



Facultad de Ingeniería y Computación  
Escuela Profesional de Ingeniería de Telecomunicaciones

**“Simulación de una Transmisión Adaptativa  
para enlaces de Microondas en la Selva  
Peruana”**

Presentado por:

**Luis Gonzalo Tarazona Cuba**

Para optar el Título Profesional de:  
Ingeniero de Telecomunicaciones

**Escuela Profesional de Ingeniería de  
Telecomunicaciones**

Orientador: Ph.D Efrain Mayhua Lopez

Arequipa, Noviembre del 2018



“Sorprendernos por algo es el primer paso de la mente hacia el descubrimiento”

*Louis Pasteur, 1822-1895*



# Índice general

<b>Resumen</b>	<b>8</b>
<b>1. Introducción</b>	<b>9</b>
1.1. Motivación y Contexto . . . . .	9
1.2. Planteamiento del problema . . . . .	10
1.3. Objetivos . . . . .	11
1.3.1. Objetivos . . . . .	11
1.4. Metodología . . . . .	11
1.5. Consideraciones Complementarias . . . . .	11
1.5.1. Recursos y Materiales . . . . .	11
1.6. Organización del Presente Documento . . . . .	12
<b>2. Marco Teórico</b>	<b>13</b>
2.1. Sistema de comunicaciones digitales . . . . .	13
2.1.1. Modulación digital . . . . .	13
2.1.2. Estimación de canal . . . . .	19
2.1.3. Análisis de modulación fija . . . . .	22
2.2. Modulación adaptativa . . . . .	24
2.2.1. Técnicas de modulación adaptativa . . . . .	26
2.3. Pluviómetro . . . . .	29
2.3.1. Atenuación de la señal causada por hidrometeoros . . . . .	30
2.3.2. Efecto de la lluvia sobre la transmisión inalámbrica de Radio- enlaces . . . . .	31
2.4. Canal de Rummler . . . . .	34
<b>3. Estado del Arte / Trabajos Relacionados / Antecedentes</b>	<b>37</b>
3.1. Modulación adaptativa . . . . .	37
3.1.1. Modelo de Jeremiah F. Hayes . . . . .	37
3.1.2. Modelo de James K.Cavers . . . . .	38
3.2. Modulación Adaptativa cuando el canal es Conocido por el Receptor	40
3.3. Modulación Adaptativa en Sistemas TDMA . . . . .	41
3.4. Modulación Adaptativa con Predicción del Canal . . . . .	41
3.5. Maximización de la capacidad del sistema mediante el uso de téc- nicas de codificación y modulación adaptativa para canales que se desvanecen lentamente . . . . .	42
3.6. Implementación de Hardware de Modulación Adaptativa para OFDM y SOQPSK con Resultados Preliminares . . . . .	43

---

<b>4. Propuesta de Solución</b>	<b>47</b>
4.1. Sistema de Transmisión Adaptativo . . . . .	47
4.1.1. Modulador . . . . .	47
4.1.2. Adaptador de Tasa de Bits . . . . .	47
4.1.3. Canal . . . . .	48
4.1.4. Canal con Ruido Gaussiano . . . . .	48
4.1.5. Detector . . . . .	48
4.1.6. Estimador del Canal . . . . .	49
4.1.7. Predictor del Canal . . . . .	49
4.1.8. Canal de Retroalimentación . . . . .	49
4.1.9. Procesador del Nivel de Lluvia . . . . .	49
4.1.10. Estimación de la Atenuación por Lluvia a Largo Plazo . . . . .	50
<b>5. Resultados Experimentales</b>	<b>55</b>
5.1. Análisis del nivel de BER con respecto al SNR . . . . .	55
5.2. Análisis del nivel de Atenuación de la señal con el nivel de Precipitación . . . . .	58
5.3. Implementación del estimador de canal . . . . .	58
5.4. Simulación del Canal de Comunicaciones con Presencia de Lluvia . . . . .	59
5.5. Nivel de BER para el Canal Lluvioso . . . . .	60
5.6. Decisión de los Umbrales según el nivel de SNR Estimado . . . . .	62
5.7. Desempeño Final del Sistema . . . . .	63
<b>6. Conclusiones y trabajos futuros</b>	<b>67</b>
6.1. Trabajos Futuros . . . . .	67
<b>Acknowledgements</b>	<b>69</b>
<b>A. Anexo</b>	<b>71</b>
A.1. Códigos en Matlab de las simulaciones . . . . .	71
<b>Bibliografía</b>	<b>77</b>

# Índice de figuras

1.1. Despliegue del tendido de fibra óptica en el Perú 2016 [dTyC16] . . .	10
2.1. Diagrama de bloques de un sistema de comunicaciones [AR07] . . . .	14
2.2. Relación entre símbolo y bit [Mol11] . . . . .	14
2.3. Señal modulada BPSK para una entrada binaria [AR07] . . . . .	15
2.4. Diagrama de bloques de un modulador QPSK [AR07] . . . . .	16
2.5. Diagrama de constelación utilizando modulación QPSK . . . . .	16
2.6. Diagrama de bloques del modulador 8QAM . . . . .	17
2.7. Diagrama de constelación para la modulación 8QAM . . . . .	17
2.8. Relación entre símbolo y bit [Mol11] . . . . .	18
2.9. Relación entre símbolo y bit [Mol11] . . . . .	19
2.10. Ejemplo de la variación de la potencia de la señal recibida . . . . .	19
2.11. Canal discreto equivalente . . . . .	20
2.12. Sección de estimación y generación [yHH07] . . . . .	21
2.13. Estimación del estado del canal utilizando extrapolación lineal [yHH07] . . . . .	22
2.14. BER en función del SNR recibido utilizando modulación 2, 4, 6 y 8QAM [Sve07] . . . . .	23
2.15. Potencia de la señal recibida vs el tiempo para un canal de Rayleigh [Sve07] . . . . .	24
2.16. Diagrama de bloque del sistema de transmisión adaptativa . . . . .	25
2.17. Sistema de transmisión adaptativa con predicción de canal . . . . .	26
2.18. Diagrama de bloques para sistema OFDM en tiempo continuo . . . . .	28
2.19. Diagrama de bloques para sistema OFDM en tiempo continuo . . . . .	28
2.20. Adición del ruido para cada una de las subportadoras . . . . .	29
2.21. Bandeja de área 1 m <sup>2</sup> y altura 1 mm . . . . .	30
2.22. Pluviómetro de Hellmann . . . . .	30
2.23. Gota de lluvia comparada con la longitud de onda . . . . .	31
2.24. Nivel de precipitación medido durante 2 horas. La línea verde corres- ponde a las medidas en el pluviómetro, medidas dadas por el disdró- metro de láser [Gar08] . . . . .	32
2.25. Nivel de atenuación por kilómetro durante 2 horas en una frecuencia de operación de 19.5 GHz [Gar08] . . . . .	33
2.26. Nivel de atenuación total durante 2 horas en una frecuencia de ope- ración de 38 GHz [Gar08] . . . . .	34
2.27. Análisis de la atenuación específica según la frecuencia de operación y el nivel de precipitación (mm/hora) [yAR04] . . . . .	34

2.28. Atenuación de la Función de Modelamiento usada en el modelo de Tres Caminos Simples . . . . .	35
3.1. Diagrama de bloques del esquema de Hayes [Hay68] . . . . .	38
3.2. Diagrama de bloques del esquema de Cavers [Cav91] . . . . .	39
3.3. Diagrama de bloques de transmisión adaptativa con canal conocido [Fal04] . . . . .	40
3.4. Asignación de las ranuras de tiempo según el tipo de modulación [yHH07] . . . . .	42
3.5. Diagrama de bloques del sistema de transmisión . . . . .	43
3.6. Código adaptativo y Niveles de Modulación[MF17] . . . . .	44
3.7. Rendimiento de Sistema Adaptativo y Sistema Fijo[MF17] . . . . .	44
3.8. Algoritmo ACM desarrollado[MF17] . . . . .	45
3.9. Arquitectura del Transmisor LDAR[EW16] . . . . .	45
3.10. Arquitectura del Receptor LDAR[EW16] . . . . .	46
4.1. Diagrama de bloques del sistema de transmisión adaptativa a implementar . . . . .	48
4.2. Diseño del enlace de microondas propuesto e instalado en la selva peruana . . . . .	50
4.3. Coeficiente $k$ para polarización vertical [dTa] . . . . .	52
4.4. Coeficiente $\alpha$ para polarización [dTa] . . . . .	52
4.5. Regiones climáticas para la predicción de los efectos de la lluvia [dTa] . . . . .	53
5.1. Sistema de Comunicaciones con canal AWGN . . . . .	55
5.2. BER vs SNR correspondientes a 4QAM (rojo), 16QAM (azul), 64QAM (negro) y 256QAM (celeste). . . . .	56
5.3. Evolución de la Atenuación (dB) en función del Nivel de Precipitación (mm/h) y frecuencia de operación para una distancia de 42.487 Km . . . . .	57
5.4. Estimación (azul) y Predicción (rojo) para un Canal Multitrayecto (magenta). . . . .	59
5.5. Nivel de BER vs SNR recibido en Presencia de Lluvia . . . . .	61
5.6. Nivel de BER vs SNR recibido en Presencia de Lluvia. . . . .	62
5.7. Constelación de 64 QAM para SNR de 24. (Azul señal recibida), (rojo señal original). . . . .	63
5.8. Nivel de BER en el Receptor para el Sistema Implementado. . . . .	64
5.9. Elección del tipo de Modulación respecto para los 55 primeros símbolos transmitidos. . . . .	65
5.10. Tipo de Modulación Vs. Nivel de SNR. . . . .	65



# Índice de cuadros

3.1. Pares de Modulación y Codificación . . . . .	43
4.1. Valores de las constantes para el coeficiente $k_V$ . . . . .	51
4.2. Valores de las constantes para el coeficiente $\alpha_V$ . . . . .	51
4.3. Intensidad de la lluvia según la región y porcentaje de tiempo . . .	54
5.1. Nivel de BER vs SNR recibido en Presencia de Lluvia . . . . .	61
5.2. Valores de los Umbrales de Decisión . . . . .	62
5.3. Tipo de Modulación Vs. Nivel de SNR . . . . .	64



# Algoritmos



# Resumen

Tradicionalmente los sistemas de comunicación han venido utilizando esquemas de modulación fija por la sencillez en su implementación que estos ofrecen. Sin embargo, los sistemas de comunicación inalámbrica se caracterizan por utilizar un medio de transmisión dinámico, en el que las condiciones de transmisión cambian de forma continua.

Este cambio continuo ocasiona que el uso de esquemas de modulación fija no sea óptimo, su uso conlleva a un sobredimensionamiento de los recursos empleados, tal como la potencia de transmisión, ocasionando mayor consumo de energía y por tanto mayores gastos financieros [Fal04].

Frente a lo expuesto, la modulación adaptativa se presenta como una alternativa ya que permite adecuar los parámetros de transmisión a las condiciones del canal. La modulación adaptativa se encuentra íntimamente ligada con la asignación de los recursos radioeléctricos, es decir, solo asigna los recursos que aseguren su correcto funcionamiento sin desperdiciarlos [Mol11]. Los recursos normalmente considerados para las radiocomunicaciones son el ancho de banda y la potencia de transmisión, pero también se pueden establecer como criterio otros recursos tal como los bits por símbolo transmitido [Fal04].

De otro lado, los sistemas de comunicación inalámbrica han despertado gran interés y se vienen utilizando tanto en las ciudades como en las zonas rurales. Particularmente, su uso en las zonas rurales está permitiendo la disminución de la brecha de acceso a las comunicaciones de muchas comunidades [dTyc10]. Sin embargo, las condiciones geográficas de determinadas zonas no permite el uso eficiente de los recursos de los sistemas de comunicación inalámbricos. Las condiciones geográficas hacen que el canal de comunicación inalámbrico sea más hostil.

El objetivo del trabajo es proponer un esquema de modulación adaptativa para sistemas inalámbricos en zonas rurales. Se contribuye por tanto al desarrollo de técnicas de transmisión adaptativas en redes inalámbricas, ubicadas en zonas de difícil acceso para el mantenimiento, y conseguir sistemas eficientes en energía y en tasa de transmisión.

El trabajo se centrará en la modulación adaptativa basada en la variación de los parámetros de potencia, nivel de constelación, tasa de transmisión y probabilidad de error. Es así, que la adaptación utilizando codificación de canal, no será objeto de estudio en la investigación y desarrollo.

En el presente proyecto se implementa la técnica de modulación adaptativa, utilizando la tecnología arreglo de compuertas de campo programables (FPGA, Field Programmable Gate Array). Se analiza el desempeño del sistema implementado tomando la relación señal a ruido (SNR, Signal toNoise Ratio) del canal en forma conjunta con los parámetros propios de las variaciones climáticas, como son temperatura y humedad, propios de la zona rural de nuestro país. Las modulaciones que intervienen en el proceso de modulación son 256QAM, 128QAM, 64QAM y QPSK.

Inicialmente se hace una revisión de los conceptos que son necesarios para la comprensión de un sistema con modulación adaptativa, como tipos de modulación digital, modulación fija, eficiencia y estimación del canal. Luego se indaga en la arquitectura, formas de implementación y las herramientas de programación propias de los FPGAs. Así como también la configuración y características de las etapas de un sistema de transmisión digital.

# 1. Introducción

## 1.1. Motivación y Contexto

Desde hace algunos años, en el Perú se tomaron iniciativas que apuntan a expandir los servicios de telecomunicaciones más allá de los grandes centros urbanos del país.

El Perú posee características climatológicas particulares en todo su territorio, siendo casi el 60 % el que corresponde a la región selva.

En la Figura 1.1 se muestra el desplazamiento actual de las redes dorsales en el territorio nacional. Tal como se puede notar, solo se ha desplegado en toda la costa y en algunas ciudades de la sierra, es decir, en regiones del país donde se tiene una mayor concentración de la actividad económica.

El gobierno peruano, a través del Ministerio de Transportes y Comunicaciones, creó una comisión encargada de elaborar el plan nacional para el desarrollo de la banda ancha. La comisión concluyó que el mejor medio de transmisión es la fibra óptica, pero ella no podrá ser instalada en todo el país, sobre todo en zonas de difícil acceso tales como la selva y sierra peruana. Entonces, la alternativa es usar enlaces de microondas de alta capacidad que trabajen como redes de transporte [dTyc10].

Como se sabe, al usar como medio de transmisión el espectro radioeléctrico, la información es más sensible a las interferencias causadas por el clima, como podemos citar la lluvia, temperaturas altas, nivel de humedad y demás [Gar08].

Por ello, la necesidad de implementar un sistema óptimo que se adapte a las condiciones variantes del canal para mejorar la interrupción en la transmisión de la información, y en consecuencia se ve reflejada en la satisfacción de los usuarios finales.



**Figura 1.1.:** Despliegue del tendido de fibra óptica en el Perú 2016 [dTyC16]

## 1.2. Planteamiento del problema

El presente trabajo se centra en las características fluviales de la región selva del Perú, por ser la que presenta el clima más hostil en la tropósfera, y variante para las comunicaciones por radioenlaces.

La frecuencia de operación inicialmente propuesta es 5.5 GHz, pues es una de las frecuencias más bajas que presentan mayor sensibilidad a las precipitaciones y es de amplio uso comercial para diversos equipos utilizados en los enlaces de microondas, esto a su vez se refleja en la calidad de las comunicaciones en el usuario final, llegando incluso a perder la transmisión de la información.

También a ello se suma lo agreste de su geografía, que dificulta el mantenimiento por parte de personal especializado. El parámetro climatológico a ser analizado son los hidrometeoros, en este caso la lluvia, cuya influencia en la atenuación de la señal deber ser considerada para frecuencias de operación superiores a 5 GHz. El radioenlace posee obviamente nodos fijos, para el transmisor y el receptor, por lo tanto la distancia será fija, tomando un rango entre 30 a 40 Km. El modo de transmisión será en una sola dirección (HalfDuplex).



Con lo descrito, en resumen, el problema que será analizado para posteriormente presentar la alternativa de solución, es el de mejorar las prestaciones de los sistemas de radiocomunicaciones en una sola dirección (half dúplex) instalados en la región Selva, que posean polarización vertical, con potencia de transmisión constante de 20 dBm, potencia promedio para las unidades del aire libre en los equipos de transmisión de radioenlaces, que son afectados por las precipitaciones fluviales, cuyas unidades son milímetros de agua por hora(mm/h), que poseen como característica ser variantes en el tiempo y a menudo darse en determinados sectores a lo largo del alcance del enlace instalado, sumado a la adición del ruido, que se asumirá gaussiano, propios de un canal de comunicaciones.

### **1.3. Objetivos**

#### **1.3.1. Objetivos**

1. Incrementar el rendimiento del sistema de comunicaciones para un enlace de microondas con ancho de banda fijo, nivel de SNR variable y un nivel de BER aceptable para una transmisión óptima, mediante la aplicación de técnicas de transmisión adaptativa, el modelamiento del canal con precipitaciones y estimación del canal.

### **1.4. Metodología**

Se utilizó la teoría de estimación de canal relacionándola con los parámetros de atenuación asociados al nivel de precipitación fluvial en la selva peruana; adicional a ello según los resultados de SNR se simuló una unidad donde se aplica la transmisión adaptativa y como producto se obtuvo un nivel de BER aprobado por el estándar de la ITU.

### **1.5. Consideraciones Complementarias**

#### **1.5.1. Recursos y Materiales**

A partir de la revisión de documentos de investigación asociados a transmisión adaptativa, estimación de canal y estadísticas que indican el nivel de precipitación pluvial, se implementó un algoritmo en Matlab que simula un sistema de comunicación desde el emisor, modulador, canal y receptor de un enlace microondas en la selva peruana.

## **1.6. Organización del Presente Documento**

La presente tesis se organiza de la siguiente manera:

En el capítulo 2 se detalla el Marco Teórico utilizado para la realización y comprensión de la tesis.

En el capítulo 3 se encuentra el Estado del Arte donde se presentan los trabajos relacionados con la transmisión adaptativa describiendo su funcionamiento y aplicación que se le dieron además se realiza una comparación entre las ventajas y desventajas de los modelos propuestos.

En el capítulo 4 se presenta la propuesta de solución formado básicamente por dos componentes: el sistema de transmisión adaptativo y el procesador de nivel de lluvia; el primero tiene por finalidad realizar el análisis y tratamiento de la señal sin la presencia de factores climáticos mientras que el segundo componente es el que involucra información externa.

## 2. Marco Teórico

### 2.1. Sistema de comunicaciones digitales

El propósito de un sistema de telecomunicaciones, es transmitir información desde un emisor hasta un receptor, para ello hace uso de un canal conocido como medio de transmisión por donde viaja la señal. En nuestro caso particular, el canal será inalámbrico y la información a transmitir será digital. En la Figura 2.1 se muestra el diagrama de bloques de un tipo de configuración para el sistema de transmisión. La fuente se encarga de generar la señal en banda base, el codificador de fuente realiza el proceso de codificar la información, obteniendo como resultado la compresión de los datos para poder transmitirlos con mayor eficiencia.

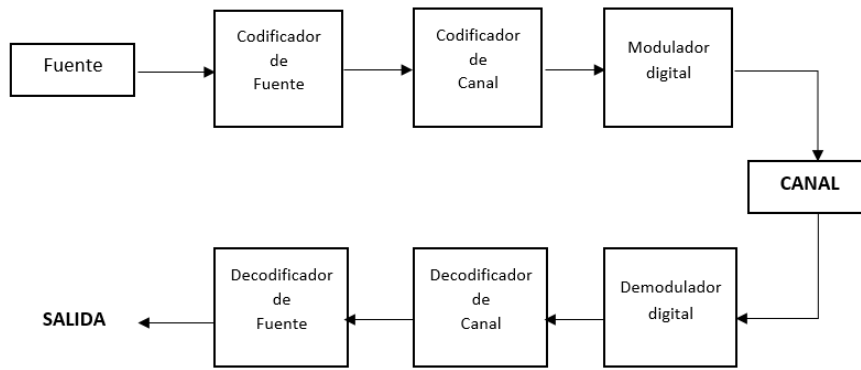
En el bloque codificador de canal se realiza la codificación del canal, necesario para reducir la probabilidad de error causada por la interferencia, ruido y desvanecimiento propios del canal de comunicaciones. De esta forma se aumenta la resistencia del canal al ruido y por ende garantizar la relación señal a ruido necesaria para cierta tasa de error. Los tipos de código de canal son 2: los códigos detectores de error, y los códigos correctores de error como son los códigos de bloque, códigos convolucionales y turbocódigos.

El modulador digital se encarga de transformar las señales digitales en formas de onda que sean compatibles con el canal de comunicaciones. Cada uno de los elementos mencionados posee su correspondiente demodulador o decodificador según sea el caso [AR07].

#### 2.1.1. Modulación digital

Existen varios problemas al momento de desarrollar los sistemas de comunicaciones, estos pueden ser el ancho de banda disponible, la potencia admitida y el nivel de ruido inherente del sistema, lo que hace necesario el uso de esquemas de modulación eficientes [AR07].

Los esquemas de modulación digital, transforman señales digitales en formas de onda que son compatibles con el canal de comunicaciones. La modulación digital se caracteriza por proporcionar mayor capacidad de información, compatibilidad con servicios de datos digitales, seguridad en los datos, mejor calidad en las comunicaciones, y más rápida disponibilidad del sistema.

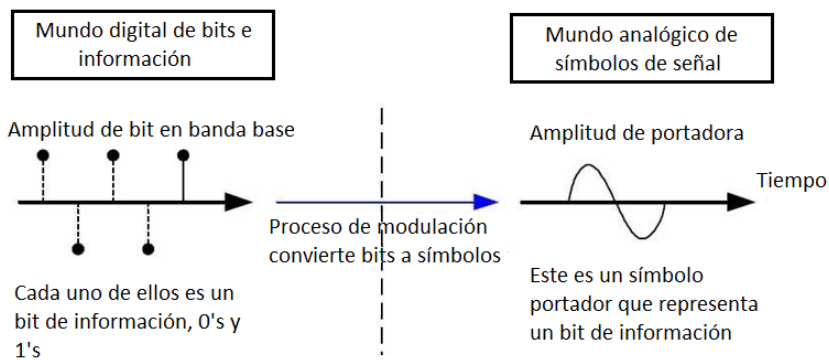


**Figura 2.1.:** Diagrama de bloques de un sistema de comunicaciones [AR07]

Existen tres categorías en la modulación digital que se caracterizan según el parámetro modificado. Una categoría utiliza una portadora de amplitud constante y lleva la información en variación de fase, la segunda utiliza amplitud constante con variación de la frecuencia, y la tercera transmite la información con variaciones de amplitud en la portadora. Existe también un tipo de modulación híbrida, donde se modifica tanto la fase como la frecuencia.

**Símbolo y bit**

Mientras el bit es la unidad de información, el símbolo representa la unidad de energía de transmisión. Es la representación del bit en el medio de transmisión. La Figura 2.2 muestra la representación de los símbolos después de haberse realizado la modulación digital con un solo bit.



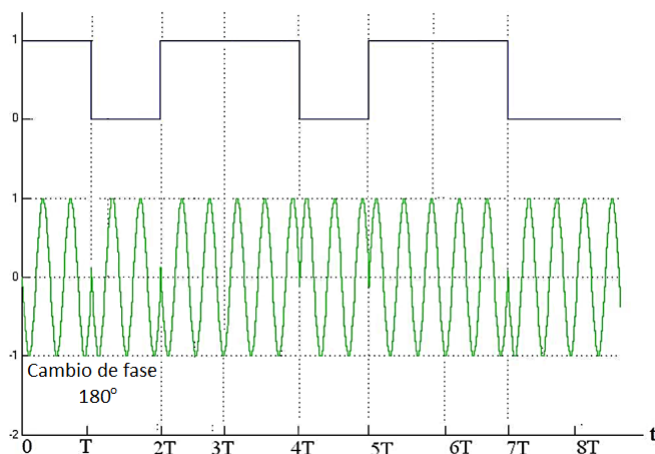
**Figura 2.2.:** Relación entre símbolo y bit [Mol11]

### Modulación PSK

En este tipo de modulación, la transmisión del dígito 0 es representada por la portadora en un intervalo específico de tiempo. Mientras que en la transmisión del dígito 1, posee una diferencia de radianes para el mismo intervalo de tiempo. Si representamos a la señal portadora por una señal coseno de amplitud  $A$  y frecuencia  $f$ , tendríamos lo siguiente:

$$s(t) = \begin{cases} A\cos(2\pi ft + \pi) \rightarrow 1 & A\cos(2\pi ft) \rightarrow 0 \end{cases} \quad (2.1)$$

Como se puede ver la representación para cada uno de los símbolos, varían en un desfase de  $180^\circ$ . Este tipo de modulación de solo dos símbolos es también conocida como BPSK (Binary Phase Shift Keying) porque cada fase representa en código un solo bit.



**Figura 2.3.:** Señal modulada BPSK para una entrada binaria [AR07]

En la Figura 2.3 se aprecia la salida de la portadora utilizando modulación BPSK. Para poder transmitir 2 bits por cada cambio de fase, se utiliza QPSK (Quadrature Phase Shift Keying) con la característica de utilizar 4 fases diferentes separadas por  $\pi/2$  radianes. El diagrama de bloques del modulador QPSK se muestra en la Figura 2.4.

El funcionamiento consiste básicamente en tomar cada 2 bits en serie son convertidos al modo paralelo, de los cuales toman el valor de  $-1V$  si es 0 lógico o  $+1V$  si es 1 lógico. Luego entran en forma paralela a los canales  $I$  y  $Q$  para ser multiplicadas por las portadoras desfasadas en  $90^\circ$ , y luego son sumadas. Como consecuencia, la tasa de transmisión se duplica. Aprovechando que las señales seno y coseno son ortogonales, se puede enviar 2 señales BPSK simultáneamente. Es decir, se utilizan 2 portadoras a la vez un seno y coseno. La ecuación general de la modulación QPSK se define como:

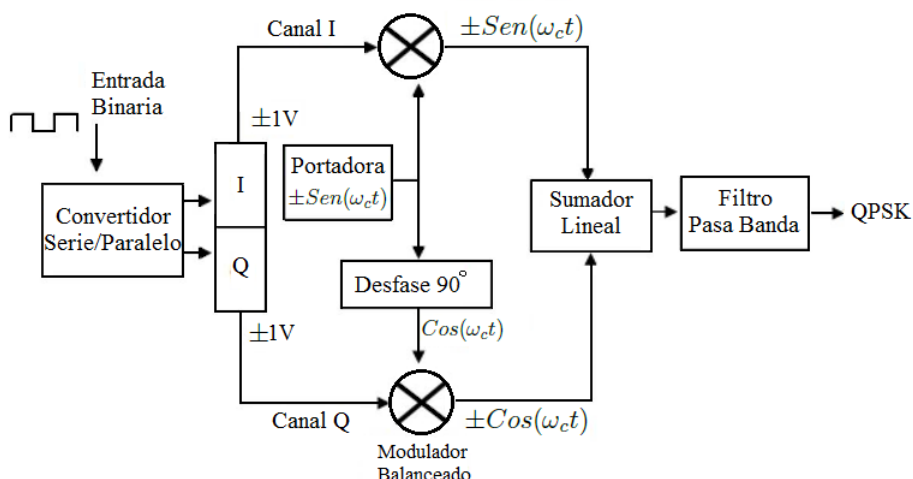


Figura 2.4.: Diagrama de bloques de un modulador QPSK [AR07]

$$S_{QPSK}(t) = . \left\{ \frac{r/2E}{T} \cos(2\pi f_c t + (\Omega - 1)\frac{\pi}{2}), \quad 0 \leq t \leq T \right. \quad (2.2)$$

donde  $E$  es la energía del símbolo,  $T$  es el periodo de símbolo y la variable  $i$  toma los valores enteros de 1 a 4. La representación de un esquema de modulación digital en el plano complejo donde se ubican los símbolos, se muestra en la Figura 2.5.

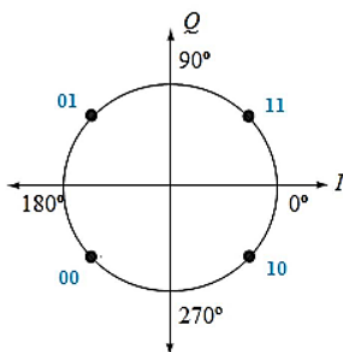


Figura 2.5.: Diagrama de constelación utilizando modulación QPSK

### Modulación QAM

Es una técnica avanzada de modulación digital que consiste en variar la señal portadora tanto en fase como en amplitud. Tomando como ejemplo la modulación 8QAM, el desfase entre cada portadora es de  $90^\circ$ , por lo tanto tendríamos 4 valores de fase, mientras que la amplitud varía entre 2 valores. En total se llega a tener 8 símbo-

los diferentes. El diagrama de bloques de un modulador 8QAM se muestra en la Figura 2.6.

El funcionamiento consiste básicamente en tomar 3 bits que serán modulados en forma paralela, el primer bit trabaja como un controlador de nivel, que proporciona la variación de la amplitud, mientras que los 2 siguientes son los que entran a los canales  $I$  y  $Q$ . En la Figura 2.7 se aprecia el diagrama de constelación de la modulación empleada. Las fases existentes varían una de otra cada  $90^\circ$  y la variación de la amplitud toma 2 valores.

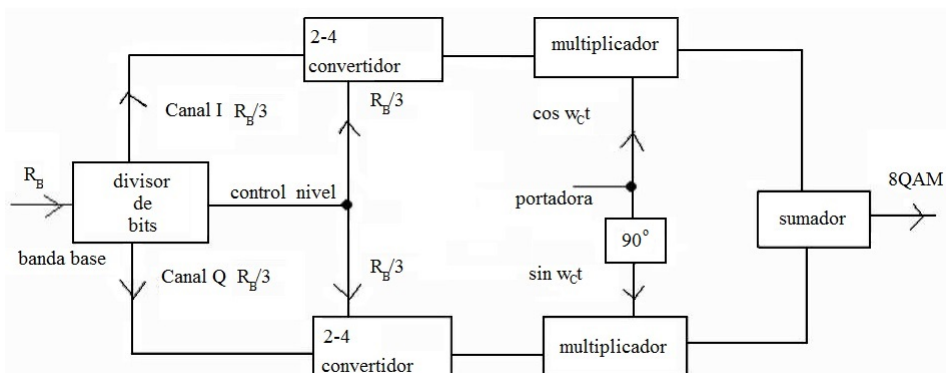


Figura 2.6.: Diagrama de bloques del modulador 8QAM

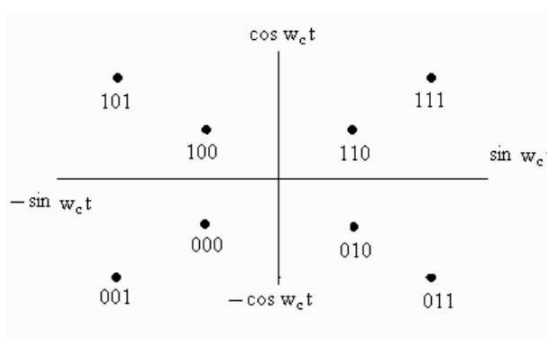


Figura 2.7.: Diagrama de constelación para la modulación 8QAM

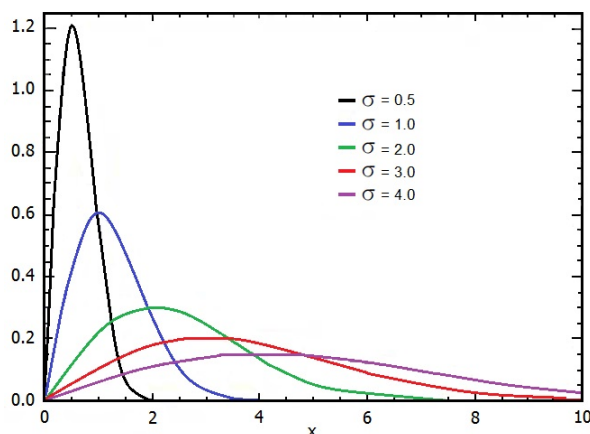
### Canal de Comunicación

El canal de comunicaciones es el medio físico para transportar la información entre dos extremos. Para este caso, dicho medio será el inalámbrico, es decir, se tomará como medio de transmisión el espectro radioeléctrico. Dentro del modelamiento de canales inalámbricos podemos mencionar el del ruido blanco aditivo gaussiano (AWGN, Additive White Gaussian Noise) y el de Rayleigh.

El canal de Rayleigh, posee tal nombre por tener dicha distribución de función de probabilidad, es decir,

$$f(x, \sigma) = \frac{x}{\sigma^2} e^{-\frac{x^2}{2\sigma^2}} \quad (2.3)$$

donde la variable  $x$  toma valores positivos, y  $\sigma$  es un parámetro positivo. La gráfica de la distribución se muestra en la Figura 2.8 para diferentes valores de  $\sigma$ .



**Figura 2.8.:** Relación entre símbolo y bit [Mol11]

Mientras que el canal AWGN, posee como función de densidad de probabilidad la distribución gaussiana

$$f_x(x) = \sqrt{\frac{1}{\pi\sigma}} e^{-\frac{(x-\mu)^2}{2\sigma}} \quad (2.4)$$

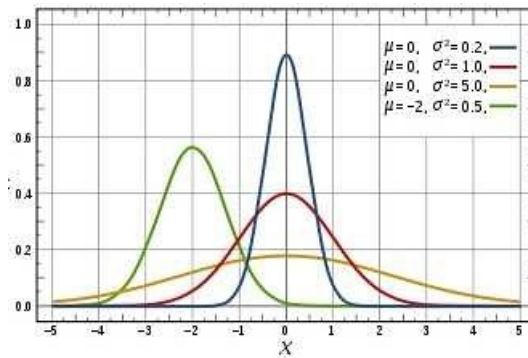
donde  $\mu$  es la media y  $\sigma^2$  la varianza. En la Figura 2.9, se muestra la distribución normal para diferentes valores que toman tanto la varianza, como la media.

### Canal con desvanecimiento plano

También conocido como no selectivo en frecuencia. En las comunicaciones inalámbricas, la energía que llega al receptor lo hace a través de múltiples trayectorias, como consecuencia la potencia de la señal recibida puede estar muy diferenciada de la otra según de la variación de fase de las componentes de la señal, surgiendo los desvanecimientos (fading en inglés).

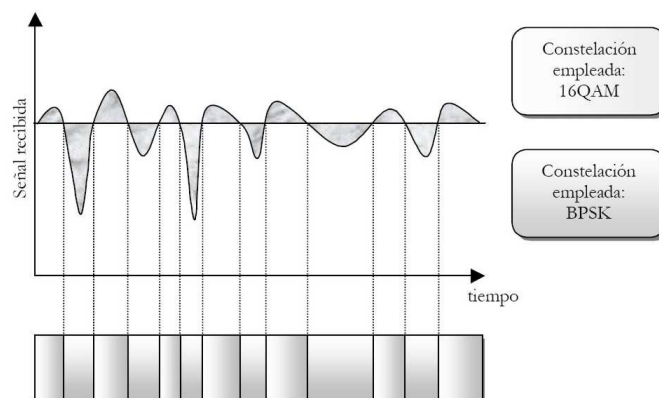
Se asume que no existe diferencia en la longitud de los caminos de toman las señales hasta llegar al receptor, por lo tanto las diferencias temporales son despreciables. Entonces se considera que la respuesta del canal distorsiona la señal de igual manera en todas las frecuencias de operación.





**Figura 2.9.:** Relación entre símbolo y bit [Mol11]

En la Figura 2.10, se muestra un ejemplo del nivel de potencia de la señal recibida con respecto al tiempo. Según la definición dada, si por el mismo canal se mandan otras señales a diferentes frecuencias, éstas percibirán la misma distorsión. La línea paralela a la del tiempo nos señala un umbral que divide en 2 regiones según la potencia recibida. Para lograr una mayor eficiencia en la región superior sería adecuado utilizar modulación 16QAM, y debajo del umbral la modulación BPSK por citar un ejemplo.



**Figura 2.10.:** Ejemplo de la variación de la potencia de la señal recibida

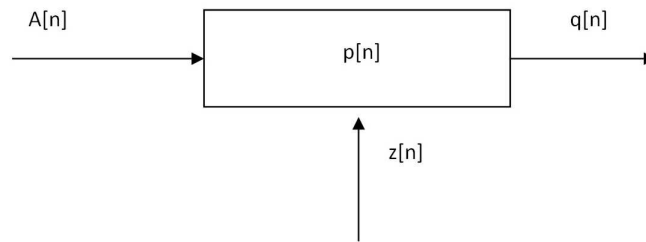
### 2.1.2. Estimación de canal

En la implementación práctica de un sistema de comunicaciones, la ganancia de potencia del canal nunca es conocida, por eso debe ser estimada. Lo cual significa que el valor estimado tiene que ser utilizado para seleccionar el tipo de modulación. Además, en muchos sistemas existe un retardo, generalmente significativo, entre el tiempo en el que la ganancia de potencia del canal es estimada, hasta que la ganancia

estimada se encuentre disponible en el transmisor para utilizar el tipo de modulación que se ajuste al canal.

### Estimación para un canal Discreto Equivalente (estimador de mínimo error cuadrático)

De acuerdo en lo descrito en [AR07], el transmisor inserta un bloque de  $N$  símbolos pilotos que son conocidos por el receptor. Con el conocimiento de estos símbolos, el receptor puede estimar los parámetros del canal. En la Figura 2.11, se aprecia el diagrama de bloque del canal discreto  $p[n]$ , con entrada  $A[n]$ , ruido  $z[n]$  (variable aleatoria gaussiana independiente) y salida  $q[n]$ .



**Figura 2.11.:** Canal discreto equivalente

Los símbolos de entrenamiento son representados por  $\{A[0], \dots, A[N - 1]\}$ . Por lo tanto la salida del canal para  $q[n]$  con  $N - K$  observaciones sería:

$$q[n] = \sum_{k=0}^K p[k]A[n - k] + z[n], \quad -\infty < n < \infty \quad (2.5)$$

Como el objetivo es estimar el canal, una vez que se tenga  $p[n]$ , el receptor debe de aplicar el criterio de Máxima Verosimilitud (ML) que plantea a la estimación de los parámetros del canal para maximizar la función de densidad de probabilidad. Para maximizar la expresión señalada con respecto a  $p[n]$ , se debe de minimizar el argumento del exponencial, el valor que lo minimiza es (el valor estimado del canal).

Derivando la expresión anterior, igualando a cero, se obtiene la expresión que nos permite estimar el canal.

$$p = A^{\Omega} A^{-l} A^H q \quad (2.6)$$

La frecuencia con la que se deben de enviar los símbolos pilotos depende de la rapidez con la que varían los parámetros del canal. Si el entorno fluctúa en forma considerable es muy probable que se produzcan errores, por otro lado no es muy conveniente enviar frecuentemente los símbolos pilotos, pues consumen recursos en la transmisión que deberían utilizarse para enviar verdadera información.

### Esquema de Seichi Sampei

Se presenta un esquema de estimación de canal, proporcionado por Seiichi Sampei [yHH07], que consiste en la estimación del estado del canal (CSE, Channel State Estimation), el CSE proporciona información del tiempo de retardo asociado a la decisión para separar la señal recibida del nivel de ruido en el receptor, y de la información del estado del canal (CSI, Channel State Information), que representa la información que será enviada de regreso al transmisor por el canal de retroalimentación. Por lo tanto el esquema consiste en 2 secciones, la de CSE y la de CSI, tal como se muestra en la Figura 2.12.

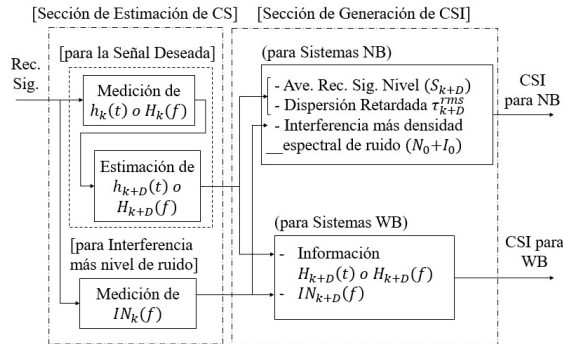


Figura 2.12.: Sección de estimación y generación [yHH07]

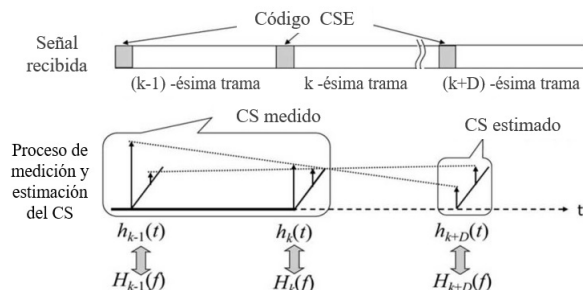
### Sección de estimación CSE

El proceso de CSE se divide en estimar la señal deseada y el nivel de ruido. La estimación del canal de la señal deseada ocurre después de la respuesta al impulso, o función de transferencia en la frecuencia, para la  $k$ -ésima trama ( $h_k(t)$  o  $(H_k(f))$ ), es medida usando una palabra código que va dentro de la trama. Una vez realizada la estimación del canal, la respuesta al impulso (o función de transferencia en frecuencia) para la  $k+D$ -ésima trama será ( $h_k + D(t)$  o  $(H_k + D(f))$ ), donde  $D$  es el retardo necesario entre tramas que incluye el procesamiento de la señal y el traslado por el canal de retroalimentación.

La Figura 2.13, muestra en mayor detalle este concepto. Se asume que la respuesta al impulso para la  $k$ -ésima trama está actualmente detectado y se desea la estimación para la  $k + D$ -ésima trama. La forma más sencilla es usar  $h_k(t)$  como la estimación para la  $k + D$ -ésima trama cuando la variación del estado del canal (CS) es muy lenta. Sin embargo, cuando la variación es rápida  $h_k + D(t)$  es estimado mediante la extrapolación lineal de  $h_{k-1}(t)$  y  $h_k(t)$ . Si además se necesita la función de transferencia en frecuencia, se puede aplicar la transformada rápida de Fourier (FFT).

La estimación del nivel de ruido puede ser medido a partir de la densidad espectral de potencia,  $N_k(f)$ , para la  $k$ -ésima trama. En el caso de que el canal sea plano para todo

el ancho de banda de la señal, la densidad espectral de potencia puede ser medida a partir del vector de error de la señal demodulada después de la compensación por el desvanecimiento.



**Figura 2.13.:** Estimación del estado del canal utilizando extrapolación lineal [yHH07]

### Sección de estimación del CSI

Usando los valores estimados, se definen 2 subsecciones: la primera es para banda estrecha (la cual se considera en canales planos), y la segunda para banda ancha (que no será discutida en este trabajo). Cuando el sistema es de banda estrecha, es suficiente considerar un sistema de 2 caminos que consiste en una vía directa y una trayectoria que posea un tiempo de retraso de duración del símbolo.

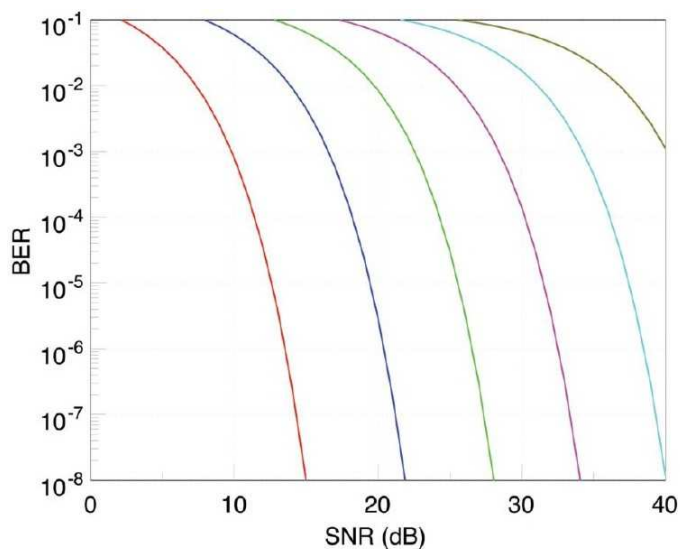
#### 2.1.3. Análisis de modulación fija

En resumen, el método de modulación fija envía un número de bits por símbolo sobre un canal, para ello modifica alguna(s) característica(s) de la señal portadora, y en el receptor se detectan los bits correctos y también erróneos para definir la probabilidad de error [Sve07].

#### Aplicación de la modulación fija

En un canal donde solamente se agrega ruido gaussiano blanco, la probabilidad de error es completamente especificada por la relación señal a ruido, SNR, en el detector. En la Figura 2.14 se muestra un ejemplo de la probabilidad de error de bit versus el SNR (recibido) por símbolo para modulación QAM (Quadrature Amplitude Modulation) para 2 (línea roja), 4 (línea azul), 6 (línea verde), 8 (línea magenta), 10 (cian) y 12 (marrón) bits por símbolo transmitido, respectivamente.

De la Figura 2.14 se puede deducir que a medida que mejora el nivel del SNR, podemos enviar más bits por símbolo sin reducir el BER objetivo. Caso contrario,



**Figura 2.14.:** BER en función del SNR recibido utilizando modulación 2, 4, 6 y 8QAM [Sve07]

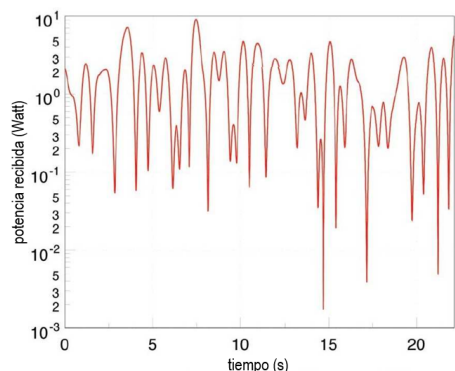
para mantener el mismo nivel de BER, se debe reducir la cantidad de bits por símbolo. Si estamos utilizando modulación fija para una determinada aplicación, con un nivel de BER a lo mucho de  $10^{-5}$  dB, y con un SNR a lo mucho de 12.6 dB, es claro que con 2 bits por símbolo, el sistema funcionará utilizando toda su eficiencia. Pero en el caso de que el SNR se incremente en 6.9 dB, de tal manera que el nuevo SNR sea 19.5 dB, se puede transmitir 4 bits por símbolo, esto significaría que la eficiencia del ancho de banda ha sido duplicada. Si se da otro incremento de 6.1 dB, es decir, el SNR sería 25.6 dB, se pueden transmitir 6 bits por símbolo, y así sucesivamente.

El valor del SNR se puede incrementar también con el aumento de la potencia de transmisión, también este tipo de ganancia en el SNR se puede lograr al acercar (mover) el transmisor con el receptor, pues la potencia de transmisión decae cuando se incrementa la distancia entre los nodos de transmisión.

### Aplicación de la Modulación Fija afectada por el desvanecimiento

El fading (desvanecimiento) es causado por la propagación multitrayecto de la señal, entre las antenas del transmisor y el receptor. Lo mencionado produce tiempos de retardo de las diferentes componentes del multitrayecto, que son pequeños comparados con el tiempo de símbolo de la modulación, entonces nos encontramos frente a lo llamado desvanecimiento plano. Por tal multitrayecto, la potencia que llega al receptor, es la suma de las potencias individuales de cada uno de los trayectos, por lo tanto la potencia en el receptor depende de la fase de cada una de las portadoras que componen el multitrayecto [Sve07].

En la Figura 2.15, se muestra un ejemplo de la potencia de la señal recibida versus el tiempo cuando fue transmitido un tono sinusoidal con una potencia de transmisión constante sobre un canal plano de Rayleigh. Como se puede apreciar, si utilizamos modulación fija, el rendimiento del sistema se ve limitado a los siguientes factores: existe una potencia máxima de transmisión permitida, la distancia entre el transmisor y el receptor no siempre es manejable, pueden ser nodos fijos o móviles, pero en ninguno de los casos el transmisor no posee información sobre la distancia. Dentro de la modulación fija, sólo se puede diseñar el sistema para el peor caso, cuando el SNR sea el más bajo registrado.



**Figura 2.15.:** Potencia de la señal recibida vs el tiempo para un canal de Rayleigh [Sve07]

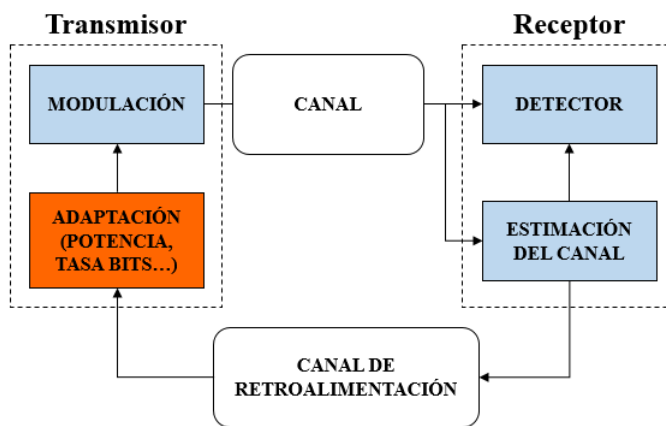
## 2.2. Modulación adaptativa

La modulación adaptativa consiste en adecuar la modulación empleada por el transmisor a las condiciones del canal variante en el tiempo. La finalidad es hacer la transmisión de manera robusta y espectralmente eficiente, mediante la variación de los parámetros asociados a la transmisión.

Dichos parámetros son la potencia de transmisión, la tasa de transmisión, el tamaño de la constelación de la modulación utilizada, la codificación del canal y la tasa de error de bit. Para ajustar convenientemente estos parámetros, es básico realizar una estimación fiable del canal y hacer llegar dicha estimación al transmisor, para que adopte el esquema más conveniente a las condiciones del canal, asignando a los parámetros anteriores los valores adecuados [Sve07]. Por lo tanto, si las condiciones del canal se presentan favorables en algún momento, se podrán enviar más bits por símbolo o reducir la potencia, y si en el caso que la calidad del canal se degrada, se podrá reducir la tasa de bits por símbolo o incrementar la potencia de transmisión.

### Sistema de transmisión adaptativa

Para poder realizar la modulación adaptativa, es necesario insertar nuevos elementos respecto a un sistema de modulación fija. En la Figura 2.16 se muestra el diagrama de bloques que representan los componentes más importantes de un sistema de modulación adaptativa. El funcionamiento consiste de la siguiente forma.



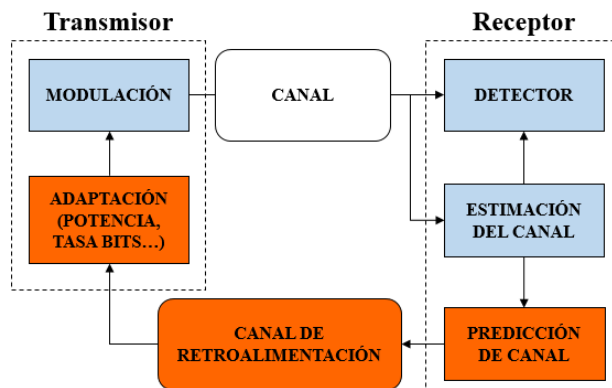
**Figura 2.16.:** Diagrama de bloque del sistema de transmisión adaptativa

Una vez realizada la transmisión de la información procedente del transmisor, en el receptor se realiza la estimación del canal, y se hace llegar esta información al transmisor mediante el uso del canal de retroalimentación (feedback channel). Cuando llega esta información al transmisor, este puede adaptar la transmisión

Según los datos obtenidos. Sin embargo, si el tiempo que demora el estimar el canal, el de elegir la modulación por parte del transmisor, y el tiempo que demora en pasar la información por el canal de retroalimentación, es elevado, trae como consecuencia que el estimador del receptor quede desactualizado y por lo tanto la adaptación de la modulación no será la adecuada. Cuando se presenta el caso antes mencionado, es necesario añadir un bloque al sistema de modulación adaptativa, llamado bloque de predicción del canal.

De esta forma, la información del canal ya estará disponible a pesar del tiempo de retardo que implica el procesamiento del bloque de estimación con el tiempo que demoraría en transportarse por el canal de retroalimentación. Lo descrito se aprecia en la Figura 2.17.

El parámetro fundamental que es constantemente medido, y que sirve para tomar la decisión de modificar alguna característica en la transmisión es la relación señal a ruido, SNR, que llega al receptor. Entonces se puede definir los siguientes parámetros generales que son utilizados para diversos sistemas que emplean modulación adaptativa. La respuesta al impulso en un canal discreto (con desvanecimiento plano) es:  $h[i] = [g[i]]^2$  en el instante  $i$ .



**Figura 2.17.:** Sistema de transmisión adaptativa con predicción de canal

La ganancia del canal es  $g[i]$ , la esperanza de la potencia de transmisión es  $P$ ,  $B$  es el ancho de banda de la señal, el ruido aditivo gaussiano blanco (AWGN, Additive White Gaussian Noise) está representado por  $N[i]$ , y cuya densidad espectral de potencia es  $N_o/2$ .

La representación del SNR se da en 2 casos, el primero es cuando se transmite a una potencia constante, igual a la esperanza de la potencia de transmisión  $P$ , y su representación será  $y[i] = \frac{Ph[i]}{N}$ . El segundo caso es cuando se transmita a una potencia diferente al promedio de esta, entonces el SNR será denotado por  $y[i]$ .

Frecuentemente, los parámetros que suelen modificarse para obtener una transmisión adaptativa son, la potencia de transmisión, pues como se menciono ésta debe estar en función del SNR instantáneo medido.

Entonces tendremos la siguiente expresión  $P(y[i])$ . Otro parámetro que generalmente se modifica es la tasa de transmisión, cuyas unidades son los bits por segundo,  $R(y[i])$ , y el tercero es el tipo de codificación del canal.

Este último no será analizado en el presente trabajo. El SNR instantáneo para una potencia  $P(y[i])$ , esta dado por  $y[i] = \frac{P(y[i])h[i]}{N_oB}$ , y para una modulación de nivel  $M$ , la tasa de transmisión se calcula con  $R(y[i]) = B \log_2 M(y[i])$  (bps), el número de bits por símbolo transmitido será  $m(y[i]) = B \log_2 M(y[i])$ . La eficiencia espectral está definida como  $\frac{R[i]}{B} = \log_2 M(y[i])$  ( bps/Hz ).

### 2.2.1. Técnicas de modulación adaptativa

Las técnicas de modulación adaptativa más sencillas, son las que se realizan modificando un solo parámetro de los anteriormente expuestos.



### 2.2.1.1. Modulación adaptativa modificando la tasa de transmisión

En este esquema, la tasa de modulación se adapta según la ganancia del canal o de la relación SNR recibida. Para ello se modifica el tipo de modulación, por ejemplo, si se está utilizando una modulación QPSK a una 8QAM si la calidad del canal mejora. Esto se debe a que se está variando el nivel de la modulación  $m(y[i]) = \log_2 M(y[i])$ , si conservamos el mismo tipo de modulación, y si el canal cambia bruscamente, se cambiará también el tipo de modulación según los requerimientos, que por lo general es cumplir un BER objetivo.

### 2.2.1.2. Modulación adaptativa modificando la potencia de Transmisión

El objetivo en esta técnica de transmisión adaptativa es del de conseguir un SNR constante aumentando o disminuyendo la potencia de transmisión. A esta SNR constante la denotaremos por  $y_o$ . Por lo se define lo siguiente:

$$P(y) = \frac{y_o \bar{P}}{y} \quad (2.7)$$

El defecto que presenta este tipo de modulación es que no puede cumplir con la tasa error requerida pues la potencia de transmisión posee un punto de saturación, es limitada, en caso que se necesite incrementar la relación señal a ruido, la potencia que se transmita podría no llegar a ser lo suficiente.

Modulación adaptativa utilizando la variación de potencia de transmisión, como también la tasa de transmisión de bits

En este tipo de técnicas se basan en la adaptación conjunta de la tasa de bits con la potencia de transmisión.

### 2.2.1.3. OFDM: Orthogonal Frequency Division Multiplexing

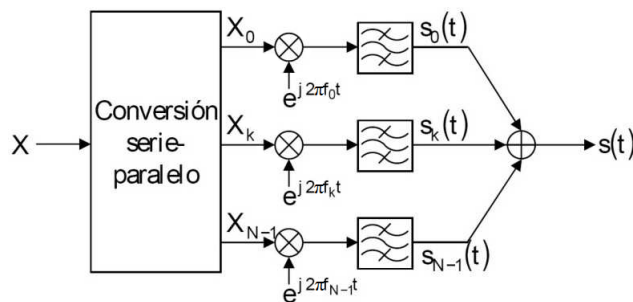
OFDM consiste básicamente en dividir el ancho de banda para la transmisión, en pequeñas subbandas estrechas [AR07]. Por las cuales se reparte la información que se va a transmitir. Cada una de estas subportadoras son ortogonales entre sí. Esta técnica es comúnmente utilizada para comunicaciones inalámbricas de gran ancho de banda, pues al ser el ancho de banda de cada subportadora muy pequeño en relación al ancho de banda del canal, se logra una gran robustez frente a la interferencia entre símbolos (ISI), las cuales son muy frecuentes en comunicaciones de amplio ancho de banda multitrayecto.

Como se mencionó el ancho de banda,  $B$ , se divide en  $N$  subportadoras de igual ancho de banda,  $\frac{B}{N}$ . Cada una de las subportadoras posee una determinada frecuencia de portadora, con la siguiente denotación,  $f_k$ , para  $k = 0, 1, 2, \dots, N - 1$ . De aquí se puede deducir que la separación entre cada subportadora será  $\Delta f = \frac{B}{N}$ . Entonces,

generalizando tendríamos que para la  $k$ -ésima portadora, su frecuencia sería  $f_k = f_0 + \frac{kB}{N}$ . El esquema aplicado de OFDM se divide según el tiempo, ya sea continuo o discreto.

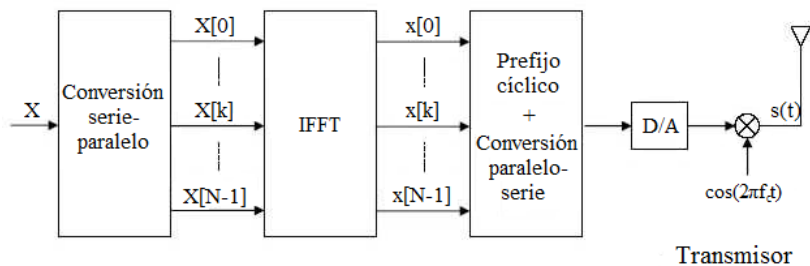
**2.2.1.4. OFDM en tiempo continuo**

Este tipo de esquema se aprecia en la Figura 2.18, consiste en que la señal en banda base a transmitir  $X$ , es descompuesta en símbolos,  $X_0, X_1, X_2, \dots, X_K$ , mediante un convertor de analógico a digital [AR07]. Cada uno de estos símbolos son las señales que van a modular las diversas portadoras. Luego las señales obtenidas son introducidas en filtros pasa banda y llevadas a un sumador,  $S(t) = \sum_{k=0}^{N-1} s_k(t)$ , la señal resultante será transmitida.



**Figura 2.18.:** Diagrama de bloques para sistema OFDM en tiempo continuo

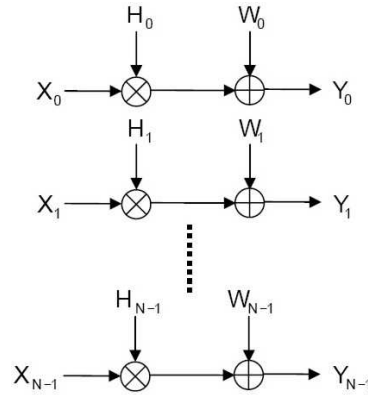
El diagrama de bloques del transmisor y receptor OFDM se muestra en la Figura 2.19, el esquema para tiempo discreto, tiene la ventaja de simplificar el hardware en la implementación, siendo más específicos en la parte del modulador y demodulador.



**Figura 2.19.:** Diagrama de bloques para sistema OFDM en tiempo continuo

OFDM es una técnica de transmisión adaptativa, pues adapta la potencia de transmisión de cada subportadora buscando la asignación más óptima. En el caso que se considere a cada uno de estos canales AWGN, la adición de ruido. es la respuesta

impulsiva de la subportadora, la muestra del ruido añadido con una densidad espectral de potencia y al símbolo recibido en su portadora correspondiente. Lo descrito se aprecia en la Figura 2.20.



**Figura 2.20.:** Adición del ruido para cada una de las subportadoras

Entonces, definido lo anterior, para saber cuántos bits se pueden transmitir a través de los subcanales, es necesario tener la información de la capacidad máxima que puede soportar dicho subcanal. Para ello se supone que la energía disponible para la transmisión no es infinita, por ello se define una energía máxima  $\epsilon_{\max}$ . según la ley de Shannon se define la capacidad máxima para cada subcanal por la siguiente expresión.

$$c_i = \log 1 + \frac{Q_i[H_i]^2}{\eta_i} \quad (2.8)$$

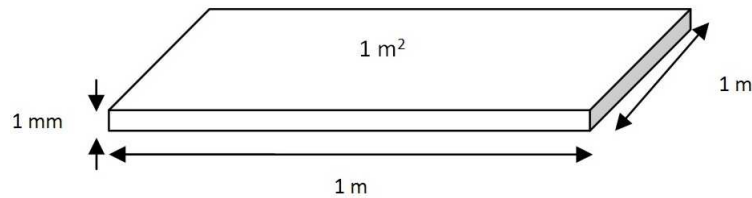
donde  $c_i$  representa la tasa de transmisión máxima que se puede enviar por el canal, cuya respuesta al impulso está dada por  $H_i$ , con una densidad de potencia de ruido  $\eta_i$ .

### 2.3. Pluviómetro

El pluviómetro es un instrumento que se encarga de medir la cantidad de agua precipitada en un determinado lugar [Apa09]. Se mide en milímetros (mm), que da a conocer la altura alcanzada del nivel de agua por metro cuadrado, tomando en cuenta que el agua precipitada no se evapora. Cada milímetro de agua representa 1 litro de agua por metro cuadrado.

En la Figura 2.21 se muestra una bandeja de área  $1 \text{ m}^2$  y altura  $1 \text{ mm}$  que forma una película de  $1 \text{ mm}$  de altura, por lo tanto cada milímetro representa un litro por cada metro cuadrado. Por lo explicado se puede mencionar indistintamente la

medida en milímetros (mm) o en litros por metro cuadrado (litros/m<sup>2</sup>). En cuanto a las capacidades, por citar como ejemplo el pluviómetro de Hellmann (Figura 2.22), la vasija o colector posee una capacidad de 60 litros, y cuando la precipitación supera los 60 litros se desborda y cae en el vaso protector, que posee una capacidad de 200 litros [Apa09].



**Figura 2.21.:** Bandeja de área 1 m<sup>2</sup> y altura 1 mm



**Figura 2.22.:** Pluviómetro de Hellmann

### Medida de precipitación

Para realizar las mediciones, se espera al día siguiente de la lluvia, se saca la vasija que se encuentra dentro del pluviómetro vertiendo su contenido en la probeta (el instrumento para medir los milímetros) graduada. Leyendo la altura alcanzada en litros. Las medidas deben realizarse a la misma hora, la probeta puede ser de cristal o plástico transparente, en ella aparecen 10 rayas largas separadas cada una la distancia que representa un litro de precipitación por metro cuadrado, o su equivalente a 1 mm de precipitación.

#### 2.3.1. Atenuación de la señal causada por hidrometeoros

La atenuación es causada por la absorción y dispersión provocadas por hidrometeoros como son la lluvia, la nieve, el granizo y la niebla. Se puede pasar por alto

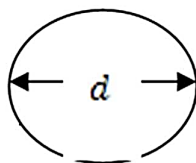
a la atenuación debido a la lluvia para frecuencias menores a 5 GHz [dTa], pero como se pretende hacer el estudio para frecuencias de trabajo de 5.5 GHz, estas deben ser consideradas para el cálculo de diseño y operación de los radioenlaces cuya importancia aumenta rápidamente.

### **Efecto de las Gotas de agua sobre las ondas electromagnéticas**

Cuando las ondas de radio atraviesan las gotas de agua, cuyo tamaño promedio va desde 1 a 2 mm y en Brasil llegan a 8 mm de diámetro [yAR04], se produce el efecto de la dispersión. En las comunicaciones de radio, la dispersión generada por lluvia es significativa de acuerdo a la comparación del tamaño de la longitud de la onda de la señal con respecto al diámetro de la gota de lluvia. Si el diámetro  $d$  (Figura 2.23) de la gota de lluvia es menor a la longitud de la onda la atenuación será mínima, pero esta atenuación se incrementa si el diámetro de la gota de lluvia supera la longitud de onda de la señal a transmitir [Gar08]

$$\lambda = \frac{c}{f} \quad (2.9)$$

donde  $c$  es la velocidad de la luz,  $f$  es la frecuencia de operación y  $\lambda$  representa la longitud de onda.



**Figura 2.23.:** Gota de lluvia comparada con la longitud de onda

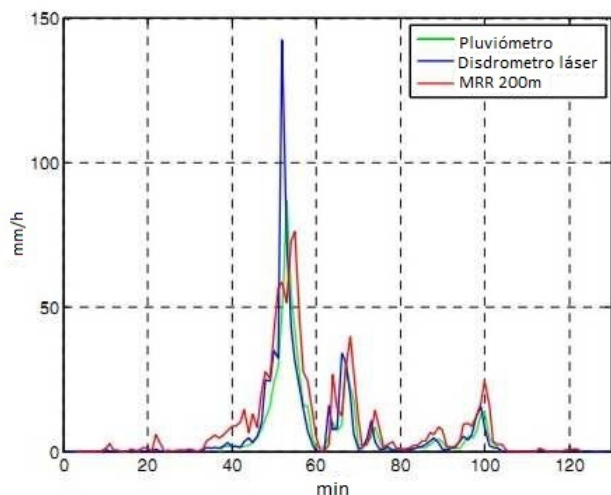
### **2.3.2. Efecto de la lluvia sobre la transmisión inalámbrica de Radioenlaces**

La predicción y el análisis de la atenuación por lluvia son de gran interés en los recientes años, por el incremento en el uso de sistemas de comunicación de microondas para aplicaciones militares. En estas frecuencias, que generalmente son elevadas, la propagación en la tropósfera produce fuertes degradaciones en la presencia de lluvia [Gar08].

No es posible contar los efectos causados por una gran tormenta con tasas de caída de lluvia extraordinaria. En estos casos el margen de error es excedido para muchos casos prácticos. Sin embargo, en la presencia de márgenes de lluvia moderados el

promedio del nivel de atenuación se encuentra dentro del margen de 10 dB a 15 dB [Gar08]. Para el caso estudiado en [Gar08], se asume que las gotas de lluvia son esféricas.

El caso presentado estudia la atenuación causada por el nivel de precipitaciones en la ciudad de Madrid, instalando 2 nodos transmisores ubicados en los campus de la Universidad Politécnica de Madrid el 9 de abril del año 2008. El nivel de precipitaciones medido durante 2 horas se muestra en la Figura 2.24.



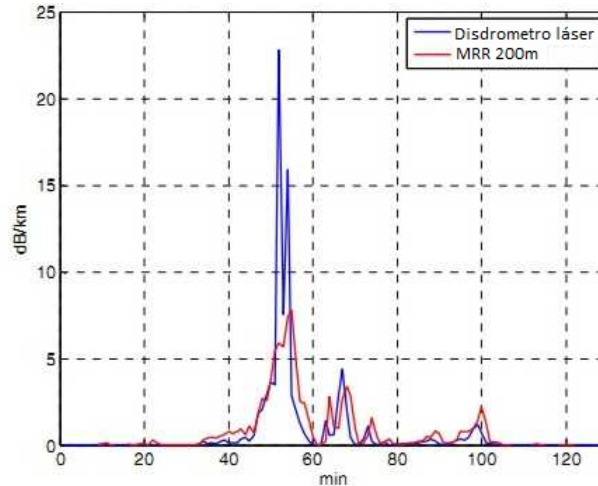
**Figura 2.24.:** Nivel de precipitación medido durante 2 horas. La línea verde corresponde a las medidas en el pluviómetro, medidas dadas por el disdrómetro de láser [Gar08]

Como se puede apreciar para el minuto 50 aproximadamente, se tiene la mayor cantidad de precipitación. Y el resultado del estudio, que se muestra en la Figura 2.25, se aprecia el margen de atenuación por kilómetro.

La atenuación total para una frecuencia de operación de 38 GHz durante las 2 horas de mediciones, se muestra en la Figura 2.26. El motivo por el cual se atenúa la señal para los enlaces de microondas es debido a que las ondas electromagnéticas al atravesar regiones de lluvia tienden a atenuarse por absorción de potencia y dispersión causada por las gotas de lluvia. La absorción de potencia es provocada al atravesar un medio dieléctrico, como son las gotas de agua [yAR04]. Se define por lo tanto el factor de pérdidas mediante la siguiente expresión:

$$P = \frac{\sigma}{\omega \epsilon} \tag{2.10}$$

donde  $\omega$  representa la frecuencia angular que depende de la frecuencia de operación,  $\sigma$  la conductividad del medio dieléctrico,  $\epsilon$  la permitividad del medio. La expresión



**Figura 2.25.:** Nivel de atenuación por kilómetro durante 2 horas en una frecuencia de operación de 19.5 GHz [Gar08]

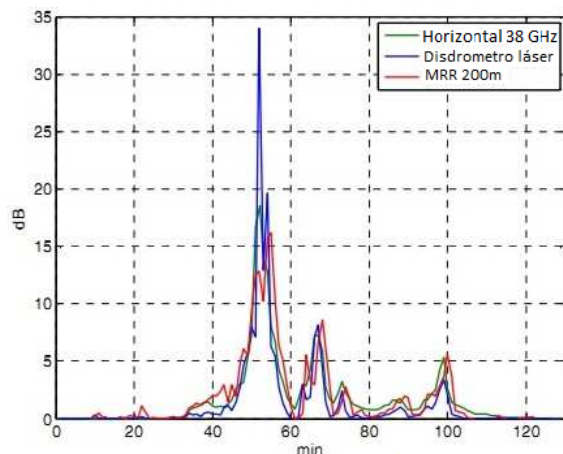
de la velocidad de las ondas electromagnéticas en función del factor de pérdidas quedaría de la siguiente forma:

$$v = \frac{c}{\varepsilon_r \mu_r (1 + p^2)^{1/2} + 1} \quad (2.11)$$

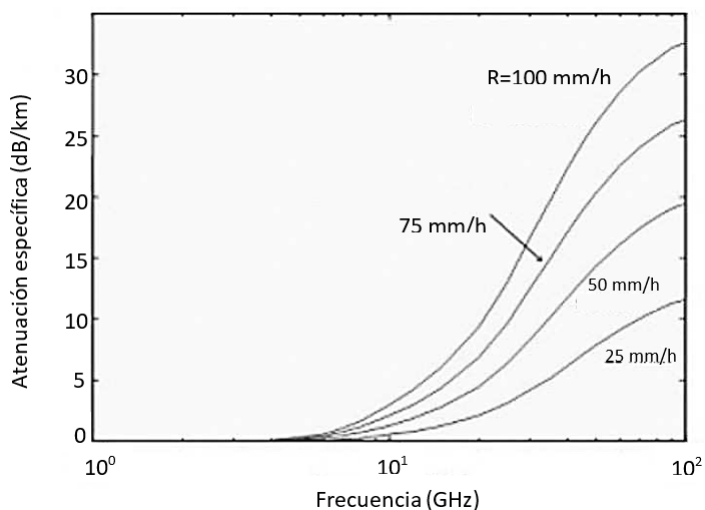
Siendo  $\varepsilon_r$  y  $\mu_r$  la permitividad eléctrica relativa y permeabilidad magnética relativa, respectivamente,  $P$  es el factor de pérdidas y  $c$  es la velocidad de propagación de la onda electromagnética en el vacío. La Ecuación 2.11, es aplicable para la mayoría de dieléctricos, en nuestro caso, las gotas de agua poseen una característica especial. Cada molécula de agua posee un modo normal de vibración que esté caracterizado por una frecuencia de vibración.

El intercambio de energía se da cuando la onda electromagnética incide sobre la molécula de agua, cuanto más cercana es la frecuencia de la onda transmitida a la frecuencia de vibración de la molécula de agua, esta molécula pasa a un nivel excitado. Luego, al pasar al momento de desexcitación de la molécula, la radiación que emite tiene una frecuencia menor que la de la onda incidente. La diferencia de energía entre la onda incidente y la emitida por la molécula de agua, es la energía de vibración de la molécula y se disipa en forma de calor [yAR04]. El fundamento por el cual se debe de considerar en los diseños de los radioenlaces la atenuación por lluvia para frecuencias superiores a los 5 Ghz para determinados niveles de precipitación se muestra en la Figura 2.27.

La atenuación se incrementa en forma proporcional a la frecuencia de operación, y si analizamos la asignación del espectro, se aprecia que la tendencia es otorgar frecuencias de operación cada vez más elevadas para la transmisión de información en forma inalámbrica.



**Figura 2.26.:** Nivel de atenuación total durante 2 horas en una frecuencia de operación de 38 GHz [Gar08]



**Figura 2.27.:** Análisis de la atenuación específica según la frecuencia de operación y el nivel de precipitación (mm/hora) [yAR04]

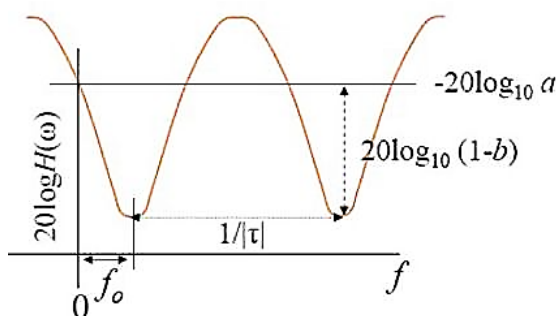
## 2.4. Canal de Rummler

Este tipo de canal está basado en tres trayectos [Rum81]. El modelo de Rummler es muy usado para representar modelos de propagación con efecto Notch (con desvanecimiento selectivo en frecuencia). La ecuación utilizada en el modelo de tres caminos es la siguiente:



$$H(jw) = a[1 - be^{-j(w-w_0)\tau}] \quad (2.12)$$

El parámetro  $a$  es el piso de pérdidas y la cantidad entre paréntesis sugieren la interferencia entre dos rayos con relativo retardo  $\tau$  produciendo un mínimo a una frecuencia  $w_0$ . La frecuencia del mínimo es llamada frecuencia de Notch. Esta frecuencia y la frecuencia variable  $w$  son medidas desde una referencia común, usualmente en la mitad de la frecuencia del canal. El término de pérdidas (o decaimiento del nivel) es medido en decibelios como,  $A = -20\log(a)$ , y la profundidad del Notch como  $B = -20\log(1 - b)$  (Figura 2.28). Este tipo de modelamiento es ampliamente utilizado para simular canales para enlaces de microondas con un retardo  $\tau$  de 6,3n segundos, el cual es tomado como estándar.



**Figura 2.28.:** Atenuación de la Función de Modelamiento usada en el modelo de Tres Caminos Simples

Para que no existan picos de atenuación en forma continua, se debe tomar un ancho de banda que recorte la frecuencia, llevando a tener solo un pico de atenuación que se ubicará en la frecuencia de operación.



## 3. Estado del Arte / Trabajos Relacionados / Antecedentes

### 3.1. Modulación adaptativa

En este apartado se presenta los trabajos relacionados con la modulación adaptativa para la solución de diversos problemas. Se describirá su funcionamiento y la aplicación que le dieron, además se realizará una comparación entre las ventajas y desventajas de los modelos propuestos.

Los primeros métodos de transmisión adaptativa, que tenían por objetivo lograr una mayor eficiencia en los sistemas de comunicaciones, fue propuesta a finales de 1968 por Hayes y a principio de los años 70, en 1972 por Cavers. Pero dada las limitaciones tecnológicas de la época, no se desarrolló un gran interés por estas técnicas. De entre estos métodos podemos mencionar los que se describen a continuación.

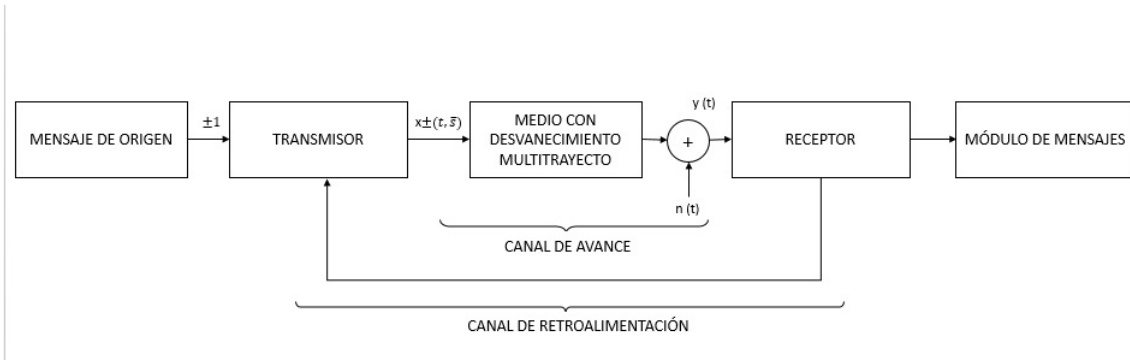
#### 3.1.1. Modelo de Jeremiah F. Hayes

Es el esquema de modulación adaptativa más antiguo del cual se tiene registros. Hayes toma como contexto de la transmisión, el canal de Rayleigh multitrayecto [Hay68]. En este modelo se requiere un nodo de destino, el cual enviará la información del estado del canal (CSI), a través de un canal de retroalimentación (feedback channel), al nodo fuente.

Entonces, el nodo fuente controla la potencia de transmisión acorde la CSI recibida por el canal de retroalimentación, para compensar las variaciones del nivel de señal recibida. Como consecuencia, se modifica la energía por símbolo.

El diagrama de bloques de lo descrito, sistema de retroalimentación adaptativo, se muestra en la Fig. 3.1. El bloque de fuente de mensajes proporciona los 1s y 0s, mediante la asignación de +1 y -1, respectivamente. Luego, en el bloque de transmisión la señal es modulada, para entrar al canal de Rayleigh multitrayecto, se le añade ruido gaussiano blanco y llega al receptor, donde son medidos los parámetros del canal y se envía esta información al transmisor, por el canal de retroalimentación, y según los requerimientos, el transmisor proporcionará una nueva potencia de transmisión.

La representación matemática a la entrada del receptor, está dada por:



**Figure 3.1.:** Diagrama de bloques del esquema de Hayes [Hay68]

$$X_{j=1}^n a_j m(t - \tau_j) \cos[\omega_o(t - \tau_j) + \theta_j] + \eta(t) \quad (3.1)$$

Donde la señal que sale del bloque transmisor es  $m(t)\cos(\omega_o t)$ . Los parámetros propios del canal multitrayecto, para  $n$  trayectos distintos, son:  $a_j$ ,  $\theta_j$  y  $\tau_j$ , representan la ganancia aleatoria, el desplazamiento de fase y el tiempo de retardo, respectivamente.  $\eta(t)$  es el ruido blanco aditivo gaussiano con densidad espectral de potencia  $N_o$ .

El ruido aditivo es independiente del trayecto que pueda tomar la señal portadora. Para poder tomar una decisión adecuada sobre la potencia de transmisión, el receptor debe de conocer el estado del canal, esto involucra conocer su ganancia, fase y retardo para cada trayectoria, de un total de  $N$  definidas.

En todo instante, el estado del canal es caracterizado por los vectores,  $a = a_1, a_2, \dots, a_n$ ,  $\theta = \theta_1, \theta_2, \dots, \theta_n$  y  $\tau = \tau_1, \tau_2, \dots, \tau_n$ . Estos vectores son aprendidos por el receptor. Para este análisis, se proponen 2 niveles de aprendizaje. El primero es el caso coherente, aquí el receptor aprende los vectores, y el segundo es el caso incoherente, donde el receptor aprende los vectores  $a$ ,  $\theta$  y  $\tau$ .

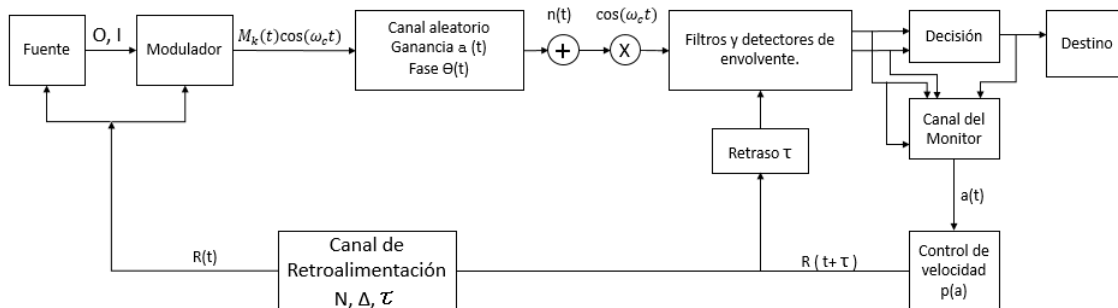
La desventaja de este modelo es que la potencia de transmisión posee un límite en todos los sistemas de telecomunicaciones, por lo tanto, en algún momento la relación SNR no se podrá controlar para casos donde el canal presente características muy adversas.

### 3.1.2. Modelo de James K.Cavers

En este modelo, Cavers plantea modificar la duración del pulso dentro de la modulación FSK (Frequency Shift Keying) para lograr minimizar la probabilidad de error, acomodándose a la velocidad de transmisión deseada [Cav91]. Por lo tanto,

se propone el control de la tasa de símbolos, como una alternativa en el control de la potencia de transmisión (TPC) para enlaces de alta frecuencia en canales planos de Rayleigh. Cabe aclarar que no cambia el tipo de modulación, sino que sobre el mismo tipo de modulación. Para conseguir una probabilidad de error mínima se necesita establecer un periodo mínimo entre los símbolos, como también una velocidad de actualización óptima. En el esquema de Cavers, la tasa de símbolo para enlaces inalámbricos es adaptada según el nivel de señal recibida.

Específicamente, manteniendo la relación de potencia de la portadora y densidad de espectral de potencia de ruido  $C/N_o$  constante. La tasa de símbolo cambia acorde de la variación de la ganancia del canal, sin modificar la potencia de transmisión. Como consecuencia, la relación entre la energía por bit y la densidad espectral de potencia del ruido  $E_b/N_o$ , se mantiene constante. Entrando en forma más detallada, el modelo del sistema mostrado en la Fig. 3.2, funcionaría de la siguiente forma. El bloque source buffer proporciona al modulador los bits ya modificados en su duración, es decir, proporcionan la tasa de variación de tiempo de los bits, la tasa de transmisión. Luego, se procede a modular con FSK. Posteriormente entra la señal modulada al canal de plano de Rayleigh, el cual posee una distribución de ganancia  $a(t)$ , distribución de fase  $\theta(t)$ , y  $n(t)$  es el ruido blanco gaussiano con densidad de potencia  $N_o$ . Luego, la señal es filtrada por un filtro adaptado, que extrae los componentes discretos de la portadora, para pasar al detector de envolvente, y finalmente a un decisor que evaluará si es un 1 o 0. El bloque que monitorea el canal proporciona la ganancia del mismo,  $a(t)$ , al bloque encargado de evaluar la nueva velocidad a pedir.



**Figure 3.2.:** Diagrama de bloques del esquema de Cavers [Cav91]

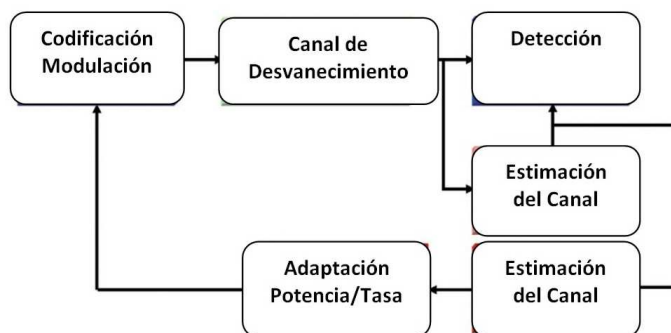
El receptor puede enviar las solicitudes del cambio de velocidad de transmisión en un intervalo de tiempo  $\Delta$  segundos, tiempo en el que forma la función de velocidad  $\rho(a)$ . El valor que tome  $\rho(a)$  es la velocidad solicitada. La solicitud con la nueva tasa de transmisión es representada por  $R(t + \tau)$ , donde  $\tau$  representa el retardo del procesamiento y el tiempo de viaje por el canal de retroalimentación. La probabilidad de error es definida como:

$$P(a, R) = \frac{1}{2} e^{-\frac{Pa^2}{N_o R}} \quad (3.2)$$

donde  $a$  es la ganancia del canal plano de Rayleigh,  $N_o$  es la densidad de potencia de ruido blanco gaussiano,  $R$  es la tasa de transmisión de bits y  $P$  es la potencia de transmisión. La desventaja de este modelo, es que para conseguir la variación de la duración de los pulsos en tiempo real el sistema debe ser muy complejo, pues necesita adaptarse de manera muy rápida a la velocidad de transmisión requerida.

### 3.2. Modulación Adaptativa cuando el canal es Conocido por el Receptor

En este esquema se adapta la modulación QAM cuando es usada en un canal de desvanecimiento plano. La ganancia del canal es definida como  $p_g(l)$ , esta ganancia está en función del  $l$ avo símbolo transmitido, que afecta la transmisión del símbolo número  $l$ , por lo tanto, es perfectamente conocida tanto por el receptor como por el transmisor. El receptor se asume como un receptor coherente ideal que conoce la fase del canal sin error alguno [dTb].



**Figure 3.3.:** Diagrama de bloques de transmisión adaptativa con canal conocido [Fal04]

Tomando como referencia la Fig. 3.3, el bloque de predicción del canal entrega información referente a la ganancia del canal totalmente libre de errores porque se conoce la ganancia del canal. Por tal motivo, el bloque de predicción no es necesario. En este esquema se asume también que el canal de retroalimentación no posee latencia alguna. La notación de los parámetros utilizados, es la siguiente. La potencia promedio de transmisión, la varianza del ruido en el receptor, el ancho de banda, y la ganancia promedio del canal de transmisión, son denotados por  $S$ ,  $\sigma^2$ ,  $B$  y  $g$ , respectivamente. Como el canal es conocido, se asume que  $g = 1$ . El nivel de SNR instantáneo es  $\gamma(l) = \bar{S}g(l)\sigma^2$ , cuando la potencia de transmisión es constante

e igual a  $\bar{S}$ . Desde que  $g(l)$  es estacionaria, la función de densidad de probabilidad (pdf) de  $\gamma(l)$  es independiente de  $l$ , entonces su distribución de probabilidad será denotada por  $\rho(l)$ . Por lo tanto, la función de distribución de probabilidad para un canal de Rayleigh, esta denotada por la siguiente expresión:

$$\rho(\gamma) = \frac{1}{r} e^{-\Gamma}, \gamma > 0 \quad (3.3)$$

Donde:  $\Gamma = \frac{\bar{S}}{\sigma^2}$  es igual al SNR promedio en el receptor. El SNR instantáneo y su función de densidad de probabilidad, refleja la influencia del canal sobre el SNR, más no en la potencia de transmisión. En general, en un esquema de modulación adaptativa, la potencia de transmisión depende del SNR instantáneo, con la siguiente notación:  $S(\gamma(l))$ .

### 3.3. Modulación Adaptativa en Sistemas TDMA

Este nuevo esquema enfocado en sistemas con acceso múltiple por división de tiempo (TDMA), está descrito en [yHH07].

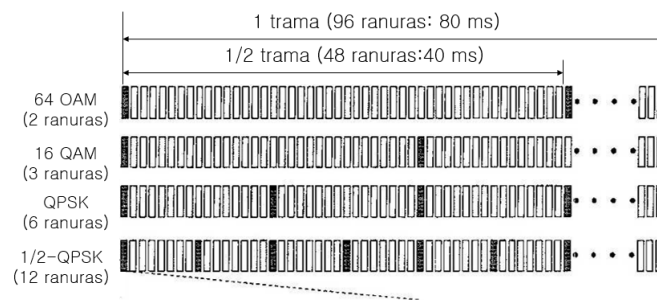
La modulación utilizada se asigna según la ranura de tiempo (time slots) disponible. Es decir, al principio, a cada uno de los usuarios se le asigna un tipo de modulación para mantener cierto régimen binario y a la vez dejando un determinado número de ranuras disponibles como sea posible.

Cuando un nuevo usuario desea incorporarse al sistema, en cada ranura de tiempo se mide la relación de la potencia de la señal portadora con la del ruido sumado con la interferencia (C/N+I), de forma que se le asigna la mayor constelación que sea posible según el número de ranuras disponibles tomando en cuenta la velocidad establecida. De forma general se podría describir que para la utilización 64QAM se toman 2 ranuras de tiempo, para 16QAM se toma 3 ranuras de tiempo, para QPSK se toma 6 ranuras de tiempo, y por último, para 1/2 QPSK se toman 12 ranuras de tiempo, todas ellas se aprecian en la Fig. 3.4.

En forma práctica, el sistema se podría describir de la siguiente forma: si se utiliza la TDMA para la transmisión de voz, las ranuras de tiempo disponibles serían aquellas donde hay silencio, y por lo tanto podrían ser utilizadas por otros usuarios asignando la modulación según la cantidad de ranuras de tiempo disponibles.

### 3.4. Modulación Adaptativa con Predicción del Canal

En un sistema de comunicaciones con canal inalámbrico, en la implementación práctica la ganancia de potencia del canal nunca se conoce, por lo tanto, debe de ser estimado. Lo que significa que el valor estimado tendrá que ser utilizado para



**Figure 3.4.:** Asignación de las ranuras de tiempo según el tipo de modulación [yHH07]

seleccionar el tipo de modulación [Sve07]. Además, en la mayoría de los sistemas existe un retardo considerable de la señal, por lo general el retraso se debe al tiempo que demora en viajar la información por el canal de retroalimentación del sistema de telecomunicaciones.

En este esquema se sugiere que el nivel de BER no solo dependerá del valor instantáneo del SNR (o ganancia del canal), que es definido como el nivel de SNR para una potencia de transmisión constante, sino también del valor del SNR predicho, dicha predicción tiene que ser evaluada en forma oportuna y ser enviada al modulador, para que pueda utilizar el tipo de modulación que se adecue a las características del canal.

### 3.5. Maximización de la capacidad del sistema mediante el uso de técnicas de codificación y modulación adaptativa para canales que se desvanecen lentamente

Esta técnica de codificación y modulación adaptativa (ACM) consiste en la aplicación de 5 pares diferentes de técnicas de codificación y modulación, que fueron implementados en un algoritmo. El transmisor va cambiando los niveles de ACM de acuerdo al comportamiento del canal, con la finalidad de incrementar el rendimiento del sistema de transmisión. La Fig. 3.6 muestra los niveles de ACM que varían en el algoritmo de acuerdo al comportamiento del canal, donde  $R$  es la velocidad de codificación y  $M$  el orden de modulación y  $R_b$  es la velocidad de transmisión. [MF17]

Este algoritmo fue diseñado para canales con desvanecimiento lento con la finalidad de maximizar el rendimiento del canal. El transmisor elegirá el orden de modulación ( $M$ ) y la velocidad de codificación ( $R$ ) de acuerdo al nivel de  $E_b/N_0$ , que será entregado por el receptor. Para obtener el rendimiento total del sistema adaptativo, cada par de codificación y modulación fue simulado por separado para calcular la tasa de error. El comportamiento del canal se conoce en el transmisor gracias a



### 3.6 Implementación de Hardware de Modulación Adaptativa para OFDM y SOQPSK con Resultados Preliminares

los acuse de recibo (ACK) que le envía el receptor. Además los valores de M y R elegidos están basados en el cuadro 3.1.

Nivel	M	R	Bits de entrada	Simbolos
1	2	1/3	50	150
2	4	1/3	100	150
3	4	1/2	150	150
4	8	1/2	225	150
5	8	2/3	300	150

**Cuadro 3.1.:** Pares de Modulación y Codificación

En el transmisor se usó un codificador convolucional y un modulador basado en el algoritmo que se muestra en Fig. 3.8, el canal para la transmisión de datos se asumió ruido aditivo gaussiano blanco (AWGN). En el receptor se usó un decodificador basado en el algoritmo de Viterbi.

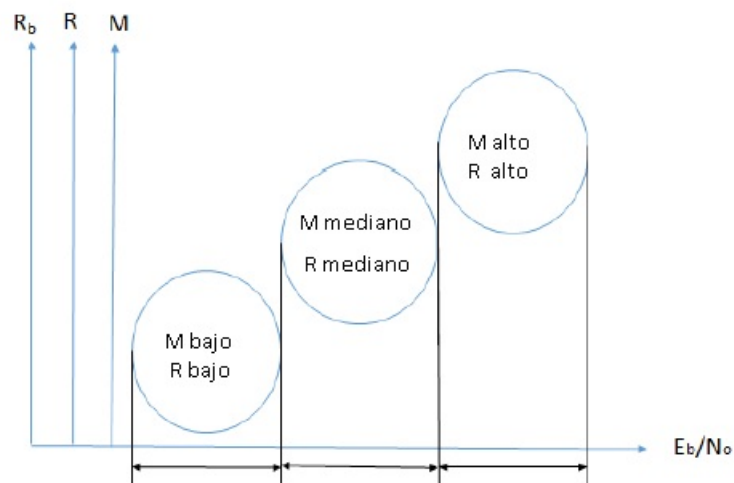


**Figure 3.5.:** Diagrama de bloques del sistema de transmisión

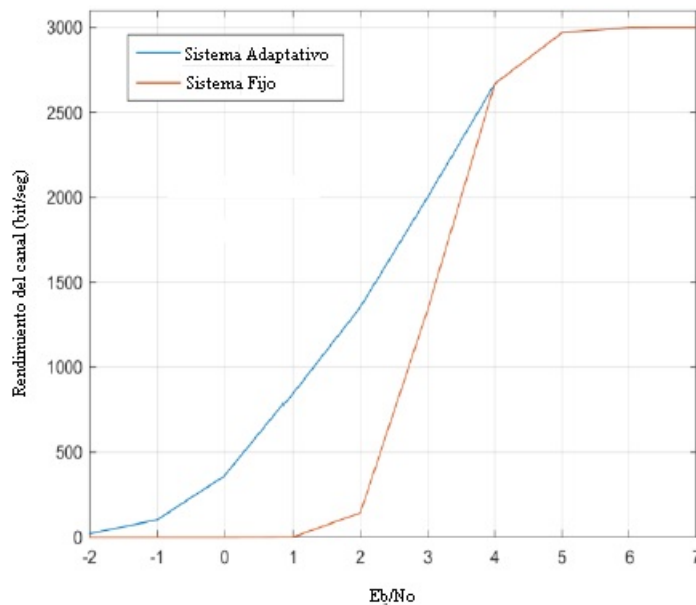
El diagrama físico del sistema se observa en Fig. 3.5. Los resultados obtenidos por el sistema ACM son buenos, a 2 dB el sistema ACM proporciona 1,2kbit/seg más que un sistema que no cuenta con una modulación y codificación adaptativa como se muestra en Fig. 3.7. Pero cuando la transmisión no es afectada por el desvanecimiento lento el sistema ACM tiene el mismo rendimiento que un sistema con modulación y codificación fija.

### 3.6. Implementación de Hardware de Modulación Adaptativa para OFDM y SOQPSK con Resultados Preliminares

Se realiza la implementación de hardware de un radio adaptable dependiente del enlace (LDAR), en la cual se utilizó un transceptor, que utiliza OFDM como forma de onda multiportadora y SOQPSK-TG como forma de onda de una sola portadora [EW16]. En el transmisor se utilizó un conjunto de puertas programables de un solo campo



**Figure 3.6.:** Código adaptativo y Niveles de Modulación[MF17]



**Figure 3.7.:** Rendimiento de Sistema Adaptativo y Sistema Fijo[MF17]

(FPGA) para generar las señales OFDM Y SOQPSK; mientras el controlador host genera datos y los codifica utilizando un código de control de paridad de baja densidad (LDPC), es decir el código de corrección de errores de envío primario. LDAR es responsable de seleccionar un nuevo esquema de modulación basado en las señales recibidas, luego transfiere la información al FPGA utilizando una señal de MCS

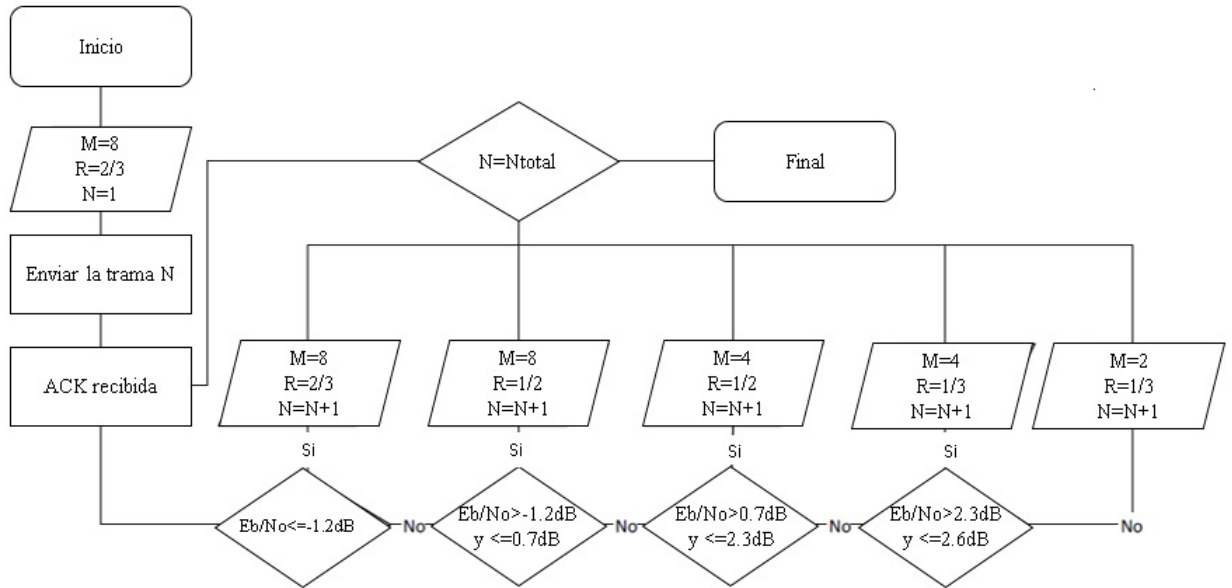


Figure 3.8.: Algoritmo ACM desarrollado[MF17]

(Esquema de modulación y codificación). La estructura del transmisor se observa en Fig. 3.9.[EW16]

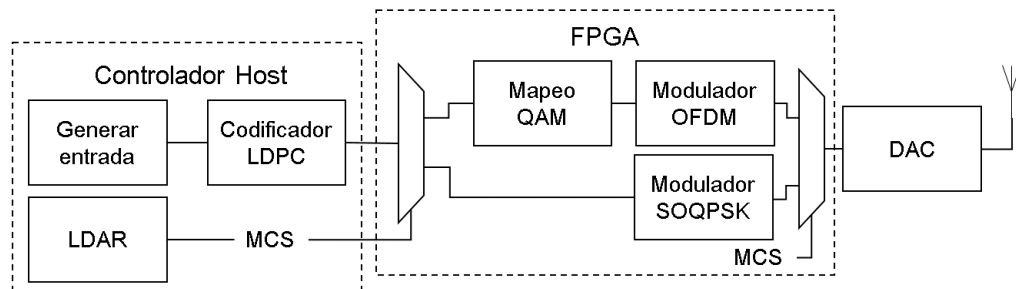
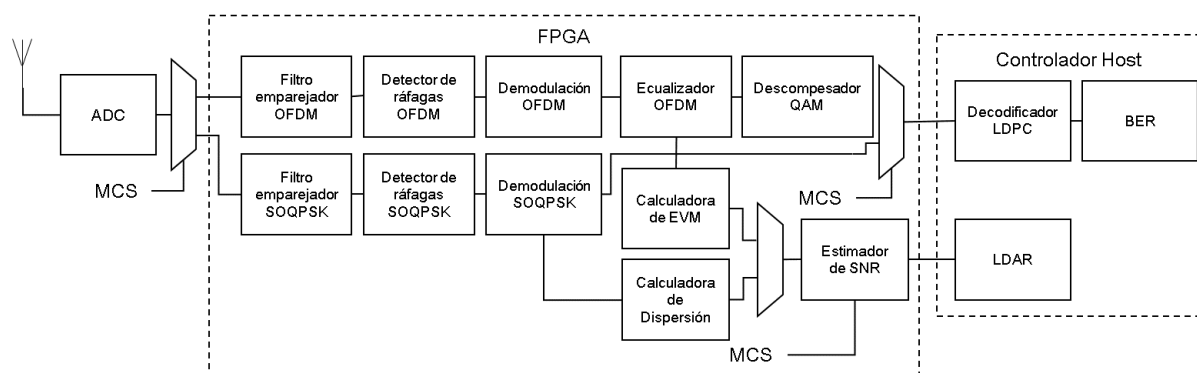


Figure 3.9.: Arquitectura del Transmisor LDAR[EW16]

Se realiza la implementación de hardware de un radio adaptable dependiente del enlace (LDAR), en la cual se utilizó un transceptor, que utiliza OFDM como forma de onda multiportadora y SOQPSK-TG como forma de onda de una sola portadora. En el transmisor se utilizó un conjunto de puertas programables de un solo campo (FPGA) para generar las señales OFDM Y SOQPSK; mientras el controlador host genera datos y los codifica utilizando un código de control de paridad de baja densidad (LDPC), es decir el código de corrección de errores de envío primario. LDAR es responsable de seleccionar un nuevo esquema de modulación basado en

las señales recibidas, luego transfiere la información al FPGA utilizando una señal de MCS (Esquema de modulación y codificación) En el receptor, el MCS también es conocido, ya que en la experimentación se usa la configuración loopback o bucle de retorno. Para estimar la calidad del canal para OFDM, el receptor se basa en la magnitud del vector de error recibido o dispersión Godart si se trata de SOQPSK, usando estos valores el receptor puede estimar la relación entre señal y ruido (SNR) del canal actual. La estructura del receptor se observa en Fig. 3.10.



**Figure 3.10.:** Arquitectura del Receptor LDAR[EW16]

La implementación de hardware se realizó en un canal con ruido aditivo gaussiano blanco (AWGN), y se obtuvo que para SNRs inferiores a 3 dB, la SNR estimada era 1 dB menor que la SNR teórica, algo aceptable ya que a bajas SNRs se elige SOQPSK como modulación primaria. De acuerdo con los valores SNR estimados, se escoge un modo de transmisión. En síntesis, el transceptor usa LDAR adaptando su MCS al cambio de canal SNR, empleando ambas, la forma de onda OFDM y SOQPSK.

Los rendimientos fueron calculados a partir de señales con un ancho de banda de 15MHz, se generaron con una simulación de las tasas de error de bits (BER) de todos los modos de transmisión para varias SNRs. Para cada una de las regiones operables SNR, el modo de transmisión es seleccionado en base al MCS con mayor rendimiento y BER inferior a  $1 \times 10^{-5}$ .

Para la realización del experimento se utilizó una plataforma National Instrument, asimismo se empleó un generador de señal RF para generar el ruido AWGN. Se obtuvo como resultado que a bajas SNRs, el esquema más robusto es 2/3 SOQPSK, sin embargo a medida que el SNR aumenta, su eficiencia espectral disminuye. Del mismo modo, OFDM 64QAM solo puede ser utilizado para canales de SNR mayor de 32 dB. El transceptor LDAR utilizará el modo confiable con el mayor rendimiento para cualquier SNR.

## 4. Propuesta de Solución

En este apartado se presenta el sistema de telecomunicaciones propuesto, el cual está formado básicamente por dos componentes principales. El primero es el sistema de transmisión adaptativo, que tiene por finalidad realizar el análisis y tratamiento de la señal sobre un canal inalámbrico cuyo comportamiento es variante en el tiempo, pero sin la presencia de factores climáticos. El segundo componente, llamado procesador de nivel de lluvia, es aquel que involucra información externa, en particular el nivel de precipitación de la lluvia que devolverá como resultado final la caracterización del canal mediante la representación en la respuesta al impulso. Dicha información será procesada por el sistema de transmisión adaptativo.

### 4.1. Sistema de Transmisión Adaptativo

Dentro de la propuesta de solución se utilizará el esquema de transmisión adaptativa de Svensson [Sve07]. Se omitirá la codificación del canal, como también la codificación de la información de la señal. Se tomará en cuenta la utilización de potencia de transmisión constante de 60 dBm. Los tipos de modulación que van a intervenir en la transmisión de la información son 4QAM, 16QAM, 64QAM y 256QAM. Las frecuencias para las pruebas experimentales de la propuesta, estarán en la banda libre de 5GHz del Plan Nacional de Asignación de Frecuencias [dTyC04]. En el caso de que dicha frecuencia no tenga gran impacto en la variación del canal, se tomará frecuencias superiores. El diagrama de bloques del sistema de transmisión half dúplex (en una sola dirección) se muestra en la Figura 4.1.

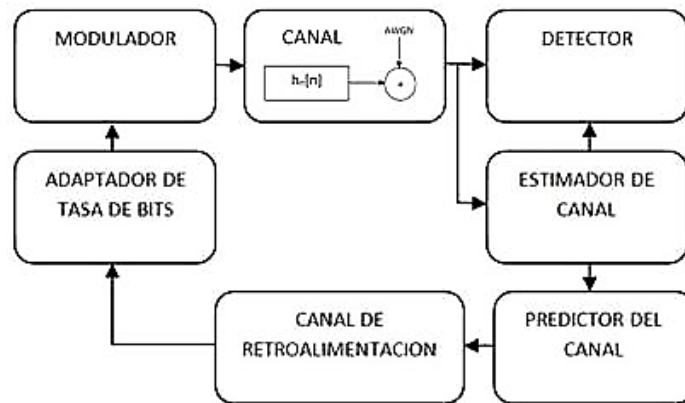
A continuación se pasará a explicar en líneas generales la función de cada uno de ellos.

#### 4.1.1. Modulador

En este bloque se desarrollarán las modulaciones digitales QAM, 8QAM, 16QAM y 32QAM. La elección del uso de alguna de ellas dependerá de dos señales de entrada que provienen de un sistema de control que se mencionará más adelante.

#### 4.1.2. Adaptador de Tasa de Bits

En este apartado se realizará el análisis de la señal de control, como es el nivel de SNR recibido y el nivel de precipitación. De acuerdo a la evolución de umbrales



**Figura 4.1.:** Diagrama de bloques del sistema de transmisión adaptativa a implementar

predefinidos se establece la velocidad de transmisión que puede soportar el canal y por lo tanto el tipo de modulación más adecuada para estos propósitos.

### 4.1.3. Canal

El canal estará diseñado por representaciones del canal de Rummler, el cual será construido tomando en cuenta el nivel de atenuación (que será proporcionado por el procesador de lluvia), la frecuencia de operación y el retardo entre los multitrayectos. A ello se le añadirá el ruido aleatorio gaussiano, que como se explicó antes posee una distribución normal. Con media igual a cero, y varianza igual a la potencia del ruido.

### 4.1.4. Canal con Ruido Gaussiano

La señal modulada será afectada por el ruido aleatorio gaussiano, que como se explicó antes posee una distribución normal. Con media igual a cero, y varianza igual a la potencia del ruido.

### 4.1.5. Detector

Dentro de este bloque se encontrará el demodulador correspondiente de acuerdo al tipo de modulación elegida por el transmisor. Cabe resaltar que dicha información debe estar previamente disponible en el detector para un reconocimiento adecuado. Además de la demodulación, se utilizará un decisor para determinar si se envió un cero o uno digital. La medición del SNR predecido se pretende calcular con la siguiente expresión [Sve07]:

$$SNR(\text{predecido}) = \frac{\gamma S(\hat{\gamma})}{S} \quad (4.1)$$

donde  $\gamma$  es el nivel de SNR medido a la entrada del detector,  $S(\hat{\gamma})$  el nivel de potencia estimado, y  $S$  el nivel de potencia de transmisión.

### 4.1.6. Estimador del Canal

Aquí se determinará el comportamiento futuro del canal mediante el uso del estimador de mínimo error cuadrático medio. Para ello se hace uso de símbolos pilotos que serán enviados por el transmisor previamente, y con estos datos se calculará la respuesta al impulso del canal. Con dicho canal se podrá conocer el valor aproximado de la atenuación del provocada por el canal con precipitación fluvial mediante la relación que la involucra con el canal de Rummler.

### 4.1.7. Predictor del Canal

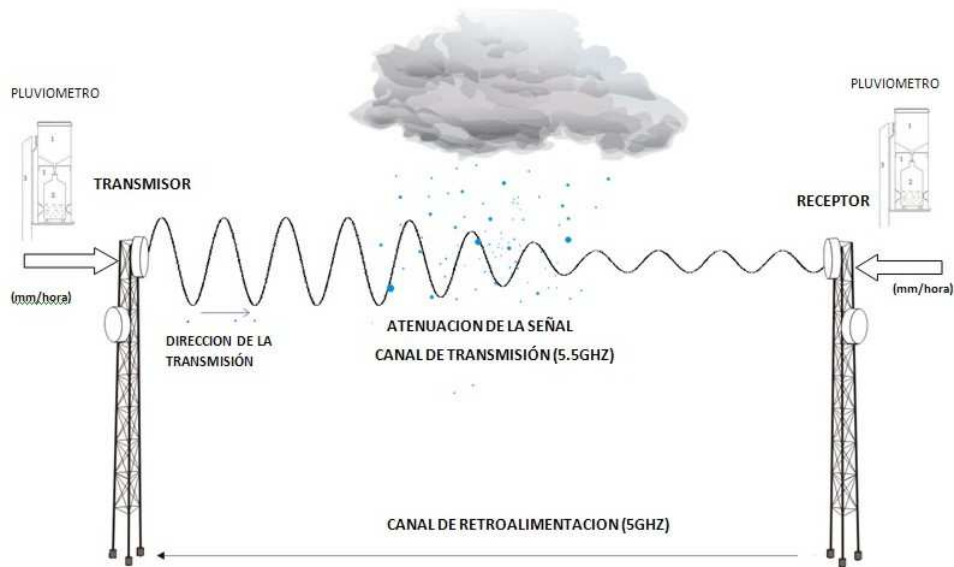
Este bloque tiene también el comportamiento de un estimador de canal, pero con la diferencia que trabaja con señales de entrada proporcionadas por el estimador de canal. Esto con el fin de mantener actualizada la información del nivel SNR en el receptor, pues como se explicó antes, todo el proceso involucra un tiempo de retardo, y a ello se suma el tiempo de transmisión por el canal de retorno hacia el transmisor.

### 4.1.8. Canal de Retroalimentación

Este canal será el medio por el cual viajará la información que involucra el comportamiento del canal para la futura transmisión de información. La frecuencia de operación sería en la práctica menor a los 5 GHz, por lo tanto no se tomará en cuenta los efectos de atenuación de la señal causada por las precipitaciones de la zona a estudiar.

### 4.1.9. Procesador del Nivel de Lluvia

Como el presente trabajo busca mejorar un sistema de transmisión adaptativo para zonas con una alta tasa de precipitaciones. Es necesario analizar el efecto que causa el nivel de precipitación en la zona a ser estudiada que es la selva peruana. Este análisis se realizará en forma teórica, pues las pruebas se realizarán a nivel de laboratorio, en los nodos terminales del enlace de microondas se ubicarían los pluviómetros que aportarían la información necesaria sobre el nivel de precipitación tanto en la región donde se encuentre el transmisor y el receptor. Lo explicado se muestra en la Figura 4.2.



**Figura 4.2.:** Diseño del enlace de microondas propuesto e instalado en la selva peruana

Como se aprecia, para una elección más eficiente sobre el tipo de modulación que debe de elegirse para aumentar la eficiencia del sistema de telecomunicaciones, no basta con saber la información del nivel de señal a ruido que es proporcionado por el sistema de Svensson [Sve07], sino que a medida que varía el nivel de precipitaciones se podrá hacer una elección más robusta, y por lo tanto con menor nivel de error de la tasa de transmisión de los bits enviados. Pero dado que la implementación de este esquema sería demasiado costosa, el trabajo se limitará a pruebas de laboratorio.

Por lo tanto, se trabajará con información estadística del nivel de precipitaciones, y en forma conjunta con el sistema de transmisión se implementarán utilizando el programa computacional MATLAB. En consecuencia a continuación se presenta el método que relaciona el nivel de precipitación con el grado de atenuación de la señal, para luego tomarla en cuenta en la elección del tipo de modulación que realizará entre el transmisor y receptor para ser comparadas y elegir la que produzca la mayor cantidad de atenuación de la señal.

#### 4.1.10. Estimación de la Atenuación por Lluvia a Largo Plazo

Para realizar la estimación de la lluvia se aplican una secuencia ordenada de pasos. El primero es el de obtener la intensidad de la precipitación durante el 0.01 por ciento del tiempo (el tiempo de integración se toma de 1 minuto). Como segundo paso se calcula la atenuación específica  $\gamma_R$  (dB/Km) según el tipo de polarización, la frecuencia e intensidad de precipitación de interés. La atenuación específica se



obtiene a través de la intensidad de la lluvia  $R(\text{mm/h})$  [dTb], mediante la aplicación de la siguiente ley exponencial:

$$\gamma_R = kR^2 \quad (4.2)$$

Los valores de los coeficientes  $k$  y  $\alpha$ , se determinan a partir de la frecuencia de operación  $f$  (GHz), el cual puede variar desde 1 a 1000 GHz, mediante la aplicación de las siguientes ecuaciones:

$$\log k = X_{j=1}^4 a_j \exp - \frac{\log_{10} f - b_j}{c_j} + m_k \log_{10} f + c_k \quad (4.3)$$

$$\alpha = X_{j=1}^5 a_j \exp - \frac{\log_{10} f - b_j}{c_j} + m_k \log_{10} f + c_k \quad (4.4)$$

donde  $f$  (GHz) es la frecuencia de operación,  $k$  puede ser  $k_H$  o  $k_V$  si se trata de polarización horizontal o vertical respectivamente, y  $\alpha$  puede ser  $\alpha_H$  o  $\alpha_V$  si se utiliza polarización horizontal o vertical. Como se puede ver en las ecuaciones, estas dependen de valores de diversas constantes. Dichas constantes son mostradas en la Tabla 4.1 para los coeficientes de polarización de  $k_V$  y en la Tabla 4.2 para  $\alpha_V$ .

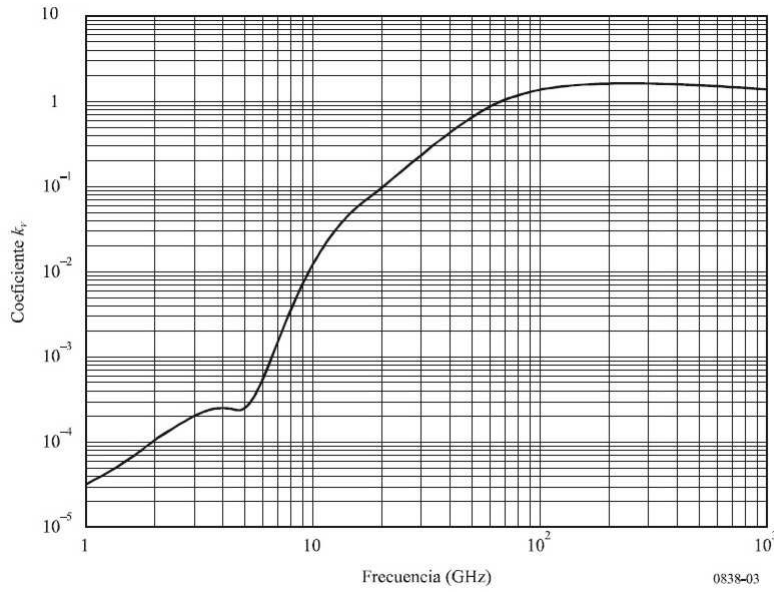
j	$a_j$	$b_j$	$c_j$	$m_k$	$c_k$
1	-3.80595	0.56934	0.81061	-0.16398	0.63297
2	-3.44965	-0.22911	0.51059	-0.16398	0.63297
3	-0.39902	0.73042	0.11899	-0.16398	0.63297
4	0.50167	1.07319	0.27195	-0.16398	0.63297

**Cuadro 4.1.:** Valores de las constantes para el coeficiente  $k_V$

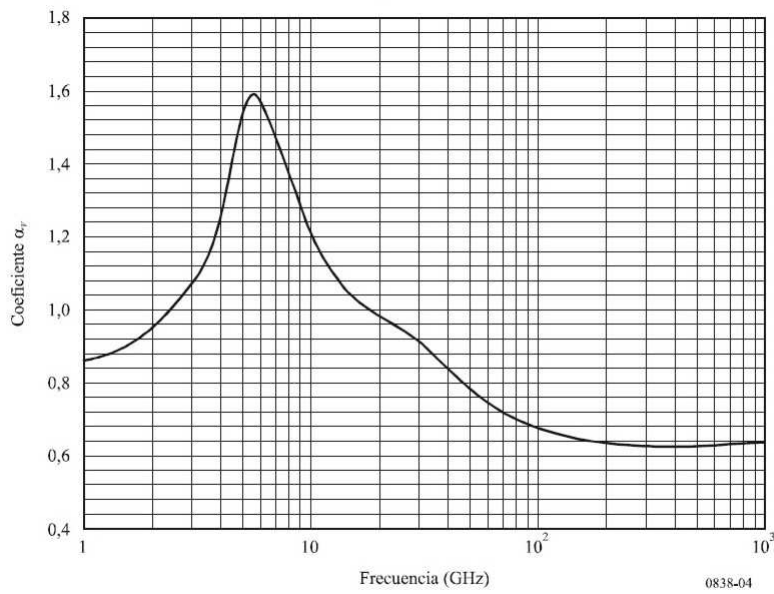
j	$a_j$	$b_j$	$c_j$	$m_k$	$c_k$
1	-0.07771	2.33840	-0.76284	-0.053739	0.83433
2	0.56727	0.95545	0.54039	-0.053739	0.83433
3	-0.20238	1.14520	0.26809	-0.053739	0.83433
4	-48.2991	0.791669	0.116226	-0.053739	0.83433
5	48.5833	0.791459	0.116479	-0.053739	0.83433

**Cuadro 4.2.:** Valores de las constantes para el coeficiente  $\alpha_V$

Las constantes mostradas son utilizables para frecuencias de operación de 1 GHz a 1000 GHz [dTb], por lo tanto están dentro del margen de nuestra frecuencia de operación. A continuación, se muestra las gráficas de los coeficientes, Figura 4.3 y Figura 4.4, para diferentes frecuencias de operación.



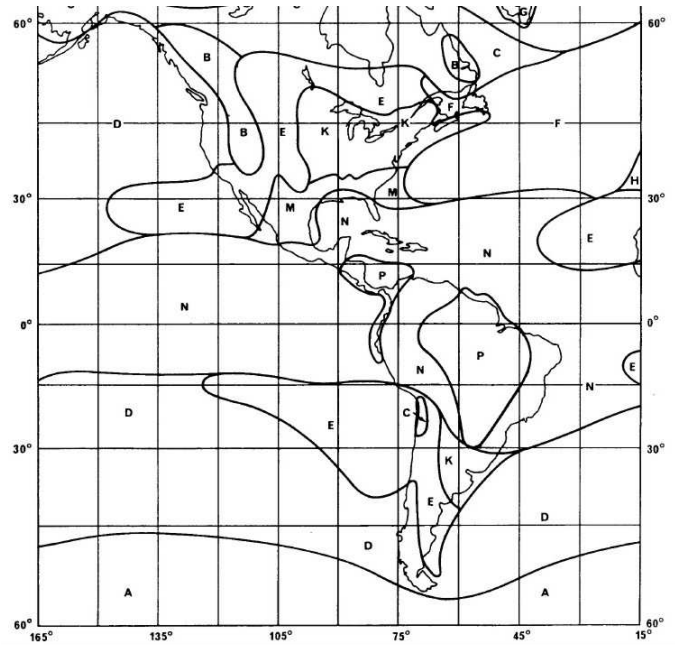
**Figura 4.3.:** Coeficiente k para polarización vertical [dTa]



**Figura 4.4.:** Coeficiente  $\alpha$  para polarización [dTa]

De las gráficas se puede concluir que el coeficiente  $k_v$  se incrementa con la frecuencia de operación. Mientras que para  $\alpha_v$ , obtiene su pico más alto para 5.5 GHz para luego descender a medida que la frecuencia de operación aumenta. Para obtener la

atenuación específica indicada en [dTb], hace falta el dato que proporciona la intensidad de lluvia. Para la región en estudio, la recomendación de la UIT [dTb], presenta modelos de las características de precipitación para diferentes sectores del mundo. La información ofrece la intensidad de lluvia en (mm/h) para diversos porcentajes de tiempo. La división de las regiones de clima por lluvia para predicción de los efectos de las precipitaciones se muestra en la Figura 4.5 y Tabla 4.3.



**Figura 4.5.:** Regiones climáticas para la predicción de los efectos de la lluvia [dTb]

Con los datos presentados ya se podría calcular el valor de la atenuación específica  $\gamma_R$  (dB/Km). Como tercer paso se determina la longitud efectiva del trayecto  $d_{eff}$ , multiplicando la longitud real del enlace,  $d$ , por un factor de distancia,  $r$ , dado por la siguiente expresión:

$$r = \frac{1}{0,477d^{0,63}R_{0,01}^{0,73\alpha}f^{0,12} - 10,579(1 - \exp(-0,024d))} \quad (4.5)$$

donde  $f$  (GHz) es la frecuencia de operación,  $\alpha$  es el exponente en el modelo de atenuación específico, para nuestro caso es  $\alpha_v$ . Luego de obtener la longitud efectiva, se procede a calcular la estimación de la atenuación del trayecto durante el 0.01 de porcentaje del tiempo. La expresión en dB, viene dada por:

$$A_{0,01} = \gamma_R d_{eff} \quad (4.6)$$

donde  $\gamma_R$  representa la atenuación específica y  $d_{eff}$  la longitud efectiva del trayecto. Para calcular la atenuación de otros porcentajes de tiempo, se pueden deducir de la siguiente expresión:

$$\frac{A_p}{A_{0,01}} = 0,12p^{-(0,546+0,043\log_{10}p)} \tag{4.7}$$

Cabe resaltar que el método explicado solo es válido para frecuencias menores a los 40 GHz y con una distancia máxima del trayecto de 60 Km. Ya explicados tanto el sistema de transmisión adaptativo como el procesador de nivel de lluvia, la forma de entablar una relación entre los dos sistemas, consistiría en adicionar la atenuación por lluvia al nivel de la relación de la señal a ruido obtenida en el receptor.

Porcentaje	A	B	C	D	E	F	G	H	J	K	L	M	N
1.0	0.1	0.5	0.7	2.1	0.6	1.7	3	2	8	1.5	2	4	5
0.3	0.8	2	2.8	4.5	2.4	4.5	7	4	13	4.2	7	11	15
0.1	2	3	5	8	6	8	12	10	20	12	15	22	35
0.03	5	6	9	13	12	15	20	18	28	23	33	40	65
0.01	8	12	15	19	22	28	30	32	35	42	60	63	95
0.003	14	21	26	29	41	54	45	55	45	70	105	95	140
0.001	22	32	42	42	70	78	65	83	55	100	150	120	180

**Cuadro 4.3.:** Intensidad de la lluvia según la región y porcentaje de tiempo

## 5. Resultados Experimentales

En esta sección se implementará la solución propuesta en el capítulo anterior. Las modulaciones que van a ser implementadas son 4QAM, 16QAM, 64QAM y 256QAM, basándonos en el trabajo de Svensson [Sve07].

### 5.1. Análisis del nivel de BER con respecto al SNR

Primero se analizará el nivel de BER con respecto al nivel de SNR con un sistema de comunicaciones con modulación fija y con las siguientes características: canal AWGN de media cero, el cual no tendrá atenuación por pérdidas en el espacio libre (Figura 5.1), posteriormente se analizará el sistema con el canal Rumlmer. La potencia de la señal de transmisión será de 0 dBW y el número de símbolos transmitidos será 5000. El nivel de SNR tomará valores desde -5 dB hasta 35 dB.



Figura 5.1.: Sistema de Comunicaciones con canal AWGN

El sistema mostrado fue implementado en el simulador de MATLAB, enviando 5000 símbolos por cada tipo de modulación fija. Se corrieron 50 simulaciones por cada tipo de modulación, para luego promediarlas, esto con el objetivo de evitar los picos de la señal y obtener una mejor resolución. En la Figura 5.2 se muestra el resultado del nivel BER vs nivel de SNR para modulaciones fijas.

Como se puede apreciar el nivel de BER va decreciendo conforme se incrementa el SNR, por lo tanto mientras menor sea el BER, mejor será nuestra transmisión. Según la recomendación UIT- R M.1079.2, el nivel de BER máximo permitido para un entorno exterior rural es de  $1 \times 10^{-3}$ . En consecuencia se podría definir como niveles mínimos de SNR de 10.75, 17.75, 23.80 y 30.25 dB para 4, 16, 64 y 256 QAM respectivamente. Cabe resaltar que la simulación se realizó sobre un canal AWGN que posee por característica ser aproximadamente plano, es decir, para cualquier frecuencia tendrá el mismo nivel promedio de atenuación.

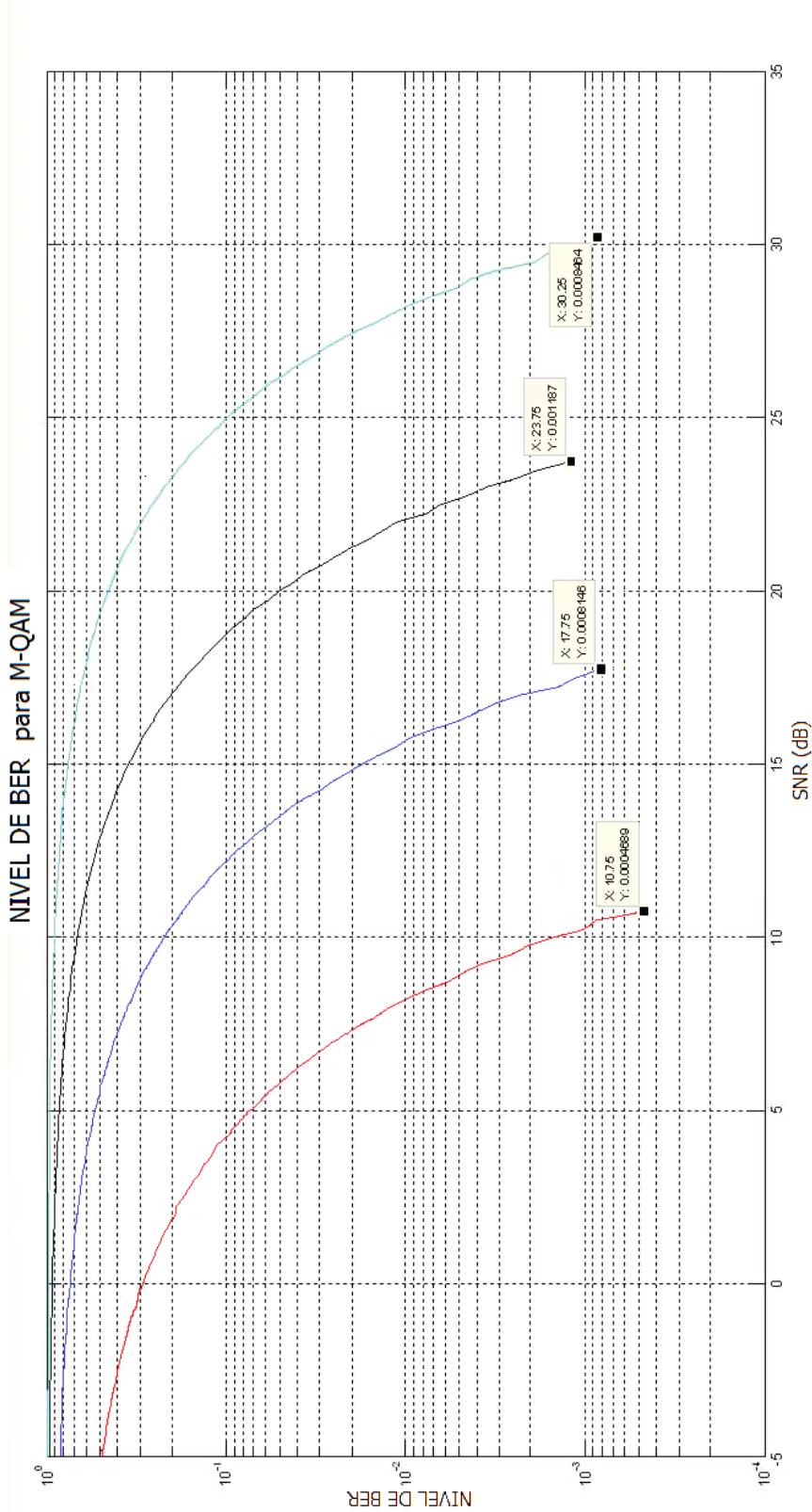
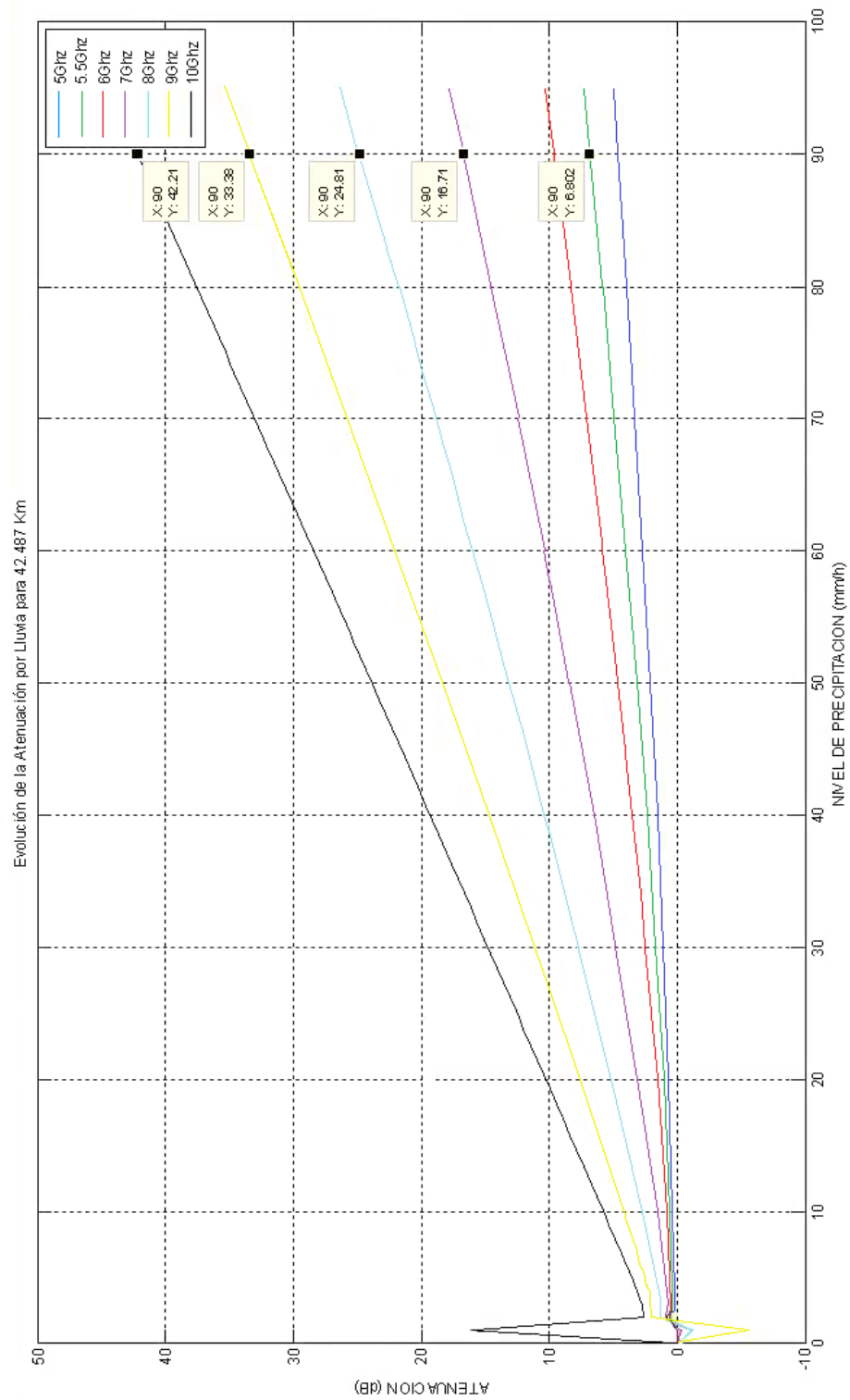


Figura 5.2.: BER vs SNR correspondientes a 4QAM (rojo), 16QAM (azul), 64QAM (negro) y 256QAM (celeste).



**Figura 5.3.:** Evolución de la Atenuación (dB) en función del Nivel de Precipitación (mm/h) y frecuencia de operación para una distancia de 42.487 Km

## 5.2. Análisis del nivel de Atenuación de la señal con el nivel de Precipitación

Como se mencionó anteriormente, la recomendación de la ITU [dTb] propone un método para calcular la atenuación causada por las precipitaciones en diversas zonas del mundo. Tales sectores muestran precipitaciones promedio, y en el caso de la selva peruana su nivel promedio es de 90 mm/hora.

Como el canal con precipitaciones fluviales será caracterizado en función del modelo de Rummler. Se decidió trabajar para una distancia de 42.487 Km, pues dicho modelo fue diseñado con tal distancia y es muy próxima a la implementada en zonas rurales del Perú. La Figura 5.3 muestra la evaluación del nivel de atenuación para la distancia mencionada. Si bien es cierto, en un principio se pretendió tomar como frecuencia de trabajo 5 GHz, podemos apreciar que la atenuación sufrida no es significativa. Por lo tanto, se trabajará con una frecuencia de operación de 10 GHz, por ser una frecuencia comercial y que al tener grandes pasos respecto al desvanecimiento, provocará una diversidad de canal más atractiva para ser analizada comparada con menores frecuencias. Las velocidades de transmisión para cada grado de modulación serán calculados a partir de la formula 5.1, donde R es la velocidad de transmisión, T el periodo de simbolo y M el grado de modulación.

$$R = \frac{\log_2 M}{T} \quad (5.1)$$

Haciendo el uso de la formula 5.1, la velocidad de transmisión máxima que podrá transmitir el sistema de comunicaciones en cierto tipo de condiciones que se mencionan en 5.5 será 155.52 Mbps.

## 5.3. Implementación del estimador de canal

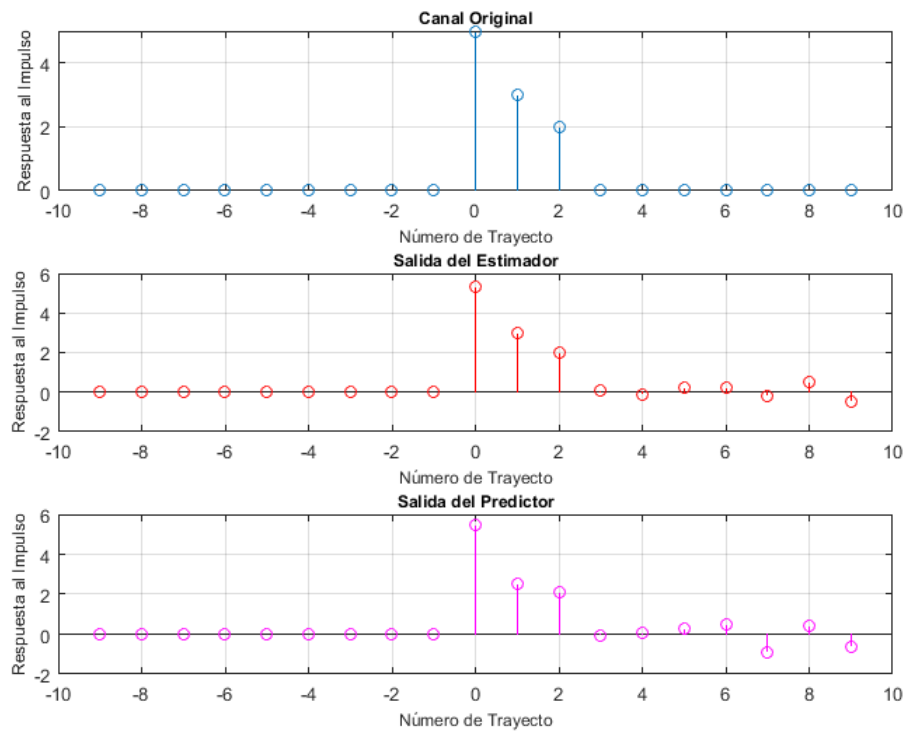
Como se mencionó en la sección teórica, el canal a ser implementado será el modelado por Rummler [Rum81] que varía en función del nivel de la precipitación y por lo tanto en función de la atenuación. El tipo de estimador utilizado es el MMSE (Estimador medio de mínimo error cuadrático), descrito en la sección de conceptos. La ecuación que describe al estimador utilizado para las simulaciones es la siguiente:

$$h = X^T X^{-1} X^T Y \quad (5.2)$$

donde h representa al canal estimado, Y es la salida del canal para la secuencia de entrenamiento, X es la matriz de Toeplitz. Tanto en el estimador, como el predictor del sistema están compuestos por el estimador MMSE. Antes de insertar el estimador, se realizó una prueba para ver su desempeño, tal prueba se muestra en la Figura 5.4, con una secuencia de bits piloto cuyas componentes son todos bits unos.



En la Figura 5.4 se aprecia, que para un canal original multitrayecto el resultado del estimador es muy cercano al del original. Este resultado se va alejando comparado con la salida del predictor. Tomando en cuenta estos resultados, se decide enviar la secuencia de bits piloto cada tiempo que dure el símbolo, con el objetivo de tener una mejor estimación y predicción del canal. La desventaja que ocasionará tal decisión es la del uso de la capacidad del canal para enviar bits piloto en vez de información real, pero es mejor a tener un canal totalmente distorsionado, y por ende escoger un tipo de modulación inadecuado que podría causar en el receptor una inadecuada interpretación de la información e incluso llegar a perder el enlace de comunicaciones.



**Figura 5.4.:** Estimación (azul) y Predicción (rojo) para un Canal Multitrayecto (magenta).

## 5.4. Simulación del Canal de Comunicaciones con Presencia de Lluvia

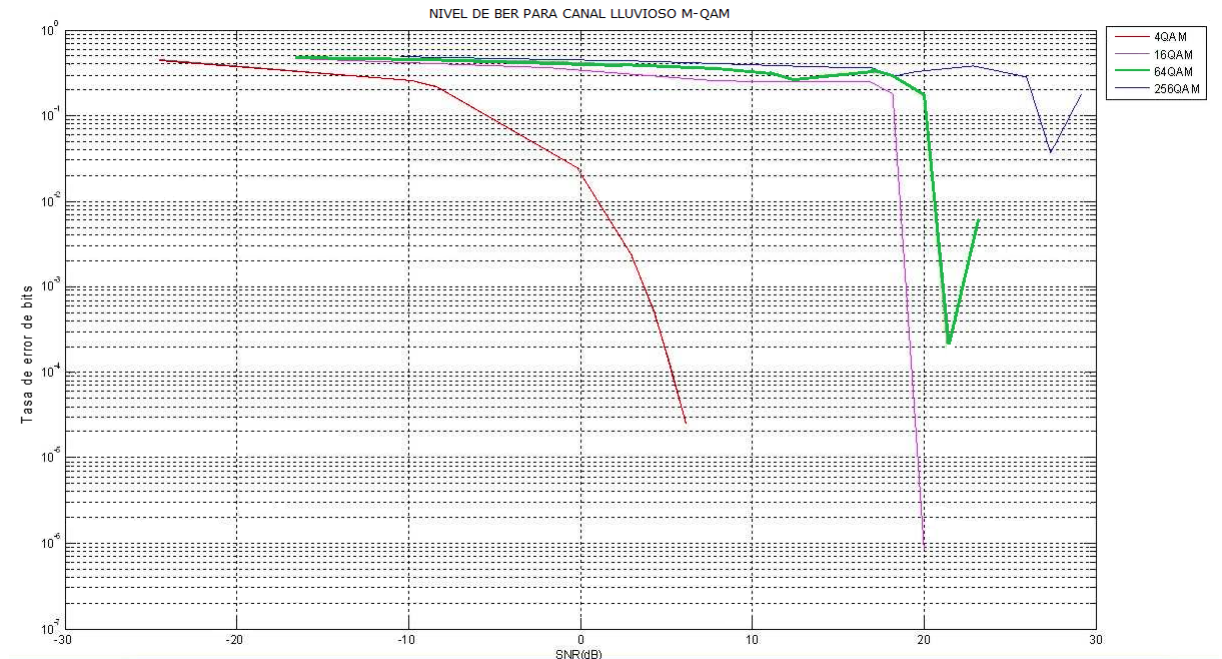
En este apartado se implementa la simulación del sistema final con las siguientes características:

1. El canal de Rummler es modelado para una frecuencia de operación de 10 GHz (ya no 5 GHz) por poseer mayor presencia de atenuación. El canal también está modelado para una distancia de 42.487 Km por ser la distancia que generó dicho modelamiento original, claro que también se puede representar otras distancias. El canal tendrá una atenuación conforme al nivel de precipitación que se calculará utilizando la recomendación de la ITU [dTb], para diferentes niveles de precipitación, y teniendo como tope el que corresponde al nivel de la selva peruana.
2. Todos estos parámetros mencionados generan una matriz que contiene las diferentes respuestas al impulso conforme el nivel de precipitación. Tales canales serán escogidos en forma aleatoria para simular el comportamiento climático del canal de comunicaciones.
3. La potencia de transmisión será de 60 dBm, con la intención de tener un nivel SNR en el receptor dentro del rango de la simulación presentada en la Figura 5.2.
4. Las modulaciones implementadas serán 4, 16, 64 y 256QAM respectivamente.
5. La cantidad de bits transmitidos es de 2400000, escogidos en forma aleatoria. Es un múltiplo de 24 por ser mínimo común múltiplo de 2, 4, 6 y 8 conforme a la cantidad de bits transmitidos por cada modulación y también no se puede incrementar más bits por salirse de la capacidad computacional de la computadora en la que se está simulando.
6. El tipo de decisor para realizar la demodulación será por distancia de vectores, es decir teniendo la constelación recibida, se realizará el análisis de la distancia más corta con la constelación que se debe recibir.
7. El tamaño del vector de los bits piloto es de 100.
8. Se asume que el nivel de precipitación es el mismo en todo el trayecto que involucra tanto al transmisor, como al receptor.

## 5.5. Nivel de BER para el Canal Lluvioso

Con las características señaladas anteriormente, se realizó un barrido de menor a mayor intensidad fluvial para las diferentes modulaciones QAM. Como resultado, Figura 5.5, se puede concluir que el canal es muy variante y que la generación de multitrayectos afecta en gran medida el nivel de BER a pesar del incremento de la relación señal a ruido en el receptor. Podemos apreciar que para 4, 16, y 64 QAM se llega al nivel de BER de  $10^{-3}$  que se exige como máximo para enlaces de microondas en zonas rurales [dT<sub>a</sub>]. Por lo tanto, se puede deducir que tomando en cuenta los niveles de precipitación analizados, en presencia de lluvia no es posible utilizar modulación 256QAM, sus niveles de BER son superiores a los que exige el

## 5.5 Nivel de BER para el Canal Lluvioso

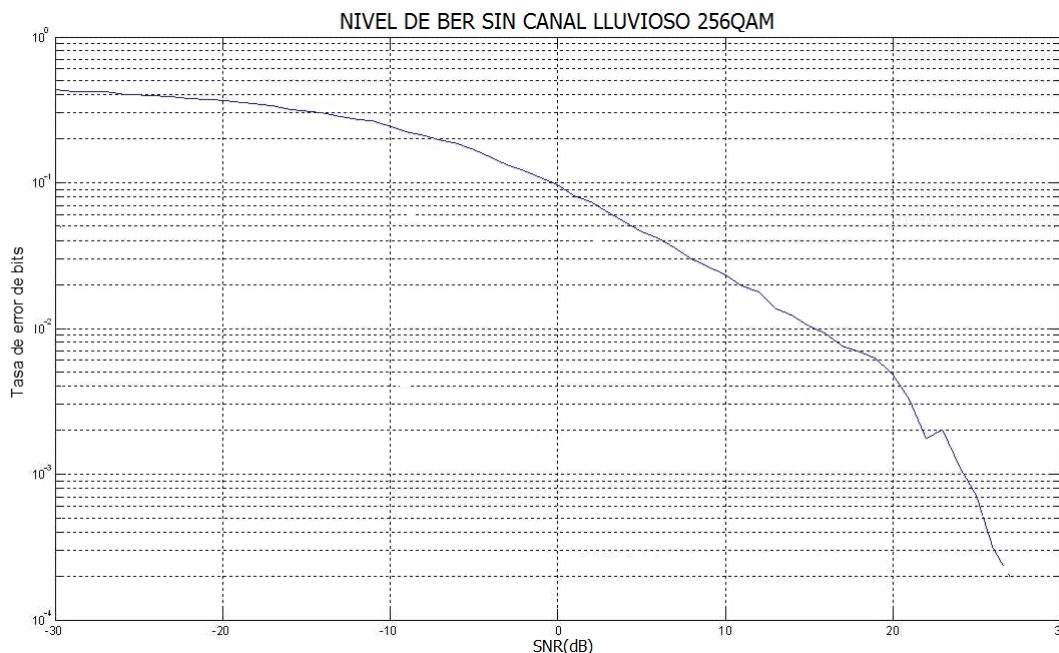


**Figura 5.5.:** Nivel de BER vs SNR recibido en Presencia de Lluvia

estándar. Este tipo de modulación es adecuada para canales sin precipitación fluvial, cuyo nivel de BER en un canal sin presencia de lluvia se muestra en la Figura 5.6.

SNR (dB)/Modulación	8QAM	16QAM	64QAM	256QAM
-10	0.28	0.4	0.45	0.5
0	0.023	0.35	0.4	0.45
5	0.0001	0.295	0.38	0.4
10		0.26	0.34	0.395
12.5		0.26	0.261	0.38
17.5		0.261	0.33	0.375
18		0.185	0.2	0.2
20		0.000001	0.184	0.345
21.8			0.000215	0.38
22.5			0.006	0.29
27.5				0.037
29				0.18

**Cuadro 5.1.:** Nivel de BER vs SNR recibido en Presencia de Lluvia



**Figura 5.6.:** Nivel de BER vs SNR recibido en Presencia de Lluvia.

Modulación	SNR mínimo	SNR máximo
4QAM	5dB	mayor a 5dB
16QAM	15dB	mayor a 18dB
64QAM	22dB	24.5dB
256QAM	26dB (canal sin lluvia)	mayor a 26dB (canal sin lluvia)

**Cuadro 5.2.:** Valores de los Umbrales de Decisión

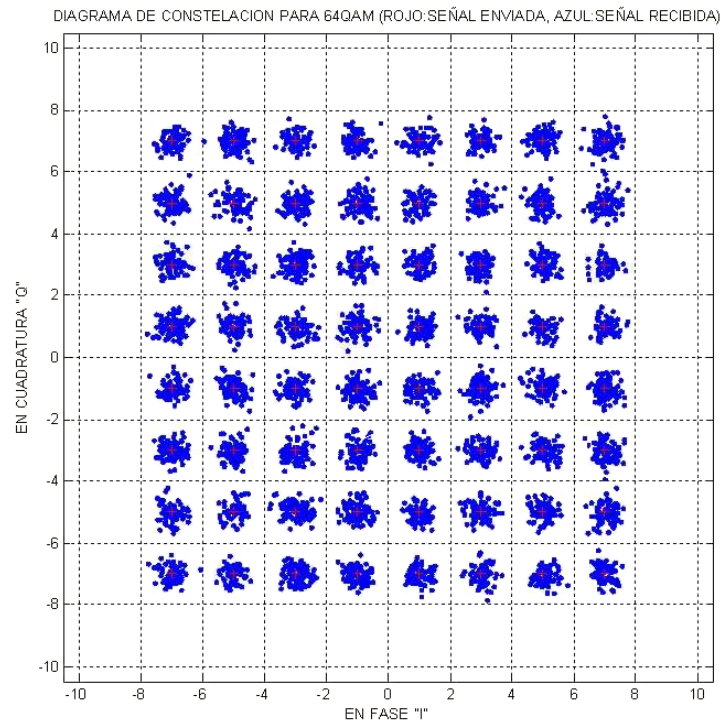
### 5.6. Decisión de los Umbrales según el nivel de SNR Estimado

Tomando en cuenta los resultados de la sección anterior, se definen regiones de SNR para cada tipo de modulación (Tabla 5.2).

Los valores mostrados en la Tabla 5.2, muestran el comportamiento que posee cada tipo de modulación para el canal simulado. Es decir, 4 QAM se adapta perfectamente a las variaciones, pero en el caso que se reciba menos de 5 dB tendrá que utilizarse un tipo de modulación de menor capacidad. 16 QAM también se adapta bien a partir de 18 dB, pero 64QAM es más sensible al efecto de multirayecto, Figura 5.7, pues a medida que crece el SNR, la interferencia entre símbolos es notoria y perjudica al decisor ubicado en el receptor.

Para el caso de 256 QAM, solo es posible utilizar este tipo de modulación para un

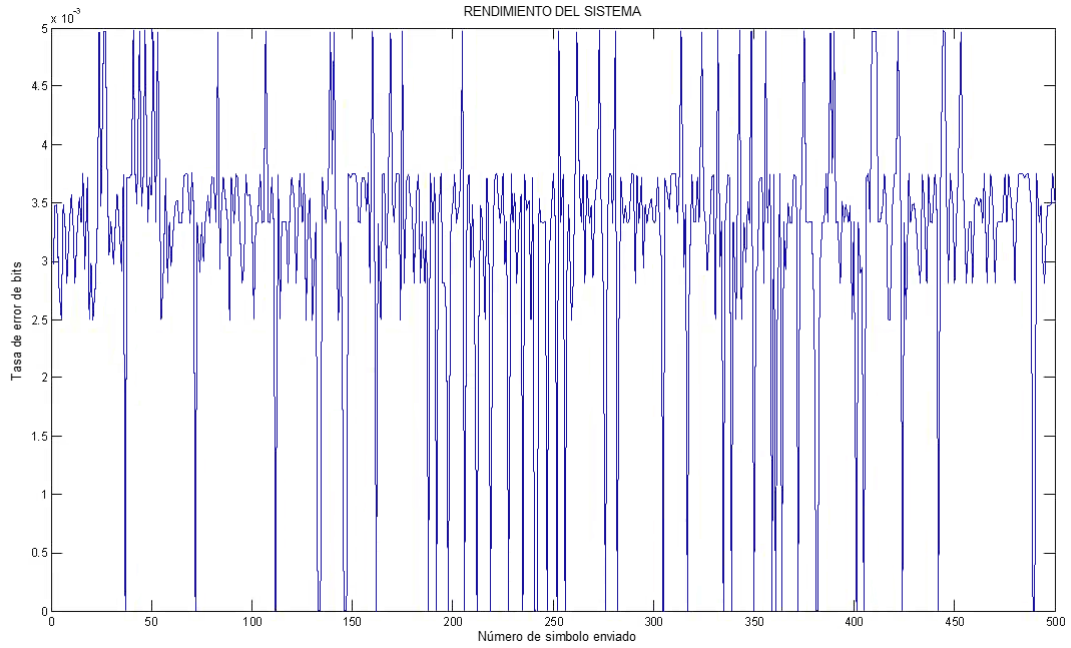
canal sin presencia de lluvia.



**Figura 5.7.:** Constelación de 64 QAM para SNR de 24. (Azul señal recibida), (rojo señal original).

## 5.7. Desempeño Final del Sistema

Con los umbrales definidos, se procede a simular el sistema para 2400000 bits enviados correspondientes a diversas modulaciones que se adecuan con el nivel de SNR estimado. El canal inicial es escogido en forma aleatoria por ser mas práctico a una situación real. La variación del canal es también aleatoria para cada símbolo transmitido. La Figura 5.8 muestra el desempeño del sistema implementado, podemos notar que se obtiene un BER promedio de  $3 \times 10^{-3}$ , es decir, se adicionan 2 bits errados respecto al nivel aceptable que establece el estándar para zonas rurales. Estos dos bits adicionales hacen que el QoS para el usuario final no sea tan bueno, en transmisiones de video, voz y mensajería de voz puede ser tolerante pero hay aplicaciones que no son tan tolerantes al error como telnet, juegos interactivos, comercio electrónico, FTP, radiobúsqueda, correo electrónico y usenet. Para mayor detalle se presenta en forma aislada la elección del tipo de modulación a lo largo de los símbolos transmitidos (Figura 5.9), y la relación entre las modulaciones y el nivel de SNR obtenido de acuerdo a la variación del canal (Figura 5.10).



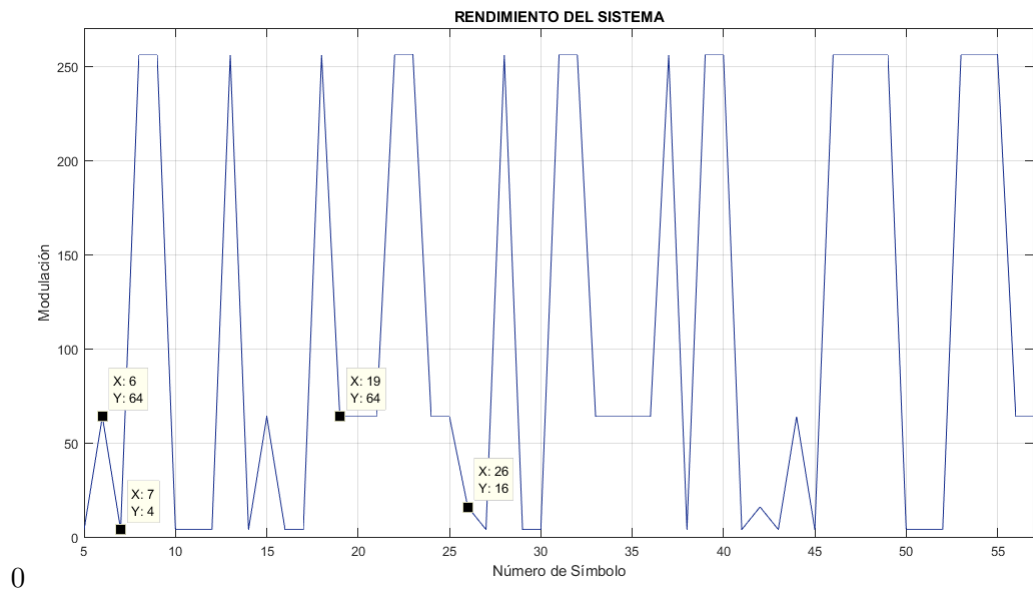
**Figura 5.8.:** Nivel de BER en el Receptor para el Sistema Implementado.

La velocidad de transmisión del sistema de comunicaciones se verá afectado a 10GHz en presencia de lluvia, esto es porque no se puede usar la modulación 256 QAM, ya que con este tipo de modulación no es posible transmitir en presencia de lluvia. Esto limitará la velocidad de transmisión del enlace.

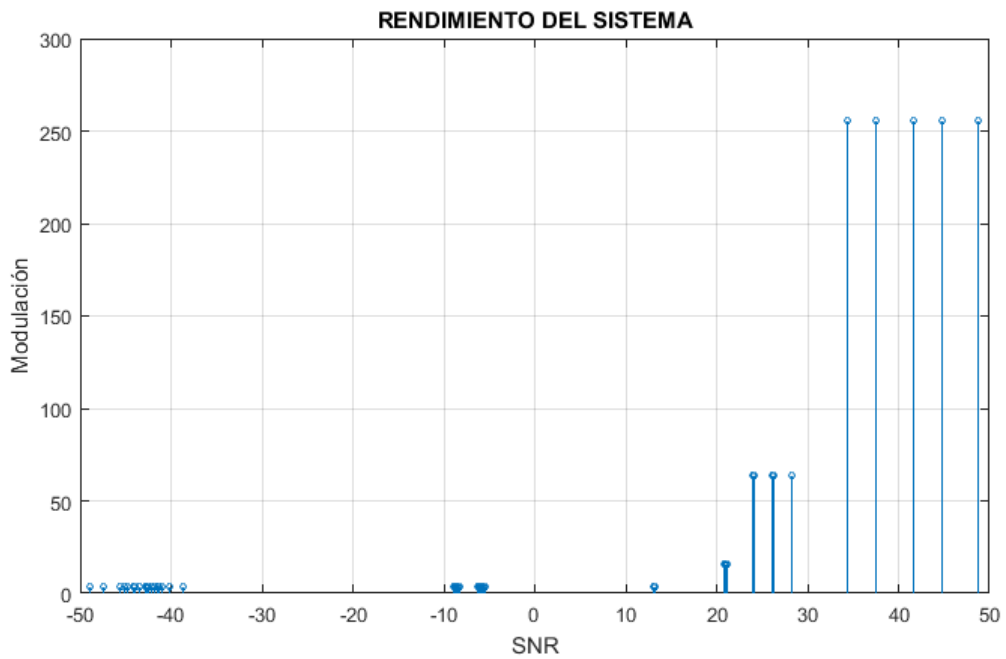
Modulación	SNR
4QAM	0dB
16QAM	20dB
64QAM	22.5dB
256QAM	32dB

**Cuadro 5.3.:** Tipo de Modulación Vs. Nivel de SNR

## 5.7 Desempeño Final del Sistema



**Figura 5.9.:** Elección del tipo de Modulación respecto para los 55 primeros símbolos transmitidos.



**Figura 5.10.:** Tipo de Modulación Vs. Nivel de SNR.





## 6. Conclusiones y trabajos futuros

1. La interferencia intersimbólica es uno de los principales problemas en la transmisión de información a frecuencias mayores a 10 GHz en canales con lluvia, esto debido al multitrayecto por el que pasan las señales.
2. El nivel de atenuación promedio para la selva peruana en un enlace de microondas de 42.487 KM es de 45 dB, a causa de la lluvia. Es uno de los niveles de atenuación más altos causado por este tipo de hidrometeoros, que tan solo es superado por Brasil y algunas zonas de la Selva Africana.
3. En la Selva Peruana existen muchas causas por las cuales la transmisión de datos a altas velocidades es muy limitado, una de esas causas es la lluvia que nos genera un nivel bajo de SNR y un alto nivel de BER. El nivel de atenuación promedio para la Selva Peruana en un enlace de microondas de 42.487 Km es de 45 dB, a causas de la lluvia. Este es uno de los niveles de atenuación más altos causado por este tipo de hidrometeoros, que tan solo es superado por Brasil y algunas zonas de la Selva Africana.
4. En ciertos instantes no se logra un nivel de BER por debajo del estándar a causa del error de estimación y por ende del multitrayecto ocasionado por el canal. El nivel de BER promedio que se logra es de  $3 \times 10^{-3}$ , que significa el incremento de 2 bits errados por encima del que se pide para zonas rurales.
5. La implementación de este sistema de transmisión adaptativa tendría un efecto positivo para tener acceso continuo a la información en zonas de la Selva Peruana, donde el acceso es limitado por el comportamiento del canal de transmisión. Este efecto positivo se da porque este tipo de transmisión se adapta al comportamiento del canal de transmisión en esta zona del país.

### 6.1. Trabajos Futuros

1. A partir del trabajo se pueden diseñar ecualizadores que ayuden a mejorar la toma de decisiones respecto a los bits recibidos en el transmisor, esto con la intención de que se pueda tener un mejor nivel de BER en condiciones climatológicas desfavorables, para diferentes zonas.
2. También se podría realizar un nuevo proyecto concerniente a la modulación del canal, para que la información transmitida sea menos sensible a las variaciones del canal.

3. Para tener una mejor caracterización del canal se podrían hacer mediciones en la Selva Peruana por un largo periodo de tiempo, con el objetivo de obtener respuestas al impulso que representen las variaciones del canal por medio de la relación entre la señal transmitida y la recibida.
4. También se pueden implementar modulaciones de menor capacidad con respecto a la cantidad de bits por símbolo, con el objetivo de entablar comunicación ininterrumpida para canales más agresivos o incluso para enlaces satelitales.

# Reconocimientos

Indicar aquí los agradecimientos y reconocimientos a las instituciones, personas, etc., que han colaborado con este trabajo, etc.



# A. Anexo

## A.1. Códigos en Matlab de las simulaciones

```
clc
clear all
close all
modulaciones = [ ] ;
ber_sistema = [ ] ;
for hola = 1:500;
formatlong
%M=4;
data=genera_bits( 2400000 ) ;%%%%%%
piloto=ones ( 1,100 ) ;%%%%%%%%
%%%%%%%%%%%%%%
%%%%%%%%%%%%%% intensidades de lluvia %%%
%%%%%%%%%%%%%%
att = [ 4.8330 , 6.6308 , 7.9827 , 9.7858 , 11.1386 , . . .
13.8465 , 14.7501 , 15.6542 , 17.0117 , 20.1852 , . . .
28.3893 , 29.7630 , 44.5265 ] ;
canales = [ ] ;
for i = 1:13
canales =[ canales ; canal_rummler ( att ( i ) ) ] ;
end
%%%%%%%%%%%%%%
%%escogemos un canal al azar
%% como canal inicial
%%%%%%%%%%%%%%
```



```

x = toeplitz ( x, zeros ( 1, length ( piloto ) ) ) ;
hestp2 = ( inv ( x'*x ) * ( x'*y2' ) ) ' ;
hs2 ( i,: ) = hestp2 ;
end canal
3 = hs2/2 ; %%%%%%%%%
%con este canal se trabaja
%%%%%%%%
nuevo_canal = canal2 ;
size ( nuevo_canal )
size ( canalinicial )
%%%%%%%%
%% estimacion del SNR
%%%%%%%%
att nuevo_canal = -20*log ( nuevo_canal ( 1 ) ) ;
snr = 60-att nuevo_canal ;
%%%%%%%%
if snr<19
M=4;
end
if snr>19 & snr<23
M=16 ;
end
if snr>23 & snr<30
M=64 ;
end
if snr>30 & snr<60
M=256 ;
end
%%% pruebita
%%%%%%%%
%%%%%%%%

```

```

%% empieza la modulacion
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
smodulada = codificasecuencialqam ( data, M) ;%
snr_inicial=30;
no = [ ] ;
A = [ ] ;%% almacenarlos BER
vector_snr = [ ] ;
s_canal = conv ( s_modulada, canal_inicial ) ;%
y=awgn ( s_canal,snr,'measured') ;
y=s_canal+ruido ;
figure()
plot(y,')
s=decisor_qam(y,M) ;
s1=decodifica_secuencial_qam (s,M) ;%%
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%% calculamos el nivel de ber
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
size(s1)
size (data)
R=0;
for j=1:length ( data )
if data(j)~= s1(j)
R=R+1;
end
end
A=[A R ] ;
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%%
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
% end
% snr = -50:80;

```



```

BER=A./(length( data ) ) ;
% BER( 30 : 80 )
ber_sistema=[ ber_sistema BER ] ;
modulaciones=[ modulaciones M ] ;
end
subplot 211)
plot(ber_sistema)
title('RENDIMIENTO DEL SISTEMA')
xlabel('Numero_de_Simbolo_Enviado')
ylabel('Bit_Error_Rate')
subplot(212)
plot(modulaciones)
size(BER ) ;
size(data) ; blue size(s1) ;
size(vector_snr) ;
%semilogy(ebno,BER, 'r' ) ;
%semilogy(vector_snr,BER,'b');
% grid on ;
%xlabel( ' SNR(dB) ' )
%ylabel('Bit Error Rate ' )
%hold on
function h1=canal_rummler (B)
% a=0.1;
formatlong
% B=A+10;%A=-20* l o g ( a )
A=60;
a=10^(-A/20) ;
b=1-(10^(-B/20)) ;
%b=a*7;
if b > 1
b=0.9999999999 ;

```

```
end
%A=-20*log(a) ;
%B=-20*log(1-b )
%b=a/1000000000000 ;
tau= 6.3*(10^-9) ;
f_o=10*(10^9) ;
Fs=1;
h1=a*[1 zeros(1,round(tau*Fs)-1) . . . -b*exp(j*2*pi*fo*tau)] ;
h1=abs(if ft(h1)) ;
%abs(h2)
%abs(h2)
%stem(abs(h),'r')
```

# Bibliografía

- [Apa09] I. Aparicio. El pluviómetro hellman. 2009.
- [AR07] Antonio y Perez Gonzalez Artiles Rodriguez. *Comunicaciones Digitales*. Prentice Hall, 3a edition, 2007.
- [Cav91] J. Cavers. An analysis of pilot symbol assisted modulation for rayleigh fading channels. *IEEE Transactions on vehicular technology*, 1991.
- [dTa] Unión Internacional de Telecomunicaciones. Recomendación UIT-R P.530-7: Datos de propagación y métodos de predicción necesarios para el diseño de sistemas terrestres con visibilidad directa. Technical report, UIT.
- [dTb] Unión Internacional de Telecomunicaciones. Recomendación UIT-R P.838-3: Modelo de la atenuación específica debida a la lluvia para los métodos de predicción. Technical report, UIT.
- [dTyC04] Ministerio de Transportes y Comunicaciones. *Plan Nacional de Asignación de Frecuencias*. Ministerio de Transportes y Comunicaciones, 2004.
- [dTyC10] Ministerio de Transportes y Comunicaciones. Plan nacional para el desarrollo de la banda ancha en el Perú. Julio 2010, <https://www.mtc.gob.pe/portal/fibraoptica/index.html>.
- [dTyC16] Ministerio de Transportes y Comunicaciones. Red dorsal nacional de fibra óptica. 2016, <http://www.mtc.gob.pe/portal/comunicaciones/concesiones/proyectos/red-dorsal>.
- [EW16] B. Beck & T. Brothers E. Wang. Hardware implementation of adaptive modulation for ofdm and sqpsk with preliminary results. *2016 IEEE ACES International Conference on Wireless Information Technology and Systems (ICWITS) and Applied Computational Electromagnetics (ACES)*, 2016.
- [Fal04] A. Svenson Falahati. Adaptive modulation systems for predicted wireless channels. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 2004.
- [Gar08] J. Garcia. Analysis of rain attenuation from experimental drop size distributions. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 2008.
- [Hay68] J. Hayes. Adaptive feedback communications. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 1968.

- [MF17] A. Yousef & M. Hatim M. Faisal. Maximizing system capacity using adaptive coding and modulation techniques for slowly fading channels. *2017 UKSim AMSS 19th International Conference on Computer Modelling & Simulation*, 2017.
- [Mol11] A. Molisch. *Wireless communications*. John & Sons, 2011.
- [Rum81] W. Rummeler. More on the multipath fading channel model. 1981.
- [Sve07] A. Svensson. An introduction to adaptive qam modulation schemes for known and predicted channels. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 2007.
- [yAR04] P. Hobbs y A. Rangno. Super-large raindrops. 2004.
- [yHH07] S. Sampei y H. Harada. System desing issues and performance evaluations for adaptive modulation in new wireless access systems. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 2007.