}; \mathbf{s}) = \frac{1}{B} \sum_{k=0}^{K-1} b_k \int_{s_k}^{s_{k+1}} P_{MPSK}(\gamma) f_\gamma(\gamma) d\gamma = \frac{1}{B} \sum_{k=0}^{K-1} b_k P_{bk} \quad (5.9)$$

V.1. PROBABILIDAD DE ERROR DE BIT Y CAPACIDAD MEDIA.

En esta sección se calcula la probabilidad de error de bit (BEP, *bit error probability*) y la capacidad (B) media para un sistema monoportadora y multiportadora con modulación adaptativa M -PSK (llamada también de envolvente constante, debido a que todos los puntos de la constelación se encuentran en el perímetro de un círculo y tienen igual energía) y para un sistema multiportadora con modulación fija QPSK, todas ellas sobre canales con desvanecimiento Nakagami- m .

V.1.1. BEP PARA M -PSK SOBRE UN CANAL AWGN.

Para la evaluación de la BEP y B media en cualquiera de los tres esquemas mencionados, se parte de la expresión (5.8) que obliga evaluar la BEP en función de la i SNR sobre el canal AWGN. En un sistema adaptativo M -ary PSK con codificación coherente tipo Gray y $M = 2^k$, donde M define el tamaño de la constelación y k los bits por símbolo transmitidos, la BEP según [1]

$$p_{MPSK}(\gamma) = \sum_{i=1}^N A_i Q(\sqrt{a_i \gamma}), \quad (5.10)$$

donde $Q(x)$ es la función Q Gaussiana de primer orden, definida como la probabilidad de que la VA (x) Gaussiana normalizada (media = 0, varianza = 1) sea mayor que un valor z . La representación canónica de $Q(x)$ en forma de una integral semi-infinita de la distribución de Gauss.

$$Q(z) \triangleq p(x \geq z) \triangleq \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_z^{\infty} \exp\left(-\frac{x^2}{2}\right) dx. \quad (5.11)$$

La función $Q(z)$ no es fácil de evaluar debido a que su argumento (z) esta en el límite inferior de la integral evaluándose sobre un rango infinito y además la función exponencial en la integral no tiene una solución cerrada [2],[14] lo que dificulta su cálculo directo. Por lo anterior existe en la literatura técnica formas alternas para evaluar la función $Q(z)$, siendo una de las más utilizadas la función $\text{erfc}(z)$ especialmente en el calculo de la BEP en canales AWGN.

$$Q(z) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_z^{\infty} \exp\left(-\frac{x^2}{2}\right) dx = \frac{1}{2} \text{erfc}\left(\frac{z}{\sqrt{2}}\right), \quad (5.12)$$

donde $\text{erfc}(z)$ es la función complementaria de error y su definición en forma de series de expansión según [22] viene dada por.

$$\text{erfc}(z) = 1 - \text{erf}(z) = 1 - \frac{2}{\sqrt{\pi}} \sum_{n=0}^{\infty} \frac{(-1)^n z^{2n+1}}{n!(2n+1)}. \quad (5.13)$$

Sin embargo, existe otra expresión alterna para evaluar $Q(z)$ desarrollada en el año 1991 y que de acuerdo con [2] y [14] presenta resultados más precisos en la evaluación del BER, especialmente en canales con desvanecimiento. La forma alterna de $Q(z)$ según [14] viene dada por

$$Q(z) = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi/2} \exp\left(-\frac{z^2}{2 \sin^2(\theta)}\right) d\theta, \quad z \geq 0. \quad (5.14)$$

Note como la integral de (5.14) esta evaluada sobre un rango finito que es independiente del argumento de la función, y la integral es una función Gaussiana con respecto a (z). De acuerdo con (5.12) se puede expresar la BEP definida por (5.10) para un sistema adaptativo M PSK con una portadora y sobre un canal AWGN, utilizando la función $\text{erfc}(z)$ como

$$P_{MPSK}(\gamma) \approx \sum_{i=1}^N A_i Q(\sqrt{a_i \gamma}) = \frac{1}{2} \sum_{i=1}^N A_i \operatorname{erfc}(\sqrt{\gamma a_i / 2}). \quad (5.15)$$

Para el calculo de (5.15) se define el siguiente conjunto de constantes $\{A_i, a_i\}$. Para $M=2$ (BPSK) las constantes valen ($A_1 = 1, a_1 = 2, N = 1$), para $M=4$ (QPSK) ($A_1 = 1, a_1 = 1, N = 1$). Para $M \geq 8, N = 2$, las constantes según [1] vienen dadas por

$$A_1 = A_2 = 2/k, \quad a_1 = 2 \sin^2\left(\frac{\pi}{M}\right), \quad a_2 = 2 \sin^2\left(\frac{3\pi}{M}\right). \quad (5.16)$$

La probabilidad de error de símbolo (SEP, *symbol error probability*) exacta para MPSK en un canal AWGN utilizando la forma alterna de $Q(z)$ definida en (5.14), según [14] se define como

$$P_{S_MPSK}(\gamma; M) = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi-\frac{\pi}{M}} \exp\left(\frac{-g_{MPSK} \gamma}{\sin^2(\theta)}\right) d\theta, \quad (5.17)$$

donde $g_{MPSK} = \sin^2\left(\frac{\pi}{M}\right)$, M corresponde al número de símbolos transmitidos en MPSK y definido en el conjunto $M = \{2, 4, 8, 16, 32, 64, 128, 256\}$. Se muestra en la Fig. 10, la SEP simulada para MPSK en función de la SNR media ($\bar{\gamma}$) por símbolo, utilizando (5.17), se observa que cuando la SEP = 10^{-8} para lograr un incremento de 1 BPS al pasar del modo k al $k + 1$, se requiere un aumento en la $\bar{\gamma}$ de aproximadamente 6 dB/símbolo, excepto entre BPSK y QPSK donde se requiere 3 dB/símbolo. Las líneas punteadas de color rojo muestran los niveles de conmutación s_k que definen los modos k de modulación para una probabilidad de error de bit umbral $P_{th} = 10^{-3}$, (ver conjunto s_k (dB) dado por (5.21)).

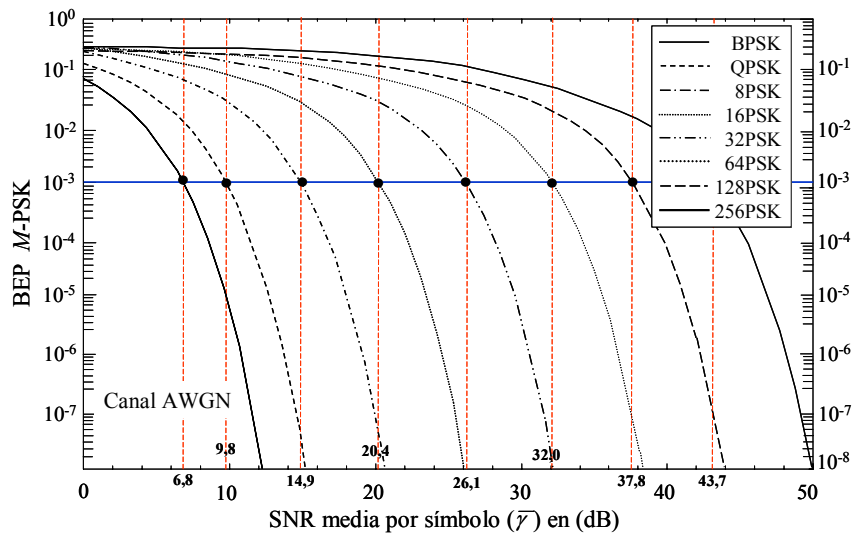


Figura 10. Niveles s_k con una $P_{th} = 10^{-3}$, y SEP para M -PSK en un canal AWGN.

V.1.2. CÁLCULO DE LOS NIVELES DE CONMUTACION (s_k).

En un sistema de modulación adaptativo el receptor decide que nivel de modulación utiliza de acuerdo a la métrica ξ definida para la medición y envía su valor al transmisor vía el canal de realimentación, en esta tesina la métrica que se utiliza es la iSNR (γ), entonces $\xi = \gamma$. Esto quiere decir que el sistema adaptativo de K modos ajusta su k -ésimo modo, donde $k \in \{0, 1, \dots, K-1\}$ de acuerdo al valor de iSNR medido, en el sistema M -PSK que se utiliza $K = 9$ y $k \in \{0, 1, 2, 3, 4, 5, 6, 7, 8\}$. La regla de selección del k -ésimo modo esta dado por

$$s_k \leq \xi < s_{k+1}, \quad (5.18)$$

donde el nivel de conmutación s_k pertenece al conjunto $\mathbf{s} = \{s_k \mid k = 0, 1, \dots, K-1\}$ y los limites del conjunto \mathbf{s} vienen dados por $s_0 = 0$ y $s_K = \infty$, para nuestro caso $s_K = 8$. Existen varias estrategias para elegir los niveles s_k : **(a)** a partir de las expresiones de BEP para cada uno de los niveles de modulación en el canal AWGN, se encuentran los valores de SNR que cumplen con la probabilidad de error de bit umbral definida (P_{th}), **(b)** A través de funciones de costo definidas en función de la confiabilidad y eficiencia de la transmisión teniendo en cuenta la P_{th} definida [1]. En esta tesina se utiliza el enfoque (a), en consecuencia (5.18) se puede expresar como

$$s_k \leq \gamma < s_{k+1}, \quad s_k \leq P_{th} < s_{k+1}. \quad (5.19)$$

Los niveles de conmutación ($s_0, s_1, s_2, \dots, s_8$) se encuentran calculando la función inversa de la expresión del BEP para la modulación M -PSK sobre el canal AWGN dada por (5.10) y evaluándolos en la BEP umbral (P_{th}) requerida. Sin embargo no es trivial encontrar la inversa a esta ecuación debido a la dificultad de evaluar la función inversa de $Q(z)$, en consecuencia, para encontrar los valores s_k se recurre al cálculo mediante métodos numéricos, siguiendo este método para la modulación adaptativa MPSK y con $P_{th} = 10^{-3}$ los niveles de cambio s_k están definidos por

$$s_k = \{0, 4,77, 9,54, 30,07, 108,82, 410,07, 1567,99, 6037,94, 23352,9\}. \quad (5.20)$$

$$s_k \text{ (dB)} = \{-\infty, 6,78, 9,79, 14,78, 20,37, 26,13, 31,95, 37,81, 43,68\}. \quad (5.21)$$

Los niveles s_k en dB de acuerdo a (5.21) se muestran en la Fig. 10 para un BER umbral $P_{th} = 10^{-3}$. En la tabla 3, se definen los límites de operación de los niveles de modulación de acuerdo a la P_{th} .

SNR (γ) [dB]	Modo k	Nivel de modulación
$0 \leq \gamma < 6,78$	0	No hay transmisión
$6,78 \leq \gamma < 9,79$	1	BPSK
$9,79 \leq \gamma < 14,78$	2	QPSK
$14,78 \leq \gamma < 20,37$	3	8PSK
$20,37 \leq \gamma < 26,13$	4	16PSK
$26,13 \leq \gamma < 31,95$	5	32PSK
$31,95 \leq \gamma < 37,81$	6	64PSK
$37,81 \leq \gamma < 43,68$	7	128PSK
$43,68 \leq \gamma$	8	256PSK

Tabla 3. Niveles de conmutación para la modulación adaptativa M -PSK de modo $K = 9$ y $P_{th} = 10^{-3}$.

V.1.3. PROBABILIDAD DE CORTE o OUTAGE.

Una métrica importante aparte de la BEP y la SEP utilizada en la evaluación del desempeño de un sistema de comunicación digital especialmente en sistemas con diversidad (frecuencia, tiempo, espacio, código) y en canales con desvanecimiento, es la que se conoce como probabilidad de corte o de *outage* (P_{out}) definida como la probabilidad de que la BEP exceda un valor umbral (γ_c) o que la iSNR (γ) sea menor a una SNR (γ_0) de corte definida como umbral de no transmisión. Para nuestro sistema adaptativo M -PSK se observa que cuando la iSNR medida (γ) es menor de 6,78 dB no se transmite información en el sistema, por tanto nuestra SNR de corte o umbral es $\gamma_0 = 6,78$ dB, esto quiere decir que para cuando $\gamma < \gamma_0$ no se envía información. Por tanto la P_{out} será igual a

$$P_{out} = \Pr[\gamma < \gamma_0] = \int_0^{\gamma_0} f_\gamma(\gamma) d\gamma = 1 - \int_{\gamma_0}^{+\infty} f_\gamma(\gamma) d\gamma, \quad (5.22)$$

donde $f_\gamma(\gamma)$ es la FDP de la iSNR del canal dada por (5.3), desarrollando (5.22) resulta

$$P_{out} = 1 - \frac{1}{\Gamma(m)} \left(\frac{m}{\bar{\gamma}}\right)^m \int_{\gamma_0}^{+\infty} \gamma^{m-1} \exp\left(-\frac{m\gamma}{\bar{\gamma}}\right) d\gamma = 1 - \frac{1}{\Gamma(m)} \Gamma\left(m, \frac{m\gamma_0}{\bar{\gamma}}\right). \quad (5.23)$$

Se muestra en la Fig. 11, la probabilidad de *outage* para varios valores del parámetro de forma del canal Nakagami con una probabilidad de corte $P_{th} = 10^{-3}$ y simulada de acuerdo a (5.23). Note como entre 0 y 6,8 dB la BEP es muy alta, lo cual evidencia que no hay transmisión de información en el sistema de acuerdo con el valor definido para la BEP umbral, tal como se define en la tabla 3 y se muestra en la Fig. 10.

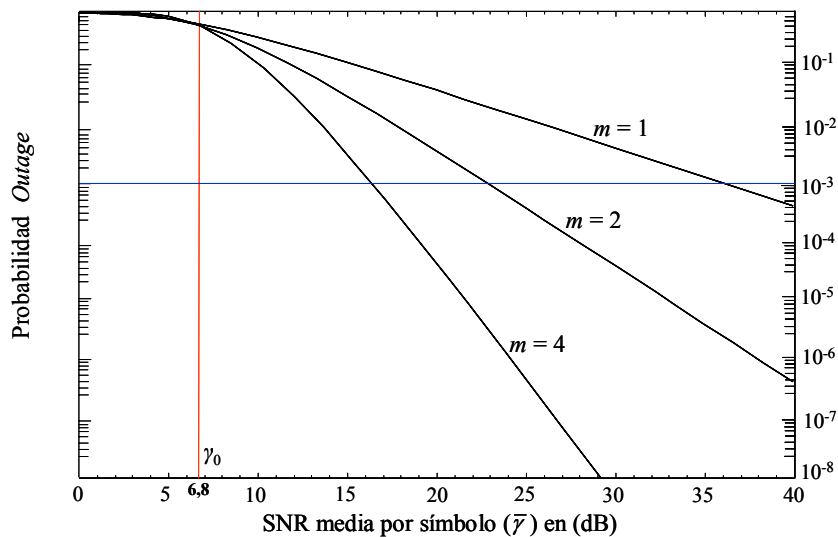


Figura 11. Probabilidad de indisponibilidad en un canal Nakagami con $P_{th} = 10^{-3}$.

V.1.4. BEP MEDIA PARA UN SISTEMA MONOPORTADORA EN UN CANAL CON DESVANECIMIENTO NAKAGAMI- m .

La BEP (P_k) media para el modo k en un sistema monoportadora con modulación adaptativa M -PSK sobre un canal con desvanecimiento Nakagami- m , se obtiene reemplazando (5.3) y (5.10) en (5.8).

$$P_{bk}(\bar{\gamma}; s; m) = \int_{s_k}^{s_{k+1}} p_{MPSK}(\gamma) f_\gamma(\gamma) d\gamma = \frac{1}{\Gamma(m)} \left(\frac{m}{\bar{\gamma}}\right)^m \sum_{i=1}^N A_i \int_{s_k}^{s_{k+1}} \mathcal{Q}(\sqrt{a_i \gamma}) \gamma^{m-1} \exp\left(-\frac{m\gamma}{\bar{\gamma}}\right) d\gamma, \quad (5.24)$$

donde $\{A_i, a_i\}$ son las constantes para M -PSK en el canal AWGN definidas en (5.16), $\bar{\gamma} = \text{SNR}$ media y $\gamma = \text{iSNR}$ del canal con desvanecimiento. Utilizando la función $\text{erfc}(z)$ en (5.24) resulta

$$P_{bk}(\bar{\gamma}; s; m) = \frac{1}{2\Gamma(m)} \left(\frac{m}{\bar{\gamma}}\right)^m \sum_{i=1}^N A_i \int_{s_k}^{s_{k+1}} \text{erfc}\left(\sqrt{\frac{a_i \gamma}{2}}\right) \gamma^{m-1} \exp\left(-\frac{m\gamma}{\bar{\gamma}}\right) d\gamma. \quad (5.25)$$

Desarrollando (5.25) utilizando la definición de $\text{erfc}(z)$ dada por (5.13) y teniendo en cuenta que

$z = \left(\frac{a_i \gamma}{2}\right)^{1/2}$ se llega al siguiente resultado

$$P_{bk}(\bar{\gamma}; s; m) = \frac{1}{2\Gamma(m)} \left(\frac{m}{\bar{\gamma}}\right)^m \sum_{i=1}^N A_i \left[\int_{s_k}^{s_{k+1}} \gamma^{m-1} \exp\left(-\frac{m\gamma}{\bar{\gamma}}\right) d\gamma - \frac{2}{\sqrt{\pi}} \sum_{k=0}^{\infty} \frac{(-1)^k}{(2k+1)k!} \left(\frac{a_i}{2}\right)^{k+0.5} \int_{s_k}^{s_{k+1}} \gamma^{k+m-0.5} \exp\left(-\frac{m\gamma}{\bar{\gamma}}\right) d\gamma \right]. \quad (5.26)$$

Resolviendo las dos integrales de (5.26) se obtiene

$$P_{bk}(\bar{\gamma}; s; m) = \frac{1}{2\Gamma(m)} \sum_{i=1}^N A_i \left[\Gamma\left(m, \frac{m}{\bar{\gamma}} s_k, \frac{m}{\bar{\gamma}} s_{k+1}\right) - \frac{2}{\sqrt{\pi}} \sum_{k=0}^{\infty} \frac{(-1)^k}{(2k+1)k!} \left(\frac{a_i}{2}\right)^{k+0.5} \left(\frac{m}{\bar{\gamma}}\right)^{-(k+0.5)} \Gamma\left(m+k+0.5, \frac{m}{\bar{\gamma}} s_k, \frac{m}{\bar{\gamma}} s_{k+1}\right) \right], \quad (5.27)$$

donde $\Gamma(\cdot, \cdot, \cdot)$ es la función gamma incompleta generalizada [22]. La ecuación (5.27) define la BEP promedio para un modo k específico en un sistema monoportadora con M -PSK sobre un canal con desvanecimiento Nakagami. Se muestra en la Fig. 12, la BEP media para cada uno de los k modos del sistema M -PSK sobre una portadora para el canal Nakagami con $m = 3$.

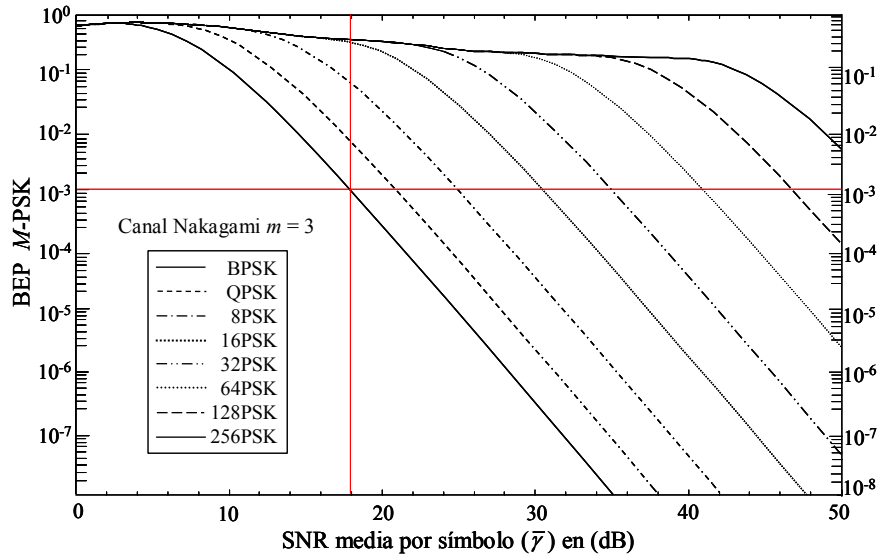


Figura 12. BEP media para cada uno de los k modos en M PSK sobre un canal Nakagami con $m = 3$.

En la Fig. 13, se observa la misma BEP media para cada uno de los modos k sobre el canal Nakagami con $m = 1$ (Rayleigh) y en la Fig. 14, para $m = 20$ (canal AWGN) a partir de (5.27). Se hace notar que las graficas de la Fig. 14 para el canal con $m = 20$ es similar a las graficas de la Fig. 10, para M -PSK sobre un canal AWGN, lo que era de esperar de acuerdo a la teoría y verifica la validez de la expresión encontrada en (5.27).

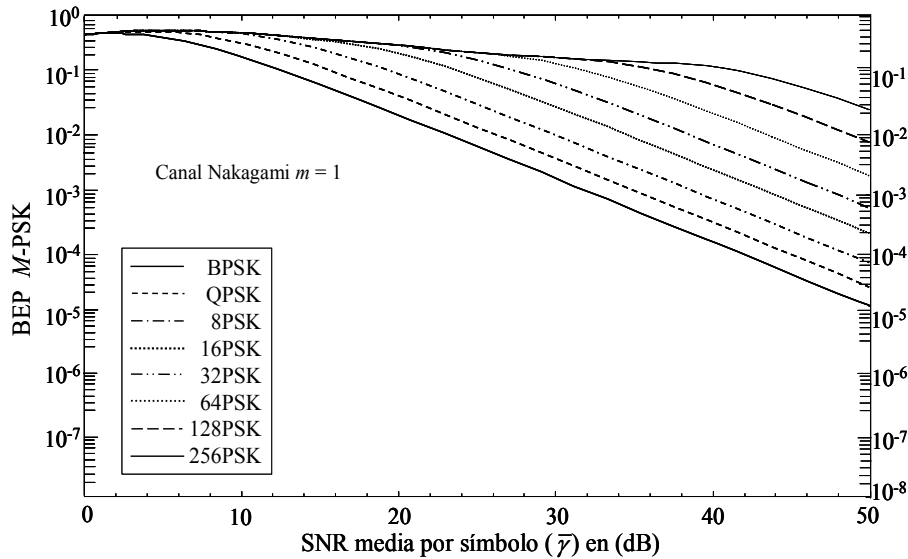


Figura 13. BEP media para cada modo k en M -PSK sobre un canal Nakagami con $m = 1$ (Rayleigh).

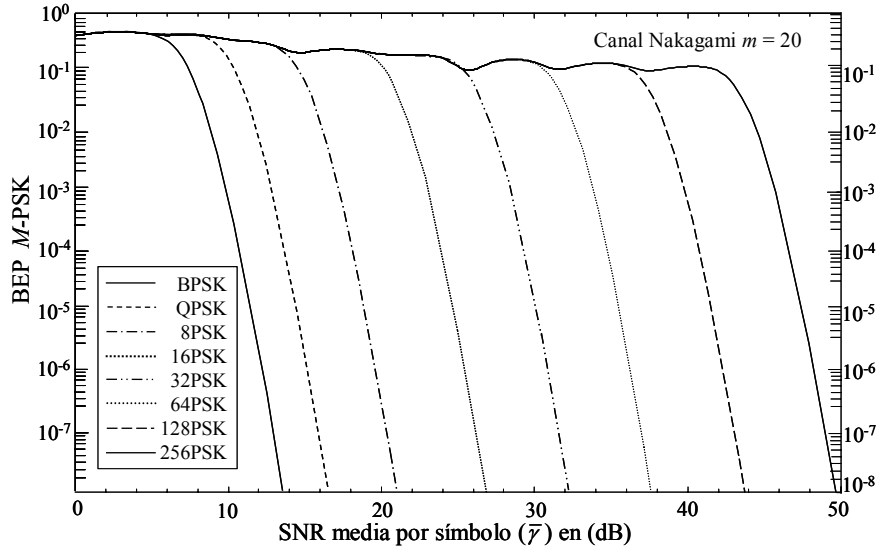


Figura 14. BEP media para cada modo k en M -PSK sobre un canal Nakagami con $m = 20$ (AWGN).

V.1.5. CAPACIDAD MEDIA EN UN SISTEMA MONOPORTADORA.

La capacidad (B) media para el sistema monoportadora con modulación M -PSK en el canal Nakagami- m se calcula a partir de la ecuación (5.6) y se repite aquí por conveniencia

$$B(\bar{\gamma}; \mathbf{s}) = \sum_{k=0}^{K-1} c_k \int_{s_k}^{\infty} f_{\gamma}(\gamma) d\gamma = \sum_{k=0}^{K-1} c_k F(s_k). \quad (5.28)$$

El vector fila $c_k \triangleq b_k - b_{k-1}$ define el incremento de BPS cuando se pasa del modo k al modo $k + 1$ y se evalúa a partir de la Tabla 2, $c_k = \{0, 1, 1, 1, 1, 1, 1, 1, 1\}$ y $F(s_k)$ es la función distribución acumulativa (FDA) de la iSNR del canal Nakagami definida en (5.3), por tanto

$$F(\gamma) \triangleq \int_{s_k}^{\infty} f_{\gamma}(\gamma) d\gamma = \frac{1}{\Gamma(m)} \left(\frac{m}{\bar{\gamma}} \right)^m \int_{s_k}^{\infty} \gamma^{m-1} \exp\left(-\frac{m\gamma}{\bar{\gamma}}\right) d\gamma = \frac{1}{\Gamma(m)} \Gamma\left(m, \frac{m}{\bar{\gamma}} s_k\right). \quad (5.29)$$

Reemplazando (5.29) en (5.28) y después de realizar algunas operaciones, resulta

$$B(\bar{\gamma}; \mathbf{s}) = \frac{1}{\Gamma(m)} \sum_{k=0}^{K-1} c_k \Gamma\left(m, \frac{m}{\bar{\gamma}} s_k\right). \quad (5.30)$$

La Fig. 15, muestra la capacidad media (B) definida por (5.30) para el sistema monoportadora con modulación M -PSK en un canal Nakagami- m . Note que entre 0 y 6,8 dB no hay transmisión de símbolos como era de esperar de acuerdo al cálculo de los niveles s_k , y entre 6,8 y 9,8 dB aparece la modulación BPSK, se corrobora con este grafico los niveles s_k de la Tabla 3.

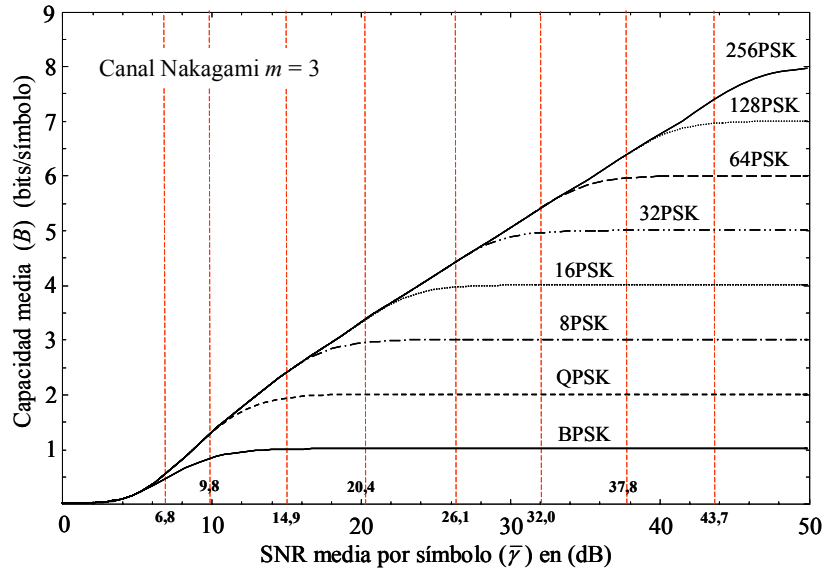


Figura 15. Capacidad media con M PSK para una $P_{th}=10^{-3}$, en un canal Nakagami con $m = 3$.

Finalmente la probabilidad de error bit (P_{bavg}) total para M -PSK sobre una portadora, resulta de la suma de las probabilidades individuales (P_{bk}) calculada en (5.27) y dividida entre la capacidad media dada por (5.30). Esta BEP total esta definida por (5.9) y se repite aquí por conveniencia

$$P_{bavg}(\bar{\gamma};s) = \frac{1}{B} \sum_{k=0}^{K-1} b_k \int_{s_k}^{s_{k+1}} P_{MPSK}(\gamma) f_{\gamma}(\gamma) d\gamma = \frac{1}{B} \sum_{k=0}^{K-1} b_k P_{bk}. \quad (5.31)$$

donde $b_k = \{0, 1, 2, 3, 4, 5, 7, 8\}$ son los BPS transmitidos en el k -ésimo modo. Reemplazando en (5.31) la P_{bk} calculada con (5.27) y la capacidad (B) media encontrada en (5.30) resulta

$$P_{bavg} = \frac{1}{2 \sum_{k=0}^{K-1} c_k \Gamma\left(m, \frac{m}{\bar{\gamma}} s_k\right)} \sum_{k=0}^{k-1} b_k \sum_{i=1}^N A_i \left[\Gamma\left(m, \frac{m}{\bar{\gamma}} s_k, \frac{m}{\bar{\gamma}} s_{k+1}\right) - \frac{2}{\sqrt{\pi}} \sum_{k=0}^{\infty} \frac{(-1)^k}{(2k+1)k!} \left(\frac{a_i}{2}\right)^{k+0.5} \left(\frac{m}{\bar{\gamma}}\right)^{-(k+0.5)} \Gamma\left(m+k+0.5, \frac{m}{\bar{\gamma}} s_k, \frac{m}{\bar{\gamma}} s_{k+1}\right) \right] \quad (5.32)$$

Se muestra en la Fig. 15, la BEP media para la modulación adaptativa M PSK con una portadora y sobre un canal con desvanecimiento Nakagami- m para $m = 3$ y evaluada con (5.32).

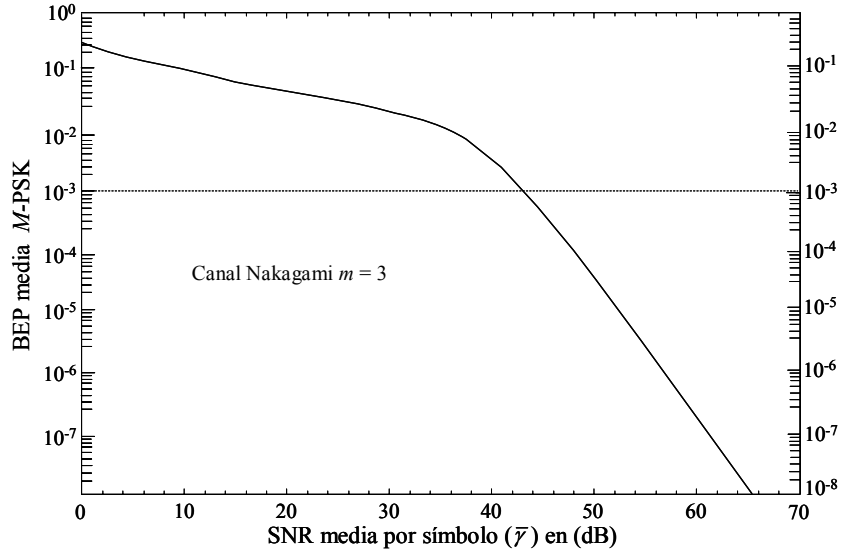


Figura 15. BEP promedio para el sistema M -PSK con una portadora y desvanecimiento Nakagami- m .

V.1.6. BEP MEDIA EN UN SISTEMA MULTIPORTADORA.

En esta sección se evalúa la BEP y SEP con modulación fija QPSK y adaptativa M -PSK en un sistema multiportadora, para realizar estos cálculos vamos a utilizar la forma alterna de la función $Q(z)$ dada por (5.14) y además introducimos la función generadora de momentos (FGM) (MGF, *Moment Generating Function*). Hacemos notar que el uso que haremos en esta sección de la FGM tiene que ver con su capacidad de transformación y no como generadora de momentos de una VA.

V.1.6.1. FUNCION GENERADORA DE MOMENTOS (FGM).

La FGM de una variable aleatoria no negativa γ con FDP $f_\gamma(\gamma)$ se define de acuerdo a [8] como

$$\mathcal{M}_\gamma(s) = E[e^{s\gamma}] = \int_0^\infty \exp(s\gamma) f_\gamma(\gamma) d\gamma, \quad \gamma \geq 0. \quad (5.33)$$

Donde s es un número complejo $-\infty < s < \infty$. Note que (5.33) es el valor esperado o medio de la función exponencial $e^{s\gamma}$ en la FDP de la iSNR del canal Nakagami y γ es la VA. Esta media corresponde a la transformada de Laplace de su FDP con el signo invertido: $\mathcal{L}[f_\gamma(\gamma) d\gamma] = \mathcal{M}_\gamma(-s)$.

La importancia de (5.33) radica en que permite evaluar la FGM para cualquier canal con desvanecimiento, solo es necesario conocer la iSNR asociada al canal. Sustituyendo la iSNR definida en (5.3) en (5.33), se obtiene la FGM para el canal Nakagami- m .

$$\mathcal{M}_\gamma(s) = \frac{1}{\Gamma(m)} \left(\frac{m}{\bar{\gamma}}\right)^m \int_0^\infty \gamma^{m-1} \exp\left(\left(s - \frac{m}{\bar{\gamma}}\right)\gamma\right) d\gamma = \left(1 - \frac{s\bar{\gamma}}{m}\right)^{-m}. \quad (5.34)$$

La probabilidad de error de símbolo (SEP) media para un canal con desvanecimiento sobre una portadora y utilizando M -PSK se desarrolla a partir de

$$P_{s_MPSK}(\bar{\gamma}) = \int_0^{\infty} p_{s_MPSK}(\gamma) f_{\gamma}(\gamma) d\gamma, \quad (5.35)$$

donde $p_{s_MPSK}(\gamma)$ define la SEP de M -PSK sobre el canal AWGN y $f_{\gamma}(\gamma)$ la iSNR del canal con desvanecimiento. La SEP para M -PSK sobre el canal AWNG esta definida según (5,17) como

$$p_{s_MPSK}(\gamma; M) = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi - \frac{\pi}{M}} \exp\left(\frac{-g_{MPSK}\gamma}{\sin^2(\theta)}\right) d\theta, \quad (5.36)$$

donde $g_{MPSK} = \sin^2\left(\frac{\pi}{M}\right)$ depende del tamaño de las constelación y M el número de símbolos transmitidos. Reemplazando (5.36) en (5.35) e intercambiando el orden de las integrales, resulta

$$\begin{aligned} P_{s_MPSK}(\bar{\gamma}) &= \int_0^{\infty} \left(\frac{1}{\pi} \int_0^{\pi - \frac{\pi}{M}} \exp\left(\frac{-g_{MPSK}\gamma}{\sin^2(\theta)}\right) d\theta \right) f_{\gamma}(\gamma) d\gamma \\ &= \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi - \frac{\pi}{M}} \left(\int_0^{\infty} \exp\left(\frac{-g_{MPSK}\gamma}{\sin^2(\theta)}\right) f_{\gamma}(\gamma) d\gamma \right) d\theta. \end{aligned} \quad (5.37)$$

Definiendo $s = \frac{-g_{MPSK}}{\sin^2(\theta)}$ y sustituyendo en (5.37) se obtiene

$$P_{s_MPSK}(\bar{\gamma}) = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi - \frac{\pi}{M}} \left(\int_0^{\infty} \exp(s\gamma) f_{\gamma}(\gamma) d\gamma \right) d\theta, \quad (5.38)$$

donde la integral interna que se encuentra entre paréntesis corresponde a la FGM para el canal con desvanecimiento de acuerdo a (5.31), teniendo en cuenta s se puede reescribir (5.38) como

$$P_{s_MPSK}(\bar{\gamma}) = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi - \frac{\pi}{M}} \mathcal{M}_{\gamma}(s) d\theta = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi - \frac{\pi}{M}} \mathcal{M}_{\gamma}\left(\frac{-g_{MPSK}}{\sin^2(\theta)}\right) d\theta. \quad (5.39)$$

Para cuando el desvanecimiento del canal sigue una distribución Nakagami- m , su FGM viene dada por (5.34) por tanto la SEP exacta para M -PSK sobre el canal Nakagami- m con una portadora se obtiene desarrollando (5.39) teniendo en cuenta (5.34) resultando

$$P_{s_MPSK}(m; \bar{\gamma}) = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi - \frac{\pi}{M}} \left(1 + \frac{g_{MPSK}\gamma_s}{m \sin^2(\theta)} \right)^{-m} d\theta. \quad (5.40)$$

Note, como la ecuación (5.37) se reduce a una integral gracias a la transformación que permite la utilización de la FGM y la forma alterna de la función Q , lo que trae como beneficio que la evaluación de (5.40) sea posible realizar con un programa de cálculo matemático para cualquier valor arbitrario de m . Se muestra en la Fig. 16, la SEP exacta para M -PSK sobre un canal Nakagami- m , calculada de acuerdo con (5.40).

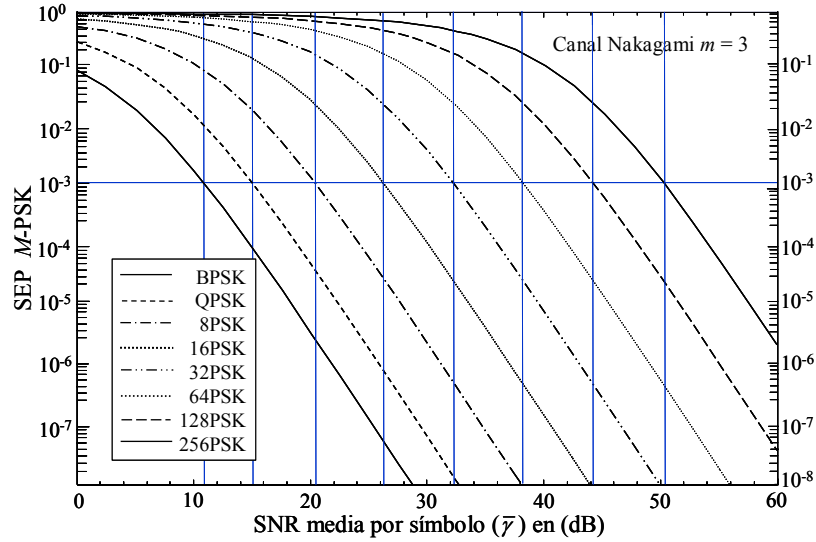


Figura 16. SEP exacta para el k -ésimo modo con M -PSK sobre un canal Nakagami- m , con $m = 3$.

Se hace notar que la expresión definida en (5.32) permite calcular la BEP media en un sistema adaptativo M -PSK monoportadora con desvanecimiento Nakagami, mientras que (5.40) evalúa la BEP media en un sistema M -PSK no adaptativo sobre un canal con desvanecimiento Nakagami.

Para la evaluación de los parámetros de rendimiento (SEP, BEP) de la modulación M -PSK en un sistema multiportadora con canales independientes, se define que: Las N subportadoras del sistema OFDM son independientes y su variación temporal es lenta ($\sigma_\tau = 25$ ns) comparada con el periodo del símbolo ($T_{SYM_OFDM} = 312,5$ ns) por tanto el subcanal presenta desvanecimiento plano durante la transmisión del símbolo, en consecuencia $\{\alpha_i\}_{i=1}^N$, $\{\theta_i\}_{i=1}^N$, $\{\tau_i\}_{i=1}^N$ que son respectivamente la amplitud, la fase, y el retardo de cada una de las subportadoras son VA que estadísticamente son mutuamente independientes y se asumen constantes durante la duración del símbolo [14].

V.1.7. BEP EN UN SISTEMA MULTIPORTADORA CON MODULACION M -PSK.

La probabilidad de error de bit (BEP) media para la modulación M -PSK en un sistema multiportadora resulta del promedio de la BEP M -PSK en el canal AWGN definida en (5.17) sobre la PDF conjunta de las iSNR $\{\gamma_i\}_{i=1}^N$ de cada una de las subportadoras del sistema OFDM. La PDF conjunta de la iSNR se expresa como $f_{\gamma_1, \gamma_2, \dots, \gamma_N}(\gamma_1, \gamma_2, \dots, \gamma_N)$, puesto que las $\{\gamma_i\}_{i=1}^N$ son VA estadísticamente independientes, entonces la PDF conjunta es igual al producto de las PDFs individuales $f_{\gamma_1, \gamma_2, \dots, \gamma_N}(\gamma_1, \gamma_2, \dots, \gamma_N) = f_{\gamma_1}(\gamma_1)f_{\gamma_2}(\gamma_2), \dots, f_{\gamma_N}(\gamma_N)$, por tanto la PDF de las iSNR del sistema multiportadora para cuando son independientes se puede expresar como

$$f_{\gamma_1, \gamma_2, \dots, \gamma_N}(\gamma_1, \gamma_2, \dots, \gamma_N) = \prod_{i=1}^N f_{\gamma_i}(\gamma_i). \quad (5.41)$$

Entonces la SEP con M -PSK para un sistema multiportadora según [14] viene dada por

$$P_{s_MPSK}(\bar{\gamma}) = \int_0^\infty \int_0^\infty \dots \int_0^\infty P_{s_MPSK}(\gamma) f_{\gamma_1, \gamma_2, \dots, \gamma_N}(\gamma_1, \gamma_2, \dots, \gamma_N) d\gamma_1 d\gamma_2, \dots, d\gamma_N. \quad (5.42)$$

donde $p_{s_MPSK}(\gamma)$ es la SEP en el canal AWGN, sustituyendo (5.41) en (5.42) se obtiene

$$P_{s_MPSK}(\bar{\gamma}; N) = \int_0^\infty \int_0^\infty \dots \int_0^\infty P_{s_MPSK}(\gamma) \prod_{i=1}^N f_{\gamma_i}(\gamma_i) d\gamma_1 d\gamma_2, \dots, d\gamma_N. \quad (5.43)$$

Sustituyendo la SEP para M -PSK en AWGN definida en (5.36), resulta

$$P_{s_MPSK}(\bar{\gamma}; N) = \int_0^\infty \int_0^\infty \dots \int_0^\infty \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi-M} \prod_{i=1}^N \exp\left(-\frac{g_{MPSK} \gamma_i}{\sin^2(\theta)}\right) f_{\gamma_i}(\gamma_i) d\theta d\gamma_1 d\gamma_2, \dots, d\gamma_N. \quad (5.44)$$

Puesto que el integrando de (5.44) es completamente integrable en el rango definido y teniendo en cuenta que una de las integrales $\int_0^\infty(\cdot)$ viene de la definición de la función Q , se puede intercambiar el orden de la integración y el operador productorio, resultando

$$P_{s_MPSK}(\bar{\gamma}; N) = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi-M} \prod_{i=1}^N \left(\int_0^\infty \exp\left(-\frac{g_{MPSK} \gamma_i}{\sin^2(\theta)}\right) f_{\gamma_i}(\gamma_i) d\gamma_i \right) d\theta. \quad (5.45)$$

La integral que se encuentra entre paréntesis de acuerdo a (5.31) corresponde a la FGM para el sistema multiportadora con desvanecimiento e iSNR (γ_i) independientes, donde $s = \frac{-g_{MPSK}}{\sin^2(\theta)}$, en consecuencia (5.45) se puede expresar de acuerdo con [2], [14] como

$$P_{s_MPSK}(\bar{\gamma}; N) = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi-M} \prod_{i=1}^N \mathcal{M}_{\gamma_i} \left(-\frac{g_{MPSK}}{\sin^2(\theta)} \right) d\theta. \quad (5.46)$$

Note que la SEP media para M -PSK en un sistema multiportadora esta definida por una integral de rango finito y por el productorio de las FGMs de cada una de las iSNR asociadas a las subportadoras del sistema. Para cuando el desvanecimiento del canal sigue una distribución Nakagami- m , su FGM viene dada por (5.34), por tanto la SEP exacta para M -PSK sobre el sistema multiportadora con desvanecimiento independiente, se obtiene desarrollando (5.46) teniendo en cuenta (5.34) como

$$P_{s_MPSK}(m; \bar{\gamma}; N) = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi-M} \prod_{i=1}^N \left(1 + \frac{g_{MPSK} \gamma_i}{m \sin^2(\theta)} \right)^{-m} d\theta. \quad (5.47)$$

Para cuando el desvanecimiento en cada una de las subportadoras es independiente e idénticamente distribuido (i.i.d. *Independent, identically distributed*), entonces (5.47) según [14] viene dada por

$$P_{s_MPSK}(m; \bar{\gamma}; N) = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi-\frac{\pi}{M}} \left(1 + \frac{g_{MPSK} \gamma_i}{m \sin^2(\theta)} \right)^{-m} d\theta. \quad (5.48)$$

La probabilidad de error de bit (BEP) media, se obtiene a partir de la SEP, según [7] como

$$P_{b_MPSK}(m; \bar{\gamma}; N) = \left(\frac{P_{s_MPSK}}{\log_2(M)} \right) = \left(\frac{1}{\log_2(M)} \right) \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi-\frac{\pi}{M}} \left(1 + \frac{g_{MPSK} \gamma_i}{m \sin^2(\theta)} \right)^{-m} d\theta. \quad (5.49)$$

Se muestra en la Fig. 17, la BEP y la SEP para QPSK, en un sistema con $N = 9$ subportadoras y en un sistema monoportadora, con desvanecimiento Nakagami- m para $m = 3$, simuladas con (5.48) y (5.49). Note como para una $BEP = 10^{-5}$, en el sistema multiportadora se requiere una SNR media de 4 dB, y en el monoportadora para alcanzar la misma BEP se requieren 27 dB.

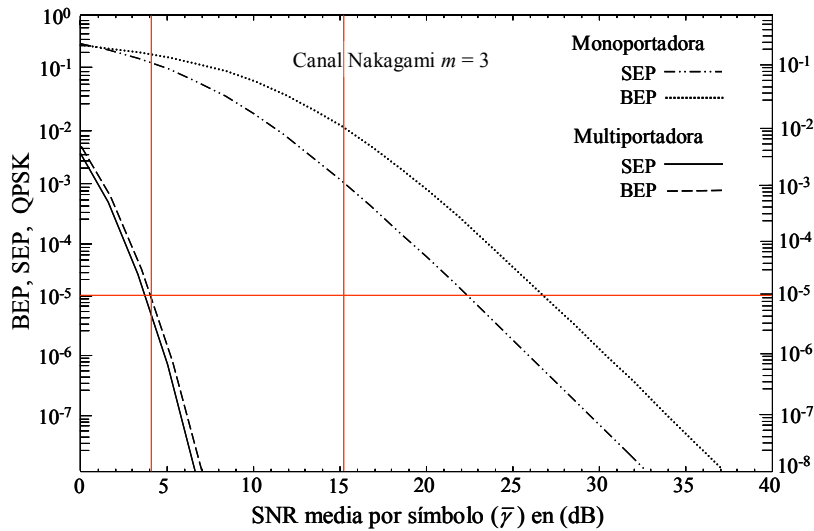


Figura 17. SEP y BEP para QPSK fijo en un sistema monoportadora y multiportadora con 9 subportadoras y desvanecimiento Nakagami- m .

V.1.8. CAPACIDAD MEDIA EN UN SISTEMA MULTIPORTADORA.

Para el análisis de la capacidad (B) media en el sistema multiportadora se considera que el desvanecimiento de la envolvente (α) de cada una de las subportadoras que se encuentran entre los tonos pilotos en el sistema esta correlado. En el estándar de nivel fisico para MB-OFDM se especifica que los tonos pilotos se asignan cada 9 subportadoras como se muestra en la Fig. 18.

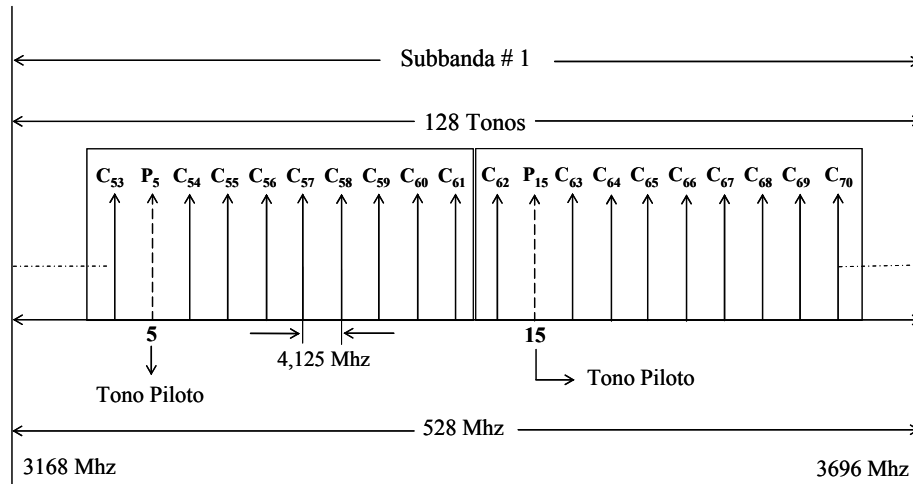


Figura 18. Asignación de las subportadoras y tonos pilotos para la subbanda # 1, en MBOFDM-UWB.

Para un sistema de N portadoras correladas que utiliza modulación adaptativa M -PSK es posible evaluar la capacidad (B) media para una probabilidad de error de bit umbral P_{th} específica como

$$B = \sum_{k=0}^K c_k \Pr[\gamma_1 > s_k, \dots, \gamma_n > s_k], \quad (5.50)$$

donde

$$\Pr[\gamma_1 > s_k, \dots, \gamma_n > s_k] \triangleq \left(\int_{\gamma_1}^{\infty} \dots \int_{\gamma_n}^{\infty} f_{\gamma_1, \gamma_2, \dots, \gamma_n}(\gamma_1, \gamma_2, \dots, \gamma_n) d\gamma_1 d\gamma_2, \dots, d\gamma_n \right). \quad (5.51)$$

donde $f_{\gamma_1, \gamma_2, \dots, \gamma_n}(\gamma_1, \gamma_2, \dots, \gamma_n)$ es la PDF conjunta de n -VA con distribución Gamma y corresponde a la i SNR de cada una de las subportadoras del sistema MB-OFDM-UWB. La matriz de correlación de la PDF conjunta se define de acuerdo a la función de autocorrelación dada en (2.18) y definida para el PDP exponencial expresado en (2.13). El desarrollo matemático para encontrar la solución de la expresión (5.51) para el sistema multiportadora correlado no es nada trivial, este trabajo se llevara a cabo en la Tesis Doctoral que el autor y director de esta tesina adelantan para el sistema de modulación adaptativa M -PSK en canales correlados para el sistema MB-OFDM-UWB.

VI. SIMULACION DE LA MODULACION ADAPTATIVA M -PSK Y QPSK FIJA.

Para la simulación de la modulación M -PSK y QPSK en sistemas multiportadora y monoportadora se construyo una matriz de correlación de 9 VA con distribución Gamma, la función de probabilidad acumulativa definida en (5.51) fue evaluada mediante simulación utilizando la técnica Monte Carlo. Para la simulación de la VA se generaron 10^6 muestras siguiendo la función de distribución gamma de la matriz de correlación calculada y utilizando el algoritmo Sim dado por [23]. Para el análisis de resultados de la simulación se utilizan 8 diferentes esquemas de

modulación M -PSK: BPSK, QPSK, 8PSK, 16PSK, 32PSK, 64PSK, 128PSK y 256PSK que corresponden a los nueve modos de modulación para el sistema adaptativo $K = 9$ sobre subportadoras con desvanecimiento Nakagami- m para distintos valores de m y una probabilidad de error de bit umbral de $P_{th} = 10^{-3}$. Se muestra en la Fig. 19 la capacidad media (B) para la modulación adaptativa M -PSK y QPSK en un sistema multiportadora y M -PSK con monoportadora.

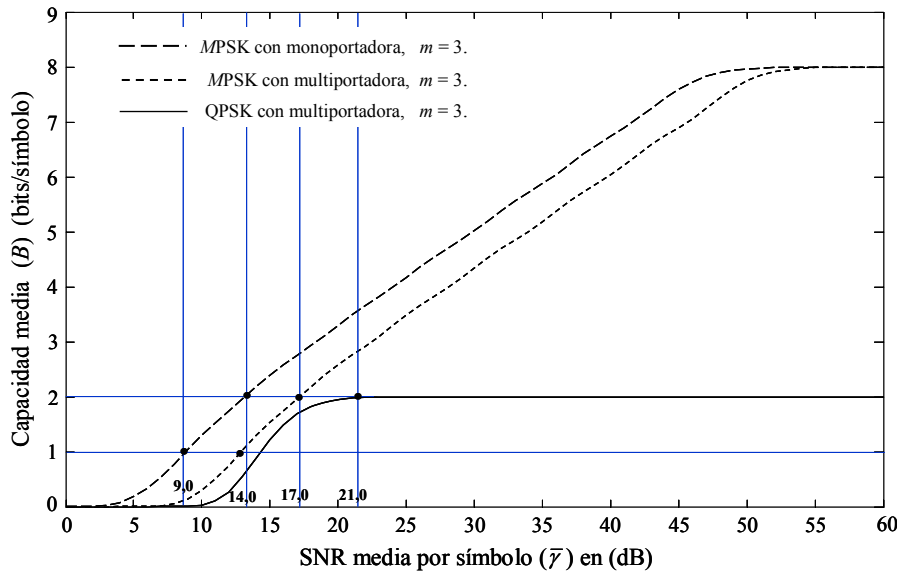


Figura 19. Capacidad media con modulación adaptativa M PSK y QPSK en un sistema multiportadora y monoportadora para una $P_{th} = 10^{-3}$, con desvanecimiento Nakagami con $m = 3$.

- a) Para valores de la SNR media entre 9 dB y 14 dB para monoportadora y entre 13,8 dB y 17 dB en multiportadora, hay una elevada probabilidad de que el sistema con modulación adaptativa M PSK utilice BPSK, Se observa igualmente que utilizando esquemas de modulación fija como QPSK, existe bastante probabilidad de que no se transmita para esos rangos de SNR promedio.
- b) Para transmitir en el sistema multiportadora 2 BPS con QPSK se requiere aproximadamente 21,0 dB y con modulación adaptativa M PSK 17,0 dB, lo que define una diferencia relativa de aproximadamente 4,0 dB, y entre el sistema monoportadora con M PSK y multiportadora con QPSK fijo hay una diferencia de 7,0 dB para transmitir los mismos 2 BPS.

Como es de esperar transmitir con niveles SNR reducidos implica menor potencia de transmisión, esta característica representa una gran ventaja para los sistemas de transmisión inalámbricos que tienen limitaciones por regularización en su DEP y que se logra cuando se utilizan sistemas con modulación adaptativa. Estos resultados evidencian el beneficio que se obtiene cuando se utiliza

modulación adaptativa bien sea en sistemas multiportadora o monoportadora frente a esquemas con modulación fija.

En la Fig. 20, se muestra la capacidad media (B) para la modulación M PSK y QPSK en un sistema multiportadora con desvanecimiento Nakagami- m para $m = 3$ y $m = 1,5$. Note, que para cuando el parámetro de forma de la distribución Nakagami- m se reduce los esquemas de modulación adaptativo M -PSK y QPSK fijo requieren mayor SNR media para iniciar su transmisión de los 2 BPS (20,5 dB y 29 dB, respectivamente), este resultado debe esperarse debido a que cuando m disminuye el efecto de *fading* en las subportadoras es más severo.

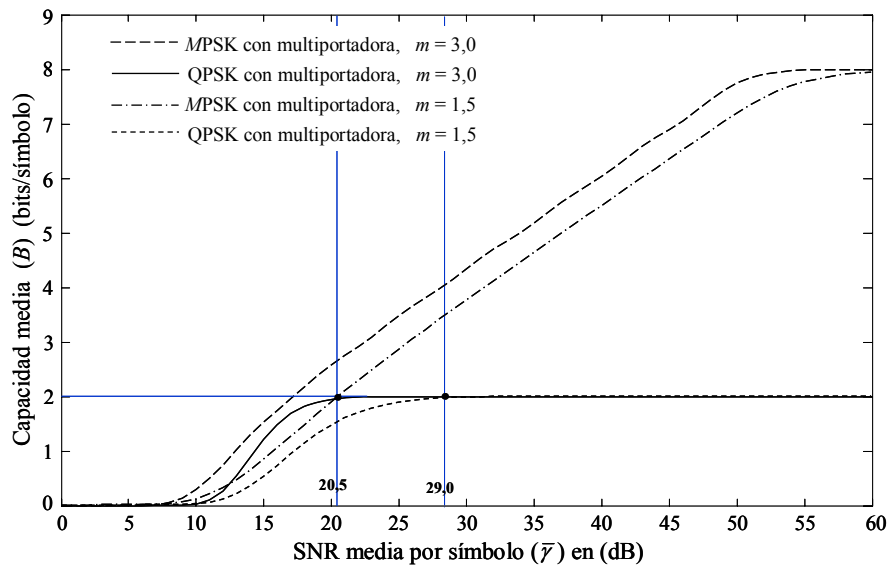


Figura 20. Capacidad media con modulación adaptativa M PSK y QPSK en un sistema multiportadora con desvanecimiento Nakagami con $m = 3$ y $m = 1,5$.

Debe notarse que cuando se emplea modulación adaptativa M -PSK, la capacidad media B para valores reducidos de la SNR media presenta un mejor rendimiento que la modulación QPSK. Cuando la SNR promedio aumenta la capacidad media se incrementa de forma significativa hasta el límite teórico de 8 bits/símbolo y se logra cuando la SNR media es de aproximadamente 60 dB. En la Fig. 21, se muestra la SNR media $\bar{\gamma}$ [dB] para una capacidad media del 99% de 2 bit/símbolo (1,98 bit/símbolo) utilizando modulación adaptativa M -PSK y modulación QPSK en función del parámetro de forma m , se observa que la SNR media en ambos casos decrece al aumentar el parámetro de forma m (hay menor desvanecimiento en las subportadoras). Para desvanecimientos más severos (m menores) la SNR promedio requerida para una B de 1,98 bit/símbolo aumenta.

Note que cuando $m=1$ (canal Rayleigh) para alcanzar la misma capacidad media con modulación adaptativa M PSK se requiere aproximadamente una SNR media de 24 dB y para QPSK con el mismo desvanecimiento 39 dB, se observa igualmente que para cuando $m = 3$ y $m = 1,5$ se obtienen resultados equivalentes a los concluidos en las Fig. 19 y Fig. 20, lo cual valida la confiabilidad de la simulación.

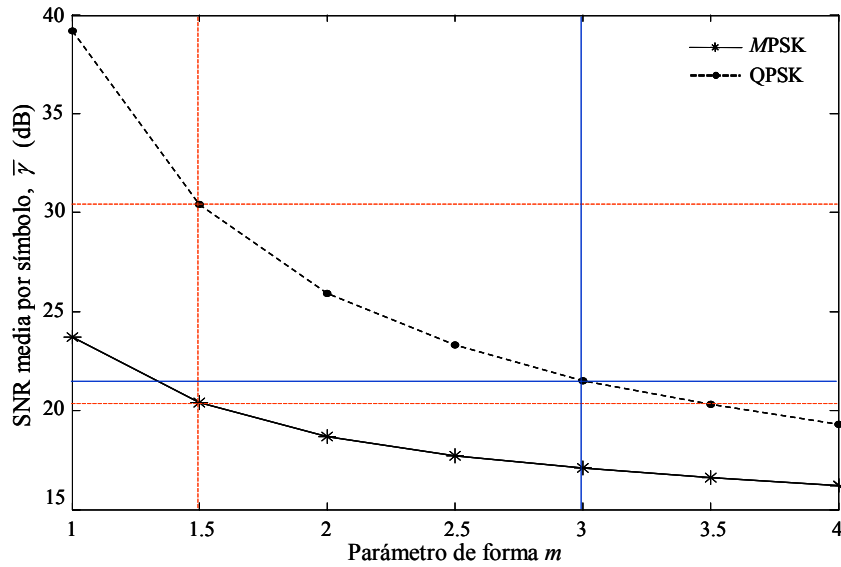


Figura 21. SNR media por símbolo con modulación adaptativa M PSK y QPSK en un sistema multiportadora en función del parámetro de forma m para $B = 1.98$ bit/símbolo (99% de 2 bit/símbolo) y con $P_{th} = 10^{-3}$

Finalmente en la Fig. 22, se muestra la ganancia obtenida en el sistema al utilizar diversidad en frecuencia en dB para la modulación adaptativa M -PSK y calculada como la resta de la SNR media requerida con modulación QPSK y la SNR media para M -PSK, para $B = 1.98$ bit/símbolo y con una $P_{th} = 10^{-3}$ en función del parámetro de forma m . Para canales Rayleigh ($m = 1$) la ganancia por diversidad en este caso se observa que es de aproximadamente 15 dB, para $m = 1,5$ es de 10 dB y para $m = 3$ es aproximadamente 4,2 dB.

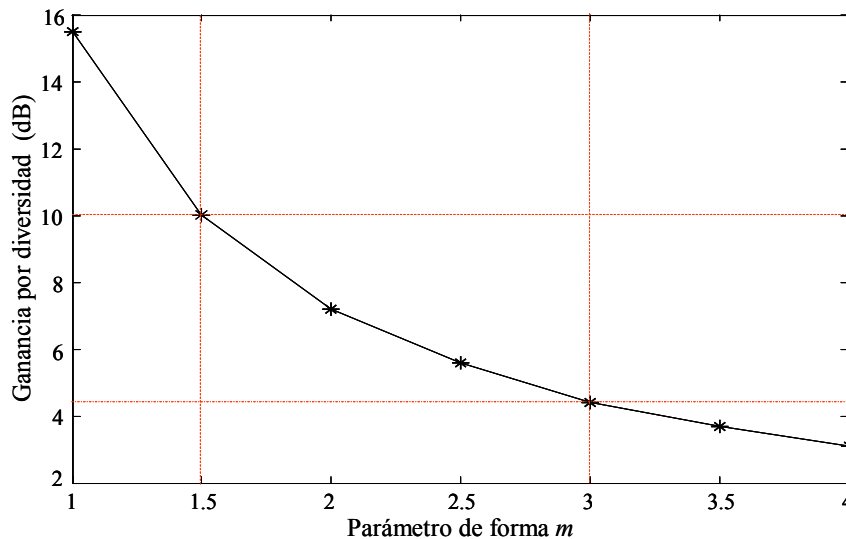


Figura 22. Ganancia por diversidad con modulación adaptativa M PSK con respecto a QPSK en función del parámetro de forma m para $B = 1.98$ bit/símbolo (99% de 2 bit/símbolo) y con $P_{th} = 10^{-3}$

VII. CONCLUSIONES.

- En esta tesina mostramos como MB-OFDM-UWB es una tecnología multiportadora interesante a utilizar en tecnologías inalámbricas que requieran elevadas tasas de velocidad de transmisión de información y en canales que presentan selectividad en frecuencia. Mostramos que con un adecuado diseño de la tasa de símbolos por subportadora y del ancho de banda en cada una de ellas teniendo en cuenta la dispersión temporal del canal, la selectividad en frecuencia que se presenta en el canal completo UWB empieza a presentar desvanecimiento plano en frecuencia para cada una de las subportadoras del sistema, lo cual hace que la tecnología de modulación adaptativa sea perfectamente viable para implementar en sistemas MB-OFDM-UWB.
- La utilización de la modulación adaptativa M -PSK en sistemas MB-OFDM-UWB en canales donde el desvanecimiento de la envolvente es plano en frecuencia y por consiguiente la amplitud (α), el retardo (τ) y la fase (φ) permanecen constante durante la transmisión de los símbolos OFDM, presentan un mejor comportamiento en cuanto a la probabilidad de error de bit (BEP), de símbolo (SEP) media y de la capacidad promedio B transmitida en el sistema con respecto al rendimiento obtenido para los mismos parámetros en un sistema con modulación QPSK fija.
- Mostramos que para cuando un sistema inalámbrico debe trabajar con valores reducidos de SNR media (entiéndase potencias de transmisión bajas) como sucede en UWB, donde hay una gran limitación en cuanto a la DEP a transmitir, la modulación adaptativa se ajusta de forma dinámica incrementando la capacidad del sistema en función de la SNR media por símbolo transmitido en el canal. La capacidad media B incluso mejora para valores reducidos de SNR promedio con respecto a la que se obtiene con una modulación fija como QPSK.
- Mostramos que la SNR media necesaria para lograr una capacidad media de 1.99 bits/símbolo en un sistema de múltiples portadoras como MB-OFDM, es menor en una modulación adaptativa M -PSK que la que se requiere en una modulación fija como QPSK, y se obtiene una ganancia por diversidad que se hace mayor para cuando el parámetro de forma de la distribución Nakagami- m se hace menor, esto es, para cuando el canal presenta mejor comportamiento en cuanto al desvanecimiento.

VIII. FUTURAS LINEAS DE INVESTIGACION.

En esta tesina hemos considerado como métrica de medición del estado de la calidad del canal la i SNR instantánea asumiendo una estimación perfecta del canal por parte del transmisor y detección coherente en el receptor y ningún retardo en el trayecto de realimentación hacia el transmisor, hipótesis que no resultan ser muy validas para un sistema inalámbrico real, adicionalmente hemos asumido para el canal UWB que presenta un efecto de *clustering* (conjunto de rayos que proceden de un mismo difusor) un rayo por cluster, lo cual tampoco responde a la realidad de las mediciones que se han realizado para canales UWB en interiores.

Por lo anterior nuestra línea de trabajo propuesta para la tesis doctoral, consiste en considerar el canal UWB real asumiendo varios rayos por cluster tal como lo plantea el estándar presentado al IEEE 802.15.3a, tener en cuenta el efecto de correlación entre los rayos de un mismo cluster y la correlación entre los diferentes cluster del canal, lo cual va permitir conocer como es la correlación entre las diferentes subportadoras en las subbandas del sistema MB-OFDM-UWB.

Para lograr una mejor estimación del canal se plantea considerar como es la estadística de desvanecimiento en frecuencia del canal UWB obteniendo su respuesta en frecuencia $H(f,t)$ y el coeficiente de correlación (ρ) entre los rayos y cluster. A partir del análisis en frecuencia definir la métrica que permite medir la calidad del canal y lograr la mejor estimación del canal, y finalmente obtener la evaluación de los parámetros (BEP, SEP, B) que miden el rendimiento del sistema utilizando el mismo procedimiento realizado en esta tesina.

IX. AGRADECIMIENTOS.

Quisiera dar un agradecimiento muy especial a mi director de la tesina Juan Reig por su invaluable apoyo, paciencia, y comprensión para ayudarme en la solución de las dificultades que se han presentado durante el desarrollo de la misma, siempre estaré muy agradecido por su colaboración y estoy seguro que esta tesina jamás podría ser posible sin no contara con su indispensable ayuda. Finalmente y lo mas importante, dar las gracias por el apoyo y la comprensión por las continuas ausencias y el tiempo que les he quitado a las personas que le dan sentido y razón a mi vida y que merecen todo el esfuerzo que pueda hacer por ellos, me refiero a mi amada esposa Leonor, mis adorados hijos Daniela y Carlos Eduardo y darle gracias a Dios por tenerlos a mi lado.

X. BIBLIOGRAFIA

- [1] L. Hanzo, M. Munster, B.J. Choi, and T. Keller, *OFDM and MC-CDMA for Broadband Multi-User Communications, WLANs and Broadcasting*, Chichester, West Sussex: John Wiley & Sons, 2004.
- [2] A. J. Goldsmith and M. S. Alouini, "Adaptive Modulation over Nakagami fading channels," *Kluwer Journal on Wireless Communications*, vol. 13, no. 1-2, pp. 119-143, May 2000.
- [3] Y. Liuqing, G.B. Giannakis, "Ultra-Wideband Communications: An Idea Whose Time Has Come," *IEEE Signal Processing Magazine*, pp. 26-28 November 2004.
- [4] J. Foerster et al., "Channel Modeling Sub-committee Report Final," *IEEE P802.15-02/490*. Feb. 2003.
- [5] A.M. Saleh and R. Valenzuela, "A statistical model for indoor multipath propagation," in *IEEE Journal on Selected Area in Communications*, vol. 2, pp.128-137, Feb. 1987.
- [6] H. Simon, *Communications Systems*, 3rd ed. New York: John Wiley & Sons, Inc., 1983.
- [7] J.G. Proakis, *Digital Communications*, 3rd ed. New York: McGraw-Hill Book Company, 1995.
- [8] A. Papoulis and S. Unnikrishna. *Probability, Random Variables and Stochastic Processes*. 4th ed. New York: McGraw-Hill, 2002.
- [9] P.Z. Peebles, Jr, *Probability, Random Variables and Random Signal Principles*. 4th ed. New York: McGraw-Hill, 2001.
- [10] J.D. Parsons, *The Mobile Radio Propagation Channel*, 2nd ed. Chichester: John Wiley&Sons, Ltd., 2000.
- [11] M. Ghavami, R.Kohno, L.B. Michael, *Ultra- wideband signal and systems in communications engineering*, London, UK: Wiley & Sons, Ltd., 2004.
- [12] Hashemi, H.: "Impulse response modeling of indoor radio propagation channels," *IEEE J. Select. Areas Commun.*, vol. SAC-11, September 1993, pp. 967-978
- [13] D. Cassioli, M. Z. Win and A. F. Molisch, "The ultra-wide bandwidth indoor channel: from statistical model to simulations," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 52, pp. 2123-2138, Sep. 2004.
- [14] M. K. Simon, M. S. Alouini, *Digital Communications over Fading Channels*, 2nd ed. New Jersey: John Wiley & Sons, Ltd., 2005
- [15] M. Nakagami, "The m -distribution—A general formula of intensity distribution of rapid fading," in *Statistical Methods of Radio Wave Propagation*, W.G.Hoffman, Ed. Oxford, England: Pergamon 1960.
- [16] P.A. Bello. "Characterization of randomly time variant linear channels," *IEEE Trans. Commun. Syst.* Vol. CS-11, pp. 360-393. December 1963.
- [17] T. S. Rappaport, *Wireless Communications Principles and Practice*, Prentice Hall, 1996.
- [18] H. Shulze, C. Lüders, *Theory and applications of OFDM and CDMA*. Chichester, West Sussex: John Wiley & Sons, 2005.
- [19] X. Shen, M. Guuizzani, R. C. Qiu, T. Le-Ngoc, *Ultra- wideband wireless communications and networks*. London, UK: Wiley & Sons, Ltd., 2006.
- [20] "Multi-band OFDM Physical Layer Proposal for IEEE 802.15 Task Group 3a," IEEE P802.15-03/268r3, Project: IEEE P802.15 Working Group for Wireless Personal Area Networks (WPANs), March 2004, pp. 35-40.

- [21] A. Batra, J. Balakrishnan, G. R. Aiello, J. R. Foerster, and A. Dabak, 'Design of a multiband OFDM system for realistic UWB channel environments', *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, September 2004, Vol. 52, pp. 2123-2138
- [22] M. Abramowitz, and I. A. Stegun, *Handbook of mathematical functions*. New York: 1972.
- [23] C. H. Sim, *Generation of poisson and gamma random vectors with given marginal and covariance matrix*, Dept. of Mathematics, University of Malaya, Kuala Lumpur, 1992.

XI. ANEXOS.

La realización de esta tesina ha dado origen a la publicación de los siguientes artículos y presentación en dos congresos nacionales y dos congresos internacionales.

- [1] G. Llano, J. Reig, "Performance of Ultra-wideband OFDM Systems Using Adaptive MPSK modulation over Nakagami- m Channel," in *3rd International Symposium on Wireless Communications Systems*, Valencia (Spain), September 2006.
- [2] G. Llano, J. Reig, "Análisis de un sistema de banda ultra ancha (UWB) utilizando modulación adaptativa M -PSK sobre un canal Nakagami- m ," *Actas del XXI Simposium Nacional de la Unión Científica Internacional de Radio*, pp. 513-517, 2006, Oviedo, Septiembre 2006.
- [3] G. Llano, J. Reig, "Análisis del desvanecimiento en frecuencia de un canal UWB-OFDM con estadística Nakagami- m ," *Actas del XXII Simposium Nacional de la Unión Científica Internacional de Radio*, Tenerife, Septiembre 2007.
- [4] G. Llano, J. Reig, L. Rubio "The UWB-OFDM Channel Analysis in Frequency," IEEE 69th Vehicular Technology Conference: VTC2009-Spring 26–29 April 2009, Barcelona, Spain.