

TESIS DEFENDIDA POR
José Alejandro Andalón Estrada
Y APROBADA POR EL SIGUIENTE COMITÉ

Dr. Jaime Sánchez García

Director del Comité

Dr. Luis Armando Villaseñor
González

Miembro del Comité

Dr. José Rosario Gallardo López

Miembro del Comité

Dr. Pedro Negrete Regagnon

Miembro del Comité

Dr. Arturo Velázquez Ventura

*Coordinador del Programa en
Electrónica y Telecomunicaciones*

Dr. Edgar Gerardo Pavía López

Director de Estudios de Posgrado

20 de Agosto de 2007

**CENTRO DE INVESTIGACIÓN CIENTÍFICA Y DE EDUCACIÓN SUPERIOR
DE ENSENADA**



**PROGRAMA DE POSGRADO EN CIENCIAS
EN ELECTRÓNICA Y TELECOMUNICACIONES**

**ANÁLISIS DE LA FACTIBILIDAD DE COMBINAR MODULACIÓN QAM Y CÓDIGOS
HADAMARD WALSH SOBRE TECNICAS DE ESPECTRO ENSANCHADO DE
SECUENCIA DIRECTA (DSSS)**

TESIS

que para cubrir parcialmente los requisitos necesarios para obtener el grado de
MAESTRO EN CIENCIAS

Presenta:

JOSÉ ALEJANDRO ANDALÓN ESTRADA

Ensenada, Baja California, México, Agosto de 2007.

RESUMEN de la tesis de **José Alejandro Andalón Estrada**, presentada como requisito parcial para la obtención del grado de MAESTRO EN CIENCIAS en ELECTRÓNICA Y TELECOMUNICACIONES con orientación en TELECOMUNICACIONES. Ensenada, Baja California. Agosto del 2007.

**ANÁLISIS DE LA FACTIBILIDAD DE COMBINAR MODULACIÓN QAM Y CÓDIGOS
HADAMARD WALSH SOBRE TECNICAS DE ESPECTRO ENSANCHADO DE
SECUENCIA DIRECTA (DSSS)**

Resumen aprobado por:

Dr. Jaime Sánchez García
Director de Tesis

Hoy en día los servicios de comunicaciones inalámbricos influyen fuertemente en los usuarios que demandan servicios de comunicaciones, debido a las ventajas que brinda, como la libertad de movimiento a los usuarios que se encuentran dentro de un área de cobertura, reducción en costos del sistema de instalación, entre muchas más. Diversos dispositivos portátiles como PDA, computadoras portátiles, celulares, entre muchos más; demandan aplicaciones multimedia, servicios de tasa alta de bits, servicios de voz, datos y video; todo por interfaces inalámbricas. Sin embargo dentro de un canal inalámbrico existen diversos factores que perjudican el rendimiento de las señales transmitidas. Por lo que se deben de emplear técnicas para mitigar estos factores y al mismo tiempo emplear eficientemente al espectro de frecuencia disponible.

La modulación digital QAM es una técnica atractiva para lograr altas tasas de transmisión sin incrementar el ancho de banda de un sistema de comunicaciones inalámbrico.

Por otra parte Spread Spectrum es una técnica con alta eficiencia espectral, ya que permite a otros usuarios utilizar la misma banda de frecuencia. Además combate la interferencia, los efectos multitrayectorias y brinda privacidad.

En este trabajo de investigación se analiza y simula la factibilidad de combinar longitudes de códigos de ensanchamiento y modulación M-QAM, para mejorar la eficiencia espectral de un sistema de comunicación inalámbrico. Para lograr esta combinación se propuso una etapa de adaptación llamada Apuntador, además de una técnica de separación de las señales en el receptor.

En los resultados se consideró un canal radio AWGN y otro Rayleigh basándose en su desempeño por medio de la tasa de bit erróneo (BER) contra relación señal a ruido (SNR). Los resultados indican que el Apuntador es óptimo cuando el sistema presenta simultáneamente a dos usuarios. Sin embargo, en un escenario de múltiples usuarios no se asegura su buen funcionamiento.

Palabras clave: factor de ensanchamiento, M-QAM, Hadamard Walsh, eficiencia espectral.

ABSTRACT of the thesis presented by **José Alejandro Andalón Estrada** as a partial requirement to obtain the **MASTER OF SCIENCE** degree in **ELECTRONICS AND TELECOMMUNICATIONS** majoring in **TELECOMMUNICATIONS**. Ensenada, Baja California, Mexico. August 2007.

ANALYSIS OF THE FEASIBILITY OF COMBINING QAM MODULATION AND HADAMARD WALSH CODES ON DIRECT SEQUENCE SPREAD SPECTRUM TECHNIQUES (DSSS).

Nowadays the services of wireless communication have a strong influence in the user that demand communication services due to its advantages such as freedom of movement to the users that are into the coverage area, cost reduction of installation system, and more. Many portable devices as PDA, laptops, cell phones, and many more, demand multimedia applications, high transmission rates, voice services, data and video, all of this for wireless interfaces. Nevertheless, inside of the radio channel there are diverse factors that reduce the performance of the transmitted signal. Hence they should use techniques for mitigate these factors and efficiently use the frequency spectrum at the same time.

QAM is a digital modulation technique that is attractive for achieve high transmission rates without increase the bandwidth of the wireless communication system.

On the other hand the Spread Spectrum is a spectral technique with high efficiency, so that it permits the use of the same frequency band by other users. Besides it combats the interference, multipath effects and provides privacy.

In this research work the feasibility of combination spread code lengths and QAM modulation is analyzed and simulated, to improve the spectral efficiency of a wireless communication system. To achieve this combination it is proposed a phase called Apuntador, as well as a signal separation technique in the receiver.

In the results it was considered a Rayleigh and a AWGN radio channel basing on its performance by the bit error rate (BER) versus the signal to noise ratio (SNR). Results show that the Apuntador is optimum when the system presents two users simultaneously. However, it doesn't guarantee a good performance on a multiple users scenario.

Keywords: Spread Spectrum, M-QAM, Hadamard Walsh, spectral efficiency.

DEDICATORIA

A mi esposa que durante la mayoría de la maestría estuvimos distanciados por periodos de tiempos relativamente cortos, pero aun así era una eternidad. Por darme la motivación de continuar y siempre querer ser alguien mejor en la vida. Por la atención que siempre me brindo y la comunicación constante que mantuvo, sin importar que estuviera enferma u ocupada. Gracias a dios, hace unos meses terminamos nuestro noviazgo para formar una familia, gracias *María del Refugio González Sánchez (kukis)*.

A mi madre *Rosina Estrada Sarmiento* que tanto me ha apoyado en mi vida, y que sin ese apoyo nunca hubiera alcanzado cada logro de mi vida. La verdad la admiro y como hijo que siento orgulloso de serlo. Además de ser un ser humano que valora la vida, viviéndola con metas y sueños.

A mi familia en general: Nana que siempre que dio su motivación y se me sacó adelante como persona. A mi familia en general y amigos, gracias por su apoyo, amistad y amor brindado durante toda mi vida.

No podía faltar, a mi suegra *Maria Elena Sánchez Becerra*, por su apoyo que siempre me ha brindado, y el espacio que me abrió dentro de su familia. Es la mejor suegra del mundo. A los cuñados: Carlos y José, y familia en general.

AGRADECIMIENTOS

A mi esposa kukis por la paciencia y atención que siempre me ha brindado. De mantener el noviazgo a distancia y poder culminarlo con nuestro matrimonio durante este trabajo de tesis. Eres mi motor kukis.

A mi madre que siempre me ha dado las armas, amor y energía para salir adelante. Me siento orgulloso de tenerla como madre.

Para toda mi familia en CICESE: secretarias, trabajadores en general, profesores, y sobre todo a mis amigos de generación: Jorge, Iván, Richard, Javier, Aldo, Edna, Beto, Kobe, Andrés, Dania, Rubén, Varun, Lennin, Mario, Tuzo, Paul, Leonel, Erica, Dany boy, Marco, Sergio y Sarai. Y de otros que no pudieron estar más con nosotros como: Reymundo (chilango) y Carlitos.

Al Dr. Jaime Sánchez García, por el tiempo que me dedicó, además de la confianza que me tuvo. Es una gran persona, y espero que siempre le vaya bien. También le agradezco al Dr. Jaime, a mis sinodales y profesores por sus acertados comentarios proporcionados.

Al CONACYT, por la beca brindada.

ÍNDICE

CAPÍTULO I.....	1
I.1 Introducción.....	1
I.2 Planteamiento del problema	3
I.3 Objetivos	5
I.4 Organización del trabajo	6
CAPÍTULO II	7
II.1 Canal radio	7
II.2 Ruido Blanco Gaussiano (AWGN)	7
II.3 Modelo de propagacion del espacio libre	9
II.4 Mecanismos básicos de propagación.....	10
II.4.1 Reflexión	10
II.4.2 Difracción	14
II.4.3 Dispersión	12
II.5 Propagación Multitrayectoria.....	13
II.6 Modelo matemático de la respuesta al impulso de un canal multitrayectoria.....	14
II.7 Canal con desvanecimiento Rayleigh.....	17
CAPÍTULO III	21
III.1 Modulación Digital.....	21
III.2 QAM (Quadrature amplitude Modulation).....	22
III.2.1 Constelación QAM	22
III.2.2 Constelación 4-QAM.....	23
III.2.3 Constelación 8-QAM.....	24
III.2.4 Constelación 16-QAM.....	25
III.2.5 Constelación 32-QAM.....	26
III.3 Configuraciones rectangulares de QAM	27
III.4 Probabilidad de Bit Erróneo para QAM.....	31
CAPÍTULO IV	32
IV.1 Introducción al espectro ensanchado.....	32
IV.2 Categorías de espectro ensanchado	34
IV.2.1 Secuencia Directa	34
IV.2.2 Saltos en frecuencia.....	36
IV.2.3 Sistemas híbridos.....	38
IV.3 Funciones Hadamard Walsh.....	39
CAPÍTULO V	41
V.1 Origen del modelo propuesto.....	41
V.2 Objetivos del Apuntador.....	42
V.3 Casos donde se implementa el Apuntador.....	45
V.4 Operación del Apuntador.....	47
V.4.1 Operación del Apuntador en base a un algoritmo	48
V.4.2 Operación del Apuntador en base a una tabla	51
V.5 Operación del Apuntador en un sistema DSSS.....	53
V.5.1 Sistema de un usuario	53

ÍNDICE (continuación)

V.5.2 Sistema multiusuario.....	54
V.6 Receptor propuesto para el Apuntador en escenario con múltiples usuarios.....	55
V.6.1 Ejemplo del Receptor propuesto para escenario con múltiples usuarios.....	57
CAPÍTULO VI	62
VI.1 Consideraciones de la simulación.....	62
VI.2 Criterio para la asignación de símbolos.....	63
VI.2.1 Asignación de símbolos.....	64
VI.3 Resultados de las simulaciones.....	66
VI.3.1 Resultados de la simulación para 8-QAM/SF=4.....	67
VI.3.2 Resultados de la simulación para 16-QAM/SF=8.....	71
VI.3.3 Resultados de la simulación para 32-QAM/SF=8.....	76
CAPÍTULO VII	82
VII.1 Conclusiones.....	82
VII.2 Trabajo futuro.....	83
REFERENCIAS	85
APÉNDICE A.....	88

LISTA DE FIGURAS

Figura		Página
1	Transmisión digital DSSS de un usuario para 16 QAM / SF=4	5
2	Ejemplo de un canal AWGN.....	8
3	Características de un canal AWGN: a) PDF y pdf.....	9
4	Reflexión.....	11
5	Difracción por el efecto de filo de navaja.....	12
6	Dispersión.....	12
7	Principio de un canal multitrayectoria.....	14
8	a) Tiempos de arribos, b) Perfiles de diferentes multitrayectorias...	16
9	Modulación QAM : a) portadora en fase, b) portadora en cuadratura.....	22
10	Constelación completa 16 QAM	23
11	Modulador 4 QAM.	23
12	Modulador 8 QAM.	24
13	Modulador 16 QAM.	25
14	Constelación 32 QAM.	27
15	Constelaciones: a) 4-QAM (QPSK), b) 16-QAM y 64-QAM.....	28
16	Desempeño teórico: QPSK, 16-QAM y 64-QAM. a) Canal AWGN, b) Canal Rayleigh.....	30
17	Ensanchamiento por secuencia directa.....	35
18	Concepto de secuencia directa, antes y después de des ensanchar...	36
19	Concepto de los saltos en frecuencia.....	37
20	Esquema de ensanchamiento DS-FH.....	38
21	Esquema tradicional para la asignación de símbolos. Caso 16-QAM / SF=4.....	41
22	Esquema tradicional para la asignación de símbolos. Caso 8-QAM / SF=4.....	44
23	Ilustración del apuntador para el caso 8-QAM con SF=4.....	44
24	A) Caso tradicional. B) Caso con apuntador.....	45
25	Ilustración de los modos de operación del apuntador para el caso 8-QAM / SF=4.....	47
26	Diagrama de flujo de un algoritmo propuesto para la transmisión del caso 8-QAM con SF=4.....	48
27	Diagrama de flujo de un algoritmo propuesto para la recepción del caso 8-QAM con SF=4.....	49
28	Diagrama de flujo de un algoritmo propuesto para la transmisión del caso 16-QAM con SF=8.....	49

LISTA DE FIGURAS (continuación)

Figura		Página
29	Diagrama de flujo de un algoritmo propuesto para la recepción del caso 16-QAM con SF=8.....	50
30	Diagrama de flujo de un algoritmo propuesto para la transmisión del caso 32-QAM con SF=8.....	50
31	Diagrama de flujo de un algoritmo propuesto para la recepción del caso 32-QAM con SF=8.....	51
32	Modelo de un sistema DSSS con Apuntador para un usuario.....	53
33	Modelo de un sistema DSSS con apuntador para múltiples usuarios.....	54
34	Diagrama de flujo del Receptor propuesto para el apuntador con múltiples usuarios.	56
35	Ejemplo de las primeras dos etapas del receptor propuesto.....	57
36	Ejemplo de la 3ª ,4ª y 5ª etapa del receptor propuesto.....	59
37	Ejemplo de las últimas dos etapas del receptor propuesto.....	60
38	Etapas propuestas del receptor y decisión.....	61
39	Distribución de los símbolos de 16-QAM para 8 usuarios.....	64
40	Distribución de los símbolos de 8-QAM para 4 usuarios.....	65
41	Distribución de los símbolos de 32-QAM para 8 usuarios.....	65
42	Código Walsh de longitud 4 y la constelación 8-QAM.....	67
43	Caso 8-QAM / SF=4 con canal AWGN: A) Sistema con un usuario. B) Sistema con dos usuarios. C) Sistema con tres usuarios.....	68
44	Caso 8-QAM / SF=4 con canal Rayleigh: A) Sistema con un usuario. B) Sistema con dos usuarios. C) Sistema con tres usuarios.....	70
45	Código Walsh de longitud 8 y la constelación 16-QAM.....	71
46	Caso 16-QAM / SF=8 con canal AWGN: A) Sistema con un usuario. B) Sistema con dos usuarios. C) Sistema con tres usuarios.....	73
47	Caso 16-QAM / SF=8 con canal Rayleigh: A) Sistema con un usuario. B) Sistema con dos usuarios. C) Sistema con tres usuarios.....	75
48	Código Walsh de longitud 8 y la constelación 32-QAM.....	76
49	Caso 32-QAM / SF=8 con canal AWGN: A) Sistema con un usuario. B) Sistema con dos usuarios. C) Sistema con tres usuarios.....	78
50	Caso 32-QAM / SF=8 con canal Rayleigh: A) Sistema con un usuario. B) Sistema con dos usuarios. C) Sistema con tres usuarios.....	80
51	Círculo unitario.....	89

LISTA DE TABLAS

Tabla		Página
I	Relación entre factor de ensanchamiento y orden del esquema M-QAM.....	46
II	Operación del apuntador en base a una tabla para el caso 8-QAM y SF=4.....	52
III	Operación del apuntador en base a una tabla para el caso 16-QAM y SF=8.....	52
IV	Operación del apuntador en base a una tabla para el caso 32-QAM y SF=8.....	52
V	Parámetros del canal radio utilizados en la simulación.....	62
VI	Casos que se simularan para los esquemas de modulación y factores de ensanchamiento propuestos.....	66
VII	Resultados de sistemas con 8-QAM y un factor de ensanchamiento 4 a través de un canal AWGN.....	67
VIII	Resultados de sistemas con 8-QAM y un factor de ensanchamiento 4 a través de un canal AWGN con multitrayectorias (Rayleigh).....	69
IX	Resultados de sistemas con 16-QAM y un factor de ensanchamiento 8 a través de un canal AWGN con y sin apuntador.....	72
X	Resultados de sistemas con 16-QAM y un factor de ensanchamiento 8 a través de un canal AWGN con multitrayectorias (Rayleigh).....	74
XI	Resultados de sistemas con 32-QAM y un factor de ensanchamiento 8 con canal AWGN con y sin apuntador.....	77
XII	Resultados de sistemas con 16-QAM y un factor de ensanchamiento 8 a través de un canal AWGN con multitrayectorias (Rayleigh).....	79

CAPÍTULO I

I.1 Introducción

Hoy en día los servicios de comunicaciones inalámbricos influyen fuertemente en los usuarios que demandan servicios de comunicaciones debido a las ventajas que brindan, como: la libertad de movimiento a los usuarios que se encuentran dentro de un área de cobertura, reducción en costos del sistema de instalación, la implementación de estos servicios en diversos dispositivos electrónicos, entre muchas más.

Así mismo existen diversos dispositivos portátiles que demandan aplicaciones multimedia, servicios de tasa alta de bits, servicios de voz, datos y video; todo por interfaces inalámbricas. Sin embargo dentro de un canal inalámbrico existen diversos factores que perjudican el rendimiento de las señales, tales como la interferencia, multi-trayectorias con retardo variable y en gran medida por el medio de propagación.

Una medida de reducción de los efectos de la interferencia en Redes Locales de Área Local (WLANs) es la técnica de *Spread Spectrum* (SS), ya que en otras circunstancias se utiliza como método de acceso (CDMA). Además la técnica de SS brinda privacidad. En la modulación RF para redes WLANs, existen dos tipos de SS : la *Direct Sequence Spread Spectrum* (DSSS) y *Frequency Hopping Spread Spectrum* (FHSS), que se definen en la capa física del estándar IEEE 802.11 [Rappaport, 1996]. Para DSSS algunas de sus características son:

- No se requiere estar sincronizada entre transmisores; las señales en los receptores se procesan de manera independiente.
- Se permiten velocidades de transmisión variables.

- No presenta límite estricto de usuarios al aumentar el número de usuarios el sistema se degrada ligeramente.

Al implementar en la capa física de las WLANs la técnica SS se combaten los problemas de propagación en el canal inalámbrico, reflejándose en una transmisión con menos errores y con mayor caudal eficaz. SS se emplea en estándares como:

- IEEE 802.11 con tres variantes de capa física: Infrarrojo (Infrared) y dos transmisiones RF en la banda ISM sin licencia de 2.4 GHz, donde se requiere modulación SS: DSSS y FHSS [Meel, 1999].
- Zigbee, el cual utiliza CSMA-CA como acceso al canal.
- Bluetooth, que utiliza como capa física FHSS.
- Teléfonos inalámbricos “cordless”, entre muchos más.

Sin embargo, no hay que olvidar que el espectro de frecuencia del canal inalámbrico es limitado y por tanto es valioso al momento de utilizarlo. Por lo tanto es importante conocer y aplicar las técnicas que incrementen su eficiencia.

Los esquemas de modulación son técnicas que mejoran la eficiencia espectral y por lo tanto son muy atractivas para el uso de sistemas de comunicaciones inalámbricas donde existe una demanda de usuarios dentro de un espectro limitado [Rappaport, 1996]. El esquema de *modulación Multilevel Quadrature Amplitude Modulation* (MQAM) permite hacer uso del espectro disponible de manera eficiente y junto con otras técnicas se puede aumentar el rendimiento de un sistema. Estas características son las necesarias para sistemas de siguiente generación en comunicaciones inalámbricas en donde se necesitan tasas de datos variables.

1.2 Planteamiento del problema

Los sistemas de tercera generación de comunicaciones móviles estarán basados en CDMA. Actualmente, muchas investigaciones están enfocadas a lograr altas tasas de transmisión debido a la demanda de aplicaciones multimedia que contiene contenido de voz, video y datos. El desempeño de la modulación con constelación de alto orden, han originados varias publicaciones en el campo de sistemas de comunicaciones CDMA. El aumento en el tamaño de la constelación resulta favorable, debido a que la eficiencia de la transmisión de los datos puede ser mejorada sin incrementar la interferencia por acceso múltiple [Prätor, 2003].

En Shamain (1998) y Milstein (1997) se publicaron los resultados para determinar si constelaciones de alto orden de dos dimensiones (QPSK, 16 QAM) junto con CDMA, pueden soportar las necesidades de los sistemas inalámbricos de 3ra. generación. Se comparo el desempeño de QPSK y 16-QAM con ambiente multitrayectoria, donde se utilizo un receptor MMSE (mimimum mean square error) o MF (matched filter). Además se considero un canal con severa ISI consecuencia de MAI (multiple access interference). Observaron que aumentando la duración de símbolo y la cantidad de etapas en el MMSE adaptivo, se pueden combinar un gran número de multitrayectorias coherentemente. Concluyo que utilizando alto orden de constelación aparentemente ayuda a un ambiente CDMA cuando la cantidad de ISI (Interferencia Inter Simbólica) es significativo.

Qamar (2005), expuso en una conferencia en China, el resultado de combinar el acceso *de CDMA con técnicas eficientes de modulación*. Se consideró la modulación QAM de alto orden, para poder compensar la ineficiencia de ancho de banda de CDMA (debido al acceso múltiple para compensar un número elevado de usuarios). Concluyó que en un sistema M-QAM-CDMA la capacidad aumentaría, si M aumenta. De igual manera si la probabilidad de error de símbolos aumenta, si también aumenta el orden de constelación M. Por lo tanto se tiene que negociar entre M y la probabilidad de error de símbolo.

Aunque no es lo tradicional, si un sistema basado en DSSS decidiera llevar a cabo la etapa de ensanchamiento antes que la etapa de modulación M-QAM, con un valor M tal que el factor de ensanchamiento (SF) es igual a $\text{Log}_2(M)$, cada usuario utilizaría únicamente de manera exclusiva dos símbolos de la constelación M-QAM, es decir ningún otro usuario los podría utilizar para sus transmisiones. Por ejemplo si tenemos SF=4 con 16-QAM, se podrían utilizar a lo más 8 símbolos de un total de 16 símbolos de la constelación. Aparentemente si sólo se utilizan pocos símbolos de la constelación M-QAM, existe un desperdicio de la capacidad del sistema de transmisión. En este trabajo de investigación se enfoca a demostrar esta afirmación y proponer maneras alternativas de transmitir información en este tipo de sistemas. Otra manera de solucionar el problema es lo que se propone en Shamain (1998) y Milstein (1997), que consiste en llevar a cabo la etapa de modulación antes que la etapa de ensanchamiento, pero esa alternativa no se considera en esta tesis.

(Rayleigh). Solamente se analizarán las constelaciones: 8 QAM, 16 QAM y 32 QAM, ya que más de 32-QAM empiezan a ser constelaciones afectadas fuertemente por el ruido del canal. Se evaluarán los casos en términos de eficiencia espectral y probabilidad de error de bit.

1.4 Organización del trabajo

En el capítulo II se describen los fenómenos físicos que afectan al canal radio de un sistema de comunicaciones en ambientes con multitrayectorias, así como sus características, parámetros y modelo matemático. El capítulo III describe la modulación digital M-QAM: concepto, modelado y desempeño teórico para los casos de constelaciones rectangulares: 4 QAM (QPSK), 16 QAM y 64 QAM sobre canal radio con ruido AWGN y desvanecimiento Rayleigh. En el capítulo IV se describe la técnica de espectro ensanchado: Secuencia directa, saltos en frecuencia y los códigos Hadamard Walsh. El capítulo V expone el método del Apuntador en un sistema DSSS, para los casos: 8 QAM, 16 QAM y 32 QAM. El capítulo VI describe las simulaciones de los modelos del Apuntador propuestos en el capítulo V, implementándolos en MATLAB. Se analizan y se mencionan las dificultades y beneficios de los casos del Apuntador. Además se organizan los resultados de estas simulaciones mediante gráficas y tablas. El capítulo VII muestra las conclusiones obtenidas en este trabajo, así como las propuestas de líneas de investigación futura para el mismo.

CAPÍTULO II

II.1 Canal Radio

Al medio físico utilizado para enviar señales de un transmisor a un receptor se le conoce como canal de comunicación. Sin embargo cuando se habla del canal radio como medio de transmisión, se refiere al espacio libre (la atmósfera). Por lo general, al menos una de las terminales involucradas en la comunicación se encuentra en movimiento.

Debido a que el medio de transmisión es el aire, el canal radio es aleatorio y de análisis complicado. Sin embargo se clasifica de acuerdo a la existencia de línea de vista (LOS) o de obstrucción (OBS).

Los mecanismos de propagación de las señales de radio pueden atribuirse principalmente a la reflexión, difracción y dispersión de las ondas electromagnéticas.

II.2 Ruido Blanco Gaussiano (AWGN)

Si construimos un modelo matemático para la señal a la entrada de un receptor, el canal asume que esta señal fue corrompida por Ruido Blanco Gaussiano (AWGN). Este ruido puede originarse por los componentes electrónicos del sistema. Cuando definimos a una señal transmitida, el Ruido Blanco Gaussiano, y la señal recibida como $s(t)$, $n(t)$, y $r(t)$ respectivamente, tenemos que:

$$r(t) = s(t) + n(t) \tag{1}$$

La figura 2 muestra una señal que viaja a través de un canal AWGN. Donde la señal es afectada por ruido con distribución Gaussiana.

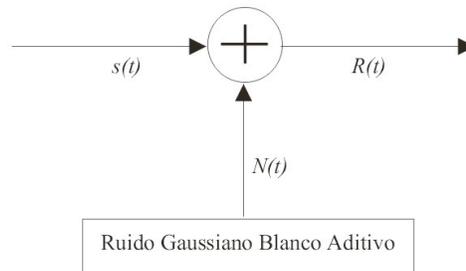


Figura 2. Ejemplo de un canal AWGN

donde $N(t)$ es una función del proceso AWGN que está definido por la función de densidad de probabilidad (pdf) gaussiana y densidad espectral de potencia (PDF):

$$\Phi_{nn}(f) = \frac{1}{2} N_0 [W / Hz] \quad (2)$$

En la figura 3, se muestra que N_0 es una constante que frecuentemente es llamada como la densidad de potencia de ruido [Hiroshi, 2002].

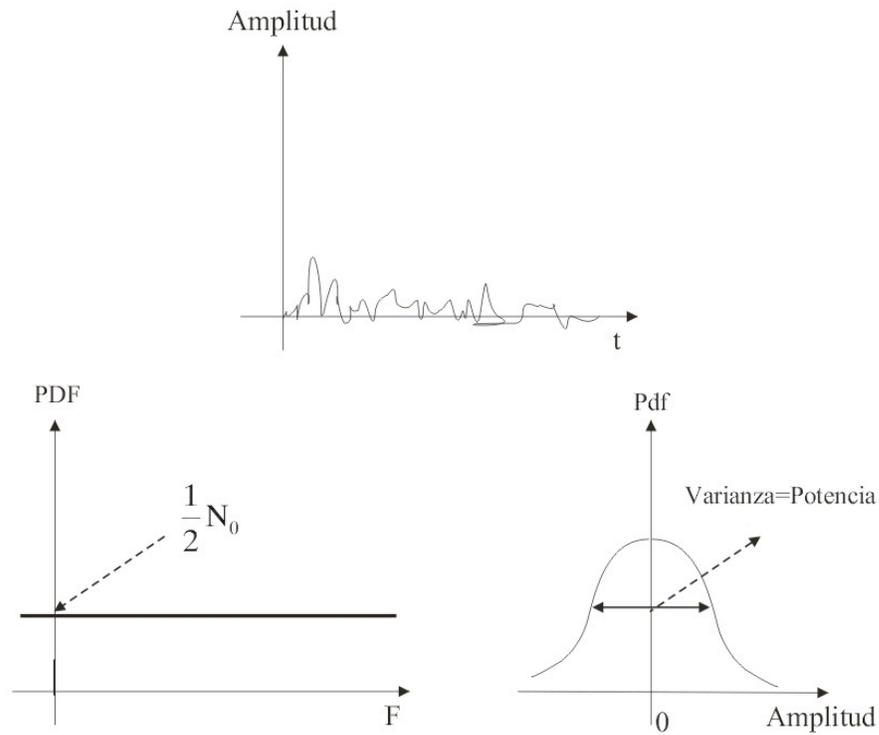


Figura 3. Características de un canal AWGN: PDF y pdf.

II.3 Modelo de propagación del espacio libre

El modelo de propagación del espacio libre es usado para predecir la potencia de la señal recibida cuando entre el transmisor y receptor existe línea de vista. Predice como decae en el espacio libre la potencia de la señal transmitida (P_t), en watts, con relación a la distancia (d , en metros) entre transmisor y receptor [Rappaport, 1996]:

$$P_r(d) = \frac{P_t G_t G_r \lambda^2}{(4\pi)^2 d^2 L} \quad (3)$$

en donde $P_r(d)$ es la potencia de la señal recibida (en watts), G_t y G_r son las ganancias de las antenas transmisora y receptora respectivamente, λ es la longitud de onda de la señal (en metros) y L es el factor de pérdida del sistema no relacionado a la propagación ($L \geq 1$).

II.4 Mecanismos básicos de propagación

Los tres mecanismos básicos de propagación de las señales de radio son la: reflexión, difracción y dispersión. Estos mecanismos dan origen a desvanecimientos y distorsiones (efecto Doppler), lo que a su vez se traduce en una reducción de la relación señal a ruido SNR (Signal to Noise Ratio) y un aumento en la tasa de errores BER.

II.4.1 Reflexión

La *reflexión* ocurre cuando la señal incide sobre una superficie de mayor longitud que su longitud de onda, por ejemplo la superficie terrestre, paredes y edificios. Cuando una señal de radio que se propaga a través de un medio incide en otro medio de propiedades eléctricas diferentes, es parcialmente reflejada y parcialmente transmitida a través del medio. En la figura 4 se observa como una señal es reflejada por una superficie de mayor longitud de onda.

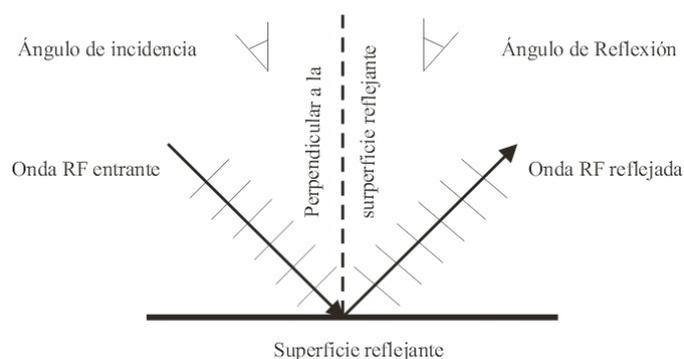


Figura 4. Reflexión.

II.4.2 Difracción

La *difracción* es un fenómeno que permite que las señales de radio se propaguen sobre la superficie curva de la Tierra y a través de obstáculos. Se puede decir que la señal de RF se flexiona para vencer obstáculos entre el transmisor y receptor. Este fenómeno provoca que las ondas se dispersen. Tal dispersión es más pronunciada cuando el objeto que ocasiona la difracción es de dimensiones mucho más pequeñas que la longitud de onda de la señal, o bien cuando el objeto dispersor tiene un borde afilado [Gutiérrez Díaz, 2005].

La difracción puede ser explicada por el principio de Huygens, el cual establece que todos los puntos de un frente de onda pueden considerarse como fuentes puntuales para la generación de ondas secundarias, las cuales al combinarse producen un nuevo frente de onda en la dirección de propagación. El modelo más apropiado a la realidad es el de pérdida por difracción con filo de navaja múltiple.

La figura 5 se ilustra como una señal que se dispersa debido al efecto de la difracción.

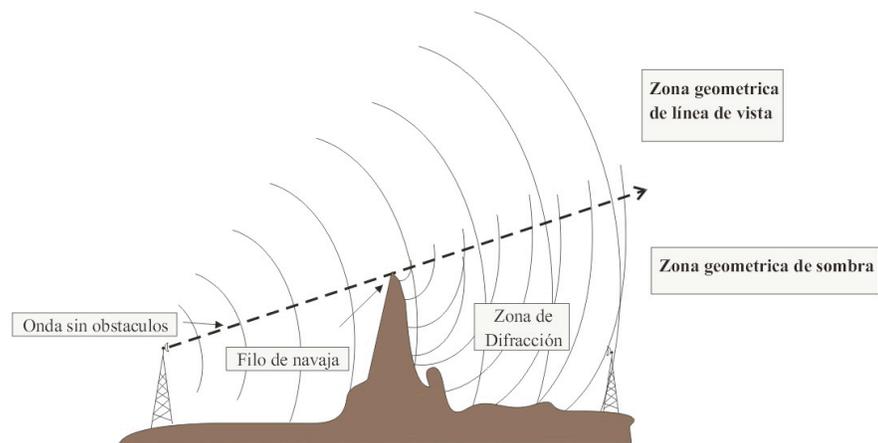


Figura 5. Difracción por el efecto de filo de navaja

II.4.3 Dispersión

La *dispersión* ocurre cuando existen objetos mas pequeños comparados con la longitud de onda de la señal, entre el transmisor y receptor. Cuando una onda de radio es afectada por una superficie áspera, la energía reflejada es esparcida en todas las direcciones, debido a la dispersión. Objetos tales como postes de luz y árboles tienden a esparcir la energía en todas las direcciones.

Como se aprecia en la figura 6 tenemos a una señal que dentro de su trayectoria se encontró a un objeto que esparce la energía de la señal en todas direcciones.

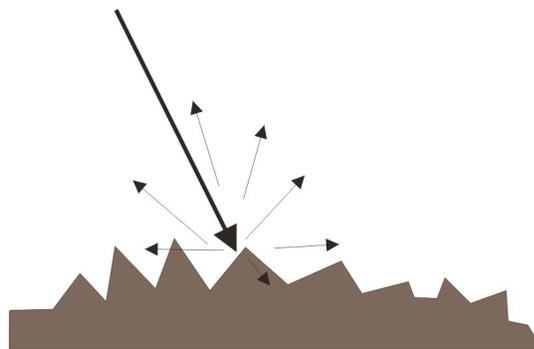


Figura 6. Dispersión.

II.5 Propagación multitrayectoria

La trayectoria entre la estación base y la móvil de una comunicación terrestre es caracterizado por varios obstáculos y reflexiones. Por ejemplo, en un ambiente interior se tienen muebles y máquinas de trabajo, mientras que para un ambiente externo tenemos los edificios y árboles. Estos objetos en cualquiera de los escenarios que se manejen, tienen influencia en la señal que fue transmitida, cuando la onda de radio es propagada de la estación base a la estación móvil.

La onda de radio transmitida de la estación base se radia en todas direcciones y estas ondas de radio, incluyen ondas reflejadas consecuencia de varios obstáculos, ondas refractadas, ondas esparcidas, y la onda directa de la estación base a la estación móvil (cuando se tiene línea de vista). En este caso, debido a que la trayectoria de la onda es directa, reflejada, difractada y esparcida, el tiempo de arribo entre estas será diferente. Como resultado, el receptor recibirá una superposición de varias señales que tienen diferente fase, tiempos de arribo y diferente amplitud; produciendo una señal en el receptor que algunas veces es incrementada o atenuada (desvanecimiento multitrayectoria). Cuando el receptor presenta ondas retrazadas el ambiente es conocido como *propagación multitrayectoria*.

Los desvanecimientos multitrayectorias incrementan la tasa de error del receptor, cuando una señal digital de radio es transmitida en una comunicación con ambiente móvil.

Por lo tanto se deben de utilizar métodos que contrarresten al fenómeno multitrayectoria para asegurar una alto rendimiento en la transmisión [Hiroshi, 2002].

En la figura 7 se muestra una propagación multitrayectoria. de la estación base al móvil. Donde la señal transmitida sufre varias replicas de la misma, debido a los objetos que se encontró durante el viaje al receptor móvil.

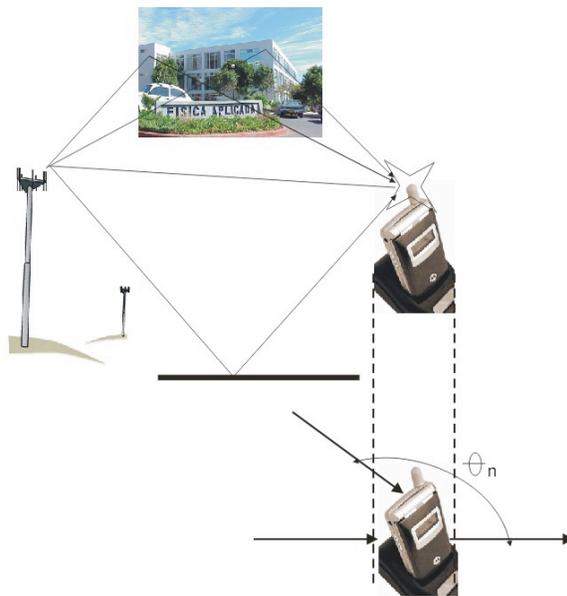


Figura 7. Principio de un canal multitrayectoria

II.6 Modelo matemático de la respuesta al impulso de un canal multitrayectoria

Las variaciones en pequeña escala de un señal de radio móvil son relacionadas a la respuesta al impulso del canal radio. La respuesta al impulso es una caracterización del canal y contiene toda la información necesaria para simular y analizar cualquier tipo de transmisión por radio a través del canal. Este canal de radio se modela como un filtro lineal

con una respuesta de variación en tiempo, donde los cambios se deben a las variantes de las recepciones en el espacio.

La respuesta al impulso nos ayuda a caracterizar a un canal de radio móvil, y con esta caracterización podemos predecir y comparar el desempeño del canal radio para un sistema particular de comunicación móvil [Rappaport, 1996].

Supongamos un canal de comunicación inalámbrica con desvanecimientos multitrectoria (figura 7), donde L es el número de multitrectorias. Entonces la señal transmitida se define como [Castillo, 2005]:

$$x(t) = \text{Re}[s(t)e^{j2\pi f_c t}] \quad (4)$$

en donde $s(t)$ es la forma equivalente en banda base de $x(t)$ y f_c es la frecuencia portadora. Al momento de introducir esta señal al canal con desvanecimientos multitrectoria, tenemos

$$y(t) = \sum_{l=1}^L \alpha_l(t)x(t - \tau_l(t)) \quad (5)$$

$$y(t) = \text{Re} \left[\sum_{l=1}^L \alpha_l(t) e^{-j2\pi f_c \tau_l(t)} s(t - \tau_l(t)) e^{j2\pi f_c t} \right] \quad (6)$$

en donde $\alpha_l(t)$ y $\tau_l(t)$ son el valor complejo de la pérdida o ganancia del canal y el valor real del tiempo de retardo para la l -ésima trayectoria, las cuales pueden ser modeladas como procesos estocásticos. La forma equivalente en banda base para $y(t)$ se escribe como [Hara y Prasad, 2003]

$$r(t) = \sum_{l=1}^L \alpha_l(t) e^{-j2\pi f_c \tau_l(t)} s(t - \tau_l(t)) \quad (7)$$

$$= \int_{-\infty}^{+\infty} h(\tau;t)s(t-\tau)d\tau \quad (8)$$

en donde $h(\tau;t)$ es la respuesta al impulso del canal en banda base con desvanecimiento multitrayectorias en el instante t (figura 8), la cual se define como

$$h(\tau;t) = \sum_{l=1}^L \alpha_l(t)e^{-j2\pi f_c \tau_l(t)}\delta(t-\tau_l(t)) \quad (9)$$

donde $\delta(t-\tau_l(t))$ denota la función impulso unitario la cual determina una trayectoria en tiempo t con retardo τ_l . En las Graficas de la figura 8 se comparan los tiempos de arribos de acuerdo a una *pdf* con amplitudes aleatorias de forma exponencial decreciente con respecto a la grafica de la *pdf* normalizada. Se realizó para 6 eventos diferentes. Cada canal es independiente de otro.

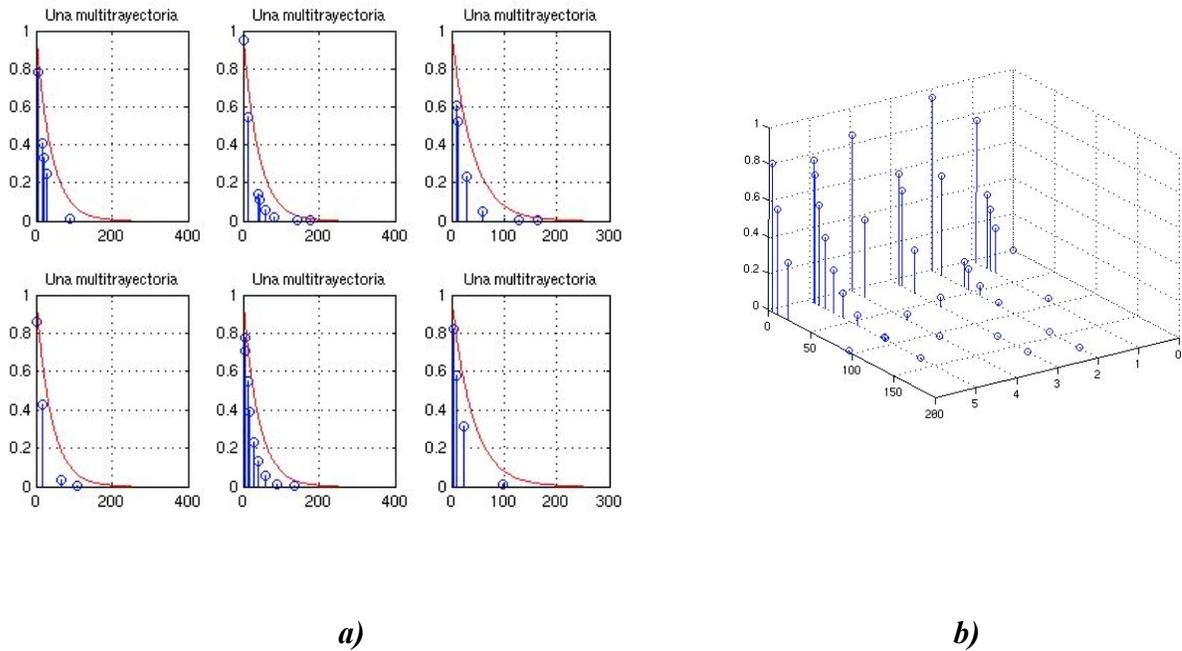


Figura 8. a) Tiempos de arribos, b) Perfiles de diferentes multitrayectorias.

II.7 Canal con desvanecimiento Rayleigh

En un canal de comunicación inalámbrica con desvanecimientos multitrayectoria, la onda retrazada con ángulo de incidencia θ_n esta dada por (10) y más específico en (11) correspondiendo a la figura 7, y la onda continua de frecuencia simple f_c (Hz) es transmitida de la estación base.

$$r_n(t) = \text{Re}[e_n(t)\exp j(2\pi f_c t)] \quad (10)$$

Donde $\text{Re}[\]$ indica la parte real de la envolvente compleja de la forma de onda de entrada de la dirección del número n . Tenemos que $e_n(t)$ esta dado en (11) usando la longitud de la propagación multitrayectoria de la estación base de la onda entrante: $L_n(m)$, la velocidad de la estación móvil, $v(m/s)$, y la longitud de onda, $\lambda(m)$.

$$e_n(t) = R_n(t)\exp j\left(-\frac{2\pi(L_n - vt\cos\theta_n)}{\lambda} + \phi_n\right) \quad (11)$$

$$e_n = x_n(t) + jy_n(t)$$

Se tiene que R_n y ϕ_n son la envolvente y la fase de la n -ésima onda entrante. $x_n(t)$ y $y_n(t)$ son componentes de fase y cuadratura de $e_n(t)$, respectivamente. La onda n -ésima entrante cambia la frecuencia portadora como $vt\cos\theta_n/\lambda$ (Hz) por el efecto Doppler (Hz). Estos cambios Doppler, serán indicados por f_d , tiene un valor máximo de v/λ , cuando la onda entrante va en la dirección donde se mueve la estación móvil con $\theta_n = 1$. Las ondas retrazadas que vienen por detrás de la estación móvil también tienen un cambio de frecuencia de $-f_d$ (Hz). Esto se muestra en (12), donde la onda recibida $r(t)$ en la estación móvil es la síntesis de las ondas que se han estado mencionando.

$$\begin{aligned}
r(t) &= \sum_{n=1}^N r_n(t) \\
&= \operatorname{Re} \left[\left(\sum_{n=1}^N e_n(t) \right) \exp j(2\pi f_c t) \right] \\
&= \operatorname{Re} \left[(x(t) + jy(t)) (\cos 2\pi f_c t + j \operatorname{sen} 2\pi f_c t) \right] \\
&= x(t) \cos 2\pi f_c t - y(t) \operatorname{sen} 2\pi f_c t
\end{aligned} \tag{12}$$

donde $x(t)$ y $y(t)$ estan dadas por

$$\begin{aligned}
x(t) &= \sum_{n=1}^N x_n(t) \\
y(t) &= \sum_{n=1}^N y_n(t)
\end{aligned} \tag{13}$$

y $x(t)$ y $y(t)$ son procesos aleatorios que estan normalizados, teniendo un valor promedio de 0 y dispersión de σ , cuando N es suficientemente grande. Tenemos (14) por la combinacion de densidad de probabilidad $p(x,y)$, donde $x=x(t)$, $y=y(t)$

$$p(x,y) = \frac{1}{2\pi\sigma^2} \exp\left(-\frac{x^2 + y^2}{2\sigma^2}\right) \tag{14}$$

Por otra parte, (12) puede ser representada como $r(t)$ usando la amplitud y fase de la onda recibida.

$$r(t) = R(t) \cos(2\pi f_c t + \theta(t)) \tag{15}$$

$R(t)$ y $\theta(t)$ estan dado por

$$\begin{aligned}
R(t) &= R = \sqrt{x^2 + y^2} \\
\theta(t) &= \theta = \tan^{-1}[y/x]
\end{aligned} \tag{16}$$

Utilizando transformaciones de variables, $p(x,y)$ puede ser convertido en $p(R, \theta)$

$$p(R, \theta) = \frac{R}{2\pi\sigma^2} \exp\left(-\frac{R^2}{2\sigma^2}\right) \quad (17)$$

Integrando $p(R, \theta)$ sobre θ de 0 a 2π , obtenemos una función de densidad de probabilidad $p(R)$

$$p(R) = \frac{R}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{R^2}{2\sigma^2}\right) \quad (18)$$

Pero también podemos obtener una función de densidad de probabilidad $p(\theta)$ integrando $p(R, \theta)$ sobre R de 0 a ∞ .

$$p(\theta) = \frac{1}{2\pi} \quad (19)$$

De estas ecuaciones, la fluctuación de la envolvente sigue una distribución Rayleigh, y la fluctuación de la fase sigue una distribución uniforme sobre el desvanecimiento en la trayectoria de la propagación.

Utilizando estas ecuaciones, podemos describir un desvanecimiento Rayleigh. Aquí, la estación móvil recibe la onda de radio como se mostró en la figura 7, el ángulo de arribo de la onda de la señal entrante es uniformemente distribuido, y el número de onda de las ondas entrantes es N . En este caso, las fluctuaciones del desvanecimiento en un sistema equivalente pasabajas son [Jakes, 1994][Sampei, 1997]:

$$r(t) = x(t) + jy(t) \quad (20)$$

$$\begin{aligned}
r(t) = & \left[\sqrt{\frac{2}{N_1+1} \sum_{n=1}^{N_1} \text{sen}\left(\frac{\pi n}{N_1}\right) \cos\left\{2\pi f_d \cos\left(\frac{2\pi n}{N_1}\right)t\right\}} + \frac{1}{\sqrt{N_1+1}} \cos(2\pi f_d t) \right] \\
& + j \sqrt{\frac{2}{N_1} \sum_{n=1}^{N_1} \text{sen}\left(\frac{\pi n}{N_1}\right) \cos\left\{2\pi f_d \cos\left(\frac{2\pi n}{N_1}\right)t\right\}}
\end{aligned} \tag{21}$$

donde N_1 esta dada por

$$N_1 = \frac{1}{2} \left(\frac{N}{2} - 1 \right) \tag{22}$$

La demostración de la función de densidad de probabilidad (pdf) Rayleigh se encuentra en el apéndice A.

CAPÍTULO III

III.1 Modulación digital.

Modulación por amplitud (Amplitude Shift Keying ASK). En este tipo de modulación la señal digital binaria es representada con variaciones de amplitud, es decir un nivel $v_1(t)$ si la señal es cero y una señal $v_2(t)$ si la señal es uno. Por ejemplo, $v_1(t)$ y $v_2(t)$ pueden representar un voltaje positivo y negativo respectivamente o representar un voltaje positivo y cero volts.

Modulación por frecuencia (Frequency Shift Keying FSK). En este tipo de modulación la señal digital binaria es representada con variaciones de frecuencia, es decir una frecuencia $f_1(t)$ si la señal es cero y una frecuencia $f_2(t)$ si la señal es uno. Por ejemplo, $f_1(t)$ y $f_2(t)$ pueden presentar frecuencias relacionadas, $f_1 = \left(\frac{1}{2}\right)f_2$.

Modulación por fase (Phase Shift Keying PSK). En este tipo de modulación la señal digital binaria es representada con variaciones de fase, es decir una fase θ_1 si la señal es cero y una fase θ_2 si la señal es uno. Por ejemplo, $\theta_1 = 0^\circ$ si la señal es cero y una fase $\theta_2 = 180^\circ$ si la señal es uno.

III.2 QAM (Quadrature Amplitude Modulation)

Modulación de amplitud en cuadratura. El QAM se trata de un caso especial de PAM (Pulse Amplitude Modulation), la superposición de dos portadoras en cuadratura moduladas en amplitud, a la misma frecuencia pero desfasadas 90 grados.

III.2.1 Constelaciones QAM

En QAM, los tonos son representados como la sumatoria de dos señales que están en fase o fuera de fase. Estas señales son llamadas I (en fase) y Q (por cuadratura). Estas señales complejas pueden visualizarse gráficamente muy fácilmente. Si nosotros representamos con un eje la primera portadora (llamémoslo la “en fase” o señal I) los posibles estados se muestran (para el caso de 16 QAM) en la figura 10a y en la figura 10b se muestra la otra señal (Q en Cuadratura) en un eje vertical para tener en cuenta el cambio de fase de 90^0 [Hinostroza, 2004].

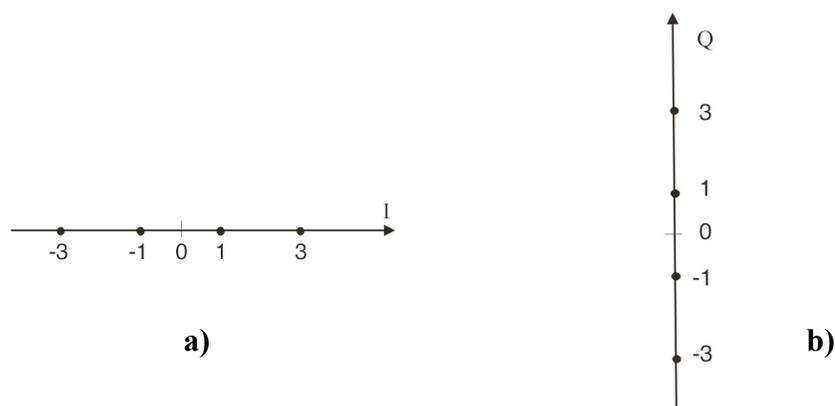


Figura 9. a) Modulación QAM portadora en fase. b) Modulación QAM portadora en cuadratura.

Por último en la figura 11 se muestra la combinación de estas dos señales. Esta señal es conocida como diagrama de constelación [Hinostraza, 2004].

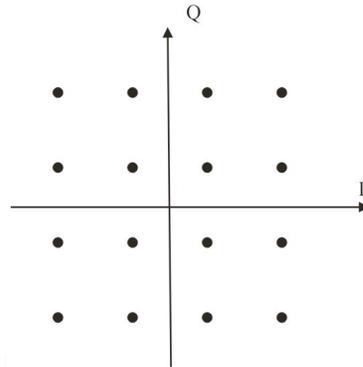


Figura 10. Constelación completa 16 QAM.

III.2.2 Constelación 4-QAM

La modulación 4-QAM contiene 4 valores binarios: 00, 01, 10, 11. Los cuales corresponden a una determinada fase, el cambio de fase entre uno y otro es de 90° . En la figura 11 se aprecia como entran dos bits AB y se dividen en A para fase y B para cuadratura.

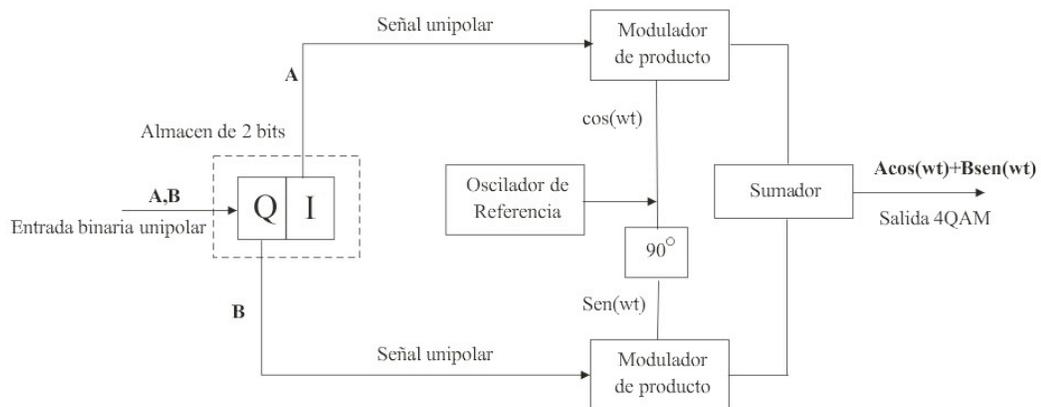


Figura 11. Modulador 4 QAM.

Donde A y B son la entrada de datos binarios (0 ó 1). La figura 12 corresponde al modulador 4- QAM (QPSK) [Hinostroza, 2004].

III.2.3 Constelación 8-QAM

Los datos que entran a un modulador 8-QAM, se dividen en grupos de 3 bits: 000 hasta 111. Los tasa de bit de: I, Q y C es igual a un tercio de la tasa de datos que están entrando. Los bits I y Q determinan la polaridad de la señal PAM y el bit C determina la magnitud.

La figura 13 muestra el diagrama a bloques de un transmisor de 8-QAM. Como se muestra en la figura, la única diferencia, entre un transmisor de 8-QAM y el transmisor de 8-PSK es la omisión del inversor entre el canal C y el modulador de producto Q.

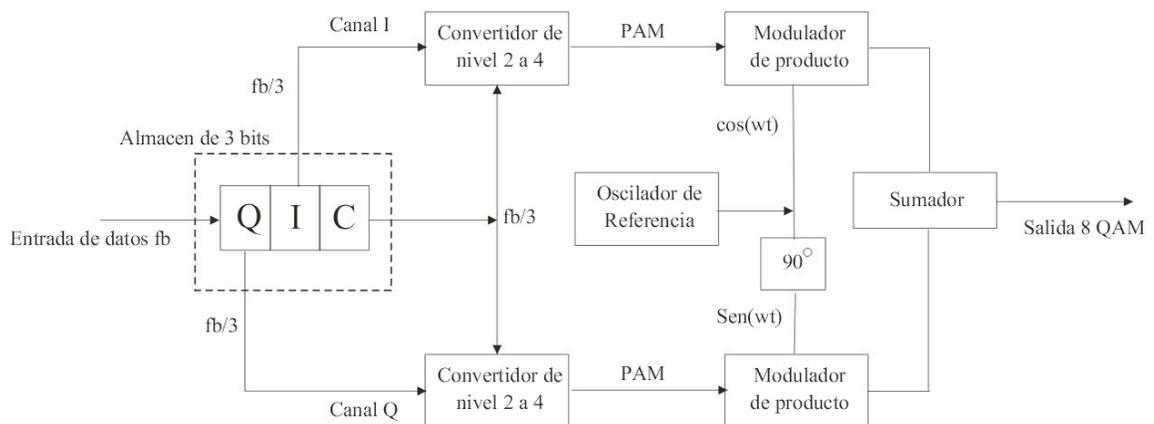


Figura 12. Modulador 8 QAM.

El modulador 8-QAM se ilustra de la siguiente manera: los datos que están entrando se dividen en grupos de tres bits (I, Q y C), cada uno con una tasa igual a un tercio de la tasa de datos que están entrando. Nuevamente, los bits I y Q, determinan la polaridad de la señal PAM, a la salida de los convertidores de nivel 2 a 4, y el canal C determina la magnitud. Debido a que el bit C se alimenta sin invertir a los convertidores de niveles 2 a 4 canal I/Q, las magnitudes de las señales PAM, I/Q siempre son iguales. Sus polaridades dependen de la condición lógica de los bits I/Q y por consiguiente, pueden ser diferentes [Hinostraza, 2004].

III.2.4 Constelación 16-QAM

El esquema 16-QAM es un sistema M-QAM ($M=16$), actúa sobre los datos de entrada en grupos de cuatro ($2^4=16$). Como sucede con 8-QAM, aquí también la fase y la amplitud de la portadora transmisora son variados.

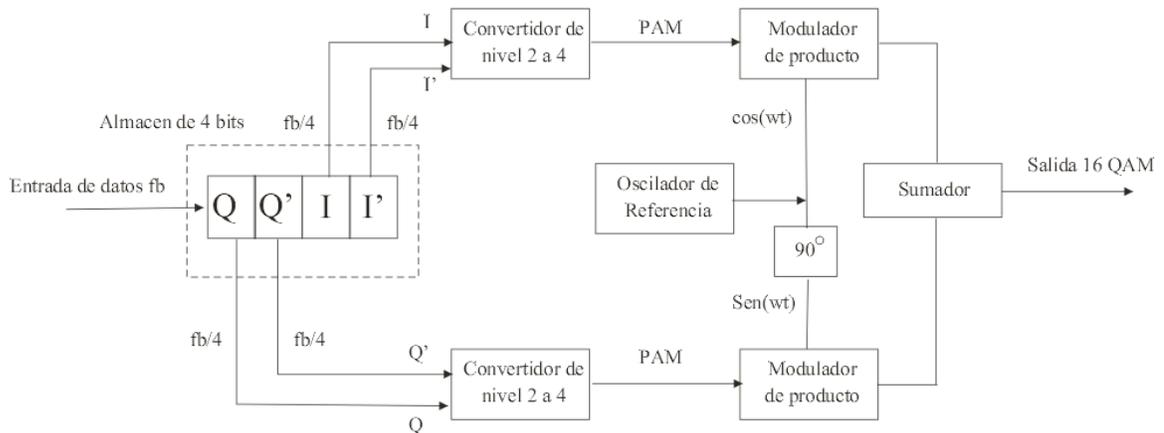


Figura 13. Modulador 16 QAM.

En la figura 13 el modulador 16-QAM ilustra como los datos que están entrando se dividen en cuatro canales: el I, I', Q y Q'. La tasa de bits de cada canal es igual a un cuarto de la tasa de datos que están entrando. Los cuatro bits se introducen en serie al derivador de bits; luego se introducen simultáneamente y en paralelo con los canales I, I', Q y Q'. Los bits I y Q, determinan la polaridad a la salida de los convertidores de niveles 2 a 4 (uno lógico= positivo y un 0 lógico = negativo). Los bits I' y Q' determinan la magnitud. en consecuencia, los convertidores 2 a 4 generan una señal PAM de nivel 4. Dos polaridades y dos magnitudes son posibles a la salida de cada convertidor de 4. Las señales PAM modulan las portadoras en cuadratura, en los moduladores de producto. El sumador lineal combina las salidas de los moduladores de producto de canal I y Q y produce las 16 condiciones de salida necesarias para el 16-QAM [Hinostraza, 2004].

III.2.5 Constelación 32-QAM

En la figura 14 podemos apreciar una constelación 32-QAM, se puede observar que los estados de las esquinas están vacíos. Estos estados de las esquinas habrían representado las señales de niveles mas altos y por consiguiente requerido la potencia del transmisor más alta. Por consiguiente la eliminación de estos símbolos reduce la potencia mientras mantiene la capacidad de enviar 5 bits de información por cada “símbolo” transmitido.

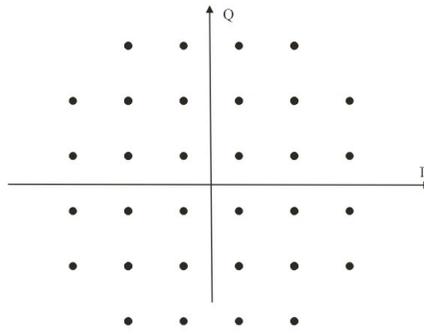


Figura 14. Constelación 32 QAM.

III.3 Configuraciones rectangulares de QAM

En el esquema de modulación basado en QPSK, dos bits $(a_{2n}, a_{2n+1}) : n = 1, 2, \dots$ pueden ser transmitidos durante un tiempo de símbolo T_s . La forma de onda es

$$s(t) = d_I(t)\cos(2\pi f_c t) + d_Q(t)\sin(2\pi f_c t) \quad (23)$$

donde $d_I(t)$ y $d_Q(t)$ son transmisión de amplitudes del *canal I* (I_c) y *canal Q* (Q_c), respectivamente.

En un esquema de transmisión M-QAM, las amplitudes de I_c y Q_c son determinados por mas bits que en los de QPSK. Tradicionalmente cuando se trabaja sobre QAM se enfocan a constelaciones 2^{2n} -QAM ($n=1, 2, \text{ y } 3$). Al trabajar con estos casos hay tres pasos importantes:

1. Categorizar $(a_{2m+1}, \dots, a_{2m+2n})$ en dos grupos: $g_1(a_{2m+1}, \dots, a_{2m+n})$ y $g_2(a_{2m+n+1}, \dots, a_{2m+2n})$.
2. Para ambos grupos, realizaremos dos operaciones

$$a_I(k) = \sum_{j=1}^n a_{2m+j} \times 2^{n-j} \quad (24)$$

$$a_Q(k) = \sum_{j=1}^n a_{2m+n+j} \times 2^{n-j} \quad (25)$$

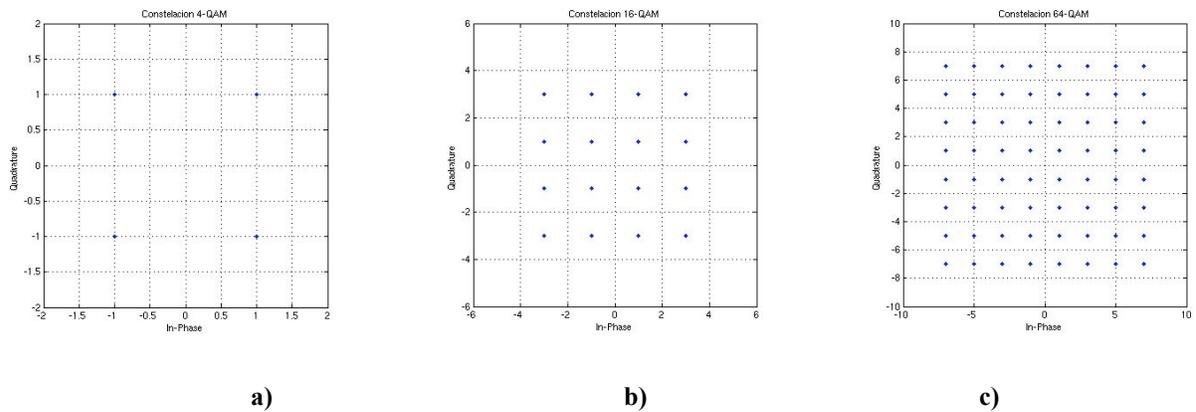


Figura 15. Constelaciones: a) 4-QAM (QPSK), b) 16-QAM y 64-QAM.

3. Utilizando un mapa de conversión para los tres casos tradicionales, tenemos

$$C = \begin{pmatrix} -1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -3 & -1 & 3 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -7 & -5 & -1 & -3 & 7 & 5 & 1 & 3 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{pmatrix} \quad (26)$$

Podemos determinar las amplitudes de ambos canales I e Q para 2^{2n} -QAM, $n=1, 2$ y 3 .

$$d_I(k) = C(n, a_I(k) + 1) / \sum_{j=1}^n 2^{j-1} \quad (27)$$

$$d_Q(k) = C(n, a_Q(k) + 1) / \sum_{j=1}^n 2^{j-1} \quad (28)$$

utilizando (38), (42) y (43), podemos generar una señal con código Gray 2^{2n} -QAM. Utilizando el proceso inverso, podemos decodificar la señal y regenerar los datos transmitidos. Los valores teóricos del BER (Bit Error Rate) para 2^{2n} -QAM, $n=1, 2$ y 3 con AWGN y con una trayectoria con desvanecimiento Rayleigh son reportados en Sampei (1997), Prasad (1996) y Proakis (1995). Estos valores se expresan a continuación.

$$BER_{QPSK_AWGN}(E_b/N_0) = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(\sqrt{E_b/N_0}\right) \quad (29)$$

$$BER_{QPSK_DESVANECIMIENTO}(E_b/N_0) = \frac{1}{2} \left(1 - \frac{1}{\sqrt{1 + \frac{1}{(E_b/N_0)}}} \right) \quad (30)$$

$$BER_{16QAM_AWGN}(E_b/N_0) = \frac{3}{8} \operatorname{erfc}\left(\sqrt{\frac{2}{5} E_b/N_0}\right) - \frac{9}{64} \operatorname{erfc}^2\left(\sqrt{\frac{2}{5} E_b/N_0}\right) \quad (31)$$

$$BER_{16QAM_DESVANECIMIENTO}(E_b/N_0) = \frac{3}{8} \left(1 - \frac{1}{\sqrt{1 + \frac{5}{(2E_b/N_0)}}} \right) \quad (32)$$

$$BER_{64QAM_AWGN}(E_b/N_0) = \frac{7}{24} \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{1}{7} E_b/N_0} \right) - \frac{49}{384} \operatorname{erfc}^2 \left(\sqrt{\frac{1}{7} E_b/N_0} \right) \quad (33)$$

$$BER_{64QAM_DESVANECIMIENTO}(E_b/N_0) = \frac{7}{24} \left(1 - \frac{1}{\sqrt{1 + \frac{7}{(E_b/N_0)}}} \right) \quad (34)$$

La figura 16 muestra el desempeño teórico para QPSK, 16-QAM y 64-QAM para un canal AWGN y otro Rayleigh. Se observa que al tener un esquema de modulación de alto orden hacemos un mejor uso del ancho de banda, pero se necesita mayor potencia.

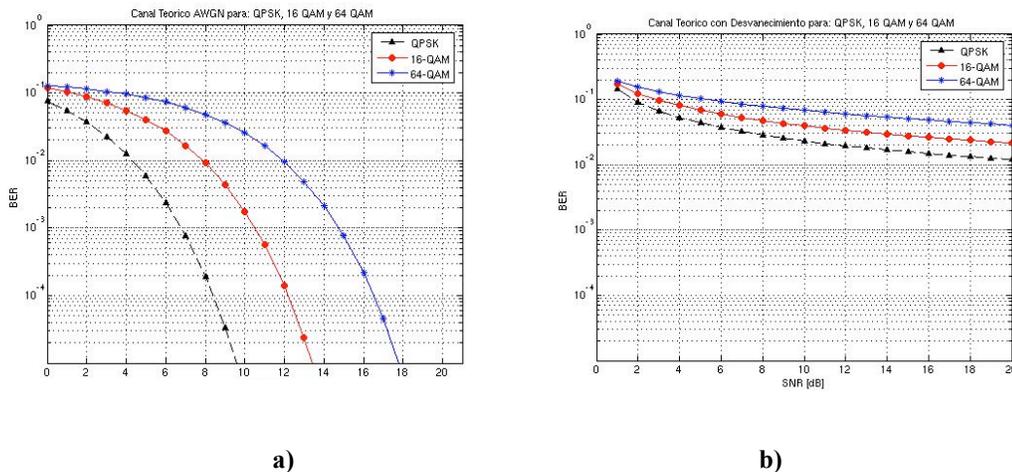


Figura 16. Desempeño teórico: QPSK, 16-QAM y 64-QAM. a) Canal AWGN, b) Canal Rayleigh.

III.4 Probabilidad de Bit Erróneo para QAM

Para una constelación rectangular, un canal Gaussiano, y un receptor de filtro acoplado (*Matched Filter*), la probabilidad de bit erróneo es expresada como [Korn, 1985]:

$$P_B \approx \frac{2(1-L^{-1})}{\log_2 L} Q \left[\sqrt{\left(\frac{3 \log_2 L}{L^2 - 1} \right) \frac{2E_b}{N_0}} \right] \quad (35)$$

donde $Q(x)$ es la función de error complementaria y es definida como (51) y L representa el número de niveles de amplitudes en una dimensión.

CAPÍTULO IV

IV.1 Introducción al espectro ensanchado (Spread Spectrum SS)

Las aplicaciones iniciales de la técnica de espectro ensanchado fueron en los sistemas de comunicaciones militares, ya que en estos se presentaba mucha interferencia , problemas de jamming y detección de la señal. Se llama espectro ensanchado porque el ancho de banda utilizado en la transmisión es mucho mayor que el mínimo ancho de banda requerido para la transmisión de la información. Un sistema se considera de espectro ensanchado si cumple los siguientes requerimientos [Sklar, 2001]:

1. El ancho de banda que utiliza una señal en la transmisión excede al mínimo ancho de banda requerido para enviar la información.
2. El ensanchamiento se da por un código ensanchador, que frecuentemente es llamada secuencia código, la cual es independiente de los datos.
3. En el receptor, el desensanchamiento (recobrando la información original) se da por la correlación del señal ensanchada con respecto a una replica de la secuencia código utilizada para ensanchar la información.

Existe una gran familia de secuencias pseudoaleatorias (Pseudorandom Noise PN): secuencias M, códigos Gold, secuencias Kasami y otras más. Las secuencias código PN son generadas por algoritmos de registros de corrimiento (Linear Feedback Shift Register LFSR).

Un código ensanchador es un conjunto de secuencias ortogonales en donde todas las parejas conocidas presentan una correlación cruzada igual a cero [Wang, 2006].

Las ventajas de la técnica de espectro ensanchado son [Técnicas DSSS, 2007]:

1. *Baja densidad espectral de potencia:* como la señal es ensanchada sobre una banda de frecuencia mayor, la densidad espectral de potencia es muy pequeña, por lo que otros sistemas de comunicaciones no son afectados por este tipo de comunicaciones. Sin embargo el nivel de AWGN aumenta.
2. *Operación limitada por la interferencia:* en todas las situaciones el espectro de frecuencia es completamente utilizado.
3. *Privacidad, consecuencia de los códigos aleatorios desconocidos:* la aplicación de códigos son “ en principio” desconocidos para un usuario hostil. Es decir, es muy difícil poder detectar un mensaje de otro usuario.
4. *Aplicar espectro ensanchado implica la reducción de efectos multi trayectoria.*
5. *Buen desempeño anti-jamming.*

El parámetro principal en los sistemas de espectro ensanchado es la *ganancia de procesado*, el cual se define como la relación entre ancho de banda de la transmisión (BW_t) y la información (BW_i):

$$G_p = \frac{BW_t}{BW_i} \quad (36)$$

donde a G_p se le conoce como el “*factor de ensanchamiento*” (spread factor SF). La ganancia de procesamiento determina el número de usuarios que pueden ser permitidos en un sistema, la dificultad para jamming o detectar una señal, etc.

IV.2 Categorías de Espectro Ensanchado

Existen dos técnicas para obtener una señal de espectro ensanchado: ensanchamiento de secuencias pseudoaleatorias de Secuencia Directa (Direct Sequence DS) y Saltos en frecuencia (Frequency hopping FH) [Jhong, 1998].

IV.2.1 Secuencia Directa (Direct Sequence DS)

Secuencia directa es la técnica más conocida de espectro ensanchado. La señal de información es multiplicada por un código pseudoaleatorio (PN code) [Técnicas, 2007].

Un código pseudoaleatorio es una secuencia de *Chips* con valores -1 y 1 (bipolar) ó 0 y 1 (binario). Como se mencionó existen varias familias de códigos PN, donde se forman con al menos un registro de corrimiento. Cuando la longitud de un registro de corrimiento es n , tiene un periodo N_{DS} :

$$N_{DS} = 2^n - 1 \quad (37)$$

En sistemas de secuencia directa la longitud del código es la misma que la del factor de ensanchamiento (SF):

$$SF(DS) = N_{DS} \quad (38)$$

Esto también se puede apreciar en la figura 17, donde se muestra el código PN es combinado con la señal de información, en este ejemplo $N_{DS} = 4$. El ancho de banda de la información es multiplicado por un factor SF.

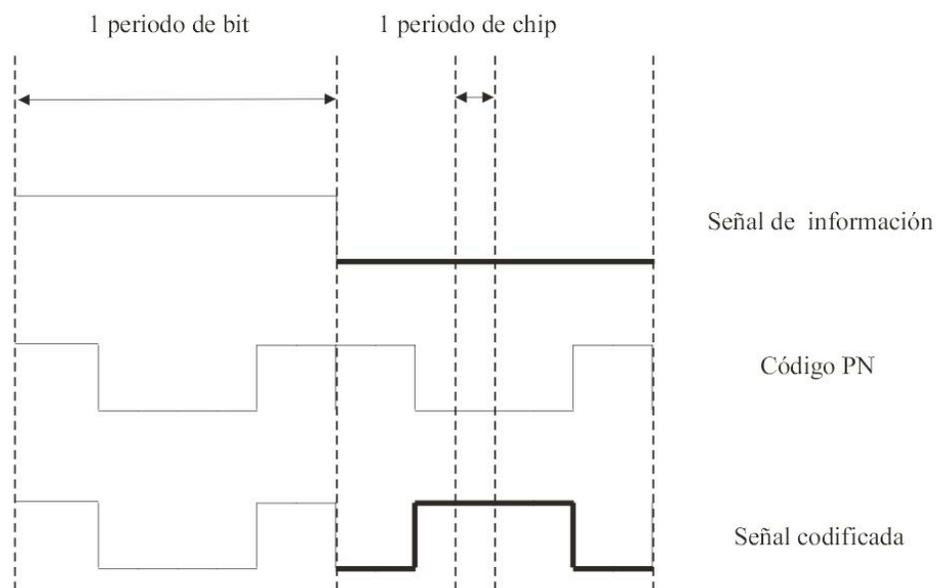


Figura 17. Ensanchamiento por secuencia directa.

En la figura 18, se muestra un sistema de secuencia directa de dos usuarios. En el receptor, la señal recibida es multiplicada otra vez por el mismo código PN (el receptor conoce a este código PN), para recuperar el espectro del usuario de interés.

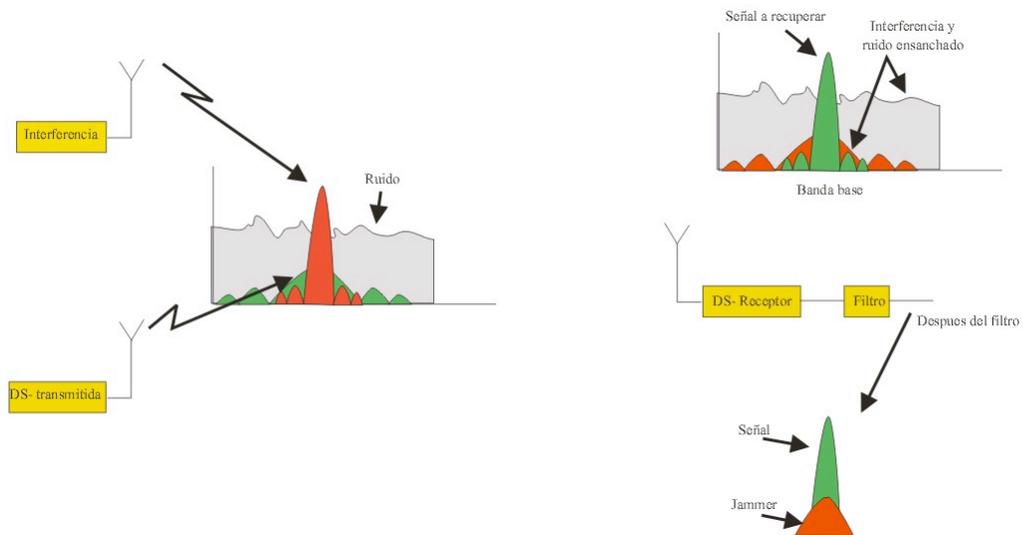


Figura 18. Concepto de secuencia directa, antes y después de desensanchar.

IV.2.2 Saltos en frecuencia (Frequency Hopping FH)

Otra técnica de espectro ensanchado es la de saltos en frecuencia, esta se aplica cuando la frecuencia portadora esta “saltando” acorde a una secuencia única (una secuencia FH de longitud N_{FH}). De esta manera el ancho de banda se incrementa por un factor de N_{FH} (si el canal esta sincronizado):

$$SF(FH) = N_{FH} \quad (39)$$

El proceso de saltos en frecuencia se muestra en la figura 19. Una desventaja de esta técnica y que en secuencia directa no lo sería, es la dificultad de obtener una ganancia de procesamiento grande.

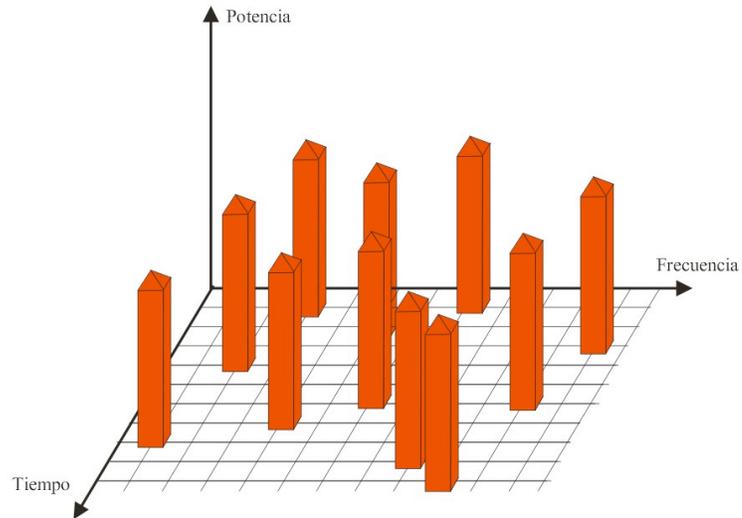


Figura 19. Concepto de los saltos en frecuencia.

IV.2.3 Sistemas híbridos: DS / (F)FH

La técnica de espectro ensanchado DS/FFH es una combinación de DS y FH. Un bit de dato es dividido en canales de saltos de frecuencia (frecuencias portadora). En cada salto de canal un código PN es multiplicado por la señal de datos.

Como la secuencia FH y los códigos PN son parejas, una dirección es una combinación de una secuencia FH y códigos PN. Para dar la oportunidad a dos usuarios compartir el mismo canal de frecuencia al mismo tiempo. Las secuencias de saltos en frecuencia son escogidos de tal manera que dos transmisores con diferente secuencia FH compartan a lo mas dos frecuencias al mismo tiempo.

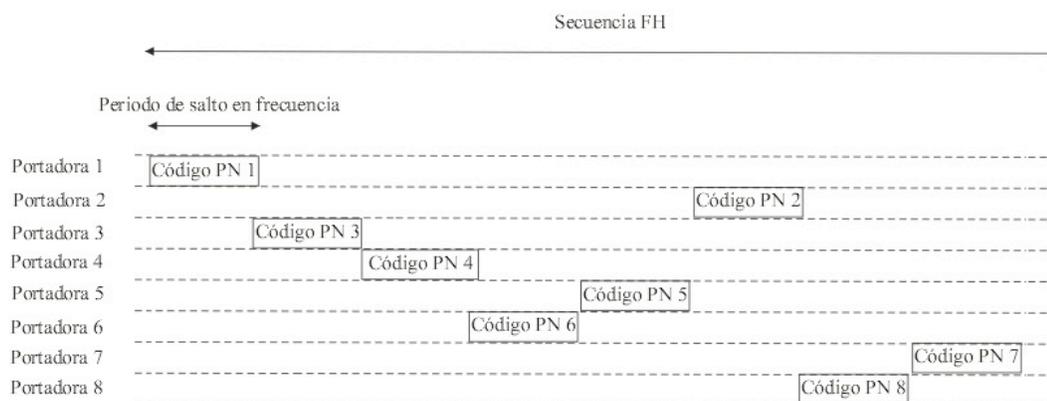


Figura 20. Esquema de ensanchamiento DS-FH.

IV.3 Funciones Hadamard Walsh

Las funciones Walsh están basadas en los códigos Hadamard, las cuales son una buena elección entre muchos métodos para generar códigos ortogonales. Las matrices Hadamard de diferentes dimensiones son establecidas por la siguiente relación recursiva [Woo, 2002]:

$$H_{2^n} = \begin{bmatrix} H_n & H_n \\ H_n & \overline{H_n} \end{bmatrix} \quad \text{y} \quad H_1 = 1 \quad (40)$$

Para convertir una matriz Hadamard $n \times n$ en n códigos ortogonales, simplemente tomamos un renglón de la matriz y reemplazamos un “0” con “-1”. Nótese que el producto punto de cualquier pareja de códigos ortogonales es cero. Observemos el siguiente ejemplo:

$$H_1 = 1 \rightarrow H_2 = \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \rightarrow H_4 = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & 0 & 1 & 0 \\ 1 & 1 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & -1 & 1 & -1 \\ 1 & 1 & -1 & -1 \\ 1 & -1 & -1 & 1 \end{bmatrix} \quad (41)$$

Para H_4 , convertimos la matriz binaria a bipolar para poder tomar dos códigos y probar que son ortogonales entre si, supongamos que tomamos el segundo ($H_{(4,2)}$) y cuarto ($H_{(4,4)}$) renglón de la matriz H_4 . Entonces el producto punto es:

$$H_{(4,2)} = [1 \ -1 \ 1 \ -1]$$

$$H_{(4,4)} = [1 \ -1 \ -1 \ 1]$$

$$\begin{aligned} \rightarrow H_{(4,2)} \cdot H_{(4,4)} &= [1 \ -1 \ 1 \ -1] \\ &= [1 \ -1 \ -1 \ 1] \\ &\hline &= [1 \ +1 \ -1 \ -1] = 0 \end{aligned} \tag{42}$$

Notamos que el resultado fue “0” con lo que se comprueba que los códigos son “ortogonales”. Cuando el producto punto no es cero, tenemos códigos no ortogonales. Observemos un ejemplo de dos códigos no ortogonales de longitud 4 (A y B).

$$A = [1 \ -1 \ 1 \ -1]$$

$$B = [1 \ 1 \ -1 \ 1]$$

$$\begin{aligned} \rightarrow A \cdot B &= [1 \ -1 \ 1 \ -1] \\ &= [1 \ 1 \ -1 \ 1] \\ &\hline &= [1 \ -1 \ -1 \ -1] = -3 \end{aligned} \tag{43}$$

CAPÍTULO V

V.1 Origen del modelo propuesto

En la tesis de Carlos Guillermo Valdez Castilla (2006), en su trabajo de tesis observó que cuando se maneja modulación M-QAM y códigos de ensanchamiento del tipo Hadamard Walsh, se logra que un usuario transmita su información usando solo dos símbolos de la modulación seleccionada para un enlace de bajada (forward link).

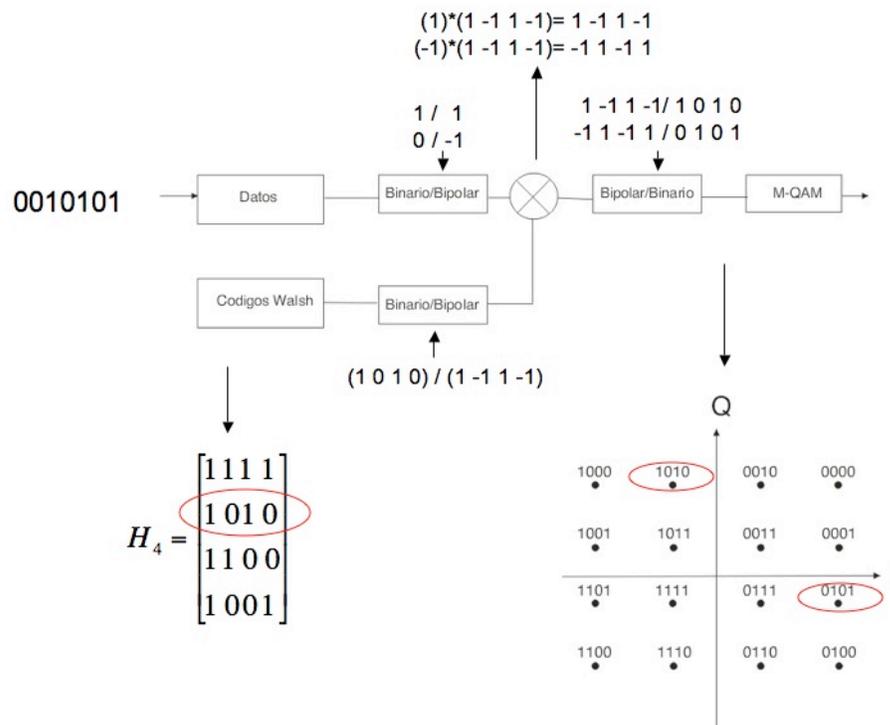


Figura 21. Esquema tradicional para la asignación de símbolos. Caso 16-QAM / SF=4.

Sin embargo como notamos en el ejemplo de la figura 21, a cada usuario se le asignan dos símbolos dentro de la constelación 16-QAM (uno cuando el código es directo y otro en su caso negado). Así que de 16 símbolos en la constelación, solo se utilizarán 8

símbolos (cuando haya 4 usuarios) y los otros 8 nunca se utilizaran (porque no hay mas códigos que los puedan tomar). Así que se pensó incluir una etapa que aproveche a esos símbolos sobrantes.

V.2 Objetivo del apuntador

Para acomodar los M chips del bit codificado, en una constelación menor a 2^M (y mejorar la eficiencia espectral). Se plantea una etapa llamada *Apuntador*, la cual nos ayudara en la adaptación de la combinación de espectro ensanchado y modulación M-QAM. Entonces partiendo de la idea de que a cada usuario se le asigna dos símbolos dentro de una constelación M-QAM y considerando que el factor de ensanchamiento que es el que determina el número de usuarios en el sistema. Tenemos para un factor de ensanchamiento (Hadamard Walsh) “ X ” , el mínimo de símbolos que debe tener la constelación M-QAM es “ $2X$.”

Actualmente las modulaciones que se implementan en sistemas que utilizan DSSS son BPSK y QPSK, debido a su sencillez en la implementación y buen desempeño que presentan. Sin embargo, muchas investigaciones recientes están enfocadas en el concepto de lograr altas tasas de transmisión, por ejemplo la demanda de servicios multimedia [Prätor (2003)]. El desempeño de la modulación con altos ordenes de constelación, ha originado varias publicaciones en el campo de sistemas de comunicaciones CDMA (la cual utiliza DSSS). El aumento en el tamaño de la constelación resulta atractivo para lograr altas

tasas de transmisión en sistemas de tercera generación [Prätor, 2003], [Shamain, 1998], [Milstein, 1997] y [Qamar, 2005].

Entonces combinaremos la idea de utilizar constelaciones de alto orden del tipo M-QAM (buscando una mejora en la eficiencia espectral en la transmisión) con la técnica de espectro ensanchado (códigos Walsh) teniendo que adaptar la longitud del código ensanchador a una longitud $\log_2 M$ (M es el orden de la constelación M-QAM), para que cada usuario logre exclusividad en dos símbolos (esto en sistemas donde la etapa de modulación esta después que la etapa de ensanchamiento). A su vez esta interpretación depende de los cambios de los códigos Hadamard Walsh que tendrían que ser de la misma longitud de $\log_2 M$ (para que cada código completo tenga relación con un símbolo de la constelación).

En un esquema de espectro ensanchado el bit se multiplica por un código ensanchador generando Chips, para este esquema en la etapa de modulación M-QAM, cada símbolo de la constelación se representa por $\log_2 M$ chips.

En la figura 22, podemos ver que cada símbolo de la constelación 8-QAM se representa por 3 chips ($\log_2 M$) y cada bit se multiplicó por un factor de ensanchamiento de orden 4, así que por 3 bits tenemos 12 chips. Entonces se asignaran 4 símbolos (1 símbolo son 3 chips) para los 3 bits de entrada. Como podemos apreciar se necesitan más símbolos por cantidad de bits que se desean transmitir. Así que el apuntador debe adaptar la longitud

de un código 4 a uno de longitud 3 (chips que necesita un símbolo de 8-QAM), para enviar mas chips por símbolo y ser eficiente en el espectro que utiliza cada símbolo.

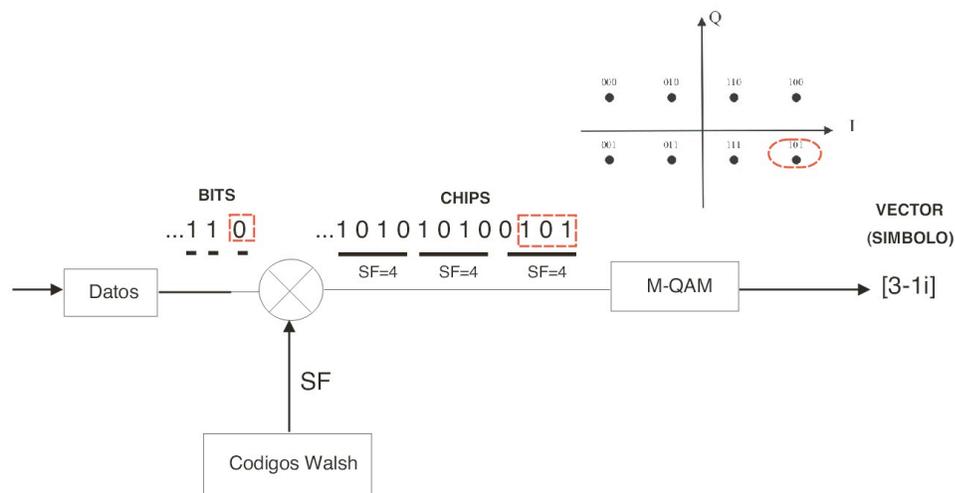


Figura 22. Esquema tradicional para la asignación de símbolos. Caso 8-QAM / SF=4.

En la figura 23 una secuencia de 4 chips se le asigna otra secuencia de 3 chips para que se le pueda asignar un símbolo complejo de la constelación 8-QAM. La asignación que realiza el apuntador se puede dar en base a una tabla o por medio de un algoritmo.

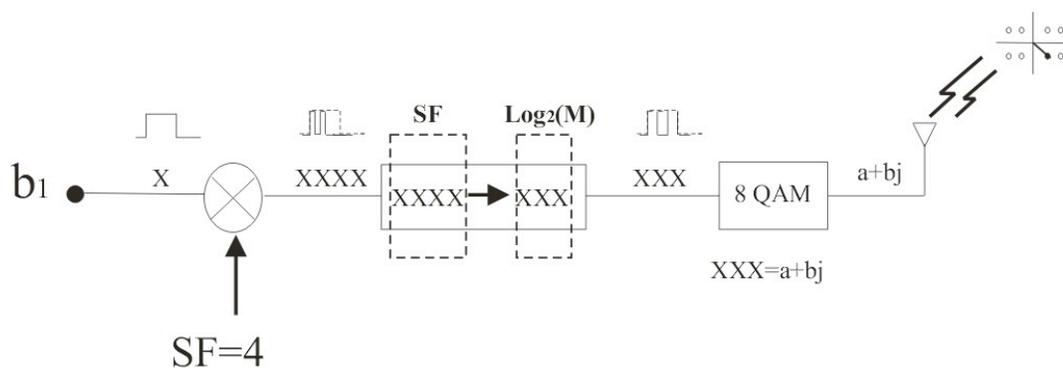


Figura 23. Ilustración del apuntador para el caso 8-QAM con SF=4.

Como se ilustra en la figura 24, el apuntador se encontrará entre la etapa de ensanchamiento y la de modulación, para un enlace de bajada. En la etapa de recepción conocerá el procedimiento del apuntador para recuperar los chips originales. Por medio de un canal piloto se puede enviar esta información.

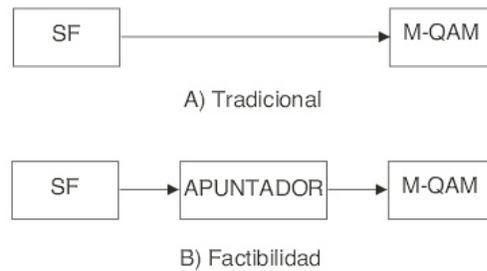


Figura 24. A) Caso tradicional. B) Caso con Apuntador.

V.3 Casos donde se implementará del apuntador

Esta idea del apuntador va dirigida para aplicarse en sistemas inalámbricos, donde no se pueden manejar altos ordenes de constelación QAM, debido a la demanda de mayor energía en la constelación de estos para conservar un tasa de bit erróneo buena. Así que limitaremos nuestro análisis a una constelación no mayor de 32 QAM.

Por otra parte la longitud de los códigos ensanchadores que utilizaremos, se rigen por una matriz Hadamard, donde la dimensión de los códigos determinan la cantidad de usuarios y como se mencionó anteriormente, la cantidad de usuarios está ligada con los símbolos de la constelación en una relación 2:1. No podemos utilizar factores de

ensanchamiento 1 y 2, ya que en el primer caso no estaríamos ensanchando y en el segundo tendríamos que utilizar 4-QAM (QPSK). Sin embargo la idea es analizar esquemas de alto orden, así que empezaremos con 8-QAM, eso trae como consecuencia analizar como mínimo el factor de ensanchamiento 4.

Tabla I. Relación entre factor de ensanchamiento y orden del esquema M-QAM

SF	2*SF	M-QAM	$\log_2 M$
4	8	8	3
8	16	16	4
8	16	32	5

De la tabla I, para los dos primeros casos se utilizan todos los símbolos de la constelación, mientras que en el último caso solo se utiliza la mitad, ya que se limitó este trabajo para 32 QAM con SF=8, porque sería más complicado el análisis para el caso de 16 usuarios (SF=16), y este se propone como trabajo futuro, si los casos por analizar son satisfactorios.

Por tanto los casos donde se analiza el comportamiento del apuntador son los indicados en la tabla I, comparando el desempeño de la tasa de bit erróneo de un sistema con Apuntador con otro sin Apuntador.

V.4 Operación del apuntador

Un modo de operación del apuntador es por medio de una tabla, la cual se encarga de asignar la longitud de los chips que entraran a la etapa de modulación, dependiendo el orden de modulación M-QAM y factor de ensanchamiento. Otra opción de operación es por medio de un algoritmo, el cual realiza la misma tarea que el modo por tabla. Sin embargo por el modo de algoritmo es complejo y requiere más tiempo de procesado.

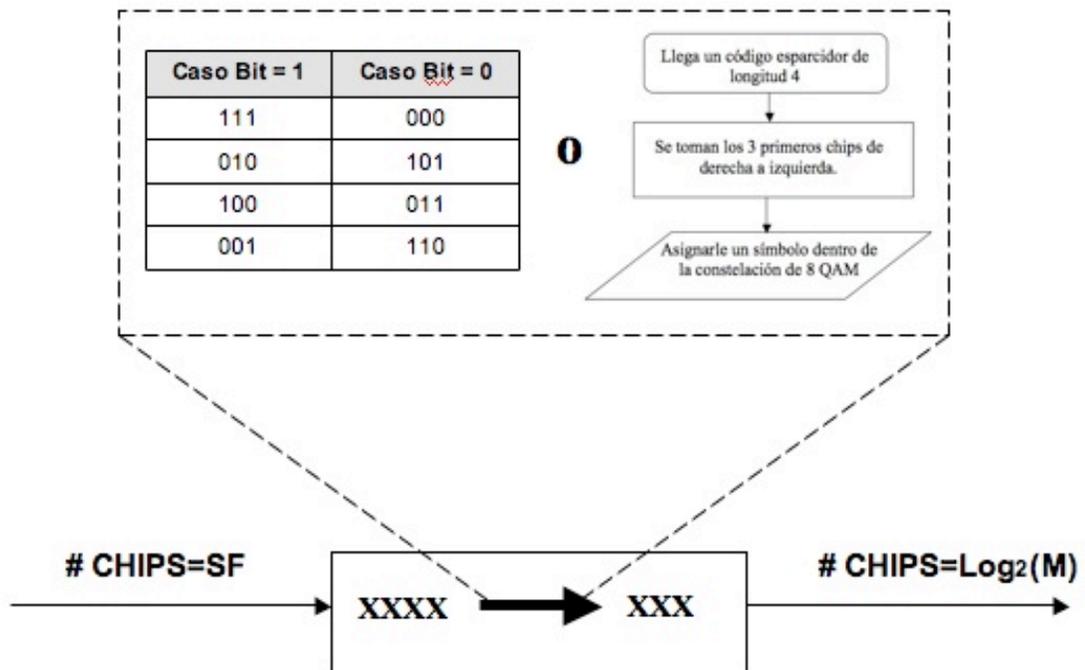


Figura 25. Ilustración de los modos de operación del apuntador para el caso 8-QAM / SF=4.

V.4.1 Operación del apuntador en base a un algoritmo

Cuando el apuntador utiliza un algoritmo para la asignación de símbolos, debe de seguir un procedimiento que se genera en base a la ubicación de los símbolos en la constelación y evitar que los símbolos asignados no se traslapen. Este algoritmo debe existir para la etapa de transmisión y otro proceso inverso para la etapa de recepción. En los siguientes diagramas de flujo se propone un algoritmo para cada caso por estudiar.

En la figura 26 y figura 27 se muestra un algoritmo propuesto para 8-QAM con SF=4 para la etapa del transmisor como para el receptor, respectivamente. Los chips se manejan en representación binaria

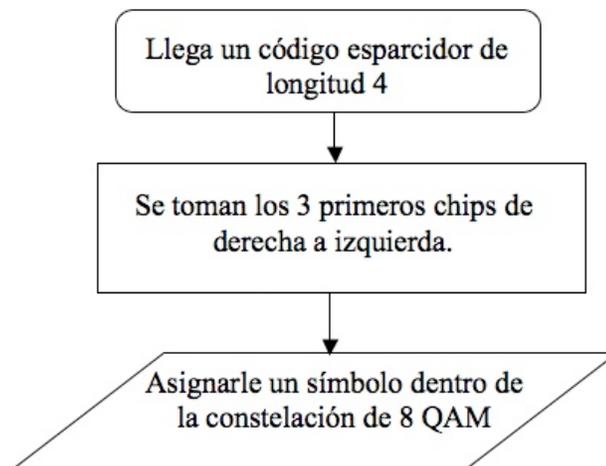


Figura 26. Diagrama de flujo de un algoritmo propuesto para la transmisión del caso 8-QAM con SF=4.

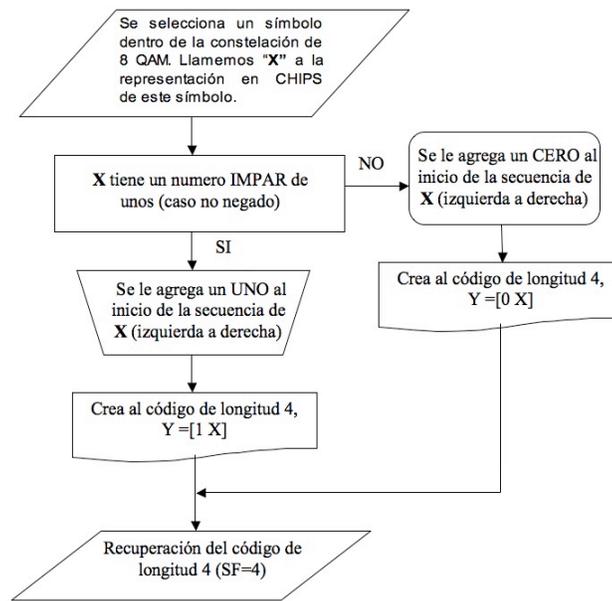


Figura 27. Diagrama de flujo de un algoritmo propuesto para la recepción del caso 8-QAM con SF=4.

En la figura 28 y figura 29 se muestra un algoritmo propuesto para 16-QAM con SF=8 para la etapa del transmisor como para el receptor, respectivamente. Los chips se manejan en representación binaria.

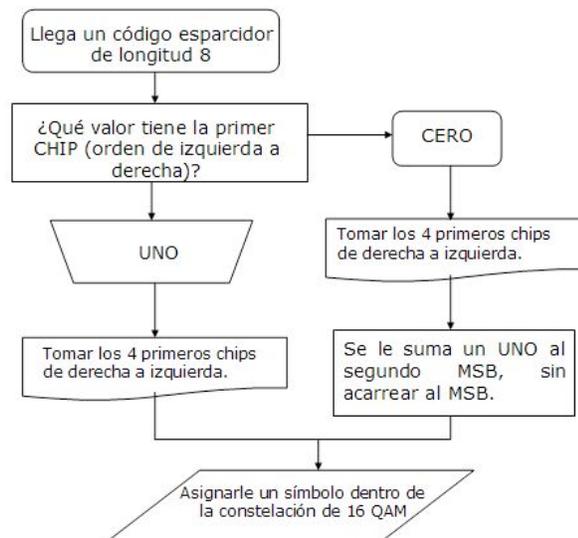


Figura 28. Diagrama de flujo de un algoritmo propuesto para la transmisión del caso 16-QAM con SF=8.

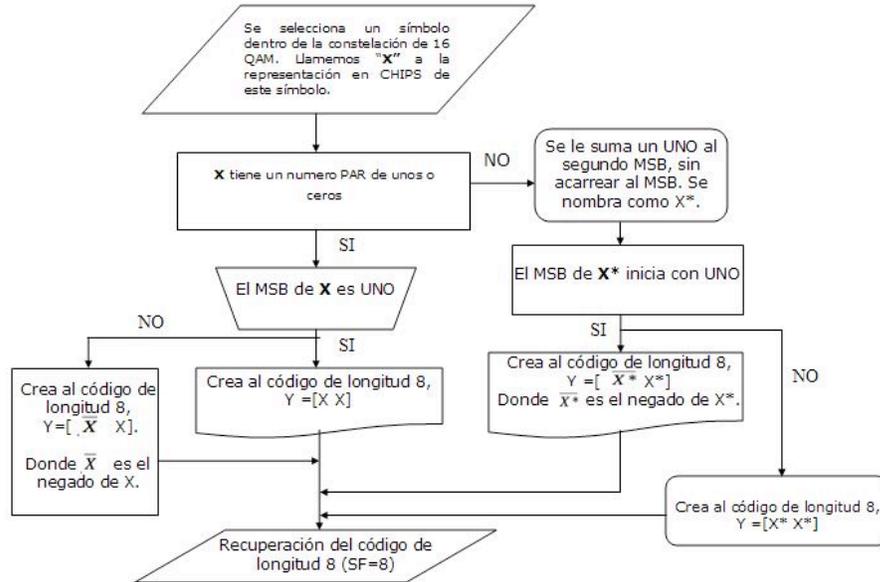


Figura 29. Diagrama de flujo de un algoritmo propuesto para la recepción del caso 16-QAM con SF=8.

Por último en la figura 30 y figura 31 se muestra un algoritmo propuesto para 32-QAM con SF=8 para la etapa del transmisor como para el receptor, respectivamente. Los chips se manejan en representación binaria.

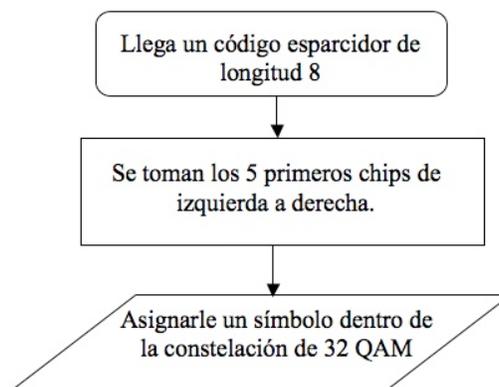


Figura 30. Diagrama de flujo de un algoritmo propuesto para la transmisión del caso 32-QAM con SF=8.

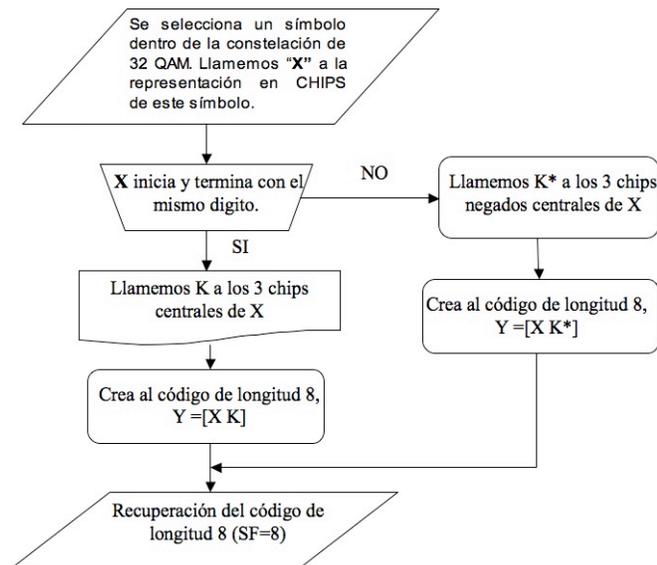


Figura 31. Diagrama de flujo de un algoritmo propuesto para la recepción del caso 32-QAM con SF=8.

En cualquiera de los diagramas de flujo, se puede adaptar una secuencia de longitud SF a una de $\log_2 M$. Estos algoritmos pueden ser modificados de acuerdo a las necesidades del sistema (ubicación de los símbolos).

V.4.2 Operación del apuntador en base a una tabla

Una manera más simple de asignar símbolos dentro de una constelación, puede ser por medio de una tabla. La cual distribuye los chips que entran a la tabla a símbolos dentro de la constelación. Este método de operación para el apuntador, se considera más rápido y simple que utilizar un algoritmo (debido al tiempo de adaptación). A continuación se muestran posibles tablas para los casos estudiados. La asignación que realiza la tabla se genera a partir de elegir una distribución que presente mejor desempeño en el sistema propuesto.

Tabla II. Operación del apuntador en base a una tabla para el caso 8-QAM y SF=4.

Chips a la entrada de la tabla (Chips de longitud SF)	Caso Bit = 1 ($\log_2 M$)	Caso Bit = 0 ($\log_2 M$)
1111	111	000
1010	010	101
1100	100	011
1001	001	110

Tabla III. Operación del apuntador en base a una tabla para el caso 16-QAM y SF=8.

Chips a la entrada de la tabla (Chips de longitud SF)	Caso Bit = 1 ($\log_2 M$)	Caso Bit = 0 ($\log_2 M$)
11111111	1111	0100
10101010	1010	0001
11001100	1100	0111
10011001	1001	0010
11110000	0000	1011
10100101	0101	1110
11000011	0011	1000
10010110	0110	1101

Tabla VI. Operación del apuntador en base a una tabla para el caso 32-QAM y SF=8.

Chips a la entrada de la tabla (Chips de longitud SF)	Caso Bit = 1 ($\log_2 M$)	Caso Bit = 0 ($\log_2 M$)
11111111	11111	00000
10101010	10101	01010
11001100	11001	00110
10011001	10011	01100
11110000	11110	00001
10100101	10100	01011
11000011	11000	00111
10010110	10010	01101

V.5 Operación del apuntador en un sistema DSSS

Al aplicar el apuntador en sistemas donde se utiliza espectro ensanchado y modulación M-QAM, se obtuvo que en casos de múltiples usuarios un sistema con Apuntador se ve afectado fuertemente, ya que los códigos ortogonales pierden sus propiedades debido a la adaptación que genera la etapa del Apuntador y por lo cual ya no podemos aplicar los procesos ya existentes para recuperar la información en este tipo de caso de usuarios múltiples. En el caso de un usuario se puede implementar sin problemas la etapa del apuntador.

V.5.1 Sistema de un usuario

El esquema del apuntador cuando se maneja un usuario, solo necesita un ecualizador para contrarrestar los efectos del canal radio para aplicarles el proceso inverso y recuperar la información.

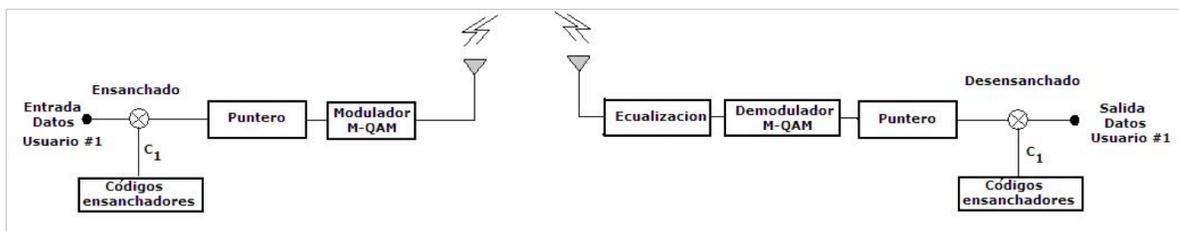


Figura 32. Modelo de un sistema DSSS con apuntador para un usuario.

V.5.2 Sistema de multiusuario

Al aplicar el esquema del apuntador cuando se manejan múltiples usuarios, se necesita un receptor que sea capaz de discriminar al usuario de interés con su código asignado. Sin embargo al momento de implementar la etapa del apuntador se pierde la propiedad de ortogonalidad, pero se gana la exclusividad de símbolos dentro de la constelación M-QAM. Así que con esta exclusividad de símbolos que ganan los usuarios, será la manera con la que el receptor tendrá que discriminar en un usuario de otro.

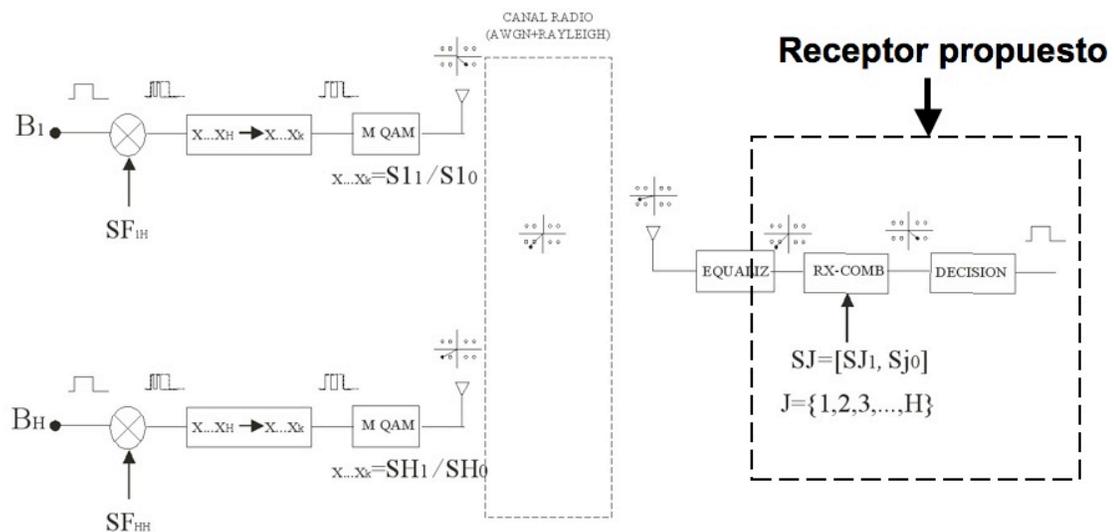


Figura 33. Modelo de un sistema DSSS con apuntador para múltiples usuarios.

En la figura 33 se observa que después de la etapa del apuntador cada usuario tiene dos símbolos asignados en la constelación ($S_j = [S_{j1}, S_{j0}]$) y a su vez estos símbolos tienen

una representación compleja. Así que el receptor en cada periodo de símbolo, debe interpretar la superposición de todos los vectores de los usuarios que intervienen en la transmisión (suponemos que todos transmiten simultáneamente), de tal manera que después de compensar los efectos del canal radio sobre la señal recibida con alguna técnica de ecualización, se pueda obtener el símbolo del usuario que se solicite. Así que se necesita un receptor que discrimine en base a la única información que se tiene de cada usuario, que es la ubicación de sus dos símbolos.

V.6 Receptor propuesto para el apuntador en escenario con múltiples usuarios

Considerando que cada señal que se modula por M-QAM en banda base, se puede representar por un vector. Suponiendo que para 16-QAM los chips 1010 representan el símbolo complejo $[1-1i]$; además suponiendo que la etapa del apuntador produce exclusividad de los símbolos entre los usuarios. Con lo anterior, se propuso el siguiente receptor que funciona en base a descartar combinaciones, para encontrar al vector (símbolo del usuario) de interés. El funcionamiento de este receptor se basó en la idea de como trabaja el MSE (Minimum Square Error), el cual en estadística es un estimador del cuadrado del error y el error es lo que difiere de la cantidad para ser estimada. En la figura 34 se propone un receptor para separar a los usuarios por medio de la posición de los símbolos les asigna la etapa del Apuntador. Este receptor se estructuro de manera artesanal, ya que no se pudo contar con modelos matemáticos y se opto tomar el modelo que presento mejor desempeño en las simulaciones (se limito el trabajo en el receptor, debido al objetivo

de la tesis). El diagrama a flujo analiza la información de la señal por periodo de símbolo, en este caso cada 4 Chips (16 QAM).

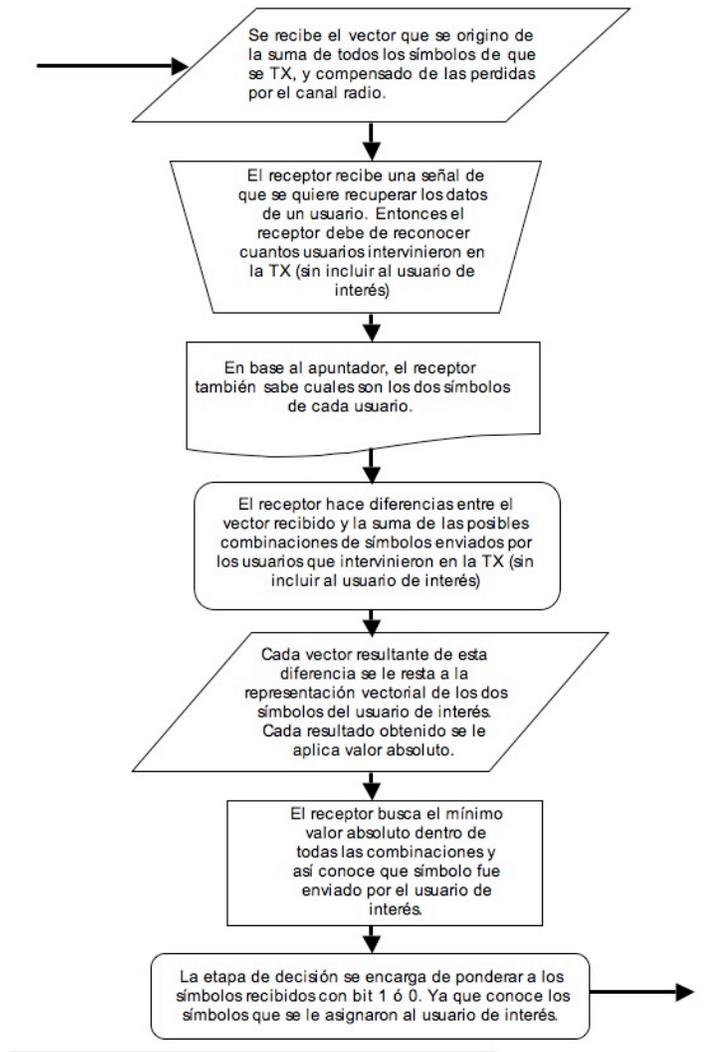


Figura 34. Diagrama de flujo del Receptor propuesto para el apuntador con múltiples usuarios.

V.6.1 Ejemplo del Receptor propuesto para escenario con múltiples usuarios

Analicemos el siguiente ejemplo para entender mejor el funcionamiento del receptor. En la figura 35 se puede apreciar que tenemos un escenario con tres usuarios que utilizan cada uno modulación 16 QAM, donde cada uno tiene dos posibilidades de enviar su información (bit=1 / bit = 0), que a su vez el apuntador ya les asignó dos símbolos complejos de la constelación. Suponemos que en un periodo de símbolo cada usuario envió el vector del usuario 3, indicado en la tabla de la figura 35 de color oscuro. Al transmitirse de manera independiente y para facilitar el análisis se considera que están sincronizados todos los transmisores, existe una superposición de estos vectores generando el vector $A+Bj$.

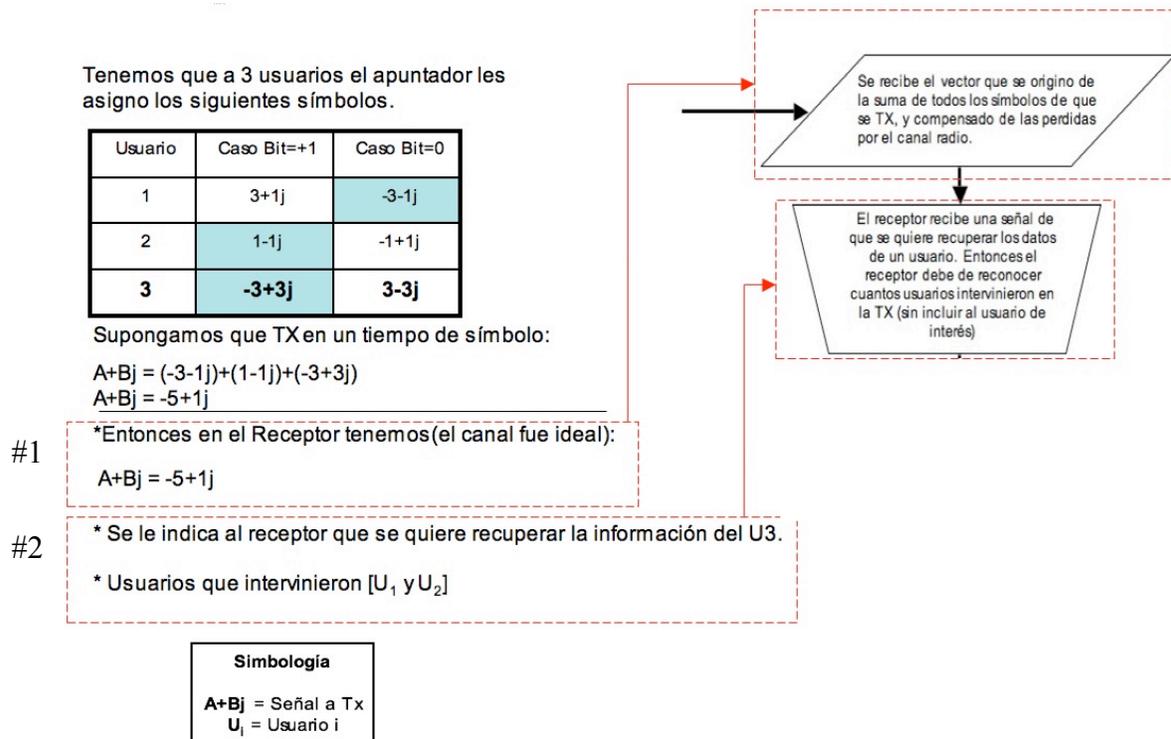


Figura 35. Ejemplo de las primeras dos etapas del receptor propuesto.

Después pasa este vector a través de un canal ideal (no produce distorsiones) y se le pide al receptor recuperar al usuario #3 (U_3), así que el receptor solicita a través de un canal piloto que le digan que otros usuarios intervinieron en la transmisión, para conocer que símbolos tiene cada usuario. Sin embargo con estos datos solicitados, el receptor no conoce la información de cada usuario, solo sabe en que posiciones de la constelación los puede encontrar.

En la figura 36, la 3ª etapa del receptor reconoce que símbolos tienen los usuarios que intervinieron en la transmisión (sin considerar al interesado). En la 4ª etapa realiza las todas las combinaciones posibles de los símbolos de los usuarios que se encontraron en la etapa anterior, llamaremos m al número de combinaciones de estos usuarios. Entonces D_i con $i=1,2..m$, son la diferencia del vector $A+Bj$ con la diferencia de cada combinación de las m totales. En este caso son 4 combinaciones totales, y por eso se producen 4 diferencias (D_1, D_2, D_3 y D_4). En la 5ª etapa se realiza otra diferencia entre las D_1, D_2, D_3 y D_4 contra los dos posibles símbolos del usuario de interés. Denotaremos como “AD1” a la diferencia del primer símbolo del usuario de interés contra la primer diferencia obtenida en la etapa anterior, y “BD1” a la diferencia del segundo símbolo del usuario de interés contra la primer diferencia obtenida en la etapa anterior. Análogamente se obtienen: AD2, BD2, AD3, BD3, AD4 y BD4. Con esto se busca encontrar al vector que tenga el valor más parecido a alguno de los símbolos complejos utilizados por el usuario de interés.

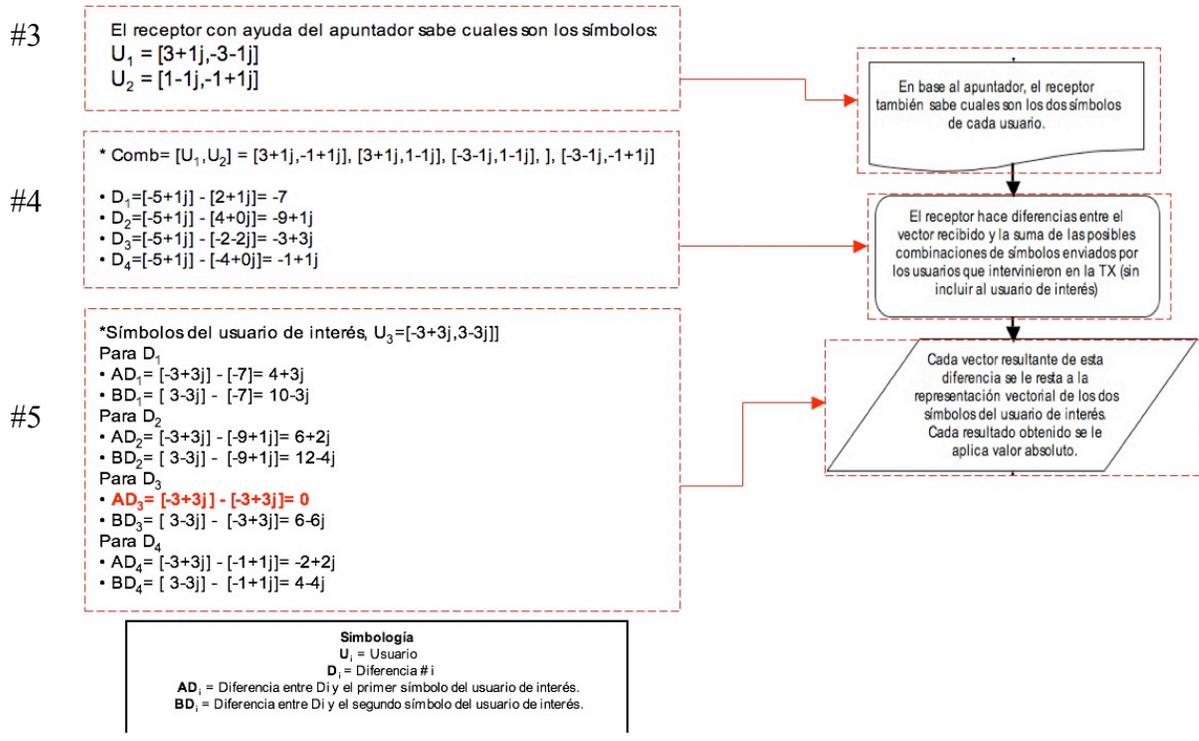


Figura 36. Ejemplo de la 3ª, 4ª y 5ª etapa del receptor propuesto.

Finalmente en la figura 37 a cada valor obtenido en la etapa anterior le aplicamos su valor absoluto, para poder apreciar el valor que es mínimo dentro de todos los casos que analizamos. De esta manera el receptor decide que símbolo complejo fue el que se envió. Una vez recuperado el símbolo complejo, la etapa de decisión se encargará de interpretar este símbolo como un bit (1 ó 0).

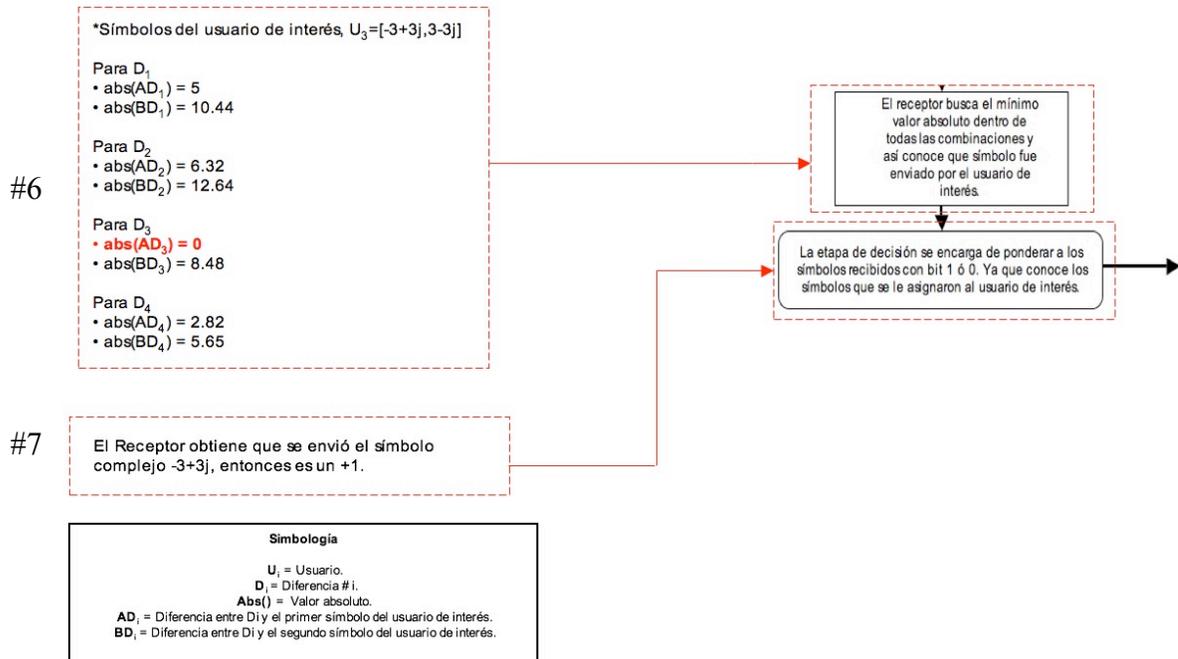


Figura 37. Ejemplo de las últimas dos etapas del receptor propuesto.

Concluiremos que en la etapa del receptor propuesto (se observa en la figura 36 como RX-COMB) se establece el valor mínimo de una serie de combinaciones entre el símbolo recibido y los símbolos de usuarios que intervinieron en el TX (este dato se envía por un canal piloto), con este se decide el valor de BIT de salida para un periodo de símbolo. El problema que presenta la etapa del RX-COMB, es que puedan repetirse símbolos en las series de combinaciones que se producen en esta etapa, generando incertidumbre en la decisión del valor mínimo. Este problema está ligado directamente con

la distribución de símbolos de los usuarios (función del Apuntador), dentro de la constelación M-QAM.

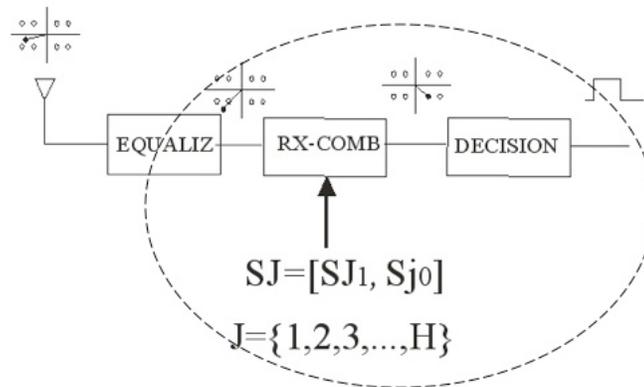


Figura 38. Etapas propuestas del receptor y decisión.

CAPÍTULO VI

VI.1 Consideraciones de la simulación.

En este capítulo mostraremos los resultados de las simulaciones para los casos mencionados: 8-QAM / SF=4, 16-QAM / SF=8 y 32-QAM / SF=8. Cada simulación se analiza en base a la tasa de bit erróneo (BER) contra la razón señal a ruido o energía de bit (SNR). Para asegurarnos del resultado de cada simulación, se realizó un promedio de tres simulaciones por caso, para una transmisión de 21000 bits a través de un canal AWGN y para otro canal AWGN con multitrayectorias (Rayleigh).

En la tabla V podemos ver los parámetros del canal radio que se utilizaron en la simulaciones.

Tabla V. Parámetros del canal radio utilizados en la simulación.

Canal	Parámetro	Valor
Rayleigh	Máximo desplazamiento Doppler	4 Hz
	Retardos (seg)	[0 1e-6]
	Ganancia de retardos (dB)	[0 -10]
AWGN	SNR (dB)	0 a 20
	Potencia de señal de entrada (watts)	1

VI.2 Criterio para la asignación de símbolos

Como se mencionó en el capítulo V, la tarea del apuntador es adaptar los chips que recibe a otros chips que se puedan representar en un símbolo de la constelación. Sin embargo esta asignación se da en base al rendimiento que presenta el receptor que se propone para escenario con múltiples usuarios. Ya que no importa la asignación de símbolos cuando se tiene un escenario de un usuario, debido a que no presenta el problema de tener que discriminar usuarios.

Así que se buscó la mejor distribución de los símbolos para los esquemas de modulación 8-QAM, 16-QAM y 32-QAM a simular con el receptor explicado en el capítulo anterior. Se realizó un programa que buscara el número total de combinaciones en que se pueden distribuir los símbolos para los usuarios del sistema (determinado por el factor de ensanchamiento), para implementarlo en el sistema. Con esto se buscaba encontrar la mejor distribución que no presente problemas con el receptor propuesto (valores repetidos). Sin embargo era casi imposible obtener el veredicto final de la simulación, ya que el procesamiento para una Pentium 4 con 2.66 GHz del procesador y 512 en RAM tardaba años. Por ejemplo para el caso de 16-QAM con un factor de ensanchamiento 8 (sistema con 8 posibles usuarios), el total de distribuciones fue $1.6346e+011$ y tardaba aproximadamente un segundo, para decir si cada distribución no presentaba problemas con el receptor con escenario de múltiples usuarios.

En consecuencia se limitó a seleccionar la distribución que por lógica y simulación presentaban mejor desempeño en el receptor propuesto (no presentaba tantas repeticiones de valores mínimos) .

VI.2.1 Asignación de símbolos

La asignación de los símbolos que realizará el apuntador será por medio de una tabla, y la distribución para cada caso se presentan en las siguientes figuras.

En la figura 36 se muestra la distribución de los símbolos de 16-QAM para 8 usuarios. Donde “S” representa al usuario, por ejemplo S1 serian los 2 símbolos que le asignaron al usuario #1. Para este ejemplo se utiliza el total de los símbolos de la constelación.

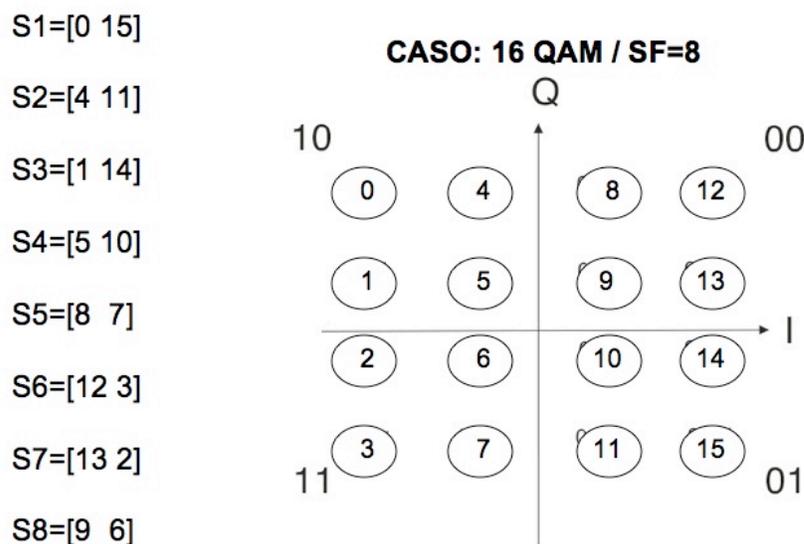


Figura 39. Distribución de los símbolos de 16-QAM para 8 usuarios.

En la figura 40 se muestra la distribución de los símbolos de 8-QAM para 4 usuarios. Donde “S” también representa al usuario. Para este ejemplo se utiliza el total de los símbolos de la constelación.

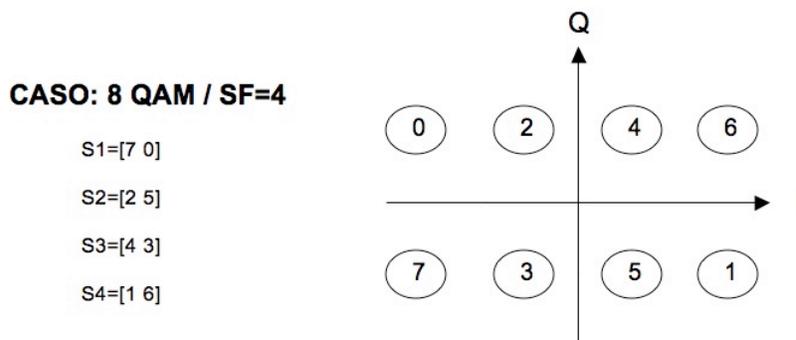


Figura 40. Distribución de los símbolos de 8-QAM para 4 usuarios.

Por último en la figura 41 se muestra la distribución de los símbolos de 32-QAM para 8 usuarios. Donde “S” representa al usuario. Para este ejemplo se utiliza la mitad de los símbolos de la constelación.

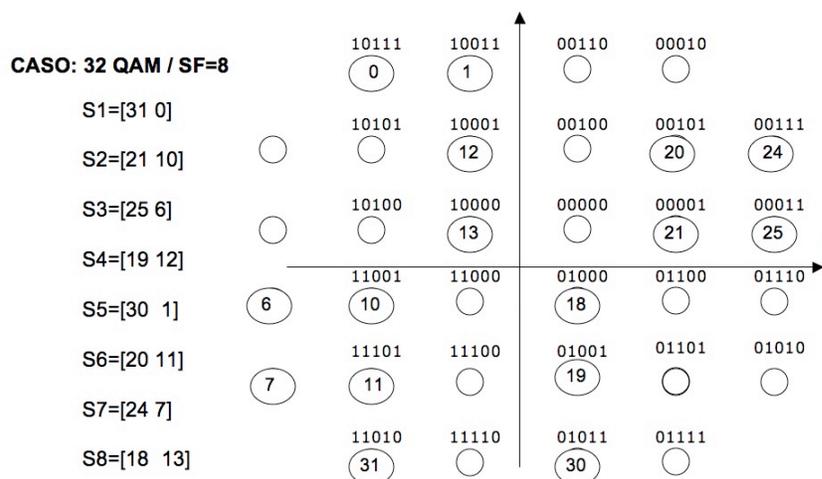


Figura 41. Distribución de los símbolos de 32-QAM para 8 usuarios.

Para cada caso de modulación se simuló para escenarios donde hay 1, 2 ó 3 usuarios simultáneos, ya que para más de 3 usuarios, el sistema presentaba una tasa de bit erróneo muy elevada (debido a que el receptor no podía recuperar los símbolos del usuario solicitado).

Así que se analizarán los siguientes casos para cada combinación de modulación QAM con factor de ensanchamiento:

Tabla VI. Casos que se simularán para los esquemas de modulación y factores de ensanchamiento propuestos.

M-QAM / SF	Caso	Número de usuarios
8-QAM / SF=4	1	Un usuario (interesado)
	2	Dos usuarios (interesado + uno extra)
	3	Tres usuarios (interesado + dos extras)
16-QAM / SF=8	1	Un usuario (interesado)
	2	Dos usuarios (interesado + uno extra)
	3	Tres usuarios (interesado + dos extras)
32-QAM / SF=8	1	Un usuario (interesado)
	2	Dos usuarios (interesado + uno extra)
	3	Tres usuarios (interesado + dos extras)

VI.3 Resultados de las simulaciones

A continuación se presentarán los resultados de las simulaciones, donde cada gráfica representa el promedio de tres simulaciones para una transmisión de 21000 bits a través de un canal AWGN y otro para canal AWGN con desvanecimiento Rayleigh.

VI.3.1 Resultados de la simulación para 8-QAM / SF=4.

En la figura 42 se muestra la matriz Hadamard Walsh de longitud 4 y la constelación completa de 8-QAM.

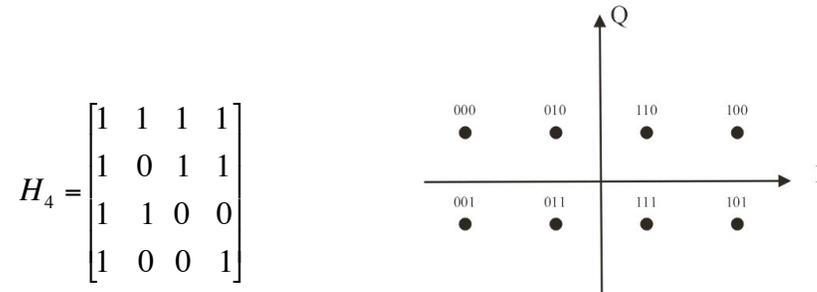


Figura 42. Código Walsh de longitud 4 y la constelación 8-QAM.

En la tabla VII se muestra los resultados que arrojaron las simulaciones para máximo tres usuarios simultáneos a través de un canal AWGN, para un código Walsh de longitud 4 en una constelación 8-QAM.

Tabla VII. Resultados de sistemas con 8-QAM y un factor de ensanchamiento 4 a través de un canal AWGN.

SNR (dB)	AWGN					
	BER (Con Apuntador)			BER (Sin Apuntador)		
	Caso 1	Caso 2	Caso 3	Caso 1	Caso 2	Caso 3
0	0.2234	0.183233333	0.027533333	0.043166667	0.183233333	0.2021
1	0.164	0.1755	0.015766667	0.0282	0.1755	0.194366667
2	0.108466667	0.170166667	0.007133333	0.0169	0.170166667	0.188166667
3	0.0668	0.1679	0.003366667	0.0096	0.1679	0.1861
4	0.038566667	0.167033333	0.000866667	0.004466667	0.167033333	0.184333333
5	0.018766667	0.1663	0.0002	0.002066667	0.1663	0.183766667
6	0.0067	0.152333333	3.33333E-05	0.0006	0.166233333	0.182866667
7	0.002266667	0.120001723	0	0.000266667	0.1662	0.1825
8	0.000566667	0.1245	0	3.33333E-05	0.1662	0.181666667
9	0	0.1245	0	0	0.1662	0.1803
10	0	0.116666674	0	0	0.1662	0.170366667
11	0	0.111136666	0	0	0.1662	0.1701
12	0	0.100033334	0	0	0.1662	0.170066667
13	0	0.099999999	0	0	0.1662	0.150043333
14	0	0.099963333	0	0	0.1662	0.158433333

15	0	0.0996	0	0	0.1662	0.1384
16	0	0.0996	0	0	0.1662	0.138066667
17	0	0.0996	0	0	0.1662	0.1380
18	0	0.0996	0	0	0.1662	0.1380
19	0	0.0996	0	0	0.1662	0.137333333
20	0	0.0996	0	0	0.1662	0.1371

En la figura 43 muestra los resultados para los tres casos con y sin apuntador. Se utilizó un canal AWGN, para una transmisión de 21000 bits. Se observa que solamente en el caso de la gráfica A, la etapa del Apuntador no mejora el BER con respecto a uno que no la tiene.

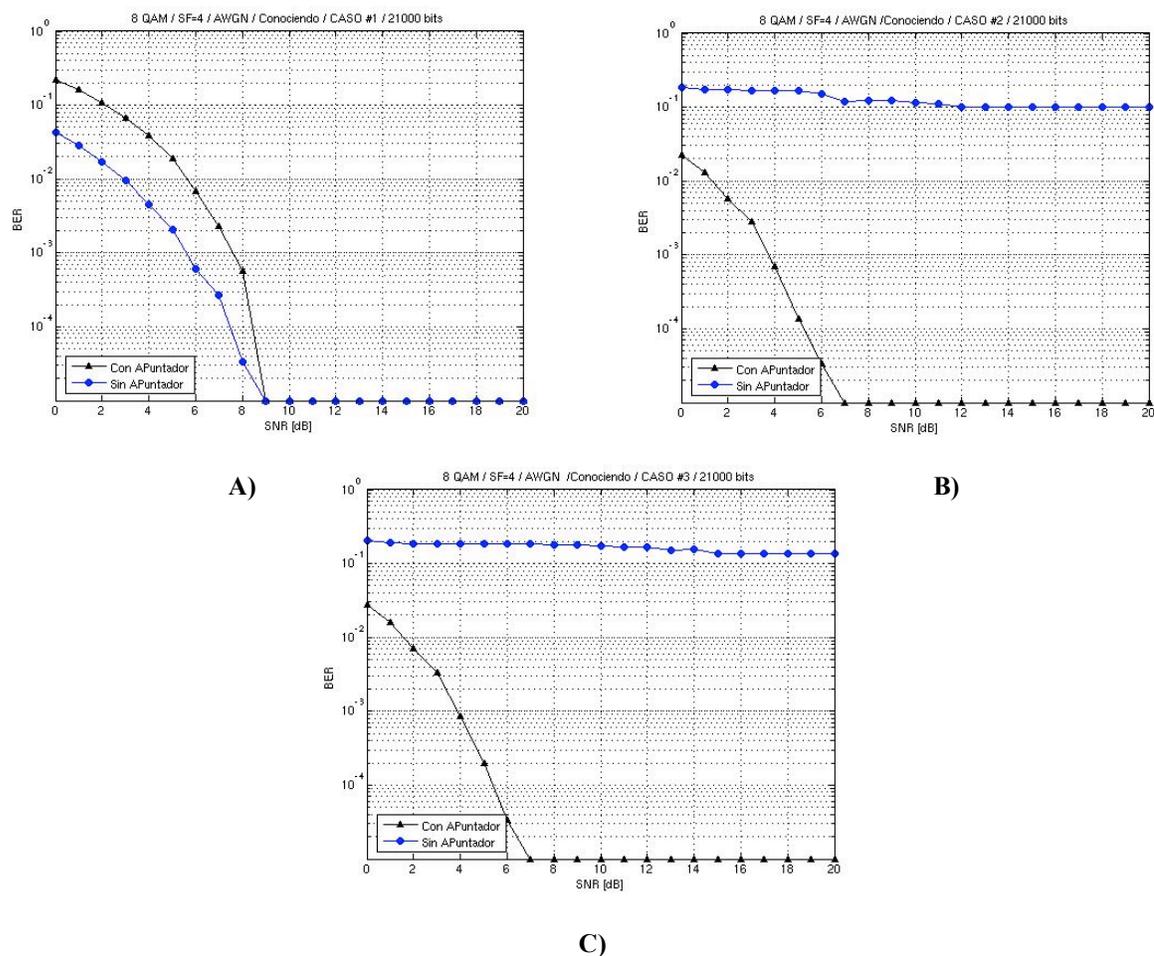


Figura 43. Caso 8-QAM / SF=4 con canal AWGN: A) Sistema con un usuario. B) Sistema con dos usuarios. C) Sistema con tres usuarios.

En la tabla VIII se muestra los resultados que arrojaron las simulaciones para máximo tres usuarios simultáneos a través de un canal AWGN con multitrayectorias, para un código Walsh de longitud 4 en una constelación 8-QAM.

Tabla VIII. Resultados de sistemas con 8-QAM y un factor de ensanchamiento 4 a través de un canal AWGN con multitrayectorias (Rayleigh).

AWGN + Rayleigh						
SNR (dB)	BER (Con Apuntador)			BER (Sin Apuntador)		
	Caso 1	Caso 2	Caso 3	Caso 1	Caso 2	Caso 3
0	0.495433333	0.245166667	0.2822	0.340166667	0.407166667	0.4571
1	0.457	0.221533333	0.254066667	0.306166667	0.3936	0.447333333
2	0.4134	0.202866667	0.2296	0.291833333	0.381633333	0.433166667
3	0.371466667	0.174133333	0.2043	0.279	0.372366667	0.418366667
4	0.332566667	0.154133333	0.1792	0.264933333	0.357033333	0.405866667
5	0.2891	0.131166667	0.154433333	0.2418	0.354866667	0.395933333
6	0.2526	0.1096	0.131533333	0.234233333	0.337166667	0.385466667
7	0.2158	0.094466667	0.111266667	0.1993	0.329166667	0.3729
8	0.184366667	0.079533333	0.091666667	0.185233333	0.3181	0.361833333
9	0.153433333	0.064866667	0.078933333	0.176433333	0.300466667	0.3601
10	0.129233333	0.051933333	0.063333333	0.1579	0.2941	0.3386
11	0.1035	0.042233333	0.0524	0.1406	0.289666667	0.338733333
12	0.0835	0.034366667	0.0432	0.137766667	0.276766667	0.328733333
13	0.067833333	0.025633333	0.0356	0.146866667	0.283766667	0.326133333
14	0.052766667	0.021	0.029733333	0.126433333	0.278533333	0.321
15	0.0429	0.0184	0.024333333	0.128466667	0.273633333	0.3196
16	0.033833333	0.014666667	0.019733333	0.132233333	0.2714	0.320133333
17	0.0266	0.011366667	0.0156	0.1203	0.274466667	0.315966667
18	0.0211	0.009166667	0.0129	0.1184	0.276533333	0.313833333
19	0.0168	0.007233333	0.0108	0.1133	0.268933333	0.3164
20	0.014633333	0.005766667	0.008333333	0.132433333	0.272766667	0.317066667

En la figura 44 muestra los resultados para los tres casos con y sin apuntador. Se utilizó un canal AWGN con desvanecimiento Rayleigh, para una transmisión de 21000 bits. Se observa que solamente en el caso de la gráfica A, la etapa del Apuntador no mejora el BER con respecto a uno que no la tiene hasta llegar un SNR menor a 8 dBs.

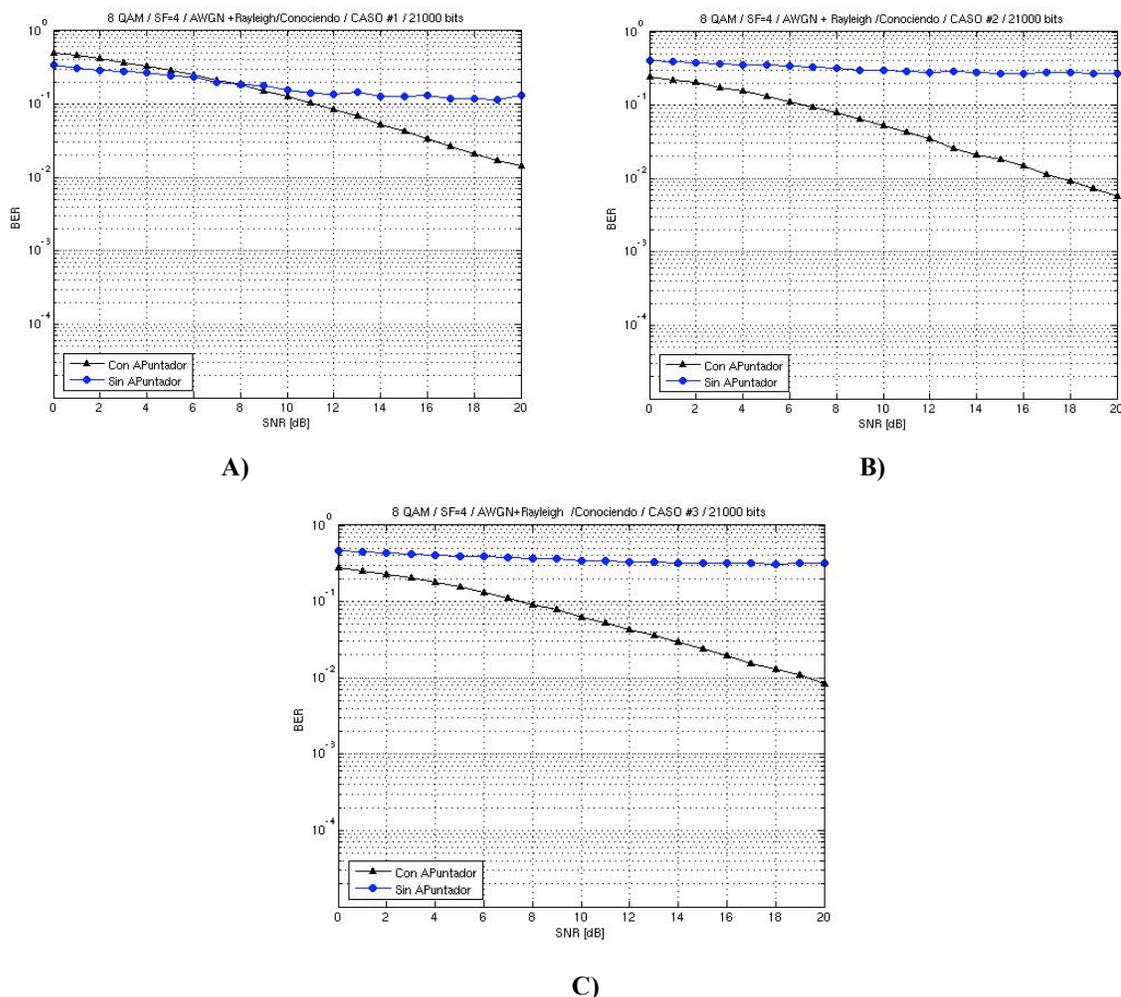


Figura 44. Caso 8-QAM / SF=4 con canal Rayleigh: A) Sistema con un usuario. B) Sistema con dos usuarios. C) Sistema con tres usuarios.

Se puede apreciar que cuando manejemos 8-QAM / SF=4, en los escenarios que se manejaron con sistemas de a lo más tres usuarios simultáneos. El sistema con apuntador arroja mejores resultados en cuanto a la tasa de bit erróneo. Los únicos casos donde tiene mejor desempeño el sistema sin apuntador, es cuando tenemos un sistema para un usuario con canal AWGN (Figura 43 A) y con canal AWGN con multitrayectorias (Figura 44 A),

pero solo para ciertos valores de SNR. Es decir, en ambos casos el sistema es mejor sin apuntador hasta los 8 dBs de SNR y a partir de allí, el sistema presenta el mismo o mejor comportamiento con apuntador. Así que se recomienda utilizar un sistema con apuntador si se trabaja a más de 8 dBs, ya que presenta la misma BER con mayor eficiencia espectral.

VI.3.2 Resultados de la simulación para 16-QAM / SF=8.

En la figura 45 se muestra la matriz Hadamard Walsh de longitud 8 y la constelacion completa de 16-QAM.

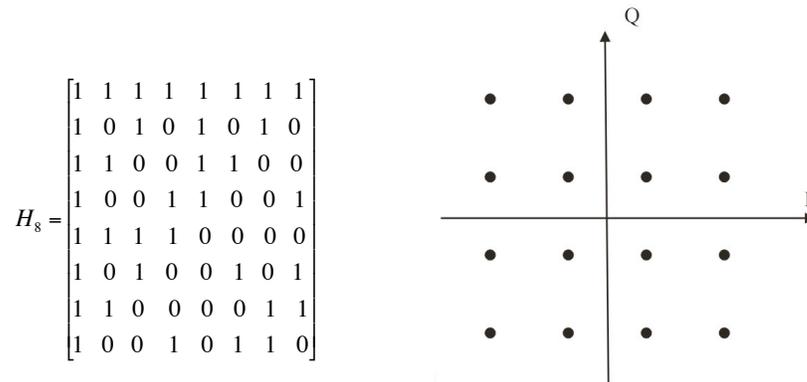


Figura 45. Código Walsh de longitud 8 y la constelación 16-QAM.

En la tabla IX muestra los resultados que arrojaron las simulaciones para máximo tres usuarios simultáneos a través de un canal, para un código Walsh de longitud 8 en una constelación 16-QAM.

Tabla IX. Resultados de sistemas con 16-QAM y un factor de ensanchamiento 8 a través de un canal AWGN con y sin apuntador.

SNR (dB)	AWGN					
	VER (Con Apuntador)			BER (Sin Apuntador)		
	Caso 1	Caso 2	Caso 3	Caso 1	Caso 2	Caso 3
0	0.1487	0.000333333	0.027333333	0.0392	0	0
1	0.110033333	0.000166667	0.014433333	0.019533333	0	0
2	0.0734	3.33333E-05	0.006966667	0.008233333	0	0
3	0.045533333	0	0.002733333	0.0034	0	0
4	0.024966667	0	0.000933333	0.000866667	0	0
5	0.011233333	0	0.0002	0.000266667	0	0
6	0.004633333	0	3.33333E-05	0	0	0
7	0.001533333	0	0	0	0	0
8	0.000566667	0	0	0	0	0
9	3.33333E-05	0	0	0	0	0
10	0	0	0	0	0	0
11	0	0	0	0	0	0
12	0	0	0	0	0	0
13	0	0	0	0	0	0
14	0	0	0	0	0	0
15	0	0	0	0	0	0
16	0	0	0	0	0	0
17	0	0	0	0	0	0
18	0	0	0	0	0	0
19	0	0	0	0	0	0
20	0	0	0	0	0	0

En la figura 46 muestra los resultados para los tres casos con y sin apuntador. Se utilizó un canal AWGN, para una transmisión de 21000 bits. Se observa que en cualquiera de las etapas con Apuntador no tiene una buena tasa de BER comparado con un sistema sin Apuntador.

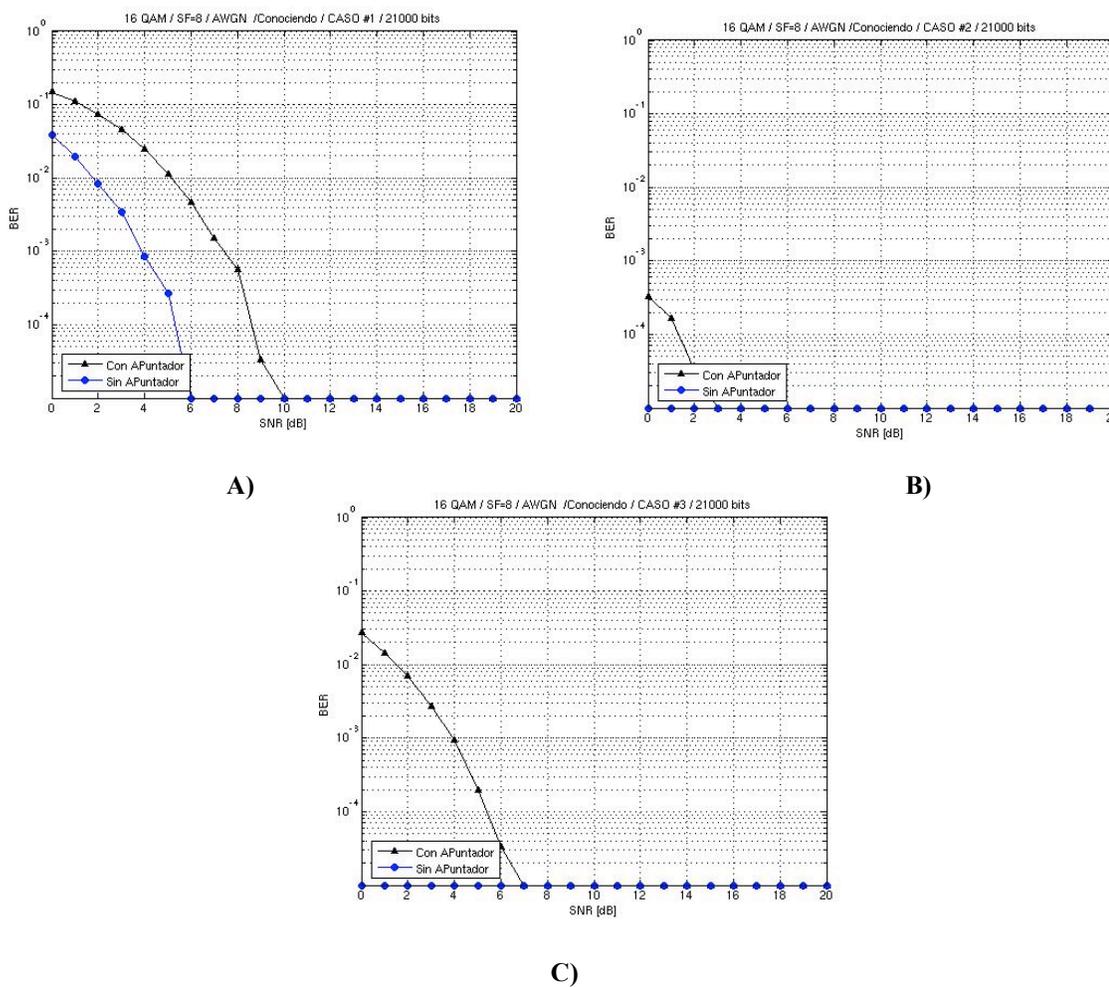


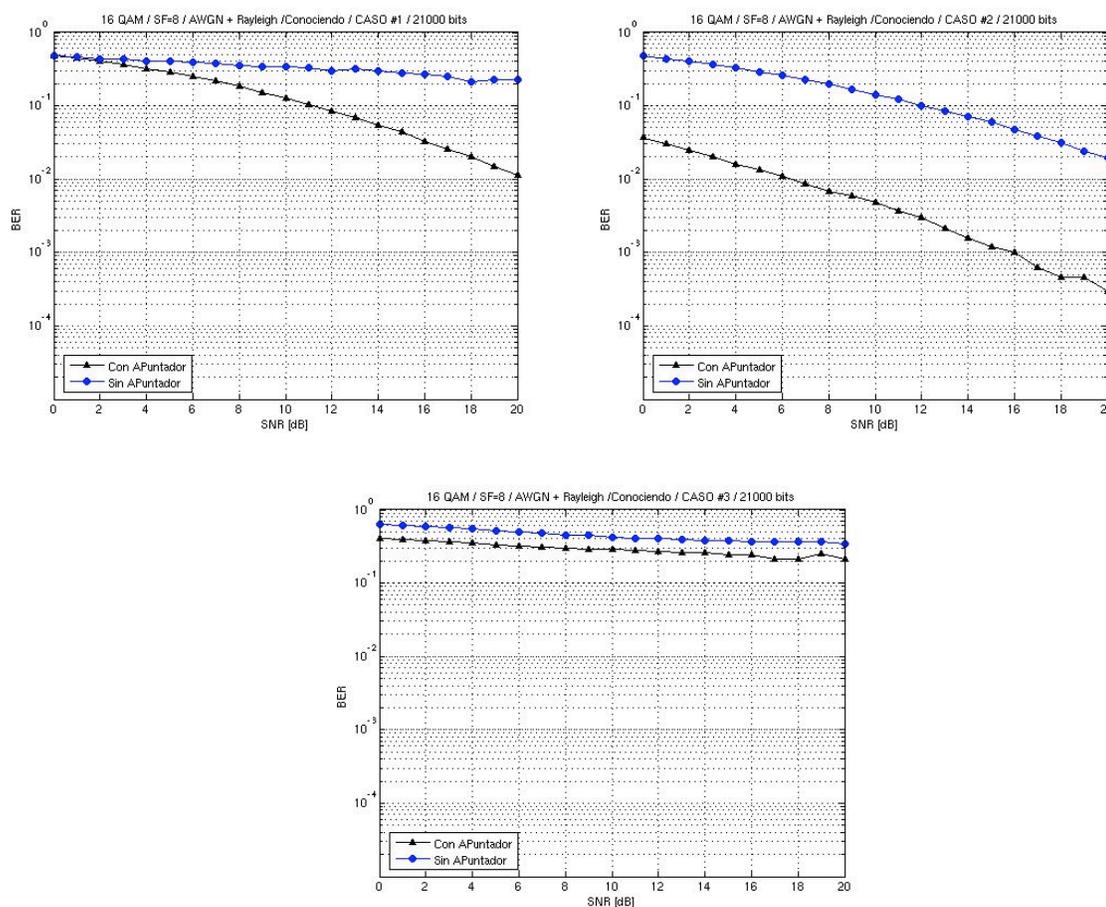
Figura 46. Caso 16-QAM / SF=8 con canal AWGN: A) Sistema con un usuario. B) Sistema con dos usuarios. C) Sistema con tres usuarios.

En la tabla X muestra los resultados que arrojaron las simulaciones para máximo tres usuarios simultáneos a través de un canal AWGN con multitrayectorias, para un código Walsh de longitud 8 en una constelación 16-QAM.

Tabla X. Resultados de sistemas con 16-QAM y un factor de ensanchamiento 8 a través de un canal AWGN con multitrayectorias (Rayleigh).

AWGN + Rayleigh						
SNR (dB)	BER (Con Apuntador)			BER (Sin Apuntador)		
	Caso 1	Caso 2	Caso 3	Caso 1	Caso 2	Caso 3
0	0.4808	0.0368	0.400233333	0.475166667	0.4768	0.6327
1	0.4435	0.030333333	0.386	0.4662	0.438166667	0.609766667
2	0.399933333	0.024533333	0.373	0.4382	0.401366667	0.594
3	0.361966667	0.020433333	0.362033333	0.432533333	0.361633333	0.567066667
4	0.32	0.016	0.348233333	0.4116	0.3251	0.5443
5	0.284066667	0.013433333	0.3328	0.403233333	0.2915	0.518766667
6	0.248066667	0.0111	0.3201	0.385766667	0.2579	0.499933333
7	0.217466667	0.008533333	0.312233333	0.3748	0.2287	0.482866667
8	0.182466667	0.006866667	0.298933333	0.348133333	0.196566667	0.449166667
9	0.1531	0.006	0.290166667	0.3441	0.168	0.4484
10	0.126466667	0.004766667	0.285	0.341733333	0.1418	0.4221
11	0.104566667	0.0037	0.277833333	0.325966667	0.122666667	0.403033333
12	0.0843	0.003033333	0.270933333	0.303166667	0.101433333	0.401266667
13	0.067866667	0.002166667	0.261733333	0.3158	0.0852	0.389433333
14	0.054366667	0.0016	0.262766667	0.299033333	0.070433333	0.384866667
15	0.0442	0.0012	0.242633333	0.277533333	0.059966667	0.3731
16	0.033033333	0.001	0.242466667	0.2674	0.047633333	0.3723
17	0.026066667	0.000633333	0.213866667	0.249633333	0.038366667	0.3692
18	0.020133333	0.000466667	0.211033333	0.2122	0.032	0.367633333
19	0.0151	0.000466667	0.248333333	0.2311	0.023866667	0.365966667
20	0.011266667	0.0003	0.212733333	0.223566667	0.0195	0.339466667

En la figura 47 muestra los resultados para los tres casos con y sin apuntador. Se utilizó un canal AWGN con desvanecimiento Rayleigh, para una transmisión de 21000 bits. Se observa que en cualquiera de los casos, siempre es mejor un sistema con la etapa del Apuntador con respecto a uno que no la tiene.



C)

Figura 47. Caso 16-QAM / SF=8 con canal Rayleigh: A) Sistema con un usuario. B) Sistema con dos usuarios. C) Sistema con tres usuarios.

Cuando se tiene 16-QAM / SF=8, en los escenarios que se manejaron con sistemas no más de tres usuarios simultáneos. El sistema con apuntador para todos los escenarios

con canal AWGN con multitrayectorias, arroja mejores resultados en cuanto a la tasa de bit erróneo que sin apuntador. Sin embargo cuando se maneja un escenario de tres usuarios simultáneos y se quiere recuperar la información de algún usuario, el BER es de 10^{-1} , para una transmisión de 21000 bits. Como podemos apreciar un error cada 10 bits enviados, es una tasa de bit erróneo muy elevada de lo cual se deduce que para este escenario es difícil que se pueda implementar en algún sistema real. Para un sistema con canal AWGN siempre fue mejor un sistema sin apuntador, pero solo para los primeros valores de SNR. Es decir, en la figura 47A en ambos casos el sistema se comporta igual a los 10 dBs de SNR. En la figura 47B y 47C a los 3 y 7 dBs respectivamente. Así que se recomienda utilizar un sistema con apuntador si se trabaja a más de 9 dBs de SNR, ya que presenta la misma o mejor BER con eficiencia espectral.

VI.3.3 Resultados de la simulación para 32-QAM / SF=8.

En la figura 48 se muestra la matriz Hadamard Walsh de longitud 8 y la constelación completa de 32-QAM.

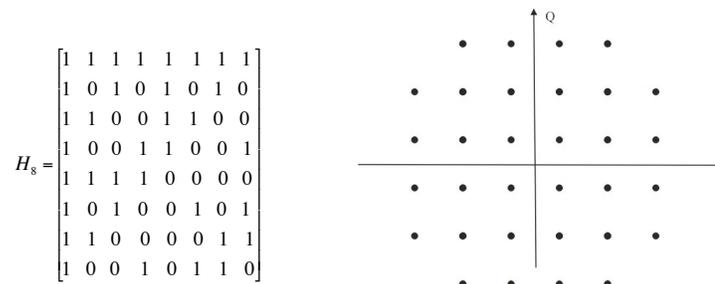


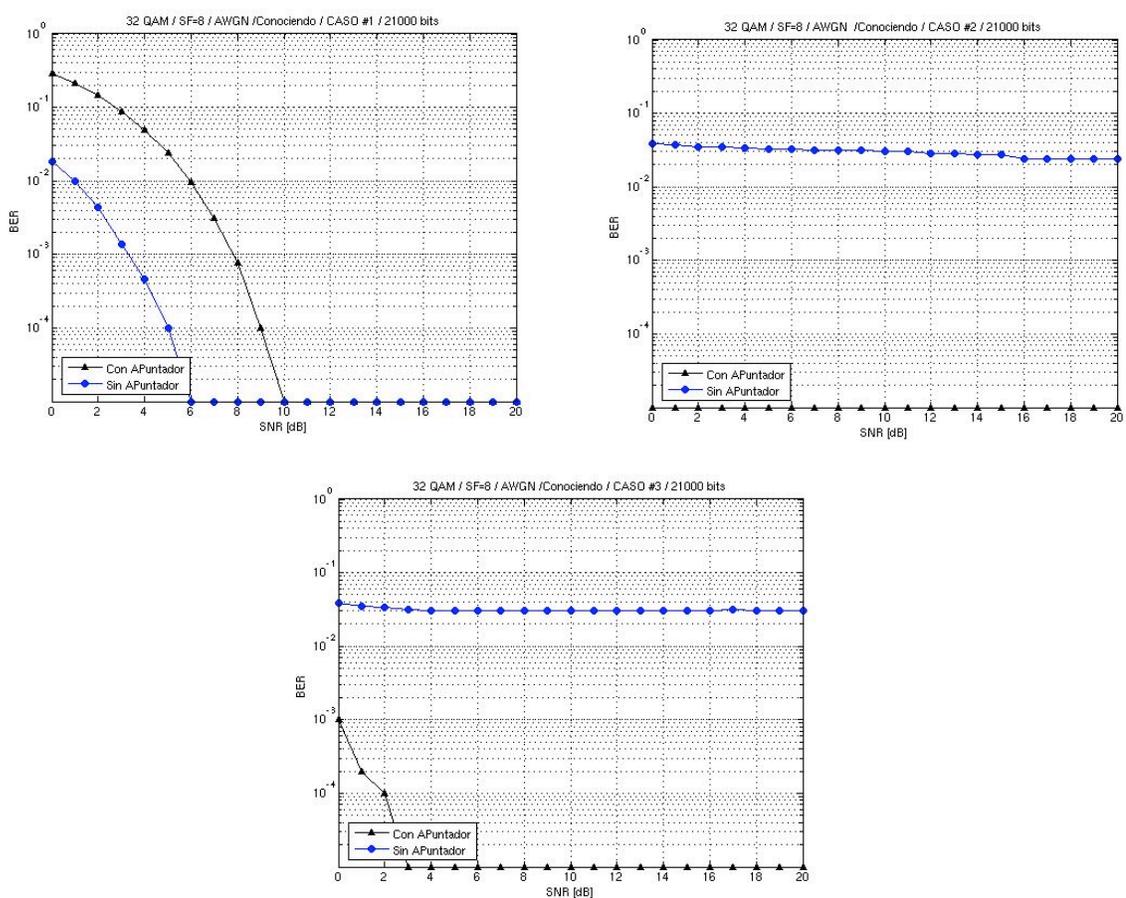
Figura 48. Código Walsh de longitud 8 y la constelación 32-QAM.

En la tabla XI muestra los resultados que arrojaron las simulaciones para máximo tres usuarios simultáneos a través de un canal AWGN, para un código Walsh de longitud 8 en una constelación 32-QAM.

Tabla XI. Resultados de sistemas con 32-QAM y un factor de ensanchamiento 8 con canal AWGN con y sin apuntador.

AWGN						
SNR (dB)	BER (Con Apuntador)			BER (Sin Apuntador)		
	Caso 1	Caso 2	Caso 3	Caso 1	Caso 2	Caso 3
0	0.291066667	0	0.001	0.018433333	0.038533333	0.039233333
1	0.214066667	0	0.0002	0.009833333	0.037133333	0.034733333
2	0.1439	0	0.0001	0.004333333	0.0353	0.033433333
3	0.0863	0	0	0.001366667	0.035466667	0.031566667
4	0.048466667	0	0	0.000466667	0.033766667	0.030933333
5	0.024066667	0	0	0.0001	0.0325	0.0306
6	0.009566667	0	0	0	0.032066667	0.0308
7	0.003066667	0	0	0	0.032	0.0309
8	0.000766667	0	0	0	0.031666667	0.030633333
9	0.0001	0	0	0	0.031233333	0.030633333
10	0	0	0	0	0.030733333	0.030766667
11	0	0	0	0	0.0304	0.030666667
12	0	0	0	0	0.028666667	0.0307
13	0	0	0	0	0.028333333	0.030933333
14	0	0	0	0	0.027766667	0.030533333
15	0	0	0	0	0.02707	0.0307
16	0	0	0	0	0.024366667	0.030766667
17	0	0	0	0	0.024133333	0.031266667
18	0	0	0	0	0.0241	0.030566667
19	0	0	0	0	0.0241	0
20	0	0	0	0	0.024013333	0

En la figura 49 muestra los resultados para los tres casos con y sin apuntador. Se utilizó un canal AWGN, para una transmisión de 21000 bits. Se observa que cuando se maneja un sistema de un usuario con etapa de Apuntdor, se necesita un SNR mayor a 9 dBs para no presentar errores. En un sistema de dos usuarios con Apuntdor, nunca existen errores y con tres usuarios se necesita un SNR mayor a 2 dBs para que el sistema con Apuntdor no presente errores.



C)

Figura 49. Caso 32-QAM / SF=8 con canal AWGN: A) Sistema con un usuario. B) Sistema con dos usuarios. C) Sistema con tres usuarios.

En la tabla XI muestra los resultados que arrojaron las simulaciones para máximo tres usuarios simultáneos a través de un canal AWGN con multitrayectorias, para un código Walsh de longitud 8 en una constelación 32-QAM.

Tabla XII. Resultados de sistemas con 16-QAM y un factor de ensanchamiento 8 a través de un canal AWGN con multitrayectorias (Rayleigh). Para un sistema con y sin apuntador.

AWGN + Rayleigh						
SNR (dB)	BER (Con Apuntador)			BER (Sin Apuntador)		
	Caso 1	Caso 2	Caso 3	Caso 1	Caso 2	Caso 3
0	0.5193	0.0817	0.3719	0.3558	0.276466667	0.3819
1	0.477833333	0.0712	0.3581	0.3296	0.2615	0.381
2	0.4366	0.058233333	0.357466667	0.321966667	0.275766667	0.377466667
3	0.392866667	0.048566667	0.355733333	0.307666667	0.268566667	0.375733333
4	0.3467	0.039266667	0.3527	0.295433333	0.2822	0.3727
5	0.308	0.032466667	0.349866667	0.279233333	0.2637	0.369866667
6	0.269	0.027133333	0.339633333	0.2701	0.264966667	0.369633333
7	0.225266667	0.020633333	0.330466667	0.2587	0.2683	0.360466667
8	0.193366667	0.0168	0.3188	0.243333333	0.273	0.3588
9	0.158133333	0.0134	0.318366667	0.236466667	0.2574	0.348366667
10	0.129466667	0.011233333	0.309133333	0.2299	0.2717	0.339133333
11	0.104433333	0.009333333	0.297933333	0.2191	0.254333333	0.327933333
12	0.0861	0.0076	0.278166667	0.209566667	0.266233333	0.338166667
13	0.065833333	0.005833333	0.2765	0.217933333	0.257166667	0.3377
14	0.051766667	0.0044	0.2581	0.207966667	0.262133333	0.3281
15	0.0415	0.0036	0.2262	0.1987	0.266033333	0.3162
16	0.032433333	0.003366667	0.2256	0.1959	0.260533333	0.3156
17	0.025833333	0.002866667	0.215233333	0.194866667	0.2626	0.315233333
18	0.020733333	0.002033333	0.215533333	0.1931	0.2466	0.3005
19	0.016233333	0.0021	0.195733333	0.188	0.2584	0.295733333
20	0.0125	0.001566667	0.195433333	0.1805	0.257166667	0.285433333

En la figura 50 muestra los resultados para los tres casos con y sin apuntador. Se utilizó un canal AWGN con desvanecimiento Rayleigh, para una transmisión de 21000 bits. Se observa que solamente en el caso de la gráfica A, la etapa del Apuntador no mejora el BER con respecto a uno que no la tiene hasta llegar un SNR menor a 6 dBs.

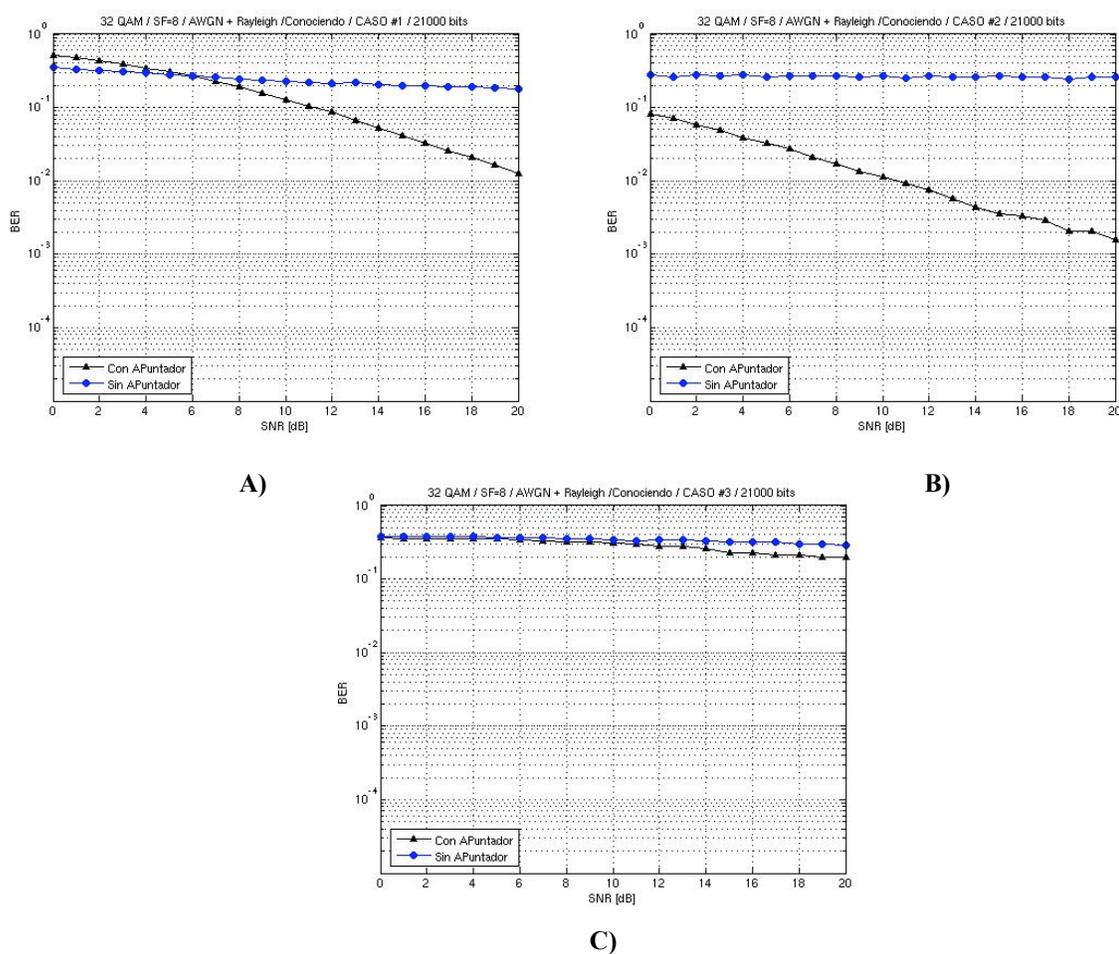


Figura 50. Caso 32-QAM / SF=8 con canal Rayleigh: A) Sistema con un usuario. B) Sistema con dos usuarios. C) Sistema con tres usuarios.

Por último con 32-QAM / SF=8, se simuló con escenarios de no más tres usuarios simultáneos. El sistema con apuntador arroja mejores resultados en cuanto a la tasa de bit erróneo para cuando tenemos un canal radio AWGN. Únicamente en la figura 50A, el sistema con apuntador se iguala al que no lo tiene a partir de los 6 dBs. Cuando se manejó un canal radio del tipo AWGN con multitrayectorias el sistema con apuntador presentó la mejor BER, solo para el caso X, mostrado en la figura 50A, el sistema sin apuntador es mejor hasta los 5 dBs. Sin embargo se observa que para ambos sistemas con y sin apuntador en escenarios con tres usuarios, presentan una tasa de bit muy elevada, deduciendo que para este caso casi es imposible llevarlo a la práctica.

CAPÍTULO VII

VII.1 Conclusiones

La idea de enviar más chips por símbolo es importante, ya que cada vez se quiere aprovechar más el espectro en frecuencia cuando se manejan comunicaciones inalámbricas de siguiente generación.

En este trabajo se propuso una etapa llamada *apuntador*, que se encarga de adaptar longitudes de chips. Sin embargo al momento de poner una etapa intermedia entre la etapa de ensanchamiento y la de modulación, hacemos que la ortogonalidad que habíamos ganados por los códigos ortogonales (Hadamard Walsh) se pierda, debido a la reasignación de chips que realiza el apuntador. Esta nueva asignación de chips tienen la desventaja que los nuevos códigos no son todos ortogonales y por consecuencia pierden las propiedades de correlación cruzada que se utilizarían en la etapa de recepción de un sistema tradicional con acceso múltiple. Sin embargo se gana exclusividad en símbolos para cada usuario y eficiencia espectral (enviar mas chips por símbolo).

Se observó que cuando se implementa modulación de alto orden del tipo M-QAM, se tuvo que manejar en banda base y cada símbolo de la constelación interpretarlo como vector. De donde se tuvo que proponer un receptor, ya que todos los esquemas existentes de acceso múltiple que utilizan la técnica DSSS no manejan vectores en sus receptores, sino con los códigos ortogonales (que son la esencia de utilizar DSSS). Por otra parte el funcionamiento del receptor propuesto, se rige por la distribución de los símbolos que

asigna el apuntador. Que para los casos analizados no presento un buen funcionamiento para múltiples usuarios. Valdría la pena analizar más distribuciones de los símbolos y encontrar una que presente mejor funcionamiento con el receptor propuesto.

Implementar la idea del apuntador limita el número de usuarios que se pueden manejar en un sistema. Observamos que para más de dos usuarios el sistema en general presentaba muchos errores. Así que ganamos eficiencia espectral, pero limitamos que el sistema crezca con este esquema propuesto. Además el tiempo que le lleva al receptor encontrar al usuario que le solicitan es bastante, ya que tiene que realizar varias operaciones. Tendríamos que utilizar una etapa de capa superior (modelo OSI) que se encargara de controlar el acceso múltiple, y así poder manejar un escenario de múltiples usuarios.

Por último al necesitar un canal piloto dentro del mismo canal de comunicación donde se envía la información reduce el caudal eficaz (Throughput) y generaría retardos en el sistema con Apuntador.

VII.2 Trabajo futuro

Una posible extensión de este trabajo es combinarlo con alguna capa MAC (capa de enlace del modelo OSI), para que esta se encargue de manejar el escenario de acceso múltiple. Ya que en nuestro trabajo de tesis concluimos que no podemos manejar más de

dos usuarios con una buena tasa de BER, es decir se pierde la esencia de un sistema DSSS (separar a diferentes usuarios mediante su código ortogonal).

Seria conveniente tratar de modelar la modulación M-QAM de alto orden como lo hacen BPSK y QPSK (en ramas o brazos), para poder implementar las técnicas de recepción que actualmente se conocen. Ya que en este trabajo de tesis se tuvo que trabajar los esquemas de modulación de una manera que no se tenia referencias practicas en los esquemas M-QAM.

Otro tema de investigación, sería encontrar la mejor distribución de símbolos que realiza el apuntador para que el receptor propuesto pueda soportar mas usuarios. Se recomienda hacer un análisis matemático de esta distribución. Ya que por simulación se mencionó que era casi imposible encontrarlo.

Por último, otra posible extensión de este trabajo sería analizar el desempeño de sistemas que llevan a cabo la etapa de modulación antes que la etapa de ensanchamiento, pero en los que los elementos del código ensanchador, en lugar de ser -1 ó 1 como CDMA convencional, sean ahora de la forma $\exp\left(\frac{jn\pi}{2}\right)$, donde n toma valores del conjunto $\{0, 1, 2, 3\}$, dado que la mayoría de las constelaciones comúnmente usadas son simétricas con respecto a giros de 90° .

REFERENCIAS

- Castillo V. R., 2005, “Análisis y simulación de CDMA Multitono sobre modulación multiportadora (OFDM), conocida como MT-CDMA, como técnica de acceso múltiple en redes inalámbricas de cuarta generación (WLANs)”, tesis de Maestría, Centro de Investigación Científica y Estudios Superiores de Ensenada (CICESE), 14-15 pp.
- Gutiérrez D. C., 2005, “Análisis y simulación de CDMA con factor de esparcimiento variable ortogonal sobre modulación multiportadora, como técnica de acceso múltiple en redes inalámbricas de área local”, tesis de Maestría, Centro de Investigación Científica y Estudios Superiores de Ensenada (CICESE), 36-41pp.
- Valdez C. C., 2005, “ Evaluación de CDMA de secuencia directa, sobre modulación multiportadora (OFDM), conocida como MC-DS-CDMA, como técnica de acceso a redes inalámbricas de cuarta generación (WLANs)”, Centro de Investigación Científica y Estudios Superiores de Ensenada (CICESE), 85-86 pp.
- Hinostroza V., 2004, "Comunicaciones Analógicas y Digitales", Convenio UACJ-SA, Parte IV, 101-109 pp.
- Hiroshi H., Prasad R., 2002, "Simulation and software radio for mobile communications" Artech House. Primera Edición , 51-115 pp.
- Jakes W.C.,1994, "Microwave Mobile Communications", New York, IEEE Press, Segunda Edición, 218-239 pp.
- Lee J. S., L. E. Miller, 1998, "CDMA systems engineering Handbook", Artech

House Publishers, Primera Edición, 14p.

- Meel I. J., 1999, "Spread Spectrum (SS) Applications", http://www.sss-mag.com/pdf/Ss_jme_denayer_appl_print.pdf [consulta: Enero/2007]
- Milstein L. B., M.S. Lim, 1997, "On the Performance of a Higher Order Alphabet Size in CDMA", IEEE Communications letters, 1(1): 9-11 p.
- Prätör O., G. P. Fettweis, 2003, "On the Spectral Efficiency of Large CDMA Systems Using Higher Order Modulation Schemes", 14 th IEEE 2003 International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communication Proceedings (PIMRC), 7-11 Septiembre, Beijin, China.
- Prasad, R., 1998, "Universal Wireless Personal communications", Artech House. Primera edición, 253 – 271 pp.
- Proakis, J. G., 1995, "Digital Communications". Tercera edición, New York: McGraw-Hill, 400 – 470 pp.
- Qamar S., M.Lal, S.C. Sharma, 2005, "Capacity of M-Ary CDMA Cellular Communication Networks", Mobile Technology, Applications and Systems, 2nd International Conference, 15-17 Noviembre, Shanghai, China.
- Rappaport ,1996, "Wireless Communications", IEEE, Primera Edicion, 143-283 pp.
- Sampei, S., 1997, "Applications of Digital Wireless Technologies to Global Wireless Communications", Prentice Hall, Primera Edición, 55-82 pp.
- Shamain P., L. B. Milstein, 1998 "Using Higher Order Constellations with Minimum Mean Square Error (MMSE) Receiver for Severe Multipath CDMA Channel " Personal, Indoor and Mobile Radio Communications, 9th IEEE

International Symposium, 8-11 Septiembre, Boston, EUA.

- Sklar, 2001, "Digital communications". Segunda edición. UCLA. 743 p.
- Técnicas DSSS: <http://cas.et.tudelft.nl/~glas/ssc/techn/techniques.html>. [consulta: Febrero/2007].
- Vicent V., 1997, "Wireless LANs; Why IEEE 802.11 DSSS?", WESCON/97 Conference *Proceedings*, 4-6 Noviembre, 172-178.
- Wang, M.J Huang, 2006, "New Orthogonal Code with MPSK Next- Generation CDMA Systems". Conferencia internacional Wireless Pervasive Computing, Primer Simposium internacional, 16-18 Enero, Phuket, Thailandia.
- Woo T.K., 2002, "Orthogonal Variable Spreading Codes for Wide-Band CDMA, IEEE transaction on Vehicular Technology, 51(4): 1-5 p.

APÉNDICE A

Demostración de la función de densidad de probabilidad (pdf) Rayleigh

La función de densidad de probabilidad Rayleigh se utiliza cuando hay propagación multitrayectoria, sin línea de vista entre transmisor y receptor. Tenemos en una transmisión con una señal portadora:

$$S = a_0 e^{j\omega_0 t} \quad (44)$$

Donde:

a_0 = Amplitud.

ω_0 = Frecuencia

t = Tiempo

después de suceder la transmisión (sin tener línea de vista) hacia la antena receptora. Entonces hay una propagación multitrayectoria a consecuencia de la dispersión de las ondas. Entonces la onda difractada:

$$S_r = r e^{j(\omega_0 t + \theta)} \quad (45)$$

Donde:

r = Amplitud aleatoria.

ω_0 = Frecuencia

θ = Fase aleatoria

t = tiempo

Cambiando de forma a S_r , tenemos:

$$\begin{aligned}
 r e^{j(\omega_0 t + \theta)} &= r e^{j\theta} \cdot e^{j(\omega_0 t)} = \left(\sum_{i=1}^n r_i e^{j\theta_i} \right) \cdot \left(e^{j(\omega_0 t)} \right) = \left(\sum_{i=1}^n r_i (\cos \theta_i + j \operatorname{sen} \theta_i) \right) \cdot \left(e^{j(\omega_0 t)} \right) \\
 &= \left(\sum_{i=1}^n r_i (\cos \theta_i) + j \sum_{i=1}^n r_i (\operatorname{sen} \theta_i) \right) \cdot \left(e^{j(\omega_0 t)} \right) = (x + j \cdot y) \cdot \left(e^{j(\omega_0 t)} \right)
 \end{aligned} \tag{46}$$

juntando los términos, tenemos:

$$S_r = (x + j \cdot y) \cdot \left(e^{j(\omega_0 t)} \right) = \left(e^{j(\omega_0 t)} \right) \cdot (x + j \cdot y) = \left(e^{j(\omega_0 t)} \right) \cdot (x + j \cdot y) \tag{47}$$

Utilizando identidades trigonometricas:

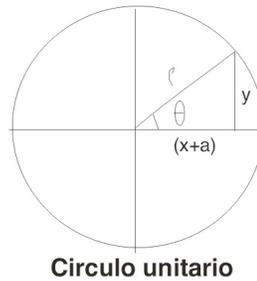


Figura 53. Circulo unitario

de la figura obtenemos:

$$\begin{aligned}
 \rho^2 &= x^2 + y^2 \\
 \cos \theta &= \frac{x}{\rho} \rightarrow \rho \cdot \cos \theta = (x) \\
 \operatorname{sen} \theta &= \frac{y}{\rho} \rightarrow \rho \cdot \operatorname{sen} \theta = y
 \end{aligned} \tag{48}$$

Recordando: las ondas dispersas es la suma de variables aleatorias y por lo tanto se aproxima a una Gaussiana. Las amplitudes de estas señales son aleatorias y las fases tienen distribución uniforme. Utilizando límite central (la suma de un número grande de variables aleatorias se aproxima a una Gaussiana). Entonces supongamos que “x” y “y” son $N(0, \sigma)$.

De esto ultimo $\sigma_x = \sigma_y = \sigma_\rho$, entonces para las distribuciones. Necesitamos despejar “x” para sustituirlo en $P(x)$:

$$\rho \cdot \cos\theta = (x) \rightarrow \rho \cdot \cos\theta = x \quad (49)$$

Si

$$P(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_x}} \cdot e^{\frac{-x^2}{2\sigma_x^2}} \quad (50)$$

$$P(y) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_y}} \cdot e^{\frac{-y^2}{2\sigma_y^2}}$$

entonces la probabilidad conjunta (por ser “x” y “y” independientes)

$$P(x,y) = P(x)P(y) = \left(\frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_x}} \cdot e^{\frac{-(x)^2}{2\sigma_x^2}} \right) \left(\frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_y}} \cdot e^{\frac{-(y)^2}{2\sigma_y^2}} \right) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_x}} \cdot \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_y}} \cdot e^{\frac{-(x^2+y^2)}{2\sigma_x^2}} \quad (51)$$

por el límite central sabemos que $\sigma_x = \sigma_y = \sigma_\rho$.

$$P(x,y) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_x}} \cdot \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_y}} \cdot e^{\frac{-(x^2+y^2)}{2\sigma_x^2}} = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_x}} \cdot \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_x}} \cdot e^{\frac{-(x^2+y^2)}{2\sigma_x^2}} = \frac{1}{2\pi\sigma_x^2} \cdot e^{\frac{-(x^2+y^2)}{2\sigma_x^2}}$$

$$= \frac{1}{2\pi\sigma_\rho^2} \cdot e^{\frac{-(x^2+y^2)}{2\sigma_\rho^2}} \quad (52)$$

cambiándola a una función de la ρ y de la fase θ . Por el Jacobiano, tenemos

$$P(\rho,\theta) = J\left(\frac{x,y}{\rho,\theta}\right)P(x,y) \quad (53)$$

$$\begin{aligned}
 x = \rho \cos \theta - a &\rightarrow \frac{dx}{d\rho} = \cos \theta \rightarrow \frac{dx}{d\theta} = -\rho \operatorname{sen} \theta \\
 y = \rho \operatorname{sen} \theta &\rightarrow \frac{dy}{d\rho} = \operatorname{sen} \theta \rightarrow \frac{dy}{d\theta} = \rho \cos \theta
 \end{aligned}
 \tag{54}$$

sustituyendo en el Jacobiano

$$\begin{aligned}
 J\left(\frac{x,y}{\rho,\theta}\right) &= \begin{vmatrix} \frac{dx}{d\rho} & \frac{dx}{d\theta} \\ \frac{dy}{d\rho} & \frac{dy}{d\theta} \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} \cos \theta & -\rho \operatorname{sen} \theta \\ \operatorname{sen} \theta & \rho \cos \theta \end{vmatrix} = (\cos \theta)(\rho \cos \theta) - (\operatorname{sen} \theta)(-\rho \operatorname{sen} \theta) \\
 &= \rho \cos^2 \theta + \rho \operatorname{sen}^2 \theta = \rho(\cos^2 \theta + \operatorname{sen}^2 \theta) = \rho(1) = \rho
 \end{aligned}
 \tag{55}$$

$$\therefore P(\rho, \theta) = J\left(\frac{x,y}{\rho,\theta}\right) P(x,y) = \rho \left(\frac{1}{2\pi\sigma_\rho^2} \cdot e^{-\frac{(x^2+y^2)}{2\sigma_\rho^2}} \right) = \rho \left(\frac{1}{2\pi\sigma_\rho^2} \cdot e^{-\frac{(\rho^2)}{2\sigma_\rho^2}} \right) = \frac{\rho}{2\pi\sigma_\rho^2} \cdot e^{-\frac{(\rho^2)}{2\sigma_\rho^2}}$$

(56)

Entonces la densidad $P(\rho)$ se obtiene al promediar $P(\rho, \theta)$, sobre el rango de variación de θ :

$$\begin{aligned}
 P(\rho) &= \int_0^{2\pi} P(\rho, \theta) d\theta = \int_0^{2\pi} \left(\frac{\rho}{2\pi\sigma_\rho^2} \cdot e^{-\frac{(\rho^2)}{2\sigma_\rho^2}} \right) d\theta = \frac{\rho}{2\pi\sigma_\rho^2} \cdot e^{-\frac{(\rho^2)}{2\sigma_\rho^2}} \cdot \int_0^{2\pi} (1) d\theta = \frac{\rho}{2\pi\sigma_\rho^2} \cdot e^{-\frac{(\rho^2)}{2\sigma_\rho^2}} \cdot (\theta|_0^{2\pi}) \\
 &= \frac{\rho}{2\pi\sigma_\rho^2} \cdot e^{-\frac{(\rho^2)}{2\sigma_\rho^2}} \cdot (2\pi - 0) = \frac{\rho}{2\pi\sigma_x^2} \cdot e^{-\frac{(\rho^2)}{2\sigma_x^2}} \cdot (2\pi) = \frac{\rho}{\sigma_x^2} \cdot e^{-\frac{(\rho^2)}{2\sigma_x^2}}, \forall \rho \geq 0
 \end{aligned}$$

(57)

Sintetizando a $P(\rho)$, con la consideración que $\sigma_x \neq 0$ para no lograr un cero en el denominador. Obtenemos que la *Pdf* de Rayleigh.

$$P(\rho) = \begin{cases} \frac{\rho}{\sigma_\rho^2} \cdot e^{-\frac{\rho^2}{2\sigma_\rho^2}}, & \forall \rho \geq 0 \\ 0 & \rho = 0 \end{cases} \quad (58)$$

ρ no puede ser negativa, ya que no existen distancias negativas (ver la figura 53).

GLOSARIO

AWGN	Additive White Gaussian Noise
BPSK	Binary Phase Shift Keying
CDMA	Code Division Multiple Access
DSSS	Direct Sequence Spread spectrum
FHSS	Frequency Hopping Spread spectrum
QAM	Quadrature Amplitude Modulation
QPSK	Quadrature Phase Shift Keying
SF	Spread Factor
WLAN	Wireless Local Area Network