

# INSTITUTO TECNOLÓGICO Y DE ESTUDIOS SUPERIORES DE MONTERREY

CAMPUS MONTERREY

PROGRAMA DE GRADUADOS DE LA  
DIVISIÓN DE ELECTRÓNICA, COMPUTACIÓN,  
INFORMACIÓN Y COMUNICACIONES



Comunicación Simultánea Multiusuario: Un Sistema  
DS-CDMA de Radio Cognitiva

## TESIS

Presentada como requisito parcial para obtener el grado de  
Maestro en Ciencias en Ingeniería Electrónica  
Especialidad en Telecomunicaciones

Carlos Barrera Suárez

Monterrey, N.L., Mayo 2007

Copyright © Carlos Barrera Suárez, 2007.

# Instituto Tecnológico y de Estudios Superiores de Monterrey

Campus Monterrey

División de Electrónica, Computación, Información y  
Comunicaciones

Programa de Graduados

Los miembros del comité de tesis recomendamos que la Tesis de Carlos Barrera Suárez sea aceptada como requisito parcial para obtener el grado de Maestría en Ciencias en:

**Ingeniería Electrónica**  
**Especialidad en Telecomunicaciones.**

**Comité de Tesis**

---

Dr. César Vargas Rosales  
Asesor Principal

---

Dr. José Ramón Rodríguez Cruz  
Sinodal

---

M.C. Artemio Aguilar Coutiño  
Sinodal

Aprobado

---

Dr. Graciano Dieck Assad  
Director del Programa de Postgrado en Electrónica, Computación, Información y  
Comunicaciones

Mayo 2007

*Este trabajo de tesis esta dedicado:*

*A Dios por darme el mejor regalo de mi vida y permitirme compartir mis logros con todas aquellas personas a las que amo.*

*A mi hija Karla Mariem Barrera Luna y a mi esposa Emma María Luna Ramírez ustedes son mi fuerza y mi motivación,*

*A mis padres Emma Suárez Aguilar y Carlos Barrera Malagón por su amor y su apoyo incondicional,*

*A mi hermana Emma Barrera Suárez, por enseñarme que en esta vida todo es posible.*

# Agradecimientos

A mi esposa por su apoyo y todos los sacrificios realizados durante todo este tiempo, gracias mi vida.

A mis padres por todo su amor y sus esfuerzos que me permitieron culminar una mas de mis metas y a mi hermana por todas sus palabras de aliento que me ayudaron en los momentos mas dificiles.

A la familia Luna Ramírez, gracias por su apoyo y su cariño.

A mi asesor de tesis, Dr. César Vargas Rosales, por sus consejos y enseñanzas durante la maestría así como para la realización de este trabajo de tesis, muchas gracias Dr.

A mis sinodales Dr. José Ramón Rodríguez Cruz y M.C. Artemio Aguilar Coutiño, por sus observaciones y recomendaciones para mejorar este trabajo de tesis.

Al CONACYT y al ITESM, por darme la oportunidad de realizar mis estudios de postgrado.

A mis amigos José Luis, Roberto, Jorge, Alain, Pue, Poncho, Francisco (Tico) y a todos aquellos que me brindaron su amistad y me apoyaron durante mi estancia en la ciudad de Monterrey. ¡Muchas gracias!

CARLOS BARRERA SUÁREZ

*Instituto Tecnológico y de Estudios Superiores de Monterrey*  
*Mayo 2007*

# Comunicación Simultánea Multiusuario: Un Sistema DS-CDMA de Radio Cognitiva

Ing. Carlos Barrera Suárez

Instituto Tecnológico y de Estudios Superiores de Monterrey, 2007

## Resumen

“En muchas bandas de radio frecuencia, el acceso al espectro es un problema más significativo que la limitación física del mismo, es debido en gran parte a la regulación del comando-y-control que limita la capacidad de los usuarios potenciales de espectro de obtener dicho acceso”, [1]. De hecho, si exploramos porciones del espectro de radio frecuencia, [2], encontraremos que [3–5]

1. Algunas bandas en el espectro de radio frecuencias, en su mayoría se encuentran desocupadas la mayor parte del tiempo.
2. Algunas otras frecuencias son ocupadas parcialmente.
3. Las bandas de frecuencia restantes son exageradamente utilizadas.

La radio cognitiva es un sistema de comunicación inalámbrica que esta alerta de su ambiente circundante, y utiliza el proceso de entender-por-construir para aprender del ambiente y adaptar sus estados internos dependiendo de las variaciones estadísticas de la estimulación por radio frecuencia, haciendo sus respectivos cambios en ciertos parámetros de operación (por ejemplo, potencia de transmisión, frecuencia de la portadora, y estrategia de modulación) en tiempo real, con dos objetivos principales, [2]:

- Comunicación altamente confiable donde sea y cuando sea necesaria.
- Utilización eficiente del espectro de radio frecuencia.

En este trabajo nos enfocamos principalmente en que varios usuarios se puedan comunicar simultáneamente en un escenario ad hoc, con el fin de utilizar al máximo el espectro de radio frecuencias, pero además de ofrecer un nuevo sistema de comunicación DS-CDMA que sea capaz mitigar o disminuir los problemas que existen en un canal inalámbrico, tales como: la interferencia de acceso múltiple, la terminal escondida y la terminal expuesta, entre otros.

# Índice general

Contenido	I
Índice de Figuras	III
Índice de Tablas	V
<b>1. Introducción</b>	<b>1</b>
1.1. Justificación . . . . .	3
1.2. Objetivo . . . . .	3
1.2.1. Objetivos particulares . . . . .	4
1.3. Aportación . . . . .	4
1.4. Organización . . . . .	4
<b>2. Antecedentes</b>	<b>5</b>
2.1. Modelo de un Sistema de Comunicaciones . . . . .	5
2.2. Espectro Expandido . . . . .	9
2.2.1. Supresión de Interferencia . . . . .	12
2.2.2. Supresión de Múltiples Trayectorias . . . . .	13
2.2.3. Acceso Múltiple . . . . .	14
2.3. Códigos o secuencias PN . . . . .	16
2.3.1. Códigos de Walsh-Hadamard . . . . .	16
2.4. Redes Ad Hoc . . . . .	19
2.4.1. Cross-Layering . . . . .	22
2.4.2. Clustering . . . . .	23
2.5. Estado del Arte en los Sistemas DS-CDMA . . . . .	24
2.5.1. Un Modelo DS-CDMA para Canales Multipath . . . . .	25
2.5.1.1. Aportaciones del Modelo . . . . .	28
2.5.2. Un Sistema DS-CDMA con un Nuevo Esquema de Codificación . . . . .	29
2.5.2.1. Aportaciones del Modelo . . . . .	32
<b>3. Descripción del Modelo</b>	<b>35</b>
3.1. Sistema Multiusuario de Comunicación Simultánea utilizando DS-CDMA . . . . .	36
3.2. Probabilidad de error para un Sistema con Modulación BPSK . . . . .	39

## ÍNDICE GENERAL

---

<b>4. Resultados Numéricos</b>	<b>43</b>
4.1. Análisis de Matrices Walsh-Hadamard . . . . .	46
4.2. Parámetros de las Simulaciones . . . . .	47
4.3. Escenario Single User . . . . .	50
4.4. Escenario Multiusuario . . . . .	50
4.5. Escenario Single User con Shadowing . . . . .	52
4.6. Escenario Multiusuario con Shadowing . . . . .	53
4.7. Escenario Single User en un Canal Multipath . . . . .	54
4.8. Escenario Multiusuario en un Canal Multipath . . . . .	55
4.9. Escenario Multiusuario con diferentes Clusters . . . . .	56
<b>5. Conclusiones y Trabajo Futuro</b>	<b>58</b>
5.1. Conclusiones Generales . . . . .	58
5.2. Trabajo Futuro . . . . .	59



# Índice de figuras

2.1. Conjunto $\mathbb{S}$ de señales antipodales . . . . .	6
2.2. Receptor convencional de correlación . . . . .	7
2.3. Expansión en DS-CDMA . . . . .	10
2.4. Receptor convencional para espectro expandido . . . . .	11
2.5. Efecto multipath . . . . .	13
2.6. Interferencia de Acceso Múltiple (MAI) . . . . .	15
2.7. Método de acceso múltiple por división de códigos (CDMA) . . . . .	16
2.8. Algunos ejemplos de matrices Hadamard. . . . .	16
2.9. Ejemplos de matrices Sylvester-Hadamard . . . . .	17
2.10. Función Walsh generada por la matriz $H$ del <b>Ejemplo 1</b> . . . . .	18
2.11. (a) enlace directo de nodos adyacentes, (b) enlace de nodos individuales no adyacentes, en este tipo de enlaces dependiendo el tipo de acceso al medio puede existir el problema de la terminal escondida, en el cual se presentan colisiones entre los paquetes que se envían simultáneamente, (c) enlace de nodos individuales no adyacentes con el problema de la terminal expuesta en el cual debido al control de acceso al medio el nodo $C$ no puede enviar información de forma simultánea al nodo $A$ porque provocaría una colisión con la comunicación entre el nodo $B$ y el nodo $D$ . . . . .	20
2.12. Topología física vs. Topología lógica: (a) cobertura de un nodo en base a su potencia de transmisión, (b) topología física, y (c) topología lógica . . . . .	21
2.13. Red ad hoc plana dividida en 4 clusters . . . . .	24
2.14. Red ad hoc jerárquica dividida en 4 clusters . . . . .	25
2.15. Diagrama de bloques del transmisor para el modelo que utiliza 2 secuencias de modulación. . . . .	26
2.16. Diagrama de bloques del receptor para el modelo que utiliza 2 secuencias de modulación. . . . .	27
2.17. Transmisión de 8 bits de información de $[i, j]$ , utilizando TCPS con una ganancia de procesamiento $N = 4$ . . . . .	29
2.18. Receptor del sistema TCPS. . . . .	30
3.1. Red ad hoc dividida en 2 clusters . . . . .	35
3.2. Cluster de 9 nodos . . . . .	37
3.3. $z$ -ésimo receptor DS-CDMA para comunicación simultánea de $K$ usuarios . . . . .	37

## ÍNDICE DE FIGURAS

---

3.4. Puntos de los vectores de señales antipodales . . . . .	40
4.1. Algunas características de las secuencias- $m$ . . . . .	43
4.2. Códigos ortogonales extraídos de una matriz Walsh-Hadamard de orden 8 . .	44
4.3. Comunicación Simultánea en un cluster con 4 nodos . . . . .	44
4.4. Diagrama de bloques del proceso de comunicación simultánea entre 4 nodos .	45
4.5. Superposición de 2 señales transmitidas simultáneamente por un canal . . .	45
4.6. Cluster de 9 nodos, organizado mediante el radio $R$ de cobertura definido por la potencia mínima de recepción $P_{r_x}$ del nodo N12 . . . . .	48
4.7. Sistema DS-CDMA tradicional con un solo usuario . . . . .	49
4.8. Sistema DS-CDMA de comunicación simultánea con un solo usuario . . . . .	49
4.9. Probabilidad de detección de error promedio con un usuario activo dentro del cluster sobre el efecto de desvanecimiento plano . . . . .	50
4.10. Probabilidad de detección de error promedio para múltiples usuarios ac- tivos dentro del cluster en comunicación simultánea, sobre efectos de MAI y desvanecimiento plano . . . . .	51
4.11. Probabilidad de detección de error promedio para un usuario activo dentro del cluster con efectos de shadowing . . . . .	52
4.12. Probabilidad de detección de error promedio para múltiples usuarios activos dentro del cluster con efectos de shadowing . . . . .	53
4.13. Probabilidad de detección de error promedio para un usuario activo dentro del cluster en un canal multipath. . . . .	54
4.14. Probabilidad de detección de error promedio para múltiples usuarios activos dentro del cluster en un canal multipath. . . . .	55
4.15. Red Ad hoc dividida en 3 clusters . . . . .	56
4.16. Probabilidad de detección de error promedio para todos los usuarios activos dentro un cluster a través de un canal multipath en un escenario ad hoc con varios clusters . . . . .	57

# Índice de tablas

2.1. Análisis cualitativo del sistema que utiliza dos secuencias de expansión para cada usuario . . . . .	28
2.2. Análisis cualitativo del sistema TPCS . . . . .	33

# Capítulo 1

## Introducción

El objetivo de un sistema de comunicaciones es transmitir un mensaje de una fuente a un destino (el usuario final). La forma de onda exacta presente en el destino es desconocida hasta que esta es recibida; de otra forma, ningún mensaje sería transmitido y no habría la necesidad de utilizar un sistema de comunicaciones.

En un sistema de comunicaciones se obtiene mayor información de la fuente cuando el usuario en el destino es “sorprendido” por el mensaje transmitido, es decir la transmisión de información implica la comunicación de mensajes que no se conocen antes de cierto tiempo (a priori). Una de las mayores limitaciones en la capacidad de comunicarse es el ruido. Si no hubiera ruido, nosotros podríamos comunicar mensajes electrónicamente a los límites externos del universo utilizando una pequeña cantidad de potencia. La teoría que describe el ruido y sus efectos en la transmisión de información, no obstante, fue desarrollada a partir de los años cuarenta por personas como S.O Rice en [6] y C.E. Shannon en [7].

Los sistemas de comunicación inalámbrica son diseñados para enviar la información de un mensaje contenido en una forma de onda con una frecuencia baja a través de un canal en el cual solo pasan señales con frecuencias altas. La modulación es el proceso mediante el cual se convierte una señal de información con baja frecuencia a una señal modulada de alta frecuencia, este proceso puede ser analógico o digital. En el sistema de espectro expandido por secuencia directa (DS-SS), el transmisor expande la información en un amplio espectro de frecuencia usando un código de expansión el cual es independiente del paquete de datos que es enviado. Por otra parte el receptor usa el mismo código para regresar la señal recibida al mismo espectro de frecuencias de la señal original, esto para recuperar los datos. En el ambiente multiusuario, cada uno de los usuarios transmite una señal parecida a un ruido de banda angosta y contribuye al ruido en general del ambiente afectando a otros nodos vecinos, [8], con ello provocando el efecto de MAI (*Multiple Access Interference*), [9].

La potencia de transmisión es controlada para mantener una SNR (Signal to Noise Ratio) requerida para cierto nivel de desempeño, [10]. Este control nos proporciona una capacidad de acceso múltiple, una forma es el acceso múltiple por división de código

## Capítulo 1. Introducción

---

(CDMA), el cual permite a múltiples receptores simultáneamente recibir información de diferentes transmisores cuando las comunicaciones se superponen en el dominio del tiempo y espacio, [11].

El esquema de asignación de códigos en DS-CDMA determina los códigos de expansión que serán utilizados en una red inalámbrica. Existen cuatro formas básicas de asignar los códigos, [10–13]:

- a) Código común: A todos los nodos se les asigna un código en común. El direccionamiento de la información es puesta en el encabezado del paquete para identificar la fuente y el destino. Todos los nodos analizan cada paquete que reciben con el mismo código.
- b) Código basado en el receptor (Rx): A cada nodo se le asigna su propio código receptor. El transmisor tiene que buscar en una tabla de asignación de códigos para averiguar el código del receptor de interés y luego enviar el paquete de datos sobre el código base del receptor. El receptor debe analizar cada paquete que le llega con su código. Ya que pueden existir colisiones debido a que puede haber mas de una transmisión dirigida a un mismo receptor.
- c) Código basado en el transmisor (Tx): A cada nodo se le asigna su propio código transmisor. El transmisor envía los datos con su propio código. El receptor debe monitorear el código transmisor y al mismo tiempo extraer la información de la señal recibida. Así, el receptor tiene que conocer por adelantado que nodo va a transmitir y cual será el código apropiado. También, si mas de una transmisión son dirigidas al mismo receptor simultáneamente, una transmisión podrá ser recuperada y las demás se convertirán en ruido de banda angosta.
- d) Código basado en pares (Tx-Rx): En este caso a cada nodo se le asignan dos únicos códigos de expansión, es decir, un código transmisor  $c_t$  y un código receptor  $c_r$ . Los campos en el header del paquete que contienen las direcciones del origen y del destino son expandidas usando el código de recepción  $c_r$  del nodo destino, mientras el resto del paquete es expandido usando el código de transmisión  $c_t$  del nodo origen. El transmisor tendrá que buscar en una tabla el código del receptor para poder comunicarse con el. Sin embargo el receptor tiene múltiples *matched filters* para monitorear un conjunto de códigos simultáneamente, al reconocer que el paquete contiene su dirección y la información de la fuente incluida en el header, el nodo receptor cambia a su código de transmisión para recibir el resto del paquete. Una desventaja es de que si dos nodos transmiten al mismo tiempo a un mismo destino, el receptor no podrá decodificar por completo la información de cada nodo origen. Otra desventaja es el numero de códigos asignados en la red, ya que es el doble de las otras opciones ya mencionadas.

Las redes ad hoc ofrecen el beneficio de una comunicación inalámbrica sin requerir una infraestructura planeada. Las tecnologías de *Spread Spectrum*, como CDMA, son de interés para las redes ad hoc, debido a que ellas permiten transmisiones simultáneas

## 1.1. Justificación

---

co-localizadas, [11], [14].

Por ello el principal objeto de estudio del modelo propuesto se basa en el análisis y aplicación de códigos de espectro expandido que nos permitan la comunicación simultánea multiusuario utilizando un único código para cada nodo en un escenario ad hoc.

## 1.1. Justificación

Una cantidad substancial de investigación se ha estado haciendo para estudiar el desempeño de los sistemas de comunicación con CDMA en escenarios ad hoc [14], [15], [16]. En los sistemas CDMA convencionales los receptores fallan al realizar por completo todos sus beneficios potenciales, porque tratan al MAI como inherente, como si fuera ruido aditivo. También si una señal de interferencia es significativamente mayor que la del usuario deseado, esta dominara el desempeño en un receptor convencional debido al problema de near-far. Para disminuir forzosamente este problema el control de potencia es requerido en diseños actuales del sistema de CDMA, [17]. Así el desempeño de CDMA se puede realzar considerablemente con sistemas de comunicación simultánea y receptores de múltiples usuarios que compensan el MAI. Una de las primeras investigaciones sobre recepción de múltiples usuarios de señales en CDMA fue presentada en [18].

Sin embargo las ganancias proporcionadas por el receptor óptimo eran suficientemente significativos para estimular la investigación de soluciones subóptimas. Algunas de las primeras soluciones subóptimas eran los detectores de múltiples usuarios lineales [19, 20] y los detectores no-lineales de [21–24].

## 1.2. Objetivo

Desarrollar un sistema de comunicaciones con tecnología DS-CDMA en un escenario ad hoc que sea capaz de recibir información de cierto número de usuarios simultáneamente. Con ello es posible resolver los problemas de terminal escondida y terminal expuesta.

El número de usuarios es dependiente de la densidad de usuarios en un principio, pero también de la posibilidad de que los usuarios no deseados que están transmitiendo dentro de la cobertura del receptor puedan ser discriminados por ortogonalidad y control de potencia. Otra limitación será la reconfiguración del circuito receptor para adaptarse al número de transmisores potenciales y sus códigos.

## 1.3. Aportación

---

### 1.2.1. Objetivos particulares

- Diseñar y evaluar un sistema que utilice control de potencia y códigos ortogonales para obtener comunicación simultánea de varios transmisores en un escenario ad-hoc.
- Identificar el origen y el destino de la información sin importar cuantos dispositivos transmiten dentro de su rango de cobertura ni los destinos particulares de los mismos.
- Reducir la interferencia en un escenario ad-hoc y cuantificarla utilizando el sistema DS-CDMA de comunicación simultánea.

## 1.3. Aportación

En este trabajo de investigación proponemos una forma de comunicación inalámbrica diferente a la utilizada en los sistemas actuales de comunicación con DS-CDMA, partiendo de la posibilidad de que los nodos puedan establecer una comunicación simultánea en un mismo *slot* de tiempo adaptando el receptor utilizado al número de transmisores y sus códigos.

## 1.4. Organización

Este trabajo esta organizado de la siguiente manera. En el Capítulo 2, se presenta el funcionamiento básico de la técnica de espectro expandido y los problemas principales que se pueden atacar utilizando esta técnica. Además en este Capítulo se expone las características principales en lo que a una red ad hoc se refiere y al final se hace una breve revisión del estado del arte. En el Capítulo 3 se presenta el modelo del sistema propuesto. En el Capítulo 4 se muestran los resultados obtenidos en la simulación. Y por ultimo en el Capítulo 5 se presentan las conclusiones y algunas recomendaciones para investigaciones a futuro.

# Capítulo 2

## Antecedentes

En este Capítulo hacemos un breve análisis de la técnica de modulación por espectro expandido, así como posibles soluciones que ofrece esta técnica sobre algunos problemas que se presentan en las redes inalámbricas, además como el sistema de comunicaciones que se propone en esta tesis esta enfocado en redes inalámbricas ad hoc, explicaremos las características principales de este tipo de redes.

Antes de adentrarnos a la técnica del espectro extendido a continuación analizaremos el modelo clásico de un sistema de comunicaciones, esto para introducir la terminología que vamos a estar utilizando a partir de este Capítulo.

### 2.1. Modelo de un Sistema de Comunicaciones

Considere un sistema transmisor-receptor, donde la fuente produce bits  $\{\pm 1\}$ , un bit  $+1$  está representado por un pulso rectangular de amplitud  $A$  y duración  $T$ , i.e., la fuente produce señales de energía  $s_1(t)$  y  $s_2(t)$  que son rectangulares, es decir, tenemos un alfabeto con dos señales rectangulares  $\mathbb{S} = \{s_1(t), s_2(t)\}$ .

Estas señales están definidas en un intervalo de duración de  $[0, T]$ , con una amplitud  $A$ , y además son antipodales esto quiere decir que:  $s_1(t) = -s_2(t)$  (véase Figura 2.1).

Note que la energía de la señales esta dada por

$$\begin{aligned}\mathcal{E}_1 &= \int_0^T s_1^2(t) dt = A^2T. \\ \mathcal{E}_2 &= \int_0^T s_2^2(t) dt = A^2T. \\ \mathcal{E}_1 &= \mathcal{E}_2 = \mathcal{E}.\end{aligned}\tag{2.1}$$



## 2.1. Modelo de un Sistema de Comunicaciones

---

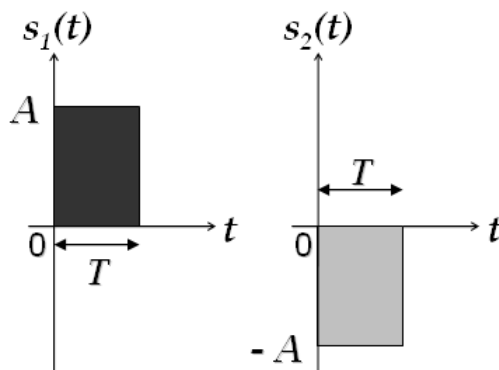


Figura 2.1: Conjunto  $\mathbb{S}$  de señales antipodales

Si las señales  $s_1(t)$  y  $s_2(t)$  son transmitidas por un canal con ruido, por lo tanto la señal recibida, esta definida de la siguiente forma

$$\begin{aligned} r_i(t) &= s_i(t) + n(t), \\ &= (-1)^{i-1} s_1(t) + n(t), \quad i = 1, 2, \end{aligned} \quad (2.2)$$

en donde  $n(t)$  es ruido blanco aditivo Gaussiano o conocido en la literatura por sus siglas en Inglés *AWGN* el cual es una variable aleatoria Gaussiana con media cero y varianza  $\sigma^2 = N_0/2$ .

Asuma que se cuenta con un receptor convencional de correlación o *matched filter* como el de la Figura 2.2. Sin pérdida de generalidad, suponga que se envía la señal  $s_1(t)$  a través del canal *AWGN*, por lo tanto de acuerdo al *matched filter* de la Figura 2.2 se tiene que la señal a la salida de este es

$$z_i(t) = \int_0^T r_1(t) s_1(t) dt, \quad (2.3)$$

$$= \int_0^T s_1^2(t) dt + \overbrace{\int_0^T s_1(t) n(t) dt}^{y(t)}. \quad (2.4)$$

Después del muestreador en la Figura 2.2, tenemos  $z_1(T)$  que esta dada por

$$z_1(T) = \mathcal{E} + W_1 = r_1, \quad (2.5)$$

donde  $\mathcal{E}$  es la energía de la señal transmitida dada por la Ecuación (2.1), y  $W_1$ , descrita en la Ecuación (2.4) como  $y(t)$ , es el ruido del canal *AWGN* correlacionado con la señal  $s_1(t)$ .

Ahora asuma que se envía la señal  $s_2(t) = -s_1(t)$ , aplicando el mismo *matched filter* de la Figura 2.2 tenemos

## 2.1. Modelo de un Sistema de Comunicaciones

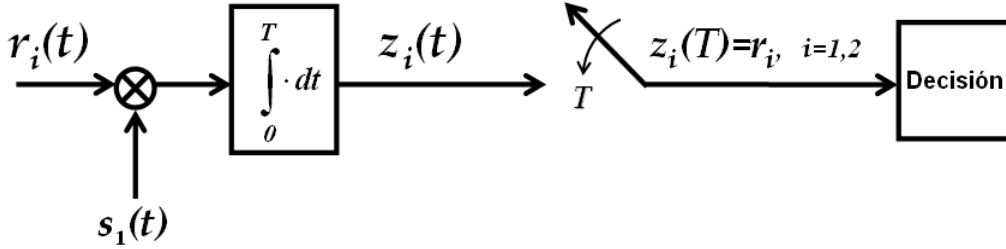


Figura 2.2: Receptor convencional de correlación

$$z_2(t) = \int_0^T r_2(t)s_1(t) dt, \quad (2.6)$$

$$= \int_0^T s_2(t)s_1(t) dt + \int_0^T s_1(t)n(t) dt, \quad (2.7)$$

$$= -\int_0^T s_1^2(t) dt + \overbrace{\int_0^T s_1(t)n(t) dt}^{y(t)}. \quad (2.8)$$

Similarmente a la Ecuación (2.5), tenemos

$$z_2(T) = -\mathcal{E} + W_1 = r_2. \quad (2.9)$$

Generalizando (2.5) y (2.9) para el  $m$ -ésimo bit, donde la secuencia de bits de información transmitida es  $\{b_m\}$ ,  $b_m \in \{\pm 1\}$ , tenemos que la señal que se recibe es

$$r_i = \mathcal{E} b_m + W_1, \quad i = 1, 2. \quad (2.10)$$

Ahora ya que conocemos las características del ruido  $n(t)$  y considerando la siguiente propiedad, [25]

**Propiedad 1.** Si un proceso Gaussiano  $X(t)$  es aplicado a un filtro lineal estable, entonces el proceso aleatorio  $Y(t)$  obtenido a la salida del filtro es también un proceso Gaussiano,

podemos observar en la Figura 2.2 que la variable  $y(t)$  puede ser vista como la salida de un filtro lineal estable (matched filter) con entrada  $n(t)$ , por lo tanto debido a que la distribución que tiene la variable de decisión  $y(t)$  es Gaussiana también, solamente necesitamos encontrar su valor medio y su varianza.

Debido a que  $E[n(t)] = 0$ , tenemos

## 2.1. Modelo de un Sistema de Comunicaciones

---

$$E[y(t)] = E\left[\int_0^T s_1(t)n(t) dt\right] = 0, \quad (2.11)$$

$$VAR[y(t)] = E[y^2(t)] - E^2[y(t)] = E[y^2(t)] = \sigma_y^2, \quad (2.12)$$

$$\sigma_y^2 = E\left[\int_0^T s_1(\tau_1)n(\tau_1) d\tau_1 \int_0^T s_1(\tau_2)n(\tau_2) d\tau_2\right] \quad (2.13)$$

$$= \int_0^T \int_0^T s_1(\tau_1)s_1(\tau_2)E[n(\tau_1)n(\tau_2)]d\tau_1d\tau_2, \quad (2.14)$$

pero como  $E[n(\tau_1)n(\tau_2)]$  de la Ecuación (2.14) es la función de autocorrelación del ruido AWGN, entonces tenemos que esta dado por

$$R_N(\tau_2 - \tau_1) = \frac{N_0}{2}\delta(\tau_2 - \tau_1). \quad (2.15)$$

Sustituyendo la Ecuación (2.15) en la Ecuación (2.14) tenemos

$$\sigma_y^2 = \int_0^T \int_0^T s_1(\tau_1)s_1(\tau_2)R_N(\tau_2 - \tau_1)d\tau_1d\tau_2, \quad (2.16)$$

$$= \int_0^T \int_0^T s_1(\tau_1)s_1(\tau_2)\frac{N_0}{2}\delta(\tau_2 - \tau_1)d\tau_1d\tau_2. \quad (2.17)$$

La integral de la Ecuación (2.17) solamente existe cuando  $\tau_1 = \tau_2$  debido al termino  $\delta(\tau_2 - \tau_1)$ , por lo tanto la Ecuación (2.17), utilizando (2.1), nos queda de la siguiente forma

$$\sigma_y^2 = \frac{N_0}{2} \int_0^T s_1^2(\tau)d\tau = \frac{N_0}{2}A^2T, \quad (2.18)$$

con esto concluimos que  $y(t)$  es un proceso Gaussiano y su distribución es  $\mathcal{N}(0, \sigma_y)$ . Ahora,  $W_1 = y(T)$  que es la versión discreta de  $y(t)$ , es una variable aleatoria con la misma distribución que  $y(t)$ , es decir

$$W_1 \sim \mathcal{N}\left(0, \sigma_y = A\sqrt{\frac{N_0T}{2}}\right). \quad (2.19)$$

Tomando en cuenta lo anterior, podemos decir que la señal  $r_i = z_i(T)$ ,  $i = 1, 2$  definida en la Ecuación (2.10) también es una variable aleatoria Gaussiana donde

$$E[r_i] = E[\mathcal{E} b_m + W_1] \quad (2.20)$$

$$= E[\mathcal{E} b_m] \quad (2.21)$$

$$= \mathcal{E} b_m, \quad i = 1, 2, \quad (2.22)$$

## 2.2. Espectro Expandido

---

$$\sigma_r^2 = VAR[r_i] = E[r_i^2] - E^2[r_i], \quad (2.23)$$

$$= E[(\mathcal{E} b_m + W_1)^2] - \mathcal{E}^2 b_m^2. \quad (2.24)$$

Debido a que para la secuencia de datos siempre se tiene  $b_m^2 = 1$ , y tomando la Ecuación (2.19), sustituyendo esto en (2.24) tenemos que

$$E[(\mathcal{E} b_m + W_1)^2] = E[\mathcal{E}^2 + 2\mathcal{E} b_m W_1 + W_1^2], \quad (2.25)$$

$$= \mathcal{E}^2 + \sigma_y^2. \quad (2.26)$$

$$\sigma_r^2 = \mathcal{E}^2 + \sigma_y^2 - \mathcal{E}^2 = \sigma_y^2, \quad (2.27)$$

por lo tanto, la señal  $r_i$ ,  $i = 1, 2$ , también es Gaussiana con distribución  $\mathcal{N}(\mathcal{E} b_m, \sigma_y)$ .

## 2.2. Espectro Expandido

La técnica de transmisión por espectro expandido (SS) es una técnica de comunicación que es utilizada principalmente para reducir la posibilidad de interceptación, proveer alguna protección contra la interferencia intencional o *jamming*, evitar la interferencia de otros usuarios, entre otros beneficios. Además las técnicas de espectro expandido han sido propuestas para combatir la congestión espectral, haciendo más eficiente la utilización del espectro.

La técnica del espectro expandido también es definida como el método de comunicación en el cual la señal a enviar ocupa un ancho de banda mayor al ancho de banda mínimo necesario para enviar la información; la extensión del ancho de banda se logra mediante un código que es independiente de los datos, y una recepción sincronizada con el código del receptor nos permite recuperar de la señal recibida la información original, [26]. Para más información acerca del funcionamiento de esta técnica véase [27].

Considere el modelo de comunicación digital presentado en la Sección 2.1. En el cual por cada bit de información en lugar de transmitir un pulso rectangular, se transmite una secuencia digital de  $N$  pulsos o chips, i.e., si  $b_m = i$ , entonces se transmite  $\{i, i, i, \dots, N\}$ , donde  $i = \{\pm 1\}$ . Y que para efectos de análisis nos enfocaremos solamente en el  $m$ -ésimo bit, con esto podemos eliminar el subíndice  $m$ , por lo tanto el bit  $b$  se transmite utilizando la técnica de espectro expandido (véase Figura 2.3), donde la señal que se enviara al canal estará representada por  $N$  pulsos digitales, esta señal puede ser descrita de la siguiente forma

$$s_n = \mathcal{E}_c b c_n, \quad n = 0, \dots, N-1, \quad (2.28)$$

## 2.2. Espectro Expandido

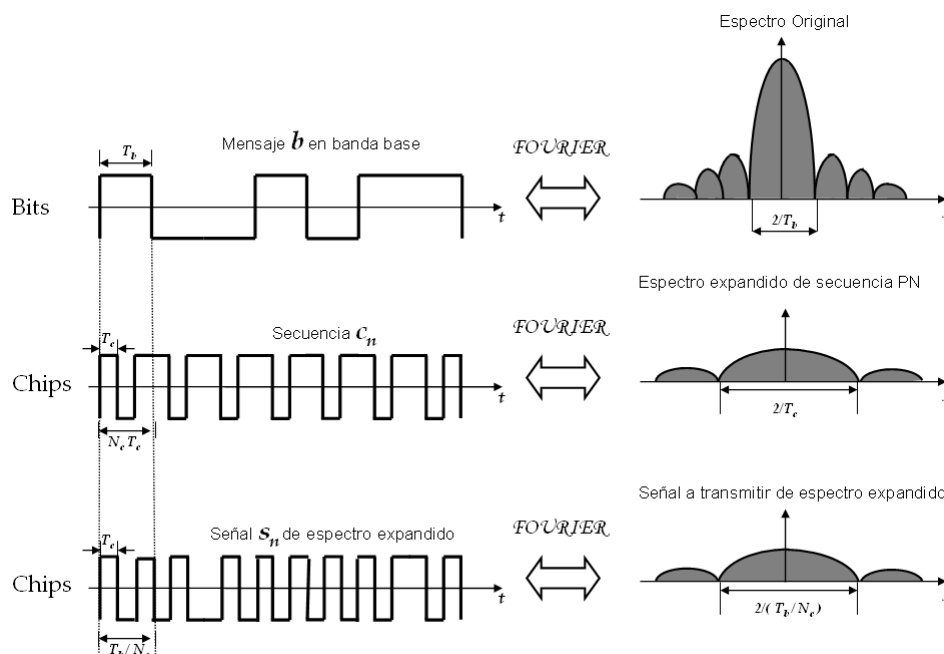


Figura 2.3: Expansión en DS-CDMA

donde  $s_n$  corresponde a la señal transmitida en el  $n$ -ésimo chip,  $\mathcal{E}_c$  es la energía de cada chip transmitido durante cada subintervalo  $n$ ,  $b$  es un bit de información, y  $c_n$ , son secuencias de expansión o conocidos en la literatura como *PN* (*secuencias de pseudo-ruido*).

Tomando en cuenta que se transmite la señal  $s_n$  de la Ecuación (2.28) por un canal AWGN, la señal presente en el receptor esta descrita a continuación

$$r_n = s_n + W_n \quad (2.29)$$

donde  $W_n$ , es el ruido blanco aditivo Gaussiano, con características ya definidas en la Sección 2.1.

La propiedad que tiene el espectro expandido radica en el hecho de que los chips, son generados a partir de una fuente binaria que es determinística y usualmente esta basada en un registro de corrimiento, en el cual se pueden obtener las siguientes posibles secuencias:

$$c_0, c_1, \dots, c_{N-1} \quad \text{ó} \quad -c_0, -c_1, \dots, -c_{N-1}.$$

Ahora con esto se asume que la secuencia de chips se define para todos los valores de  $n$  en un periodo  $N$ , esto quiere decir que  $\sum_{n=0}^{N-1} c_n c_{n+k} = N$ , sea para  $k = 0, N, 2N, \dots$ . Tomando en cuenta el periodo de esta secuencia  $\{c_n\}$  tenemos las siguientes dos propiedades importantes

## 2.2. Espectro Expandido

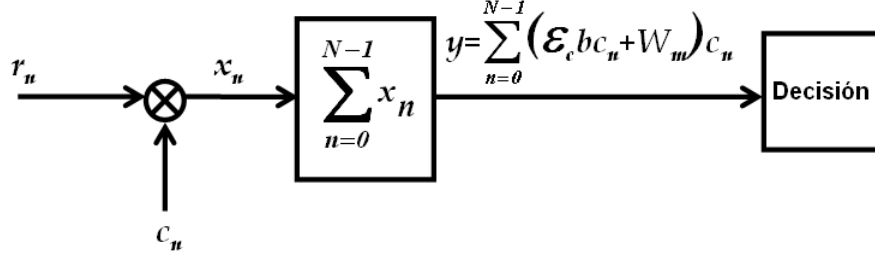


Figura 2.4: Receptor convencional para espectro expandido

**Propiedad 2.** *El valor medio de una secuencia es*

$$\frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} c_n \approx 0. \quad (2.30)$$

**Propiedad 3.** *La autocorrelación de una secuencia satisface*

$$\frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} c_n c_{n+i} \approx \begin{cases} 1, & i=0, N, 2N, \dots \\ 0, & 0 < |i| < N. \end{cases} \quad (2.31)$$

Las propiedades (2.30) y (2.31) son propiedades ideales, pero pueden ser muy cercanas en la práctica, [28], [29]. Existen varias secuencias de expansión (PN) como  $m$ -sequences, gold, barker, entre otras, pero más adelante se explicará con más detalle algunas secuencias PN que son relevantes para este trabajo de tesis como son las secuencias de *Walsh-Hadamard*.

De aquí en adelante asuma que para recuperar la señal original se tiene que la secuencia de expansión del receptor está sincronizada con la versión de la secuencia recibida. Tomando en cuenta la señal (2.29) y se utiliza el receptor tradicional para una señal de espectro expandido que se muestra en el diagrama de bloques de la Figura 4.1, a la salida del receptor se genera una variable de decisión  $y$ . Esta variable se conforma por la señal recibida  $r_n$  (véase Ecuación (2.29)), la cual es multiplicada por la secuencia  $c_n$  de chips de la siguiente manera

$$y = \sum_{n=0}^{N-1} r_n c_n = \sum_{n=0}^{N-1} (\mathcal{E}_c b c_n + W_n) c_n, \quad (2.32)$$

ahora si tomamos en cuenta la **Propiedad 3**, lo visto en la Sección 2.1 y la Ecuación (2.19), podemos decir que la variable de decisión  $y$  es también Gaussiana con media  $N\mathcal{E}_c b$  y varianza  $\sigma^2$ , de ahí que la Ecuación (2.32) nos queda de la siguiente forma

$$y = N\mathcal{E}_c b + \sum_{n=0}^{N-1} W_n c_n. \quad (2.33)$$

Para mostrar esto supongamos que ahora la secuencia de expansión del receptor es  $\hat{c}_n$ , y en vez de estar alineados perfectamente en tiempo o en fase con la secuencia recibida, se

## 2.2. Espectro Expandido

---

encuentra fuera de tiempo, i.e.,  $\hat{c}_n = c_{n+i}$ ,  $i \neq 0$ . Por lo tanto, utilizando la **Propiedad 3**, la señal recibida será

$$y = \sum_{n=0}^{N-1} r_n c_{n+i} = \sum_{n=0}^{N-1} (\mathcal{E}_c b c_n + W_n) c_{n+i},$$

$$y \approx \sum_{n=0}^{N-1} W_n c_{n+i}, \quad (2.34)$$

y se puede observar en la Ecuación (2.34) que la información se pierde. Por ello la sincronización es un elemento clave en el diseño de un sistema de espectro expandido. Por consecuencia, para mantener el enfoque del concepto de espectro expandido, asumiremos que existe una perfecta sincronía, al menos que se indique lo contrario.

La ventaja de expansión del espectro proviene de la exclusión de los efectos que se tienen sobre las señales de banda angosta o correlacionadas. Estos efectos son: interferencia en el canal, múltiples trayectorias (*multipath*), o la interferencia de las señales que provienen de otros transmisores dentro de la red que también utilizan modulación por espectro expandido (conocida como *Multiuser Interference* o *Multiple Access Interference*). A continuación se realiza una breve explicación de estos efectos.

### 2.2.1. Supresión de Interferencia

Suponemos que existe la interferencia  $I$  en el canal, la cual se añade a la señal recibida  $r_n$ . Con lo que hemos visto hasta ahora es fácil demostrar que la variable de decisión  $r_i$  (descrita en la Ecuación (2.22)) para el sistema no expandido de la Sección 2.1 tendrá un valor medio de  $N(\mathcal{E}_c b + I)$ . Por otro lado, el sistema de la Sección 2.2, la secuencia recibida es

$$r_n = \mathcal{E}_c b c_n + i_n + W_n, \quad n = 0, \dots, N-1, \quad (2.35)$$

donde  $i_n = I$ . Ahora tomando el receptor de correlación, la variable de decisión que nos proporciona es

$$y = \sum_{n=0}^{N-1} r_n c_n = \sum_{n=0}^{N-1} (\mathcal{E}_c b c_n + I + W_n) c_n. \quad (2.36)$$

$$y = N\mathcal{E}_c b + I \sum_{n=0}^{N-1} c_n + \sum_{n=0}^{N-1} W_n c_n. \quad (2.37)$$

$$y = N\mathcal{E}_c b + 0 + \sum_{n=0}^{N-1} W_n c_n. \quad (2.38)$$

La variable de decisión sigue teniendo una media de  $N\mathcal{E}_c b$  y una varianza  $\sigma^2$ , por ello como se puede observar en la Ecuación (2.38) la interferencia es eliminada debido a la **Propiedad 2** de la secuencia  $c_n$

## 2.2. Espectro Expandido

### 2.2.2. Supresión de Múltiples Trayectorias

Para comprender la capacidad que tiene la técnica de espectro expandido sobre la supresión de los efectos de los múltiples retrasos en tiempo que sufren las señales en los canales con múltiples trayectorias (multipath), tomaremos la secuencia  $\{b_m\}_{n=0}^{\infty}$ , donde  $b_m \in \{\pm\mathcal{E}_c\}$ .

Ahora consideremos un canal multipath simple, el cual tiene una trayectoria directa o de línea de vista con un factor de atenuación  $\alpha$  y una trayectoria reflejada que causa una copia de la señal original la cual llega al receptor con un retraso o delay  $l$ , con un factor de atenuación  $\beta$ , este efecto se muestra en la Figura 2.5.

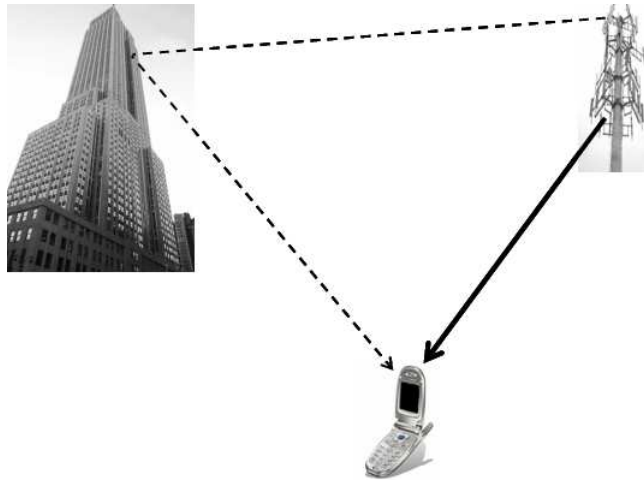


Figura 2.5: Efecto multipath

La señal que se recibe durante el intervalo del  $m$ -ésimo bit será

$$r_n = \begin{cases} \alpha b_m c_n + \beta b_{m-1} c_{n+N-l}, & n=0, \dots, l-1, \\ \alpha b_m c_n + \beta b_m c_{n-1}, & n=1, \dots, N-1, \end{cases} \quad (2.39)$$

de lo cual asumimos que  $0 < l < N$ , esto quiere decir que el delay es menor que la duración de un bit. La trayectoria reflejada provoca una interferencia entre la versión retrasada del bit deseado y el bit previamente transmitido  $b_{m-1}$ , por lo tanto la señal que llega al receptor es

$$y_m = N\alpha b_m + \underbrace{\beta b_{m-1} \sum_{n=0}^{l-1} c_{n+N-l} c_n + \beta b_m \sum_{n=1}^{N-1} c_{n-1} c_n}_{\text{multipath}} + \sum_{n=0}^{N-1} W_n c_n, \quad (2.40)$$

en la cual la señal de multipath es eliminada por la operación de correlación o *despreading*, en la cual la señal  $y_m$  de la Ecuación (2.40) se convierte en



## 2.2. Espectro Expandido

---

$$y_m = N\alpha b_m + \sum_{n=0}^{N-1} W_n c_n. \quad (2.41)$$

Podemos observar el efecto de multipath en el sistema que no utiliza espectro expandido (Sección 2.1), esto haciendo  $c_n = 1, \forall n$ , entonces la señal  $y_m$  quedaría de la siguiente forma

$$y_m = N\alpha b_m + \underbrace{\beta l b_{m-1} + \beta(N-l)b_m}_{ISI} + \sum_{n=0}^{N-1} W_n, \quad (2.42)$$

en donde la energía de los bits adyacentes causa una severa interferencia entre símbolo (*ISI*), que como resultado provoca perdidas en el desempeño del sistema que depende del retraso y de la amplitud de las componentes reflejadas. (Existen varios métodos que no utilizan espectro expandido que pueden reducir los efectos de multipath, estos son similares a las técnicas usadas en la ecualización de canales limitados en ancho de banda y el uso de campos de guarda en las tramas transmitidas).

### 2.2.3. Acceso Múltiple

En esta Sección toca analizar el caso en que hay  $K$  usuarios en el sistema que se encuentran en el modo de transmisión, en donde el  $k$ -ésimo transmisor modula su información a enviar con su respectiva secuencia de expansión  $\{c_n^{(k)}\}$ .

Estas secuencias de expansión tienen la siguiente propiedad de correlación.

**Propiedad 4.**

$$\frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} c_n^{(k)} c_{n+i}^{(j)} \approx \begin{cases} 1, & k=j, i=0, N, 2N, \dots \\ 0, & k=j, 0 < |i| < N, \\ 0, & k \neq j. \end{cases} \quad \begin{array}{l} \text{Autocorrelación} \\ \text{Correlación cruzada} \end{array} \quad (2.43)$$

Entonces con la propiedad anterior, tendremos un conjunto de  $K$  secuencias en las cuales su correlación cruzada será igual a cero y con una autocorrelación del valor de un impulso.

Ahora si tenemos el escenario en que las  $K$  secuencias de información son transmitidas simultáneamente al canal, y solamente estamos interesados en la señal del usuario  $k = 1$ , todo esto asumiendo que existe una sincronización de tiempo entre todas las señales, entonces la señal recibida será

$$r_n = \sum_{k=1}^K b_m^{(k)} c_n^{(k)} + W_n. \quad (2.44)$$

## 2.2. Espectro Expandido

Tomando en cuenta el mismo receptor de correlación que se ha estado utilizando, pero ahora para el caso del usuario  $k = 1$  la señal de decisión generada es

$$y_m^{(1)} = b_m^{(1)} \sum_{k=1}^K (c_n^{(1)})^2 + \underbrace{\sum_{k=2}^K b_m^{(k)} \sum_{n=0}^{N-1} c_n^{(k)} c_n^{(1)}}_{MAI} + \sum_{n=0}^{N-1} W_n c_n^{(1)}. \quad (2.45)$$

Si se observa en la Ecuación (2.45) se presenta el efecto de MAI (véase Figura 2.6), que no es mas que la interferencia que provocan todos los  $(k - 1)$  usuarios no deseados sobre el receptor. Usando la **Propiedad 4** de correlación cruzada y autocorrelación tenemos

$$y_m^{(1)} = N b_m^{(1)} + \sum_{n=0}^{N-1} W_n c_n^{(1)}. \quad (2.46)$$

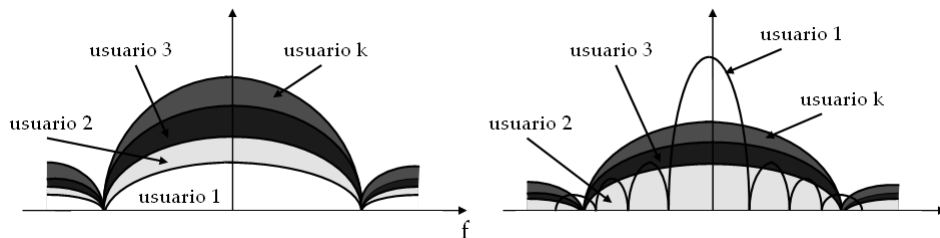


Figura 2.6: Interferencia de Acceso Múltiple (MAI)

Sin embargo, la propiedad de correlación, conocida también como mutua ortogonalidad de las secuencias es nuestro punto de partida de esta tesis, ya que permite detectar la secuencia deseada a partir de la comunicación simultánea sobre el mismo canal de transmisión. Esta propiedad habilita a la técnica de espectro expandido ha ser utilizado como un método de acceso múltiple, usualmente conocido como acceso múltiple por división de códigos (Figura 2.7).

Normalmente los diferentes transmisores no están sincronizados en tiempo, por ello la señales serán recibidas con un retraso diferente. Sin embargo, debido a la propiedad de ortogonalidad, es fácil demostrar que se obtienen los mismos resultados para retrasos diferentes a cero.

Claro que hasta ahora el modelo de espectro expandido utilizado para el análisis de esta técnica sacrifica exactitud por simplicidad. Primero porque las propiedades de las secuencias son ideales, esto porque puede ocurrir alguna degradación de las secuencias utilizadas hasta el momento las cuales son casi ortogonales o quasi-ortogonales. También las secuencias son periódicas; a menudo el tamaño de la secuencia es mayor que la duración de un bit de información esto para prevenir perdidas en el desempeño. Todas estas consideraciones

## 2.3. Códigos o secuencias PN

---

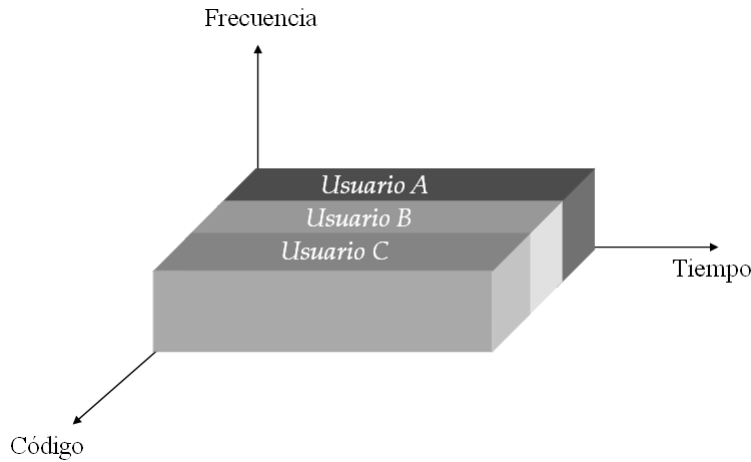


Figura 2.7: Método de acceso múltiple por división de códigos (CDMA)

deben de ser tomadas en cuenta para el diseño del sistema.

## 2.3. Códigos o secuencias PN

En esta Sección veremos una de las secuencias que cumplen con la propiedad de ortogonalidad, la cual como ya se menciona es un factor clave para el funcionamiento de sistemas basados en espectro expandido. Una de estas secuencias son las de Walsh-Hadamard.

### 2.3.1. Códigos de Walsh-Hadamard

Una matriz cuadrada de tamaño  $h$  y compuesta por  $\pm 1$ , en la cual sus vectores de cada renglón son ortogonales es una *matriz Hadamard* de orden  $h$ . Algunos ejemplos se muestran en la Figura 2.8.

$$H_1 = [ 1 ]$$
$$H_2 = \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 1 & -1 \end{bmatrix}$$
$$H_4 = \begin{bmatrix} -1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & -1 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & -1 & 1 \\ 1 & 1 & 1 & -1 \end{bmatrix}$$

Figura 2.8: Algunos ejemplos de matrices Hadamard.

### 2.3. Códigos o secuencias PN

---

Las matrices de Hadamard fueron estudiadas por J.J. Sylvester [30], quien observó que si  $H$  es una matriz de Hadamard entonces

$$H_{2i} = \begin{bmatrix} H_i & H_i \\ H_i & -H_i \end{bmatrix},$$

también es una matriz Hadamard.

**Lemma 1 (Sylvester [30]).** *Hay una matriz de Hadamard de orden  $2^t$  para todos los enteros  $t$ .*

Ahora llamamos *matrices Sylvester-Hadamard* a las matrices de orden  $2^t$  que fueron construidas a partir del método de Sylvester (**Lemma1**). Estas matrices son asociadas naturalmente con funciones discretas ortogonales llamadas *funciones Walsh*. Usando este método algunas matrices que se obtienen se muestran en la Figura 2.9.

$$H_2 = \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 1 & -1 \end{bmatrix}$$

$$H_4 = \left[ \begin{array}{cc|cc} 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & -1 & 1 & -1 \\ \hline 1 & 1 & -1 & -1 \\ 1 & -1 & -1 & 1 \end{array} \right]$$

$$H_8 = \left[ \begin{array}{cccc|cccc} 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & -1 & 1 & -1 & 1 & -1 & 1 & -1 \\ 1 & 1 & -1 & -1 & 1 & 1 & -1 & -1 \\ 1 & -1 & -1 & 1 & 1 & -1 & -1 & 1 \\ \hline 1 & 1 & 1 & 1 & -1 & -1 & -1 & -1 \\ 1 & -1 & 1 & -1 & -1 & 1 & -1 & 1 \\ 1 & 1 & -1 & -1 & -1 & -1 & 1 & 1 \\ 1 & -1 & -1 & 1 & -1 & 1 & 1 & -1 \end{array} \right]$$

Figura 2.9: Ejemplos de matrices Sylvester-Hadamard

Para las matrices de Sylvester-Hadamard de la Figura 2.9 contamos, renglón por renglón, el número de veces que cambia el signo i.e., el número de cruces por cero, por ejemplo:  $[1 - 1 - 1 \ 1]$  el signo cambia 2 veces. Lo cual da:

- para una matriz de orden 2 : 0,1
- para una matriz de orden 4 : 0,3,1,2
- para una matriz de orden 8 : 0,7,3,4,1,6,2,5.

### 2.3. Códigos o secuencias PN

---

Si generalizamos podemos decir que el número de cambios de signo en una matriz de Sylvester-Hadamard de orden  $n$  es  $\{0, 1, \dots, n - 1\}$  que corresponden al número de cruces por cero de las funciones Walsh.

La construcción original de las matrices de Hadamard es equivalente a encontrar las funciones de Walsh las cuales son la analogía en tiempo discreto de las series de Fourier.

**Ejemplo 1.** Sea  $H$  una matriz de Sylvester-Hadamard de orden 8 es decir

$$H = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & -1 & 1 & -1 & 1 & -1 & 1 & -1 \\ 1 & 1 & -1 & -1 & 1 & 1 & -1 & -1 \\ 1 & -1 & -1 & 1 & 1 & -1 & -1 & 1 \\ 1 & 1 & 1 & 1 & -1 & -1 & -1 & -1 \\ 1 & -1 & 1 & -1 & -1 & 1 & -1 & 1 \\ 1 & 1 & -1 & -1 & -1 & -1 & 1 & 1 \\ 1 & -1 & -1 & 1 & -1 & 1 & 1 & -1 \end{bmatrix}$$

La función Walsh generada por  $H$  se muestra en la Figura 2.10:

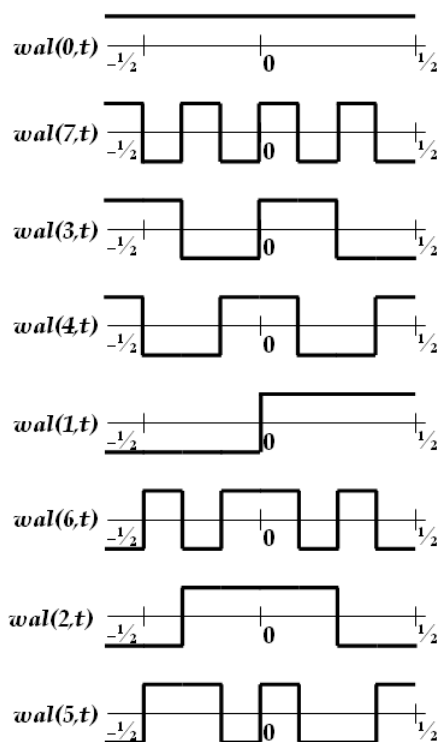


Figura 2.10: Función Walsh generada por la matriz  $H$  del **Ejemplo 1**

La función Walsh  $wal(n, t)$  de la Figura 2.10, de índice  $n$  y de orden binario  $k$ , puede

## 2.4. Redes Ad Hoc

---

ser escrita como el producto de las funciones Rademacher  $r_i(t)$  quedando de la siguiente forma, [31],

$$wal(n, t) = \prod_{i=1}^k [r_i(t)]^{\alpha_i} \quad (2.47)$$

donde el índice  $n$ , nos indica los cruces por cero de la función de Walsh, el cual esta dado por la expansión binaria

$$n = \alpha_1 + \alpha_2 2^1 + \dots + \alpha_k 2^{k-1},$$

y

$$\alpha_i = \begin{cases} 0, 1 & i \neq k \\ 1 & i = k. \end{cases}$$

Las funciones Rademacher son continuas a la derecha y están definidas para cualquier entero del periodo  $T$  de la siguiente forma

$$r_1(t + T) = r_1 = \begin{cases} +1 & 0 \leq t < \frac{1}{2} \\ -1 & \frac{1}{2} \leq t < 1. \end{cases}$$

Las funciones de Walsh son ortonormales en el intervalo  $[0, 1)$ ; por lo tanto

$$\int_0^1 wal(n, t) wal(l, t) dt = \delta_{nl}$$

donde  $\delta_{nl}$  es la delta de Kronecker. De ello que cada función de Walsh debe tener tantos  $+1$ 's como  $-1$ 's en el intervalo unitario para cada  $n \neq 0$ .

En este trabajo de tesis se utilizan las matrices de Walsh-Hadamard debido a que tienen un papel muy importante en el uso de secuencias de expansión deseables para CDMA. Ya que para códigos bipolares de expansión  $c_n^{(k)}$  y  $c_n^{(j)}$  de longitud  $N$ , cumplen con la función de correlación discreta aperiódica normalizada definida en la **Propiedad 4** de la Sección 2.2.3.

## 2.4. Redes Ad Hoc

Una red inalámbrica ad hoc consiste en un grupo de nodos móviles los cuales espontáneamente forman redes temporales sin la ayuda de una infraestructura fija o una administración centralizada. Dos nodos  $A$  y  $B$  son adyacentes si se encuentran dentro de la intersección de sus áreas de cobertura. Por lo tanto la conexión entre los nodos móviles de redes ad hoc (MANETS) adyacentes puede ser directa conocida como *punto-a-punto de un solo paso*, o puede ser a través de la retransmisión de nodos individuales no adyacentes a los nodos origen-destino  $[A, B]$ . Esto si la transmisión directa causa demasiada interferencia a la red

## 2.4. Redes Ad Hoc

---

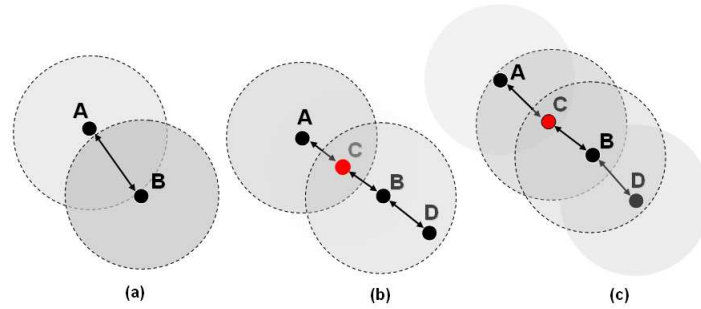


Figura 2.11: (a) enlace directo de nodos adyacentes, (b) enlace de nodos individuales no adyacentes, en este tipo de enlaces dependiendo el tipo de acceso al medio puede existir el problema de la terminal escondida, en el cual se presentan colisiones entre los paquetes que se envían simultáneamente, (c) enlace de nodos individuales no adyacentes con el problema de la terminal expuesta en el cual debido al control de acceso al medio el nodo  $C$  no puede enviar información de forma simultánea al nodo  $A$  porque provocaría una colisión con la comunicación entre el nodo  $B$  y el nodo  $D$ .

o consume demasiada potencia, [32]. Ambos tipos de escenarios se muestran en la Figura 2.11.

Los enlaces de una red ad hoc son dinámicos en el sentido de que pueden romperse o cambiar con la movilidad de los nodos. Cuando la topología cambia, la ruta debe ser actualizada inmediatamente enviando mensajes de control. Esto resulta en un incremento del encabezado de control para el descubrimiento y mantenimiento de rutas, el cual es inaceptable en lo que concierne a redes con ancho de banda restringido. Los protocolos de red en este tipo de redes deben considerar la eficiencia en el ruteo en términos de minimizar la latencia de varios enlaces y el consumo de potencia. Además de que el balance entre la cobertura de la red, capacidad, retraso, y consumo de potencia son requeridos.

La topología de las redes ad hoc es autónomamente formada con base en la localización física de los nodos y los rangos de transmisión. Las redes ad hoc están limitadas por la energía de la batería y la interferencia inalámbrica, y la topología de red tiene un gran impacto en la capacidad y el consumo de energía de las redes. Por ejemplo, una topología densa puede inducir una alta interferencia, la cual, a su turno, reduce la capacidad de la red debido a la reutilización limitada espacial y causa un consumo alto e innecesario de potencia. Al contrario una topología escasa es vulnerable para conectar una red debido a las fallas de los nodos o sus enlaces.

La topología de control para redes ad hoc se enfoca en conectar una red extensa o una sesión específica, sus objetivos son reducir la interferencia, reducir el consumo de energía, e incrementar la capacidad de la red, esto manteniendo la conectividad de la red. El método principal de control de topología es el de ajustar las potencias de transmisión de los nodos, manteniendo la conectividad de los mismos. En cuanto a esto, el control de

## 2.4. Redes Ad Hoc

---

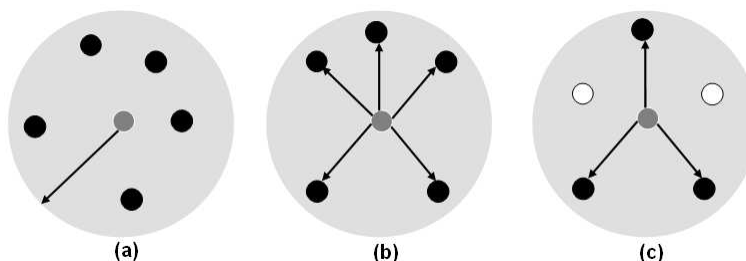


Figura 2.12: Topología física vs. Topología lógica: (a) cobertura de un nodo en base a su potencia de transmisión, (b) topología física, y (c) topología lógica

la topología a veces es llamado control de potencia. Reduciendo la potencia de transmisión puede alentar la reutilización espacial, mitigar la interferencia inalámbrica, mejorar el rendimiento de la red, y reducir el consumo de potencia. Además ajustando la potencia de transmisión, un nodo puede controlar aún más la topología seleccionando un subconjunto de aquellos nodos alcanzables con su potencia de transmisión para formar un conjunto vecino.

Como se describe en la Figura 2.12, con respecto al nodo del centro del círculo, todos los nodos localizados dentro de su rango de cobertura son incluidos en la topología física. En contraste, una topología lógica solo incluye a un subconjunto de aquellos nodos.

Los nodos pueden reducir el riesgo de que exista interferencia separando las transmisiones en tiempo, espacio, frecuencia, o código de expansión. Coordinando esta separación en lugar de actuar independientemente, los nodos con mucha mayor razón podrán reducir el riesgo de interferencia y por tal motivo incrementar el desempeño de la red.

Las redes ad hoc no utilizan ruteadores especializados para describir trayectorias o ruteo de tráfico. Una forma para soportar eficientemente la comunicación entre nodos es implementando una estructura de backbone inalámbrico; esto significa que ciertos nodos deberán ser seleccionados para formar el backbone. A través del tiempo, el backbone debe cambiar para reflejar los cambios en la topología de la red con la movilidad de los nodos. El algoritmo que se encarga de seleccionar los miembros del backbone naturalmente deberá ser rápido, pero además deberá mantener la mayor de las veces posibles una comunicación entre los nodos. Una manera de resolver este problema es agrupando los nodos en grupos o clusters. La estructura de control basada en *clusters* que se describirá más adelante en la Sección 2.4.2 la cual esta diseñada principalmente para el uso en redes ad hoc, proporcionando una organización natural de los nodos de la red simplificando la coordinación de transmisiones a través de los nodos vecinos.

Existen muchas investigaciones acerca de la optimización del desempeño de las redes ad hoc. Sin embargo, la mayoría de estas investigaciones están basadas en la optimización de capas individuales. Optimizando una capa individual deberá mejorar el desempeño de la



## 2.4. Redes Ad Hoc

---

actual capa pero también podría producir efectos secundarios no intuitivos que afectarán el funcionamiento total del sistema, [33]. Varias de las capas OSI y las funciones de red deben considerarse conjuntamente cuando se diseñan redes inalámbricas. Por ello, la idea del procesamiento a través de las capas (*cross-layer* o *inter-layer*).

### 2.4.1. Cross-Layering

El desempeño y la adaptabilidad en las redes ad hoc son problemas clave. Ellos son afectados por muchos factores intrínsecos a las redes ad hoc, como el medio no fiable y compartido, que causa errores de bit, colisiones, altos retrasos (delays), y un bajo rendimiento (throughput). Además, el hecho que los dispositivos en dichas redes probablemente son alimentados por baterías y relativamente débiles en términos de poder computacional impone restricciones especiales en la pila (stack) del protocolo. La movilidad de los nodos también juega un papel significativo. Esta afecta la estabilidad de rutas a través de la red, posiblemente resultando en tormentas de paquetes de difusión (broadcast storm), las cuales consumen grandes cantidades del escaso y disponible ancho de banda. En tales ambientes dinámicos, el uso de cross layering es prometedor puesto que las posibles ganancias en el desempeño pueden mejorar significativamente la escalabilidad, el desempeño del retraso y el throughput. Cross-layering no es el simple reemplazo de la arquitectura por capas, ni tampoco es la simple combinación de la funcionalidad por capas.

Cross layering trata de compartir la información entre las diferentes capas, la cual puede ser utilizada como entrada para algoritmos, procesos de decisión, para cálculos, y adaptaciones. Este proceso de compartir tiene que ser coordinado y estructurado de algún modo ya que cross-layering podría empeorar potencialmente el desempeño del problema que se tenía la intención de solucionar. Esto es debido a varios efectos. Los procesos de optimización en las diferentes capas podrían tratar de optimizar en una métrica común en direcciones diferentes. Además, dos diferentes métricas podrían tener impactos negativos la una con la otra, al tratar de optimizarlas, como la energía, la eficiencia y el retraso. Un problema general es aquel cambio de métrica en una capa que a menudo tiene un efecto en las demás capas implícitas. Por ejemplo, alterando la potencia de transmisión en la capa física puede tener un efecto sobre la capa de red como los nodos podrían desaparecer del rango de transmisión directa. De esta forma las ventajas del método de cross-layering pueden ser conservadas, garantizando la longevidad de la arquitectura. Además de las mejoras del desempeño en capas inferiores, cross-layering nos permite diseñar nuevos tipos de aplicaciones.

En las redes ad hoc existen muchas operaciones derrochadoras en términos de recursos, como en el ancho de banda el cual tiene que transportarlas. Esto incluye por ejemplo procesos de ruteo, donde a menudo, utilizan mecanismos de broadcast, la red entera esta implicada para encontrar una ruta pero solo algunos nodos participan en el proceso de enrutamiento de paquetes de datos después de que la ruta se encuentra establecida. Por otra parte, operaciones locales son de peso ligero, pero ellas carecen de exactitud y en

## 2.4. Redes Ad Hoc

---

última instancia pueden ser ineficientes. Por ejemplo, si un nodo es capaz de aumentar su desempeño localmente de alguna forma (i.e. aumentando su potencia de transmisión), esto al mismo tiempo podría significar un incremento en la interferencia con sus vecinos, [34].

Al mismo tiempo que el concepto de cross-layering es cada vez más introducido en el diseño de sistemas, este ha recibido algunas críticas por sus problemas intrínsecos potenciales, [35]. Esto incluye el diseño no estructurado y de codificación, efectos no planeados sobre otros componentes del sistema y capas, adaptación de *loops* y cuestiones de estabilidad.

### 2.4.2. Clustering

Generalmente los nodos de una red pueden ser agrupados de tal forma que los conjuntos de clusters cubran toda la red. Cada cluster forma un gráfico o grafo interconectado, y dos clusters pueden estar traslapados. El hecho de agrupar una red en clusters tiene las siguientes ventajas, [36], [37]:

- Facilitar la reutilización espacial de los recursos, los cuales pueden significar una mejora en la capacidad del sistema.
- El ruteo basado en clusters puede reducir la cantidad de información de ruteo propagada en la red y el retraso en el ruteo. Esto dividiendo la red en clusters no traslapados, el ruteo dentro de un cluster puede ser administrado por el cluster head y el ruteo entre grupos se puede realizar en forma cooperativa por los líderes de cada cluster, [36].
- Generalmente, clustering puede ser utilizado para reducir la cantidad de información usada para representar el estado de la red. Al agrupar múltiples nodos en un simple cluster, uno puede reducir la información de la condición de todos estos nodos en solamente un cluster. Uno o varios nodos en un grupo pueden reunir y distribuir el estado del cluster basándose en los nodos individuales y cada nodo solo podrá dar una opinión o punto de vista parcial del estado total del grupo. Los nodos alejados que se encuentran por fuera del grupo usualmente necesitan saber los detalles específicos de los eventos que ocurren dentro del cluster. Sin embargo una vista general del estado del cluster es suficiente para que estos nodos apartados realicen decisión de control. Esta reducción de información sobre el estado de los nodos es particularmente útil en redes dinámicas, como las redes móviles inalámbricas ad hoc, donde la conductividad y la localización de los nodos puede cambiar frecuentemente.
- Específicamente, el agrupar (clustering) puede reducir la cantidad de mensajes de actualización de la topología que son enviados en broadcast a través de la red, [38].

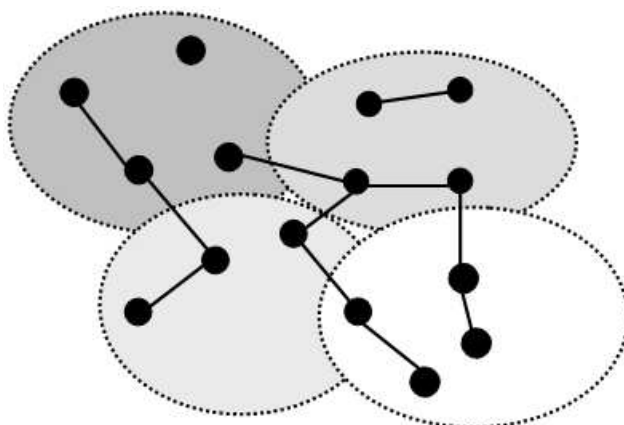


Figura 2.13: Red ad hoc plana dividida en 4 clusters

La configuración de una red ad hoc puede ser jerárquica o plana.

1. En una red plana como se muestra en la Figura 2.13, todos los nodos son iguales. Las conexiones son establecidas entre los nodos que están lo suficientemente cerca para permitir las mínimas condiciones de propagación para establecer la conectividad con otros nodos.
2. En una red jerárquica, una forma para soportar la comunicación entre nodos es la de seleccionar un grupo de nodos especiales que puedan actuar como un soporte o *backbone* para toda la comunicación, a estos nodos son llamados *clusterheads*. Para ello, los nodos son agrupados dentro de clusters, y cada cluster contiene a un simple clusterhead responsable de administrar el ruteo, [39], [40]. A un nodo que tiene por lo menos dos enlaces directos con otros nodos que pertenecen a diferentes clusters es conocido como gateway. Los nodos que no son clusterheads ni tampoco gateways son llamados nodos regulares. Por ejemplo, en la Figura 2.14, una red ad hoc es dividida en cuatro clusters basados en la arquitectura link-cluster, [41]. Se puede observar que un clusterhead puede actuar también como un gateway.

## 2.5. Estado del Arte en los Sistemas DS-CDMA

En esta Sección vamos a analizar dos modelos principalmente, los cuales tienen un enfoque similar al de este trabajo de tesis. El primero descrito en la Sección 2.5.1, es un sistema de comunicación inalámbrica para canales de multipath en el cual se le asignan dos códigos a cada usuario y estos dos códigos son utilizados para modular y demodular. Y el segundo modelo descrito en la Sección 2.5.2, es un esquema de codificación para paquetes de datos en redes basadas en DS-CDMA multiusuario, en el cual la trama de información

## 2.5. Estado del Arte en los Sistemas DS-CDMA

---

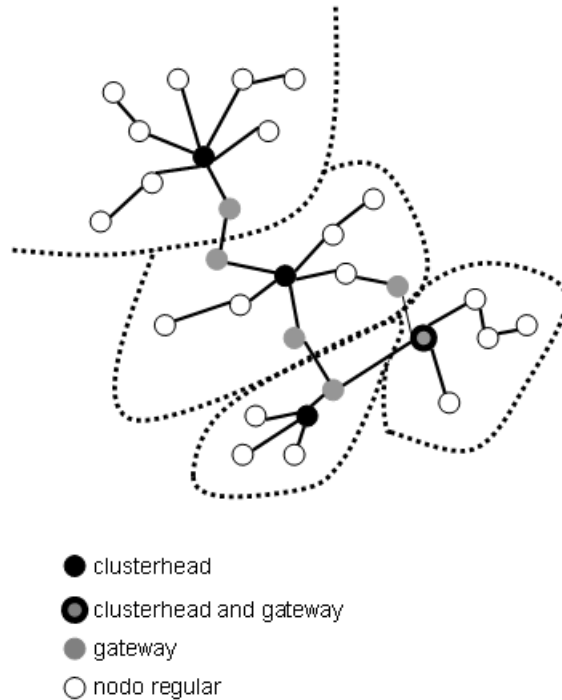


Figura 2.14: Red ad hoc jerárquica dividida en 4 clusters

del nodo origen lleva en su encabezado(header) la secuencia de expansión del nodo destino.

### 2.5.1. Un Modelo DS-CDMA para Canales Multipath

Hossein Zare y Derong Liu en [42], proponen un sistema de comunicación inalámbrica centralizado, en el cual la modulación y la demodulación de la información del usuario en el modo de “downlink” se basa en el uso de dos códigos de expansión para cada usuario. Considere el diagrama de bloques del transmisor de la Figura 2.15, cuando un usuario  $k$  desea transmitir una trama  $b_k(i)$  de bits de información en banda base (i.e.,  $1, 0, 1, \dots, i$ ), estos son separados en dos ramas, una para los 1’s y otra para los 0’s, es decir, el transmisor envía al canal la señal  $s_k$  cuando el  $i$ -ésimo bit de la señal de información  $b_k(i)$  es un 1, y  $s'_k$  cuando  $b_k(i)$  es un 0 (modulación de código binario). El receptor de la Figura 2.16, al igual que el transmisor, contiene dos ramas una para extraer la información de las señales  $s_k$  y otra para extraer la información de las señales  $s'_k$ . En estas 2 ramas se generan dos variables  $y_1(i)$ ,  $y_2(i)$  con las cuales se toma la decisión de la información recibida proveniente del usuario  $k$ . A continuación se formula este procedimiento de transmisión y recepción para un mejor entendimiento.

Asuma un sistema con  $K$  usuarios, y que el  $i$ -ésimo bit de información del  $k$ -ésimo usuario

## 2.5. Estado del Arte en los Sistemas DS-CDMA

que la estación base transmite es  $b_k(i)$ . La correspondiente señal de banda base transmitida desde la estación base esta dada por

$$x_k(t) = A \sum_i \bar{s}_k(t - iT), \quad k = 1, 2, \dots, K, \quad (2.48)$$

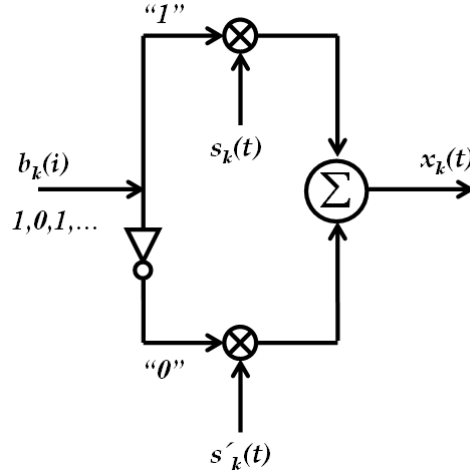


Figura 2.15: Diagrama de bloques del transmisor para el modelo que utiliza 2 secuencias de modulación.

donde  $A$  es la amplitud de la señal del  $k$ -ésimo usuario,  $T$  es el intervalo de duración del símbolo,  $\bar{s}_k(t) = s_k(t)$  si  $b_k(i) = 1$ , y  $\bar{s}_k(t) = s'_k(t)$  si  $b_k(i) = 0$ . Las dos secuencias de expansión están descritas de la siguiente forma

$$s_k(t) = \sum_{j=0}^{N-1} c_k(j) \Psi(t - jT_c), \quad 0 \leq t \leq T. \quad (2.49)$$

$$s'_k(t) = \sum_{j=0}^{N-1} c'_k(j) \Psi(t - jT_c), \quad 0 \leq t \leq T, \quad (2.50)$$

donde  $N$  es la ganancia de procesamiento ó numero de chips por bit,  $c_k \in \{\pm 1\}$  y  $c'_k \in \{\pm 1\}$  son los códigos del  $k$ -ésimo usuario, y  $\Psi(t)$  es la forma de onda del chip con una duración  $T_c = T/N$ . La señal de banda base recibida debido a todos los usuarios en el  $k$ -ésimo receptor móvil esta dada por

$$r_k(t) = \sum_{j=l}^K \sum_{l=1}^L \alpha_{kl} x_j(t - \tau_{kl}) + n(t), \quad (2.51)$$

donde  $n(t)$  es ruido blanco aditivo Gaussiano,  $\alpha_{kl}$  es la  $l$ -ésima ganancia de la trayectoria del canal hacia el  $k$ -ésimo usuario, y  $\tau_{kl}$  es  $l$ -ésimo tiempo de retraso de la trayectoria entre el  $k$ -ésimo usuario y la estación base transmisora.

## 2.5. Estado del Arte en los Sistemas DS-CDMA

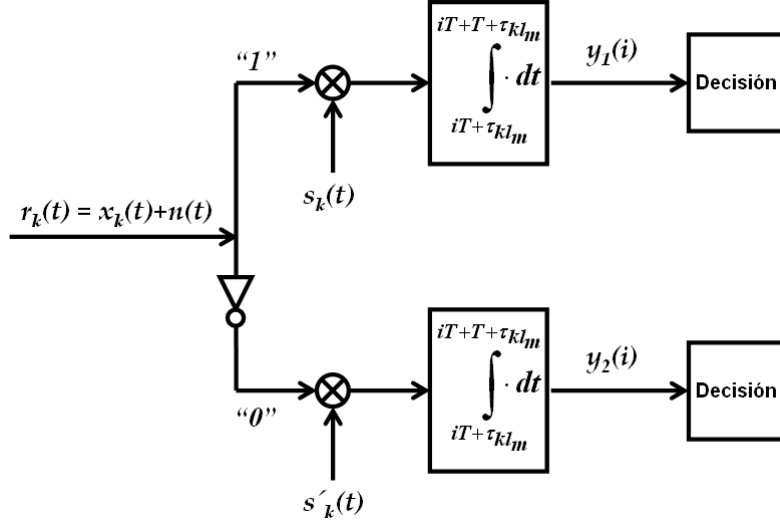


Figura 2.16: Diagrama de bloques del receptor para el modelo que utiliza 2 secuencias de modulación.

Como se comento al inicio de esta Sección en el receptor (véase Figura 2.16) la señal recibida es “despreaded” por las secuencias de expansión del usuario deseado en dos diferentes ramas para formar las variables de decisión. La decisión sobre cual fue el símbolo transmitido se toma de acuerdo a la mejor parte real entre cada una de las ramas. La idea para combatir el efecto de multipath radica en el hecho de cuando se hace la asignación de los dos códigos de cada usuario es importante que estos dos códigos por lo menos tengan los primeros  $L_{max}$  elementos en común, cuando  $L_{max} = \lceil \tau_{max}/T_c \rceil$ , donde  $\tau_{max}$  es la máxima diferencia entre los retrasos de trayectoria del usuario  $k$ , y la operación  $\lceil \cdot \rceil$  indica la función techo.

Asuma que el usuario de interés es el  $k$ -ésimo usuario. Demodulamos la señal recibida utilizando un receptor tipo RAKE, el cual tiene una rama con el retardo y la atenuación de la trayectoria mas fuerte. Sea  $l_m$  la trayectoria mas fuerte del usuario  $k$ . Las variables de decisión en las dos ramas se obtienen de la siguiente forma

$$y(i)_1 = \alpha_{kl_m}^* \int_{iT + \tau_{kl_m}}^{iT + T + \tau_{kl_m}} r(t) s_k(t - iT - \tau_{kl_m}) dt. \quad (2.52)$$

$$y(i)_2 = \alpha_{kl_m}^* \int_{iT + \tau_{kl_m}}^{iT + T + \tau_{kl_m}} r(t) s'_k(t - iT - \tau_{kl_m}) dt. \quad (2.53)$$

donde  $\alpha_{kl_m}^*$ , es la atenuación de la trayectoria  $l_m$  mas fuerte del  $k$ -ésimo usuario, y  $\tau_{kl_m}$  es el retardo de la trayectoria  $l_m$ .

En este sistema las señales se demodulan de acuerdo a la trayectoria mas fuerte, y el hecho que el perfil del retraso de la potencia en un ambiente inalámbrico decae exponencialmente

## 2.5. Estado del Arte en los Sistemas DS-CDMA

---

[43], la diferencia entre la interferencia en las dos ramas del receptor del sistema de H. Zare y D. Liu , cambia ligeramente el nivel del ruido blanco, y en el caso de un bajo pero razonable ruido blanco, su sistema podrá realizar una decisión correcta.

### 2.5.1.1. Aportaciones del Modelo

En la Tabla comparativa 2.1 se describen las ventajas y desventajas de este sistema.

Tabla 2.1: Análisis cualitativo del sistema que utiliza dos secuencias de expansión para cada usuario

Ventajas	Desventajas
<ul style="list-style-type: none"><li>★ Este sistema es inmune al efecto de múltiples trayectorias y al MAI.</li><li>★ Con base en los resultados obtenidos en la simulación en [42], el desempeño de este sistema es cercano a los sistemas de un solo usuario.</li></ul>	<ul style="list-style-type: none"><li>★ La mayor desventaja de este sistema es el número de códigos, ya que si se tienen un conjunto de <math>N</math> secuencias de expansión, los códigos disponibles para este sistema serán <math>N/2</math>, por lo tanto para un gran número de usuarios se necesita un conjunto muy grande de códigos.</li><li>★ Para que este sistema pueda ser utilizado en comunicación simultánea, es necesario que el receptor tenga un enorme banco de matched filters, para poder reconocer el par de ramas para cada usuario, por lo cual el procesamiento de este sistema sería muy extensivo o exhaustivo.</li></ul>

## 2.5. Estado del Arte en los Sistemas DS-CDMA

### 2.5.2. Un Sistema DS-CDMA con un Nuevo Esquema de Codificación

En este sistema, [44], propuesto por Derong Liu e Ying Cai, realizan un nuevo esquema de codificación, el cual llaman “transceiver packet coding scheme” (TPCS). Este esquema consiste en que a cada nodo en la red se le asigna un único código de expansión  $\{c_m\}_{m=0}^{N-1}$ . Suponga que el nodo  $i$  necesita enviar un paquete de símbolos binarios al nodo  $j$ . El código de expansión utilizado por el nodo  $i$  es  $c_i = [-1, 1, -1, 1]$  y para el nodo  $j$  es  $c_j = [-1, -1, 1, 1]$ . El paquete  $d(t)$  a transmitir consiste en dos partes, la primera parte es el “header” o encabezado del paquete el cual lo conforma la secuencia de expansión del código del receptor, que para este ejemplo en particular es  $c_j$ , y la segunda parte del paquete es la secuencia de datos de información del nodo origen en este caso es  $i$ . Por ultimo para transmitir el paquete  $d(t)$  este se modula con la técnica de espectro expandido utilizando la secuencia de expansión del nodo origen, en este caso con el código  $c_i$ , un ejemplo específico de esta operación para una secuencia de datos de 8 bits y una ganancia de procesamiento  $N = 4$  se puede observar en la Figura 2.17. La longitud del “header” es  $N$ , es decir, mientras la cantidad de chips sea  $N$ .

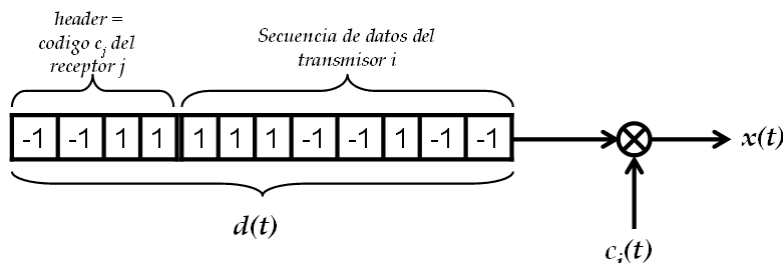


Figura 2.17: Transmisión de 8 bits de información de  $[i, j]$ , utilizando TPCS con una ganancia de procesamiento  $N = 4$ .

Como se puede observar en la Figura 2.17, podemos representar la señal a transmitir como

$$x(t) = c_i(t)d(t), \quad (2.54)$$

la Ecuación (2.54) puede tener una representación matricial, la cual se muestra a continuación

$$\mathbf{X} = \mathbf{c}_i^T \mathbf{d}, \quad (2.55)$$

donde  $\mathbf{c}_i^T$  es el vector columna del código del nodo transmisor  $i$ , y  $\mathbf{d}$  es el vector del paquete completo de información  $d(t)$  a ser transmitido. Para el ejemplo específico de la Figura 2.17 donde  $\mathbf{c}_i = [-1, 1, -1, 1]$ , y  $\mathbf{d} = [-1, -1, 1, 1, 1, 1, 1, -1, -1, 1, -1, -1]$ , la matriz de la Ecuación (2.55) nos queda de la siguiente forma



## 2.5. Estado del Arte en los Sistemas DS-CDMA

$$\mathbf{X} = \begin{bmatrix} 1 & 1 & -1 & -1 & -1 & -1 & -1 & 1 & 1 & -1 & 1 & 1 \\ -1 & -1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & -1 & -1 & 1 & -1 & -1 \\ 1 & 1 & -1 & -1 & -1 & -1 & -1 & 1 & 1 & -1 & 1 & 1 \\ -1 & -1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & -1 & -1 & 1 & -1 & -1 \end{bmatrix}$$

Asuma que cada nodo conoce los códigos de sus nodos vecinos, y que el receptor por simplicidad es un *matched filter*, con una sincronía perfecta al igual que la ortogonalidad de los códigos. Cualquier detector multiusuario puede ser utilizado en lugar de un banco de *matched filters*, en el caso de que se presente el efecto de multipath y destruya la ortogonalidad de los códigos o exista la no ortogonalidad de los códigos en la red, [44]. Un diagrama de bloques para el receptor del esquema TPCS esta descrito en la Figura 2.18.

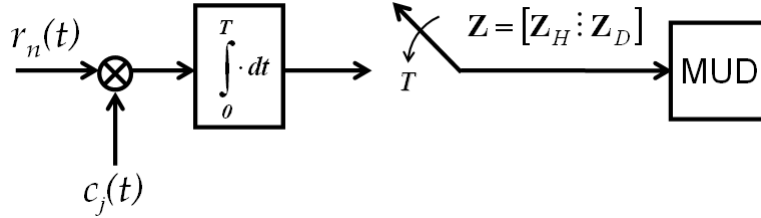


Figura 2.18: Receptor del sistema TPCS.

La señal recibida en el nodo  $j$  dentro de un slot de tiempo puede ser descrita de la siguiente forma:

$$\begin{aligned} r_n(t) &= \sum_{k \in \Upsilon_n} A^{(k)} x_n^{(k)}(t) + v_n(t), \\ &= \sum_{k \in \Upsilon_n} A^{(k)} c^{(k)} d_n^{(k)}(t) + v_n(t). \end{aligned} \quad (2.56)$$

donde  $n$  es el índice del paquete,  $t$  es el índice del símbolo dentro del paquete,  $k$  es el índice de transmisión,  $A^{(k)}$  es la amplitud de la  $k$ -ésimo transmisor,  $c^{(k)}$  es el código del  $k$ -ésimo transmisor donde  $\|c^{(k)}\| = 1$ ,  $d_n^{(k)}(t)$  es el  $t$ -ésimo símbolo dentro del  $n$ -ésimo paquete del  $k$ -ésimo transmisor,  $v_n(t)$  es ruido blanco aditivo Gaussiano con media cero y covarianza  $\sigma^2$ , y  $\Upsilon_n$  es el conjunto de usuarios activos en el  $n$ -ésimo slot de tiempo. Nótese que la expresión anterior es la señal recibida en el nodo  $j$  aun y cuando no se utilizo ningún índice  $j$ . La función del receptor es determinar si el nodo  $j$  es el destino y detectar los símbolos  $d_n^{(k)}$  si es necesario.

Al pasar la señal  $r_n(t)$  a través del *matched filter* y del muestreador de la Figura 2.18, la señal que se genera esta dada por la siguiente matriz

## 2.5. Estado del Arte en los Sistemas DS-CDMA

---

$$\mathbf{Z} = \begin{bmatrix} z(1,1) & z(1,2) & \dots & z(1,P) \\ z(2,1) & z(2,2) & \dots & z(2,P) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ z(N,1) & z(N,2) & \dots & z(N,P) \end{bmatrix} \quad (2.57)$$

donde  $P$  es la longitud del paquete. La matriz  $\mathbf{Z}$  puede ser expresada como

$$\mathbf{Z} = [\mathbf{Z}_H : \mathbf{Z}_D], \quad (2.58)$$

donde es una matriz  $\mathbf{Z}_H$  que contiene la información del *header*, la cual puede ser escrita de la siguiente forma

$$\mathbf{Z}_H = \begin{bmatrix} z(1,1) & z(1,2) & \dots & z(1,N) \\ z(2,1) & z(2,2) & \dots & z(2,N) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ z(N,1) & z(N,2) & \dots & z(N,N) \end{bmatrix} \quad (2.59)$$

y  $\mathbf{Z}_D$ , es la matriz de datos la cual esta dada por

$$\mathbf{Z}_D = \begin{bmatrix} z(1, N+1) & z(1, N+2) & \dots & z(1, P) \\ z(2, N+1) & z(2, N+2) & \dots & z(2, P) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ z(N, N+1) & z(N, N+2) & \dots & z(N, P) \end{bmatrix} \quad (2.60)$$

Las matrices de las Ecuaciones (2.59) y (2.60), pueden ser expresadas como

$$\mathbf{Z}_H = \sum_{k \in \Upsilon_n} A^k \mathbf{c}_k \mathbf{c}_{m(k)}^T + \mathbf{V}_H \quad (2.61)$$

$$\mathbf{Z}_D = \sum_{k \in \Upsilon_n} A^k \mathbf{c}_k \mathbf{b}_k^T + \mathbf{V}_D \quad (2.62)$$

donde  $m(k)$  es el receptor al que se desea enviar la  $k$ -ésima transmisión,  $A^k$  es la amplitud recibida en el nodo  $m(k)$ ,  $\mathbf{c}_k$  y  $\mathbf{c}_{m(k)}^T$  son los códigos de expansión asignados a los nodos  $k$  y  $m(k)$ , respectivamente,  $\mathbf{b}_k = [b_k(1), \dots, b_k(P-N)]$  es el vector de información de los símbolos a transmitir del nodo  $k$  al nodo  $m(k)$  en un paquete,  $\mathbf{V}_H$  y  $\mathbf{V}_D$  son ruido aditivo blanco Gaussiano con media cero.

Para un nodo  $j$  en el modo de recepción, si multiplicamos  $\mathbf{Z}_H$  con  $\mathbf{c}_j$ , se obtiene

$$z_{Hj} \triangleq \mathbf{Z}_H \mathbf{c}_j = \sum_{k \in \Upsilon_j} A^k \mathbf{c}_k + \mathbf{v}_H \quad (2.63)$$

donde  $\Upsilon_j$  es el conjunto de usuarios que están transmitiendo al nodo  $j$ . Si todos los elementos de  $z_{Hj}$  son cero (o cercanos a cero), esto indica que nadie transmitió al nodo  $j$ . Mientras los

## 2.5. Estado del Arte en los Sistemas DS-CDMA

---

códigos de expansión sean ortogonales entre si, al multiplicar  $z_{Hj}$  con la matriz de códigos de expansión  $\mathbf{C}^T = [\mathbf{c}_1 : \mathbf{c}_2 : \dots : \mathbf{c}_M]^T$ , se obtiene

$$\mathbf{y}_j \triangleq \mathbf{C}^T z_{Hj} = \mathbf{C}^T \sum_{k \in \Upsilon_j} A^k \mathbf{c}_k + \mathbf{C}^T \mathbf{v}_H. \quad (2.64)$$

En un ambiente libre de ruido,

$$\mathbf{y}_j = [\dots, A^{i_1}, 0, \dots, A^{i_2}, \dots, 0, \dots]^T, \quad (2.65)$$

un elemento que no es cero solamente aparecerá en la  $i$ -ésima posición si el nodo  $i_1$  o el nodo  $i_2$  transmiten al nodo  $j$ . Por lo tanto, se puede determinar el origen de la información. Todos los símbolos de información están contenidos en la matriz  $\mathbf{Z}_D$ , y cualquier técnica estándar de detección multiusuario se puede utilizar para recuperar estos símbolos. Por ejemplo si pasamos la matriz  $\mathbf{Z}_D$  por los “matched filters” de  $\mathbf{c}_{i_1}$  y  $\mathbf{c}_{i_2}$  respectivamente obtendremos

$$\mathbf{b}_{i_1} = \mathbf{Z}_D \mathbf{c}_{i_1}, \quad \mathbf{b}_{i_2} = \mathbf{Z}_D \mathbf{c}_{i_2}, \quad (2.66)$$

donde  $\mathbf{b}_{i_1}$  y  $\mathbf{b}_{i_2}$ , son los paquetes de información de los nodos  $i_1$  e  $i_2$  respectivamente.

### 2.5.2.1. Aportaciones del Modelo

En la Tabla comparativa 2.2 se describen las ventajas y desventajas de este sistema.

## 2.5. Estado del Arte en los Sistemas DS-CDMA

---

Tabla 2.2: Análisis cualitativo del sistema TPCS

Ventajas	Desventajas
<ul style="list-style-type: none"> <li>★ Si se tienen un conjunto de <math>N</math> secuencias de expansión, los códigos disponibles para este sistema serán <math>N</math>.</li> <li>★ Este sistema resuelve las colisiones entre múltiples paquetes que son direccionados al mismo destino, con ello es capaz de resolver los problemas de terminal escondida y terminal expuesta.</li> <li>★ Si se utiliza un sistema de detección multiusuario es posible que este sistema soporte comunicación simultánea.</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>★ Como el tamaño del encabezado del paquete esta determinado por la ganancia de procesamiento, para las ganancias de procesamiento que se utilizan en los sistemas actuales hace que el sistema sea ineficiente por la cantidad de ancho de banda requerido para el envío de la información.</li> <li>★ Al modificar el formato del paquete de información se esta modificando la interacción entre capas tendiendo que analizar el procesamiento de crosslayering como se comento en la Sección 2.4.1.</li> <li>★ Para el correcto funcionamiento de este sistema se asume una sincronía perfecta, lo cual no es posible en los ambientes inalámbricos.</li> <li>★ Para este sistema no se hizo un estudio sobre los posibles efectos que le puede provocar las múltiples trayectorias.</li> <li>★ El sistema al utilizar un sistema de detección multiusuario aumenta su procesamiento en comparación de los sistemas actuales que utilizan bancos de “matched filters” y receptores tipo “rake”.</li> </ul>

## 2.5. Estado del Arte en los Sistemas DS-CDMA

---

Tomando en cuenta los sistemas que se mencionaron en la secciones 2.5.1 y 2.5.2, podemos tener un panorama acerca de las investigaciones que se están realizando actualmente en los sistemas de comunicación inalámbrica DS-CDMA y además de las aportaciones de cada modelo. En el siguiente Capitulo se presenta un nuevo modelo que permite la comunicación simultánea en un escenario ad hoc, así como la capacidad de identificar el origen y destino de la información sin importar cuantos dispositivos transmiten dentro de su rango de cobertura. A la vez será capaz de resolver los problemas de la terminal escondida y la terminal expuesta, problemas que en comparación con las características presentadas en las tablas 2.1 y 2.2, solo el sistema analizado en la Sección 2.5.2 soluciona, pero este a diferencia del nuevo modelo se encuentra en desventaja desde el punto de vista de procesamiento entre capas.

Además en el siguiente Capitulo se describirá y se realizara un análisis matemático del nuevo sistema, seguido por una simulación para cuantificar las ventajas y desventajas en base al BER (Bit Error Rate).

# Capítulo 3

## Descripción del Modelo

Consideraremos una red inalámbrica ad hoc, la cual se encuentra dividida en clusters con una arquitectura plana. Cada cluster se encuentra dividido de acuerdo a los códigos de los nodos, se asume que existe un procedimiento para la asignación, reorganización y manejo inteligente de los códigos garantizando que aún y cuando exista la movilidad o el nacimiento y muerte de los nodos, dentro de cada cluster cada nodo posee un código único y además este conoce todos los códigos de sus vecinos. Con este procedimiento se tienen los medios disponibles para que el sistema receptor de radio cognitiva se adapte inteligentemente de acuerdo a los nodos vecinos que pertenecen a su cluster asegurándose que exista la comunicación simultánea entre ellos. En la Figura 3.1 se muestra un ejemplo de una red ad hoc dividida en dos clusters.

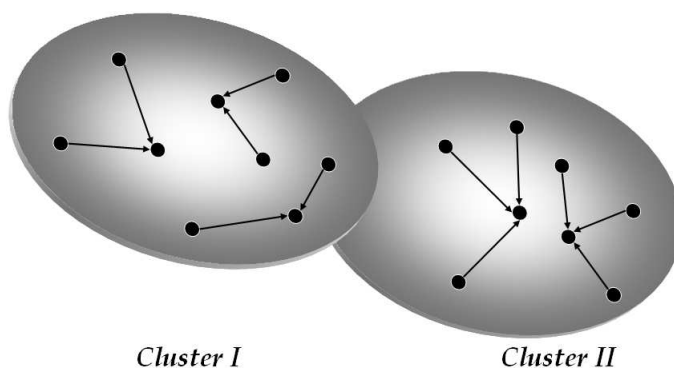


Figura 3.1: Red ad hoc dividida en 2 clusters

Ahora tomando uno de los clusters de la Figura 3.1, en donde el sistema de comunicaciones esta dividido en ranuras (slots) de tiempo, y los nodos solo se les permite inicializar la transmisión al inicio de cada slot de tiempo. Además se asume que la comunicación entre los nodos es síncrona, esto quiere decir que el nodo receptor esta perfectamente sincronizado con el nodo transmisor. Los nodos origen transmiten a los demás nodos destino directamente a través de un canal común. Cada nodo puede ser transmisor (Tx) o receptor (Rx). Pero

### 3.1. Sistema Multiusuario de Comunicación Simultánea utilizando DS-CDMA

el transmisor-receptor (transceiver) de cada nodo es half-duplex [45], esto significa que un nodo transmisor en una red ad hoc no puede recibir paquetes de ningún otro nodo al mismo tiempo que se transmite.

## 3.1. Sistema Multiusuario de Comunicación Simultánea utilizando DS-CDMA

Si tomamos en cuenta el sistema de comunicaciones DS-CDMA que se describió en la Sección 2.2, en el cual la secuencia de datos del nodo origen  $i$  es  $\{b_m^{(i)}\}$  donde  $b_m^{(i)} \in \{\pm 1\}$ , es el  $m$ -ésimo bit del  $i$ -ésimo usuario, por lo tanto la señal que el nodo  $i$  transmitirá, en el  $n$ -ésimo chip al nodo destino  $j$  será

$$s_n^{[i,j]} = b_m^{(i)} c_n^{(i)} d_n^{(j)}, \quad n = 0, \dots, N - 1, \quad (3.1)$$

donde  $[i, j]$ ,  $i \neq j$  denota el par origen-destino y tanto  $\{c_n^{(i)}\}_{n=0}^{N-1}$  como  $\{d_n^{(j)}\}_{n=0}^{N-1}$  son los códigos ortogonales que identifican par transmisor-receptor, respectivamente.

La señal transmitida del nodo  $i$  al nodo  $j$ , presente en cada uno de los receptores vecinos del nodo  $i$  es

$$r_n^{[i,j]} = b_m^{(i)} c_n^{(i)} d_n^{(j)}, \quad (3.2)$$

por lo tanto si generalizamos la señal transmitida por el canal por todos los transmisores activos en un slot de tiempo de chip es

$$r_n = \sum_{m \in \Omega} \sum_{k \in \Upsilon_m} r_n^{[k,m]}, \quad (3.3)$$

donde  $\Omega$  es el conjunto de nodos receptores vecinos al nodo destino  $m$  con un transmisor activo y  $\Upsilon_m$  es el conjunto de transmisores activos que envían datos al destino  $m$ .

Si observamos el cluster de la Figura 3.2, y nos enfocamos en el  $j$ -ésimo receptor entonces la señal que este nodo recibe es

$$r_n^{(j)} = \overbrace{\sum_{i \in \Upsilon_j} b_m^{(i)} c_n^{(i)} d_n^{(j)}}^{(A)} + W_n + \sum_{\substack{k \in \Omega \\ k \neq j}} \sum_{v \in \Upsilon_k} b_m^{(v)} c_n^{(v)} d_n^{(k)}, \quad (3.4)$$

donde (A) de la Ecuación (3.4) representa la señal en la entrada del nodo  $j$  debido a sus transmisores deseados, por ello  $\Upsilon_j$  es el conjunto de transmisores activos que envían datos al destino  $i$ ,  $W_n$  es el ruido blanco aditivo Gaussiano (AWGN) proporcionado por el canal,  $\Omega$  es el conjunto de nodos receptores y  $\Upsilon_k$  es el conjunto de transmisores activos que envían datos al destino  $k \neq j$ .

### 3.1. Sistema Multiusuario de Comunicación Simultánea utilizando DS-CDMA

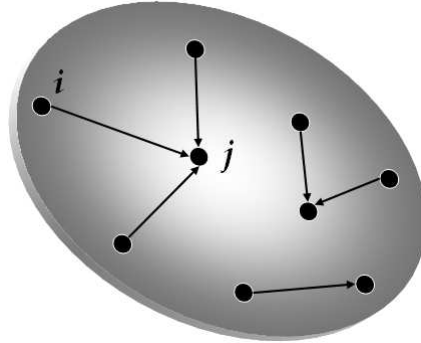


Figura 3.2: Cluster de 9 nodos

Por simplicidad asumiremos que el receptor utiliza un banco de matched filters, el cual está descrito para el  $z$ -ésimo receptor en el diagrama de bloques de la Figura 3.3.

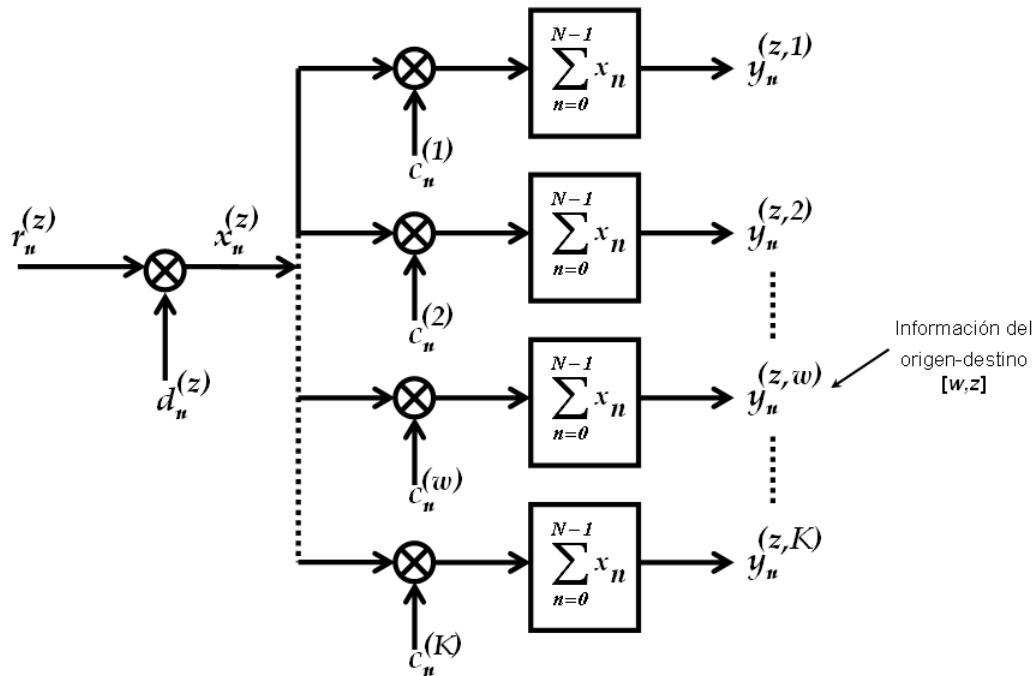


Figura 3.3:  $z$ -ésimo receptor DS-CDMA para comunicación simultánea de  $K$  usuarios

La señal  $r_n$  que recibe el  $z$ -ésimo nodo de acuerdo al diagrama de bloques del receptor de la Figura 3.3 está dada por la siguiente ecuación

$$r_n^{(z)} = \sum_{j \in \Omega} \sum_{i \in \Upsilon_j} r_n^{[i,j]} + W_n, \quad (3.5)$$



### 3.1. Sistema Multiusuario de Comunicación Simultánea utilizando DS-CDMA

substituyendo la Ecuación (3.2) en la Ecuación (3.5), se obtiene lo siguiente

$$r_n^{(z)} = \sum_{j \in \Omega} \sum_{i \in \Upsilon_j} b_m^{(i)} c_n^{(i)} d_n^{(j)} + W_n. \quad (3.6)$$

La señal  $x_n^{(z)}$  que se describe en la Figura 3.3 es la correlación de la señal de entrada, dada por la Ecuación (3.6), con el código del receptor, es decir

$$x_n^{(z)} = r_n^{(z)} d_n^{(z)}. \quad (3.7)$$

Ahora tomando en cuenta 2 factores clave, que se mencionaron al inicio de este Capítulo, el primero asumiendo que hay sincronía entre el transmisor-receptor, y el segundo que el Origen-Destino son únicos con respecto al transmisor (esto quiere decir que el nodo origen no puede transmitir a dos destinos en un slot de tiempo), la señal  $x_n^{(z)}$  (Ecuación 3.7) queda de la siguiente forma

$$x_n^{(z)} = \sum_{j \in \Omega} \sum_{i \in \Upsilon_j} b_m^{(i)} c_n^{(i)} d_n^{(j)} d_n^{(z)} + W_n d_n^{(z)}, \quad (3.8)$$

$$= \sum_{i \in \Upsilon_z} b_m^{(i)} c_n^{(i)} d_n^{(z)} d_n^{(z)} + \sum_{\substack{k \in \Omega \\ k \neq z}} \sum_{v \in \Upsilon_k} b_m^{(v)} c_n^{(v)} d_n^{(k)} d_n^{(z)} + W_n^{(z)}, \quad (3.9)$$

donde la primera sumatoria representa la señal de todo el conjunto de transmisores  $\{\Upsilon_z\}$  que envían información al nodo  $z$ , las ultimas dos sumatorias representan la señal de los transmisores con destinos diferentes a  $z$  que hacen interferencia al destino  $z$ , mejor conocida como *MAI*, y  $W_n^{(z)}$  es el ruido AWGN correlacionado con el código del receptor  $d_n^{(z)}$ .

A diferencia en lo visto en la Sección 2.2.3, en este paso a la señal  $x_n^{(z)}$  no se le puede realizar la correlación por dos motivos:

1. El *MAI* puede dar cualquier valor positivo, negativo, o cero.
2. El término de la información se hace cero por la propiedad de balance de secuencias ortogonales como se puede observar a continuación:

$$\sum_{n=0}^{N-1} \sum_{i \in \Upsilon_z} b_m^{(i)} c_n^{(i)} \underbrace{(d_n^{(z)})^2}_1 = \sum_{i \in \Upsilon_z} b_m^{(i)} \underbrace{\sum_{n=0}^{N-1} c_n^{(i)}}_0 = 0.$$

Regresando al diagrama de bloques de la Figura 2.13, la  $w$ -ésima rama del receptor del nodo  $z$ , proporciona a la salida la información del origen-destino  $[w, z]$ . La señal que resulta entre la correlación del  $z$ -ésimo receptor (3.9) con el código de expansión de la  $w$ -ésima rama será

### 3.2. Probabilidad de error para un Sistema con Modulación BPSK

---

$$\begin{aligned}
 y_n^{[w,z]} &= \sum_{i \in \Upsilon_z} b_m^{(i)} c_n^{(i)} (d_n^{(z)})^2 c_n^{(w)} \\
 &+ \sum_{\substack{j \in \Omega \\ j \neq z}} \sum_{i \in \Upsilon_j} b_m^{(i)} c_n^{(i)} d_n^{(j)} d_n^{(z)} c_n^{(w)} + W_n^{(z)} c_n^{(w)}, \tag{3.10}
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 &= b_m^{(w)} (c_n^{(w)})^2 (d_n^{(z)})^2 + \sum_{\substack{i \in \Upsilon_z \\ i \neq w}} b_m^{(i)} c_n^{(i)} (d_n^{(z)})^2 c_n^{(w)} \\
 &+ \sum_{\substack{j \in \Omega \\ j \neq z}} \sum_{i \in \Upsilon_j} b_m^{(i)} c_n^{(i)} d_n^{(j)} d_n^{(z)} c_n^{(w)} + W_n^{[w,z]}, \tag{3.11}
 \end{aligned}$$

donde  $W_n^{[w,z]}$  es el ruido AWGN correlacionado con el par de códigos  $[w, z]$ .

Ahora si tenemos la siguiente propiedad de autocorrelación en una señal periódica de tiempo discreto:

**Propiedad 5.**

$$\sum_{n=0}^{N-1} c_n^{(k)} c_n^{(j)} d_n^{(m)} d_n^{(q)} = \begin{cases} N & \text{if } k = j, \quad \text{and } m = q; \\ 0 & \text{if } k \neq j, \quad \text{or } m \neq q, \end{cases} \tag{3.12}$$

para el caso en que la duración de un bit de información es dividido en  $N$  subintervalos, durante cada subintervalo o chip, un pulso unitario de energía  $\mathcal{E}_c = \mathcal{E}/N$  es enviado entre origen-destino  $[w, z]$ , y se cumple la **Propiedad 5** entonces:

$$y^{[w,z]} = \sum_{n=0}^{N-1} y_n^{[w,z]} \tag{3.13}$$

$$= \sum_{n=0}^{N-1} (\mathcal{E}_c b_m^{(w)} + W_n^{[w,z]}) = \pm \mathcal{E} b_m^{(w)} + \sum_{n=0}^{N-1} W_n^{[w,z]}. \tag{3.14}$$

En base al análisis en la Sección 2.1, podemos decir que la variable de decisión  $y^{[w,z]}$  tiene un valor medio  $N \mathcal{E}_c b_m^{(w)} = \mathcal{E} b_m^{(w)}$ , y una varianza  $N \frac{\sigma_y^2}{N} = \sigma_y^2$ .

### 3.2. Probabilidad de error para un Sistema con Modulación BPSK

En esta Sección se presenta un análisis matemático de probabilidad de error ya que como se menciono al final del Capítulo 2, se empleará como medida de desempeño del nuevo mode-

### 3.2. Probabilidad de error para un Sistema con Modulación BPSK

lo presentado en este Capítulo. El siguiente análisis puede ser visto con mayor detalle en [46].

Considerando el conjunto  $\mathbb{S}$  de señales antipodales  $s_1(t) = g_T(t)$  y  $s_2(t) = -g_T(t)$  de la Sección 2.1, donde  $g_T(t)$  es un pulso arbitrario el cual es diferente de cero en el intervalo de  $0 \leq t \leq T_b$  y es cero en cualquier otro caso.

La energía en el pulso  $g_T(t)$  es igual a la energía de cada bit  $\mathcal{E}_b$ . Como las señales PAM pueden ser representadas geoméricamente como vectores de una dimensión  $\phi$ , por lo tanto, para una PAM binaria, los puntos de los vectores de la señal son  $s_1 = \sqrt{\mathcal{E}_b}$  y  $s_2 = -\sqrt{\mathcal{E}_b}$ . La Figura 3.4 ilustra los dos puntos de la señal.

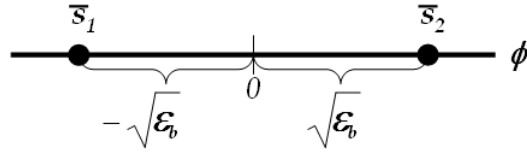


Figura 3.4: Puntos de los vectores de señales antipodales

Asuma que las dos señales son equiprobables y que se la señal  $s_1(t)$  fue transmitida, por lo tanto la señal recibida por el (matched filter) demodulador descrita en la Ecuación (2.2) queda de la siguiente forma

$$r_1(t) = s_1(t) + n(t) = \sqrt{\mathcal{E}_b} + n(t), \quad (3.15)$$

donde  $n(t)$  representa el AWGN, con media cero y varianza  $\sigma^2 = N_0/2$ . En este caso, el bloque de decisión se basa en la variable  $r_i(t)$ ,  $i = 1, 2$ , dada por la Ecuación (2.10), el cual compara la señal con un cruce por cero. Si  $r_i(t) > 0$ , la decisión se toma a favor de que  $s_1(t)$  fue la señal transmitida, y para  $r_i(t) < 0$ , la decisión se toma a favor de  $s_2(t)$ . Las dos funciones de densidad de probabilidad (PDF) condicional de la señal  $r_i(t)$  son

$$f(r_i|s_1) = \frac{1}{\sqrt{\pi N_0}} e^{-(r_i - \sqrt{\mathcal{E}_b})^2 / N_0} \quad (3.16)$$

$$f(r_i|s_2) = \frac{1}{\sqrt{\pi N_0}} e^{-(r_i + \sqrt{\mathcal{E}_b})^2 / N_0} \quad (3.17)$$

Dado que la señal  $s_1(t)$ , fue transmitida, la probabilidad de error es simplemente la probabilidad de que  $r_i(t) < 0$ ; i.e.,

### 3.2. Probabilidad de error para un Sistema con Modulación BPSK

---

$$\begin{aligned}
 P(e|s_1) &= \int_{-\infty}^0 p(r_i|s_1)dr \\
 &= \frac{1}{\sqrt{\pi N_0}} \int_{-\infty}^0 e^{-(r_i - \sqrt{\mathcal{E}_b})^2/N_0} dr \\
 &= \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^{-\sqrt{2\mathcal{E}_b/N_0}} e^{-x^2/2} dx
 \end{aligned} \tag{3.18}$$

$$\begin{aligned}
 &= \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{\sqrt{2\mathcal{E}_b/N_0}}^{\infty} e^{-x^2/2} dx \\
 &= Q\left(\sqrt{\frac{2\mathcal{E}_b}{N_0}}\right)
 \end{aligned} \tag{3.19}$$

donde  $Q(x)$  es la función-Q la cual esta descrita en [46]. Similarmente, si asumimos que se envió la señal  $s_2(t)$ ,  $r_2(t) = -\sqrt{\mathcal{E}_b} + n(t)$ , y la probabilidad de que  $r_i(t) > 0$  también es  $P(e|s_2) = Q(\sqrt{\frac{2\mathcal{E}_b}{N_0}})$ . Por lo tanto mientras que las señales  $s_1(t)$  y  $s_2(t)$  son equiprobables en ser transmitidas, la probabilidad de error promedio es

$$\begin{aligned}
 P_b &= \frac{1}{2} P(e|s_1) + \frac{1}{2} P(e|s_2) \\
 &= Q\left(\sqrt{\frac{2\mathcal{E}_b}{N_0}}\right)
 \end{aligned} \tag{3.20}$$

Debemos de observar dos importantes características de esta medida de desempeño. La primera que la probabilidad de error depende solamente del cociente  $\mathcal{E}_b/N_0$  y no en cualquier otra característica especifica de las señales y el ruido. Y la segunda, nótese que  $2\mathcal{E}_b/N_0$  es la SNR a la salida del matched filter. El cociente  $\mathcal{E}_b/N_0$  es usualmente llamado relación señal-a-ruido (SNR).

También se puede observar que la probabilidad de error puede ser expresada en términos de la distancia entre las dos señales  $s_1$  y  $s_2$ . De la Figura 3.4, observamos que las señales están separadas por la distancia  $d = 2\sqrt{\mathcal{E}_b}$ . Substituyendo  $\mathcal{E}_b = d^2$  en la Ecuación (3.20) obtenemos

$$P_b = Q\left(\sqrt{\frac{d^2}{2N_0}}\right) \tag{3.21}$$

### 3.2. Probabilidad de error para un Sistema con Modulación BPSK

---

La expresión anterior ilustra la dependencia de la probabilidad de error en la distancia entre los dos puntos de las señales. Se puede observar que la Ecuación (3.21) puede ser utilizada para calcular la probabilidad de error para *cualquier* sistema de comunicaciones binario con dos mensajes equiprobables. A la Ecuación (3.21) también es conocida como la tasa de error de bit (BER).

En base al análisis matemático presentado en el Capítulo dos sobre los diferentes fenómenos (múltiples trayectorias, interferencia, MAI, entre otros efectos presentes en un canal inalámbrico) y las consecuencias que tienen sobre un sistema de comunicaciones que utiliza espectro expandido como es el caso del nuevo modelo presentado en el Capítulo tres, en el siguiente Capítulo se analizará mediante simulaciones en computadora los efectos que provocan todos estos fenómenos sobre el BER del nuevo modelo DS-CDMA. Para así concluir en el Capítulo cinco, basados en los resultados obtenidos si se cumplieron satisfactoriamente o no, con los objetivos propuestos en el primer Capítulo, y terminando con algunas sugerencias como trabajo a futuro de investigación.

# Capítulo 4

## Resultados Numéricos

En este Capítulo se muestran los resultados de la simulación del sistema de comunicación simultánea presentado en la Sección 3.1, así como los parámetros y las consideraciones que se tomaron en cuenta durante las simulaciones.

Antes de presentar los escenarios de simulación, en la Sección 4.1 se presenta un análisis que se realizó para obtener el grupo de secuencias de expansión que se utilizarán dentro de las simulaciones. El análisis se hizo utilizando códigos ortogonales extraídos de los renglones de matrices Walsh-Hadamard (un ejemplo de 8 códigos extraídos se muestran en la Figura 4.2) que cumplieran con la condición de la **Propiedad 5** (véase Ecuación (3.12)). Se descartó el análisis de secuencias tales como: secuencias- $m$ , secuencias de gold, barker, entre otras principalmente por la cantidad de secuencias disponibles. Como por ejemplo en las secuencias- $m$ , para obtener por lo menos 60 secuencias es necesario que el registro de corrimiento tenga  $m = 10$  etapas y por lo tanto el periodo de las secuencias es de 1,023 chips (véase Figura 4.1) y a diferencia con las secuencias de Walsh-Hadamard podemos tener 64 secuencias y con una longitud de 64 chips cada una. Por otro lado, otra desventaja de las secuencias- $m$  es que no tienen buenas propiedades de balance.

$m$	Longitud	Numero de Secuencias
2	3	1
3	7	2
4	15	2
5	31	6
6	63	6
7	127	18
8	255	16
9	511	48
10	1,023	60
11	2,047	176
12	4,095	96
13	8,191	630
14	16,383	756

Figura 4.1: Algunas características de las secuencias- $m$

$$H_8 = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & -1 & 1 & -1 & 1 & -1 & 1 & -1 \\ 1 & 1 & -1 & -1 & 1 & 1 & -1 & -1 \\ 1 & -1 & -1 & 1 & 1 & -1 & -1 & 1 \\ 1 & 1 & 1 & 1 & -1 & -1 & -1 & -1 \\ 1 & -1 & 1 & -1 & -1 & 1 & -1 & 1 \\ 1 & 1 & -1 & -1 & -1 & -1 & 1 & 1 \\ 1 & -1 & -1 & 1 & -1 & 1 & 1 & -1 \end{bmatrix}$$

$$c^{(0)} = [1 \quad 1 \quad 1 \quad 1 \quad 1 \quad 1 \quad 1 \quad 1]$$

$$c^{(1)} = [1 \quad -1 \quad 1 \quad -1 \quad 1 \quad -1 \quad 1 \quad -1]$$

$$c^{(2)} = [1 \quad 1 \quad -1 \quad -1 \quad 1 \quad 1 \quad -1 \quad -1]$$

$$c^{(3)} = [1 \quad -1 \quad -1 \quad 1 \quad 1 \quad -1 \quad -1 \quad 1]$$

$$c^{(4)} = [1 \quad 1 \quad 1 \quad 1 \quad -1 \quad -1 \quad -1 \quad -1]$$

$$c^{(5)} = [1 \quad -1 \quad 1 \quad -1 \quad -1 \quad 1 \quad -1 \quad 1]$$

$$c^{(6)} = [1 \quad 1 \quad -1 \quad -1 \quad -1 \quad -1 \quad 1 \quad 1]$$

$$c^{(7)} = [1 \quad -1 \quad -1 \quad 1 \quad -1 \quad 1 \quad 1 \quad -1]$$

Figura 4.2: Códigos ortogonales extraídos de una matriz Walsh-Hadamard de orden 8

A continuación se presenta un ejemplo para mostrar el motivo por el cual se realizó un análisis de las matrices de Walsh-Hadamard.

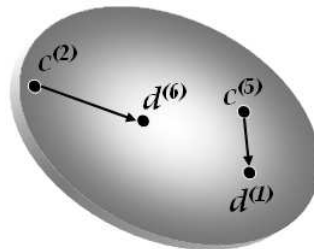


Figura 4.3: Comunicación Simultánea en un cluster con 4 nodos

**Ejemplo:** Asuma que existen 4 nodos en un cluster como el que se muestra en la Figura 4.3, en el cual el nodo origen con el código  $c^{(2)} = [1 \quad 1 \quad -1 \quad -1 \quad 1 \quad 1 \quad -1 \quad -1]$ , envía la secuencia de datos  $b^{(2)} = [1, -1, 1]$  al nodo destino con el código  $d^{(6)} = [1 \quad 1 \quad -1 \quad -1 \quad -1 \quad -1 \quad 1 \quad 1]$ , y

## Capítulo 4. Resultados Numéricos

a su vez en forma simultánea el nodo con código  $c^{(5)} = [1 \ -1 \ 1 \ -1 \ -1 \ 1 \ -1 \ 1]$  envía la secuencia  $b^{(5)} = [-1, -1, 1]$  al nodo con el código  $d^{(1)} = [1 \ -1 \ 1 \ -1 \ 1 \ -1 \ 1 \ -1]$ . En el diagrama de bloques de la Figura 4.4 se puede observar el proceso de transmisión y recepción de los cuatro nodos.

Pero en este caso existe un problema al superponerse las señales correspondientes a cada bit de información enviado por los dos usuarios al canal. Como se puede observar en la Figura 4.5, el efecto es la pérdida de información en la señal  $\{[b_1^{(2)}c^{(2)}d^{(6)}] + [b_1^{(5)}c^{(5)}d^{(1)}]\}$  correspondiente al primer bit de las 2 señales transmitidas.

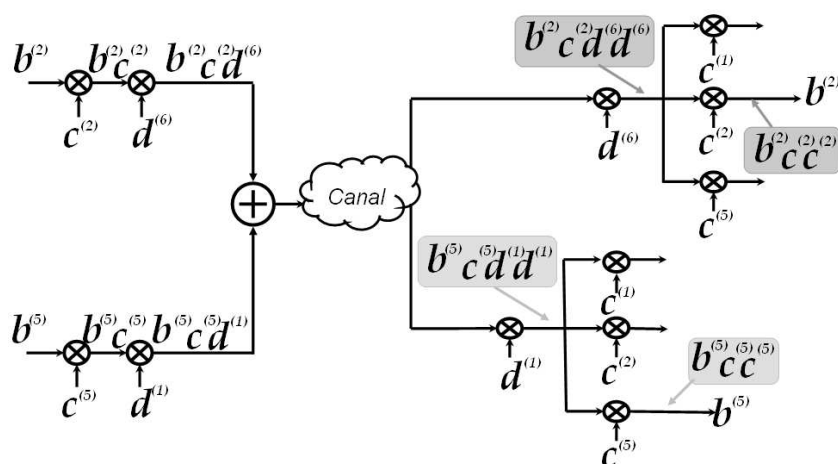


Figura 4.4: Diagrama de bloques del proceso de comunicación simultánea entre 4 nodos

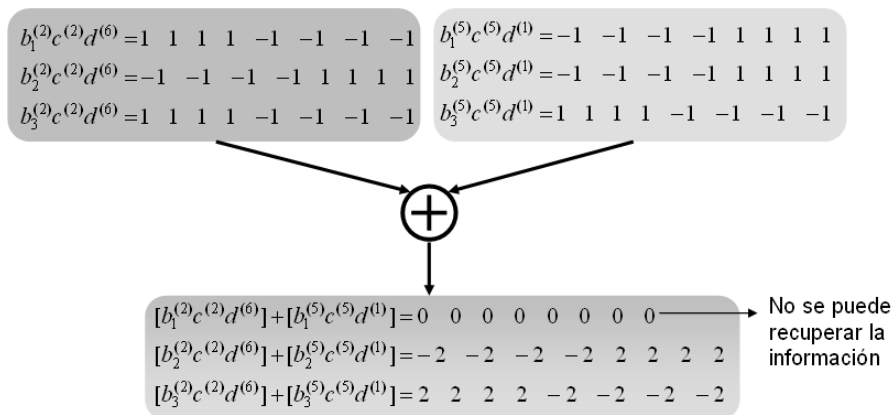


Figura 4.5: Superposición de 2 señales transmitidas simultáneamente por un canal

El motivo de esta pérdida de información es que  $c^{(2)}d^{(6)} = c^{(5)}d^{(1)}$ , por lo tanto en la siguiente sección se realiza un análisis con los códigos de Walsh-Hadamard para que no se presente este problema en las simulaciones.



#### 4.1. Análisis de Matrices Walsh-Hadamard

---

### 4.1. Análisis de Matrices Walsh-Hadamard

Para todas las matrices no se tomó en cuenta el primer renglón, en otras palabras el código  $c^{(0)}$ , como el que se muestra en la Figura 4.2, quedará reservado para posibles operaciones de sincronización, control de potencia, ruteo, entre otras. Además la selección los códigos se hizo de forma descendente, es decir, se tomaba el código  $c^{(1)}$  y se comparaba con los demás, después  $c^{(2)}$ , y así sucesivamente. Si los códigos seleccionados satisfacían la Ecuación (3.12), se formaban grupos, estos grupos para matrices de orden 8, 16, 32 y 64 se muestran a continuación

1. Para la matriz  $H_8$ , los grupos quedaron de la siguiente forma

$$\begin{aligned}\mathbb{A} &= \{c^{(1)}, c^{(2)}, c^{(3)}, c^{(4)}\}, \\ \mathbb{B} &= \{c^{(5)}, c^{(6)}, c^{(7)}\},\end{aligned}$$

2. Para la matriz  $H_{16}$ , se obtuvieron 2 diferentes grupos de 6 códigos cada uno, y un grupo de 4 códigos, los cuales se muestran a continuación

$$\begin{aligned}\mathbb{A} &= \{c^{(1)}, c^{(2)}, c^{(3)}, c^{(4)}, c^{(8)}, c^{(12)}\}, \\ \mathbb{B} &= \{c^{(5)}, c^{(6)}, c^{(7)}, c^{(9)}, c^{(10)}\}, \\ \mathbb{C} &= \{c^{(11)}, c^{(13)}, c^{(14)}, c^{(15)}\},\end{aligned}$$

3. Los grupos de la matriz  $H_{32}$  son

$$\begin{aligned}\mathbb{A} &= \{c^{(1)}, c^{(2)}, c^{(3)}, c^{(4)}, c^{(8)}, c^{(12)}, c^{(16)}\}, \\ \mathbb{B} &= \{c^{(5)}, c^{(6)}, c^{(7)}, c^{(9)}, c^{(10)}, c^{(17)}, c^{(18)}\}, \\ \mathbb{C} &= \{c^{(11)}, c^{(13)}, c^{(14)}, c^{(15)}, c^{(19)}, c^{(20)}, c^{(21)}\}, \\ \mathbb{D} &= \{c^{(22)}, c^{(23)}, c^{(24)}, c^{(25)}, c^{(26)}, c^{(27)}, c^{(28)}\}, \\ \mathbb{E} &= \{c^{(29)}, c^{(30)}, c^{(31)}\},\end{aligned}$$

4. Para la matriz  $H_{64}$  los grupos formados quedaron de la siguiente forma

## 4.2. Parámetros de las Simulaciones

---

$$\begin{aligned}
\mathbb{A} &= \{c^{(1)}, c^{(2)}, c^{(3)}, c^{(4)}, c^{(8)}, c^{(12)}, c^{(16)}, c^{(32)}, c^{(48)}\}, \\
\mathbb{B} &= \{c^{(5)}, c^{(6)}, c^{(7)}, c^{(9)}, c^{(10)}, c^{(17)}, c^{(18)}, c^{(33)}, c^{(53)}\}, \\
\mathbb{C} &= \{c^{(11)}, c^{(13)}, c^{(14)}, c^{(15)}, c^{(19)}, c^{(20)}, c^{(21)}, c^{(34)}, c^{(54)}\}, \\
\mathbb{D} &= \{c^{(22)}, c^{(23)}, c^{(24)}, c^{(25)}, c^{(26)}, c^{(27)}, c^{(28)}, c^{(35)}, c^{(55)}\}, \\
\mathbb{E} &= \{c^{(29)}, c^{(30)}, c^{(31)}, c^{(36)}, c^{(37)}, c^{(38)}, c^{(39)}, c^{(40)}, c^{(57)}\}, \\
\mathbb{F} &= \{c^{(41)}, c^{(42)}, c^{(43)}, c^{(44)}, c^{(45)}, c^{(46)}, c^{(47)}, c^{(49)}, c^{(58)}\}, \\
\mathbb{G} &= \{c^{(50)}, c^{(51)}, c^{(52)}, c^{(56)}, c^{(59)}, c^{(60)}, c^{(61)}, c^{(62)}, c^{(63)}\},
\end{aligned}$$

Basados en los resultados de esta Sección, durante la simulación, la asignación de los códigos se realiza a partir del grupo  $\mathbb{A}$  generado de la matriz  $H_{64}$ , es decir, para el sistema de comunicación simultánea propuesto tendremos un grupo con 9 nodos de los cuales cada nodo tiene un código distinto y los códigos utilizados dentro del cluster cumplen con la **Propiedad 5** de la Sección 3.1.

## 4.2. Parámetros de las Simulaciones

Primero se generó una red ad hoc con  $K = 30$  usuarios activos los cuales fueron distribuidos aleatoriamente en una superficie de  $1000\text{mts} \times 1000\text{mts}$ . En todos los escenarios se asumió que no existía movilidad durante la simulación, por lo tanto nos enfocamos en un nodo receptor  $N_x$ , donde  $R$  es el radio de cobertura definido por la potencia mínima de recepción  $Pr_x$  del nodo  $N_x$ . Para organizar el cluster, se toma un grupo de 8 nodos vecinos que cumplen con el rango de potencia mínima  $Pr(x)$  necesaria para establecer la comunicación. El cluster con el que se va a trabajar en las simulaciones se muestra en la Figura 4.6, en la cual se muestran los 8 nodos vecinos (N8, N14, N16, N3, N17, N27, N26, N24) que se encuentran dentro del radio  $R$  de cobertura, del nodo N12. Tomando en cuenta el grupo de códigos  $\mathbb{A}$  de la matriz  $H_{64}$  analizado en la Sección 4.1, se asume que el algoritmo encargado de asignar los códigos ya realizó su función y que todos los nodos que se encuentran dentro del cluster conocen los códigos de todos sus vecinos.

Para analizar el desempeño de los sistemas en las simulaciones se considera que el nodo N12 esta monitoreando una sola salida del banco de matched filters de su sistema receptor, en la cual se encuentra la señal de un nodo transmisor  $N_y$  de los 8 disponibles. Todos los nodos transmisores envían información de forma aleatoria a todos los nodos receptores dentro del cluster. Se asume que el nodo receptor N12 tiene sincronía perfecta, i.e., todas las señales que le llegan están sincronizadas con su código.

Las simulaciones fueron basadas en la comparación de dos sistemas principalmente

## 4.2. Parámetros de las Simulaciones

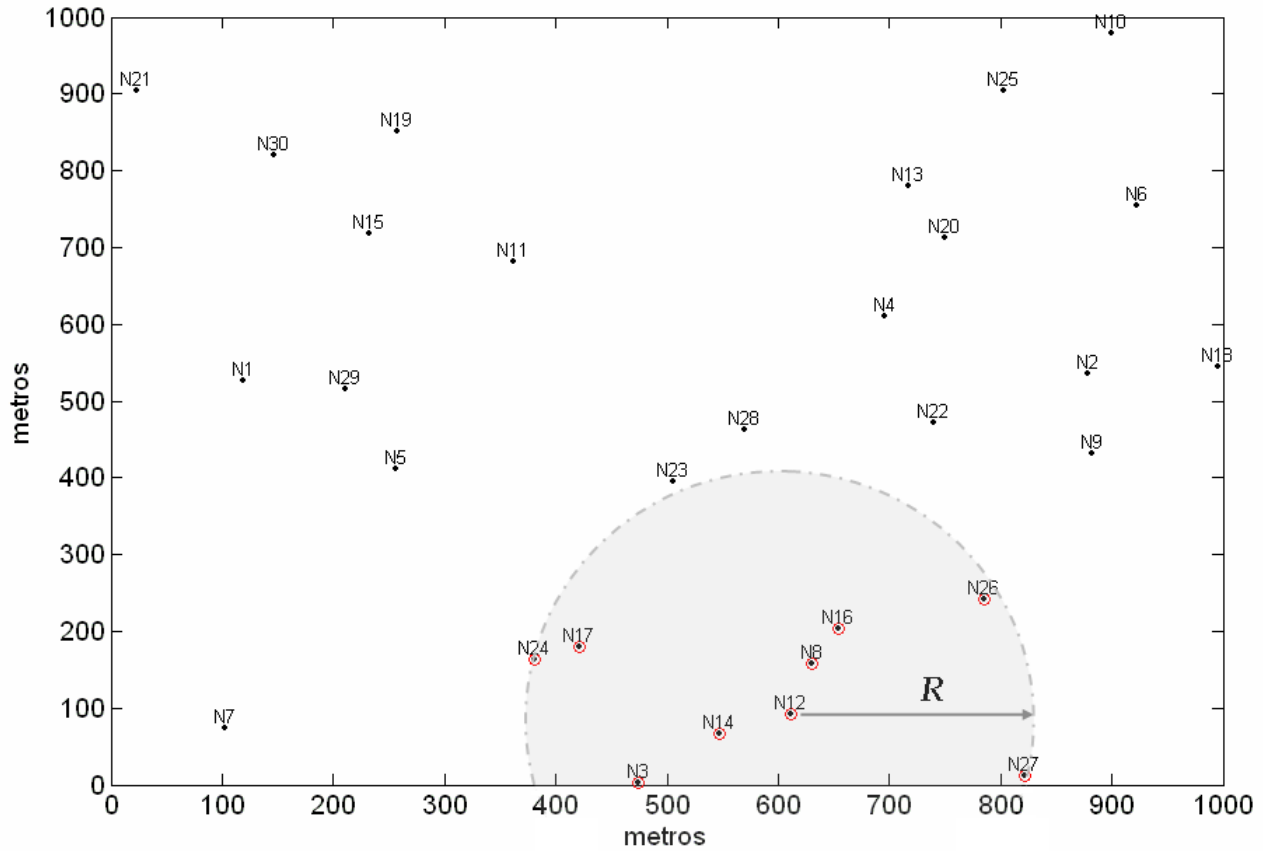


Figura 4.6: Cluster de 9 nodos, organizado mediante el radio  $R$  de cobertura definido por la potencia mínima de recepción  $Pr_x$  del nodo N12

1. Sistema *DS-CDMA* tradicional de expansión con un solo código destino.
2. Sistema *DS-CDMA* de comunicación simultánea multiusuario de expansión con código origen y código destino.

Un ejemplo para estos dos sistemas en donde solo hay una comunicación entre dos usuarios o conocida como *single user communication* se muestra en los diagramas de bloques de las figuras 4.7 y 4.8. Asuma que para los sistemas 1 y 2 la ganancia de procesamiento es de  $G_p = 64$ , i.e., la longitud de los códigos es de 64 chips y la tasa de bits de información es de 19,200 *bps*.

En las siguientes secciones se presentan los diferentes escenarios de simulación, en los cuales para todos se asume que se tiene un canal AWGN, y un desvanecimiento del tipo plano (*flat fading*).

El desvanecimiento plano esta dado por la siguiente formula (obtenida de [43])

## 4.2. Parámetros de las Simulaciones

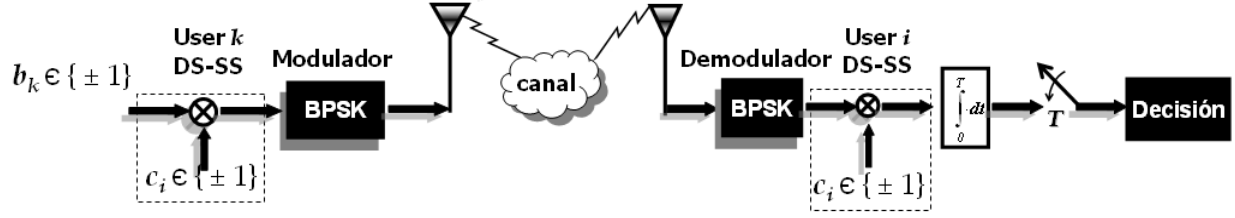


Figura 4.7: Sistema DS-SS tradicional con un solo usuario

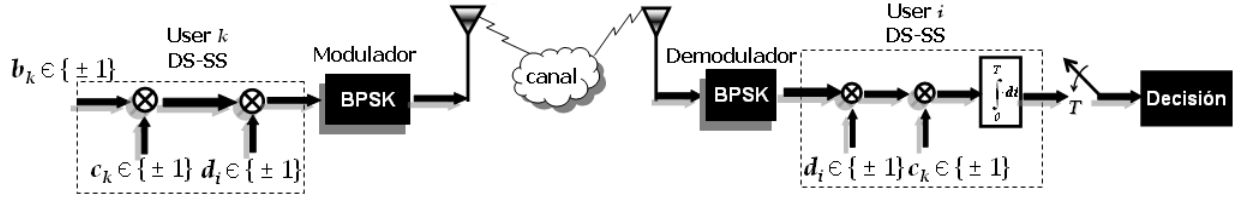


Figura 4.8: Sistema DS-SS de comunicación simultánea con un solo usuario

$$Pr_x = Pt_y d_{[i,j]}^{-\alpha}, \quad (4.1)$$

donde  $Pr_x$  es la Potencia de recepción del nodo destino  $[i]$ ,  $Pt_y$  es la potencia de transmisión del nodo origen  $[j]$ ,  $d_{[i,j]}$  es la distancia entre los nodos,  $\alpha$  es el exponente de pérdida por trayectoria en un canal inalámbrico el cual para efectos de simulación se tomara de 3.2.

La potencia de transmisión se define de la siguiente forma

$$Pt_y = \frac{A^2}{2} = \frac{\mathcal{E}}{T}, \quad (4.2)$$

donde  $A$  es la amplitud de la señal de modulación BPSK,  $\mathcal{E}$  es su energía en el periodo  $T$ .

Dejando la Ecuación (4.2) en términos de la amplitud  $A$  tenemos

$$A = \sqrt{2Pt_y} = \sqrt{\frac{2\mathcal{E}}{T}}. \quad (4.3)$$

Utilizando las ecuaciones (4.1) y (4.3), la amplitud recibida en el  $j$ -ésimo receptor debido al desvanecimiento plano de la potencia del  $i$ -ésimo transmisor esta dado por la siguiente Ecuación

$$A^{(j)} = \sqrt{2Pt_y d_{[i,j]}^{-3,2}} \quad (4.4)$$

### 4.3. Escenario Single User

## 4.3. Escenario Single User

En esta Sección se presenta un análisis comparativo de una comunicación con un solo usuario receptor (véase Figuras 4.7 y 4.8). Se asume que existe un control de potencia perfecto, por lo tanto solo nos enfocaremos en los efectos causados por el ruido del canal y el desvanecimiento plano. En la Figura 4.9 se muestra los resultados de la simulación así como el valor teórico del BER debido a diferentes niveles de  $\mathcal{E}_b/N_0$ , y como se puede observar claramente el nuevo sistema propuesto mantiene aproximadamente un mismo desempeño con respecto al sistema tradicional CDMA, y al valor teórico para un sistema BPSK. Con ello podemos concluir que bajo condiciones de ruido AWGN y con desvanecimiento plano, en promedio el nuevo modelo mantiene un BER igual al óptimo de un sistema que utiliza BPSK, siendo inherente al ruido AWGN y los efectos de propagación dentro del cluster de interés.

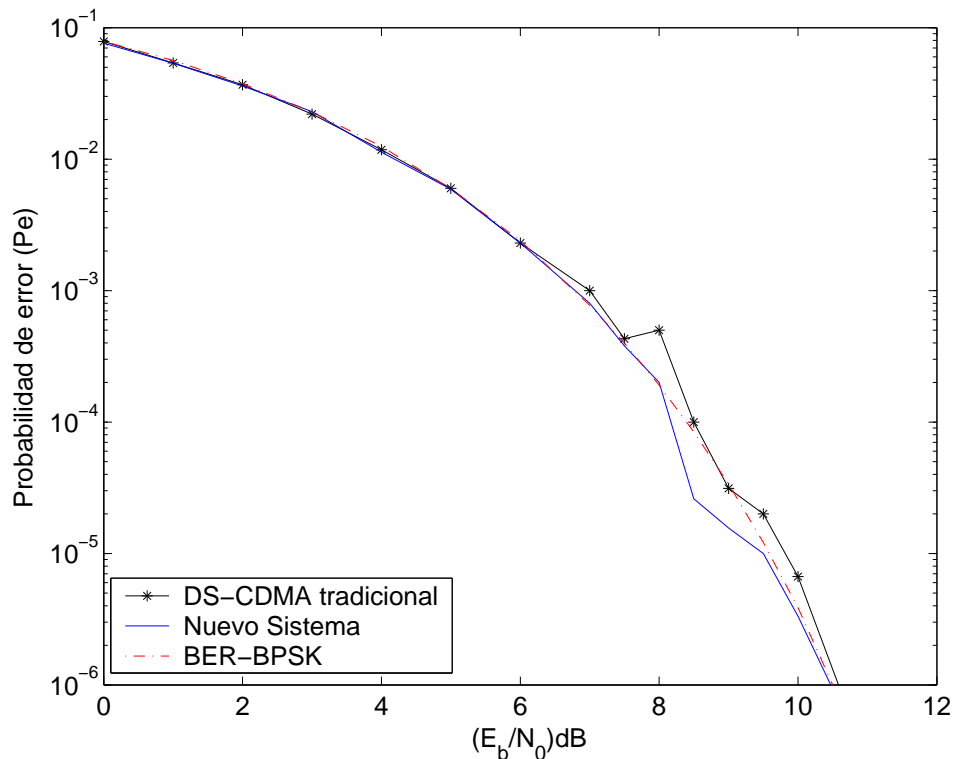


Figura 4.9: Probabilidad de detección de error promedio con un usuario activo dentro del cluster sobre el efecto de desvanecimiento plano

## 4.4. Escenario Multiusuario

Ahora en esta Sección a diferencia de la Sección 4.3, los 8 transmisores dentro del cluster están enviando información. La forma en que ellos envían datos a todos los usuarios

#### 4.4. Escenario Multiusuario

es aleatoria, por lo tanto es necesario analizar el desempeño del receptor cuando existen múltiples señales a la entrada del mismo. Se asume que en el receptor hay un banco de matched filters el cual se adapta a la cantidad de nodos vecinos dentro de su área de cobertura. Como se mencionó en la Sección 4.2 solo nos enfocaremos en una rama a la salida del banco de matched filters, la cual contiene la información del nodo transmisor de interés. Por lo tanto el objetivo principal es analizar si el sistema permite la comunicación simultánea con múltiples usuarios y cuantificar el efecto de MAI por un canal AWGN.

En la Figura 4.10 se puede observar la principal ventaja del nuevo sistema, el cual realiza la supresión adaptativa de la interferencia de acceso múltiple manteniendo el mismo desempeño que en el escenario anterior, pero mejor aún el nuevo modelo permite la comunicación simultánea entre los nodos dentro del cluster de interés eliminando inteligentemente los efectos del MAI. Con estas características el nuevo sistema puede ser considerado como un sistema de radio cognitiva.

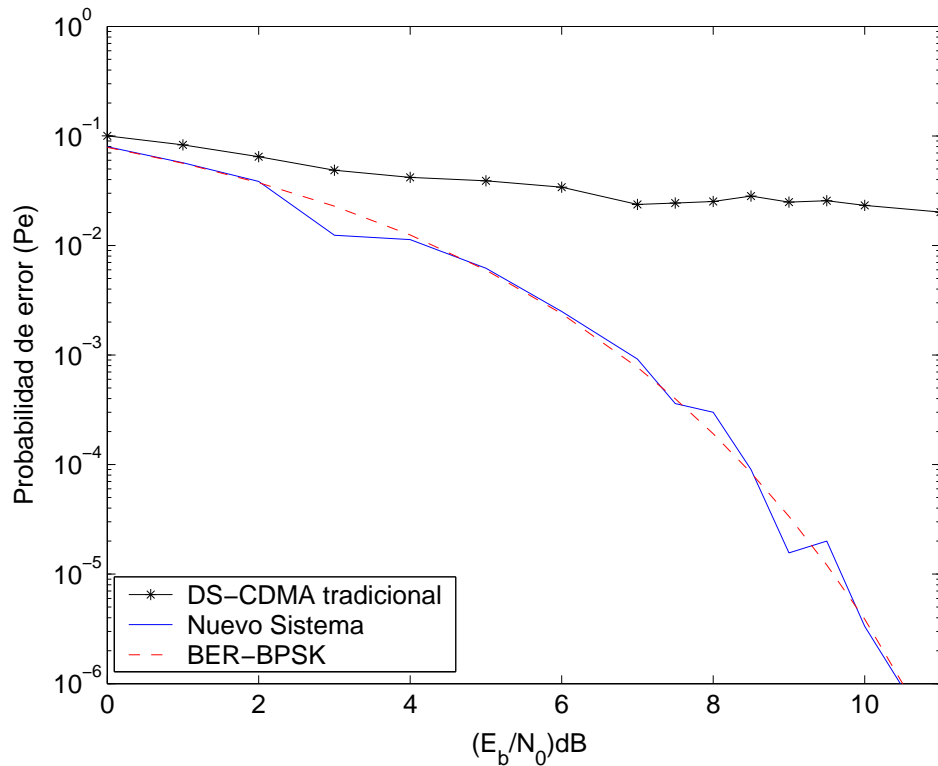


Figura 4.10: Probabilidad de detección de error promedio para múltiples usuarios activos dentro del cluster en comunicación simultánea, sobre efectos de MAI y desvanecimiento plano

#### 4.5. Escenario Single User con Shadowing

### 4.5. Escenario Single User con Shadowing

En este escenario tomando en cuenta que los nodos dentro del cluster están separados por una distancia  $dist_{[i,j]}$ , donde  $[i,j]$  denota el par origen-destino. Pero a diferencia de los escenarios anteriores las señales de los usuarios transmisores llegan al nodo receptor con otro efecto llamado sombreado o *Shadowing*, el cual es un efecto aleatorio que tiene una distribución Log-normal.

Tomando en cuenta el efecto de shadowing la Ecuación 4.5 nos queda de la siguiente forma

$$A^{(j)} = \sqrt{2Pt_y} d_{[i,j]}^{-3,2} 10^{-x/10} \quad (4.5)$$

donde  $x$  es una variable aleatoria Gaussiana con un valor medio cero y una varianza de 8 dB.

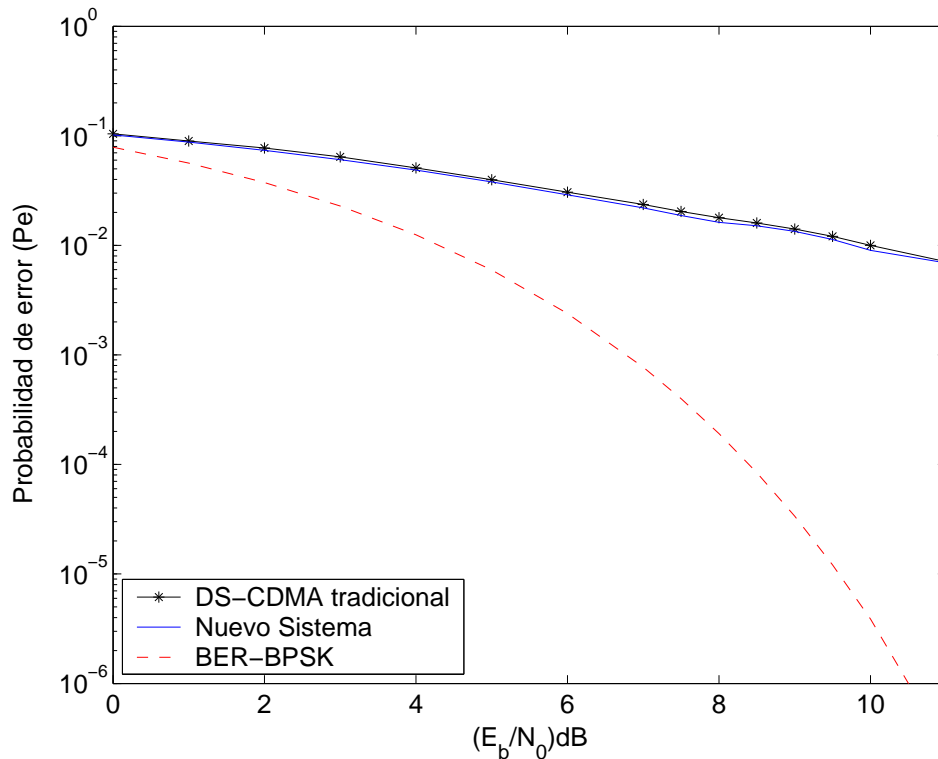


Figura 4.11: Probabilidad de detección de error promedio para un usuario activo dentro del cluster con efectos de shadowing

Se puede observar en la Figura 4.11 que a diferencia de los escenarios anteriores el nuevo modelo junto con el sistema tradicional son más susceptibles a los efectos de shadowing, pero a pesar de ello los dos modelos mantiene un desempeño similar en un escenario single user.

## 4.6. Escenario Multiusuario con Shadowing

En la siguiente Sección se muestran estos efectos pero ahora en comunicación simultánea con múltiples usuarios.

## 4.6. Escenario Multiusuario con Shadowing

A diferencia del escenario de la Sección 4.5, en este escenario analizaremos el efecto de “shadowing” sobre el sistema receptor, y si este efecto perturba la adaptabilidad del nuevo modelo.

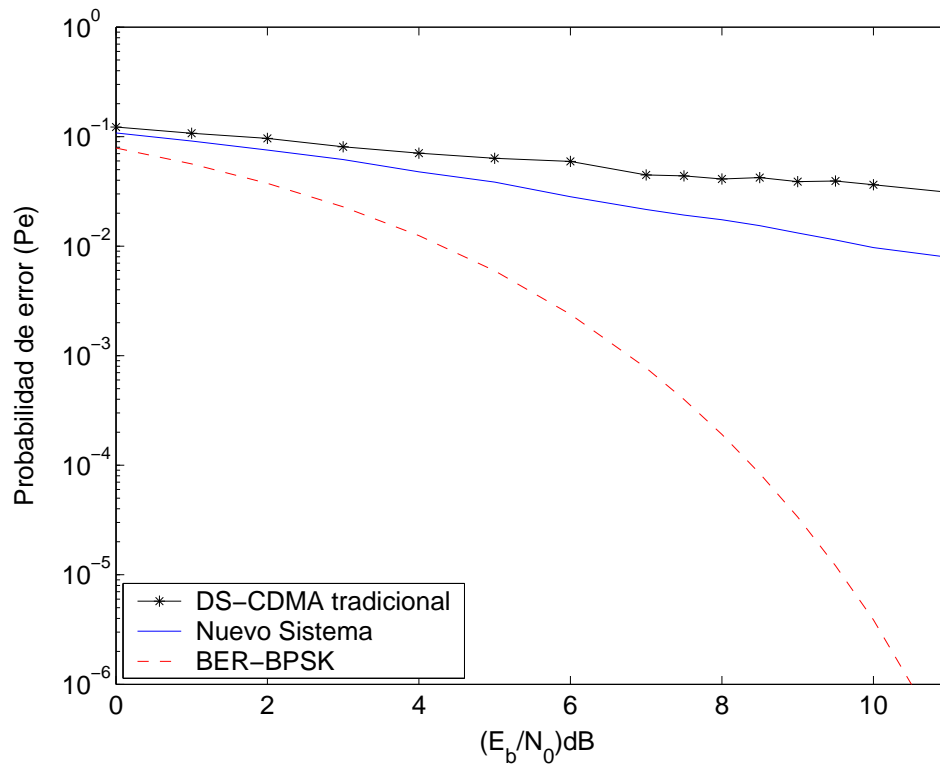


Figura 4.12: Probabilidad de detección de error promedio para múltiples usuarios activos dentro del cluster con efectos de shadowing

La Figura 4.12 nos muestra que a pesar de que el BER bajo en comparación con los escenarios de las secciones 4.3 y 4.4 sigue existiendo la supresión adaptativa de la interferencia de acceso múltiple del sistema receptor con una mejora significativa en el BER con respecto al escenario single user de la Sección 4.5.



## 4.7. Escenario Single User en un Canal Multipath

Ahora basados en los resultados obtenidos en las secciones 4.3 y 4.5 en esta Sección toca el caso en analizar los efectos sobre el desempeño en el receptor cuando no solo le llega una trayectoria de línea de vista, sino que la señal proveniente del canal es reflejada y llegan 2 trayectorias con diferentes retrasos en tiempo  $L_1=3T_c$  y  $L_2=5T_c$ , i.e., al receptor le llegan 3 señales provenientes del canal, una sincronizada con el periodo de chip  $T_c$  del código receptor, la segunda llega al receptor con 3 chips retrasados con respecto al código del receptor del periodo total de los chips  $T_c$ , y la tercera señal, llegan 5 chips retrasados con respecto al periodo total.

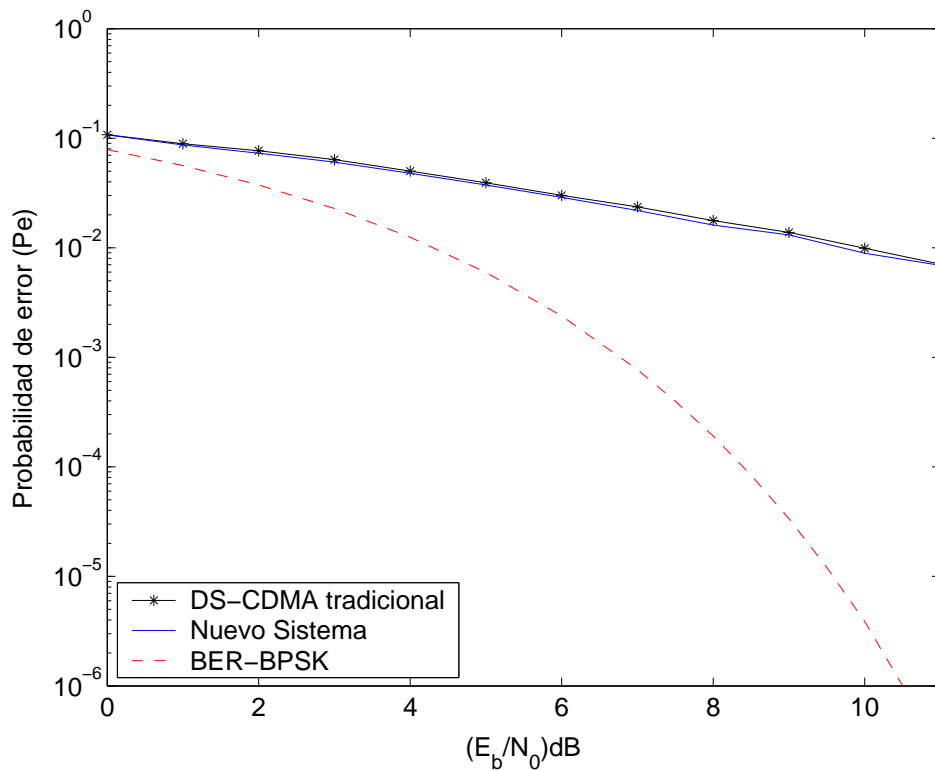


Figura 4.13: Probabilidad de detección de error promedio para un usuario activo dentro del cluster en un canal multipath.

Similarmente que en la Figura 4.11, se puede observar en la Figura 4.13 que los dos sistemas mantienen el mismo desempeño, los cuales se ven afectados considerablemente con el canal multipath, una solución para mejorar el desempeño de estos sistemas es utilizar un receptor tipo rake para eliminar los efectos del multipath.

## 4.8. Escenario Multiusuario en un Canal Multipath

### 4.8. Escenario Multiusuario en un Canal Multipath

Con este escenario al igual que los demás nos permitirán cuantificar nuestras ventajas o desventajas con respecto a los sistemas analizados en la Sección 2.5.

La simulación se generó con los mismos parámetros del canal que en la Sección 4.7, pero claramente en esta Sección analizaremos los efectos que causan las múltiples trayectorias debidas a múltiples usuarios, y si estas trayectorias no afectan al BER del usuario receptor.

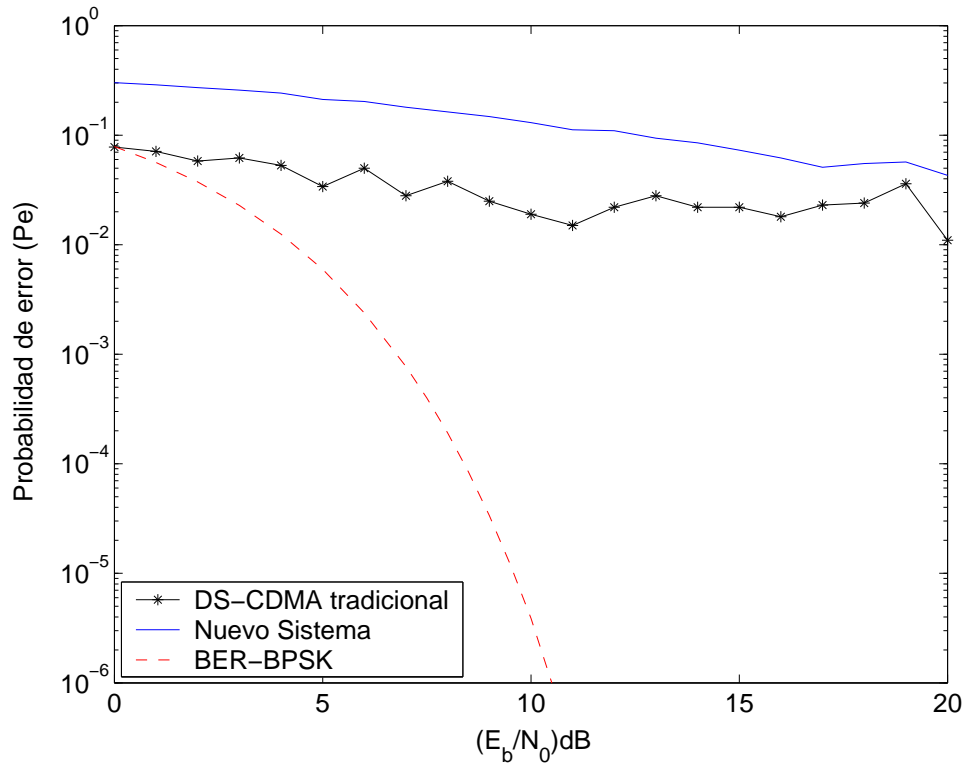


Figura 4.14: Probabilidad de detección de error promedio para múltiples usuarios activos dentro del cluster en un canal multipath.

En la Figura 4.14 se muestra que el nuevo modelo al permitir la comunicación simultánea en un canal multipath disminuye el BER con respecto al sistema tradicional. Hasta ahora es posible cuantificar las ventajas del nuevo modelo pero el escenario que más le afecta es el de las múltiples trayectorias, pero como se menciona en la Sección anterior es posible disminuir estos efectos si se utiliza un receptor tipo rake en el receptor.

## 4.9. Escenario Multiusuario con diferentes Clusters

En esta Sección se analizan los efectos que provocan usuarios externos al cluster. Aunque hay que tener muy en claro que el funcionamiento de nuestro sistema de comunicación simultánea es independiente a la limitación de los códigos Walsh-Hadamard que cumplen con la **Propiedad 5** de la Sección 3.1, por lo tanto, estudiaremos el efecto que producen un gran número de usuarios que utilizan el sistema de comunicación simultánea, sobre un nodo receptor para así tener un análisis de BER.

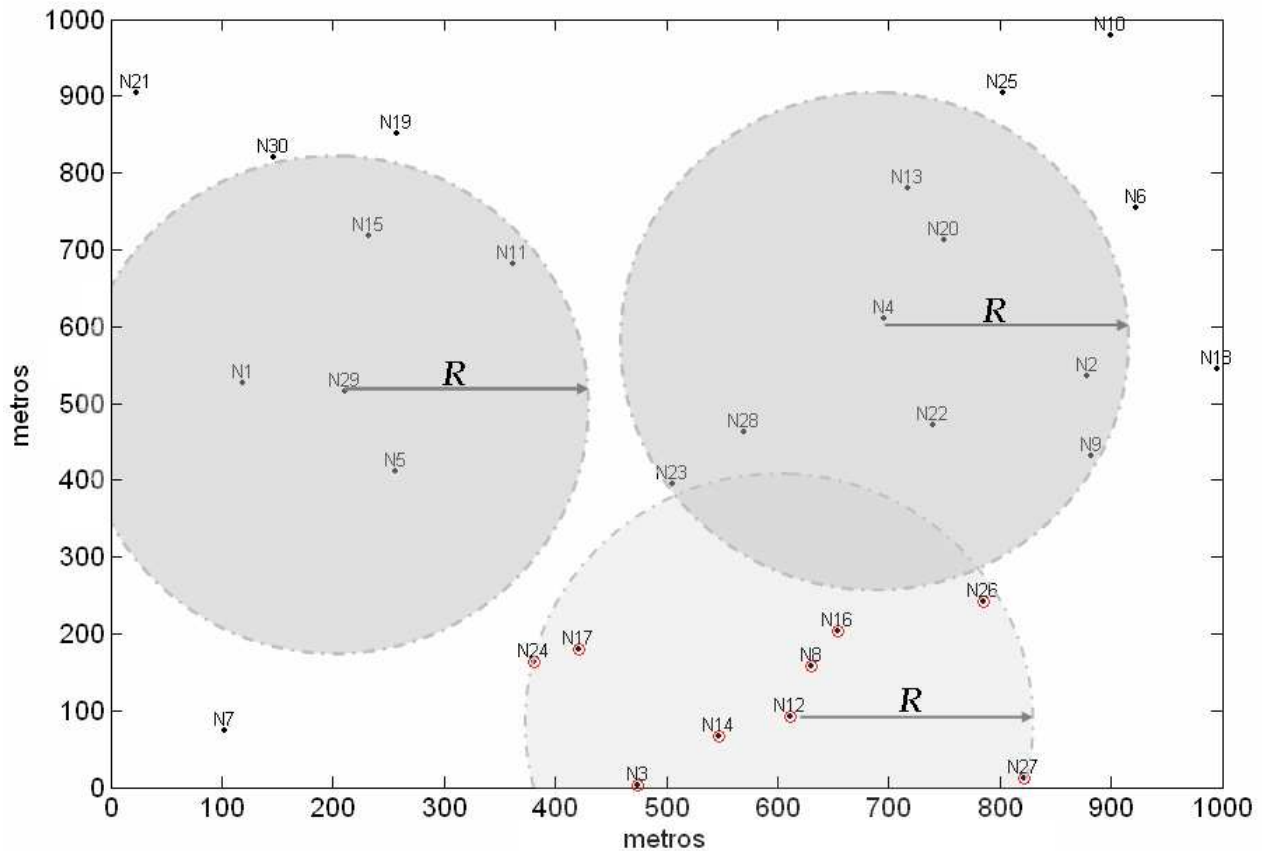


Figura 4.15: Red Ad hoc dividida en 3 clusters

En este escenario tomamos en cuenta los tres clusters de la Figura 4.15. En estos clusters los 22 usuarios que los conforman son seleccionados de forma aleatoria para transmitir o recibir información en cada slot de tiempo. De igual forma que los escenarios anteriores nos seguiremos enfocando en una salida del banco de matched filters del mismo nodo receptor. Los códigos se tomarán de los grupos  $\mathbb{A}$ ,  $\mathbb{B}$  y  $\mathbb{C}$  obtenidos de la matriz  $H_{64}$  en la Sección 4.1. La forma de asignarlos será de forma aleatoria hasta que todos los nodos en la red tengan su código único.

## 4.9. Escenario Multiusuario con diferentes Clusters

La simulación de este escenario se realizara sobre el mismo canal de la Sección 4.8, esto para comparar los efectos que se producen con una cantidad mayor de usuarios. En la Figura 4.16, se puede observar que el desempeño es casi el mismo con respecto al obtenido en el escenario de la Sección 4.8, esto quiere decir que a pesar de los efectos del canal multipath, el nuevo modelo permite además de la comunicación simultánea entre nodos de un mismo cluster, eliminar el efecto del MAI de nodos de un mismo cluster como además de diferentes clusters de la red.

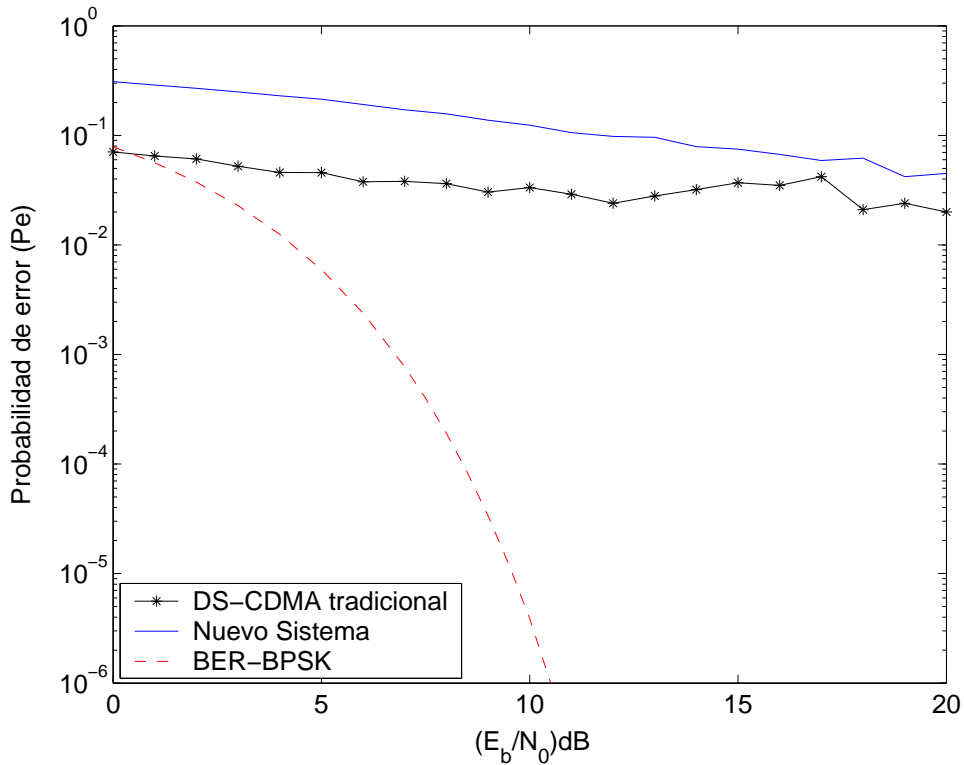


Figura 4.16: Probabilidad de detección de error promedio para todos los usuarios activos dentro un cluster a través de un canal multipath en un escenario ad hoc con varios clusters

En el siguiente Capítulo se muestran las conclusiones sobre el análisis del nuevo modelo basados en los resultados de este Capítulo. Con ello podemos establecer las ventajas y desventajas con respecto a los sistemas actuales.

Además en el siguiente Capítulo se muestra si se cumplieron satisfactoriamente con cada uno de los objetivos propuestos al inicio de este trabajo de tesis, y por ultimo se hace una recomendación como trabajo a futuro de investigación.

# Capítulo 5

## Conclusiones y Trabajo Futuro

En este Capítulo presentaremos las conclusiones generales sobre esta investigación y en la Sección 5.2 se presentan algunos proyectos de investigación que pueden complementar el modelo presentado en esta tesis.

### 5.1. Conclusiones Generales

En este trabajo de tesis se propuso el desarrollar un sistema de comunicaciones con tecnología DS-CDMA en un escenario ad hoc que fuera capaz de recibir información de cierto número de usuarios simultáneamente. Tomando en cuenta el análisis del modelo en el Capítulo dos y los resultados obtenidos en el Capítulo cuatro, podemos concluir que si es posible realizar comunicación simultánea en un escenario ad hoc con un sistema DS-CDMA. Pero existen ciertas limitaciones:

- ★ El número de códigos ortogonales disponibles. Para que el sistema funcione adecuadamente se necesitan secuencias ortogonales que tengan buenas propiedades tanto de autocorrelación como de correlación cruzada, pero además es fundamental que estas secuencias cumplan con la **Propiedad 5** (presentada en el Capítulo tres, como una propiedad clave para que el sistema sea capaz de mitigar la interferencia de acceso múltiple). Para fines de análisis se utilizaron códigos de Walsh-Hadamard los cuales en base a los resultados obtenidos en la Sección 4.1 donde de una matriz de Walsh-Hadamard de orden  $n \geq 8$ , el número de códigos disponibles está limitado al número de códigos que cumplen con la **Propiedad 5**. A pesar de esta limitación es posible utilizar los códigos en su totalidad, esto mediante la creación de grupos (véase Sección 4.1). Una ventaja sobre la formación de estos grupos es la división de la red ad hoc en clusters según los grupos generados. Al utilizar clusters es posible: facilitar la reutilización espacial de los recursos, reducir la cantidad de información propagada por la red debido al ruteo, entre otras ventajas mencionadas en la Sección 2.4.2.
- ★ La reconfiguración del circuito receptor. El sistema receptor debe adaptarse al número de nodos transmisores potenciales y sus códigos. Al tener la capacidad de adaptarse y

## 5.2. Trabajo Futuro

---

permita la comunicación simultánea, el nuevo sistema puede suprimir inteligentemente el MAI. Con estas características y de acuerdo a [36], el sistema DS-CDMA de comunicación simultánea multiusuario puede ser considerado como un sistema de radio cognitiva.

- ★ La vulnerabilidad a un canal de múltiples trayectorias. Los resultados de la Sección 4.9 muestran que para que el sistema tenga un buen BER, es necesario que el sistema receptor se le agregue un sistema tipo rake, o algún otro sistema que disminuya los efectos de multipath.

También concluimos que al adaptarse el sistema receptor a los nodos vecinos y realizar la comunicación simultánea se puede identificar el origen de la información sin importar cuantos dispositivos transmiten dentro de su rango de cobertura y con ello se soluciona los problemas de la terminal escondida y la terminal expuesta.

En la siguiente sección de acuerdo a las limitaciones que se mencionaron, se presentan algunas sugerencias como investigaciones a futuro.

## 5.2. Trabajo Futuro

Como se puede observar en las limitaciones que se mencionaron en la Sección 5.1, se recomienda el estudio y diseño de secuencias ortogonales que cumplan con las propiedades necesarias para que en nuestro sistema no exista la limitante de la cantidad de códigos disponibles en la red.

En este trabajo se presentó un sistema de comunicaciones que ofrece una solución al desaprovechamiento del espectro de radio frecuencia, pero tomando en cuenta que el sistema receptor se ve afectado por el efecto de múltiples trayectorias se propone el análisis y diseño de un sistema receptor que sea capaz de adaptarse a estos efectos y pueda mantener el mismo desempeño que se mostró en la Figura 4.10 de la Sección 4.4. A su vez se recomienda que el sistema tenga la capacidad de aprender y reaccionar a las características del medio inalámbrico que lo rodea, para mantener las características que definen al nuevo sistema de radio cognitiva.

# Bibliografía

- [1] Federal Communications Commission., “Spectrum Policy Task Force”, *Report. ET Docket*, no. 02-135, Nov. 2002.
- [2] Simon Haykin., “Cognitive Radio: Brain-Empowered Wireless Communications”, *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 23, no. 2, pp. 201-220, July 2005.
- [3] P. Kolodzy., “Next generation communications: Kickoff meeting”, *DARPA in Proc.*, Oct. 17, 2001.
- [4] M. McHenry., “Frequency agile spectrum access technologies”, *FCC Workshop Cognitive Radio*, May 19, 2003.
- [5] G. Staple and K. Werbach., “The end of spectrum scarcity”, *IEEE Spectrum*, vol. 41, no. 3, pp. 48-52, March 2004.
- [6] S.O Rice., “A mathematical analysis of random noise”, *Bell Systems Technology Journal*, vol. 23, pp. 282-332, July 1944.
- [7] C. E. Shannon., “A mathematical theory of communication”, *Bell Systems Technology Journal*, vol. 27, pp. 319-423, July 1948.
- [8] Mario Joa-Ng and I-Tai Lu., “Spread spectrum medium access protocol with collision avoidance in mobile ad-hoc wireless network”, *INFOCOM '99. Eighteenth Annual Joint Conference of the IEEE Computer and Communications Societies. Proceedings. IEEE*, vol. 2, pp. 776-783, March 1999.
- [9] S. Moshavi., “Multi-user detection for DS-CDMA communications”, *IEEE Communications Magazine*, vol. 34, No. 10, pp. 124-136, 1996.
- [10] Andrew J. Viterbi., *CDMA: principles of spread spectrum communication*, 2nd edition, Addison-Wesley Pub. Co., 1995.
- [11] M. B. Pursley., “The role of spread spectrum in packet radio networks”, *Proceedings of the IEEE*, vol. 76, No. 1, pp. 116-134, January 1987.
- [12] A. Ephremides and J. E. Wieselthier and D. J. Baker., “A design concept for reliable mobile radio networks with frequency hopping signaling”, *Proceedings of the IEEE*, vol. 75, No. 1, pp. 56-73, 1987.

## BIBLIOGRAFÍA

---

- [13] E. S. Sousa and J. A. Silvester., “Spreading code protocols for distributed spread-spectrum packet radio networks”, *IEEE Transactions on Communications*, vol. 36, No. 3, pp. 272-281, March 1988.
- [14] Timothy J. Shepard., “A channel access scheme for large dense packet radio networks”, *ACM SIGCOMM Computer Communication Review*, vol. 26 , No. 4, pp. 219-230, October 1996.
- [15] T. ElBatt and A. Ephremides., “Joint Scheduling and Power Control for Wireless Ad-hoc Networks”, *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 3, pp. 74-85, January 2004.
- [16] E. S. Sousa and J. Silvester., “Optimum Transmission Ranges in a Direct-Sequence Spread-Spectrum Multihop Packet Radio Network”, *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 4, pp. 762-771, 1990.
- [17] R. M. Buehrer, N. S. Correal and B. D. Woerner., “A comparison of multiuser receivers for cellular CDMA”, *Global Telecommunications Conference, 1996. (GLOBECOM 1996)*, vol. 3, pp. 1571-1577, 1996.
- [18] K. S. Schneider., “Optimum Detection of Code Division Multiplexed Signals”, *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, vol. 15, No.1, pp. 181-185, 1979.
- [19] R. Lupas and S. Verdu., “Linear multiuser detectors for synchronous code-division multiple-access channels”, *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 35, No.1, pp. 123-136, 1989.
- [20] Z. Xie, R.T. Short, and C.K. Rushforth., “A Family of Suboptimum Detectors for Coherent Multiuser Communications”, *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 8, No.4, pp. 683-690, 1990.
- [21] A. Duel-Hallen., “Decorrelating Decision-Feedback Multiuser Detector for Synchronous Code-Division Multiple-Access Channel”, *IEEE Transactions on Communications*, vol. 41, No.2, pp. 285-290, 1993.
- [22] P. Patel and J. Holtzman., “Analysis of a simple successive interference cancellation scheme in a DS/CDMA system”, *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 12, No.5, pp. 796-807, 1994.
- [23] R. Kohno, H. Imai, M. Hatori, and S. Pasupathy., “An Adaptive Canceller of Cochannel Interference for Spread-Spectrum Multiple-Access Communication Networks in a Power Line”, *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 8, No.4, pp. 691-699, 1990.
- [24] M. K. Varanasi and B. Aazhang., “Multistage detection in asynchronous code-division multiple access communications”, *IEEE Transactions on Communications*, vol. 38, No.4, pp. 509-519, 1990.



## BIBLIOGRAFÍA

---

- [25] Simon Haykin., *Communication Systems*, 4th edition, John Wiley and Sons, 2001.
- [26] R. Pickholtz and D. Schilling and L. Milstein., “Theory of Spread-Spectrum Communications - A Tutorial”, *IEEE Transactions on Communications*, vol. 30, No. 5, pp. 855-884, 1982.
- [27] P. G. Flikkema., “Spread-spectrum techniques for wireless communication”, *IEEE Signal Processing Magazine*, vol. 14, No. 3, pp. 26-36, 1997.
- [28] Roger L. Peterson and Rodger E. Ziemer and David E. Borth., *Introduction to spread-spectrum communications*, 2nd edition, Prentice Hall, 1995.
- [29] D. V. Sarwate and M. B. Pursley., “Crosscorrelation properties of pseudorandom and related sequences”, *Proceedings of the IEEE*, vol. 68, No. 5, pp. 593-619, 1980.
- [30] J. J. Sylvester., “Thoughts on Inverse Orthogonal Matrices, Simultaneous Sign-successions, and Tessellated Pavements in two or more colours, with applications to Newton’s Rule, Ornamental Tile-work, and the Theory of Numbers”, *The London, Edinburgh, and Dublin Philosophical Magazine and Journal of Science*, vol. 34, pp. 461-475, 1867.
- [31] H. Schreiber., “Bandwidth requirements for Walsh functions (Corresp.)”, *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 16, No.4, pp. 491-493, 1970.
- [32] C. Comaniciu and H. V. Poor., “On the capacity of mobile ad hoc networks with delay constraints”, *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 5, No. 8, pp. 2061-2071, 2006.
- [33] E. M. Royer and Sung-Ju Lee and C. E. Perkins., “The effects of MAC protocols on ad hoc network communication”, *IEEE Wireless Communications and Networking Conference, (WCNC 2000)*, vol. 46, No. 2, pp. 543-548, 2000.
- [34] R. Winter, J. Schiller, N. Nikaein, C. Bonnet., “CrossTalk: A Data Dissemination-based Crosslayer Architecture for Mobile Ad-hoc Networks”, *5th Workshop on Applications and Services in Wireless Networks (ASWN 2005)*, June 2005.
- [35] V. Kawadia and P. R. Kumar., “A cautionary perspective on cross-layer design”, *IEEE Wireless Communications*, vol. 12 , No. 1, pp. 3-11, 2005.
- [36] C. R. Lin and M. Gerla., “Adaptive clustering for mobile wireless networks”, *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 15, No. 7, pp. 1265-1275, 1997.
- [37] T.C. Hou and T.J. Tsai., “An Access-Based Clustering Protocol for Multihop Wireless Ad Hoc Networks”, *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 19, No. 7, pp. 1201-1210, 2001.

## BIBLIOGRAFÍA

---

- [38] M. Joa-Ng and I-Tai Lu., “A peer-to-peer zone-based two-level link state routing for mobile ad hoc networks”, *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 17, No. 8, pp. 1415-1425, 1999.
- [39] M. Steenstrup., “Cluster-based networks”, in *Ad Hoc Networking*, C. Perkins, Ed., chapter 4, pp. 75-138, Addison-Wesley, Reading, Mass, USA, 2001.
- [40] T. Johansson and L. Carr-Motyckova., “On clustering in ad hoc networks”, *First Swedish National Computer Networking Workshop*, 2003.
- [41] D. Bein and A. K. Datta and C. R. Jagganagari and V. Villain., “A self-stabilizing link-cluster algorithm in mobile ad hoc networks”, *8th International Symposium on Parallel Architectures, Algorithms and Networks, 2005. ISPAN 2005*, 2005.
- [42] H. Zare and Derong Liu., “A novel modulation and demodulation technique for the downlink of spread spectrum multipath channels”, *IEEE Communications Letters*, vol. 8, No. 4, pp. 208-210, 2004.
- [43] Theodore S. Rappaport., *Wireless communications: principles and practice*, 2nd edition, Prentice Hall PTR, 2002.
- [44] Derong Liu and Ying Cai and Guofang Tu., “A new coding scheme for packets in CDMA-based wireless ad hoc networks”, *International Conference on Communications, Circuits and Systems*, vol. 1, pp. 121-125, June 2004.
- [45] J. Q. Bao and Lang Tong., “A performance comparison between ad hoc and centrally controlled CDMA wireless LANs”, *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 1, No. 4, pp. 829-841, 2002.
- [46] John G. Proakis and Masoud Salehi., *Communication Systems Engineering*, 2nd edition, Prentice Hall, 2002.