

TESIS DEFENDIDA POR
Paúl Medina Castro
Y APROBADA POR EL SIGUIENTE COMITÉ

Dr. Jaime Sánchez García
Codirector del comité

Dr. José Rosario Gallardo López
Codirector del comité

Dr. Fernando Ramírez Mireles
Miembro del comité

Dr. Luis Armando Villaseñor González
Miembro del comité

Dr. José Antonio García Macías
Miembro del comité

Dra. María del Carmen Maya Sánchez
Miembro del comité

Dr. Roberto Conte Galván
*Coordinador del programa de pos-
grado en Electrónica y
Telecomunicaciones*

Dr. David Hilario Covarrubias Rosales
Director de Estudios de Posgrado

Agosto de 2011

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



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

**ANÁLISIS DEL DESEMPEÑO DE REDES DE BANDA ULTRA ANCHA
BASADAS EN ESPECTRO ESPARCIDO POR SALTOS EN TIEMPO (TH-UWB)
CON RECEPTOR DETECTOR DE ENERGÍA (ED)**

TESIS

que para cubrir parcialmente los requisitos necesarios para obtener el grado de

DOCTOR EN CIENCIAS

Presenta:

PAÚL MEDINA CASTRO

Ensenada, Baja California, México, agosto del 2011.

RESUMEN de la tesis de PAÚL MEDINA CASTRO, presentada como requisito parcial para la obtención del grado de DOCTOR EN CIENCIAS con orientación en Electrónica y Telecomunicaciones. Ensenada, Baja California, México. Agosto 2011.

**ANÁLISIS DEL DESEMPEÑO DE REDES DE BANDA ULTRA ANCHA
BASADAS EN ESPECTRO ESPARCIDO POR SALTOS EN TIEMPO (TH-UWB)
CON RECEPTOR DETECTOR DE ENERGÍA (ED)**

Resumen aprobado por:

Dr. Jaime Sánchez García
Codirector del comité

Dr. José Rosario Gallardo López
Codirector del comité

En este trabajo tenemos particular interés por las tecnologías de radio de corto alcance, baja tasa de datos y bajo consumo de energía, además de complejidad y costo reducidos. Dentro de la IEEE, el grupo de trabajo 802.15.4 es el dedicado a la estandarización de este tipo de redes. Este grupo de trabajo publicó en el 2007 las especificaciones IEEE 802.15.4a, las cuáles añaden una capa física basada en transmisiones impulsivas (TH-UWB), que comparada con las capas físicas previas agrega tasas de transmisión más altas, reduce el consumo de energía, y tiene capacidades de estimación de distancia entre los nodos. Nuestro principal interés en este estándar es porque permite el uso de un esquema de recepción muy simple basado en la detección de energía (ED) que permite reducir en gran medida el consumo de energía y el costo de los dispositivos.

Las principales contribuciones de este trabajo son la evaluación del desempeño de la tasa de error de bit (BER) de este tipo de enlaces, así como también la evaluación de la efectividad del sensado de canal (CCA) basado en detección de símbolos de preámbulo para evitar el traslape de las tramas. En ambas evaluaciones se ha considerado el uso del receptor ED. Los resultados presentados son obtenidos mediante simulación en computadora y además son respaldados mediante cálculos matemáticos.

En trabajos previos se ha mostrado que, para el escenario de un solo usuario, el receptor ED tiene un desempeño del BER satisfactorio, desafortunadamente estos trabajos también muestran que el receptor ED es altamente susceptible a la interferencia multiusuario cuando no se usa ningún sensado de canal, el cual convierte el mecanismo de acceso CSMA-CA en ALOHA. Una de las principales conclusiones de este trabajo es que el sensado de canal basado en detección de símbolos de preámbulo es efectivo para evitar el traslape de las tramas permitiendo el uso del acceso CSMA-CA sin introducir modificaciones en la electrónica del receptor.

PALABRAS CLAVE: Time Hopping Ultra Wideband (TH-UWB), receptor con detección de energía (ED), sensado de canal (CCA) basado en búsqueda de símbolos de preámbulo.

ABSTRACT of the thesis presented by PAÚL MEDINA CASTRO as a partial requirement to obtain the DOCTOR OF SCIENCE degree with orientation in Electronics and Telecommunications. Ensenada, Baja California, México. August 2011.

**PERFORMANCE ANALYSIS OF TIME HOPPING SPREAD SPECTRUM
ULTRA WIDEBAND NETWORKS (TH-UWB) WITH ENERGY DETECTION (ED)
RECEIVERS**

We are interested in short range, low data rate, low power and low cost wireless communications. The IEEE 802.15.4 working group is the responsible to standardize this kind of communications. In September 2007 the IEEE 802.15.4a working group launched a physical layer standard based on Time Hopping Ultra Wideband (TH-UWB), which compared with the previous physical layers increases the data rates, reduces the energy consumption and adds mechanisms for ranging. Our main interest in this standard is because it allows the use of a very simple non-coherent reception scheme based on energy detection (ED) that makes possible a real low-cost communication.

The main contributions of this work are the evaluation of the bit error rate (BER) performance of this kind of transmissions, as well as the effectiveness of the preamble-based clear channel assessment (CCA) in the frame overlap avoidance. In both evaluations the ED receiver has been considered. The presented results have been obtained through computer simulations, and they have also been supported with mathematical analysis.

For a single user scenario, previous works have shown an acceptable BER performance of the ED reception of TH-UWB signals. Unfortunately they have also shown that the system is very sensitive to the multiuser interference under no channel sensing, which turns the original CSMA-CA access mechanism into ALOHA. One of the main conclusions of this dissertation is that the preamble-based clear channel assessment is effective in the avoidance of the frame overlap, allowing the use of the CSMA-CA access without any modification on the electronic components.

KEYWORDS: Time Hopping Ultra Wideband (TH-UWB), energy detection (ED) receiver, preamble-based clear channel assessment.

AGRADECIMIENTOS

A mis codirectores: Dr. Jaime Sánchez y Dr. José Rosario Gallardo, y miembros de mi comité de tesis: Dr. Fernando Ramírez, Dra. Carmen Maya, Dr. Luis Villaseñor y Dr. José Antonio García, por orientarme durante estos años en el desarrollo de este trabajo de investigación. Por sus atinados comentarios y sugerencias durante las reuniones, pero sobre todo por enseñarme como ver las cosas desde otra perspectiva y ampliar los panoramas.

A mi querida y numerosa familia, por brindarme la seguridad de que siempre puedo contar con ustedes, y por impulsarme a superarme en todos los aspectos.

A todos mis amigos con quienes he tenido el placer de convivir en el transcurso de este tiempo. En especial a Noemi Lizárraga, Karen Ponce, Agustín González y Rodolfo González.

A CICESE por brindarme la oportunidad de realizar esta aventura y alojarme durante este tiempo, y a CONACyT por patrocinar este tipo de proyectos.

ÍNDICE

CAPÍTULO I	
INTRODUCCIÓN	1
I.1 Antecedentes	1
I.2 Planteamiento del problema y motivación	2
I.3 Objetivos	3
I.4 Trabajos previos	4
I.5 Organización de la tesis	6
 CAPÍTULO II	
ESPECIFICACIONES IEEE 802.15.4a	8
II.1 Arquitectura de red.....	8
II.2 Bandas y canales FDM.....	10
II.3 Formato de la PPDU (PHY protocol data unit)	11
II.4 Formato del símbolo de datos	12
II.5 Formato del símbolo de preámbulo.....	14
II.6 Mecanismo de acceso y sensado de canal (CCA).....	17
II.7 Sensado de canal 5 (CCA 5)	19
 CAPÍTULO III	
RECEPTOR DETECTOR DE ENERGÍA (ED)	21
III.1 Detector de energía.....	21
III.2 Probabilidad de detección y falsa alarma en el detector ED	22
III.3 Receptor ED	26
III.4 Detector de preámbulo	27
III.5 Sincronización fina, estimación de canal, búsqueda de SFD	32
III.6 Decodificación de bit.....	33

ÍNDICE (Continuación)

CAPÍTULO IV	
TASA DE ERROR DE BIT (BER) EN SISTEMA PPM CON RECEPCIÓN ED.....	38
IV.1 Probabilidad de error en canal no dispersivo	39
IV.2 Esparcimiento del retardo y periodo de integración.....	41
IV.3 Efectos del esparcimiento del retardo en la tasa de error	42
IV.4 Ventajas del uso de la decodificación RS.....	46
IV.5 Probabilidad de error en canales dispersivos.....	47
IV.6 Otros trabajos.....	51
CAPÍTULO V	
PROBABILIDAD DE SINCRONIZACIÓN Y ACCESO AL MEDIO	53
V.1 Caso de estudio	53
V.2 Tasa de traslapes	55
V.3 Tasa de sincronización	57
V.4 Tasa de tramas perdidas	58
V.5 Probabilidad de sincronización en canal dispersivo.....	60
CAPÍTULO VI	
CONCLUSIONES Y TRABAJOS FUTUROS.....	68
VI.1 Conclusiones.....	68
VI.2 Trabajos futuros.....	70
REFERENCIAS.....	71

LISTA DE FIGURAS

Figura 1. Formato de la PPDU (PHY Protocol Data Unit).....	11
Figura 2. Ejemplo de símbolo de datos para la tasa de of 0.85 Mbps y PRF Media de 15.60 MHz.....	13
Figura 3. Construcción de un símbolo de preámbulo con un código de 31 elementos	16
Figura 4. Ejemplo de símbolo de preámbulo de 31 elementos, $L=64$	16
Figura 5. Estructura del encabezado de sincronización.....	17
Figura 6. Diagrama de flujo de CSMA-CA no-ranurado y sus parámetros.	18
Figura 7. Diagrama de flujo del funcionamiento del CCA 5.....	20
Figura 8. Detector de energía.....	21
Figura 9. Receptor ED.	27
Figura 10. Diagrama a bloques del detector de preámbulo.	28
Figura 11. Detección de preámbulo.....	31
Figura 12. Decodificación de bit usando el receptor ED, el símbolo tiene una longitud 32 ráfagas.	34
Figura 13. Probabilidad de error del receptor ED en un sistema UWB-PPM	40
Figura 14. Promedio de la energía normalizada del pulso recibido después de propagarse por el CM1.....	42
Figura 15. Perfil de energía capturada para dos periodos de integración.	42
Figura 16. Desempeño del BER en un ambiente residencial LoS y NLoS (CM1 y CM2), 4 chips por ráfaga, periodo de integración de 8 ns, decodificación RS.	44
Figura 17. Desempeño en el canal CM1 para 4 y 16 pulsos por ráfaga y periodos de integración de 2 y 8 ns.....	45
Figura 18. Mejoras en el desempeño del BER por el uso de la decodificación RS. Canal CM1, 4 pulsos por ráfaga, periodo de integración de 8 ns.	46
Figura 19. Probabilidad de error en el CM1 para diferente número de periodos de integración. 4 pulsos por ráfaga, periodo de integración de 8 ns.	49
Figura 20. Comparación de la probabilidad de error para diferente número de pulsos por ráfaga. El periodo de integración cubre el equivalente a dos periodos de ráfaga.	50

Figura 21. Escenario de estudio.....	54
Figura 22. Tasa de traslapes (OFR): número de tramas traslapadas entre el total de tramas.	56
Figura 23. Tasa de tramas sincronizadas (SSR): relación entre número de tramas exitosamente sincronizadas entre número de tramas transmitidas.	58
Figura 24. Tasa de tramas perdidas (LFR): Número de tramas perdidas entre el número de tramas transmitidas.....	59
Figura 25. Autocorrelación cíclica de los códigos de longitud 31.....	61
Figura 26. Comparación de la probabilidad de sincronización obtenida mediante simulaciones y mediante las aproximaciones. Canal no dispersivo, tiempo de integración 8ns.	66

LISTA DE TABLAS

Tabla I. Bandas y canales de operación.	10
Tabla II. Parámetros de los pulsos de radio para cada canal.	11
Tabla III. Tasas de transmisión, parámetros de modulación y codificación.....	14
Tabla IV. Códigos de longitud 31.....	15
Tabla V. Resumen de parámetros de capa física usados en la simulación del escenario de estudio	55
Tabla VI. Dependencia de las variables de correlación u_0 y u_k	64

CAPÍTULO I

INTRODUCCIÓN

I.1 ANTECEDENTES

En la última década hemos sido testigos del sorprendente desarrollo en las tecnologías de comunicaciones inalámbricas, y todo parece indicar que seguiremos presenciando muchos más avances. Entre las características que definen y distinguen a una tecnología inalámbrica de otra se tienen: tasa de datos, radio de cobertura, complejidad, costo, bandas de frecuencias, consumo de energía, etc. Basándose en dichas características es como se selecciona la tecnología que es más adecuada para una aplicación específica.

En este trabajo tenemos particular interés por las tecnologías de corto alcance, baja tasa de datos y bajo consumo de energía, además de complejidad y costo reducidos. Dentro de la IEEE, el grupo de trabajo 802.15.4 es el dedicado a la estandarización de redes inalámbricas de baja tasa con cobertura personal (LDR-WPAN, *Low Data Rate Wireless Personal Area Networks*). El estándar original publicado por este grupo de trabajo (IEEE 802.15.4, 2006) considera transmisiones de espectro esparcido mediante la modulación de la fase de una portadora continua, alcanza tasas de hasta 250 Kbps y tiene como principal objetivo el mercado de las aplicaciones de bajo costo y bajo consumo de energía; su principal aplicación ha sido en las redes inalámbricas de sensores (WSN, *Wireless Sensor Networks*).

Este mismo grupo de trabajo publicó en el 2007 las especificaciones IEEE 802.15.4a (IEEE 802.15.4a, 2007), las cuáles añaden una capa física basada en transmisiones impulsivas (TH-UWB, *Time Hopping Ultrawide Band*). La capa física TH-UWB agrega tasas de transmisión más altas (hasta 27 Mbps), reduce el consumo de energía, y tiene capacidades de estimación de distancia entre los nodos. Estas características incrementan el número de aplicaciones y oportunidades de mercado de las LDR-WPAN.

Una característica de TH-UWB, por la que fue seleccionada como opción de capa física para este tipo de redes, es que en esta tecnología la recepción puede ser realizada de manera sencilla y por lo mismo los transmisores y receptores pueden ser de bajo costo

(Guvenc I. , 2006). En este sentido, el receptor no-coherente con detector de energía (ED, *Energy Detection*) constituye para TH-UWB el esquema de recepción más simple, y por lo tanto con menor consumo de energía y costo (Schmidt, Simic, & Moorfeld, 2005). Desafortunadamente el desempeño del receptor ED está muy por debajo de los esquemas de detección coherente, como el receptor Rake o el filtro acoplado, que por su parte son demasiado complicados para ser considerados como opciones de bajo costo y bajo consumo de energía (Durisi & Benedetto, 2005). Lo anterior condujo a que en la presente investigación se haya preferido la recepción con detección ED para la recepción de las señales TH-UWB.

I.2 PLANTEAMIENTO DEL PROBLEMA Y MOTIVACIÓN

Una característica de las especificaciones IEEE 802.15.4a es que ofrecen flexibilidad en el ajuste de sus parámetros, y dan cabida a que para un escenario en específico se puedan seleccionar los parámetros de transmisión que propicien el mejor desempeño del enlace. Por otro lado el receptor ED es tan simple que sólo tiene un parámetro de ajuste: el tiempo de integración. De aquí surge nuestro interés en investigar por qué ciertas combinaciones de parámetros de transmisión y recepción tienen mejor desempeño para un ambiente en particular. A la fecha de la publicación de este documento, no hemos encontrado en la literatura ningún trabajo que persiga tal objetivo para este tipo de redes.

Cabe mencionar que IEEE 802.15.4a no modifica la subcapa de acceso al medio del estándar original, la cual es una de las tantas variantes de la conocida técnica de acceso por contienda llamada CSMA-CA. Las únicas modificaciones que IEEE 802.15.4a realiza en este sentido son sobre el método de sensado de canal (CCA- *Clear Channel Assessment*), que es el procedimiento encargado de determinar si el canal inalámbrico está siendo usado por otro nodo para transmitir una trama. Las modificaciones son necesarias debido a que, por su reducido ciclo de trabajo, es muy difícil detectar la presencia de una señal TH-UWB con la misma facilidad que puede ser detectada una señal de portadora continua.

En capítulos posteriores, cuando se explique el formato de las tramas TH-UWB, se verá que la manera más sencilla y confiable de detectar la presencia de una señal TH-UWB es haciendo la búsqueda de los símbolos de preámbulo. Por lo que no es extraño que los métodos de CCA para TH-UWB estén basados en la detección de símbolos de preámbulo,

y menos extraño resulte que el desempeño del CCA esté fuertemente ligado al método de sincronización. Precisamente otra de las metas de esta investigación consiste en evaluar la efectividad de los mecanismos de sensado de preámbulo para evitar el traslape de las transmisiones entre nodos vecinos. Tampoco hemos encontrado trabajo publicado en este rubro.

I.3 OBJETIVOS

Este trabajo de investigación se enfoca al estudio de redes de banda ultra ancha (UWB), de baja tasa de datos, que utilizan transmisiones impulsivas (IR) y recepción no-coherente de detección de energía (ED). El objetivo principal es evaluar el desempeño del receptor ED en términos de tasa de error de bit, acceso múltiple y sincronización, bajo diferentes escenarios y considerando la capa física IEEE 802.15.4a. El propósito de las evaluaciones es sentar las bases para poder recomendar combinaciones de parámetros de transmisión y recepción que permitan tener un desempeño del enlace satisfactorio utilizando la menor complejidad y mínimo consumo de energía posibles.

Para mayor claridad, este objetivo general ha sido desglosado en los siguientes objetivos específicos:

1. Evaluar el desempeño del enlace en términos de probabilidad de error de bit (BER) con diferentes parámetros de transmisión (pulsos por ráfaga) y recepción (tiempo de integración), asumiendo sincronización perfecta.
2. Evaluar la efectividad del método de sensado de canal para evitar las transmisiones simultáneas. Para esto debe evaluarse la probabilidad de sincronización para un escenario de un solo usuario y múltiples usuarios.

Debido a que no se cuenta con la infraestructura ni el tiempo para el desarrollo de prototipos, las evaluaciones han sido realizadas mediante simulaciones en computadora y mediante modelos probabilísticos.

I.4 TRABAJOS PREVIOS

Son muchos los trabajos que han abordado el problema de la detección no-coherente de señales IR-UWB. En esta sección enlistaremos los que consideramos más importantes porque de alguna manera están relacionados con esta investigación.

El trabajo pionero sobre la detección de energía es el publicado por (Urkowitz, 1967), en él se estudian las probabilidades de que un detector de energía pueda determinar la presencia o ausencia de una señal de la que sólo se conoce su ancho de banda y que contiene ruido gaussiano. Dedicaremos una sección de esta tesis a revisar los conceptos fundamentales de este trabajo ya que posteriormente los aplicaremos en nuestros análisis. Recientemente en (Kostilev, 2002) y (Digham, Alouini, & Simon, 2003) se ha ampliado el análisis de Urkowitz considerando además que la señal de interés sufre algún tipo de desvanecimiento.

Sin duda alguna, la inspiración principal de este trabajo de investigación lo constituye la publicación de (Flury, Merz, Le Boudec, & Zory, 2007). En dicho trabajo se evalúa el desempeño del sistema IEEE 802.15.4a con receptor ED. De toda la bibliografía consultada encontramos que este trabajo es el más completo, ya que simula la transmisión de las tramas de la capa física sobre los modelos de canal propuestos en (Molisch, y otros, 2004), considera la transmisión asíncrona de las tramas de múltiples usuarios usando el protocolo ALOHA, y otras cuestiones que lo hacen muy apegado a una implementación de un sistema real. La principal conclusión de estos autores es que el receptor ED tiene un limitado efecto captura, lo cual significa que su desempeño es muy cercano a un sistema donde los traslapes de tramas son totalmente destructivos; siendo que, debido a la alta ganancia de procesamiento y reducido ciclo de trabajo, se espera que un sistema TH-UWB permita ofrecer transmisiones simultáneas.

Existen varios trabajos que tienen como propósito mejorar el desempeño del receptor ED. En los más simples, como (Paquelet, Aubert, & Uguen, 2004), (Weisenhorn & Hirt, 2004) y (Dubouloz, Denis, de Rivaz, & Ouvry, 2005), se destaca la importancia de la selección del tiempo de integración en la recepción ED. En ellos se menciona que, si se conoce el valor del esparcimiento del retardo, el tiempo de integración puede ser seleccionado de tal manera que se minimice el BER (*Bit Error Rate*).

En (Flury, Merz, & Le Boudec, 2008) se propone una arquitectura de receptor no-coherente robusto a la interferencia multiusuario (MUI – *Multiuser Interference*) y compatible con las especificaciones 15.4a. Ellos toman el receptor ED convencional y le agregan un sistema de adaptación no lineal de un umbral, de tal manera que se reduce el valor de la energía de las muestras que sobrepasan el umbral calculado. Su principal idea es eliminar, de las muestras que intervienen en las variables de decisión, la energía que introducen los interferentes para que ésta no entre en la comparación. En su propuesta se requiere de la estimación del perfil de energía del usuario de interés, que puede ser realizada durante la transmisión del preámbulo. Los mismos autores en (Flury, Merz, & Le Boudec, 2009) presentan un algoritmo de sincronización que tiene como propósito detectar la presencia de símbolos de preámbulo en presencia de MUI. El algoritmo es de baja complejidad y logra buenos resultados en presencia de MUI, al costo de reducir el desempeño en el escenario de un solo usuario.

En (Tian & Sadler, 2005) y (D'amico, Mengali, & Arias-de-Reyna, 2007) se aborda el problema de mejorar el BER del receptor ED con señales IR-UWB moduladas con OOK y PPM, respectivamente. Ambos suponen que de alguna manera puede hacerse una estimación del canal y de ahí se basan para asignar un factor de peso a cada una de las muestras de energía. Si la estimación es adecuada se le estará dando más peso a las muestras que contienen más energía de señal y menos a las que tienen demasiada energía de ruido. En ambas publicaciones se alega que el requerimiento de la estimación del canal no necesita ser tan exacta como en un receptor coherente; sin embargo analizando ambos trabajos, se observa que para poder realmente sacar ventaja de este esquema se requiere de tiempos de integración pequeños, lo cual aumenta el costo y complejidad del receptor. En este trabajo hemos decidido no introducir modificaciones que incrementen la complejidad y el costo del receptor ED, por lo que complicar la estimación de canal no es para nosotros una opción en aras de mejorar el desempeño. De cualquier manera debido a su inhabilidad para detectar la fase no es mucho lo que se puede hacer en este rubro y en todo caso mejor optaríamos por alguna versión simplificada de receptor coherente como las mencionadas en (Schmidt, Simic, & Moorfeld, 2005).

Con respecto al otro asunto abordado en este trabajo, dígame el análisis del sensado de canal basado en detección de preámbulo, es un tema muy poco estudiado. Un primer esbozo puede ser encontrado en (Ramachandran & Roy, 2007) donde evalúan el impacto que tienen los diferentes métodos de sensado de canal en el desempeño del protocolo de acceso al medio de redes 802.11 y 802.15.4. Precisamente uno de los métodos de sensado de canal considerados está basado en la detección de símbolos de preámbulo, sin embargo éste es para un sistema de portadora continua. Otra publicación muy interesante es (Haapola, Rabbachin, Goratti, Pomalaza-Ráez, & Oppermann, 2009) en donde proponen un acceso basado en preámbulo compatible con las especificaciones 802.15.4a. El desempeño de la propuesta es evaluado y comparado con una de las opciones de sensado de canal del estándar. Hay varias diferencias entre la última publicación mencionada y este trabajo de tesis, las dos principales son: 1) la evaluación de la opción de sensado de canal no considerada por Haapola et al.; y 2) la evaluación presentada en este trabajo es específicamente para el receptor ED.

I.5 ORGANIZACIÓN DE LA TESIS

A continuación se resume la manera en que está organizado lo que resta del presente documento:

- En el capítulo II se presenta un resumen del estándar IEEE 802.15.4a haciendo énfasis en las cuestiones más relevantes para el desarrollo de este trabajo: el formato de los símbolos de preámbulo y de datos de la opción de capa física TH-UWB.
- El capítulo III describe el funcionamiento básico del detector ED, y posteriormente se describe el receptor ED considerado. Aclaremos aquí que el detector ED es sólo la primera etapa del receptor ED. Después de éste vienen módulos como el detector de preámbulo, el decodificador de bit, el corrector de errores, etc., que también son parte del receptor ED.
- El capítulo IV muestra los resultados obtenidos de las evaluaciones realizadas en lo que se refiere a la tasa de error de bit.

- El capítulo V, por su parte, muestra los resultados referentes a la sincronización y sentido de canal, además del impacto que éstos tienen en el desempeño de la subcapa de acceso al medio.
- Finalmente en el capítulo VI se concluye el documento, se resumen las principales contribuciones del trabajo y se listan posibles trabajos futuros.

CAPÍTULO II

ESPECIFICACIONES IEEE 802.15.4a

El conjunto de especificaciones IEEE 802.15.4 tiene como propósito estandarizar protocolos de comunicación de capa PHY y MAC para redes inalámbricas de área personal de baja tasa de datos (LR-WPAN). Los objetivos de las especificaciones son bastante ambiciosos: redes de fácil instalación, de corto alcance, que proporcionen una transferencia de datos confiable, con dispositivos de costo reducido y que todos o la mayoría de ellos puedan ser alimentados mediante pilas y puedan operar de manera desatendida. Todo lo anterior utilizando un protocolo simple y flexible.

Las especificaciones de capa física del estándar original (IEEE 802.15.4, 2006) están basadas en técnicas de espectro esparcido de secuencia directa (DSSS – *Direct Sequence Spread Spectrum*) en las que se utilizan las bandas de uso libre de los 868 MHz, 915 MHz y 2.4 GHz, con tasas de transmisión de 20, 40 y 250 Kbps. Con el propósito de permitir que varias redes coexistan dentro de la misma área se definen varios canales multiplexados en frecuencia dentro de cada banda. Las especificaciones (IEEE 802.15.4a, 2007) adicionan dos opciones de capa física: una que utiliza TH-UWB en la banda de 0-10.6 GHz; y la otra utiliza CSS (*Chirp Spread Spectrum*) en la banda de los 2.4 GHz. Ambas también con varios canales multiplexados en frecuencia. En la siguiente sección describiremos la arquitectura del IEEE 802.15.4, la cual es común para todas las opciones de capa física, y posteriormente describiremos detalles de la capa física de TH-UWB, que es la que nos interesa en este trabajo.

II.1 ARQUITECTURA DE RED

El estándar establece que la subcapa MAC está orientada a que puedan existir dos tipos de topología de red:

- 1) Topología estrella, en la que todos los nodos deben comunicarse directamente con el coordinador de la PAN (*Personal Area Network*).

- 2) Topología peer-to-peer, en la que los nodos pueden comunicarse con cualquier dispositivo que esté dentro de su radio de cobertura. Debe existir también un coordinador de la PAN que es quién inicia y da nombre a la red. Esta topología está pensada para que la red se extienda más allá de la cobertura personal creando clústeres de nodos. En cada clúster debe existir un cabeza de clúster que funge como coordinador local de las transmisiones dentro del clúster.

La formación de clústeres y la comunicación entre coordinadores de clúster están fuera del alcance de las especificaciones; sin embargo, las reglas para comunicarse con el coordinador del clúster están bien detalladas, y se tienen dos modalidades: beacon habilitado y beacon deshabilitado.

En las redes de beacon habilitado el coordinador transmite periódicamente una trama beacon con la que crea una estructura de supertrama. Una supertrama consiste de:

- 1) un periodo de acceso por contienda (*CAP – Contention Access Period*) basado en CSMA-CA ranurado;
- 2) un periodo opcional libre de contienda (*CFP – Contention Free Period*) basado en la calendarización de transmisiones, hechas durante la transmisión del beacon, y cuya finalidad es proporcionar un servicio bajo en latencia;
- 3) y un periodo de inactividad en las transmisiones, también opcional, en el que los nodos pueden apagar sus transreceptores, y que tiene como objetivo el ahorro de energía de los dispositivos.

En las redes de beacon deshabilitado la transmisión de la trama beacon por parte del coordinador sólo se realiza cuando algún nodo se lo solicita, de esta manera sólo se tiene el acceso aleatorio basado en CSMA-CA no-ranurado.

Dependiendo de la modalidad, se especifican en el estándar las reglas para la transmisión de tramas desde y hacia el coordinador (comunicación intraclúster). Todas estas reglas están diseñadas para maximizar el ahorro de energía de los nodos “hijos”. Las reglas para la comunicación entre coordinadores de clúster (comunicación interclúster) están fuera de las especificaciones, por lo que de ser requerida deberá ser efectuada por algún protocolo de capas superiores, o por la misma subcapa MAC, pero de manera no estandarizada.

En lo que resta de este capítulo detallaremos la capa física TH-UWB, al final retomaremos el acceso al medio para comentar algunas diferencias de TH-UWB con respecto al estándar original.

II.2 BANDAS Y CANALES FDM

El estándar (IEEE 802.15.4a, 2007) define 16 canales FDM dentro de la banda de 0-10 GHz, 12 de los cuales tienen un ancho de banda de alrededor de 500 MHz y 4 superan 1 GHz. La Tabla I muestra la asignación de estos canales, los cuales como se puede ver están divididos en tres bandas. Un dispositivo UWB debe ser capaz de transmitir en al menos una de las tres bandas, y está obligado a poder transmitir y recibir al menos en el canal obligatorio de cada una de las bandas soportadas, el resto de los canales son opcionales. Se muestra en la última columna la asignación de códigos de preámbulo de longitud 31 para cada canal. Más adelante se aclarará qué uso tienen estos códigos, por ahora basta con mencionar que en TH-UWB un canal se define mediante una banda de frecuencia y un código. De esta manera que por cada ancho de banda mostrado en la tabla se tienen dos canales.

Tabla I. Bandas y canales de operación.

Banda	Canal	Frecuencia central (MHz)	Ancho de banda (MHz)	Códigos (31 elementos)
0 (Sub-Gigahertz)	0 (Obligatorio)	499.2	499.2	1, 2
1 (Banda baja)	1	3494.4	499.2	1, 2
	2	3993.6	499.2	3, 4
	3 (Obligatorio)	4492.8	499.2	5, 6
	4	3993.6	1331.2	7, 8
2 (Banda alta)	5	6489.6	499.2	3, 4
	6	6988.8	499.2	5, 6
	7	6489.6	1081.6	7, 8
	8	7488.0	499.2	1, 2
	9 (obligatorio)	7987.2	499.2	3, 4
	10	8486.4	499.2	5, 6
	11	7987.2	1331.2	7, 8
	12	8985.6	499.2	1, 2
	13	9484.8	499.2	3, 4
	14	9984.0	499.2	5, 6
15	9484.8	1355	7, 8	

Los anchos de banda descritos se logran mediante la transmisión de pulsos de muy corta duración, cuya forma no está restringida a una en particular sino que está especificada en términos de su correlación con un pulso de referencia. Este pulso de referencia es un pulso RRC (*Root Raised Cosine*) con parámetro de roll-off $\beta = 0.6$ y duración T_p . El valor T_p depende del ancho de banda que se desee cubrir, los valores permitidos se listan en la Tabla II, en donde se observa que a mayor ancho de banda tenga un canal menor será la duración del pulso. Se especifican además otras formas de pulsos opcionales que están orientadas a ciertas aplicaciones muy específicas y permiten mejorar la coexistencia con los otros usuarios del espectro, al costo de mayor complejidad en la generación y detección de los mismos.

Tabla II. Parámetros de los pulsos de radio para cada canal.

Número de canal	Duración del pulso, T_p (ns)
0:3, 5:6, 8:10, 12:14	2.00
7	0.92
14, 11	0.75
15	0.74

II.3 FORMATO DE LA PDU (PHY PROTOCOL DATA UNIT)

En la Figura 1 se muestra el formato de la trama de capa física la cual consta de un preámbulo, un delimitador de trama (SFD – *Start Frame Delimiter*), y de un encabezado de capa PHY (PHR – *PHY Header*), a los cuales se les agrega la carga útil proveniente de la subcapa MAC (PSDU – *PHY Service Data Unit*).

Longitud Variable		19 bits	Longitud variable
Preámbulo	SFD	PHR	PSDU
SHR			Carga útil PHY

Figura 1. Formato de la PDU (PHY Protocol Data Unit)

Se observa en la Figura 1 que tanto el preámbulo y el SFD son de longitud variable, y ambos forman el encabezado de sincronización (SHR – *Synchronization Header*). El PHR es de 19 bits de longitud y es utilizado para el intercambio de información entre las entidades

de capa PHY. El PHR contiene, entre otros, un campo de 7 bits que indica la longitud en bytes de la carga útil o PSDU. La PSDU es de longitud variable y a lo mucho puede contener 127 bytes de información de la capa superior. Como se verá más adelante, el SHR utiliza una codificación y modulación diferente a las del PHR y la PSDU.

II.4 FORMATO DEL SÍMBOLO DE DATOS

En la idea original de UWB impulsivo con modulación por posición de pulso (PPM – *Pulse Position Modulation*), propuesto en (Scholtz, 1993), el periodo de bit es dividido en múltiples tramas y las tramas son divididas en slots. Un solo pulso es transmitido en uno de los slots de cada trama, y entonces se transmiten varios pulsos por cada bit. La posición del pulso dentro de la trama depende del bit de información y de la secuencia TH. En las especificaciones IEEE 802.15.4a se conserva la idea de transmitir varios pulsos por bit, sin embargo los pulsos deben ser transmitidos uno justo después del otro, a manera de ráfaga.

En IEEE 802.15.4a el tiempo necesario para transmitir un bit de información es referido como periodo de símbolo (T_{dsym}) y el tiempo para enviar un pulso como periodo de chip (T_c), este último constituye la unidad fundamental de tiempo del estándar y como ya mencionamos es igual a 2.0 ns para los canales de 500 MHz. El periodo de chip es inversamente proporcional a la PRF Pico (*Peak Pulse Repetition Frequency*), definida como la máxima frecuencia a la que los pulsos pueden ser transmitidos dentro de una ráfaga. También se define la PRF Media como el número de pulsos por ráfaga dividido entre la duración del símbolo.

El formato de modulación del símbolo de datos es denominado BPM-BPSK, ya que la variación de la posición de la ráfaga dentro del símbolo (BPM, *Burst Position Modulation*) es simultánea a la modulación de la polaridad o cambios de fase de sus pulsos (BPSK, *Binary Phase Shift Keying*). Como ejemplo, la Figura 2 muestra la estructura del símbolo de datos para la tasa de 0.85 Mbps con una PRF Media de 15.60 MHz. Se observa que el símbolo de datos tiene una duración de $N_c = 512$ periodos de chip ($T_{dsym} = N_c T_c$) y es dividido en dos intervalos BPM ($T_{BPM} = T_{dsym}/2$). Con el propósito de reducir la interferencia intersímbolo (ISI), la segunda mitad de cada intervalo BPM es usada como

intervalo de guarda. La parte activa de cada intervalo BPM es subdividida en periodos de ráfaga, cada uno compuesto de $N_{cpb} = 16$ periodos de chip ($T_{burst} = N_{cpb} T_c$).

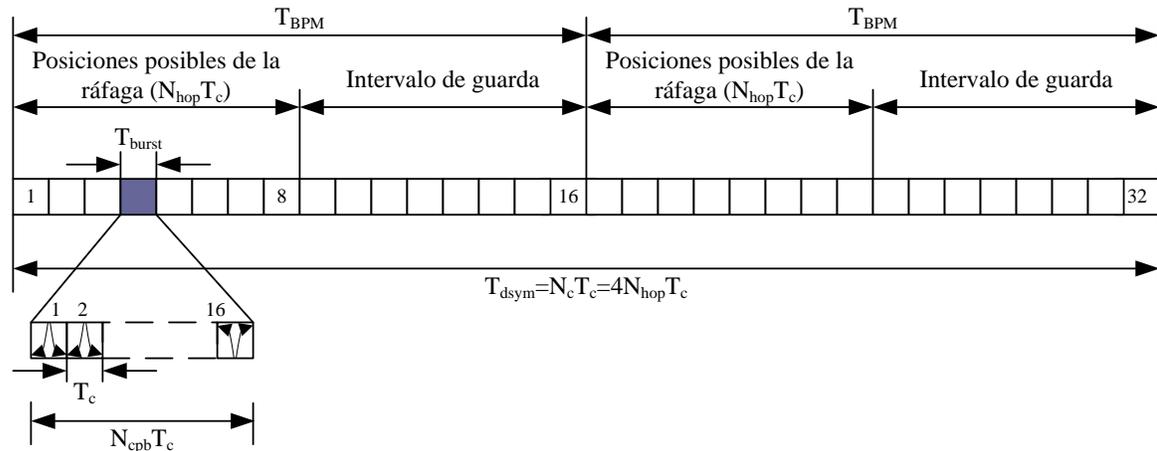


Figura 2. Ejemplo de símbolo de datos para la tasa de 0.85 Mbps y PRF Media de 15.60 MHz.

Como hemos mencionado previamente, una ráfaga es un conjunto de pulsos transmitidos consecutivamente a la PRF Pico (separados T_c segundos), y sólo se transmite una ráfaga dentro de cada símbolo. La posición de la ráfaga es determinada por dos factores: 1) el bit de información determina si se transmitirá en el primero o en el segundo intervalo BPM, dependiendo si es un '0' o un '1', respectivamente. 2) La posición exacta de la ráfaga dentro de la porción activa del intervalo BPM es finalmente determinada por la secuencia TH, la cual varía pseudoaleatoriamente la posición de la ráfaga de un símbolo a otro, con el doble propósito de reducir la interferencia multiusuario (MUI) y mejorar la forma del espectro radiado.

La secuencia TH se obtiene de un circuito de generador de secuencia PN, el cual es siempre inicializado con el mismo valor al inicio de la transmisión de una trama. Este valor inicial depende del código de preámbulo, de esta manera todos los nodos conocen la secuencia de saltos utilizadas en un canal, de aquí que dos códigos de preámbulo distingan a dos canales dentro del mismo ancho de banda.

La carga útil es protegida mediante el uso de dos códigos sistemáticos: un código Reed-Solomon (RS) y uno convolucional, con tasas 55/63 y 1/2 respectivamente. Los bits

de redundancia RS son concatenados con los bits de información e introducidos en el modulador BPM, para que sean tratados de la misma manera que los bits de información. Los bits de redundancia convolucional son utilizados por el modulado BPSK de tal manera que modulan las polaridades de los pulsos de la ráfaga. Es obligatorio que todos los dispositivos acatadores de estándar IEEE 802.15.4a realicen ambos tipos de codificación, pero no es obligatorio la decodificación de ninguno de los dos. Esta ingeniosa combinación entre codificación y modulación permite que las redes IEEE 802.15.4a puedan ser usadas en redes de dispositivos con capacidades heterogéneas (Molisch, Orlik, Sahinoglu, & Zhang, 2006).

La Tabla III muestra los parámetros de operación para las dos PRF Medias obligatorias del estándar. Los renglones resaltados corresponden a la configuraciones obligatorias de cada PRF, correspondiendo ambas a la tasa de 0.85 Mbps. El resto de las configuraciones son opcionales.

Tabla III. Tasas de transmisión, parámetros de modulación y codificación.

PRF Media (MHz)	Chips por símbolo	Chips por ráfaga (N_{cpb})	RS FEC Rate	Viterbi Rate	Bit Rate (Mbps)
15.60 (High)	4096	128	0.87	0.5	0.11
	512	16	0.87	0.5	0.85
	64	2	0.87	0.5	6.81
	32	1	0.87	1	27.24
3.90 (Low)	4096	34	0.87	0.5	0.11
	512	4	0.87	0.5	0.85
	256	2	0.87	0.5	1.70
	128	1	0.87	1	6.81

II.5 FORMATO DEL SÍMBOLO DE PREÁMBULO

La trama inicia con la transmisión de un preámbulo que permite la detección de una transmisión, la sincronización burda y fina entre receptor y transmisor, así como también es necesario para la estimación de canal y la estimación de distancia entre nodos.

El preámbulo consiste de N_{sync} repeticiones del símbolo de preámbulo S_i , donde S_i es una secuencia de periodos de chips vacíos y con pulsos, cuya secuencia sigue un código de preámbulo C_i . El código de preámbulo C_i consiste de una secuencia de símbolos de un

alfabeto ternario $\{-1, 0, 1\}$, las secuencias son conocidas como secuencias PBTS (*Perfect Balanced Ternary Sequence*) porque tienen casi la misma cantidad de elementos cero y no-cero, entre otras propiedades. En total se especifican 24 códigos de preámbulo, indexados del 1-24 ($C_i, i = 1, 2, 3, \dots, 24$). Los primeros 8 códigos son de 31 elementos (1-8) y los 16 restantes de 127 elementos (9-24). La Tabla IV muestra los 8 códigos PBTS de longitud 31 utilizados en el estándar. Por cuestiones de espacio, en la tabla los símbolos '+' y '-' indican que el elemento del código es un +1 y un -1, respectivamente

Tabla IV. Códigos de longitud 31.

Índice del código	Secuencia del código	Números de canales donde se usa
1	-0000+0-0+++++0-000+-----00-+0-00	0, 1, 8, 12
2	0+0+-0+0+000-++0-+-+00+00++000	0, 1, 8, 12
3	-+0++000-+-++00++0+00-0000-0+0-	2, 5, 9, 13
4	0000+-00-00-+++++0-+-+000+0-0++0-	2, 5, 9, 13
5	-0+-00+++++0000-+0+++0-0+0000-00	3, 6, 10, 14
6	++00+00-----0+++000+0+0-+0+0000	3, 6, 10, 14
7	+0000+-0+0+00+000+0++++-0-+00-+	4, 7, 11, 15
8	0+00-0-0++0000--+00-+0+++--+0+00	4, 7, 11, 15

Como se observa en la Tabla I y la Tabla IV, cada canal TH-UWB tiene asignado sólo dos códigos de longitud 31. El uso de los dos códigos de longitud 31 de un canal es obligatorio para los dispositivos que utilicen ese canal. El uso de los códigos de longitud 127 es una opción para las aplicaciones que requieran más exactitud en la estimación de la distancia.

En la Figura 3 se ilustra la manera en que se forma un símbolo de preámbulo S_i a partir de un código de preámbulo C_i de 31 elementos, se observa que S_i constituye un esparcimiento de longitud L de C_i , esto significa que después de la transmisión de un pulso con polaridad determinada por $c_i(j)$ (o la ausencia del pulso en los casos en que el elemento de $c_i(j)$ valga cero) se transmiten $L - 1$ chips de S_i vacíos. La tasa de chip es igual a la utilizada en los símbolos de datos, y la longitud del esparcimiento (L) se varía para ajustarse a una de las PRFs Medias permitidas en el estándar, ya que las PRFs Medias de los símbolos de preámbulo y de datos deben coincidir.

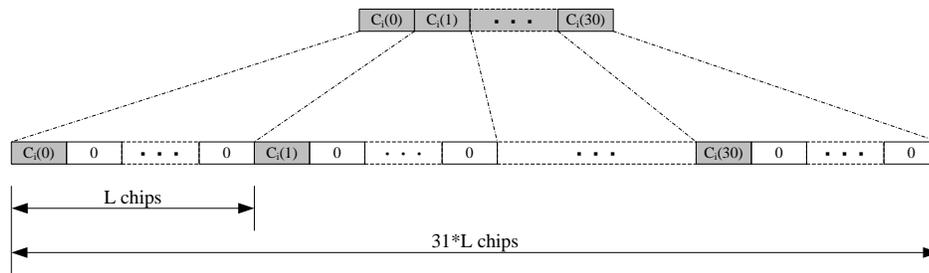


Figura 3. Construcción de un símbolo de preámbulo con un código de 31 elementos y un espaciamiento de L chips

Como ejemplo en la Figura 4 se observa que para construir el símbolo de preámbulo S_i se transmite un pulso con polaridad dada por elemento de $c_i(j)$, nótese que si $c_i(j) = 0$ no se transmite pulso en el elemento de símbolo correspondiente. En el ejemplo, cada pulso correspondiente a un $c_i(j)$ es separado por 63 chips vacíos, aun cuando no haya habido transmisión de pulso. De esta manera S_i constituye un espaciamiento de 64 chips de C_i . El espaciamiento de 64 chips es usado con la PRF Media de 3.90 MHz, para la PRF de 15.60 MHz se debe utilizar un espaciamiento de 16 chips.

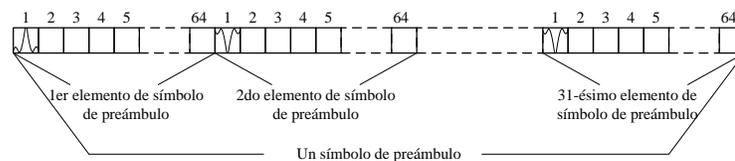


Figura 4. Ejemplo de símbolo de preámbulo de 31 elementos, $L=64$.

En la Figura 5 se ilustra cómo se construye el encabezado de sincronización (SHR – *Synchronization Header*), que inicia por una secuencia de repeticiones del símbolo de preámbulo. Se muestra que esta longitud de la repetición es variable, las longitudes más largas mejoran el desempeño de los mecanismos de estimación de distancia. El receptor se entera de que el preámbulo termina cuando detecta el delimitador de inicio trama (SFD), el cual consiste de una secuencia predeterminada de símbolos de preámbulo. En la Figura 5 un '0' indica un símbolo de preámbulo vacío (sin pulsos) y un $-S_i$ indica un símbolo de preámbulo con las polaridades de los pulsos invertidas.

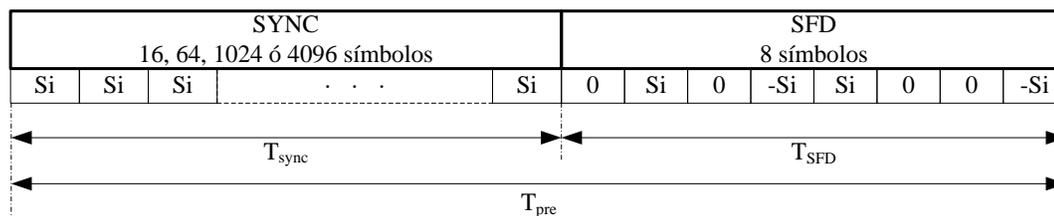


Figura 5. Estructura del encabezado de sincronización.

En la Figura 1, se observa que posteriormente a la transmisión del preámbulo y al SFD está el encabezado PHR (*PHY Header*) a partir del cual se utilizan sólo símbolos de datos.

II.6 MECANISMO DE ACCESO Y SENSADO DE CANAL (CCA)

En una red IEEE 802.15.4 con beacon deshabilitado los nodos hijos compiten por la transmisión de las tramas hacia el coordinador utilizando el mecanismo de acceso CSMA-CA no-ranurado. La Figura 6 muestra el diagrama de flujo de este mecanismo de acceso.

Un componente crucial para el éxito de este algoritmo es el sensado de canal (*CCA-Clear Channel Assesment*) el cual se encarga de determinar la disponibilidad del canal inalámbrico. En las opciones de capa física del estándar IEEE 802.15.4 original, que están basadas en transmisiones de portadora continua, se especifican tres opciones de CCA que indican que el medio está ocupado siempre que: 1) la energía en la banda está por encima de cierto umbral, 2) existe en la banda una señal con el formato de modulación de la capa física utilizada, y 3) que se cumplan simultáneamente las dos condiciones anteriores. En el estándar estas opciones son denominadas CCA 1, 2 y 3 respectivamente.

Debido al reducido ciclo de trabajo, para TH-UWB es demasiado ambicioso considerar una arquitectura de recepción que utilice los mismos mecanismos de CCA propuestos para los esquemas de portadora continua. De esta manera la enmienda agrega tres nuevas opciones de CCA para el uso exclusivo de la capa física TH-UWB que, continuando con la enumeración, son nombradas CCA 4, 5 y 6. La opción CCA 4 consiste en siempre indicar la disponibilidad del medio, convirtiendo el acceso de CSMA-CA a ALOHA. Las opciones CCA 5 y 6 están orientadas a disminuir la colisión de las tramas a través del sensado de

símbolos de preámbulo, pues debido a los formatos de modulación es más sencillo detectar símbolos de preámbulo que símbolos de datos, cuando aún no se ha sincronizado con la trama.

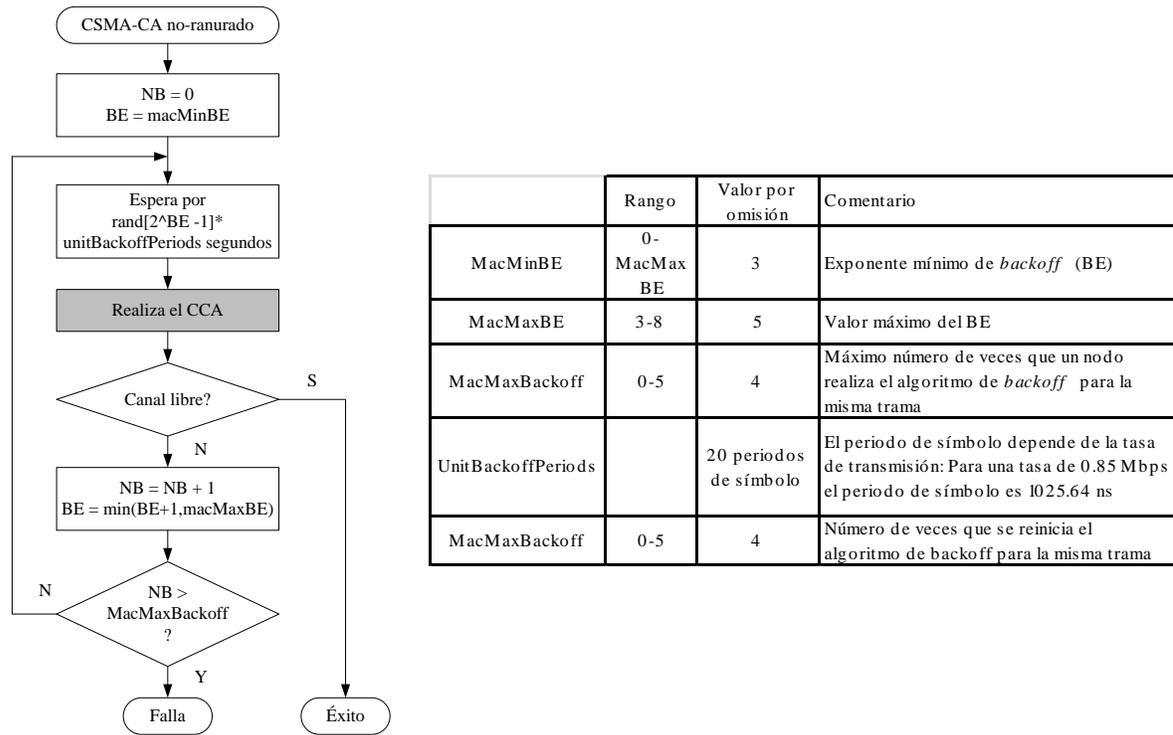


Figura 6. Diagrama de flujo de CSMA-CA no-ranurado y sus parámetros.

El método CCA 5 consiste en indicar canal ocupado después de la detección de un símbolo de preámbulo, y continúa indicando canal ocupado hasta T_{max} segundos después de la detección del último símbolo de preámbulo. Dónde T_{max} es el tiempo necesario para la transmisión de una trama de longitud máxima más su acuse de recibo. El método CCA 6, por otra parte, requiere de la inserción de símbolos de preámbulo dentro de la porción de la trama dedicada a símbolos de datos, habilitando a los nodos a detectar una transmisión, de una manera similar a como se hace en los sistemas de portadora continua. Es importante mencionar que el método CCA 6 es capaz de determinar la disponibilidad del canal sin necesidad de los tiempos de espera introducidos por el CCA 5, esto al costo de alargar el tiempo requerido para la transmisión de la trama.

Aquí cabe mencionar que una de las funciones del PHR (ver Figura 1) es indicar la duración de la carga útil de capa física (PSDU). Este campo de duración del PHR es utilizado por todos los mecanismos de CCA como un tipo de “sensado virtual”, ya que una vez que un nodo se ha sincronizado a una trama y ha decodificado el PHR conocerá la duración de la trama, y entonces el CCA indicará que el canal está ocupado por todo ese tiempo sin necesidad de realizar el “sensado físico”.

En este trabajo estamos interesados en estudiar cómo estas nuevas opciones de CCA afectan el desempeño de la subcapa MAC. Específicamente, estamos interesados en investigar el desempeño del protocolo CSMA-CA no ranurado cuando el mecanismo CCA 5 es usado como criterio para la evaluación del canal. Nuestro interés en el CCA 5 surge debido a su peculiaridad de introducir tiempos de espera para compensar los tiempos en los que no es posible realizar un sensado físico. Debido a esto en este capítulo dedicamos la siguiente sección para profundizar un poco más en la operación del CCA 5.

II.7 SENSADO DE CANAL 5 (CCA 5)

Como ya mencionamos, a diferencia del resto de opciones de sensado, el CCA 5 es el único que no puede determinar la disponibilidad del canal de manera inmediata (sin contar al CCA 4 que en realidad no hace ningún tipo de sensado), por lo que en el CCA 5 se tiene que mantener un temporizador para auxiliarse en los periodos que no es posible realizar el sensado. En la Figura 7 mostramos el diagrama de flujo del funcionamiento del CCA 5. Es importante mencionar que el CCA es un procedimiento de capa física y su relación con el mecanismo de acceso de la subcapa MAC es que este último le hace consultas al CCA y esté le regresa el estado de la evaluación. Entonces el algoritmo de la Figura 7 inicia una vez que la MAC ha indicado a la capa física que encienda el receptor.

El CCA 5 inicia suponiendo que el canal está ocupado y debe esperar por T_{max} segundos sin detectar símbolos de preámbulo para indicar cambiar el estado del canal a libre, esto se ilustra en la parte izquierda del diagrama de flujo. El CCA 5 está de manera continua buscando símbolos de preámbulo, cada vez que encuentra uno reinicializa el temporizador para contar T_{max} segundos a partir de ese instante. Si en la búsqueda de símbolos de preámbulo la capa física encuentra el delimitador de inicio de trama (SFD),

entonces decodifica el PHR, y a partir de ese punto el CCA 5 suspende el sensado físico de símbolos de preámbulos y procede a esperar por el tiempo correspondiente al valor indicado en el PHR, T_{PHR} (parte derecha del diagrama de flujo). Cuando este tiempo ha transcurrido el CCA 5 cambia el estado del canal a libre y prosigue con la búsqueda de símbolos de preámbulo.

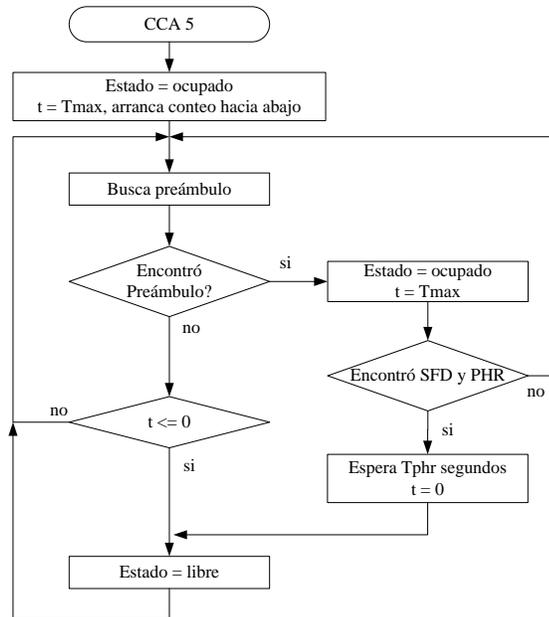


Figura 7. Diagrama de flujo del funcionamiento del CCA 5

CAPÍTULO III

RECEPTOR DETECTOR DE ENERGÍA (ED)

En este capítulo se presenta la arquitectura básica del receptor detector de energía. Se detallan las características principales de los componentes de este receptor que serán analizados y justificados en capítulos posteriores.

III.1 DETECTOR DE ENERGÍA

La Figura 8 muestra un esquema a bloques del detector de energía. Se observa que el detector de energía consiste de un dispositivo de ley cuadrada seguido de un integrador de tiempo finito y un muestreador. Al inicio se tiene un filtro de ruido usado para limitar el ancho de banda de la señal de entrada a W (en Hz), que es el ancho de banda ocupado por $s(t)$. De esta manera, siempre que $s(t)$ esté presente, la señal $y(t)$ es la suma $s(t) + n_W(t)$, donde la W en el subíndice indica que el ruido blanco ha sido filtrado. La señal $v(n)$ a la salida del detector ED es discreta, y cada muestra representa la energía de la señal a la entrada del circuito de ley cuadrada, $y(t)$, tomada a intervalos regulares de tiempo T .

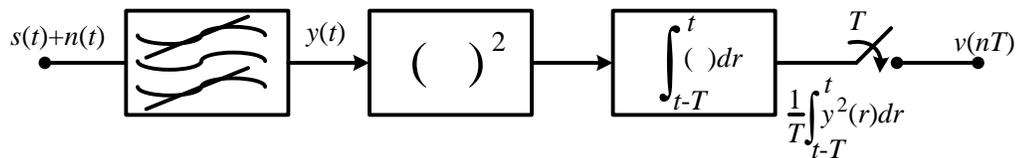


Figura 8. Detector de energía.

De acuerdo con el diagrama a bloques, la muestra $v(n)$ estará dada por la siguiente expresión:

$$v(n) = \frac{1}{T} \int_{(n-1)T}^{nT} y^2(t) dt \dots\dots\dots(1)$$

El detector ED puede considerarse cualquier receptor IR-UWB que utilice algún tipo de modulación por posición de pulsos (PPM – *Pulse Position Modulation*), ya que mediante las muestras de energía que toma del canal puede determinar la presencia de pulsos. Sin embargo no puede extraer la información de fase. En un sistema IEEE 802.15.4a con receptor ED no se puede realizar la decodificación de las polaridades de las ráfagas, necesarias para la decodificación del código convolucional, pero sí se puede hacer la decodificación RS ya que, al igual que la información, se introduce en la trama mediante la modulación BPM.

III.2 PROBABILIDAD DE DETECCIÓN Y FALSA ALARMA EN EL DETECTOR ED

Ya hemos establecido en la ecuación (1) la expresión de la muestra a la salida del detector de energía $v(n)$ en función de la señal $y(t)$ y el tiempo de integración T . En este análisis, para efectos de normalización y sin pérdida de generalidad, es conveniente trabajar con la siguiente definición de $v(n)$:

$$v(n) = \frac{1}{N_{02}} \int_{(n-1)T}^{nT} y^2(t) dt \dots\dots\dots(2)$$

donde N_{02} es la densidad de potencia espectral de ruido (bilateral), la cual es posible caracterizarla en el receptor.

Hay dos casos posibles en cuanto a la señal de entrada se refiere:

- 1) En la entrada del detector solamente hay ruido AWGN. La salida, denotada como $v_N(n)$, estará dada por la integración del cuadrado del proceso Gaussiano limitado en banda $n_W(t)$, donde W es el ancho de banda del filtro de entrada:

$$v(n) = v_N(n) = \frac{1}{N_{02}} \int_0^T n_W^2(t) dt \dots\dots\dots(3)$$

- 2) Cuando en la entrada está presente la señal que se desea detectar, la salida, denotada como $v_{S+N}(n)$, estará dada por la integración del cuadrado de la suma de la señal $s(t)$ más el proceso de ruido Gaussiano $n_W(t)$:

$$v(n) = v_{S+N}(n) = \frac{1}{N_{02}} \int_0^T [s(t) + n_W(t)]^2 dt \dots\dots\dots(4)$$

Se observa en las ecuaciones (3) y (4) que las variables aleatorias $v_S(n)$ y $v_{S+N}(n)$ son funciones de la variable aleatoria $n_W(t)$, y en teoría las estadísticas de las primeras pueden ser obtenidas a partir de las estadísticas de las variables que dependen y la función que las relaciona. De acuerdo a las reglas para la transformación de variables aleatorias descrito en (Papoulis, 1991) es necesario realizar un despeje de las variables $n_W^2(t)$ y $[s(t) + n_W(t)]^2$; sin embargo, debido a los límites de la integral, la transformación se complica, por lo que es conveniente trabajar con una aproximación de la relación que sí permita la transformación. A continuación se describe la aproximación utilizada por (Urkowitz, 1967) y que ha sido ampliamente aceptada.

Aproximación mediante el teorema de Nyquist.

De acuerdo al teorema de muestreo una señal $x(t)$ limitada en una banda de W (en Hz) puede ser expresada como la suma de la secuencia infinita de muestras de la señal $x(t)$, tomadas a intervalos de $1/2W$ segundos, convolucionadas con la señal $sinc(2Wt)$:

$$x(t) = \sum_{i=-\infty}^{\infty} x(i/2W) sinc(2Wt - i) \dots\dots\dots(5)$$

Elevando al cuadrado e integrando en ambos lados de la ecuación se tiene que:

$$\int_{-\infty}^{\infty} x^2(t) dt = \int_{-\infty}^{\infty} \left(\sum_{i=-\infty}^{\infty} x(i/2W) sinc(2Wt - i) \right)^2 dt \dots\dots\dots(6)$$

La expansión del polinomio al cuadrado dentro de la integral da como resultado el cuadrado de cada uno de los términos más el doble producto de todas las combinaciones posibles, y por la propiedad de linealidad éstas pueden ser separadas en integrales individuales. Debido a las propiedades de ortogonalidad de la función *sinc* las integrales valen siempre cero a excepción de cuando las funciones *sinc* están superpuestas, es decir los términos de com-

binaciones de funciones *sinc* no superpuestas darán cero al integrarse. Además, cuando el *sinc* está elevado al cuadrado la integral da como resultado $x^2(i/2W)/2W$, y entonces la expresión se reduce a:

$$\int_{-\infty}^{\infty} x^2(t)dt = \frac{1}{2W} \sum_{i=-\infty}^{\infty} x^2(i/2W) \dots\dots\dots(7)$$

Tomando (6) como referencia, la aproximación de Urkowitz está sustentada en que, con cierto margen de error, la señal $x(t)$ en el intervalo $0 \leq t \leq T$ puede ser expresada de manera aproximada en términos del teorema de muestreo como la secuencia de $2TW$ muestras de la señal $x(t)$:

$$\tilde{x}(t) = \sum_{i=1}^{2TW} x(i/2W) \text{sinc}(2Wt - i) \text{ para } 0 \leq t \leq T \dots\dots\dots(8)$$

Y entonces de acuerdo a (7) y (8) la energía de la señal $x(t)$ en el intervalo $0 \leq t \leq T$ es aproximadamente igual a:

$$\int_0^T x^2(t)dt \cong \frac{1}{2W} \sum_{i=1}^{2TW} x^2(i/2W) \dots\dots\dots(9)$$

Urkowitz muestra en el apéndice de su artículo que la aproximación de (9) es muy exacta si se considera que la se utilizará para obtener la energía de una señal con distribución Gaussiana, que es precisamente el caso de este análisis.

Cálculo de las probabilidades de detección y falsa alarma

Aplicando la aproximación de (9) a la ecuación (3) tenemos que

$$v_N(n) = \frac{1}{N_{02}} \int_0^T n_{2W}^2(t)dt = \frac{1}{2WN_{02}} \sum_{i=1}^{2TW} n_{2W}^2(i/2W) = \sum_{i=1}^{2TW} a_i^2 \dots\dots\dots(10)$$

donde $a_i = \frac{n_W(i/2W)}{\sqrt{2WN_{02}}}$ es una variable aleatoria Gaussiana con media cero y varianza uno, es decir tiene una distribución normal, esto es debido las propiedades del proceso $n_W(t)$ y la normalización aplicada. Es bien sabido que la variable aleatoria que resulta de la suma de los cuadrados de i variables aleatorias normales da como resultado una variable con distribución chi-square central con i grados de libertad (Papoulis, 1991). Entonces $v_N(n)$ es una variable aleatoria con distribución chi-square central con $2TW$ grados de libertad.

Ahora aplicando la aproximación de (9) a la ecuación (4) se tiene que

$$\begin{aligned} v_{S+N}(n) &= \frac{1}{N_{02}} \int_0^T [s(t) + n_W(t)]^2 dt \\ &= \frac{1}{2WN_{02}} \sum_{i=1}^{2TW} (s(i/2W) + n_W(i/2W))^2 = \sum_{i=1}^{2TW} (\alpha_i + a_i)^2 \dots\dots\dots(11) \end{aligned}$$

donde $\alpha_i = \frac{s(i/2W)}{\sqrt{2WN_{02}}}$ y $a_i = \frac{n_W(i/2W)}{\sqrt{2WN_{02}}}$. Como mencionamos a_i tiene una distribución normal, mientras que α_i simplemente corresponde al valor de una muestra de la señal que se desea detectar. De esta manera la variable aleatoria formada por la suma $\alpha_i + a_i$ tiene una distribución Gaussiana con media α_i y varianza unitaria. Es posible demostrar que la suma de los cuadrados de i variables aleatorias Gaussianas independientes con media μ_k y varianza σ_k^2 da como resultado una variable con distribución chi-square central con i grados de libertad y parámetro no-central $\lambda = \sum_{k=1}^i \mu_k / \sigma_k^2$ (Papoulis, 1991). De esta manera la variable $v_{S+N}(n)$ tendrá una distribución chi-square no-central con $2TW$ grados de libertad, con parámetro no-central λ dado por:

$$\lambda = \sum_{i=1}^{2TW} \alpha_i^2 = \frac{1}{N_{02}} \int_0^T s^2(t) dt = E_s / N_{02} \dots\dots\dots(12)$$

Queda claro en la ecuación (12) que el parámetro no-central λ es dependiente de la SNR.

Resumiendo los resultados de Urkowitz, tenemos que:

- 1) cuando a la entrada del detector ED sólo hay ruido, la probabilidad de que la energía detectada sobrepase un umbral Th está dada por:

$$Prob\{v_N(n) > Th\} = 1 - F_{\chi^2_{2TW}}(Th) \dots\dots\dots(13)$$

en donde $F_{\chi^2_{2TW}}$ es la función de distribución chi-square central con $2TW$ grados de libertad.

- 2) Mientras que, cuando a la entrada del detector ED hay señal y ruido, la probabilidad de que la energía detectada sobrepase un umbral Th está dada por:

$$Prob\{v_{S+N}(n) > Th\} = 1 - F_{\chi'^2_{2TW}(\lambda)}(Th) \dots\dots\dots(14)$$

en donde $F_{\chi'^2_{2TW}(\lambda)}$ es la función de distribución cumulativa chi-square no-central con $2TW$ grados de libertad y parámetro no-central λ .

Las expresiones de las ecuaciones (13) y (14) son conocidas como probabilidades de falsa alarma y de detección, respectivamente.

III.3 RECEPTOR ED

En la Figura 9 se muestra un diagrama a bloques de los principales subsistemas del receptor ED. Como ya se mencionó, la detección de energía (ED) es tan sólo la primera etapa del receptor ED y su salida, la señal discreta $v(n)$, es entrada de la mayoría de los subsistemas del receptor. Todos estos módulos se implementaron para evaluar el desempeño del receptor ED. La descripción presentada en este capítulo hace mucho énfasis en describir el decodificador de bits y el detector de preámbulo ya que son los que más impactan el desempeño del receptor.

A excepción del detector ED, todos los bloques del diagrama de la Figura 9 son parte de un sistema digital, entonces la señal $v(n)$ además de discreta debe ser digital, por lo que a la salida del detector de energía de la Figura 8, después del muestreador, se debe agregar una etapa de conversión analógico/digital (A/D). De esta manera la velocidad de conversión A/D fija el límite inferior del periodo de integración T . Para una menor comple-

jididad y por conveniencia, el valor de T lo escogeremos como el máximo entre el periodo de chip (T_C) y el mínimo permitido por el convertidor A/D ($T_{min}^{A/D}$), de la siguiente manera:

$$T = \left\lceil \frac{T_{min}^{A/D}}{T_C} \right\rceil T_C \dots\dots\dots(15)$$

El operador $\lceil \cdot \rceil$ indica el redondeo de la fracción al entero superior, y de este modo el periodo de integración T será múltiplo entero del periodo de chip T_C . La restricción de que el periodo de integración T no pueda ser menor al periodo de chip T_C es para aprovechar la ventaja ofrecida por la detección ED de tener un sistema submuestreado, de otra manera la tasa de muestreo cumpliría la condición de Nyquist y en tal caso resultaría mejor realizar la detección coherente.

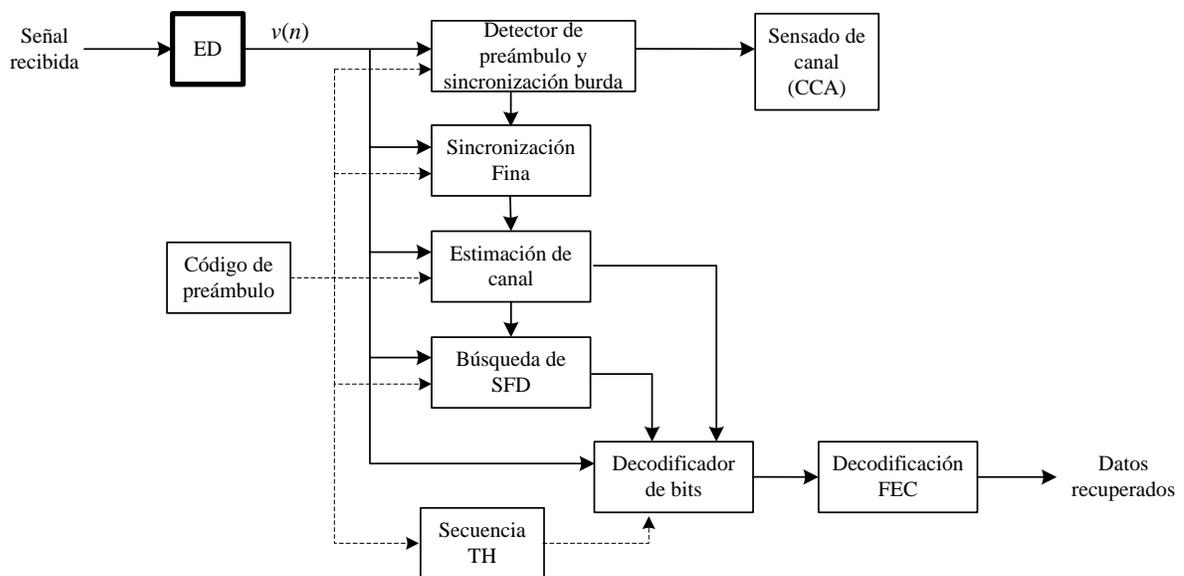


Figura 9. Receptor ED.

III.4 DETECTOR DE PREÁMBULO

La Figura 10 muestra un diagrama de los componentes del detector de preámbulo. Se observa que en la primera etapa se realiza la correlación de $v(n)$ con una máscara con longitud igual a la duración en número de muestras de un símbolo de preámbulo, lo cual

significa que la longitud de la máscara dependerá del periodo de integración. Por ejemplo si se usa un código de preámbulo de 31 elementos con un espaciamiento de $L = 64$ chips de 2ns , entonces un símbolo de preámbulo durará $31 \times 64 = 1964$ periodos de chip ($1964 \times 2\text{ns} = 3968\text{ns}$). Para que el receptor sea barato es aceptable seleccionar periodos de integración mayores al periodo de chip. Si se selecciona un periodo de integración de $T = 8\text{ns}$ (la duración de 4 chips) entonces habrá 496 periodos de integración en un símbolo de preámbulo ($3968\text{ns}/8\text{ns} = 496$), y la máscara de correlación debe contener también 496 elementos.

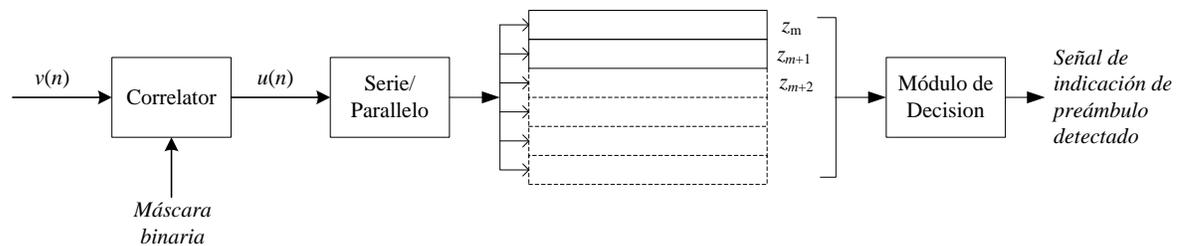


Figura 10. Diagrama a bloques del detector de preámbulo.

Para formar la máscara de correlación se rectifican los elementos del código, es decir los -1 se hacen 1. Para aumentar la probabilidad de detección del símbolo de preámbulo, cada elemento del código rectificado se repite tantas veces como periodos de integración haya en un elemento de símbolo de preámbulo. Siguiendo con el ejemplo, cada elemento de símbolo de preámbulo tiene 16 muestras de energía ($16 \times 31 = 496$). Si suponemos una porción del código con los siguientes elementos

... -1, 0, 1...

al rectificarse se transforman en

...1, 0, 1...

y la porción de la máscara correspondiente es

... 1111 1111 1111 1111, 0000 0000 0000 0000, 1111 1111 1111 1111 ...

donde el elemento subrayado se refiere al elemento que es repetido.

La siguiente ecuación expresa que para obtener una muestra de correlación $u(n)$, las muestras de energía $v(n)$ se correlacionan con la máscara:

$$u(n) = \sum_{i=0}^{M-1} msk(i)v(n+i) \dots\dots\dots(16)$$

donde M es el número de elementos de la máscara de correlación $msk(n)$; en el ejemplo que hemos venido manejando $M = 496$. Se observa en la ecuación que para obtener la primera muestra de correlación $u(0)$ se tienen que recibir al menos 496 muestras de energía (de la 0 a la 495), y la segunda muestra de correlación $u(1)$ necesita de las muestras 1 a la 496, etc. Entonces de acuerdo a la ecuación cada muestra de correlación $u(n)$ se obtiene del producto punto entre la máscara y las muestras de energía desde la n hasta la $n + 495$. Si regresamos a la Tabla IV se tiene que cualquiera de los códigos de preámbulo tiene 15 elementos en cero y 16 elementos diferente de cero, entonces la máscara tendrá $16 \times 15 = 240$ elementos en cero y $16 \times 16 = 256$ elementos en uno. De esta manera resulta evidente que cada elemento de correlación $u(n)$ es la suma de 256 elementos de $v(n)$ escogidos estratégicamente.

Algunas de las muestras $u(n)$ a la salida del correlador son seleccionadas para ser almacenadas en vectores de longitud igual al número de elementos en el código de preámbulo. En el ejemplo, debido a que en la construcción de la máscara se repitió 16 veces un mismo elemento del código de preámbulo, se toma sólo un elemento de correlación $u(n)$ de cada 16, ya que los 16 elementos tendrán las mismas estadísticas y no tiene caso procesarlos todos. Los 31 elementos $u(n)$ seleccionados son acomodados en un vector Z_i . Antes de que los vectores Z_i sean analizados se ponen en cero los elementos de correlación que no superan el umbral de detección. Este umbral es calculado de la siguiente manera:

$$Th_{Detect} = N_{02} F_{\chi^2_{GLd}}^{-1} (1 - P_{FA}) \dots\dots\dots(17)$$

Donde N_{02} es la varianza del ruido, la cual es caracterizada y conocida en el receptor. P_{FA} es la probabilidad de falsa alarma, es decir la probabilidad de que un elemento de Z_i , que

provenza de la correlación de la máscara con muestras de energía de ruido, supere el umbral Th_{Detec} . En (Flury, Merz, Le Boudec, & Zory, 2007) el valor de esta probabilidad es de 10^{-4} . $F_{\chi^2_{GLd}}^{-1}$ es la función inversa de la CDF de la distribución chi-square central con GLd grados de libertad. De nuevo los grados de libertad dependen del factor de esparcimiento y el periodo de integración, se pueden calcular mediante la siguiente expresión:

$$GLd = 2TW(LT_c/T)(16) \dots \dots \dots (18)$$

donde L es el factor de esparcimiento del preámbulo, y entonces el término LT_c/T da el número de muestras en un elemento de símbolo. El 16 es debido al número de elementos diferentes de cero en el código de preámbulo.

Una vez que se ponen en cero las muestras de correlación de Z_i que no superan el umbral, se procede a su análisis, el cual considera que se ha detectado el preámbulo si la posición del valor máximo dentro del vector Z_i coincide durante $N = 5$ vectores consecutivos, este valor fue el utilizado en las simulaciones de (Flury, Merz, Le Boudec, & Zory, 2007). Todo este proceso de detección de preámbulo es detallado en la Figura 11.

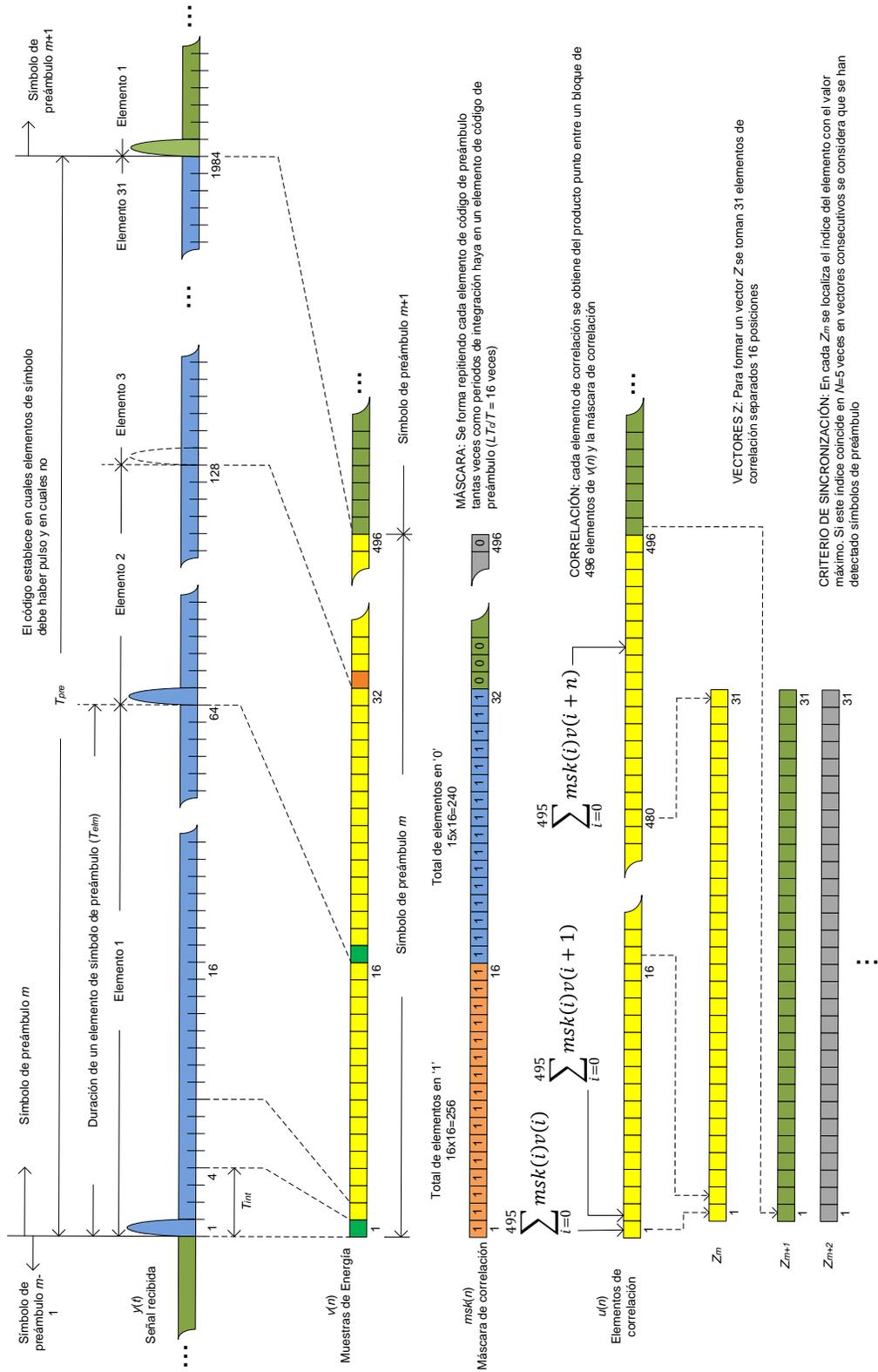


Figura 11. Detección de preámbulo.

III.5 SINCRONIZACIÓN FINA, ESTIMACIÓN DE CANAL, BÚSQUEDA DE SFD

Una vez detectado el preámbulo, el receptor ya está sincronizado con los símbolos de preámbulo. Esta es una sincronización burda debido a que, por el método ya explicado, el receptor se alinea con las muestras más potentes y, dependiendo de la respuesta del canal, los primeras multitrayectorias no son necesariamente las de mayor energía. Además, debido a que la máscara de correlación se construyó repitiendo los elementos del código (16 veces en el ejemplo) el error de sincronización máximo es de hasta la duración de un elemento de código de preámbulo. Entonces, se requiere un bloque de sincronización fina que de ser necesario mueva el punto de sincronización unas cuantas muestras atrás o adelante para alinearse con el inicio de los símbolos de preámbulo de manera tan exacta como la resolución del periodo de integración lo permita.

Para hacer la sincronización fina se construye una máscara de correlación similar a la explicada en el punto anterior. Sin embargo, por obvias razones, en cada porción correspondiente a un elemento de símbolo, el elemento del código sólo se coloca en la primera muestra y el resto de las muestras se ponen en cero. Retomando el ejemplo del punto anterior, la porción de máscara de correlación para sincronización fina sería la siguiente:

... 1000 0000 0000 0000, 0000 0000 0000 0000, 1000 0000 0000 0000 ...

A diferencia de la sincronización burda, que se mantiene obteniendo y analizando muestras de correlación, en la correlación fina se obtienen sólo las muestras de correlación correspondientes a un símbolo de preámbulo, las cuales son obtenidas alrededor del punto de sincronización burda. De las muestras obtenidas se busca la muestra que tenga el valor máximo. De las muestras previas a este máximo se selecciona como muestra de sincronización fina a la muestra de menor índice (más vieja) que esté por arriba del umbral de sincronización fina, si no existe tal muestra el punto de sincronización es el correspondiente al máximo encontrado.

El cálculo del umbral de sincronización fina se realiza también con la ecuación (17) pero los grados de libertad son diferentes, ya que las máscaras de sincronización burda y

finas no contienen el mismo número de elementos en uno. Los grados de libertad para la obtención del umbral de sincronización fina están dados en la siguiente ecuación:

$$GL_f = 2TW(16) \dots \dots \dots (19)$$

Posterior a la sincronización fina se realiza un procedimiento de estimación de canal y otro para detectar el inicio de trama (SFD). El procedimiento de estimación de canal es bastante sencillo, y se explicará en la siguiente sección ya que está muy relacionado con la manera en que son decodificados los bits. El procedimiento de búsqueda SFD puede ser implementado de varias maneras. Como es de esperarse, el método aquí considerado para la búsqueda del SFD consiste en buscar ciertos patrones de muestras de energía en lugares específicos, estos patrones están determinados por la secuencia de símbolos de preámbulo en el SFD, como se muestra en la Figura 5. Debido a que este método no impacta significativamente el desempeño del receptor, no consideramos pertinente profundizar en el método utilizado. Alguien interesado en los detalles puede consultar la sección 4.2.3 de la tesis de (Flury M. , 2010).

III.6 DECODIFICACIÓN DE BIT

La decodificación de bit en un sistema PPM con receptor ED supone que ya se ha realizado la sincronización, es decir que el receptor de alguna manera conoce el instante en el que comienza el símbolo de datos que va a decodificar. Supone además que la duración del intervalo de guarda ha sido seleccionado de tal manera que siempre es mayor al esparcimiento de la ráfaga de pulsos, y entonces no hay interferencia intersímbolo ni intrasímbolo. Como el receptor conoce la secuencia TH, entonces para decodificar el bit se debe determinar en qué posición fue transmitida la ráfaga. Con el receptor ED esta incertidumbre es resuelta comparando la energía recibida durante el intervalo correspondiente a un '0' (hipótesis H_0) contra la energía recibida durante el intervalo correspondiente a un '1' (hipótesis H_1). Esto se ilustra en la Figura 12, donde H_0 y H_1 son las variables de decisión.

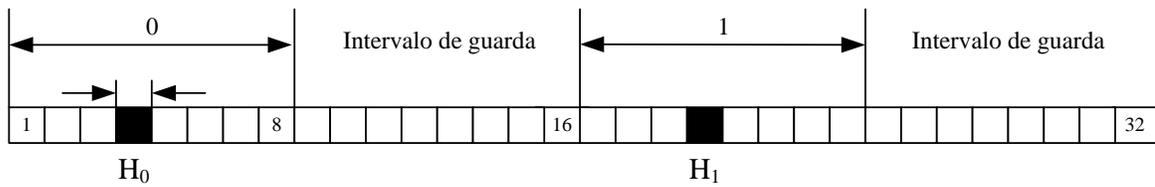


Figura 12. Decodificación de bit usando el receptor ED, el símbolo tiene una longitud 32 ráfagas.

El bit del k -ésimo símbolo \hat{b}_k se decodifica dependiendo de cuál de las dos variables contenga más energía:

$$\hat{b}_k = \begin{cases} 0, & \text{si } H_{0,k} > H_{1,k} \\ 1, & \text{de otra manera} \end{cases} \dots\dots\dots(20)$$

Supongamos un canal no dispersivo. Cuando el periodo de integración sea más grande o igual a la duración de la ráfaga, las variables de decisión H_0 y H_1 serán igual a la energía contenida en el periodo de integración correspondiente. Si el periodo de integración es menor a la longitud de la ráfaga las variables de decisión serán igual a la suma de las energías contenidas en los periodos de integración consecutivos necesarios para cubrir una ráfaga completa. Se deberá escoger el tiempo de integración de tal manera que con uno o más periodos de integración consecutivos se cubra exactamente la duración de una ráfaga, y de esta manera evitar introducir energía de ruido innecesariamente en las variables de decisión.

Al igual que la mayoría de los canales de radio, el canal UWB es un canal con propagación multitrayectoria. Es evidente que gracias a la diversidad inherente a las multitrayectorias se incrementa la energía de la señal contenida de un periodo de integración, comparada con la energía capturada si sólo se tuviera una trayectoria de propagación (Paquelet, Aubert, & Uguen, 2004). Se han realizado numerosos experimentos para medir la respuesta al impulso del canal radio UWB bajo diferentes escenarios. Algunos de los principales resultados de estas mediciones pueden ser consultados en (Win, Scholtz, & Barnes, 1997), (Karedal, Wyne, Almers, Tufvesson, & Molish, 2004) y (Di Renzo, Graziosi, Minutolo, & Montanari, 2006). Entre otros resultados, en estos trabajos se observa que el valor del esparcimiento del retardo es significativamente alto comparado con la

duración de los pulsos. Por ejemplo: en un ambiente de oficina sin línea de vista, anchos de banda de 1 a 2 GHz, y distancias de 10 metros, (Yano, 2002) obtuvo que el valor cuadrático medio (rms) del esparcimiento del retardo es de alrededor de 15 ns, lo cual significa que si se transmite un pulso de 1 ns (1 GHz) se recibirán copias del mismo pulso durante 15 ns las cuales contendrán una energía similar a la del primer pulso recibido.

La propagación multitrayectoria tiene también un efecto nocivo para nuestro receptor ya que la energía de la ráfaga se encuentra dispersa, y esta dispersión complica la selección del número de muestras de energía para formar las variables de decisión. Por ejemplo, si el número de muestras es pequeño comparado con la duración del esparcimiento de la ráfaga, se estará ignorando parte de la energía que de ser tomada en cuenta podría incrementar la probabilidad de una decodificación correcta. Por otro lado se tiene que entre más muestras se tomen en cuenta se estará capturando más energía del pulso, pero también se estará introduciendo más energía de ruido, incrementándose la probabilidad de que el bit se decodifique erróneamente.

De esta manera, para incrementar la probabilidad de una decodificación de bit correcta, resulta deseable tener algún tipo de estimación de la respuesta al impulso del canal. Para el receptor ED la estimación del esparcimiento del retardo es la más básica de las estimaciones que se puede hacer, y esta es precisamente la que se está considerando en este trabajo, este procedimiento también lo hemos tomado de (Flury M. , 2010). A continuación explicaremos sus principales detalles.

Después de realizar el procedimiento de sincronización fina, el receptor conoce los instantes de tiempo de inicio de los elementos de símbolo de preámbulo que contienen pulsos. Se buscan estos instantes y durante varios símbolos (8 símbolos) se promedian las muestras de energía de los elementos de símbolo en los que hay pulso, formando una especie de vector de perfil de energía. Los elementos del vector de perfil de energía son comparados con un umbral calculado como en la ecuación (17) pero con grados de libertad

$$GL_e = 2TW(LT_c/T) \dots\dots\dots (21)$$

Una vez identificados los elementos del vector que superen el umbral, se construye un vector máscara de la misma longitud que el vector de perfil de energía, donde los elementos

del vector máscara contendrán un ‘1’ si el correspondiente elemento en el vector de perfil de energía supera el umbral, el resto contendrán un ‘0’. De esta manera para un canal no dispersivo y un elemento de símbolo de preámbulo de 16 muestras, el vector máscara contendrá un ‘1’ en el primer elemento y ‘0’ en los 15 restantes, indicando que toda la energía se concentra al inicio, en un solo pulso recibido. Idealmente, en un canal dispersivo el vector máscara contendrá unos en los lugares donde la respuesta al impulso contiene más energía, que por lo general será en las primeras muestras.

Volviendo a la decodificación del bit en un canal dispersivo, recordemos que gracias a la sincronización se han ubicado las muestras de inicio de las dos hipótesis de localización de la ráfaga H_0 y H_1 , que representan las variables de decisión de la ecuación (20), entonces para cada variable de decisión se realizará el producto punto del vector máscara con la porción de muestras de energía del símbolo correspondientes a cada hipótesis:

$$H_{0,k} = \sum_{n=0}^{LT_c/T} v(kN_c + C_k N_{cpb} + n)m(n) \dots\dots\dots(22)$$

$$H_{1,k} = \sum_{n=0}^{LT_c/T} v([k + 1/2]N_c + C_k N_{cpb} + n)m(n) \dots\dots\dots(23)$$

donde N_c es el total de periodos de chip en un símbolo de datos, N_{cpb} es el número de chips por ráfaga, C_k es el elemento del código TH asignado al k -ésimo símbolo, y $m(n)$ es el vector máscara. Debido a que $m(n)$ es una secuencia de unos y ceros, las operaciones de (22) y (23) consisten en sumar las muestras de energía que en su correspondiente elemento del vector máscara contienen un uno. De esta manera observamos que el vector máscara, más que una estimación del perfil de potencia, representa una aproximación en número de muestras al valor rms del esparcimiento del retardo realizada durante la recepción de los pulsos del preámbulo.

A pesar de que este simple procedimiento está lejos de ser óptimo, es mejor que suponer que no hay dispersión y sumar sólo las muestras de energía correspondientes a una ráfaga no dispersa, lo cual introduciría muy poca energía de la señal. También es mejor a suponer que la dispersión será tan grande como un intervalo BPM y sumar todas las mues-

tras de un intervalo BPM, lo cual introduciría mucha energía de ruido y además energía de interferentes.

Basándonos en trabajos como (Weisenhorn & Hirt, 2004) y (Tian & Sadler, 2005) surge la idea de que, en vez de asignar un valor binario (1 ó 0), en el vector máscara se podría asignar un peso a cada elemento. Sin embargo el problema de cómo asignar este peso es más complicado que la simple comparación con un umbral, por lo que decidimos no modificar la opción presentada por (Flury M. , 2010), ya que, como se mencionó en la introducción de este trabajo, nuestro enfoque es mantener el receptor ED lo más simple posible.

Una vez que se ha hecho la decodificación de todos los bits de la trama se procede a la decodificación RS (*Reed-Solomon*) en caso de ser necesario.

CAPÍTULO IV

TASA DE ERROR DE BIT (BER) EN SISTEMA PPM CON RECEPCIÓN ED

En este capítulo se evalúa el desempeño de los sistemas TH-UWB con recepción ED en términos de la tasa de error de bit. La evaluación es realizada mediante el análisis de resultados obtenidos de la simulación en computadora, los cuales además son ampliados y respaldados por un análisis de probabilidad. Estos análisis constituyen una aportación original de este trabajo de tesis.

Para la obtención de los resultados que mostramos, tanto de simulación como de análisis probabilístico, se utilizó la tasa obligatoria de 0.85 Mbps. De acuerdo con la Tabla III para lograr esta tasa se pueden utilizar 4 ó 16 pulsos por ráfaga correspondientes a las PRFs medias de 3.9 y 15.6 MHz, respectivamente (PRF – *Pulse Repetition Frequency*). Se consideran dos periodos de integración: 2 y 8 nanosegundos, que corresponden a la duración de uno y cuatro chips con lo que se cumple la restricción de la ecuación (15). En todos los escenarios simulados y analizados se asume que el receptor se ha sincronizado perfectamente al transmisor del usuario de interés, las cuestiones referentes a la sincronización son el tema del siguiente capítulo.

Las simulaciones fueron realizadas en Matlab®, para esto nos basamos en los programas elaborados por (Flury, Merz, Le Boudec, & Zory, 2007) y los modificamos para evaluar los diferentes escenarios de nuestro interés. Para simular los efectos de la propagación multitrayectoria nos basamos en el modelado de canal propuesto para la evaluación de los sistemas IEEE 802.15.4a, del cual se utilizaron los modelos enumerados como CM1 y CM2 (Molisch, y otros, 2004), que corresponden al escenario residencial con y sin línea de vista (LoS y NLoS). A menos que se especifique lo contrario, en todos los casos simulados se realiza la decodificación RS (*Reed-Solomon*) de las tramas para la corrección de errores. Para mayor simplicidad, en los cálculos no se considera la corrección de errores.

IV.1 PROBABILIDAD DE ERROR EN CANAL NO DISPERSIVO

En esta sección utilizaremos los resultados de Urkowitz (ecuaciones (13) y (14)) para obtener la probabilidad de error del sistema BPM-BPSK con receptor ED. Debido a que el receptor ED no puede detectar información de fase, el análisis presentado es válido para cualquier sistema PPM sin interferencia intersímbolo que use receptor ED.

Las suposiciones de este análisis son que el receptor se ha sincronizado perfectamente al transmisor, que el canal no dispersa los pulsos transmitidos, y que el tiempo de integración es tal que cubre justo la duración de una ráfaga de pulsos. Bajo estas condiciones la probabilidad de error puede calcularse como la probabilidad de que una muestra del detector en la que se haya integrado solamente ruido ($v_N(n)$) contenga más energía que una muestra del detector en la que se haya integrado señal y ruido ($v_{S+N}(n)$), es decir:

$$Pe = \Pr\{v_N(n) > v_{S+N}(n)\} \dots\dots\dots(24)$$

Por (13) y (14) sabemos que $v_N(n)$ y $v_{S+N}(n)$ tienen una distribución chi-square central y no-central con $2TW$ grados de libertad, y entonces:

$$Pe = \Pr\{\chi_{2TW}^2 > \chi'_{2TW}^2(\lambda)\} \dots\dots\dots(25)$$

$$Pe = 1 - \Pr\{\chi_{2TW}^2 \leq \chi'_{2TW}^2(\lambda)\} \dots\dots\dots(26)$$

Debido a que en el segundo término de (26) estamos comparando dos variables aleatorias, es posible comparar la primera variable aleatoria con un umbral, y luego promediar suponiendo que el umbral sigue la distribución de la segunda variable aleatoria. Esto queda expresado en la siguiente ecuación:

$$Pe = 1 - \lim_{\Delta \rightarrow 0} \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \Pr\{\chi_{2TW}^2 \leq n\Delta\} \Pr\{(n-1)\Delta < \chi'_{2TW}^2(\lambda) \leq n\Delta\} \dots\dots\dots(27)$$

$$Pe = 1 - \int_0^{\infty} F_{\chi_{2TW}^2}(\alpha) \cdot f_{\chi'_{2TW}^2(\lambda)}(\alpha) d\alpha \dots\dots\dots(28)$$

Debido a la complejidad de las funciones $F_{\chi_{2TW}^2}(x)$ y $f_{\chi'_{2TW}^2(\lambda)}(x)$ (Papoulis, 1991), tratar de obtener una expresión que resulte de resolver la integral en (28) es un pro-

cedimiento laborioso. En su lugar hemos preferido la evaluación numérica. En la Figura 13 se muestra una gráfica de la probabilidad de error calculada con la ecuación (28) y se compara contra el BER simulado en el sistema BPM-BPSK.

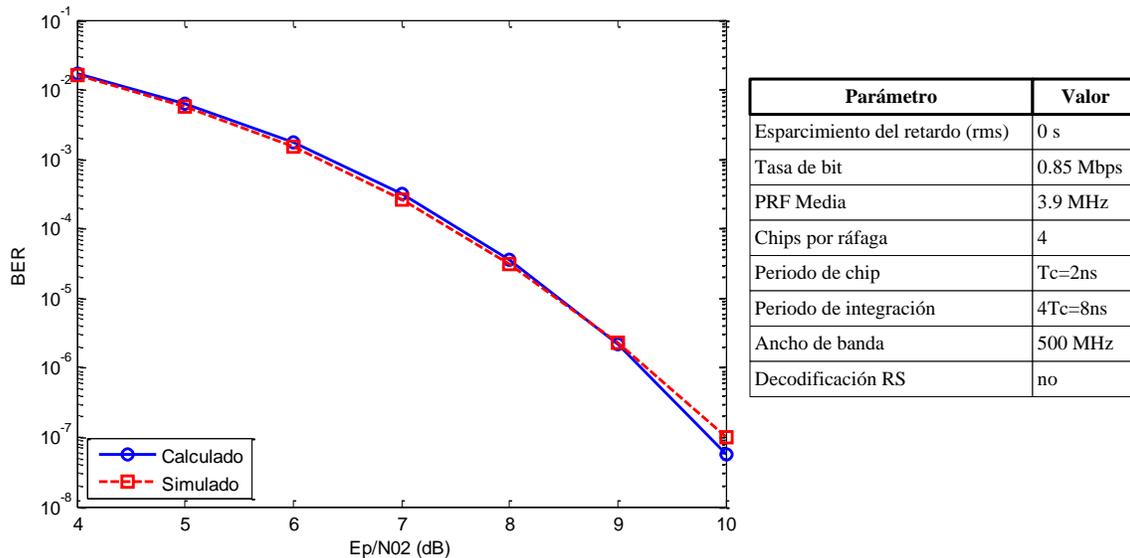


Figura 13. Probabilidad de error del receptor ED en un sistema UWB-PPM

Observamos en la figura que el resultado obtenido con la evaluación numérica de la ecuación (28) es muy aproximado al obtenido mediante simulaciones, lo cual corrobora la confiabilidad de los cálculos.

Es importante dejar en claro que en este trabajo hemos preferido manejar la relación energía de pulso entre energía de ruido (E_p/N_{02}) en vez de la clásica relación señal a ruido (SNR). Cuando el canal es no dispersivo, como en este caso, es indistinto el manejo de una u otra relación, y se tendrá el mismo desempeño mostrado en la Figura 13 independientemente del número de pulsos por ráfaga o el periodo de integración, siempre y cuando éste último sea un múltiplo entero de la duración de una ráfaga (ver la restricción de la ecuación (15)). El panorama cambia cuando la misma energía de un pulso es dispersada en un intervalo de tiempo mayor a un periodo de chip T_c . Bajo este escenario el valor de la SNR en cada periodo de integración será más pequeño entre más dispersivo sea el canal, y no porque la energía de ruido se incremente (de hecho se mantiene constante durante todo el

tiempo), sino porque se reduce la energía de la señal contenida en cada chip T_c . Por esta razón preferimos usar el término E_p/N_{02} para hacer énfasis en que la relación indica la razón que habría entre ambos si toda la energía correspondiente a un pulso fuera recibida en un solo T_c . De esta manera con esta notación se hace hincapié en que se recibe exactamente una energía E_p por cada pulso transmitido, la cual es independiente del número de pulsos usado en la ráfaga y de que tanto sea esta energía dispersada por el canal. En los puntos subsecuentes se discutirá más sobre el efecto de la dispersión.

IV.2 ESPARCIMIENTO DEL RETARDO Y PERIODO DE INTEGRACIÓN

Hemos mencionado que el principal efecto de la propagación multitrayectoria es la dispersión de la energía de los pulsos. Es bien sabido que la energía en los canales multitrayectoria se dispersa siguiendo un decaimiento exponencial como el de la Figura 14, donde se muestra la energía recibida después de que un pulso de 2ns se ha propagado por el canal multitrayectoria CM1, la energía mostrada es la normalización del promedio de mil realizaciones. Para hacer énfasis en la tendencia del decaimiento, se ha agregado en la Figura 14 una función exponencial negativa con parámetro de decaimiento $\Gamma = 22.61$ nanosegundos que corresponde al utilizado en el modelo CM1.

En la Figura 14, tanto la energía del pulso dispersado recibido como la del decaimiento exponencial fueron normalizadas a la unidad.

Para una misma ráfaga de pulsos, el receptor ED debe recolectar la energía de la señal durante intervalos determinados por el periodo de integración. En la Figura 15 se muestran los perfiles de energía obtenidos si el pulso esparcido de la Figura 14 fuera detectado con un periodo de integración de 2 y 8 ns. Se observa que a pesar de que el pulso esparcido es el mismo, la forma del perfil de energía detectado dependerá fuertemente del periodo de integración.

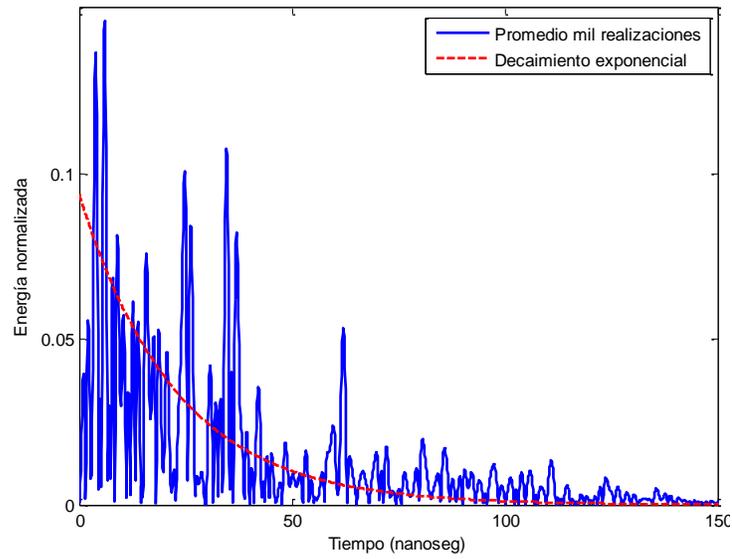


Figura 14. Promedio de la energía normalizada del pulso recibido después de propagarse por el CM1.

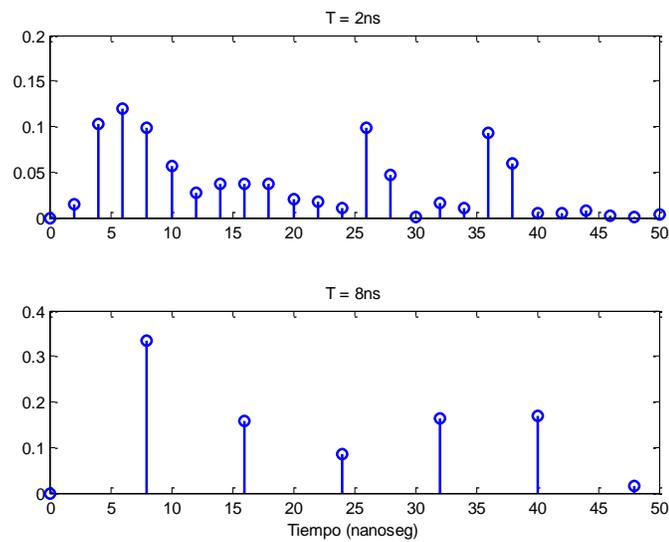


Figura 15. Perfil de energía capturada para dos periodos de integración.

IV.3 EFECTOS DEL ESPARCIMIENTO DEL RETARDO EN LA TASA DE ERROR

Cuando se explicó el método de decodificación de bit, en la sección III.6, se mencionó que la propagación multitrayectoria tiene un efecto benéfico en la recepción con detección de energía debido a que incrementa la energía recibida de la señal de interés, pero que por otro

lado pone al receptor en el conflicto de tener que decidir hasta cuándo es benéfico la recolección de energía. Se explicó también que cualquier método para resolver este conflicto debe hacer algún tipo de estimación de la respuesta del canal, y que hemos seleccionado un método muy sencillo usado por (Flury, Merz, Le Boudec, & Zory, 2007) en el que el periodo de integración es alargado de acuerdo a una estimación burda del esparcimiento del retardo, la cual se realiza mediante la obtención del perfil de energía promediado de varios pulsos recibidos en el preámbulo.

En esta sección mostraremos la de tasa de error de bit lograda por el receptor ED bajo diferentes escenarios que consideran la propagación multitrayectoria. Iniciamos con la Figura 16 en donde se muestra el desempeño del receptor ED en dos canales de los propuestos en (Molisch, y otros, 2004): el residencial con línea de vista (CM1) y residencial sin línea de vista (CM2). Esta gráfica fue obtenida mediante simulación en computadora y para efectos de comparación se ha agregado el desempeño en un canal no dispersivo. Cabe aclarar que en el canal no dispersivo toda la energía E_p se asigna a la única trayectoria, mientras que en los canales dispersivos la misma energía E_p se reparte entre las múltiples multitrayectorias de acuerdo a la realización estocástica del canal. De esta manera, la comparación entre canal dispersivo y no dispersivo es un tanto injusta y se presenta aquí con un propósito meramente ilustrativo, ya que en un escenario más realista los pulsos de la única trayectoria de canal no dispersivo deberán transmitirse con mayor potencia para que la energía detectada de ellos iguale a la energía detectada en un canal con múltiples trayectorias.

Se puede observar en la figura que el desempeño del CM2 es ligeramente peor comparado con el CM1, lo cual se debe a que el esparcimiento del retardo es mayor en el CM2. Se observa también que el desempeño de ambos está por debajo del desempeño del canal que no dispersa la energía. La conclusión principal de estos resultados es que entre más grande sea el esparcimiento del retardo, mayor es la energía de ruido que se introduce en las variables de decisión y entonces se incrementa la probabilidad de error en los bits decodificados.

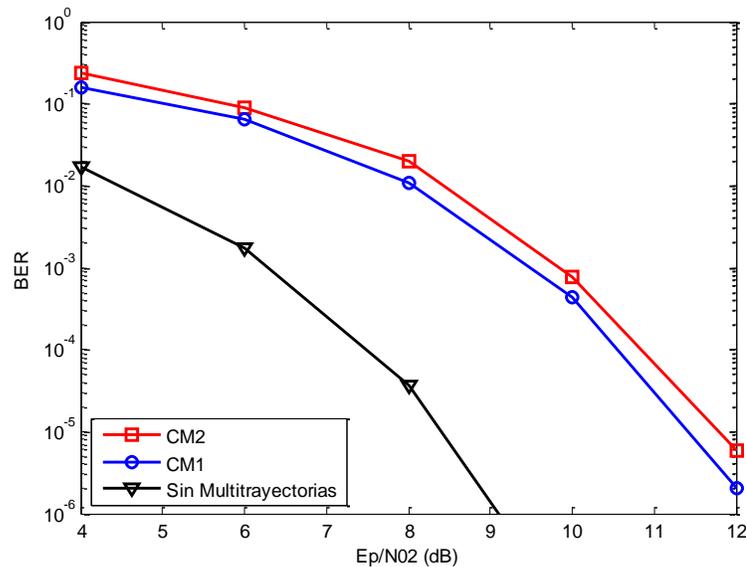


Figura 16. Desempeño del BER en un ambiente residencial LoS y NLoS (CM1 y CM2), 4 chips por ráfaga, periodo de integración de 8 ns, decodificación RS.

Como ya hemos mencionado el desempeño del receptor ED en canales dispersivos puede ser mejorado si en las variables de decisión se hace algo más elaborado que simplemente sumar las muestras de energía (D'amico, Mengali, & Arias-de-Reyna, 2007) (Tian & Sadler, 2005). También se mencionó que para obtener ventaja de estos métodos se requiere de periodos de integración más cortos y de una estimación de canal más precisa. Por otro lado, aún con el tipo de receptor que hemos seleccionado se tienen dos opciones para mejorar el desempeño. En el lado del transmisor se puede aumentar el número de pulsos por ráfaga y en el lado del receptor se puede disminuir el periodo de integración. En la Figura 17 se muestra lo que sucede con el desempeño del BER cuando el periodo de integración es reducido y/o el número de pulsos por ráfaga es incrementado para el canal CM1. Se observa que para 4 pulsos por ráfaga (4cpb, *cpb-chips per burst*) con la reducción del periodo de integración de 8 a 2 nanosegundos se logra una mejora significativa en el desempeño. El incremento en la duración de la ráfaga de 4 a 16 pulsos (16cpb) también trae mejoras; sin embargo, esta ventaja se pierde conforme la E_p/N_{02} se incrementa, lo cual no sucede con la reducción en el tiempo de integración en donde la ventaja persiste aún para valores altos de la E_p/N_{02} .

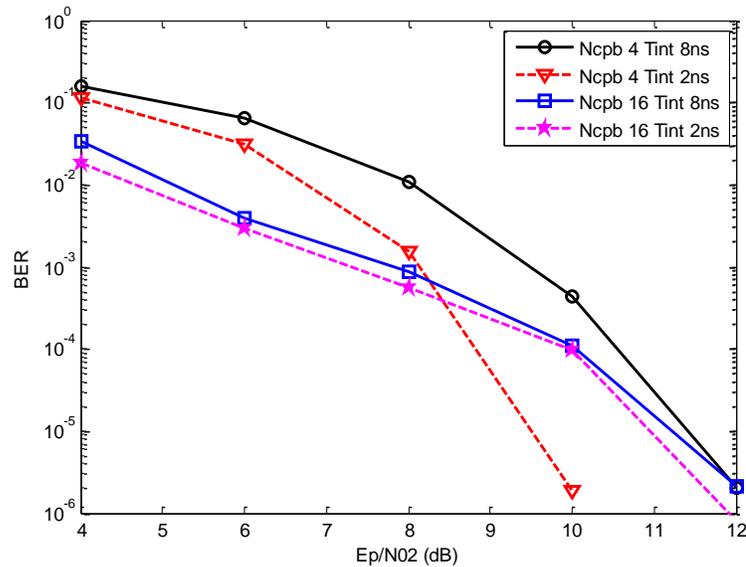


Figura 17. Desempeño en el canal CM1 para 4 y 16 pulsos por ráfaga y periodos de integración de 2 y 8 ns.

La Figura 17 sugiere que el periodo de integración debería coincidir con la duración de la ráfaga, pues para el caso $N_{cpb} = 4$ el periodo de integración más largo de 8 ns introduce más ruido en las variables de decisión, y el periodo de integración corto de 2 ns permite integrar sólo sobre el periodo donde la señal está presente; es decir, para una ráfaga corta un periodo de integración corto introduce menos energía de ruido pero no menos energía de la señal. Para el caso $N_{cpb} = 16$ no se obtiene una ganancia significativa por reducir el periodo de integración de 8 ns a 2 ns debido a que con ambos se cubre el periodo de presencia de la señal, y entonces para una ráfaga larga resulta indistinto usar un periodo de integración corto o largo.

Resumiendo, la Figura 17 revela dos resultados importantes: 1) Cuando la longitud de la ráfaga es grande, reducir el periodo de integración no trae mejoras significativas en el desempeño. 2) Incrementar el número de pulsos por ráfaga no es la mejor opción después de cierto valor de E_p/N_{02} , este umbral se reduce al acortar el periodo de integración. Gracias a estos resultados, decidimos realizar un análisis más profundo de este receptor, ya que podría ser de utilidad si estamos interesados en la adaptación de los parámetros de capa física de tal manera que se seleccionen los parámetros más adecuados a las condiciones del enlace. Por ejemplo, en el transmisor se podría ahorrar energía si se utiliza la menor canti-

dad de pulsos y en el receptor se podrían ahorrar recursos si se selecciona el periodo de integración más largo, y simultáneamente lograr con ambos un desempeño satisfactorio del BER. Este análisis se describe en las siguientes secciones.

IV.4 VENTAJAS DEL USO DE LA DECODIFICACIÓN RS (*REED-SOLOMON*)

En los resultados de simulaciones mostrados en la sección anterior, el desempeño del BER fue obtenido considerando la decodificación RS de las tramas. Sin embargo, para mantener el análisis lo más simple posible, en lo que resta de este capítulo no consideraremos la corrección de errores, pero antes es pertinente hacer un paréntesis y subrayar la ventaja que se obtiene con su uso.

En la Figura 18 se compara el desempeño del receptor cuando se utiliza la corrección de errores y cuando no se usa. Se puede ver en la figura que para valores bajos en la E_p/N_{02} los errores son tantos que el decodificador RS no es capaz de mejorar el desempeño, y que más bien la mejora es substancial para cuando no hay tantos errores previos a la decodificación RS, es decir que es efectiva para valores de medianos a altos en la E_p/N_{02} .

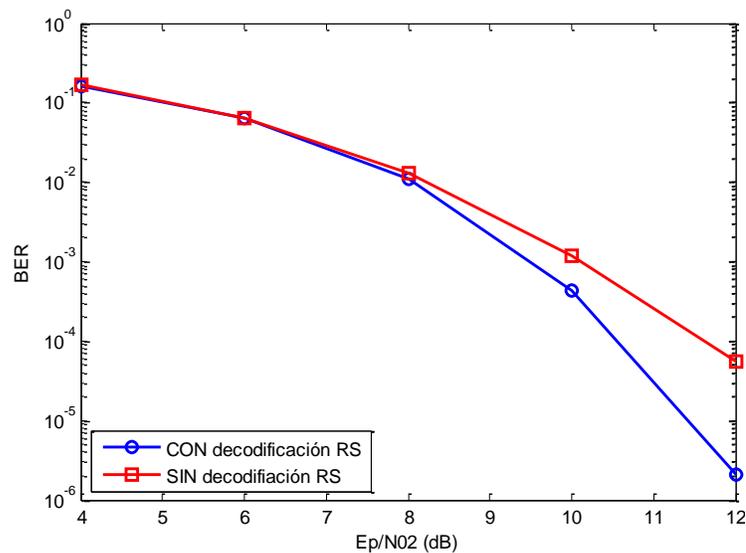


Figura 18. Mejoras en el desempeño del BER por el uso de la decodificación RS. Canal CM1, 4 pulsos por ráfaga, periodo de integración de 8 ns.

IV.5 PROBABILIDAD DE ERROR EN CANALES DISPERSIVOS

En la sección IV.1 se obtuvo la ecuación (28) para calcular la probabilidad de error del sistema PPM con receptor ED en un canal no dispersivo. En esta sección haremos una generalización de esta ecuación de tal manera que sirva para obtener el desempeño en cualquier tipo de canal dispersivo.

Cuando se presentó el análisis para obtener la ecuación (28) se hizo hincapié que en ésta las variables χ_{2TW}^2 y $\chi'_{2TW}^2(\lambda)$ representan la energía capturada de una señal de ruido gaussiano $n_W(t)$ y una señal de interés más ruido gaussiano $s(t) + n_W(t)$, respectivamente. Ambas obtenidas durante un periodo de integración T y confinadas en un ancho de banda W . También se mencionó que la relación de las energías entre la señal de interés y el ruido en la variable no-central está dado por el parámetro no-central λ .

En el caso no dispersivo, en cada chip del periodo de integración se conserva la misma relación entre las energías de la señal de interés y el ruido, por eso el desempeño es independiente de la longitud de la ráfaga y el periodo de integración, pues aunque se sume la energía de varios periodos de integración consecutivos la relación se mantendrá constante. En el caso dispersivo hemos visto que la energía del pulso o ráfaga transmitida se reparte entre varios chips siguiendo un decaimiento exponencial, por lo que cada muestra tendrá su propio parámetro no-central λ_k , y entonces al sumar la energía de varios periodos de integración y el parámetro no-central de la variable chi-square resultante será:

$$\lambda_R = \frac{1}{KE_N} \sum_{k=1}^K E_i \dots\dots\dots(29)$$

donde K es el número de periodos de integración que se suman para construir la variable de decisión H_1 . Llamaremos a λ_R el parámetro no-central esparcido, para distinguirlo del parámetro no-central sin esparcimiento λ usado en la ecuación (28).

Nótese que en la ecuación (29) se usa el parámetro E_N para denotar la energía del ruido dentro de un periodo de integración en vez de la densidad espectral de ruido bilateral N_{02} usada para el cálculo en canales no dispersivos. La relación entre ambas está dada por la siguiente expresión:

$$E_N = \frac{T}{T_C} N_{02} \dots \dots \dots (30)$$

donde observamos claramente que la cantidad de energía de ruido introducida en cada muestra será directamente proporcional a la duración del periodo de integración. De nuevo aclaramos que en el caso no dispersivo no fue necesario hacer este tipo de consideración porque el alargamiento del periodo de integración incrementa la energía del ruido y de la señal en la misma proporción.

Ya con todo este planteamiento estamos en condiciones de afirmar que la probabilidad de error en un canal dispersivo puede calcularse mediante la siguiente expresión:

$$Pe = 1 - \int_0^{\infty} F_{\chi^2_{2KTW}}(\alpha) \cdot f_{\chi^2_{2KTW}(\lambda_R)}(\alpha) d\alpha \dots \dots \dots (31)$$

Donde observamos que prácticamente es la misma ecuación (28), con la diferencia de la multiplicación del número de periodos de integración K en los grados de libertad de las variables chi-square y el parámetro no-central esparcido λ_R , que se calcula con la ecuación (29).

Queda claro que para realizar el cálculo de la probabilidad de error con la ecuación (31) se debe primero determinar el número de periodos de integración K y el parámetro no-central esparcido λ_R ; y a su vez, para el cálculo de ambos es necesario determinar primero la distribución de la energía en cada periodo de integración (E_i). El método que nosotros utilizamos para el cálculo de los E_i consiste en tomar el promedio del esparcimiento de la energía del pulso, como el mostrado en la Figura 14 para el CM1, y en base a éste determinar la energía promedio que habrá en cada periodo de integración. Una vez realizado este procedimiento entra en juego el método utilizado por el receptor para escoger el número de periodos de integración K .

Para mostrar la importancia en el desempeño del método de selección del número de periodos de integración, en la Figura 19 mostramos la probabilidad de error de bit calculada con la ecuación (31) para el CM1, con 4 pulsos por ráfaga y un periodo de integración de 8 ns. En la figura se muestra como al considerar diferentes valores de K el desempeño cambia. Como referencia, en la figura se agregó el desempeño obtenido mediante las simu-

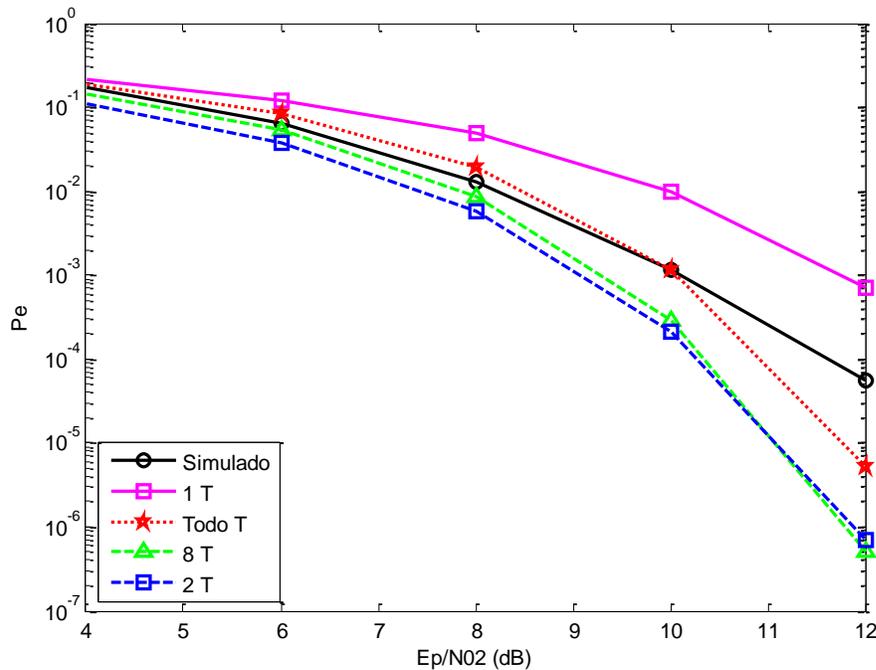


Figura 19. Probabilidad de error en el CM1 para diferente número de periodos de integración. 4 pulsos por ráfaga, periodo de integración de 8 ns.

laciones que consideran que el número de integraciones se ajusta dinámicamente, como se explicó en la sección III.6.

Observamos en la figura que el peor desempeño se obtiene cuando la variable de decisión consta de una sola muestra de energía (1T). Para dos muestras de energía (2T) el desempeño mejora considerablemente. Al ir aumentando el número de muestras el desempeño o no mejora significativamente del obtenido con 2T, o incluso empeora. El caso etiquetado como “Todo T” extiende el número de integraciones para tomar toda la energía de la ráfaga (para el CM1 son aproximadamente 13 periodos de integración de 8 ns, ver Figura 14). Vemos que el tomar toda la energía de la ráfaga tampoco es la mejor opción.

Los resultados mostrados en la Figura 19 revelan que el método de adaptación del número de periodos de integración usado por nuestro receptor no es el óptimo, sin embargo también se observa que el método es mejor que tomar un solo tiempo de integración. Estos resultados también nos dicen que para el canal CM1 en promedio se obtendrá un mejor desempeño si se toman 2 periodos de integración, lo cual con estos parámetros significa cubrir dos veces la duración de la ráfaga. Si bien es cierto que usar un número de integra-

ciones predefinido ahorra la necesidad de la estimación de canal, por otro lado en la realidad nada asegura que estaremos en determinado tipo de canal y en una implementación realista nos seguimos inclinando por una selección adaptativa de los periodos de integración.

Finalmente en la Figura 20 se muestra la comparación de la probabilidad de error calculada con la ecuación (31) para diferente número de pulsos por ráfaga en el canal CM1. La selección del periodo de integración se fijó a cuatro periodos de chip y el número de integraciones K se ha fijado de tal manera que en todos los casos se cubre la duración exacta de dos ráfagas consecutivas. Aclaremos que las opciones 8 y 14 pulsos por ráfaga no son permitidas en el estándar pero las mostramos aquí para propósitos de comparación.

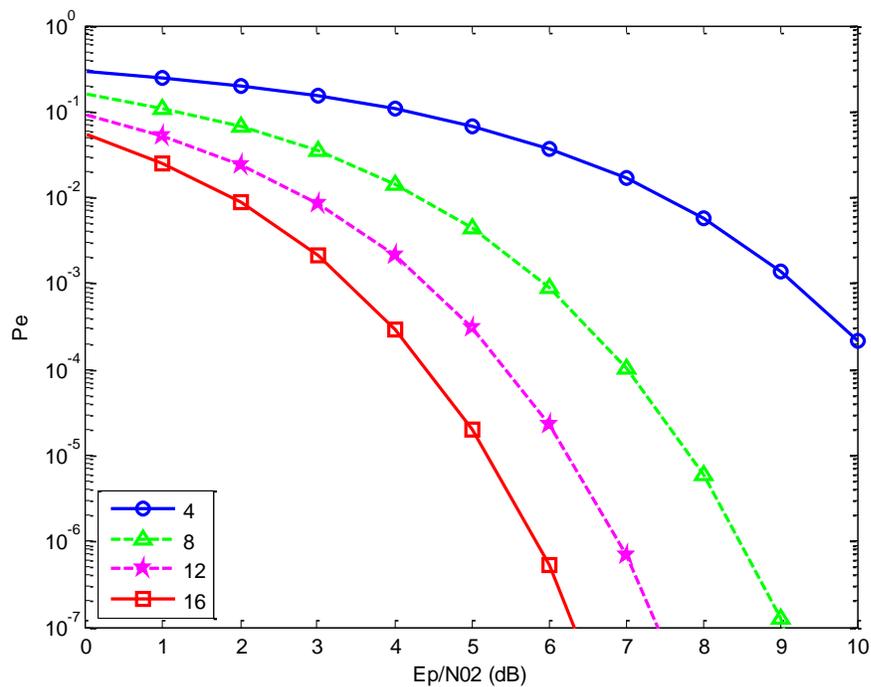


Figura 20. Comparación de la probabilidad de error para diferente número de pulsos por ráfaga. El periodo de integración cubre el equivalente a dos periodos de ráfaga.

Se observa en la figura que la mejora en el desempeño es proporcional al número de pulsos por ráfaga, lo cual parece contradecir los resultados de la Figura 17 para el receptor ED obtenido mediante las simulaciones que adaptan el número de integraciones según

la estimación burda del canal. De nuevo, recalcamos que la comparación de estos resultados con los obtenidos mediante simulación no es justa debido a que los cálculos se han realizado suponiendo un perfil de energía que esperamos que en el promedio de las veces se cumpla, mientras que en la simulación el receptor procesa la información considerando una estimación burda realizada durante la transmisión del preámbulo.

Con todo este análisis, queda claro que en el caso de las simulaciones la mejora significativa lograda por la reducción del tiempo de integración, se debe principalmente a que se logra una mejor estimación del perfil de la energía. Este resultado no puede ser reflejado en los cálculos, y por eso hemos decidido presentar estos resultados de manera independiente.

Debido al uso de varios periodos de integración en la formación de las variables de decisión, uno podría estar inclinado a pensar que sería factible mejor tener periodos de integración tan largos como 2 veces la longitud de la ráfaga; sin embargo esto reduce la eficacia de la de ya por si burda estimación de canal, y entonces el desempeño estaría lejos de ser el que se muestra en la Figura 20.

IV.6 OTROS TRABAJOS

Durante la obtención de estos resultados no se encontraron trabajos previos donde se calculara la probabilidad de error de los sistemas PPM con detección de energía. Sin embargo, posteriormente encontramos que este problema ya ha sido abordado.

El primer trabajo reportado es el de (Humblet & Azizoglu, 1991) donde se coincide que la probabilidad de error se debe obtener como en (28) e ingeniosamente encuentran una manera de resolver la integral planteada. Es bien sabido que, debido al teorema del límite central, las distribuciones chi-square se aproximan a la gaussiana cuando el número de grados de libertad es alto. Los autores establecen cómo realizar el cálculo considerando la aproximación gaussiana, la cual es muy exacta cuando los grados de libertad están por arriba de cuarenta. Ellos aplican este cálculo para sistemas con transmisiones ópticas FSK por lo que no necesitan considerar el esparcimiento de la energía.

El otro trabajo donde se aborda este problema es en (Dobouloz, Denis, de Rivaz, & Ouvry, 2005). Similarmente a nuestra propuesta en este trabajo se hace una caracterización

de la distribución de la energía del canal dispersivo y en base a este se determina la probabilidad de error del sistema PPM-UWB. La diferencia con nuestro análisis es que ellos consideran la aproximación gaussiana mientras que nosotros preferimos quedarnos con la expresión sin aproximar.

Tenemos entendido que el uso de la aproximación gaussiana en un tiempo fue necesaria debido a que al ser la distribución de más uso era más sencillo encontrarla tabulada. Actualmente no es necesario trabajar con aproximaciones porque los programas de cálculo modernos tienen tabulado casi cualquier función de probabilidad. De esta manera, en nuestro análisis se plantea una solución general, lo que permite abordar las consideraciones presentadas en los dos trabajos mencionados anteriormente.

CAPÍTULO V

PROBABILIDAD DE SINCRONIZACIÓN Y ACCESO AL MEDIO

Parte del capítulo II de este documento está dedicada a describir las diferentes modalidades de mecanismos de sensado de canal (CCA) disponibles para cada una de las opciones de capa física de los estándares para redes IEEE 802.15.4. Como ahí mismo se menciona, estos mecanismos son empleados por el algoritmo de acceso CSMA-CA para determinar la disponibilidad del canal. La descripción presentada en la sección II.6 y II.7 profundiza en las opciones de CCA basadas en sensado de preámbulo, las cuales son exclusivas de la opción de capa física TH-UWB, que es la que estudiamos en esta tesis. Posteriormente en el capítulo III (sección III.4) se detalla la arquitectura y funcionamiento del detector de preámbulo considerado, el cual es componente fundamental de los mecanismos de sensado de canal y de sincronización.

Este capítulo tiene como propósito presentar una evaluación de la efectividad de los mecanismos de CCA basados en sensado de preámbulo para lograr el principal objetivo del mecanismo de acceso, el cual es evitar la transmisión simultánea de tramas. Igual que en el capítulo anterior las evaluaciones son hechas mediante simulaciones en computadora y son sustentadas mediante análisis probabilísticos.

De las opciones de CCA descritas en el capítulo II, en este capítulo nos interesa evaluar la opción CCA 5, la cual indica la disponibilidad del medio siempre y cuando no se hayan detectado símbolos de preámbulo durante un periodo correspondiente a una transmisión de longitud máxima. Como referencia de comparación también evaluaremos la opción CCA 4, la cual indica la disponibilidad del medio sin realizar ningún tipo de sensado, lo cual convierte al algoritmo CSMA-CA en ALOHA.

V.1 CASO DE ESTUDIO

En esta sección presentamos la descripción de un escenario representativo que nos servirá para evaluar el desempeño de los mecanismos de sensado de canal. El escenario de estudio es mostrado en la Figura 21, donde observamos que hay tres nodos (N1, N2 y N3) compi-

tiendo por transmitir tramas a un nodo receptor (RX). Las tramas son de la longitud máxima permitida por el estándar (127 bytes) y se generan individualmente en cada nodo transmisor siguiendo un proceso de Poisson con un promedio de 100 tramas por segundo. Las reglas de la competencia están dictadas por el esquema de acceso CSMA-CA no ranurado (ver sección II.6) en conjunto con el mecanismo de sensado de canal CCA 4 ó CCA 5, según se especifique.

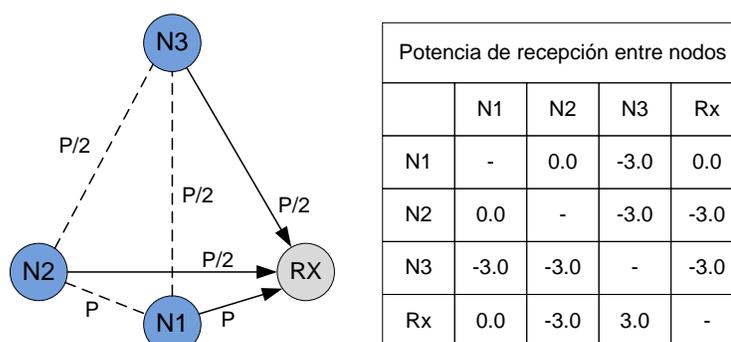


Figura 21. Escenario de estudio

En la figura se muestra una tabla con las potencias relativas con la que se recibe la señal de cada uno de los nodos, de la figura se observa lo siguiente:

- La señal de N1 llega a RX con más potencia que el resto (0 dB).
- La señal de N2 y N3 llegan a RX con la misma potencia (-3 dB, la mitad de N1).
- La potencia entre N1-N2 (0 dB) es más alta que la potencia entre N1-N3 y N2-N3 (-3 dB en ambos).

Puede suponerse que RX es el nodo coordinador con el que los tres nodos quieren comunicarse. Obsérvese que las relaciones entre las potencias de los enlaces son de la mitad o el doble. Esto en la Figura 21 es ilustrado por diferencias de distancia del doble o la mitad; lo cual es meramente ilustrativo pues sabemos que para el caso del espacio libre, el caso más sencillo, las relaciones de distancias deban ser de $\sqrt{2}$ ó $1/\sqrt{2}$ para que esta relación de potencias se cumpla.

El escenario presentado fue evaluado mediante simulaciones en computadora. En todos los enlaces se consideró la configuración de 0.85 Mbps con una PRF de 3.90 MHz, es

decir la correspondiente a 4 pulsos por ráfaga en el símbolo de datos, lo cual implica que en los símbolos de preámbulo el espacio entre pulsos sea de 64 periodos de chip. De nuevo el modelo de canal simulado fue el CM1. La Tabla V enlista los principales parámetros de capa física utilizados en las simulaciones.

Tabla V. Resumen de parámetros de capa física usados en la simulación del escenario de estudio

Número de chips en cada símbolo de datos	512
Periodo del chip	2 ns
Número de pulsos por ráfaga	4
Número de opciones de salto de la ráfaga	32
Código de preámbulo	5to, en todos los nodos
Número de elementos del código de preámbulo	31
Chips de esparcimiento del preámbulo	64
Número de símbolos de preámbulo	64
Número de símbolos para el SFD	8
Modelo de canal	CM1
Generación de paquetes en cada nodo	Poisson con 100 pkts/seg
Tramas transmitidas por N1	10 mil

Se consideró un tiempo de “warmup” de 500 tramas de N1, es decir, la obtención de las estadísticas se inició después de que N1 transmitió la trama 500. La simulación se detuvo una vez que N1 transmitió 10 mil tramas, sin contar las 500 tramas del “warmup”.

V.2 TASA DE TRASLAPES

El primer parámetro de desempeño evaluado es la tasa de traslapes (OFR – *Overlapped Frame Rate*), la cual es obtenida dividiendo el número de tramas traslapadas entre el total de tramas transmitidas por cada nodo:

$$OFR(nodo) = \frac{Tramas\ traslapadas(nodo)}{Total\ de\ tramas\ transmitidas(nodo)} \dots\dots\dots(32)$$

Nótese que preferimos usar la palabra “traslape” en vez de “colisión”, debido a que, como veremos más adelante, no todos los traslapes de tramas se convierten en colisiones destructivas, como sucede en muchos de los sistemas con transmisiones en banda base y portadora continua.

Los resultados de la tasa de traslapes para cuando se usa el CCA 4 y el CCA 5 son mostrados en la Figura 22, donde se observa que la efectividad del CCA 5 para evitar los traslapes es directamente proporcional a la energía con que son detectados los pulsos del potencial interferente. Los nodos N1 y N2 tienen mayor efectividad en la detección de las transmisiones debido a que entre ellos son más próximos con respecto al nodo N3, quién a su vez requiere de una energía más alta para reducir su tasa de traslape a los niveles alcanzados por N1 y N2. Se observa que la tasa de traslape tiene un límite inferior, este límite representa el tiempo de vulnerabilidad del CCA 5 en el que le es imposible detectar los preámbulos de una transmisión recién iniciada, pues como se mencionó en la sección III.4 se requiere un tiempo de al menos 5 símbolos S_i para que un preámbulo sea detectado.

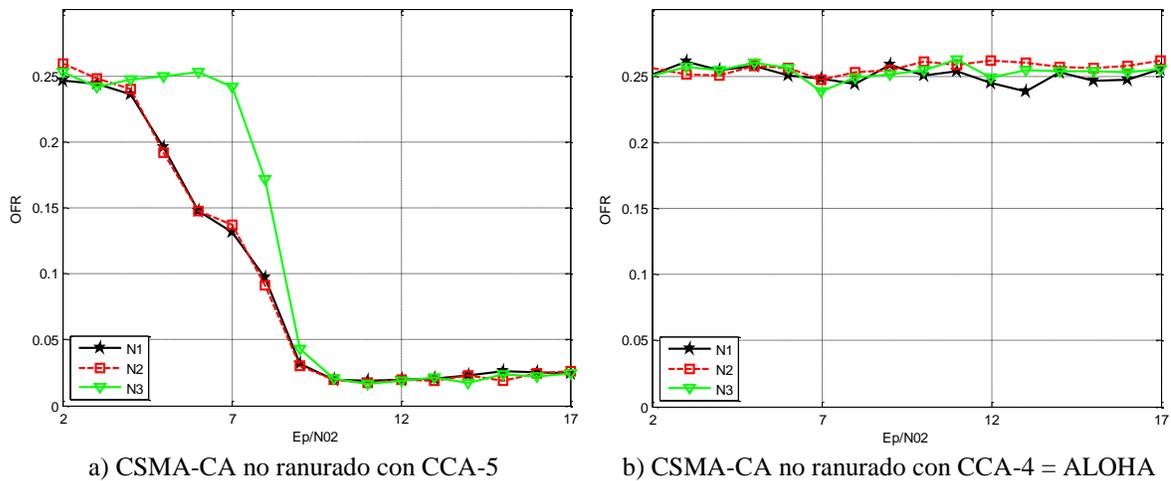


Figura 22. Tasa de traslapes (OFR): número de tramas traslapadas entre el total de tramas.

Por otro lado, en la parte derecha de la Figura 22 reitera que en el CCA 4 (ALOHA) nada se hace para evitar los traslapes, de hecho éstos se mantienen aproximadamente en el mismo porcentaje sin importar la E_P/N_{02} ni la posición de los nodos vecinos. En este caso el valor de la tasa de traslapes es del 25% y como ya es sabido dependerá de la carga de la

red y la longitud de las tramas transmitidas (Abramson, 1985). También se observa que cuando la E_p/N_{02} no es lo suficientemente alta el CCA 5 no podrá detectar las transmisiones y tendrá un comportamiento similar al CCA 4.

V.3 TASA DE SINCRONIZACIÓN

El siguiente parámetro de desempeño es la tasa de sincronización exitosa (SSR – *Successful Synchronization Rate*). A diferencia de la tasa de traslapes que es obtenida en los nodos transmisores, la SSR es obtenida en el nodo receptor para cada uno de los nodos transmisores realizando la siguiente división:

$$SSR(nodo) = \frac{\text{Tramas exitosamente sincronizadas}(nodo)}{\text{Total de tramas transmitidas}(nodo)} \dots\dots\dots(33)$$

Los resultados del SSR se muestran en la Figura 23, donde se observa que en ambos esquemas el nodo N1 logra una mayor probabilidad de sincronización porque sus pulsos en el receptor son detectados con mayor energía que la de los nodos N2 y N3, y estos dos tienen exactamente la misma tendencia porque se detectan con la misma energía. Con el análisis de este parámetro de desempeño se corrobora nuestra afirmación previa de que no todos los traslapes son destructivos, porque con el CCA 5 el nodo N1 logra una eficiencia muy cercana a la unidad; a pesar de que, como puede ser observado en la Figura 22, el traslape no puede ser completamente eliminado por el CCA 5.

La razón de que el traslape de las tramas no sea necesariamente destructivo es que una vez que el receptor se ha sincronizado con una trama, la sincronización se mantiene aunque otra trama inicie a transmitirse, y existe posibilidad de que aún con interferencia la decodificación de los datos pueda ser exitosa. Incluso si las transmisiones son simultáneas, por la manera en cómo funciona el mecanismo de sincronización, el receptor tenderá a sincronizarse con la señal más potente. Entonces la eficiencia de sincronización de casi el 100% en los tres nodos se logra por la operación conjunta del CCA-5 en la detección de preámbulos y el protocolo CSMA-CA con sus retracciones, además de las propiedades del receptor para sincronizarse a pesar de que haya traslapes.

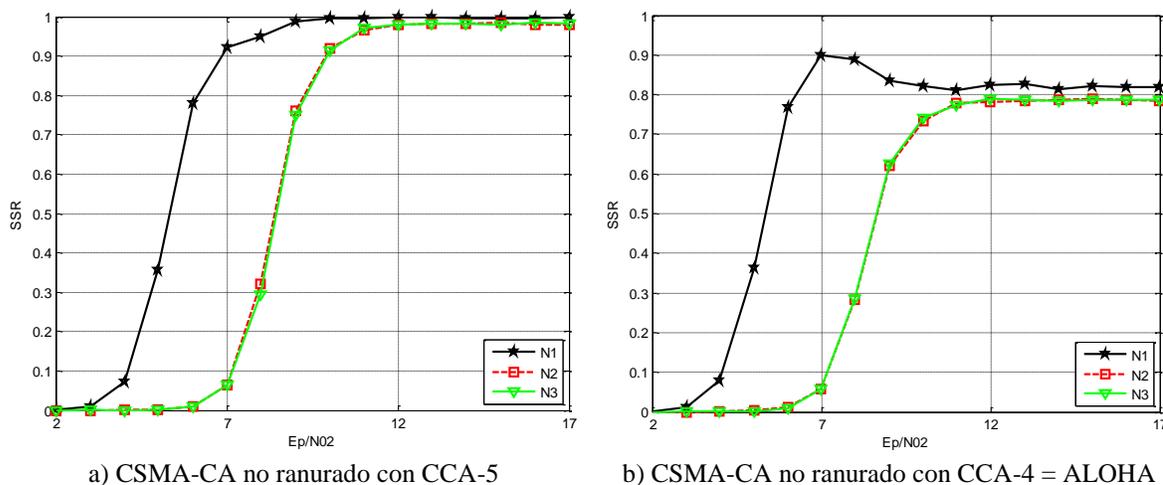


Figura 23. Tasa de tramas sincronizadas (SSR): relación entre número de tramas exitosamente sincronizadas entre número de tramas transmitidas.

La parte derecha de la Figura 23 muestra que, debido al mayor número de traslapes, el CCA-4 no puede alcanzar las tasas de sincronización logradas con el CCA-5. De nuevo, es muy seguro que el nivel alcanzado por el CCA-4 sea dependiente de la carga de la red. Sin embargo este nivel es más alto que el obtenido mediante un análisis que considere que los traslapes son totalmente destructivos.

V.4 TASA DE TRAMAS PERDIDAS

Las figuras de mérito hasta ahora analizadas dependen ambas de la energía con que los pulsos son recibidos; sin embargo el traslape es dependiente de como los transmisores “escuchan” a los nodos con los que está compitiendo por transmitir, y la sincronización depende de cómo el nodo receptor “escucha” a los transmisores. Para complementar los resultados mostrados anteriormente, la última figura de mérito que analizaremos es la tasa de tramas perdidas (LFR – *Lost Frame Rate*), obtenida de dividir el número de tramas que no se recibieron en el RX entre el total de tramas:

$$LFR(nodo) = \frac{\text{Número de tramas perdidas}(nodo)}{\text{Total de tramas transmitidas}(nodo)} \dots\dots\dots(34)$$

El desempeño de la tasa de tramas perdidas se muestra en la Figura 24, y no sorprende que tenga un comportamiento inverso a la tasa de sincronización de la Figura 23, con un desempeño mejor del nodo N1 y un comportamiento similar de N2 y N3. Sin embargo aquí se observa que en ningún nodo se logra el 100% de éxito en la decodificación de las tramas, a pesar de que en las figuras anteriores se vio que para los valores de E_p/N_{02} altos, los nodos transmisores (usando el CCA 5) tienen un éxito de sincronización en el receptor cercano al 100%. Los casos de fracaso son debido a la interferencia causada por el traslape, es decir a los traslapes destructivos o colisiones. Se observa también en la figura que el nodo N1 tiene siempre una ventaja debido a que su señal alcanza al receptor con más potencia que los otros dos.

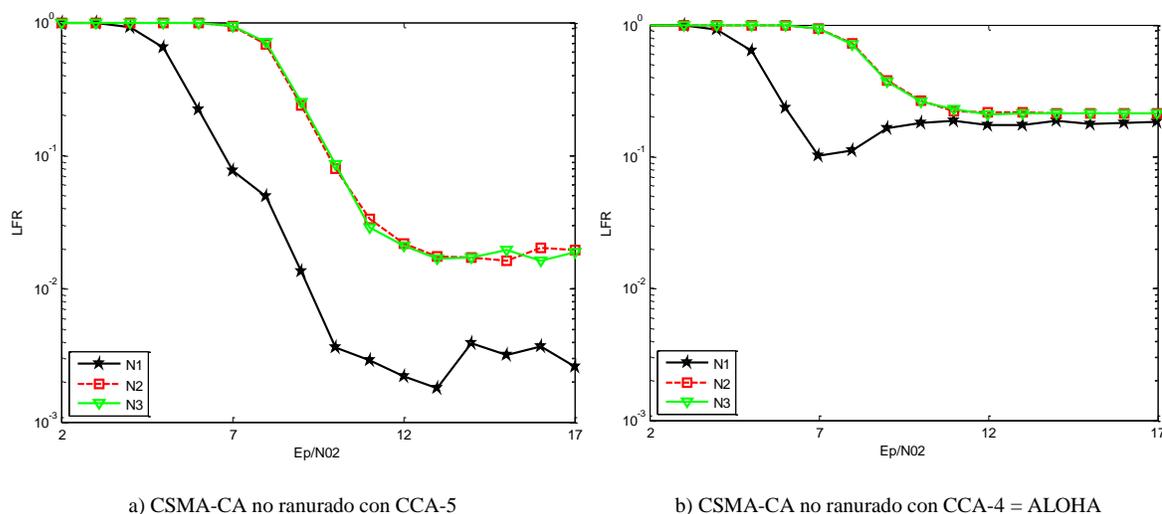


Figura 24. Tasa de tramas perdidas (LFR): Número de tramas perdidas entre el número de tramas transmitidas.

Gracias a estos resultados obtenidos con simulaciones hemos detectado que es necesario un análisis formal de la sincronización en este tipo de redes, ya que aunque tienen aspectos similares a otras redes ya estudiadas, es necesario darle otro enfoque a cada aspecto para que se tomen en cuenta sus peculiaridades. Por ejemplo, se ha observado que el sensado de canal contiene aspectos parecidos al efecto “*near-far*” de las redes CDMA, debido a que los transmisores que se reciben con más potencia tienen mayores privilegios en

la sincronización. Podría decirse también que tiene algo de “efecto captura” porque cuando dos tramas se traslapan el receptor tiende a sincronizarse con la más potente, sin embargo a diferencia de las modulaciones en fase de banda angosta, en este tipo de redes, una vez que un receptor se ha sincronizado con una trama, una segunda transmisión no le quita la sincronización a la primera, resultando que no todos los traslapes son destructivos. También se observó que el tiempo requerido para la detección de un preámbulo introduce un tiempo de vulnerabilidad, parecido al estudiado en las redes Ethernet.

En este momento tenemos muy claro que el factor clave de este análisis es la probabilidad de sincronización del receptor ED, ya que de ella podemos derivar otros factores de desempeño como por ejemplo la efectividad del protocolo CSMA-CA con este receptor. La siguiente sección se presenta el marco teórico en el que estamos fundamentando este análisis.

V.5 PROBABILIDAD DE SINCRONIZACIÓN EN CANAL DISPERSIVO

Cabe esperar que la probabilidad de sincronización esté fuertemente ligada al método de sincronización, el cual se describe haciendo uso de un ejemplo en la sección III.4. En esta sección, para explicar el análisis de la probabilidad de sincronización, estaremos haciendo referencia a ese mismo ejemplo. En dicho ejemplo (ver Figura 11) se muestra que con los parámetros seleccionados cada muestra de correlación $u(n)$ consiste de la suma de 256 muestras de energía $v(n)$ tomadas estratégicamente dentro de una ventana de muestras correspondientes a la duración de un símbolo de preámbulo.

Sabemos que las muestras de energía $v(n)$ tienen distribución chi-square central o no-central, según esté o no presente la energía de los pulsos. También sabemos que al sumar varias muestras $v(n)$ el resultado tendrá distribución chi-square no-central con grados de libertad igual a la suma de los grados de libertad de todas las variables centrales y no-centrales, y parámetro de no-centralidad igual a la suma de los parámetros de no-centralidad de las variables no-centrales. De esta manera las muestras de correlación $u(n)$ tienen distribución chi-square no-central, ya que por la estructura del preámbulo siempre tomarán muestras de energía de pulsos aunque no estén sincronizadas. Esta aseveración puede ser corroborada en la Figura 25 donde se muestra la autocorrelación cíclica para uno

de los códigos de longitud 31. De esta figura se deduce que la muestra de correlación alineada con el preámbulo tendrá 16 variables no-centrales, esto significa que contendrá la energía de los 16 pulsos del símbolo de preámbulo, mientras que para el resto de las muestras de correlación no alineadas todas tendrán 8 variables no centrales.

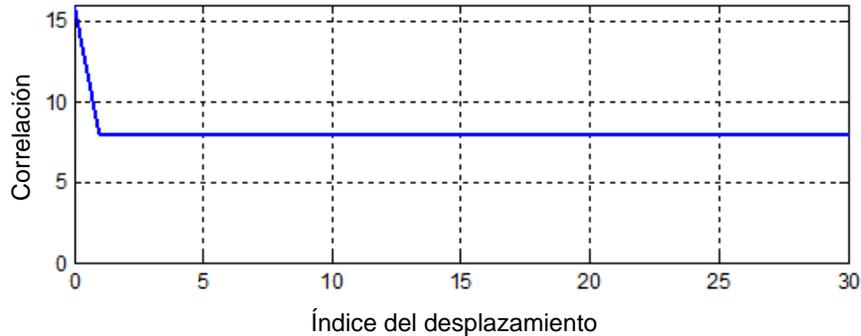


Figura 25. Autocorrelación cíclica de los códigos de longitud 31.

Supondremos que no hay dispersión de los pulsos y que estamos analizando una porción de la señal que contiene los símbolos de preámbulo de una trama. Denotaremos u_0 como la muestra de correlación $u(n)$ del vector Z_i que es obtenida cuando la máscara coincide exactamente con el inicio de un preámbulo. De las 256 muestras de energía que se suman para conformar u_0 , 16 tienen distribución chi-square no-central con parámetro no-central λ y grados de libertad $2TW$, las restantes 240 muestras tienen distribución chi-square central con grados de libertad $2TW$. De aquí que u_0 tiene distribución chi-square no-central con parámetro no-central 16λ y grados de libertad $D = 256(2TW)$:

$$u_0 \sim \chi'^2_{256(2TW)}(16\lambda) \dots \dots \dots (35)$$

Las muestras de correlación que se obtienen cuando la máscara no está sincronizada las denotaremos como u_k , donde k denota el grado de desalineación. Debido a las propiedades de correlación tenemos que todas las muestras u_k proceden de la suma de 8 variables con distribución chi-square no-central y las 248 restante tienen distribución chi-square central. Entonces se obtiene que:

$$u_k \sim \chi'^2_{256(2TW)}(8\lambda) \quad k = 1, 2, \dots, 30 \dots \dots \dots (36)$$

Con esta notación la probabilidad de que la muestra de correlación u_0 sea mayor que todas las u_k puede calcularse como:

$$\Pr\{u_0 = \max\} = \Pr\{u_0 > u_1, u_0 > u_2, \dots, u_0 > u_{30}\} \dots\dots\dots(37)$$

y la probabilidad de sincronización se obtiene cuando la condición de (37) se cumple 5 veces consecutivas, es decir:

$$P_{sync} = \Pr\{u_0 = \max\}^5 \dots\dots\dots(38)$$

Todo parece muy sencillo, sin embargo para calcular la probabilidad de (37) se debe conocer la distribución conjunta de todas u 's, la cual es demasiado complicada de obtener, por lo que hemos optado por hacer algunas simplificaciones.

Primera aproximación: independencia

Nuestra primera aproximación consiste en suponer independencia entre todas las variables que forman el vector Z_i es decir u_k , $k = 0, 1, \dots, 30$ son independientes. Bajo esta suposición podemos calcular la probabilidad de que u_0 supere a cualquier otra variable de correlación dentro del vector Z_i , por decir u_1 , de la siguiente manera:

$$\Pr\{u_0 > u_1\} = 1 - \Pr\{u_0 \leq u_1\}$$

$$\Pr\{u_0 > u_1\} = 1 - \Pr\left\{\chi'^2_{256(2TW)}(16\lambda) \leq \chi'^2_{256(2TW)}(8\lambda)\right\}$$

$$\Pr\{u_0 > u_1\} = 1 - \int_0^{\infty} F_{\chi'^2_{256(2TW)}(16\lambda)}(\alpha) f_{\chi'^2_{256(2TW)}(8\lambda)}(\alpha) d\alpha \dots\dots\dots(39)$$

Con la suposición de independencia la ecuación (37) puede expresarse como la multiplicación de las probabilidades individuales:

$$\begin{aligned} \Pr\{u_0 > u_1, u_0 > u_2, \dots, u_0 > u_{30}\} \\ = \Pr\{u_0 > u_1\} \cdot \Pr\{u_0 > u_2\} \dots \cdot \Pr\{u_0 > u_{30}\} \dots\dots\dots(40) \end{aligned}$$

Y debido a que todas las u_k tienen la misma distribución, (40) puede ser simplificada a:

$$\Pr\{u_0 > u_1, u_0 > u_2, \dots, u_0 > u_{30}\} = \Pr\{u_0 > u_1\}^{30} \dots\dots\dots(41)$$

Entonces suponiendo independencia, la probabilidad de detección de los símbolos de preámbulo se obtiene sustituyendo (41) en (38):

$$P_{sync} = (\Pr\{u_0 > u_1\}^{30})^5$$

$$= \left(1 - \int_{-\infty}^{\infty} F_{\chi'^2_{D(16\lambda)}}(\alpha) f_{\chi'^2_{D(8\lambda)}}(\alpha) d\alpha \right)^{150} \dots\dots\dots(42)$$

Segunda aproximación: eliminación de elementos comunes

Si se realiza un análisis de las muestras de energía que se suman en las muestras de correlación u_0 y u_1 se puede encontrar que

1. u_0 y u_1 tienen en común 8 muestras no-centrales y 8x15 muestras centrales,
2. u_0 tiene 8 muestras no-centrales y 8x15 centrales no contenidas en u_1 ,
3. u_1 por su parte tiene 8x16 muestras no-centrales no contenidas en u_0 .

Sabiendo esto, es posible calcular la probabilidad de que u_0 supere a u_1 , tomando en cuenta en la comparación sólo los elementos que u_0 y u_1 no tienen en común, es decir los mencionados en los puntos 2 y 3, de la siguiente manera:

$$\Pr\{u_0 > u_1\} = 1 - \Pr\{\chi'^2_{DA}(8\lambda) \leq \chi'^2_{DB}\} \dots\dots\dots(43)$$

Donde DA y DB son los grados de libertad de cada variable aleatoria, que para este caso ambos son 128(2TW). Obsérvese que en la comparación la variable que representa a u_0 redujo el parámetro no-central, u_1 quedó representada por una variable central, y en ambas se redujeron los grados de libertad. No significa esto que u_0 y u_1 hayan cambiado sus distribuciones, sino que en la comparación se ha tomado en cuenta cierta dependencia que existe entre ambas y las distribuciones de (43) sólo son válidas para esta comparación.

Es posible realizar una búsqueda de las variables que cada par (u_0, u_k) tienen en común y tienen de diferente, y obtener una expresión como la de (43) para cada comparación. Los resultados de estas búsquedas los mostramos en la Tabla VI. En esta tabla se han agrupado las variables u_k que tienen el mismo número de elementos diferentes de u_0 , ya que en realidad no nos importa el índice, sino encontrar las comparaciones con probabilidades iguales.

Tabla VI. Dependencia de las variables de correlación u_0 y u_k

Nueva asignación de índice	a	b	c	d	e	f	g	h	Multiplicar renglón por	
No. de muestras NO-CENTRALES en u_0 que no están en u_k	8	9	10	11	13	14	15	16	1	
No. de muestras CENTRALES en u_0 que no están en u_k	8	9	10	11	13	14	15	16	15	
Parámetros de la Variable NO-CENTRAL sustituta de u_0	Grados de libertad	8	9	10	11	13	14	15	16	16(2TW)
	Parámetro no-central	8	9	10	11	13	14	15	16	λ
No. de muestras NO-CENTRALES en u_k que no están en u_0	0	1	2	3	5	6	7	8	1	
No. de muestras CENTRALES en u_k que no están en u_0	8	8	8	8	8	8	8	8	16	
Parámetros de la Variable NO-CENTRAL sustituta de u_k	Grados de libertad	8	9	10	11	13	14	15	16	16(2TW)
	Parámetro no-central	0	1	2	3	5	6	7	8	λ
No. de variables u_k que cumplen cada condición	4	5	1	5	5	1	5	4	1	

Basándonos en las dependencias entre cada variable u_k y u_0 , y suponiendo ahora que cada una de las comparaciones ($u_0 > u_k$) son independientes entre sí, se obtiene la siguiente expresión para la probabilidad de que u_0 supere a todas las u_k :

$$\Pr\{u_0 > u_1, u_0 > u_2, \dots, u_0 > u_{30}\} \\ = \Pr\{u_0 > u_1\} \cdot \Pr\{u_0 > u_2\} \cdot \Pr\{u_0 > u_3\} \cdot \dots \cdot \Pr\{u_0 > u_{30}\} \dots \dots \dots (44)$$

De acuerdo con la tabla II varias $\Pr\{u_0 > u_k\}$ tendrán la misma expresión de probabilidad, a continuación se muestra la expresión de probabilidad para cada una de las combinaciones siguiendo el orden de la tabla, y usando el nuevo índice asignado en la Tabla II:

$$\Pr\{u_0 > u_a\} = 1 - \Pr\{\chi'^2_{Da}(8\lambda) \leq \chi'^2_{Da}\} \dots \dots \dots (45)$$

$$\Pr\{u_0 > u_b\} = 1 - \Pr\{\chi'^2_{Db}(9\lambda) \leq \chi'^2_{Db}(\lambda)\} \dots \dots \dots (46)$$

$$\Pr\{u_0 > u_c\} = 1 - \Pr\{\chi'^2_{Dc}(10\lambda) \leq \chi'^2_{Dc}(2\lambda)\} \dots \dots \dots (47)$$

$$\Pr\{u_0 > u_d\} = 1 - \Pr\{\chi'^2_{Dd}(11\lambda) \leq \chi'^2_{Dd}(3\lambda)\} \dots \dots \dots (48)$$

$$\Pr\{u_0 > u_e\} = 1 - \Pr\{\chi'^2_{De}(13\lambda) \leq \chi'^2_{De}(5\lambda)\} \dots \dots \dots (49)$$

$$\Pr\{u_0 > u_f\} = 1 - \Pr\{\chi'^2_{Df}(14\lambda) \leq \chi'^2_{Df}(6\lambda)\} \dots \dots \dots (50)$$

$$\Pr\{u_0 > u_g\} = 1 - \Pr\{\chi'^2_{Dg}(15\lambda) \leq \chi'^2_{Dg}(7\lambda)\} \dots \dots \dots (51)$$

$$\Pr\{u_0 > u_h\} = 1 - \Pr\{\chi'^2_{Dh}(16\lambda) \leq \chi'^2_{Dh}(8\lambda)\} \dots \dots \dots (52)$$

Se observa en (45)-(52) que los grados de libertad de las nuevas variables (denotadas con los índices a, b, c, \dots, h) de cada comparación son iguales. Además, sólo la variable χ'^2_{Da} de (45) es central, como ya se había visto en la ecuación (43). Los grados de libertad Da, Db, \dots, Df se obtienen de la Tabla VI.

Sustituyendo en la ecuación (44) los índices a, b, c, \dots según corresponda y agrupando las comparaciones con la misma expresión, (44) se convierte en:

$$\begin{aligned} & \Pr\{u_0 > u_1, u_0 > u_2, \dots, u_0 > u_{30}\} \\ & = \Pr\{u_0 > u_a\}^4 \Pr\{u_0 > u_b\}^5 \Pr\{u_0 > u_c\}^1 \Pr\{u_0 > u_d\}^5 \Pr\{u_0 \\ & > u_e\}^5 \Pr\{u_0 > u_f\}^1 \Pr\{u_0 > u_g\}^5 \Pr\{u_0 > u_h\}^4 \dots\dots\dots(53) \end{aligned}$$

Cada uno de los factores de (53) se sustituyen por las ecuaciones (45)-(52) y entonces cada término de comparación de variables chi-square se puede sustituir por su equivalente en una integral, como en (39). Finalmente hay que elevar este resultado a la 5ta potencia para obtener la probabilidad de sincronización. Haciendo este procedimiento, se obtiene que con esta aproximación la probabilidad de sincronización está dada por:

$$P_{sync} = (A^4 \cdot B^5 \cdot C \cdot D^5 \cdot E^5 \cdot F \cdot G^5 \cdot H^4) \dots\dots\dots(54)$$

dónde:

$$\begin{aligned} A &= 1 - \int_0^\infty F_{\chi'^2_{Da}(8\lambda)}(\alpha) f_{\chi'^2_{Da}}(\alpha) d\alpha & Da &= 8 \times 16 \times (2TW) \\ B &= 1 - \int_0^\infty F_{\chi'^2_{Db}(9\lambda)}(\alpha) f_{\chi'^2_{Db}}(\alpha) d\alpha & Db &= 9 \times 16 \times (2TW) \\ C &= 1 - \int_0^\infty F_{\chi'^2_{Dc}(10\lambda)}(\alpha) f_{\chi'^2_{Dc}}(\alpha) d\alpha & Dc &= 10 \times 16 \times (2TW) \\ D &= 1 - \int_0^\infty F_{\chi'^2_{Dc}(10\lambda)}(\alpha) f_{\chi'^2_{Dd}(3\lambda)}(\alpha) d\alpha & Dd &= 11 \times 16 \times (2TW) \\ E &= 1 - \int_0^\infty F_{\chi'^2_{De}(13\lambda)}(\alpha) f_{\chi'^2_{De}}(\alpha) d\alpha & De &= 13 \times 16 \times (2TW) \\ F &= 1 - \int_0^\infty F_{\chi'^2_{Df}(14\lambda)}(\alpha) f_{\chi'^2_{Df}}(\alpha) d\alpha & Df &= 14 \times 16 \times (2TW) \\ G &= 1 - \int_0^\infty F_{\chi'^2_{Dg}(15\lambda)}(\alpha) f_{\chi'^2_{Dg}}(\alpha) d\alpha & Dg &= 15 \times 16 \times (2TW) \\ H &= 1 - \int_0^\infty F_{\chi'^2_{Dh}(16\lambda)}(\alpha) f_{\chi'^2_{Dh}}(\alpha) d\alpha & Dh &= 16 \times 16 \times (2TW) \end{aligned}$$

Comparación de las aproximaciones

En la Figura 26 se comparan la probabilidad de sincronización obtenida mediante simulaciones y la obtenida mediante los cálculos, usando de las aproximaciones de las ecuaciones (42) y (54) para un canal no dispersivo. Los resultados calculados con (42) se etiquetaron

en la figura como “Independencia (42)”, y los obtenidos con la ecuación (54) con la etiqueta “Eliminación comunes (54)”.

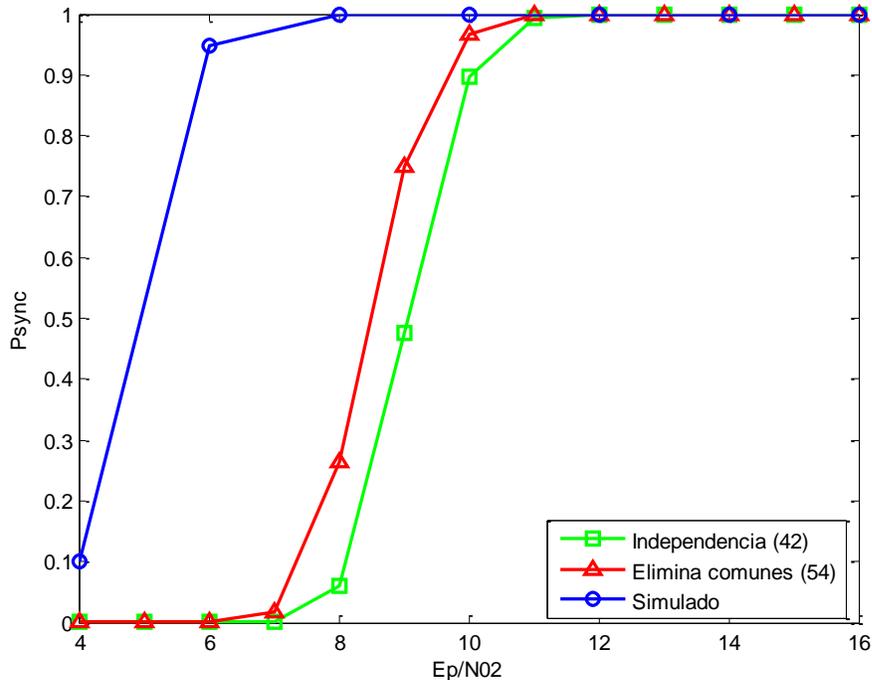


Figura 26. Comparación de la probabilidad de sincronización obtenida mediante simulaciones y mediante las aproximaciones. Canal no dispersivo, tiempo de integración 8ns.

Se observa que el desempeño obtenido mediante la ecuación (42) está 4 dB por debajo del obtenido mediante simulaciones, lo cual significa que la dependencia entre las variables aleatorias introducida por la operación de correlación ayuda a mejorar el desempeño de la sincronización.

El desempeño obtenido con la ecuación (54) se aproxima un poco más al resultado de simulaciones que el suponer independencia total de la ecuación (42). Sin embargo esta aproximación aún no es satisfactoria pues sólo considera la dependencia entre las variables aleatorias que forman cada par (u_0, u_k) , es decir considera sólo la dependencia entre u_0 y cada u_k . Debido a la operación de correlación debemos esperar que también haya dependencia entre las variables u_k , esto significa por ejemplo que hay dependencia entre los

pares (u_0, u_1) y (u_0, u_2) y entonces si ya sabemos que u_0 superó a u_1 entonces la probabilidad de que u_0 supere a u_2 ya no es la misma.

Cálculo exacto

Tomando en cuenta lo comentado en el párrafo anterior, y usando la regla de la cadena la expresión exacta de que u_0 supere a todas las u_k se puede expresar de manera exacta como:

$$\begin{aligned} \Pr\{u_0 = \max\} &= \Pr\{u_0 > u_1, u_0 > u_2, \dots, u_0 > u_{30}\} \\ &= \Pr\{u_0 > u_1\} \cdot \Pr\{u_0 > u_2 | (u_0 > u_1)\} \\ &\cdot \Pr\{u_0 > u_3 | (u_0 > u_1, u_0 > u_2)\} \cdot \dots \\ &\cdot \Pr\{u_0 > u_{30} | (u_0 > u_1, u_0 > u_2, \dots, u_0 > u_{29})\} \dots \dots \dots (55) \end{aligned}$$

El primer factor de (55) ya ha sido resuelto en (53). Sin embargo resolver los factores que le suceden es por mucho más complicado que lo se ha hecho para obtener las dependencias de la Tabla VI. Por ejemplo para encontrar $\Pr\{u_0 > u_2 | (u_0 > u_1)\}$ se tiene que ver cuales muestras de energía tienen en común los pares (u_0, u_1) y (u_0, u_2) , entonces ver cuáles son las estadísticas de las muestras para que se cumpla que $u_0 > u_1$, y finalmente ver como estas estadísticas modifican la probabilidad de que $u_0 > u_2$. No hemos podido en el transcurso de esta investigación encontrar solución a este problema, ni tampoco hemos podido encontrar una aproximación más exacta que las presentadas. La solución a este problema queda abierta.

CAPÍTULO VI

CONCLUSIONES Y TRABAJOS FUTUROS

VI.1 CONCLUSIONES

La idea de esta investigación está fuertemente inspirada en la publicación de (Flury, Merz, Le Boudec, & Zory, 2007). Desde nuestro punto de vista la mayor contribución de Flury et al. es la propuesta de una arquitectura completa del receptor detector de energía para ser usada en la recepción de señales TH-UWB con el formato de las especificaciones IEEE 802.15.4a. La arquitectura del receptor presentada es una recopilación de varias propuestas individuales para este y otros tipos de sistemas. Sin embargo en la publicación de Flury, mas que tratar de defender la arquitectura del receptor, su intención principal es mostrar resultados para desacreditarla, y en publicaciones posteriores (Flury M. , 2010) proponen cambios en la arquitectura presentada en busca de un mejor desempeño.

En este trabajo de investigación se retoma íntegramente la arquitectura de receptor de energía original de Flury y se amplían los análisis y los escenarios de evaluación, ya que nuestra intención es mostrar la factibilidad de la arquitectura de recepción más simple. De esta manera nuestro trabajo de investigación constituye una derivación del trabajo de estos autores.

Desde los primeros capítulos de este documento se hacen evidentes las dos partes en que ha sido dividida esta investigación. La primera parte está orientada a evaluar la probabilidad de error de bit de las transmisiones PPM UWB y la segunda a evaluar la efectividad de los métodos de sensado de canal basados en búsqueda de símbolos de preámbulo. Para ambas se muestran resultados de evaluaciones mediante simulaciones, y además se ha buscado la validación de las mismas a través del análisis matemático. Con esto se cumplen los objetivos planteados.

Flury hizo evidente que la principal desventaja del receptor detector de energía es su alta tasa de error de bit bajo condiciones de interferencia. Sin embargo sus evaluaciones están hechas considerando el sensado de canal CCA 4, el cual convierte el esquema de acceso en ALOHA. En este trabajo se muestra que al usar el esquema de sensado de canal

CCA 5, se tienen todas las ventajas del esquema CSMA-CA para evitar el traslape de tramas, y entonces el desempeño de la tasa de error de bit será la mayoría de las veces el desempeño del escenario de un usuario, que es el que hemos descrito ampliamente en el capítulo IV de este documento.

Uno podría cuestionar el uso del CCA 5 argumentando que complica el receptor con respecto al uso del CCA 4, sin embargo el CCA 5 es un algoritmo muy simple que utiliza una parte del sistema de sincronización que de cualquier manera tiene que ser usado. En este caso las ventajas del CSMA-CA con respecto al ALOHA se obtienen sin complicar la electrónica del receptor. No se ha considerado la opción del CCA 6 debido a que modifica tanto el formato de transmisión como el método de detección de símbolos de preámbulo.

Además de la reivindicación del receptor detector de energía, las contribuciones más importantes de este trabajo son los análisis de probabilidad de error y de sincronización. Si bien es cierto que las aproximaciones a la probabilidad de sincronización presentadas no son exactas, nos han servido para sustentar teóricamente los resultados presentados en las simulaciones, y pueden servir como punto de partida para investigaciones futuras.

En resumen, las aportaciones de este trabajo de tesis son: 1) ampliación de los escenarios de evaluación de sistemas PPM-UWB con recepción ED; 2) obtención de expresión matemática para el cálculo de probabilidad de error de sistemas PPM-UWB con recepción ED para canales dispersivos y no dispersivos; 3) evaluación del mecanismo de acceso de redes IEEE 802.15.4a cuando el sensado de canal está basado en la búsqueda de símbolos de preámbulo ; y 4) modelado matemático de la probabilidad de sincronización en sistemas IEEE 802.15.4a con receptor ED.

VI.2 TRABAJOS FUTUROS

Durante la realización de este trabajo de investigación surgieron una serie de incertidumbres que por su complejidad quedaron como problemas abiertos. Para resolver estas incertidumbres se propone realizar la implementación física del transmisor y receptor, la cual se considera factible debido a la simplicidad en la arquitectura de ambos.

En la parte del modelado queda pendiente el análisis de probabilidad de error en condiciones de interferencia. En lo que respecta a la probabilidad de sincronización queda pendiente buscar mejores aproximaciones o una solución a la expresión exacta. Una vez resuelto este problema, el siguiente paso sería obtener el resultado para canales dispersivos y con interferencia, para esto último se pueden aplicar los mismos métodos que usamos para la probabilidad de error.

Cuando un nodo inicia una transmisión los nodos a su alrededor pueden “escuchar” el preámbulo. El estándar especifica que cuando este preámbulo es detectado por algún nodo deseando transmitir, éste deberá esperar a que la transmisión termine. Cabe recalcar que cualquier nodo que haya detectado el preámbulo de la primera transmisión conoce los instantes de vulnerabilidad de la misma. De aquí surge la idea de que se podría aprovechar este conocimiento, y diseñar el preámbulo y la secuencia de saltos de una segunda transmisión de tal manera que se evite interferir a la transmisión que inició primero, obteniéndose así un mayor aprovechamiento del canal.

Otra línea de investigación que queda abierta es desarrollar el análisis considerando la recepción coherente.

REFERENCIAS

- Abramson, N. (1985). Development of the AlohaNet. *IEEE Trans. Info. Theory*, *IT-31*(2): 119-123.
- Akyildiz, I., Weilian, S., Sankarasubramaniam, Y., & Cayirci, E. (Agosto de 2002). A survey on sensor networks. *IEEE Communications Magazine*, *38*(4): 393–422.
- D'amico, A., Mengali, U., & Arias-de-Reyna, E. (Julio de 2007). Energy Detection UWB Receivers with Multiple Energy Measurements. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, *6*(7): 2652-2659.
- Di Renzo, M., Graziosi, F., Minutolo, R., & Montanari, M. (Agosto de 2006). The ultra-wide bandwidth outdoor channel: From measurement campaign to statistical modelling. *Mobile Networks and Applications*, *11*(4): 451-467.
- Digham, F., Alouini, M.-S., & Simon, M. (2003). On the energy detection of unknown signals over fading channels. *IEEE International Conference on Communications, 2003 (ICC 2003)*, *5*, págs. 3575-3579. Anchorage, Alaska, USA. 11-15 de mayo, 2003.
- Dobouloz, S., Denis, B., de Rivaz, S., & Ouvry, L. (2005). Performance analysis of LDR UWB non-coherent receivers in multipath environments. *IEEE International Conference on Ultra-Wideband (ICU 2005)*. Zurich, Swiza. 8 de Setptiembre, 2005.
- Durisi, G., & Benedetto, S. (2005). Comparison between Coherent and Noncoherent Receivers for UWB Communications. *EURASIP Journal on Applied Signal Processing*, *2005*: 359–368.
- Flury, M. (2010). *Interference Robustness and Security of Impulse-Radio Ultra-Wide Band Network*, *PhD thesis*. Lausanne, Suiza: École Politytechnique Fédérale de Lausagne. 245 pp.
- Flury, M., Merz, R., & Le Boudec, J.-Y. (2008). An energy detection receiver robust to multi-user interference for IEEE 802.15.4a networks. *IEEE International Conference on Ultra-Wideband, 2008 (ICUWB 2008)*. Hannover, Alemania. 10-12 de septiembre, 2008.

- Flury, M., Merz, R., & Le Boudec, J.-Y. (2009). Robust non-coherent timing acquisition in IEEE 802.15.4a IR-UWB networks. *IEEE 20th International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications, 2009 (PIMRC 2009)*, 3, págs. 1642-1646. Tokyo, Japón. 13-16 de septiembre 2009.
- Flury, M., Merz, R., Le Boudec, J.-Y., & Zory, J. (2007). Performance Evaluation of an IEEE 802.15.4a Physical Layer with Energy Detection and Multi-User Interference. *IEEE International Conference on Ultra-Wideband (ICUWB 2007)*. Singapore. 24-26 de septiembre 2007.
- Guvenc, I. (2006). *Towards Practical Design of Impulse Radio Ultrawideband Systems: Parameter Estimation and Adaptation, Interference Mitigation, and Performance Analysis*. Doctoral Dissertation, University of South Florida, Electrical Engineering Dept, Tampa, FL. 216 pp.
- Guvenc, I., Sahinoglu, Z., Orlik, P., & Arslan, H. (2009.). Searchback algorithms for TOA estimation in non-coherent low-rate IR-UWB systems. *Wireless Personal Communications*, 48(4): 585–603.
- Haapola, J., Rabbachin, A., Goratti, L., Pomalaza-Ráez, C., & Oppermann, I. (Octubre de 2009). Effect of Impulse Radio–Ultrawideband Based on Energy Collection on MAC Protocol Performance. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 58(8): 4491-4506.
- Humblet, P., & Azizoglu, M. (1991). On the bit error rate of lightwave systems with optical amplifiers. *Journal of lightwave technology*, 9(11): 1576 - 1582.
- IEEE 802.15.4. (2006). *Wireless Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) Specifications for Low-Rate Wireless Personal Area Networks (LR-WPANs)*. IEEE Standard 802.15.4.
- IEEE 802.15.4a. (2007). *Wireless Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) Specifications for Low-Rate Wireless Personal Area Networks (LR-WPANs). Amendment 1: Add alternate PHYs*. IEEE Standard 802.15.4a.
- Karedal, J., Wyne, S., Almers, P., Tufvesson, F., & Molish, A. (2004). UWB channel measurements in an industrial environment. *IEEE Global Telecommunications Conference 2004*. Dallas, Tx. 29 de noviembre - 3 diciembre 2004.

- Kostilev, V. (2002). Energy detection of a signal with random amplitude. *IEEE International Conference on Communications, 2002 (ICC 2002)*, 3, págs. 1606-1610. New York, USA. 28 abril - 2 mayo 2002.
- Molisch, A., Balakrishnan, K., Chong, C.-C., Emami, S., Fort, A., Karedal, J., y otros. (2004). *IEEE 802.15.4a channel model – final report*.
- Molisch, A., Orlik, P., Sahinoglu, Z., & Zhang, J. (2006). UWB-based sensor networks and the IEEE 802.15.4a standard – a tutorial. *First International Conference on Communications and Networking in China (CHINACOM 2006)*. Beijing, China. 25-27 de octubre de 2006.
- Papoulis, A. (1991). *Probability, random variables, and stochastic processes* (3er ed.). McGraw-Hill.
- Paquelet, S., Aubert, L.-M., & Uguen, B. (2004). An impulse radio asynchronous transceiver for high data rates. *International Workshop on Ultra Wideband Systems, joint with Conference on Ultrawideband Systems and Technologies (Joint UWBST & IWUWBS 2004)*. Kyoto, Japón. 18-21 de mayo , 2004.
- Ramachandran, I., & Roy, S. (June de 2007). Clear Channel Assessment in Energy-constrained Wideband Wireless Networks. *IEEE Wireless Communications Magazine*, 14(3): 70-78.
- Schmidt, M., Simic, D., & Moorfeld, R. (2005). Low Complexity Low Data Rate UWB Devices - Architecture and Performance Comparison. *Proceedings of 14th IST Mobile & Wireless Communications Summit*. Dresden, Germany. 19-23 de junio 2005.
- Scholtz, R. (1993). Multiple Access with Time-Hopping Impulse Modulation. *Proceedings of IEEE Military Communications Conference (MILCOM'93)*. 11-14 de octubre , 1993.
- Tanenbaum, A. (1996). *Computer networks* (3ra ed.). Prentice Hall PTR.
- Tian, Z., & Sadler, B. (2005). Weighted energy detection of ultra-wideband signals. *IEEE 6th Workshop on Signal Processing Advances in Wireless Communications*. New York, USA. 8 de junio de 2005.

- Urkowitz, H. (Abril de 1967). Energy detection of unknown deterministic signals. *Proceedings of the IEEE*, 55(4): 523-531.
- Weisenhorn, M., & Hirt, W. (2004). Robust noncoherent receiver exploiting UWB channel properties. *International Workshop on Ultra Wideband Systems, joint with Conference on Ultrawideband Systems and Technologies (Joint UWBST & IWUWBS 2004)*. Kyoto, Japón. 18-21 de mayo , 2004.
- Win, M., Scholtz, R., & Barnes, M. (1997). Ultra-wide bandwidth signal propagation for indoor wireless communications. *IEEE International Conference on Communications 1997 (ICC 97)*. Montreal, Canadá. 8-12 de junio, 1997.
- Yano, S. (2002). Investigating the ultra-wideband indoor wireless channel. *IEEE 55th Vehicular Technology Conference 2002 (VTC Spring 2002)*. Birmingham, Alabama. 6-9 de mayo, 2002.