

# Universidad Autónoma de Baja California

Facultad de Ingeniería - Campus Mexicali

Maestría en Ciencias e Ingeniería



” ANÁLISIS Y EVALUACIÓN DE UN SISTEMA UWB BASADO EN  
IMPULSOS RADIO”

TESIS

Que para cubrir los requisitos necesarios

para obtener el título de

MAESTRÍA EN INGENIERÍA

presenta:

VÍCTOR ALONSO PARRA PACHECO

Director de Tesis

DR. ÁNGEL GABRIÉL ANDRADE REÁTIGA

Mexicali, Baja California, México. Noviembre del 2008.

**RESUMEN** de la tesis de VÍCTOR ALONSO PARRA PACHECO, presentada como requisito parcial, para la obtención del título de MAESTRIA EN CIENCIAS E INGENIERÍA. Mexicali, Baja California, México. Noviembre del 2008.

**”ANÁLISIS Y EVALUACIÓN DE UN SISTEMA UWB BASADO EN IMPULSOS RADIO”**

Resumen aprobado por:

---

**Dr. Ángel Gabriel Andrade Reátiga**  
Director de Tesis

En este trabajo de tesis se propone una metodología para evaluar el desempeño de un sistema IR-UWB, basado en distintos tipos de pulsos, y utilizando distintos esquemas de modulación. A diferencia de los sistemas inalámbricos convencionales, que utilizan una portadora para transmitir su información, los sistemas UWB transmiten la información utilizando pulsos de muy corta duración, lo que provoca que la energía de la señal se extienda desde niveles de DC hasta unos cuantos gigahertz, sin utilizar una frecuencia portadora. La Comisión Federal de Comunicaciones de los Estados Unidos (FCC) estableció límites de potencia para ubicar las densidades espectrales de estos pulsos radio, lo que limita que los sistemas UWB tengan una potencia máxima de transmisión de -41.3 dBm en la banda de 3.1 a 10.6 GHz, con el fin de controlar posibles interferencias hacia otros sistemas inalámbricos que operan en las mismas frecuencias. En este trabajo se evalúan distintas formas de pulsos que pueden aplicarse en sistemas UWB, tales como, pulsos Gaussianos, pulsos Hermita polinomial y pulsos Rayleigh. De los resultados obtenidos se encontró que la mayoría de los pulsos radio analizados no satisfacen el requerimiento de la máscara espectral de la FCC, ya que parte de la PSD (densidad espectral de potencia) de estos pulsos queda fuera de la máscara; mientras que otros pulsos, requieren de algún procedimiento de traslación en frecuencia para ajustar su PSD con la máscara, lo anterior incrementaría la complejidad de implementación de los circuitos para generar dichos pulsos. La modulación o codificación de la información de los distintos impulsos se realiza al variar su amplitud (PAM), polarización o fase (BPSK), o temporización o posicionamiento de los impulsos (PPM). Estos esquemas de modulación requieren, para detectar los pulsos radio transmitidos, utilizar alguna técnica básicas de Detección de Energía (DE) o de Filtros Adaptivos Clasicos (Classical Matched Filter). En este trabajo se emplea la técnica de DE para recuperar la información, a diferencia de los detectores coherentes, los DE no requieren realizar una estimación del canal ni reproducir una replica de la señal recibida. De los resultados obtenidos de la evaluación del sistema UWB, se puede notar que el desempeño del BER (Bit Error Rate) con respecto a su  $E_b/N_0$ , en un canal AWGN, presenta una degradación de 3 dB cuando se utiliza un esquema de modulación tipo BPSK comparado a cuando se utiliza el esquema PPM, además el tiempo de frame mínimo del pulso Rayleigh es el doble del que utilizan los pulsos gaussianos y por lo tanto éstos tienen mayor tasa de transmisión que el pulso Rayleigh (aproximadamente 1 GBps). Finalmente se puede resaltar que el desempeño de un sistema UWB, bajo condiciones de canal AWGN, depende principalmente de las propiedades de correlación entre las señales UWB y no de la naturaleza de ultrabanda ancha de la señal.

Palabras clave: UWB, pulsos radio, detección no coherente, máscara espectral.

**ABSTRACT** of thesis from VÍCTOR ALONSO PARRA PACHECO, presented as partial requirement, for the obtaining the title of MASTER IN SCIENCES and ENGINEERING. Mexicali, Baja California, México. November of 2008.

**”ANALYSIS AND EVALUATION OF A UWB SYSTEM BASED ON IMPULSES RADIO”**

In this work of thesis, a methodology to evaluate the UWB system performance was proposed. The first part of this work presents the main characteristics of the UWB systems, including; concepts, applications, advantages and disadvantages, Each pulse radio should comply with the power spectral densities requirements based on a FCC’s spectral mask. The limit of power should be below of -41.3 dBm in the 3.1 to 10.6 GHz frequency band. Different types of pulses were examined. The pulses were classified in three types Gaussian, Modified Polynomial Hermit and Rayleigh with its respective derivative. They were generated and analyzed by a graphic way on the power spectral densities PSD of the pulses, utilizing subroutines of MatLab especially done for this thesis and to obtain later their respective energies of the area under the curve so that finally to reduce to alone 3 types of pulses to analyze: the 2nd. derivative Gaussian because is the type of pulse that more is utilized in this type of analysis, the 4th. derivative Gaussian and the 4th. derivative of Rayleigh that they do comply with the request. In the third part of this thesis, it was generated different kinds of trains of pulses (about 1.000 to 10.000 pulses), each one of three pulses were generated and applied to a one modulation technique such as: OOK, BPSK and PPM. Finally the pulses were evaluated by means of some simple factor of merit to find out and to compare the information broadcast rate of each pulse, utilizing a pulse by bit to transmit. It was considered in all the process: a AWGN channel of broadcast, without noise, with a plan of not coherent detection, an ideal receiver and for a single user. Of the results obtained we can deduce the following: The three pulses analyzed have the same results in a general way, for which would be the same thing to utilize any pulse, and generally that is why the 2nd. derivative of Gauss is the pulse that is utilized in this type of analysis since the same results would be obtained but with the objection that not to comply in a strict way with the requests established by the FCC. The form of the pulse does not determine its performance for which could be utilized any of them. The objective of use 2nd derivative Gaussian pulse is that facilitates the analysis and simulations of UWB systems instead of use any of the other types. Also its mathematical structure is less complex than of the 4ths. Derivative of Gauss and Rayleigh pulses, for which would facilitate its implementation in an electronic way. Finally options are presented to continue with this study and to serve for carry out other future similar works.

## DEDICATORIA

A mi esposa Ma. Isabel y a mis hijos Víctor Kevin, Mayra Isabel y María Fernanda por su amor, apoyo, comprensión y paciencia.

A mis padres José Paz y Aurora y a mis hermanos José Abraham, Fernando , María Lorena, Blanca Dolores y Erica, por su amor y cariño que siempre me acompañan.

## AGRADECIMIENTOS

A *DIÓS* nuestro señor por darme vida, padres, familia, hermanos, estudios y trabajo, y por guiarme por los senderos de vida cristiana

Al *Dr. Ángel Andrade Reátiga* por proponer abordar el interesante tema y aceptar ser mi director de tesis en el mismo; así como por sus asesorías y valiosa ayuda.

A los miembros de mi comité de tesis, *M.C. Guillermo Galavíz Yáñez*, *M.C. René Bastidas Puga* y *M.C. Martín Olguín Espinoza* por sus comentarios, apoyo y tiempo.

Al personal de la facultad de Ingeniería Mexicali, y a los miembros del área de Posgrado, que muy eficiente y amablemente atienden los constantes requerimientos de los estudiantes.

A *M.C. Judith Luna Serrano*, *M.C. Luis Enrique Vizcarra* y a mis compañeros de trabajo, que con su ayuda y apoyo hicieron posible la asistencia a la maestría.

A la Universidad Autónoma de Baja California. Mi Alma Mater.

# Índice general

RESUMEN . . . . .	I
ABSTRACT . . . . .	II
DEDICATORIAS . . . . .	III
AGRADECIMIENTOS . . . . .	IV
ÍNDICE DE FIGURAS . . . . .	VII
CAPÍTULO	
1. INTRODUCCIÓN Y MOTIVACIÓN . . . . .	1
1.1. Marco de referencia . . . . .	2
1.1.1. Características más importantes de UWB . . . . .	4
1.1.2. Ventajas . . . . .	7
1.1.3. Inconvenientes . . . . .	8
1.1.4. Aplicaciones . . . . .	8
1.2. Antecedentes . . . . .	9
1.2.1. Impulso Radio (IR) vs. UWB Multibanda . . . . .	10
1.2.2. Comparación de Rendimiento. . . . .	11
1.3. Objetivo general. . . . .	11
1.4. Objetivos Específicos . . . . .	12
1.5. Metas . . . . .	12
1.6. Organización de la tesis . . . . .	12
2. ANÁLISIS ESPECTRAL DE PULSOS RADIO PARA SISTEMAS UWB . . . . .	14
2.1. Generación de Pulsos UWB . . . . .	15
2.1.1. Pulsos Gaussianos . . . . .	16
2.1.2. Pulsos basados en los Polinomios de Hermite Modificados . . . . .	19
2.1.3. Pulsos Rayleigh . . . . .	21
2.2. Conclusiones . . . . .	25
3. ANÁLISIS DE LAS TÉCNICAS DE MODULACIÓN DE PULSOS . . . . .	28
3.1. Generación del Tren de Pulsos . . . . .	29
3.2. Métodos de Modulación . . . . .	31
3.2.1. Modulación Bi-Fásica (BPSK) . . . . .	31
3.2.2. Modulación On-Off Keying (OOK) . . . . .	33
3.2.3. Modulación por Posición de Pulsos (PPM) . . . . .	35
3.3. Conclusiones . . . . .	39

4. EVALUACIÓN DE PULSOS RADIO EN UN SISTEMA UWB . . . . .	42
4.1. Receptores No-Coherentes . . . . .	42
4.1.1. Detector de Energía (DE) . . . . .	42
4.1.2. Filtros Adaptivos Clásicos (Classical Matched Filters, CMF) . .	44
4.2. Descripción del Modelo de Simulación . . . . .	45
4.2.1. Cálculo de energía . . . . .	47
4.2.2. Evaluación del desempeño de un sistema UWB . . . . .	49
4.3. Análisis de los resultados . . . . .	53
4.3.1. Modulación BPSK . . . . .	54
4.3.2. Modulación OOK . . . . .	56
4.3.3. Modulación PPM . . . . .	59
5. CONCLUSIONES Y TRABAJO FUTURO . . . . .	71
5.1. Resumen de la investigación . . . . .	71
5.2. Contribuciones de este trabajo . . . . .	75
5.3. Trabajo Futuro . . . . .	76
5.4. Conclusiones . . . . .	78
BIBLIOGRAFÍA . . . . .	82

# Índice de figuras

1.	Requerimientos de la FCC para aplicaciones en interiores . . . . .	6
2.	Comparación de sistemas . . . . .	7
3.	Pulsos Gaussianos . . . . .	17
4.	Densidad Espectral de Potencia de las distintas formas de pulso gaussiano, (a) Primera derivada, (b) Segunda derivada, (c) Tercera derivada, (d) Cuarta Derivada . . . . .	19
5.	Pulsos Hermite Modificados . . . . .	21
6.	Densidad Espectral de Potencia del Pulso Hermite Modificado y sus distintas derivadas, (a) PSD de la Primera derivada, (b) PSD de la Segunda derivada, (c) PSD de la Tercera Derivada . . . . .	22
7.	Pulsos Rayleigh . . . . .	25
8.	Densidad Espectral de Potencia de las distintas formas de pulso Rayleigh, (a) Primera derivada, (b) Segunda derivada, (c) Tercera derivada, (d) Cuarta Derivada . . . . .	26
9.	Generación de Tren de 5 pulsos sin modular, (a) 2da. derivada gaussiana, (b) 4ta. derivada gaussiana, (c) 4ta. derivada de Rayleigh . . . . .	30
10.	Tren de 5 pulsos con modulación BPSK utilizando los pulsos de la 2da. Derivada Gaussiana . . . . .	32
11.	Tren de 5 pulsos con modulación BPSK utilizando los pulsos de la 4ta. Derivada Gaussiana . . . . .	33
12.	Tren de 5 pulsos con modulación BPSK utilizando los pulsos de la 4ta. Derivada Rayleigh . . . . .	34
13.	Tren de pulsos modulados mediante OOK utilizando la 2da, derivada Gaussiana . . . . .	35
14.	Tren de pulsos modulados mediante OOK utilizando la 4ta. derivada Gaussiana . . . . .	36

15.	Tren de pulsos modulados mediante OOK utilizando la 4ta. derivada de Rayleigh . . . . .	37
16.	Representación Gráfica de la expresión matemática de la modulación PPM	38
17.	Tren de 5 pulsos modulados mediante PPM utilizando la 2da. Derivada gaussiana . . . . .	39
18.	Tren de 5 pulsos modulados mediante PPM utilizando la 4ta. Derivada gaussiana . . . . .	40
19.	Tren de 5 pulsos modulados mediante PPM utilizando la 4ta. Derivada de Rayleigh . . . . .	41
20.	Comparación de las áreas bajo las curvas entre el PSD de la 2da. Derivada del pulso Gaussiano con respecto a la submáscara de la FCC . . . . .	48
21.	Determinación de las áreas . . . . .	49
22.	Determinación de las áreas por medio de muestras . . . . .	50
23.	Comparación de las áreas bajo la curva entre el PSD de la 4ta. Derivada del pulso Gaussiano con respecto a la submáscara de la FCC . . . . .	51
24.	Comparación de las áreas bajo la curva entre el PSD de la 2da. Derivada del pulso Rayleigh con respecto a la submáscara de la FCC . . . . .	52
25.	Modulación BPSK para trenes con pulsos de la 2da. Derivada Gaussiana y con diferentes valores de $T_f$ . . . . .	55
26.	Modulación BPSK para trenes con pulsos de la 4ta. Derivada de Rayleigh y con diferentes valores de $T_f$ . . . . .	56
27.	Modulación BPSK para trenes con pulsos de la 4ta. derivada de Gaussiana y con diferentes valores de $T_f$ . . . . .	57
28.	Comparación de la Modulación BPSK para los trenes con diferentes tipos de pulso . . . . .	58
29.	Modulación OOK para trenes con la 2da. Derivada Gaussiana y diferentes valores de $T_f$ . . . . .	59
30.	Modulación OOK para trenes con la 4ta. Derivada de Rayleigh y diferentes valores de $T_f$ . . . . .	60

31.	Modulación OOK para trenes de la 4ta. Derivada Gaussiana y diferentes valores de $T_f$ . . . . .	61
32.	Simulación de Modulación OOK para los diferentes tipos de trenes de pulsos	62
33.	Modulación PPM sin repetición de pulsos para trenes de pulsos de 2da. Derivada gaussiana . . . . .	63
34.	Modulación PPM con repetición de pulsos para trenes de pulsos de 2da. Derivada gaussiana . . . . .	64
35.	Modulación PPM sin repetición de pulsos para trenes de pulsos de 4ta. Derivada de Rayleigh . . . . .	65
36.	Modulación PPM con repetición de pulsos para trenes de pulsos de 4ta. Derivada de Rayleigh . . . . .	66
37.	Modulación PPM sin repetición de pulsos para trenes de pulsos de 4ta. Derivada Gaussiana . . . . .	67
38.	Modulación PPM con repetición de pulsos para trenes de pulsos de 4ta. Derivada Gaussiana . . . . .	68
39.	Modulación PPM sin repetición de pulsos para trenes de pulsos de 2da. y 4ta. Derivadas Gaussianas y 4ta. Derivada de Rayleigh . . . . .	68
40.	Modulación PPM con repetición de pulsos para trenes de pulsos de 2da. y 4ta. Derivadas Gaussianas y 4ta. Derivada de Rayleigh . . . . .	69

# Capítulo 1

## Introducción y Motivación

A medida que la convergencia entre la informática, las comunicaciones y la electrónica de consumo sea más frecuente en la vida de los usuarios, existirá la necesidad de transmitir mayor cantidad de información. Actualmente, la tecnología de Ultra Banda Ancha (UWB, Ultra Wide Band) se considera como una solución para los sistemas de comunicaciones inalámbricas que requieren transmitir niveles de información de megabits por segundo incluso gigabits por segundo. Este nuevo sistema de transmisión se podrá utilizar en redes personales alcanzando velocidades de hasta 400 Mbps con cobertura de unos cuantos metros (aproximadamente 10 metros como máximo). A diferencia de los sistemas inalámbricos convencionales, que utilizan una portadora para transmitir su información, los sistemas UWB transmiten la información utilizando pulsos de muy corta duración (del orden de los nanosegundos), lo que provoca que la energía de la señal se extienda desde niveles de DC hasta unos cuantos gigahertz, sin utilizar una frecuencia portadora. Esta técnica (basada en no utilizar portadora) permite reducir complejidad y costo en el transmisor-receptor [1]. Los pulsos que se utilizan en los sistemas UWB manejan anchos de banda tan amplios que afectan a otras aplicaciones inalámbricas que operan en las mismas bandas de frecuencia. Por lo anterior, es deseable que las señales UWB dispersen su energía, en el dominio de la frecuencia, lo amplio posible con la finalidad de disminuir la densidad espectral de potencia y con ello la interferencia producida hacia otros usuarios de otras tecnologías inalámbricas.

## 1.1. Marco de referencia

Las señales de comunicaciones UWB fueron inicialmente conocidas por otros nombres, como radio por impulsos, comunicaciones en banda base, transmisión sin portadora y modulación por impulsos. De hecho, no fue sino hasta finales de la década de 1980, cuando el término “UWB” comenzó a ser aplicado a ésta inusual clase de señales, las cuales han crecido enormemente en ancho de banda. La tecnología UWB abarca una amplia gama de tipos de señales y de topologías de diseño. Las diferencias son tan grandes entre los tipos de señal UWB, que aparentemente la única cosa que todos tienen en común es su gran ancho de banda [1].

Puesto que las señales UWB pueden ser generadas de una gran variedad de maneras, la definición de UWB se basa en el ancho de banda en lugar de la arquitectura de la radio o del formato de la modulación. Las señales UWB han sido definidas como las señales de banda ancha que ocupan un porcentaje superior al 20 por ciento de su frecuencia de trabajo. La asignación de este gran porcentaje de ancho de banda no está disponible en el actualmente superpoblado espectro radioeléctrico, por ello, las señales UWB se ven obligadas a superponerse sobre otros servicios asignados creando bandas de posibles interferencias. No obstante, UWB está ganando rápidamente la aceptación como una tecnología que permite unas características excepcionales para muchas aplicaciones inalámbricas de corto alcance. Su aparición en el ámbito inalámbrico se debe en gran parte al gran ancho de banda de RF que ofrece, lo cual es necesario para dar soporte a muchas de las transmisiones de datos de alta velocidad, como por ejemplo el video inalámbrico [1] [2].

Simplificándolo mucho, el teorema de Shannon - Hartley dice que hay sólo dos maneras de alcanzar mayores velocidades de transmisión de datos a través de un enlace inalámbrico: ampliar el ancho de banda de la señal de radiofrecuencia ( $W$ ) o utilizar una constelación multi-nivel más compleja que exige una mayor relación señal/ruido ( $S/N$ ) para un determinado índice de error. El uso de un ancho de banda muy elevado

permite obtener una velocidad de transmisión de datos más rápida que tratando de añadir más símbolos a la constelación. Más importante aún, añadiendo ancho de banda se permite una transmisión fiable de datos con bajas relaciones señal/ruido (S/N) cercanas al ruido térmico de fondo. Las transmisiones con una relación S/N baja son un factor clave que permite a las señales de UWB evitar las interferencias con otras señales inalámbricas. Dado que las señales UWB pueden ocupar varios GHz del espectro de radiofrecuencia, la coordinación con los servicios inalámbricos no pueden basarse en el duplexado tradicional de frecuencia. En el mundo inalámbrico de hoy en día, simplemente no hay suficiente espectro disponible para asignar bandas de UWB para aplicaciones de propósito único. Por consiguiente, se deben emplear otros medios de mitigación de las interferencias para permitir que las señales de UWB coexistan con otras asignaciones del espectro inalámbrico. Por ejemplo, para lograr la armonía entre las actuales asignaciones de espectro y las señales UWB que ocupan la misma frecuencia, las señales UWB deben tener baja densidad espectral de potencia, justo por encima del ruido térmico de fondo. Esto es posible si la potencia de transmisión de UWB está limitada a bajos niveles y repartida a lo largo de varios GHz de ancho de banda. Las restricciones de potencia en el transmisor evitan interferencias significativas con las señales de banda estrecha, pero limitan la utilización de UWB para las aplicaciones de corto alcance. Afortunadamente, la redundancia incorporada en las señales UWB les da una inmunidad excepcional contra las interferencias de señales fuertes de banda estrecha. Esta misma redundancia también ofrece dispositivos de UWB con capacidades de soportar múltiples trayectorias de la señal.

La adición destructiva de las señales generadas de las múltiples trayectorias con la señal deseada puede crear cortes dispersos de frecuencia donde determinadas frecuencias son anuladas por completo. Las señales de banda estrecha pueden ser completamente evueltas por este fenómeno, eliminando toda la potencia recibida y provocando que la señal se desvanezca; mientras que, las señales de UWB tan sólo experimentan un pequeño porcentaje de pérdida de potencia, ya que son mucho más amplias que la

frecuencia de corte. La redundancia utilizada en la codificación de las señales UWB hace que esta banda estrecha tenga una pérdida insignificante de potencia, dando a la señal UWB unas prestaciones multi-trayectoria excepcionales. De manera similar, una fuente de fuerte interferencia de banda estrecha tiene poco efecto sobre una señal UWB; ya que, sólo afecta a una pequeña porción del total de la potencia de la señal. La capacidad de alta velocidad de transmisión de datos de UWB, su inmunidad contra multi-trayectos de la señal y su robustez contra interferencias hacen que UWB sea una tecnología inalámbrica excepcional para muchos de los actuales periféricos de ordenadores que requieren de suficiente ancho de banda. La tecnología es ideal para los entornos de transmisiones en interiores que están llenos de señales reflejadas y de fuentes de interferencias de RF. La baja densidad espectral de potencia de UWB y las técnicas de dispersión son también perfectas para aplicaciones de sistemas de comunicaciones de baja probabilidad de detección e interferencia (LPD/LPI: Low Probability of Detection and Interference) y militares [2].

Los pulsos ultra-cortos de UWB son naturalmente adecuados en el caso de distancias cortas y baja potencia para la formación de las imágenes de objetivos pequeños y poco espaciados. Las aplicaciones tales como los radares de penetración en tierra y los radares de operaciones especiales en edificios pueden beneficiarse de UWB. Las técnicas de Codificación utilizadas para difundir señales de UWB permiten también la localización de precisión de los transceptores de forma muy parecida a los diseños convencionales de espectro disperso. Los pulsos de corta duración mejoran la precisión en los rangos de distancias cortas [5].

### **1.1.1. Características más importantes de UWB**

En un sistema UWB, la selección del impulso-radio (forma de pulso) afecta considerablemente el diseño de filtros, la selección del ancho de banda del receptor, el desempeño en general de la tasa de bit de error (BER) y el rendimiento en ambientes

de propagación multitrayectoria [1]. Actualmente se tienen dos restricciones impuestas por la FCC para los sistemas UWB, la primera de ellas se refiere a que los sistemas UWB deben operar con una potencia de -10 db en el ancho de banda de 3.1-10.6 GHz para comunicaciones en interiores (indoor), y -20 db para exteriores (outdoor) [2], y la segunda se refiere a la obtención de una evaluación exacta del "bit error rate" (BER). Se han propuesto una gran variedad de formas de pulsos que pueden aplicarse en sistemas UWB, tales como, pulsos gaussianos, pulsos Hermita polinomial, pulsos basados en funciones "prolate Spheroidal", pulsos Rayleigh, entre otros. La meta es obtener un espectro de frecuencia plano de la señal transmitida sobre el ancho de banda de pulso e impedir una componente de DC y compararlos con las restricciones de la FCC. Por lo tanto las limitaciones en este caso es que las especificaciones de tiempo y frecuencia cambian con la adición a pulsos de orden más alto. Otra propiedad de los pulsos modificados es que la duración del tiempo no cambia significativamente si el orden del pulso se incrementa y también el ancho de banda de la frecuencia no cambia con el orden del pulso.

La FCC ha establecido límites para la ubicación de las densidades espectrales de potencia que deben cumplir los impulsos radio, tanto para aplicaciones en interiores y exteriores, lo que limita que los sistemas UWB tengan una potencia de transmisión de -41.3 dbm en el rango de 3.1 a 10.6 GHz, y otros niveles para el rango de 1.8 a 3.1 GHz y mayores de 10.6 GHz, como se muestra en la figura 1. A ésta gráfica de limitaciones se le llama 'submáscara' de la FCC para sistemas UWB.

En la figura 2 se muestra la ubicación del sistema UWB con respecto a otros sistemas, así como el límite establecido por la FCC de -41.3 dbm/MHz. Se desea que las señales UWB dispersen su energía lo más amplio posible en el espectro de la frecuencia, para optimizar su densidad espectral y minimizar así la interferencia con usuarios de otros sistemas como son la banda angosta y espectro disperso.

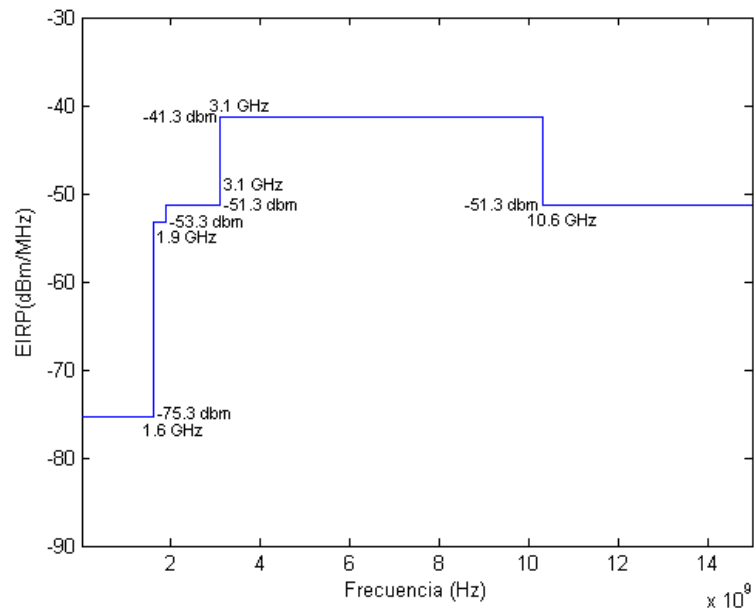


Figura 1: Requerimientos de la FCC para aplicaciones en interiores

De manera general la tecnología UWB se caracteriza por lo siguiente:

Se considera un impulso de banda base, no requiere una frecuencia portadora, utiliza pulsos de duración extremadamente cortos (nanoseg) en lugar de señales continuas, los pulsos cortos generan anchos de banda instantáneos muy anchos (ancho de banda ocupado  $\gg$  ancho de banda de la información); su consumo de energía es menor al utilizar circuitos integrados con tecnología CMOS, lo que permite fabricar sistemas de comunicaciones de menor complejidad y a menor costo. Minimiza el segmento de radiofrecuencia (RF), minimizando la complejidad del diseño de componentes de microondas. Aporta una gran flexibilidad, ya que permite posicionar los sistemas de comunicaciones en prácticamente cualquier parte del espectro de RF. Soporta una nueva métrica que trata sobre la cantidad de transmisión de datos existente para una área física determinada medida en  $Kbps/m^2$ , conocida como "capacidad espacial". Por estas características, UWB se muestra claramente por encima de otras tecnologías como Wi-Fi o Bluetooth.

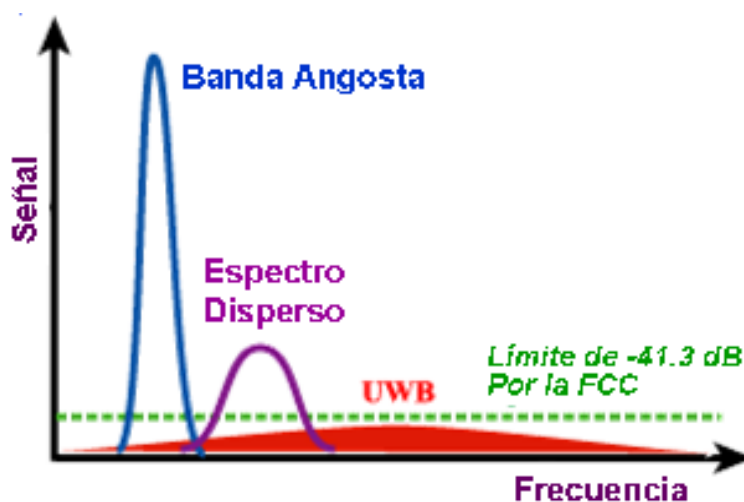


Figura 2: Comparación de sistemas

### 1.1.2. Ventajas

La velocidad a la que puede funcionar un sistema UWB actualmente es mayor de 40 Mbps y se pretende que llegue en los próximos años a  $\approx 400$  Mbps o más [1]. Debido a la poca potencia que utilizan, los circuitos integrados son baratos, pequeños y fáciles de construir, consumiendo una potencia muy pequeña, del orden de fracciones de miliwatts, lo que los hace idóneos para todo tipo de aparatos portátiles que demanden alta velocidad y bajo consumo. La energía de un impulso de UWB se distribuye a lo largo de todo su rango del espectro, desde las frecuencias más bajas hasta los 10 GHz, con lo que la energía absorbida por los obstáculos en su propagación en interiores en diferentes frecuencias tiene poco efecto porque los receptores de UWB detectan la energía del impulso en el tiempo y no en frecuencia, es decir, las pérdidas de propagación no afectan sensiblemente a la calidad del impulso desde el punto de vista de la detección. UWB no tiene en principio problemas de operación simultánea de pares emisor-receptor, ya que la casi totalidad del tiempo los emisores están inactivos, por ser el ancho de los impulsos muy pequeños en relación con el periodo de repetición del mismo. Debido a su simplicidad, los costos de fabricación son bajos en relación con Wi-Fi y se espera que se reduzcan en gran manera una vez se inicie la fabricación en serie. Es un sistema idóneo para aplicaciones multimedia por no ser un sistema basado

en paquetes como Wi-Fi.

### **1.1.3. Inconvenientes**

Entre los principales inconvenientes destaca la limitación en potencia radiada impuesta por los organismos reguladores, con la cual sólo se puede obtener un alcance de 10m. Se tiene también el problema del tipo de antena a utilizar ya que la mayoría de las antenas están sintonizadas a frecuencias específicas, pero en este caso la situación es diferente, la antena radía en bandas de frecuencias muy altas que están por diseñarse [3]. No hay todavía un estándar a seguir.

### **1.1.4. Aplicaciones**

La tecnología de UWB puede tener las siguientes aplicaciones: en el área Militar, en comunicaciones a bordo de aeronaves, radares de detección, sistemas precisos de geolocalización, intercomunicadores, redes inalámbricas LAN/WPAN de alta velocidad, redes de área Personal, Hogar (Home Networking), sensores anticolidión en automóviles, sistemas de monitoreo en plantas y en imágenes Médicas.

Mientras que hay muchas razones para hacer que esta tecnología sea útil y excitante para futuras comunicaciones inalámbricas, hay aun algunos retos que se deben tratar para que se convierta en una tecnología popular.

Quizá el más obvio es resolver los problemas regulatorios, debido a que las comunicaciones inalámbricas han sido reguladas siempre para evitar interferencia entre los diferentes usuarios del espectro.

No está definido un estándar para su interoperabilidad, pero la industria está de acuerdo en establecer para la interoperabilidad de dispositivos UWB. Actualmente no ha habido un consenso claro y existe la posibilidad de coexistir diferentes estándares de

UWB entre competidores.

No hay en el mercado una empresa que tome el liderazgo de producción y comercialización de este sistema por lo expuesto anteriormente, lo que significa que todavía hay mucho trabajo de investigación que se tiene que realizar para cumplir con todos los requisitos esperados de sistema UWB. Es por eso que todavía no se desarrollan por completo las redes inalámbricas de ultra banda ancha.

## 1.2. Antecedentes

Los pulsos monociclos gaussianos fue la propuesta original para este tipo de sistemas [1] y es el que más se ha utilizado para diversas aplicaciones UWB. Sin embargo, se han analizado otros tipos de pulsos, como los pulsos ya mencionados en la sección anterior.

En [1] hacen una comparación de pulsos Gaussianos, Prolate Spheroidal y Hermita Modificado para ver cual cumple con el requerimiento de la FCC, modulan con TH-PPM y TH-BPSK un pulso de diferente forma para obtener las probabilidades de BER para posteriormente graficar los resultados. En esta tesis se utiliza el pulso Rayleigh en lugar del "Prolate Spheroidal", y se utiliza también la modulación OOK y el método del área bajo la curva para analizar y obtener los pulsos que cumplen con requerimiento de la FCC y de manera gráfica y mediante la obtención de resultados numéricos del análisis del desempeño.

En [4] proponen el método de función característica CF para calcular de manera analítica la probabilidad de bit-error de sistemas TH-UWB con interferencia multi acceso en un ambiente de ruido aditivo blanco Gaussiano, utilizando los esquemas de modulación PPM y BPSK para compararlos entre ellos en términos del BER y donde es mejor el segundo. En esta tesis se utiliza el método gráfico para el análisis de pulsos y se utiliza además la modulación OOK para obtener la relación BER-SNR en el análisis

del desempeño.

En [5] solo presentan un algoritmo nuevo para generar pulsos Rayleigh para UWB en base a la frecuencia pico para que cumplan con los requerimientos de la FCC y se puede aplicar para otras regulaciones. Solo se generan los distintos tipos de pulsos Rayleigh para determinar cuales cumplen con la restricción de la submáscara de la FCC sin hacer un análisis de desempeño.

En [6] proponen el uso de polaridad aleatoria en el diseño de las formas de los pulsos TTH-IR para limitar la densidad espectral de potencia debido las restricciones establecidas por la FCC y analizadas para las modulaciones PPM y PSK. El análisis que proponen es complejo y difícil de comprender para los que inician con este tipo de tecnología comparado con el trabajo de esta tesis, que proporciona otras opciones para el análisis de los pulsos para sistemas UWB.

En [7] se presenta una breve información del sistema UWB y utiliza dos subrutinas de MatLab elaboradas para graficar la forma de pulso y PSD del pulso Gaussiano. Menciona la modulación PTM, canalización y detección en el receptor ante la presencia de ruido e interferencia. En esta tesis se da una explicación más detallada del sistema UWB y se desarrollaron los algoritmos de MatLab para obtener las graficas de las formas y PSD de tres tipos de pulsos y la comparación entre ellos para el análisis y resultado del desempeño.

### **1.2.1. Impulso Radio (IR) vs. UWB Multibanda**

Actualmente son dos las tecnologías que han sobresalido para el funcionamiento de UWB: Impulso radio y, Multibanda basado en OFDM.

Impulso radio es el esquema tradicional de comunicaciones UWB que involucra el uso de pulsos de duración muy corta y que ocupa un ancho de banda de algunos GHz con modulación de posición de pulso PPM. Es similar a dos bandas independientes de IR y utiliza la señal de espectro disperso de secuencia directa DS-SS para ocupar su ancho

de banda. El sistema multibanda, divide la banda del espectro de 3.1 a 10.6 GHz en pequeñas bandas, cada una con ancho de banda mayor a 500 MHz. Utiliza el salto de frecuencia en OFDM [9].

Actualmente el grupo de trabajo sobre sistemas personales inalámbricos de banda ancha, conocido como TG3a, trata con dos contendientes primarios:

1. Texas Instruments con multibanda basado en OFDM soporta la coalición Multibanda-OFDM.
2. Xtreme Spectrum-Motorola con Impulso de radio en banda dual en espectro disperso.

### **1.2.2. Comparación de Rendimiento.**

Ante la presencia de Interferencia de Banda angosta BNI, el sistema multibanda reduce su eficiencia de ancho de banda y capacidad total; no requiere un ecualizador digital en su receptor y su periodo de símbolo más grande lo hace menos sensitivo al 'timing jitter'. El sistema de impulso radio reduce esos efectos por medio de procesar la ganancia inherente en un sistema DS-SS con un receptor RAKE. [8]

En la presencia de múltiples fases, la técnica de IR maneja mejor los componentes multifase al incrementar las ramas del receptor RAKE. El sistema multibanda OFDM maneja las componentes multifase como un desvanecimiento plano que puede causar situaciones de dificultades de propagación cuando la multifase se combina para proporcionar una atenuación profunda en una localidad particular [8].

## **1.3. Objetivo general.**

Analizar y evaluar el desempeño de distintas formas de pulsos-radio que se utilizan para transmitir información en sistemas UWB, mediante los métodos de modulación

BPSK, OOK y PPM.

## 1.4. Objetivos Específicos

- Identificación y Generación de pulsos Gaussiano, Hermita Modificado y Rayleigh.
- Cálculo y Obtención de la densidad espectral de potencia de cada pulso.
- Aplicar los métodos de modulación BPSK, OOK y PPM.
- Evaluación de su desempeño en un entorno de UWB
- Análisis de Resultados

## 1.5. Metas

- Desarrollar una metodología para el análisis y evaluación de los pulsos radio aplicados en sistemas UWB.
- Desarrollar una herramienta de cómputo para el análisis de pulsos radio basado en Matlab.
- Desarrollar una herramienta de cómputo para la evaluación del desempeño de un sistema UWB basado en Matlab.
- Elaborar 1 artículo para presentarse en congresos nacionales o internacionales.

## 1.6. Organización de la tesis

La tesis está organizada de la siguiente forma: En el capítulo uno se da una introducción de lo que es un sistema UWB y sus características. Se presentan antecedentes de trabajos previos relacionados con esta tesis. Se presenta el Objetivo General y los específicos, para que finalmente se muestre las metas de esta tesis.

En el capítulo dos se hace un análisis de los pulsos-radio para UWB, comenzando con una introducción de los pulsos, como se transmiten, tipos de pulsos y características. Se presentan los tres tipos de pulsos utilizados que son el Gaussiano, Hermite Modificado y Rayleigh. Se hace el análisis espectral con ecuaciones y finalmente las conclusiones.

En el capítulo tres se realiza la evaluación del desempeño de los pulsos, empezando con la introducción de por qué es importante y para que sirve. Se mencionan los tipos de modulación y una breve explicación de funcionamiento, para finalmente seleccionar uno.

En el capítulo cuatro se realiza el análisis de resultados donde se menciona la metodología utilizada, así como los tipos de simulación utilizada y la explicación de los algoritmos desarrollados para esta tesis.

En el capítulo cinco se presentan las conclusiones finales de este trabajo, así como de los trabajos futuros que podrían continuarlo.

Se ha tratado de hacer cada capítulo lo más completo posible y proporcionar la mejor teoría básica como sea posible, incluyendo las derivaciones apropiadas. También se proporcionan referencias de literatura de la información presentada para ampliar o verificar el conocimiento.

## Capítulo 2

# Análisis Espectral de Pulsos Radio para sistemas UWB

La tecnología de banda ultra ancha (UWB) se define por la Comisión Federal de Comunicaciones de Estados Unidos (FCC) como cualquier esquema de transmisión inalámbrica que ocupa un ancho de banda fraccional  $(\frac{W}{f_c}) \geq 20\%$ , donde  $W$  es el ancho de banda de transmisión y  $f_c$  es la frecuencia central de la portadora, ó ser mayor de 500 MHz de ancho de banda absoluto. Este ancho de banda absoluto de 500 MHz puede producirse por una velocidad de transmisión muy alta independientemente de las características del pulso que se utilice.

Actualmente el grupo de trabajo 802.15.3a de la IEEE está desarrollando estándares para UWB. A este grupo de trabajo se le conoce también como TG3a, que estudia las redes personales de banda amplia (WPAN) y establece los requerimientos técnicos y criterios de selección para WPAN. La forma más común y tradicional de emitir una señal UWB es radiando pulsos de muy poco tiempo de duración. Esta técnica de transmisión conocida como impulso Radio (IR) permite que los símbolos de información modulen dichos pulsos ya sea por Posición de Pulsos (PPM) o por Amplitud de Pulsos (PAM). Además de la modulación y de la forma espectral de los pulsos generados, la información se codifica utilizando códigos pseudoaleatorios (PM). En este capítulo se presenta la generación y el análisis espectral de diferentes tipos de propuestos para sistemas UWB.

## 2.1. Generación de Pulsos UWB

Históricamente las comunicaciones inalámbricas han utilizado un ancho de banda angosto y tienen una densidad espectral de potencia relativamente alta debido a que son sistemas de tiempo largo de duración. Para los sistemas UWB los pulsos son de corta duración de tiempo  $t$ , por lo que tienen un ancho de banda muy grande que se dispersa a lo largo del espectro de frecuencia, como podemos apreciar en la figura 2 del capítulo anterior.

La energía usada para transmitir una señal inalámbrica no es infinita y en general, debería ser tan bajo como sea posible, especialmente para los dispositivos electrónicos actuales. Si se tiene una cantidad fija de energía, se puede transmitir una gran cantidad de densidad de energía sobre un ancho de banda pequeño ó una cantidad muy pequeña de densidad de energía sobre un ancho de banda grande. La cantidad total de potencia puede calcularse como el área debajo de la gráfica de la densidad espectral de potencia. Uno de los beneficios de contar con una baja densidad espectral de potencia es mantener una baja probabilidad de detección, característica deseable en aplicaciones militares.

Además la FCC ha establecido como requisito, limitar la potencia de la Densidad Espectral de Potencia (PSD) de los pulsos a  $-41.3$  dbm, casi al nivel de ruido, con el fin de controlar posibles interferencias hacia otros sistemas inalámbricos que operan en las mismas frecuencias, como ya se mencionó en la sección 1.1.1 del capítulo anterior.

Los tipos de pulsos conocidos como monociclos gaussianos fueron la propuesta original para este tipo de sistemas y es el que más se ha adoptado en investigaciones de aplicaciones UWB. Pero también se han analizado otros tipos de pulsos, que pueden utilizarse en los sistemas UWB como por ejemplo: los pulsos Gaussianos, Polinomial Hermita Modificado, Rayleigh, entre otros.

### 2.1.1. Pulsos Gaussianos

El pulso gaussiano es el tipo de pulso que más se utiliza en el análisis de sistemas UWB. La expresión que determina la forma del pulso básico está dado por:

$$g(t) = e^{-2\pi\left(\frac{t}{\tau_0}\right)^2} \quad (2.1)$$

donde  $\tau_0$  es el factor escalamiento del ancho de banda.

Si un pulso Gaussiano en general está dado por la expresión 2.1, entonces a la salida de la antena del transmisor se tendrá un pulso derivado de primer orden básico conocido como monociclo y su representación está dada por la expresión 2.2:

$$g'(t) = -\frac{4\pi}{\tau_0^2} e^{-2\pi\left(\frac{t}{\tau_0}\right)^2} \quad (2.2)$$

Utilizando el mismo procedimiento, la n-esima derivada de orden superior del monociclo gaussiano es:

$$g^n(t) = \xi_n \frac{d^n}{dt^n} e^{-2\pi\left(\frac{t}{\tau_0}\right)^2} \quad (2.3)$$

donde  $\xi_n$  se introduce para normalizar la energía del pulso.

El pulso más utilizado y reportado en la literatura de UWB es el monociclo gaussiano de segundo orden, considerado como la segunda derivada del pulso Gaussiano o conocido como el doblot Gaussiano, dado por:

$$g''(t) = \frac{4\pi}{\tau_0^2} e^{-2\pi\left(\frac{t}{\tau_0}\right)^2} \left[ 1 - \frac{4\pi t^2}{\tau_0^2} \right] \quad (2.4)$$

La función de autocorrelación  $R_2(t)$  del pulso de la ecuación 2.4 es:

$$R_2(t) = \left[ 1 - 4\pi\left(\frac{t}{\tau_0}\right)^2 + \frac{4\pi^2}{3}\left(\frac{t}{\tau_0}\right) \right] e^{-\pi\left(\frac{t}{\tau_0}\right)^2} \quad (2.5)$$

La figura 3 muestra el comportamiento con respecto al tiempo, de cada uno de los distintos pulsos gaussianos de orden superior. Como se puede notar todos los pulsos están normalizados y mantienen casi el mismo ancho de pulso de  $\tau_0=0.5$  ns lo que genera una frecuencia central de aproximadamente 2 GHz. Cada uno de los pulsos de muy poca duración generan una señal de ancho de banda muy amplio. Por lo tanto, la frecuencia central es el recíproco de la duración del pulso.

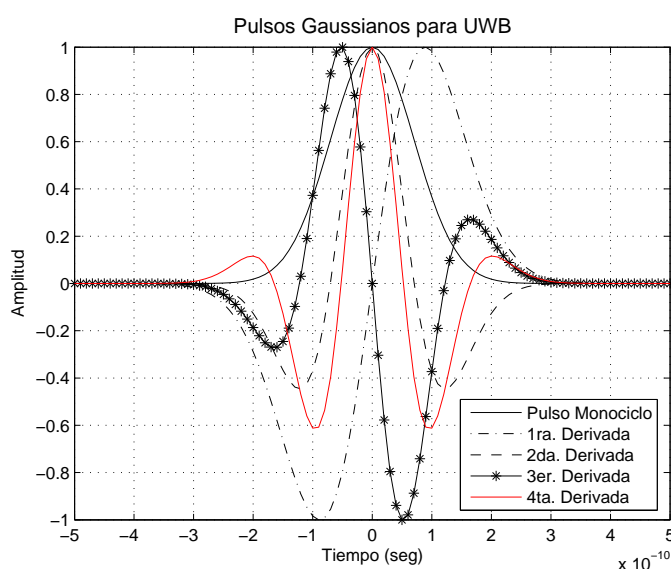


Figura 3: Pulsos Gaussianos

La densidad espectral de potencia (PSD) de cada uno de los pulsos se obtiene calculando la transformada de Fourier de la función de autocorrelación de cada uno de ellos como se muestra en la ecuación 2.5.

La FCC estableció los límites de emisión de energía para sistemas UWB en forma de una máscara espectral para sistemas UWB tanto para interiores y exteriores [5]. En la banda de 3.1 GHz a 10.6 GHz, los sistemas UWB pueden utilizar un valor pico de potencia de -41 dBm/Mhz, fuera de esta banda la densidad espectral debe disminuirse. Por ejemplo, de 0.96 Ghz a 1.61 GHz, es necesario reducir la potencia de transmisión para proteger las transmisiones de los sistemas GPS (Sistema de Posicionamiento Global) y para proteger las transmisiones de los sistemas PCS (Sistemas de Comunicación

Personal). En la banda de 1.99 GHz a 3.1 GHz se requiere una reducción de 20 dB, en lugar de los 10 dB que se requieren para sistemas que operan en interiores.

En la figura 4 se muestra la PSD de los diferentes tipos de pulsos gaussianos. Se puede notar que los pulsos poseen energía significativa en frecuencias desde CD hasta el ancho de banda del sistema. También se puede observar que los pulsos del 1<sup>er</sup>, 2<sup>do</sup> y 3<sup>er</sup> orden (figuras 4(a), 4(b) y 4(c)) no satisfacen el requerimiento de la máscara espectral propuesto por la FCC, a menos que se realice una traslación de frecuencia y se ajuste el ancho de banda. Lo anterior se puede lograr modulando los pulsos con una señal senoidal para realizar la traslación de frecuencia y variando el factor  $\tau_0$  para ajustar el ancho de banda. Por ejemplo, utilizando ciertos valores de  $\tau_0$ , ya sea 0.25 ns y 0.30 ns, las PSD's de los pulsos gaussianos de orden mayores a 3 cumplen con los requerimientos de la máscara de la FCC para comunicaciones en interiores, como se muestra en la figura 4(d). Sin embargo, los sistemas UWB, son considerados sistemas que no requieren de una portadora; por lo que incluir el proceso de modulación incrementaría el costo y complejidad de los sistemas. Por lo que es necesario contar con alternativas de pulsos que satisfagan el requerimiento de la máscara impuesto por la FCC.

Para pulsos gaussianos mayores de 5<sup>to</sup> orden se ajustan a -20 dB de ancho de banda dentro de las frecuencias de 3.1 - 10.6 Ghz para ciertos valores de  $\tau_0$  sin la necesidad de hacer alguna traslación en frecuencia, lo anterior permitiría que estos pulsos puedan utilizarse para sistemas de comunicaciones UWB en exteriores.

Como ejemplo del pulso que cumple con los requerimientos de la máscara de la FCC, se muestra en la figura 4(d) la densidad espectral del pulso gaussiano de 4<sup>to</sup> orden. Las figuras 4(a), 4(b) y 4(c) muestran las densidades espectrales de los pulsos gaussianos de 1<sup>er</sup>, 2<sup>do</sup> y 3<sup>er</sup> orden respectivamente, los cuales no cumplen con los requerimientos de la máscara de la FCC ya que como se puede observar en las figuras, quedan fuera de los límites de la máscara. En algunos intentos por hacer que éstos pulsos cumplan con los niveles de la máscara de la FCC y se ajusten para que la densidad espectral

de los pulsos quede dentro de la máscara, se encontró que si se comprime el espectro, ajustando el factor de escalamiento  $\tau_0=0.40, 0.50$ , provoca que la frecuencia central de los pulsos cambie, de tal manera que los pulsos tampoco cumplan con el requerimiento de la máscara [1].

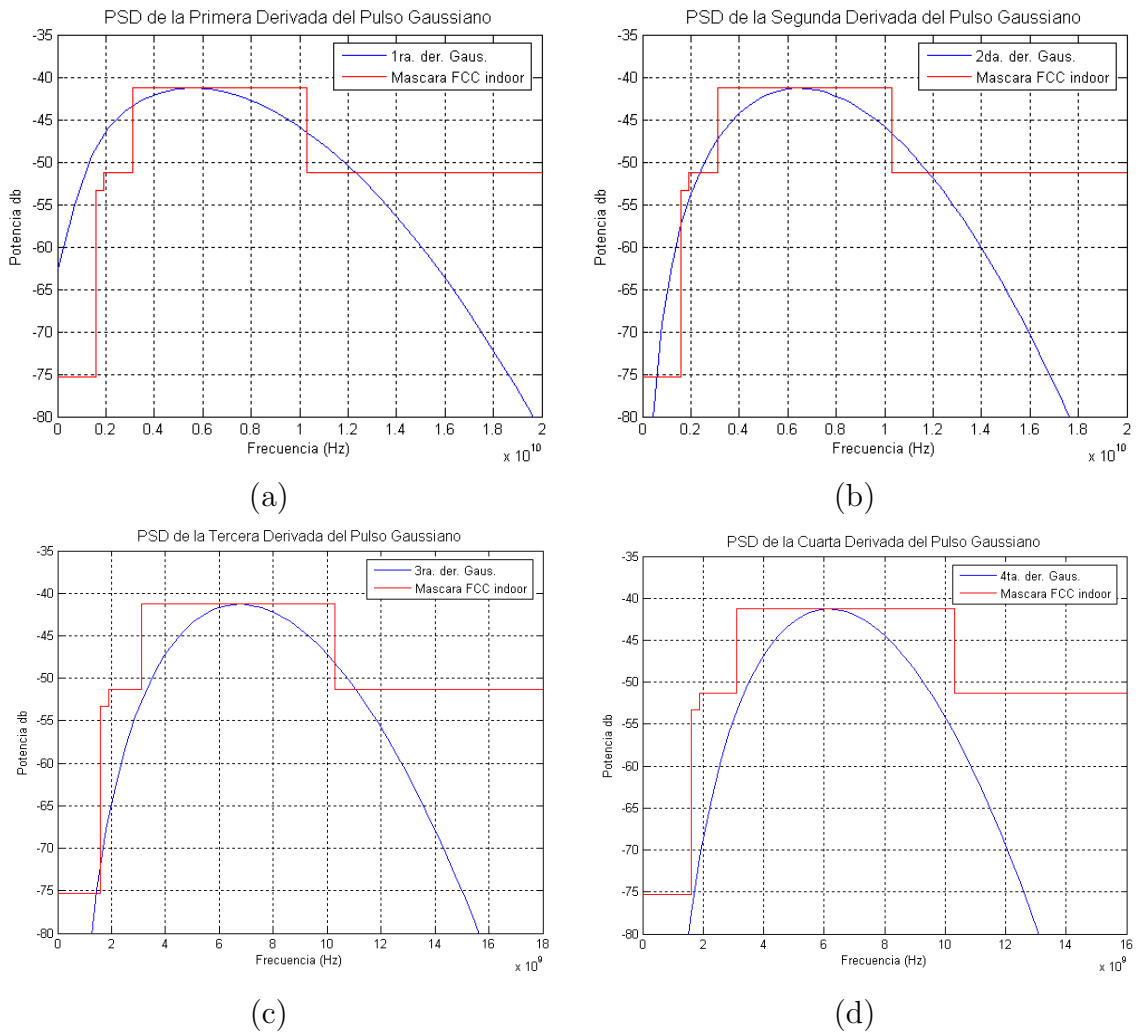


Figura 4: Densidad Espectral de Potencia de las distintas formas de pulso gaussiano, (a) Primera derivada, (b) Segunda derivada, (c) Tercera derivada, (d) Cuarta Derivada

### 2.1.2. Pulsos basados en los Polinomios de Hermite Modificados

Un conjunto de pulsos ortogonales propuestos para utilizarse en sistemas UWB son aquellos basados en los Polinomios de Hermite [10], sin embargo, estos pulsos tienen

el inconveniente de que no son ortogonales entre sí, por lo que es necesario hacer modificaciones a estos pulsos, de ahí el nombre de utilizar pulsos Hermite Modificados (HM). Las formas de los pulsos modificados están dados por:

$$h_m(t) = e^{(-\frac{t^2}{4})} h_{e_n}(t) \quad (2.6)$$

donde  $h_{e_n}(t)$  son los polinomios de Hermite dados por:

$$h_m(t) = (-1)^n e^{(\frac{t^2}{2})} \frac{d^n}{dt^n} \left( e^{-\frac{t^2}{2}} \right) \quad (2.7)$$

Y las Derivadas de los pulsos Hermite Modificados están dados por las siguientes expresiones:

$$hm1 = \left( \frac{t}{\tau_0} \right) e^{-\frac{(\frac{t}{\tau_0})^2}{4}} \quad (2.8)$$

$$hm2 = \left( \left( \frac{t}{\tau_0} \right)^2 - 1 \right) e^{-\frac{(\frac{t}{\tau_0})^2}{4}} \quad (2.9)$$

$$hm3 = \left( \left( \frac{t}{\tau_0} \right)^3 - 3 \left( \frac{t}{\tau_0} \right) \right) e^{-\frac{(\frac{t}{\tau_0})^2}{4}} \quad (2.10)$$

La figura 5 muestra las gráficas de los pulsos HM normalizados. Aquí el ancho de los pulsos es también casi el mismo para todos, 1.3 ns. La forma de los pulsos es más compleja a partir de la segunda derivada.

Analizando los PSD's de los pulsos HP de diferentes ordenes, se puede observar que los pulsos de ordenes par tienen componentes de DC. Además se requiere de un corrimiento de frecuencia para los pulsos de orden 1 y 2 para que cumplan con el requisito de la FCC como se muestra en las figuras 6(a) y 6(b). Los pulsos de orden mayores a 1 tienen múltiples lóbulos laterales que tienen que removerse utilizando filtros pasa-

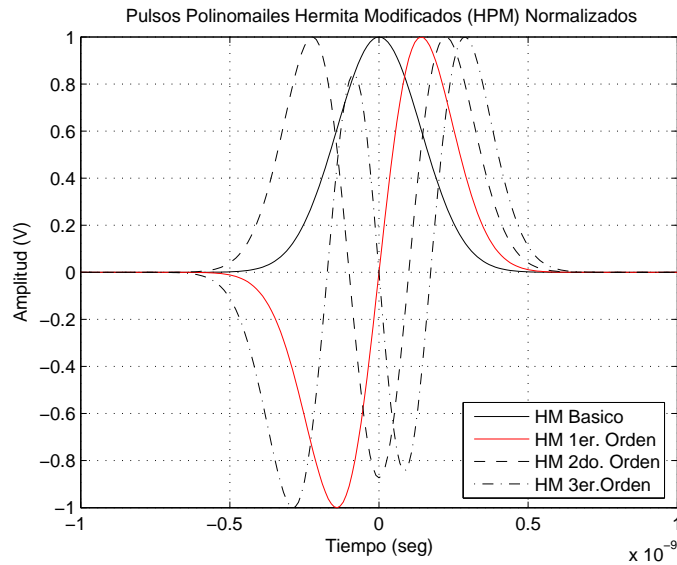


Figura 5: Pulsos Hermite Modificados

banda. Para lo anterior, es necesario implementar técnicas que permitan adaptar los pulsos HM a los requerimientos que impone la FCC, lo que incrementa la complejidad de su implementación.[1]

### 2.1.3. Pulsos Rayleigh

Hasta este momento los pulsos que se han analizado, tanto los de la familia de los gaussianos como los pulsos HM, violan las restricciones espectrales de la máscara de la FCC. Una de las características que deben cumplir los pulsos, si se desea una transmisión eficiente, es que no deben contener una componente de DC. Por ejemplo, en [11] los autores presentan la generación de pulsos expresados de manera numérica que requiere de altas tasas de muestreo (64Ghz), lo que generaría dificultades de implementación, y en [13] se presenta la generación de pulsos por medio de una combinación lineal de la diferenciación de pulso gaussianos. En ésta sección se presenta un algoritmo reciente que permite la generación de pulsos que satisfagan los requerimientos de la FCC, los pulsos Rayleigh, que a diferencia de otros que solo producen un solo pulso que cumple con los requerimientos de la máscara de la FCC, el nuevo algoritmo

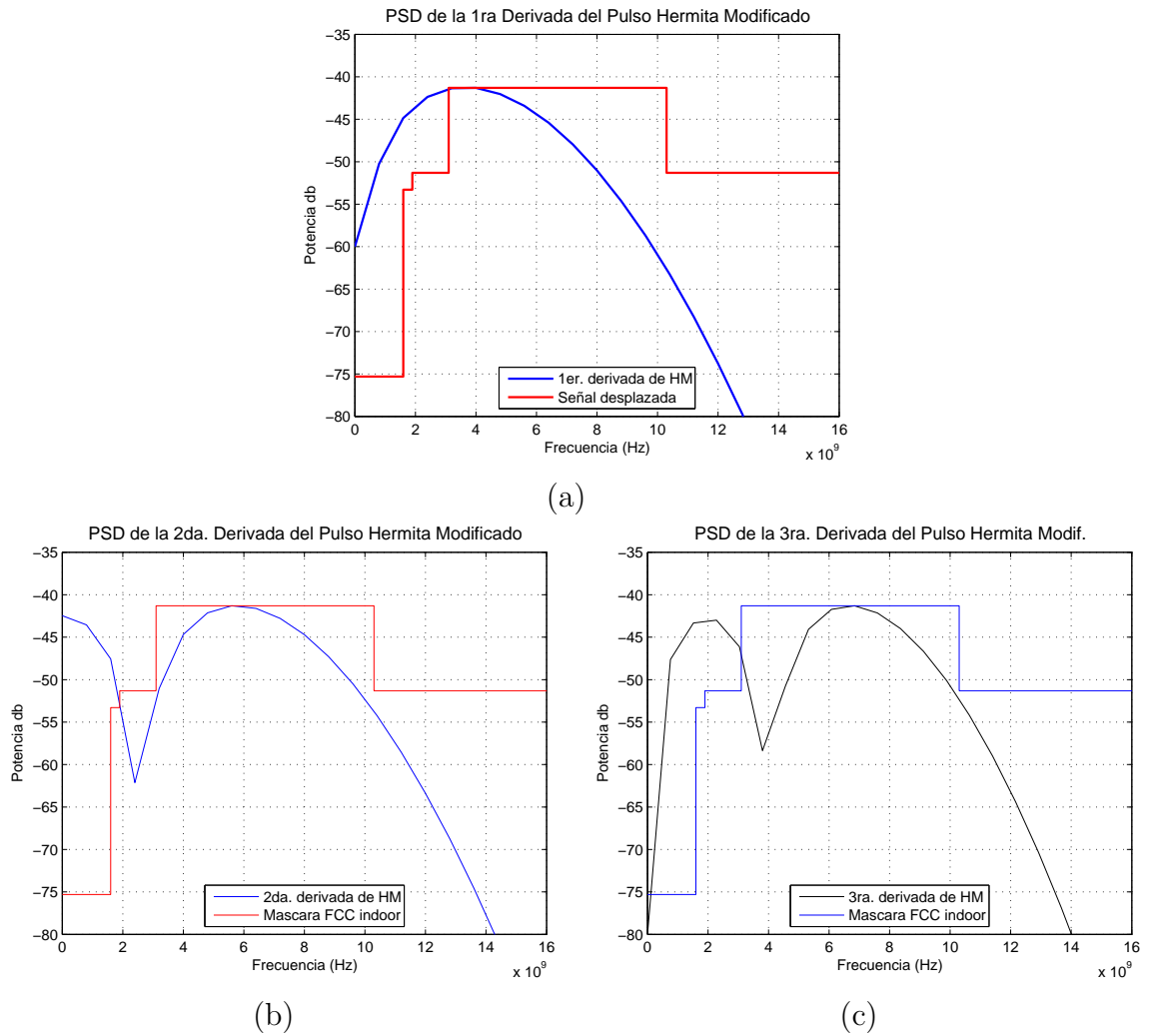


Figura 6: Densidad Espectral de Potencia del Pulso Hermite Modificado y sus distintas derivadas, (a) PSD de la Primera derivada, (b) PSD de la Segunda derivada, (c) PSD de la Tercera Derivada

puede manejar el diseño de una serie de pulsos que cumplen con dicho requerimiento[5].

La expresión que permite generar un Pulso Básico Rayleigh esta dado por:

$$x(t) = \frac{4\pi t}{\alpha^2} e^{-\frac{2\pi t^2}{\alpha^2}} \quad (2.11)$$

donde  $\alpha$  es el parámetro que permite obtener la forma del pulso.

Las Derivadas de los pulsos Rayleigh se establecen a continuación:

$$ray1 = \frac{4\pi}{\alpha^4} e^{-\frac{2\pi(\frac{t}{\tau_0})^2}{\alpha^2}} \left( \alpha^2 - 4\pi \left( \frac{t}{\tau_0} \right)^2 \right) \quad (2.12)$$

$$ray2 = \frac{-16\pi^2(\frac{t}{\tau_0})}{\alpha^6} e^{-\frac{2\pi(\frac{t}{\tau_0})^2}{\alpha^2}} \left( 3\alpha^2 - 4\pi \left( \frac{t}{\tau_0} \right)^2 \right) \quad (2.13)$$

$$ray3 = \frac{-16\pi^2}{\alpha^8} e^{-\frac{2\pi(\frac{t}{\tau_0})^2}{\alpha^2}} \left( 3\alpha^4 - 24\pi \left( \frac{t}{\tau_0} \right)^2 \alpha^2 + 16\pi^2 \left( \frac{t}{\tau_0} \right)^4 \right) \quad (2.14)$$

$$ray4 = \frac{64\pi^3 \frac{t}{\tau_0}}{\alpha^{10}} e^{-\frac{2\pi(\frac{t}{\tau_0})^2}{\alpha^2}} \left( 15\alpha^4 - 40\pi \left( \frac{t}{\tau_0} \right)^2 \alpha^2 + 16\pi^2 \left( \frac{t}{\tau_0} \right)^4 \right) \quad (2.15)$$

Sin embargo, se puede obtener la  $n$  - esima derivada de los pulsos Rayleigh en forma recursiva por:

$$x^n(t) = -\frac{4\pi t}{\alpha^2} X^{(n-1)}(t) - \frac{4\pi n}{\alpha^2} X^{(n-2)}(t) \quad (2.16)$$

donde  $n$  es el orden de la diferenciación. La amplitud espectral de la  $n$  - esima derivada del pulso esta dado por:

$$|X_n(f)| = \frac{\sqrt{2\alpha}}{2} (2\pi f)^{(n-1)} e^{-\frac{(f\alpha\sqrt{\pi})^2}{2}} \quad (2.17)$$

De acuerdo con la ecuación 2.17, la selección de  $\alpha$  y  $n$  son determinantes para obtener una densidad espectral adecuada de los pulsos. El objetivo es encontrar uno o varios pulsos que satisfagan los requerimientos de la máscara de la FCC, lo anterior se logra seleccionando el orden de la derivada y el factor  $\alpha$  adecuados.

Para encontrar los valores de  $\alpha$  , es necesario encontrar la frecuencia,  $f_M$ , donde se tiene la máxima amplitud, lo anterior se logra diferenciando la ecuación 2.18 y se

determina por:

$$f_M = \frac{\sqrt{n+1}}{\alpha\sqrt{\pi}} \quad (2.18)$$

la ecuación 2.18 muestra que la derivada de los pulsos Rayleigh de orden superior se caracterizan por amplitudes pico de alta frecuencia. La FCC asignó una banda de frecuencia entre 3.1 y 10.6 GHz para sistemas UWB. Por lo que dichos picos de frecuencia de los pulsos deben estar en el rango de  $3.1 \text{ GHz} < f_M < 10.6 \text{ GHz}$ .

Para diferentes ordenes de diferenciación  $n$ , el valor de  $\alpha$  debe satisfacer la siguiente desigualdad:

$$\frac{\sqrt{n+1}}{10,6\sqrt{\pi}} < \alpha < \frac{\sqrt{n+1}}{3,1\sqrt{\pi}} \quad (2.19)$$

la ecuación 2.19 permite determinar el valor de  $\alpha$  para diferentes valores de  $n$ . Además, se debe notar que la máscara espectral de la FCC contiene 10 esquinas por los cuales cualquier pulso debe pasar por ellos o estar por debajo de 4 puntos de frecuencias principales a 1.61, 1.99, 3.1 y 10.6 GHz. Por lo que se puede determinar el valor mínimo de  $n$  y el rango de valores de  $\alpha$  que logren que el pulso cumpla con la máscara de la FCC.

En los resultados se encontró que el mínimo orden de diferenciación es de  $n = 4$  para interiores y de  $n = 6$  para exteriores, con valores de  $\alpha = 0.1810$  y  $\alpha = 0.2288$  respectivamente. El cuadro 2.1, muestra los valores de  $\alpha$  para los diferentes órdenes de diferenciación de los pulsos rayleigh que satisfacen los límites de la máscara de la FCC.

En la figura 7 se presentan los pulsos normalizados con respecto al tiempo. Todas tienen aproximadamente el mismo ancho del pulso (0.5 ns) y su forma se hace más compleja a partir de la 2da. Derivada.

Los PSD's se muestran en la figura 8, y donde se puede notar que aunque las primeras tres derivadas no satisfacen el requerimiento de la FCC, están más cercanas a

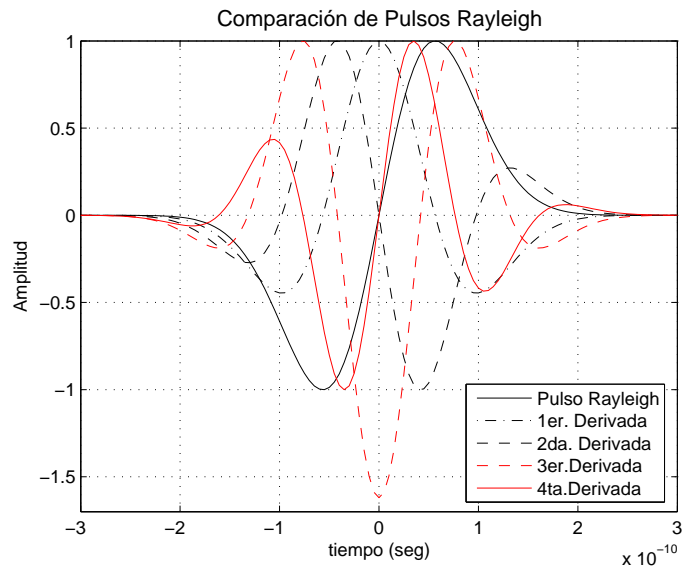


Figura 7: Pulsos Rayleigh

cumplirlos, comparadas con las PSD's de los pulsos Gaussianos ó HM, como se puede apreciar en las figuras 8(a), 8(b), y 8(c). La PSD para  $n = 4$  se muestra en la figura 8(d). Para valores de  $\alpha$  entre 0.181 y 0.226 ns, la PSD de cuarto orden cumple con los requerimientos de la máscara de la FCC. Si se desea mantener un ancho de banda lo más ancho posible, es conveniente seleccionar el mínimo orden de diferenciación y el mínimo valor de  $\alpha$ . La duración del pulso Rayleigh de cuarto orden se observa en la figura 7 donde la duración del pulso es de 0.5 ns.

## 2.2. Conclusiones

Los pulsos y sus respectivas derivadas mostradas en este capítulo, se obtuvieron de manera analítica junto con la densidad espectral de potencia de cada uno de ellos y se compararon contra la submáscara establecida por la FCC. Esta comparación de las PSD's con la submáscara, permite determinar cuales de los distintos pulsos cumplen con el requerimiento impuesto por la FCC. Como conclusión se determinó que la 4ta. Derivada del pulso gaussiano y la 4ta. Derivada del pulso Rayleigh son los pulsos que mejor satisfacen los requerimientos de la submáscara de la FCC; la tercer derivada del pulso gaussiano y la 2da. y tercera derivada del pulso Rayleigh están muy cercanas a

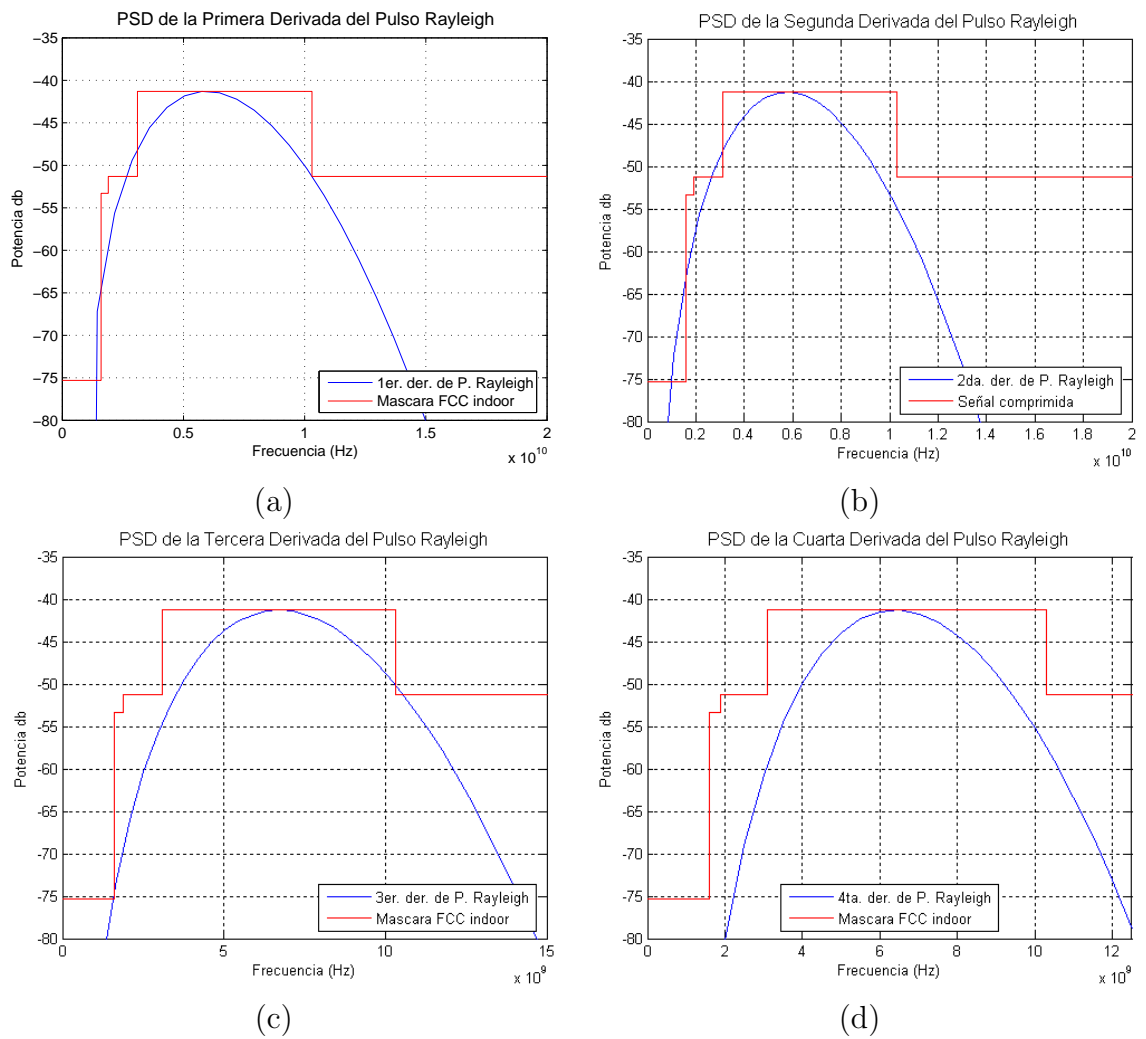


Figura 8: Densidad Espectral de Potencia de las distintas formas de pulso Rayleigh, (a) Primera derivada, (b) Segunda derivada, (c) Tercera derivada, (d) Cuarta Derivada

cumplirla siempre y cuando se aplique algún esquema de modulación para desplazar la PSD, o una compresión del ancho del espectro.

Orden de Diferen- ciación $n$	$\alpha$ para interiores (ns)	$\alpha$ para exteriores (ns)
1	Valores de $\alpha$ donde los pulsos no cumplen los requerimientos	Para estos valores de $\alpha$ los pulsos no cumplen con los requerimientos de la máscara
2		
3		
4	0.1810	
5	0.1914	
6	0.2018	0.2288
7	0.2115	0.2375
8	0.2217	0.2467
9	0.2293	0.2553

Cuadro 2.1: Valores de  $\alpha$  para los pulsos Rayleigh que satisfacen los límites de la máscara de la FCC

# Capítulo 3

## Análisis de las Técnicas de Modulación de Pulsos

La forma más común y tradicional de transmitir señales UWB es radiando pulsos de muy poca duración en tiempo. Esta técnica de transmisión recibe el nombre de Impulso Radio (IR). Sin embargo, un pulso por si solo no representa información alguna, por lo que, para lograr una comunicación es necesario utilizar una secuencia larga de pulsos denominada "tren de pulsos" y después modularlos utilizando los datos de la información a transmitir. La forma por la cual los datos de información modulan estos pulsos es por medio de algún método básico de modulación, tales como; Modulación por Posición de pulsos (PPM), Modulación Bifásica, Modulación ON-OFF (OOK), Modulación por Amplitud de Pulso (PAM), entre otras [14]. La selección del esquema de modulación influye directamente sobre algunos parámetros de diseño de los sistemas UWB, por ejemplo, la velocidad de transmisión, la inmunidad al ruido e interferencia, y en las características espectrales de la señal transmitida.

En este capítulo, se presentan la operación y análisis de las técnicas de modulación OOK, Bi-Fásica y PPM, empleadas en los sistemas UWB, además se discuten las ventajas y retos que presentan cada una de estas técnicas. Los pulsos que se utilizan en este capítulo, son aquellos que se caracterizaron en el capítulo anterior y que como resultado cumplen con las restricciones de la máscara impuestos por la FCC.

### 3.1. Generación del Tren de Pulsos

Un tren de pulsos consiste de una serie ó secuencia de pulsos separados por un tiempo constante. Se pueden utilizar códigos pseudoaleatorios para la codificación de canal para agregar un desplazamiento en el tiempo a cada pulso. Cada pulso se transforma en picos de energía colocados a ciertos intervalos de frecuencia, por lo que la potencia se esparce en el dominio de la frecuencia. Al desplazar cada pulso en el dominio del tiempo, lo que se consigue es que estos aparezcan como un ruido blanco de fondo hacia los usuarios con diferente código pseudoaleatorio. El código PN puede utilizarse para eliminar los picos de energía que podrían interferir con sistemas convencionales de RF de corto alcance, en caso de que los pulsos se colocaran a espacios uniformes en el dominio del tiempo.

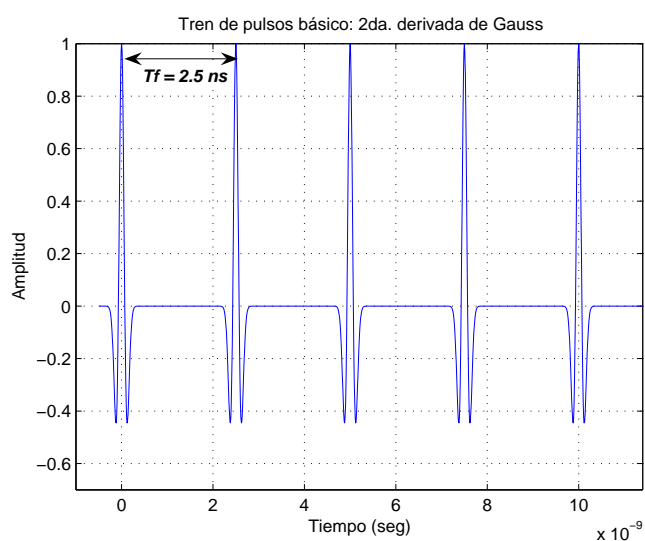
De forma general un tren de pulsos sin modular  $s(t)$  se representa por medio de la siguiente expresión:

$$s(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} p(t - nT) \quad (3.1)$$

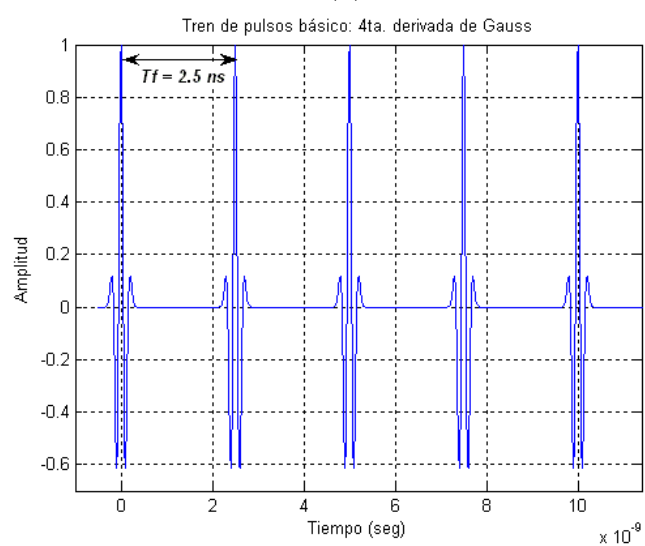
Donde:

$T$  es el período ó intervalo de separación de pulsos y  $p(t)$  es el pulso base.

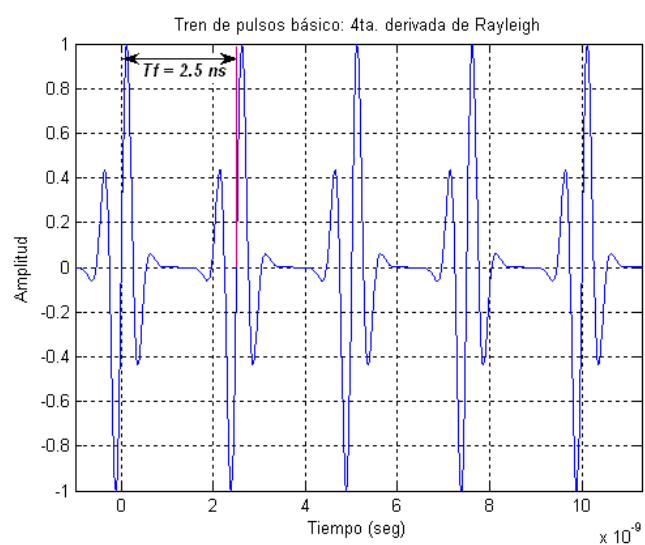
Las figuras 9a, b y c muestran un tren de 5 pulsos normalizados a la unidad y separados uniformemente un tiempo de trama (frame time) de 2.5 ns. En base a los resultados del capítulo 2, los pulsos que se utilizaron en este y capítulos posteriores corresponden a la 2da. y 4ta. derivadas del pulso Gaussiano y a la 4ta. Derivada del pulso Rayleigh.



(a)



(b)



(c)

Figura 9: Generación de Tren de 5 pulsos sin modular, (a) 2da. derivada gaussiana, (b) 4ta. derivada gaussiana, (c) 4ta. derivada de Rayleigh

## 3.2. Métodos de Modulación

### 3.2.1. Modulación Bi-Fásica (BPSK)

En la modulación Bi-Fásica, la polaridad de los pulsos cambia con el fin de representar bits de datos digitales. Por ejemplo, un pulso con polaridad positiva representa un bit digital de valor igual a 1, mientras que un pulso con polaridad negativa corresponderá a un bit de valor igual a cero.

El modelo general de un tren de pulsos,  $s(t)$ , modulado con esta técnica se puede expresar de la siguiente manera:

$$s(t) = \sum_{k=0}^{Ns-1} p(t - kT_f)\delta_i \quad (3.2)$$

donde  $Ns$  es el número máximo de bits transmitidos,  $p(t)$  es el pulso UWB,  $\delta_i \in [1,-1]$  representa el  $m$ -ésimo bit de datos, y  $T_f$  es el periodo de repetición del pulso. Los pulsos modulados por esta técnica pueden detectarse o recuperarse utilizando técnicas tales como; Matched filter o con detección de energía.

Este tipo de esquema de modulación es menos susceptible a la distorsión debido a la diferencia de amplitud entre los dos niveles de pulsos, ya que nos da como resultado dos veces la amplitud del pulso. Otra ventaja de esta modulación es que el cambio en la polaridad puede eliminar líneas espectrales discretas en la PSD del pulso, ya que al cambiar la polaridad de los pulsos produce una cero corriente directa. Sin embargo, este esquema de modulación resulta de mayor complejidad al momento de implementarlo en el transmisor, ya que se requiere de un transmisor para generar pulsos positivos y otro transmisor para generar los pulsos negativos, por lo que es necesario contar con una sincronía muy precisa entre los dos transmisores.

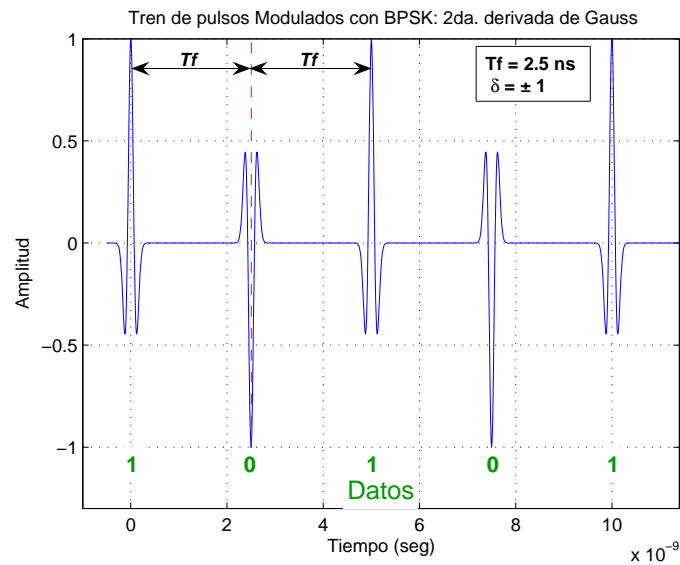


Figura 10: Tren de 5 pulsos con modulación BPSK utilizando los pulsos de la 2da. Derivada Gaussiana

La figura 10 muestra un tren de 5 pulsos modulados mediante la técnica Bi-Física BPSK y donde podemos observar lo siguiente:

- El pulso utilizado es la 2da. Derivada del pulso Gaussiano
- La separación de pulsos ó  $T_f$  es de 2.5 ns.
- Los pulsos están normalizados a la unidad
- Los pulsos positivos representan el dato binario 1
- Los pulsos negativos representan el dato binario 0.

La figura 11 muestra el tren de 5 pulsos modulados mediante BPSK utilizando los pulsos de la 4ta. derivada del pulso Gaussiano y la figura 12 muestra el tren de 5 pulsos modulados mediante BPSK utilizando los pulsos de la 4ta. derivada de Rayleigh, donde el comportamiento y funcionamiento son idénticas a las de la figura 10 y la diferencia es el ancho del pulso.

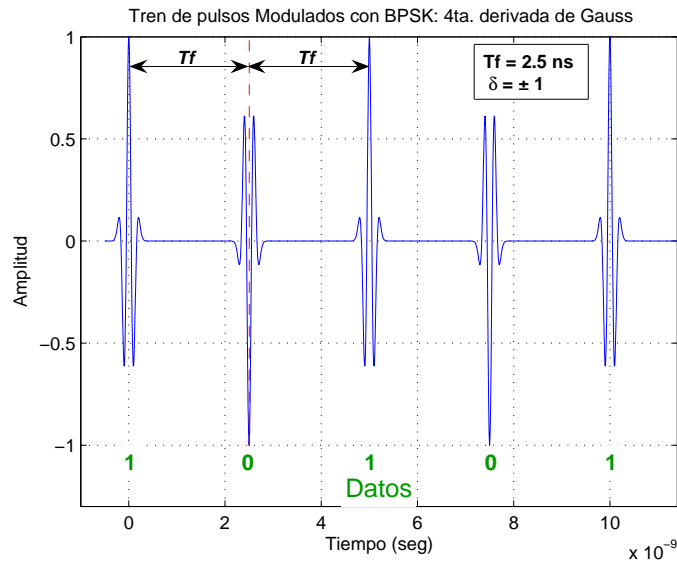


Figura 11: Tren de 5 pulsos con modulación BPSK utilizando los pulsos de la 4ta. Derivada Gaussiana

### 3.2.2. Modulación On-Off Keying (OOK)

La modulación ON-OFF Keying (OOK) para sistemas UWB, es la forma más simple de modular pulsos, consiste en la presencia de un pulso (ON) para representar un bit igual a 1 y la ausencia del pulso (OFF) para representar un cero binario.

El modelo general de un tren de pulsos,  $s(t)$ , modulado con esta técnica se puede expresar de la siguiente manera:

$$s(t) = \sum_{k=0}^{N_s-1} p(t - kT_f)\delta_i \quad (3.3)$$

donde  $N_s$  es el número máximo de bits transmitidos,  $p(t)$  es el pulso UWB,  $\delta_i \in [0,1]$  representa el  $i$ -ésimo bit de datos, y  $T_f$  es el periodo de repetición del pulso.

La técnica OOK es un caso particular de una modulación por amplitud de pulsos (PAM), y su principal ventaja radica en su simplicidad e implementación a bajo costo. Para el transmisor OOK se requiere de un conmutador de RF, que se encienda o se apague según la representación del dato a transmitir. De esta forma, permite que el modulador OOK permanezca apagado mientras transmite un bit cero y por tanto se

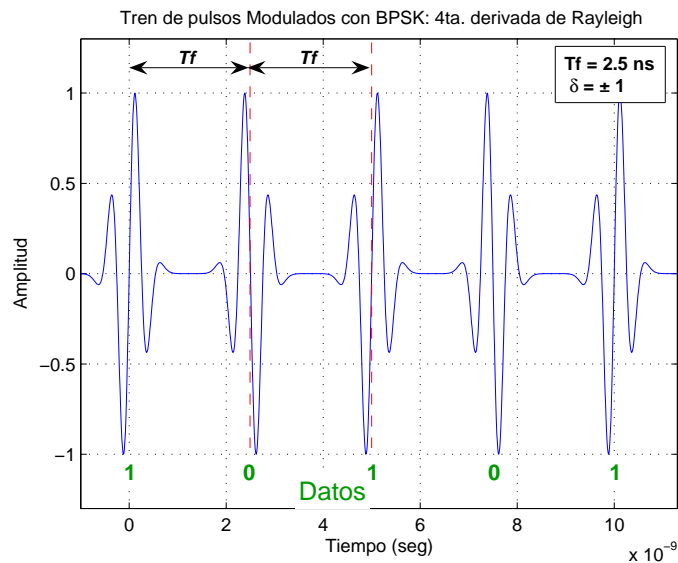


Figura 12: Tren de 5 pulsos con modulación BPSK utilizando los pulsos de la 4ta. Derivada Rayleigh

ahorre energía. La detección de los pulsos transmitidos con esta técnica se realiza con un detector de energía no coherente.

A pesar de la simplicidad del transmisor OOK, presenta varias desventajas para utilizarse en sistemas UWB, ya que es sensible al ruido e interferencia, una señal no deseada puede detectarse como un bit 1 falso. Por lo anterior, la técnica OOK no es un esquema popular para una comunicación de acceso múltiple. Además, que el proceso de sincronización se convierte en proceso difícil de implementar, sobretodo si el tren de datos a transmitir consiste de una serie de ceros continuos.

La gráfica 13 muestra un tren de 5 datos binarios representados por pulsos modulados mediante OOK y donde podemos observar lo siguiente:

- El pulso utilizado es la 2da. Derivada del pulsos Gaussiano
- La separación de pulsos ó  $T_f$  es de 2.5 ns.
- La presencia de pulso representa el dato binario 1
- La ausencia de pulso representa el dato binario 0.

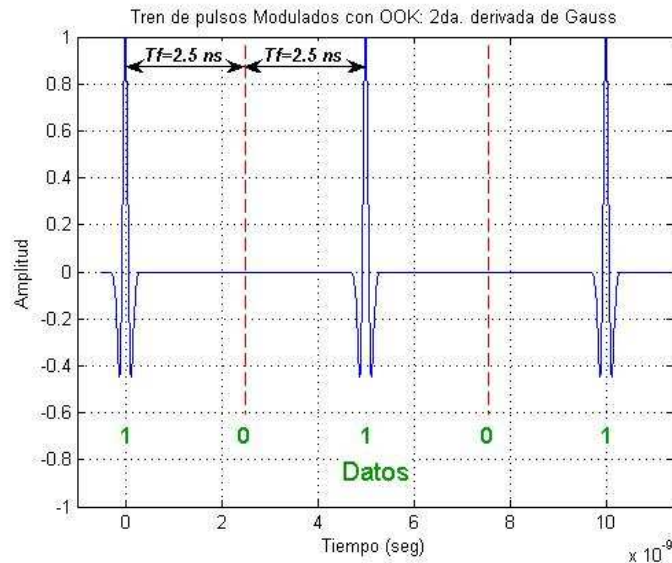


Figura 13: Tren de pulsos modulados mediante OOK utilizando la 2da, derivada Gaussiana

De la misma forma se presentan la modulación OOK para la cuarta derivada gaussiana en la figura 14 y para la cuarta derivada de Rayleigh en al figura 15

### 3.2.3. Modulación por Posición de Pulsos (PPM)

En el esquema de Modulación por Posición de Pulsos (PPM), las señales se codifican de manera pseudoaleatoria, tomando en cuenta la posición del pulso transmitido, se desplazan los pulsos en una ventana de tiempo pre-definida. Comparado con OOK y otras técnicas de modulación como PAM, las señales PPM presentan mayor inmunidad al ruido y a la detección falsa de bits. Lo anterior se debe a que la información reside en la ubicación en el tiempo de los flancos de los pulsos y no en los pulsos en sí mismos. Por ello se generan pulsos de corta duración y de igual amplitud en los cuales sólo es importante la posición de los mismos. En PPM, un bit cero se representa por la ausencia de desplazamiento con respecto a un punto de referencia específico y un bit igual a 1 se representa por un pulso que avanza al mismo punto de referencia, como se puede observar en la figura 16.

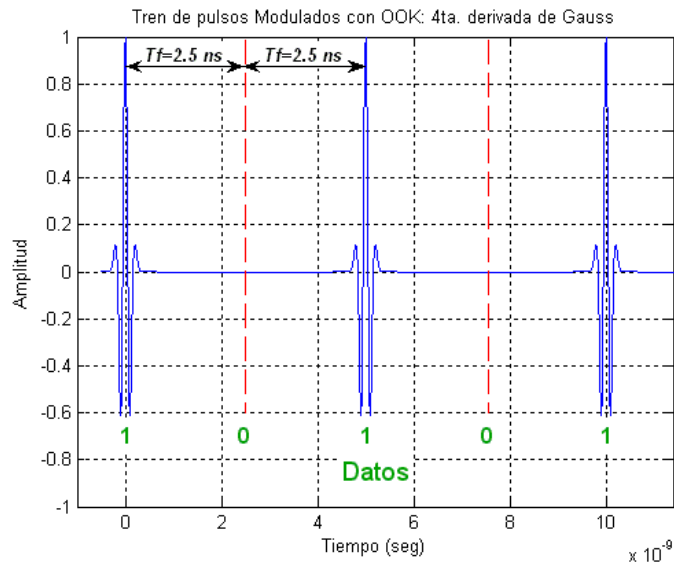


Figura 14: Tren de pulsos modulados mediante OOK utilizando la 4ta. derivada Gaussiana

El modelo general de un tren de pulsos,  $s(t)$ , modulado con esta técnica se puede expresar de la siguiente manera:

$$s(t) = \sum_{k=0}^{Ns-1} p(t - kT_f - b_m \delta) \quad (3.4)$$

donde:

$Ns$  es el número máximo de bits transmitidos

$p(t)$  es el pulso UWB

$k$  indexa cada pulso transmitido.

$T_f$  tiempo del frame o tiempo de repetición del pulso, es la ventana de tiempo permitido para cada pulso transmitido.

$\delta$  es el índice de modulación que proporciona el desplazamiento del pulso, que es igual a cero para el dato binario 1 y un valor determinado para el dato binario cero.

$b_m \in [0,1]$  representa el m-ésimo bit de datos.

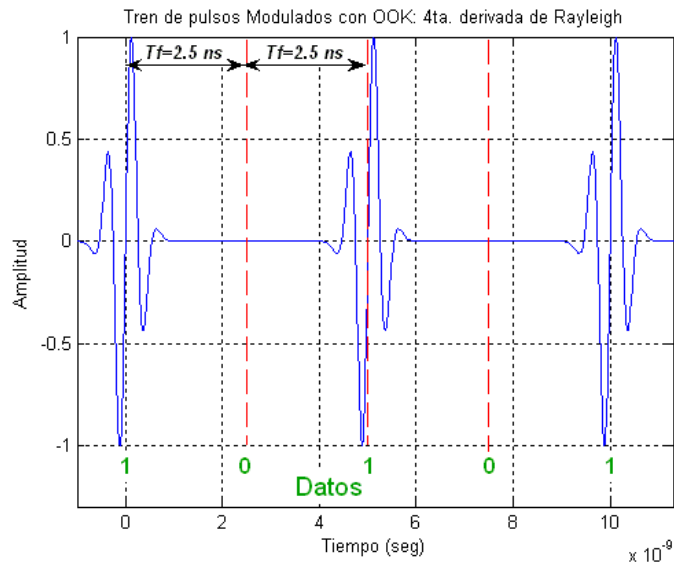


Figura 15: Tren de pulsos modulados mediante OOK utilizando la 4ta. derivada de Rayleigh

Las señales UWB moduladas por PPM son menos sensibles al ruido del canal, comparadas con aquellas moduladas por PAM. Sin embargo, las señales PPM son muy vulnerables a colisiones provocadas por el acceso múltiple al canal. Las señales PPM se demodulan y se recuperan utilizando la técnica de Classical Matched Filters (CMF), en el siguiente capítulo se explicará con mayor detalle esta técnica. Sin embargo existen ciertas desventajas al utilizar esta técnica de recuperación en el receptor, los detectores CMF trabajan en base a la correlación entre el pulso UWB recibido y un pulso predefinido en el receptor. Pero si se recibe un pulso UWB de poca energía debido a las imperfecciones del canal, puede distorsionarse a tal grado que no exista correlación con el pulso predefinido en el receptor. Por lo anterior, para lograr una detección confiable de los pulsos, se requiere de que la técnica CMF considere parámetros de estimación de canal, tales como; retardo, desvanecimientos, atenuación, entre otros.

La estimación de canal es un procedimiento muy estudiado en la literatura para los sistemas de comunicación de banda angosta, sin embargo para los sistemas UWB es un reto, ya que manejan pulsos extremadamente angostos. Otra desventaja de esta técnica

es que es muy sensible a la sincronización, ya que los bits se recuperan en base a su posición en el tiempo y cualquier problema de jitter que se presente podría degradar el desempeño del sistema. Por ejemplo, incertidumbres en el tiempo puede provocar errores de sincronización que dan como resultado un incremento en la Interferencia de Acceso Multiple. Además, el proceso de sincronización que se realiza antes del proceso de correlación, requiere de convertidores analógico-digital de muy alta velocidad (del orden de los GHz).

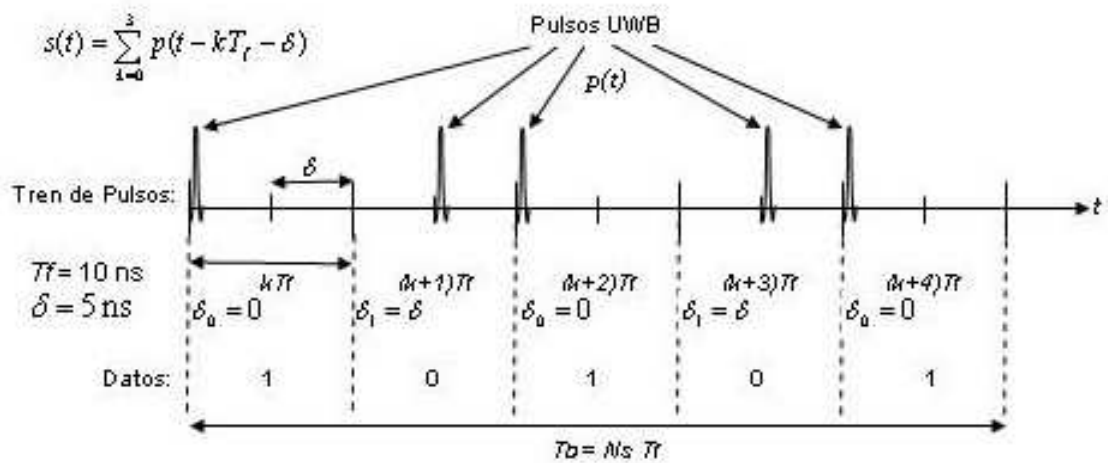


Figura 16: Representación Gráfica de la expresión matemática de la modulación PPM

En la figura 17 se resume de manera gráfica el tren de pulsos modulados por la técnica PPM donde se puede observar los siguiente:

- El pulso utilizado es la 2da. Derivada del pulsos Gaussiano
- La separación de pulsos ó  $T_f$  es de 2.5 ns.
- Los pulsos están normalizados a la unidad
- Cada pulso representa un dato binario ya sea 1 ó 0.
- El tiempo de desplazamiento del pulsos modulado  $\delta = 0.5 \text{ ns}$
- Los pulsos sin desplazamiento en tiempo representan el dato binario 1

- Los pulsos con desplazamiento en tiempo representan el dato binario 0.

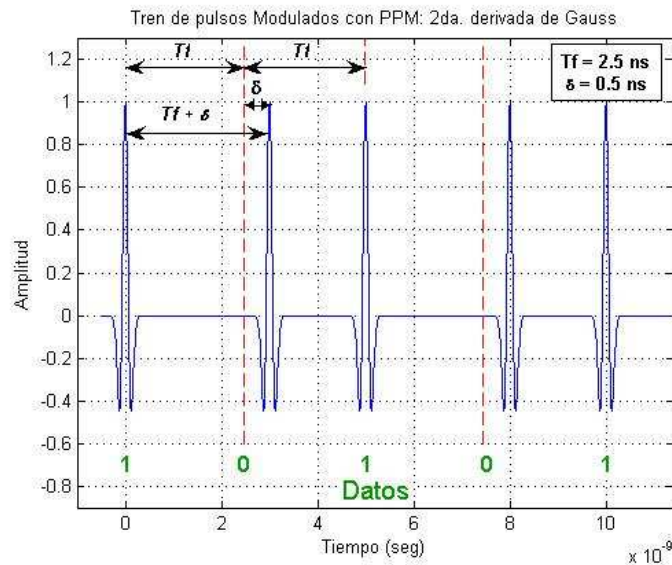


Figura 17: Tren de 5 pulsos modulados mediante PPM utilizando la 2da. Derivada gaussiana

De la misma forma se presentan la modulación PPM para la 4ta. derivada gaussiana en la figura 18 y para la 4ta. derivada de Rayleigh en la figura 19.

### 3.3. Conclusiones

Seleccionar el esquema de modulación apropiado es una decisión de diseño crítica para los sistemas de comunicación UWB. La modulación de los datos puede afectar directamente en el desempeño de los receptores bajo la influencia de algunas condiciones del canal, tales como: multiples trayectorias, acceso multiple, y algunas formas de interferencia. La selección apropiada del esquema de modulación también puede prevenir que un dispositivo UWB provoque interferencia sobre los sistemas de radio ya existentes. La velocidad de los datos puede afectarse dependiendo de la aplicación específica en donde se esté utilizando. En este capítulo se presentó una breve introducción de las técnicas de modulación utilizadas para sistemas UWB de un solo usuario.

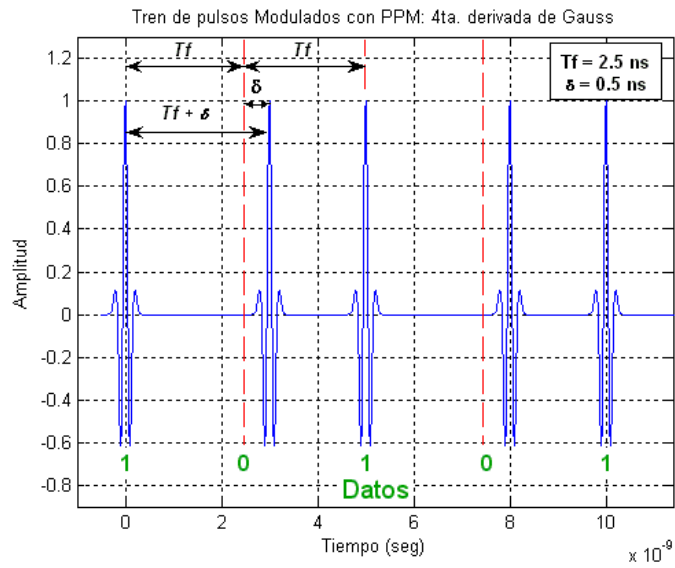


Figura 18: Tren de 5 pulsos modulados mediante PPM utilizando la 4ta. Derivada gaussiana

En el siguiente capitulo se abordan las técnicas de detección de pulsos para cada una de las técnicas de demodulación y se explicarán sus ventajas y desventajas.

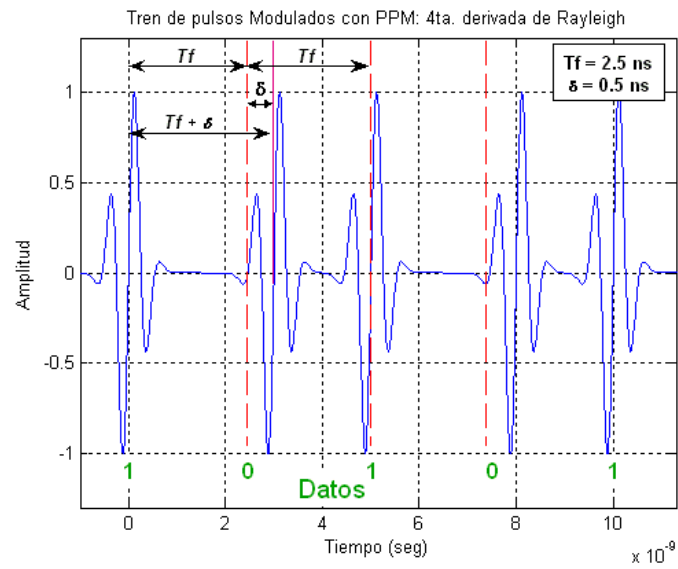


Figura 19: Tren de 5 pulsos modulados mediante PPM utilizando la 4ta. Derivada de Rayleigh

# Capítulo 4

## Evaluación de Pulsos Radio en un Sistema UWB

Los sistemas UWB que utilizan impulsos radio para transmitir su información no requieren realizar una conversión de frecuencia en el transmisor ni en el receptor, lo anterior permite reducir costo y tamaño de los dispositivos. Por lo tanto, para detectar los pulsos radio transmitidos es posible utilizar alguna de las dos técnicas básicas, por Detección de Energía (DE) o con Filtros Adaptivos Clasicos (Classical Matched Filter).

Un Detector de Energía es aquel receptor no-coherente que obtiene la energía de la señal recibida y la compara con un nivel de umbral para demodular los bits de datos. Un Filtro Adaptivo es un sistema lineal invariante cuya función principal es detectar la presencia de una señal conocida, o de referencia, en la señal recibida. En este capítulo se presenta un análisis de ambas técnicas de detección de pulsos, además se evalúa el desempeño de un sistema UWB tomando en cuentas los pulsos presentados en el capítulo 2 y las técnicas de modulación presentados en el capítulo 3.

### 4.1. Receptores No-Coherentes

#### 4.1.1. Detector de Energía (DE)

Los detectores de energía (DE) son receptores no-coherentes y de baja complejidad al momento de implementarse en sistemas UWB, son considerados del tipo de detec-

tores de autocorrelación (AC). Su característica principal es que detectan la energía de una señal comparandola con un nivel de umbral para demodular los bits de datos recibidos. Este tipo de detectores se han estudiado con mayor detalle en [15]-[18]. Los DE se componen principalmente de un dispositivo mezclador (squaring device), cuya función es elevar al cuadrado la señal recibida, un integrador finito y un comparador de nivel de umbral. Cuando existe alguna señal presente en el receptor, el detector calcula la energía de la señal recibida y la compara con un nivel de umbral, si la señal resultante sobrepasa este nivel de umbral entonces, los datos demodulados se consideraran como un dato binario igual 1. Análogamente, si el nivel de energía resultante no sobrepasa ese nivel de umbral entonces el dato recibido se considera como un cero binario.

Una de las ventajas de este tipo de detectores es que, al utilizar la misma señal recibida para realizar la correlación de señales, no requieren realizar una estimación del canal ni reproducir una replica de la señal recibida, por lo anterior y desde el punto de vista de su implementación, no es necesario considerar un oscilador local ni circuitos de muestreo en el receptor. Las señales transmitidas bajo alguno de los esquemas de modulación OOK o PPM normalmente utilizan detectores de energía (DE) para la recuperación de la información. Para el caso de señales OOK, se requiere establecer un nivel de umbral óptimo que permita tomar la decisión si el bit demodulado es un 1 o un 0, sin embargo, el reto de diseñar detectores para este esquema de modulación, está relacionado con encontrar un valor de umbral óptimo, ya que las condiciones del canal y las estadísticas del ruido varían de un entorno de propagacion a otro. Una implementación óptima de este esquema de modulación-demodulación OOK, es utilizar un comparador de umbral adaptivo. Para el caso de cuando se utiliza PPM como esquema de modulación, el receptor requiere que la separación entre los bits transmitidos sea mayor que el máximo retardo del canal (Maximum Excess delay), esta condición provoca una reducción en la velocidad de trasmisión de los datos.

Los DE utilizan una sola señal de referencia para realizar la correlación y un banco de integradores que obtienen la energía de dicha correlación, una característica de estos de-

tectores, a diferencia de otros (ejemplo; Filtros adaptivos clásicos), es que no requieren implementar circuitos que retracen la señal transmitida (delay line) para efectuar la correlación. Desde el punto de vista de la implementación, el circuito que retrasa la señal se sustituye por un mezclador, el cual tiene como función elevar al cuadrado la señal recibida.

#### 4.1.2. Filtros Adaptivos Clásicos (Classical Matched Filters, CMF)

Este tipo de detectores basan su funcionamiento en el proceso de correlación para detectar una señal con presencia ruido aleatorio.

La correlación es una operación matemática que proporciona una medida de similitud entre dos señales. La idea básica de esa operación es la de multiplicar las dos formas de ondas a diferentes puntos en el tiempo y encontrar el área bajo la curva formada en cada punto. En un CMF, la señal recibida se correlaciona con una señal de referencia que corresponde a la señal transmitida. Si la señal recibida es similar a la señal de referencia, se obtienen valores altos de correlación por lo que es posible recuperar la señal de información, por el contrario, si se obtienen valores muy pequeños (casi cero) de correlación significa que existe poca correlación entre las dos señales. Es importante enfatizar, que este tipo de detectores presentan soluciones óptimas cuando se trata de detectar señales en presencia de ruido blanco aditivo gaussiano (AWGN), pero se vuelven poco eficientes cuando la señal transmitida se ve afectada por otras formas de ruido, tal es el caso, de interferencia de acceso múltiple (MAI) o interferencia de banda angosta (NBI), ya que no presentan características similares a las del ruido AWGN (densidad espectral de potencia constante, muestras no correladas en varios segmentos de tiempo).

A continuación se muestra la operación básica de un CMF. Asumimos que la señal recibida  $r(t)$ , está compuesta por la señal transmitida  $s(t)$  más ruido  $w(t)$ . La cor-

relación se lleva a cabo al multiplicar la señal  $r(t)$  con una señal de referencia idéntica a la señal transmitida  $s(t)$  y posteriormente se integra sobre un periodo de tiempo finito.

$$r(t) = s(t) + w(t) \quad (4.1)$$

$$s'(t) = \int_0^T [s(t) + w(t)] \bullet s(t) dt \quad (4.2)$$

$$s'(t) = \int_0^T s^2(t) dt + \int_0^T w(t)s(t) dt \quad (4.3)$$

se puede observar en la ecuación 4.3, que el primer término representa la energía de la señal,  $E_p$ , resultado de la correlación de la señal transmitida con la señal de referencia. El segundo término resulta de la correlación del ruido con la señal de referencia, en este caso puede ignorarse su valor, ya que presenta poca correlación entre ambas señales. Este tipo de detectores, al igual que los DE, no requieren de un oscilador local para recuperar la señal transmitida ni de una sección de estimación de canal.

## 4.2. Descripción del Modelo de Simulación

En esta sección se describirá el desempeño de un sistema UWB bajo condiciones de propagación en el espacio libre en un canal tipo AWGN.

El pulso transmitido se describe por la siguiente expresión:

$$P_{TX}(t) = \int_{-\infty}^t p(\xi) d\xi \quad (4.4)$$

y la señal recibida es  $p(t)+n(t)$  (ignorando atenuación y el retardo debido a la propagación). El efecto de la antena en el pulso transmitido se modela como la operación de diferenciación. El ruido  $n(t)$  se considera del AWGN con una densidad espectral de potencia igual a  $N_o/2$ .

El pulso UWB  $p(t)$  tiene una duración de  $T_p$  segundos y una energía igual a:

$$E_p = \int_{-\infty}^{\infty} |p(t)|^2 dt \quad (4.5)$$

la función de correlación de la señal  $p(t)$  normalizada está dada por:

$$\gamma_p(\tau) = \frac{1}{E_p} \int_{-\infty}^{\infty} p(t)p(t-\tau)dt > -1 \quad (4.6)$$

una vez que se conoce el efecto del canal en el pulso, se describe el efecto del canal sobre la señal de información. Las señales transmitidas son del tipo BPSK, OOK y PPM, cada una compuesta de un tren de  $Ns$  pulsos y descritas por las expresiones 3.2, 3.3, y 3.4 respectivamente.

Para analizar el desempeño de las señales PPM transmitidas sobre un canal AWGN, se describen a continuación las propiedades de correlación de las señales recibidas en el sistema. Considerando que en la ausencia de ruido, las señales PPM recibidas,  $\psi_j(t)$ , se componen de  $Ns$  pulsos con desplazamiento en el tiempo de la forma:

$$\psi_j(t) = \sum_{k=0}^{Ns-1} p(t - kT_f - B_m\delta) \quad (4.7)$$

Cada valor de  $\psi_j(t)$  representa la  $j$ -ésima señal en el tren de  $M$  pulsos, cada señal está completamente identificada por la secuencia de desplazamientos en el tiempo  $b_m\delta \in (0, \delta)$  (este valor de desplazamiento en el tiempo permite producir señales PPM igualmente correlacionadas). El valor  $b_m$  es un patrón de ceros o unos binarios que representan el  $j$ -ésimo ciclo de una secuencia  $m$  de longitud  $Ns$ . Se asume además que la duración del pulso satisface la relación  $T_p + \delta < T_f$ , donde  $T_f$  corresponde al valor de la duración del período de la trama. Cada señal  $\psi_j(t)$  tiene una duración  $T_s = Ns * T_f$  y una energía  $E_\psi = Ns * E_p$ .

El receptor para el caso de una señal transmitida con modulación OOK o PPM, se consideró un banco de filtros detectores de energía para las  $M$  señales  $\psi_j(t)$ ,  $j = 1, 2, \dots, M$ .

Se asume que el receptor está perfectamente sincronizado con el transmisor. Para evaluar la tasa de error en el bit (BER) se debe definir el pulso  $p(t)$  y el parametro  $\delta$  que define la señal en 4.7.

Se consideraron aquellos pulsos  $p(t)$ , que cumplen con los requerimientos de la máscara impuesta por la FCC para sistemas UWB. Para lo anterior, de cada pulso propuesto en el capítulo 2, se calculó el porcentaje de energía que se encuentra contenida dentro de los límites de la máscara, los pulsos que contaron con el mayor porcentaje de energía dentro de la máscara son los pulsos utilizados en la evaluación del desempeño del sistema UWB, los demás se descartaron del análisis. En la siguiente subsección se explica el procedimiento utilizado para realizar lo anterior.

#### 4.2.1. Cálculo de energía

En esta subsección se presenta la metodología utilizada para determinar el porcentaje de energía con que cada uno de los pulsos contribuye y que se encuentra dentro de los límites de la submáscara.

En el lado derecho de la figura 20 se muestra la densidad espectral de potencia (PSD) de la segunda derivada del pulso gaussiano, con respecto a los límites de la máscara impuesta por la FCC. Del lado izquierdo de la misma figura se muestra la gráfica del pulso en el dominio del tiempo. Se puede observar en la gráfica las leyendas  $AP$ , que representa el área bajo la curva de la PSD del pulso que se encuentra dentro de la submáscara,  $Am$  es el área bajo la curva de la submáscara; las áreas de la PSD del pulso que se encuentran fuera de los límites de la submáscara se representan por  $A1$ ,  $A2$  y  $A3$ , y  $Apsd$  es el área total de la PSD del pulso. Para determinar el área de la PSD del pulso que se encuentra dentro de la submáscara (ver figura 21), se considera la siguiente expresión:

$$Ap = Apsd - A1 - A2 - A3 \quad (4.8)$$



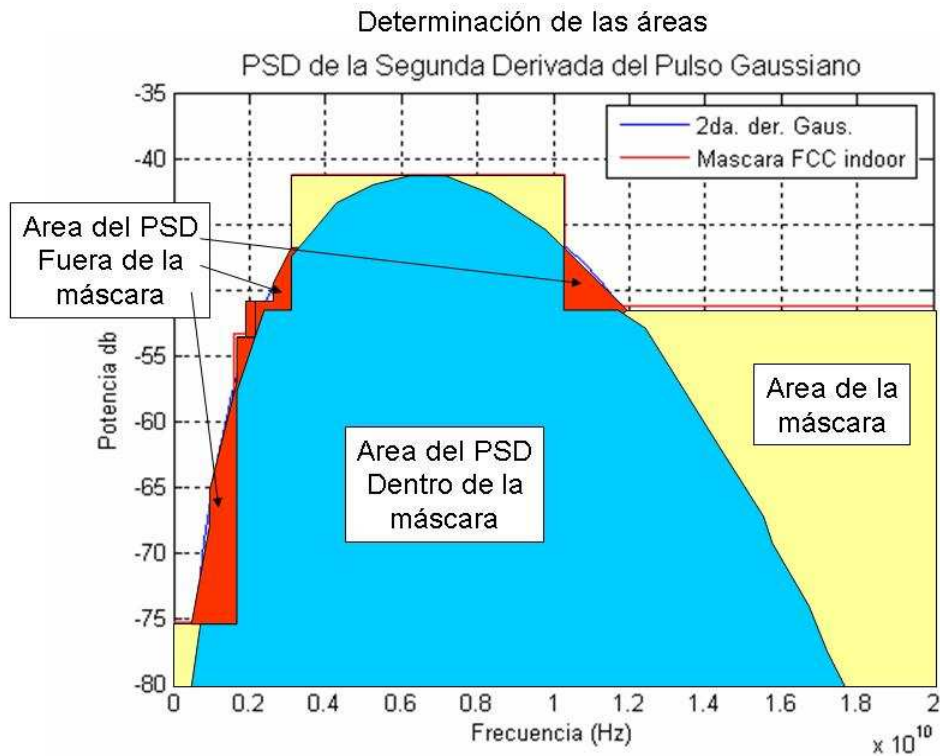


Figura 21: Determinación de las áreas

En el cuadro 4.1 se muestra un resumen del cálculo de energía de cada uno de los pulsos propuestos en esta tesis para utilizarse en un sistema UWB. De los resultados obtenidos se observa que el pulso que mantiene más energía dentro de la submáscara es la 2<sup>da</sup>. Derivada gaussiana con 65.5584 unidades, así como los pulsos de las 4<sup>ta</sup>. Derivadas gaussiana y de Rayleigh mantienen el 100 % de sus PSDs dentro de la submáscara.

Con esto los pulsos a analizar se reducen a tres: 2<sup>da</sup> Derivada gaussiana, 4<sup>ta</sup> Derivada gaussiana y 4<sup>ta</sup> Derivada de Rayleigh.

#### 4.2.2. Evaluación del desempeño de un sistema UWB

Para la evaluación del desempeño del sistema UWB se siguió el siguiente algoritmo de simulación;

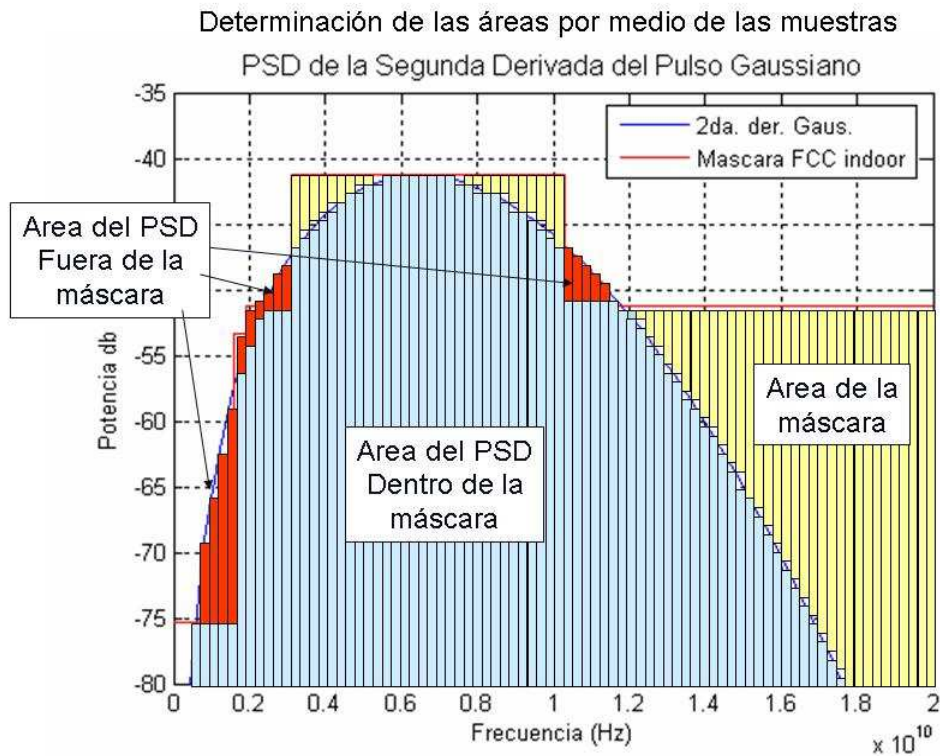


Figura 22: Determinación de las áreas por medio de muestras

1. Se genera un tren de datos binarios aleatorios  $M$ , con una cantidad de bits  $Ns$
2. Se selecciona el tipo de pulso UWB,  $p(t)$ , y la duración del pulso  $T_p$ , a utilizar para la transmisión de los datos binarios
3. Se modulan los pulsos  $p(t)$ , tomando en cuenta alguna de las técnicas vistas en el capítulo 3: OOK, BPSK y PPM
4. Se transmiten los pulsos sobre un canal AWGN, seleccionando el tiempo de trama  $T_f$ , y por tanto se calcula el tiempo de bit  $T_b = Ns * T_f$
5. Se detecta el tren de pulsos utilizando detectores de energía y se regeneran los datos binarios.
6. Se comparan los datos recibidos con los transmitidos y se calcula la cantidad de bits erróneos recibidos

Comparación de las Áreas bajo las curvas de la PSD de pulso Gaussiano con respecto a la submáscara de la FCC

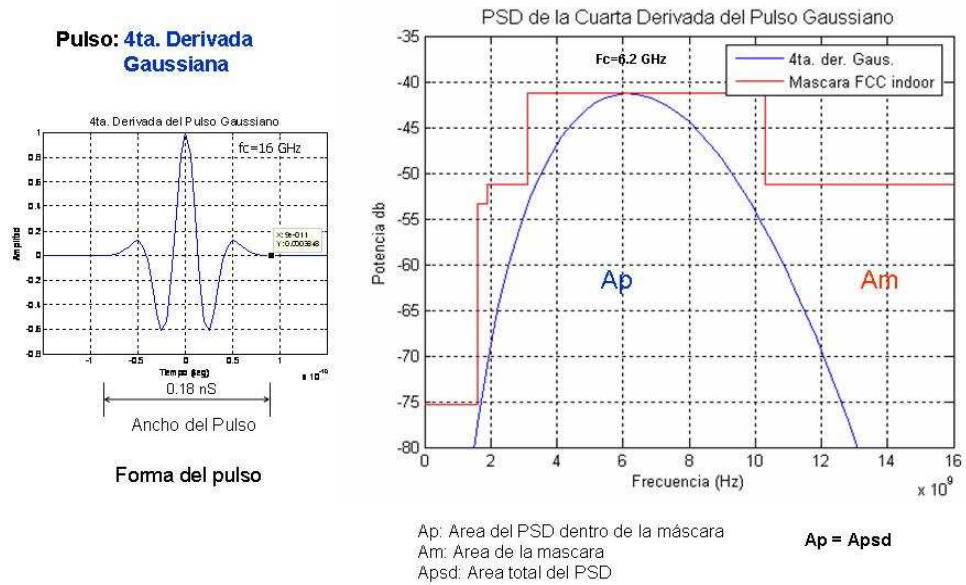


Figura 23: Comparación de las áreas bajo la curva entre el PSD de la 4ta. Derivada del pulso Gaussiano con respecto a la submáscara de la FCC

7. Se calcula el BER

El algoritmo anterior se implementó mediante la metodología de simulación Montecarlo. Este es un método muy flexible que se aplica a cualquier sistema para lo cual las operaciones de proceso de señal definidas por cada uno y cada bloque funcional en el diagrama a bloques del sistema son conocidos. El método es una probabilidad de obtener un resultado dentro de un experimento aleatorio que se replica varias [16]. Las simulaciones Montecarlo son implementaciones de un experimento estocástico (aleatorio) diseñado para estimar la probabilidad de que ocurra un evento particular, que es facilitado por el uso de dos contadores en el programa de simulación. El primer contador, que se conoce como contador de replicación, mide el número de repeticiones del experimento aleatorio y se incrementa por uno cada vez que el experimento aleatorio es repetido. El Segundo contador, conocido como contador de eventos, se incrementa en

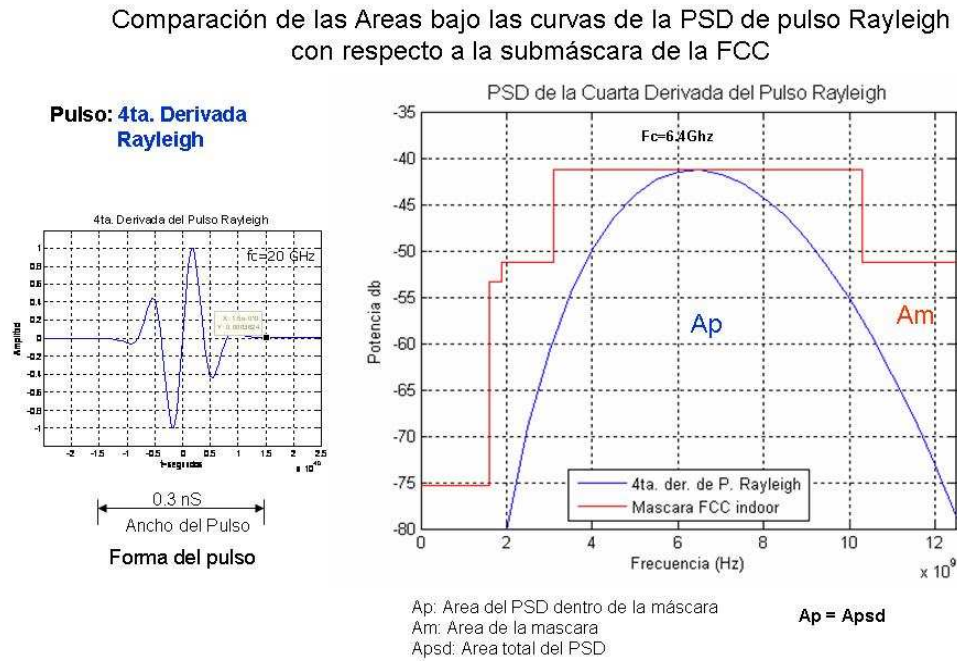


Figura 24: Comparación de las áreas bajo la curva entre el PSD de la 2da. Derivada del pulso Rayleigh con respecto a la submáscara de la FCC

uno cada vez que se observa el evento de interés. La frecuencia relativa o estimación de probabilidad del evento de interés es:  $p = R/N$  donde  $R$  y  $N$  representan los valores de los contadores de los eventos y replicaciones respectivamente al finalizar la simulación [16].

El método se aplica en el contexto de comunicaciones debido que se utiliza un canal de transmisión que puede estar expuesto al ruido, interferencia u otras perturbaciones aleatorias que pueden o no causar un error en el proceso transmisor - receptor.

La desventaja de este método es que el tiempo de simulación puede ser largo y en especial para sistemas I-UWB. Los muestreos excesivos consumen y gastan cantidades significantes de procesamiento y recursos del sistema, El sistema sin embargo, es ideal para simulaciones que involucran un pequeño número de bits o cuando es necesario investigar el funcionamiento transitorio del sistema.

Tipo de Pulso	2da. Gauss	4ta. Gauss	2da. Ray	4ta. Ray	1ra. HM	2da. HM
Área de la máscara	0.0063	0.0059	0.0068	0.0066	0.0077	0.0077
Área del PSD	0.0043	0.0028	0.0031	0.0026	0.0032	0.0032
Área izquierda del PSD	$6.33 \times 10^{-6}$	0	$1.67 \times 10^{-6}$	0	$2.57 \times 10^{-4}$	$7.57 \times 10^{-4}$
Área derecha del PSD	$8.31 \times 10^{-6}$	0	0	0	0	0
Área del PSD dentro de la máscara	0.0041	0.0028	0.0031	0.0026	0.0021	0.0030
% de Energía de la máscara	65.5584	47.0306	45.9513	38.954	26.953	38.5971
% del PSD utilizado	96.3745	100	98.738	100	63.9122	79.7236

Cuadro 4.1: Comparación de las áreas de los PSDs de diferentes pulsos UWB

### 4.3. Análisis de los resultados

Los parámetros utilizados para las simulaciones fueron los siguientes; se consideró un tiempo de trama  $T_f = 500$  ns y un cantidad de entre 1000 y 10,000 pulsos. Se consideró que el receptor es del tipo autocorrelacionador (detectores de energía), el umbral de decisión para que el detector considere un dato recibido como un 1 binario fue de 0.5, para cuando se utilizó PPM o de 1 cuando se utilizó OOK y BPSK. Se consideró que la sincronía entre transmisor y receptor es perfecta. El ruido que se agrega a cada pulso presenta una PSD igual a  $N_o/2$ , no se consideraron atenuaciones por múltiples trayectorias, por sombreado o por distancia. Para el caso de cuando se utilizó modulación PPM se consideró un retardo  $\delta$  igual a 0.15 ns. En este trabajo, la relación SNR se define como la relación  $E_b/N_o$ .

### 4.3.1. Modulación BPSK

Las simulaciones para este tipo de modulación se realizaron primero con el pulso de la 2<sup>da</sup>. Derivada Gaussiana por que es fácil de elaborar y es el que más se utiliza en análisis de UWB y para tomar un parámetro de resultados como referencia; se continuó la simulación con la 4<sup>ta</sup> Derivada de Rayleigh y finalmente con las 4<sup>ta</sup> Derivada Gaussiana.

La figura 25 muestra la grafica BER con respecto a la relación SNR de la modulación BPSK para diferentes trenes de pulsos de la 2<sup>da</sup>. Derivada gaussiana para diferentes valores de  $T_f$ . Se puede notar que todas las curvas de los trenes de 1,000 pulsos la tasa de error en el bit conforme aumenta el valor de SNR y no existe diferencia de cuando se utiliza un tren de bits formado por 10,000 pulsos. En la gráfica,  $Na$  es el número de pulsos ó bits y de acuerdo a la curva del tren mayor, el resultado obtenido es que para obtener un  $BER=10^{-3}$  se tiene que tener un  $SNR \geq 12.5$  db y para obtener un  $BER=10^{-4}$  se debe tener un  $SNR=15$  db, y estos resultados son iguales para cualquier pulso de 2<sup>da</sup>. Derivada gaussiana sin importar el  $T_f$  utilizado. El umbral de decisión en el receptor fue de 1 en comparación de la amplitud de los trenes de pulsos que fueron normalizados.

La figura 26 muestra las simulaciones de Modulación BPSK para diferentes trenes de pulsos de la 4<sup>ta</sup>. derivada Rayleigh con diferentes tamaños y valores de  $T_f$  y donde se puede notar también que las trayectorias de las curvas de los trenes de 1,000 y 2,000 pulsos siguen la misma trayectoria de la curva del tren de 10,000 pulsos. Aquí se puede observar que para un  $BER=10^{-3}$  se requiere una  $SNR=12$  db y para un  $BER=10^{-4}$  se requiere un  $SNR=15$ .

La figura 27 muestra las simulaciones de Modulación BPSK para diferentes trenes de pulsos de la 4<sup>ta</sup>. derivada de Gauss con diferentes tamaños y valores de  $T_f$  y donde

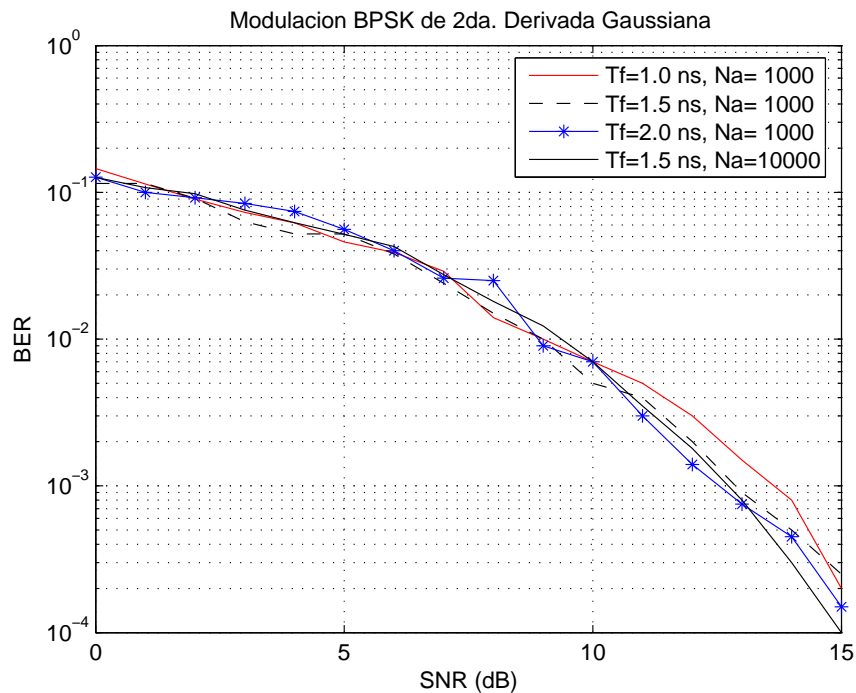


Figura 25: Modulación BPSK para trenes con pulsos de la 2da. Derivada Gaussiana y con diferentes valores de  $T_f$

se puede notar también que las trayectorias de las curvas de los trenes de 1,000 pulsos siguen la misma trayectoria de la curva del tren de 10,000 pulsos. Aquí se puede observar que para un  $BER=10^{-3}$  se requiere una  $SNR=12$  db y para un  $BER=10^{-4}$  se requiere un  $SNR=14$ .

La figura 28 muestra las simulaciones de modulación BPSK de los tres pulsos anteriores de tamaño de 10,000 pulsos y sus respectivos tiempos de  $T_f$  cada uno. Se puede observar que todas las curvas son similares en cuanto a trayectorias, pero la que utiliza los pulsos de la 4<sup>ta</sup>. Derivada de Gauss está más cerrada que las otras dos y llega al valor de  $BER=10^{-4}$  con un valor de  $SNR=14$  db, uno menor que las curvas de los otros pulsos.

De las gráficas anteriores se puede deducir que no importa el tipo de pulso y tiempos de frame  $T_f$  utilizados, las curvas tienen las mismas trayectorias y básicamente los

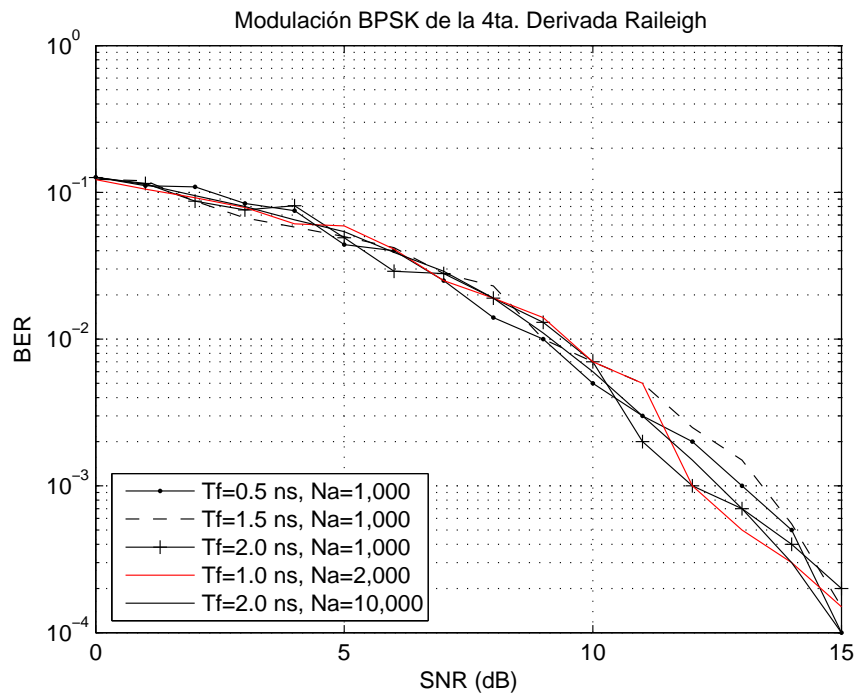


Figura 26: Modulación BPSK para trenes con pulsos de la 4ta. Derivada de Rayleigh y con diferentes valores de  $T_f$

mismos resultados de la relación de BER vs SNR, que para un BER de  $10^{-3}$  se requiere un SNR=12 db, y para un BER de  $10^{-4}$  se requiere un SNR  $\geq 14$ . Los cuadros 4.2 y 4.3 muestran un resumen de estas comparaciones.

### 4.3.2. Modulación OOK

De la misma forma que en la modulación BPSK, en este tipo de modulación también se utilizaron los mismos pulsos de la 2<sup>da</sup> y 4<sup>ta</sup> derivadas de Gauss, y 4<sup>ta</sup> derivada de Rayleigh. La figura 29 muestra las gráficas de simulación de la modulación OOK de trenes de 5,000 y 10,000 pulsos de la 2<sup>da</sup>. Derivada Gaussiana y con diferentes valores de  $T_f$ , donde se nota que todas las curvas tienen las mismas trayectorias y por lo tanto proporcionan el mismo resultado entre ellas. En la figura 29,  $N_a$  es el número de bits y las relaciones BER-SNR son de 12 db para  $10^{-3}$  y 14 db para  $10^{-4}$ .

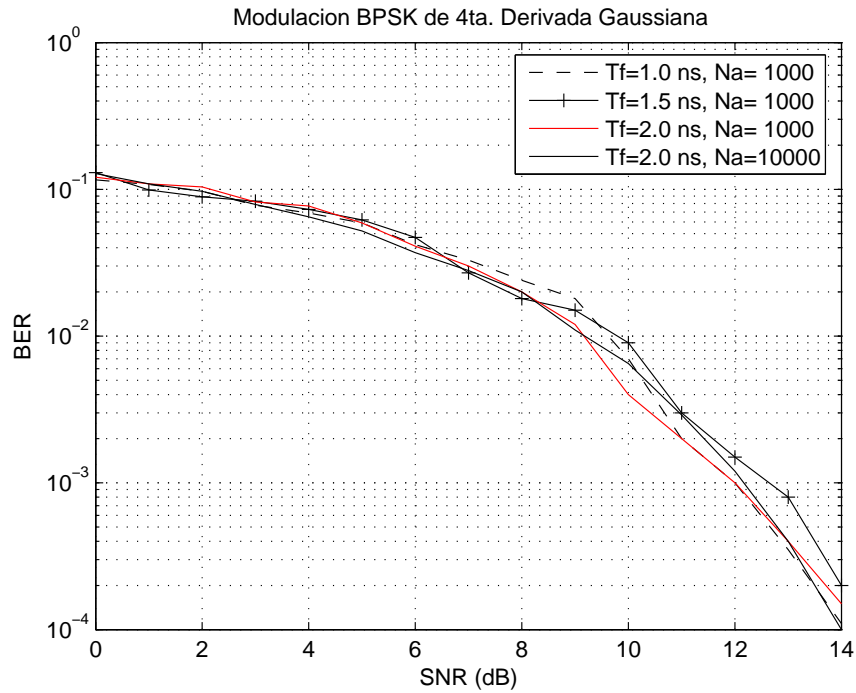


Figura 27: Modulación BPSK para trenes con pulsos de la 4ta. derivada de Gaussiana y con diferentes valores de  $T_f$

La figura 30 muestra las gráficas de simulación de la modulación OOK de varios trenes de pulsos de la 4<sup>ta</sup> Derivada Rayleigh de diferentes tamaños y valores de  $T_f$ , donde se nota que todas las curvas tienen las mismas trayectorias y por lo tanto el mismo resultado tomando como referencia el tren de 10,000 pulsos. En esta figura,  $N_a$  es el número de bits y las relaciones BER-SNR son de 12 db para  $10^{-3}$  y 14 db para  $10^{-4}$ .

La figura 31 muestra las gráficas de simulación de la modulación OOK de trenes de 1,000 y 10,000 pulsos de la 4<sup>ta</sup>. Derivada Gaussiana para diferentes valores de  $T_f$ , donde se nota que todas las curvas tienen las mismas trayectorias y por lo tanto el mismo resultado. En esta figura,  $N_a$  es el número de bits y las relaciones BER-SNR son de 13 db para  $10^{-3}$  y 15 db para  $10^{-4}$ , donde la primera relación es mayor que la de los pulsos anteriores. Los cuadros 4.2 y 4.3 muestran un resumen de estas comparaciones.

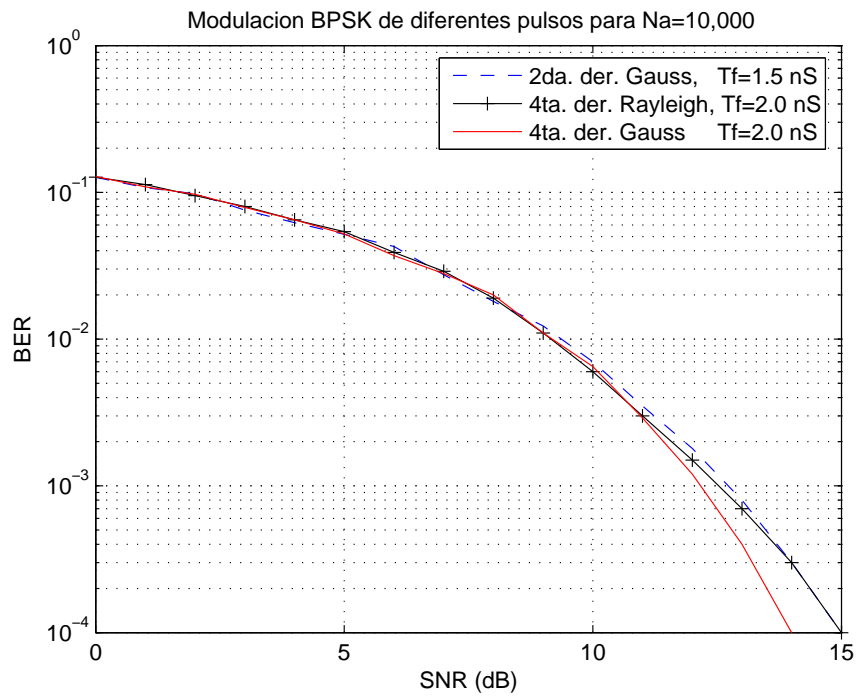


Figura 28: Comparación de la Modulación BPSK para los trenes con diferentes tipos de pulso

La figura 32 muestra las simulaciones de la modulación OOK para los diferentes trenes de pulsos: 2<sup>da</sup> y 4<sup>ta</sup> derivadas gaussianas y 4<sup>ta</sup>. Derivada de Rayleigh con diferentes valores de  $T_f$  y número de pulsos y donde se puede notar que las trayectorias de las curvas son similares pero se presentan diferencias en los valores de SNR para lograr un BER de  $10^{-4}$ , donde la curva del tren formado por la 2da. Derivada de Gauss es la que requiere menor SNR.

De las gráficas anteriores se puede deducir que no importa el tipo de pulso y tiempos de frame  $T_f$  utilizados, las curvas tienen las mismas trayectorias y básicamente los mismos resultados de la relación de BER vs SNR, que para un BER de  $10^{-3}$  se requiere un SNR=12 db, y para un BER de  $10^{-4}$  se requiere un SNR  $\geq 14$ . Los cuadros 4.2 y 4.3 muestran un resumen de estas comparaciones.

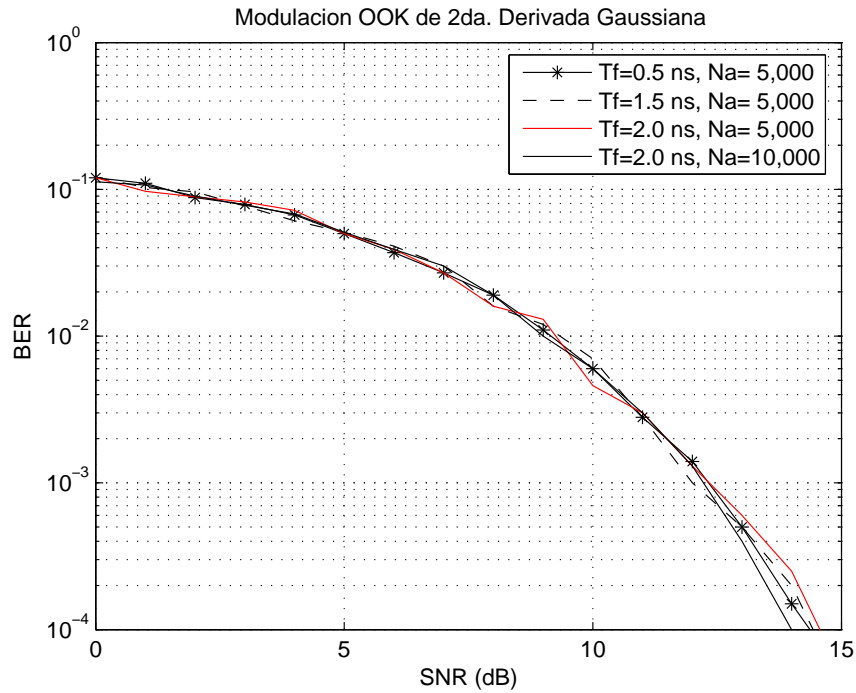


Figura 29: Modulación OOK para trenes con la 2da. Derivada Gaussiana y diferentes valores de  $T_f$

### 4.3.3. Modulación PPM

Para las simulaciones de modulación PPM se utilizaron los pulsos 2<sup>da</sup> Derivada Gaussiana, 4<sup>ta</sup> Derivada Gaussiana y 4<sup>ta</sup> derivada de Rayleigh que son los pulsos que se ha mencionado antes, que si cumplen con los requerimientos de la FCC. También se utilizaron dos tipos de trenes de pulsos: uno sin repetición de pulsos, y el otro con repetición de pulsos. El primero se forma de una serie de pulsos del tamaño de los datos a transmitir, donde cada pulso representa al dato binario. En el segundo, cada dato binario se representa por una cantidad finita de un mismo tipo de pulsos, de ahí la repetición. Para el análisis se tomó 5 pulsos como número de repetición de pulsos para representar al dato binario. Como ejemplo un tren de 5 datos binarios sin repetición de pulsos es: "1 0 1 0 1", y los mismos datos con repetición de 5 pulsos es: "11111 00000 11111 00000 11111".

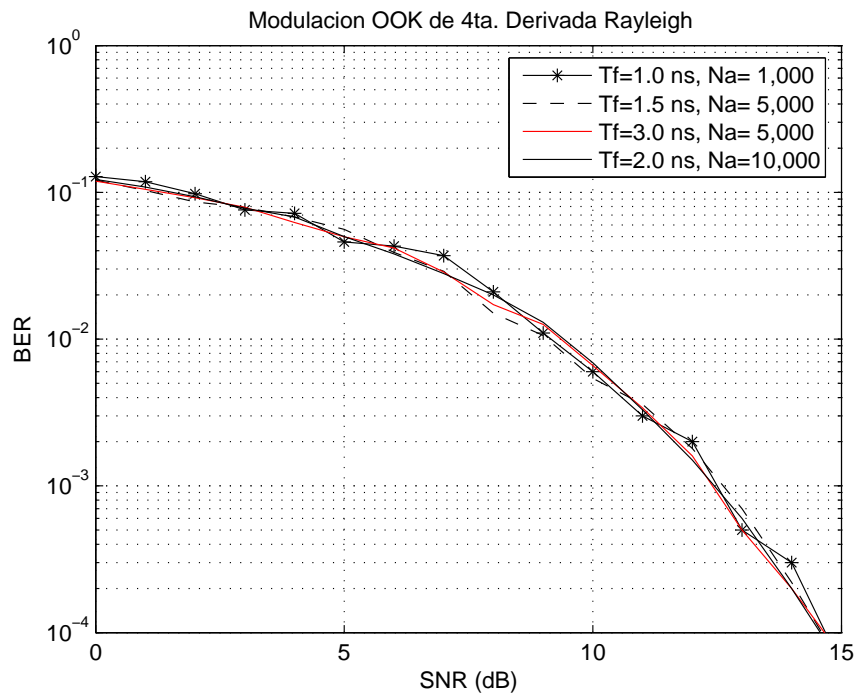


Figura 30: Modulación OOK para trenes con la 4ta. Derivada de Rayleigh y diferentes valores de  $T_f$

A continuación se describen las gráficas de las modulaciones para los distintos tipos de pulsos.

La figura 33 muestra la modulación PPM sin repetición de pulsos de un tren de 10,000 pulsos de la 2<sup>da</sup> Derivada gaussiana que representan a 10,000 bits para diferentes valores de  $T_f$  y  $\delta$ . Se puede notar dos tipos de grupos de curvas que se comportan diferente a las relaciones de BER vs. SNR de acuerdo al nivel de umbral de decisión tomado para la simulación. La mejor relación BER-SNR se obtiene cuando el umbral de decisión es 0.5 y no depende de los valores de  $T_f$  y  $\delta$ , para obtener un BER de  $10^{-4}$  para un SNR de 15 db.

En la figura 34 se muestra la modulación PPM con repetición de pulsos de varios trenes de pulsos de 2<sup>da</sup>. Derivada gaussiana que representan valores de bits desde 1,000 a 2,000 bits y todos con repetición de 5 pulsos ( $N_r$ ). Al igual que en la figura 33 se puede notar que hay prácticamente 2 grupos de curvas cuyas relaciones BER-SNR no

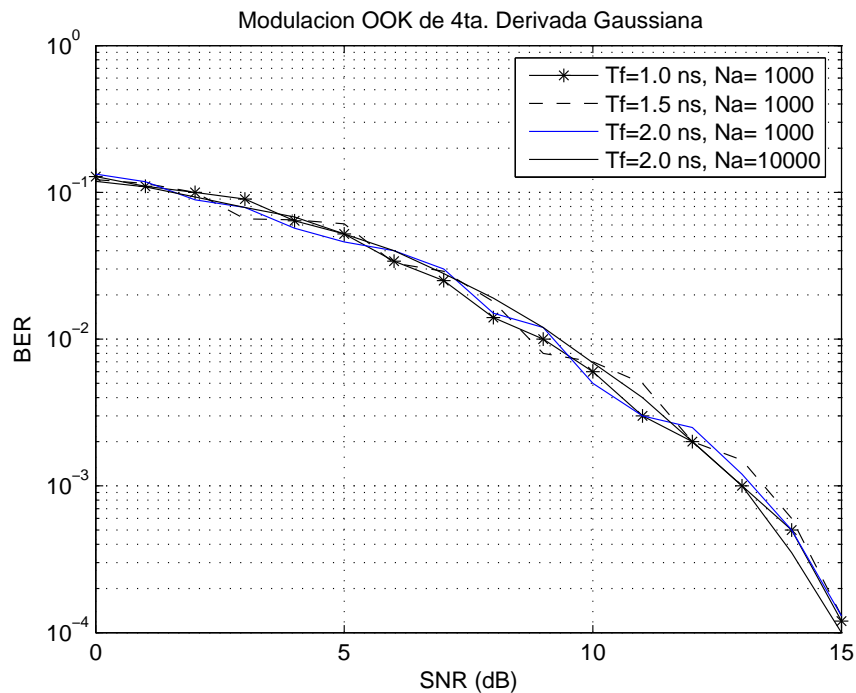


Figura 31: Modulación OOK para trenes de la 4ta. Derivada Gaussiana y diferentes valores de  $T_f$

dependen de los valores de  $T_f$  y  $\delta$ , sino del valor del umbral de decisión que se utilizó en el detector. A diferencia de la figura 33 en estas curvas son mejores las relaciones BER-SNR ya que se obtiene un BER de  $10^{-4}$  para un SNR de 11.

La figura 35 muestra las curvas de diferentes trenes de pulsos de 4<sup>ta</sup> Derivada Rayleigh sin repetición de pulsos con modulación PPM para diferentes tamaños y valores de  $T_f$  y un mismo valor de  $\delta$  y umbral de decisión. Se puede notar que todas las curvas tienen una misma tendencia y mantienen la misma relación BER-SNR, que para un BER de  $10^{-4}$  se requiere un SNR de 15 db.

La figura 36 muestra las curvas de diferentes trenes de pulsos de 4<sup>ta</sup> Derivada Rayleigh con repetición de pulsos con modulación PPM para diferentes tamaños y valores de  $T_f$  y un mismo valor de  $\delta$  y umbral de decisión. Se puede notar que la mayoría de las curvas tienen una misma tendencia y mantienen la misma relación BER-SNR,

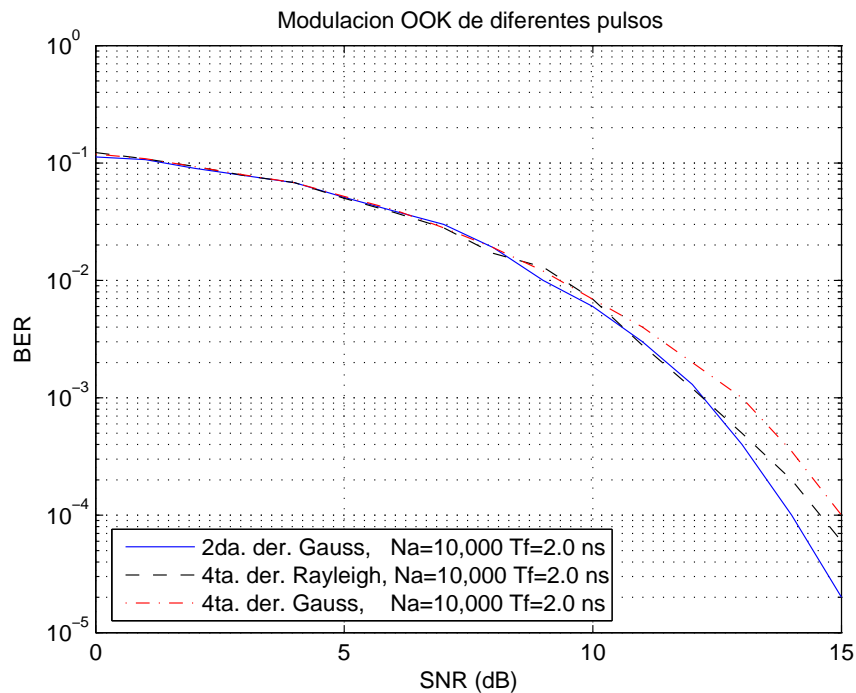


Figura 32: Simulación de Modulación OOK para los diferentes tipos de trenes de pulsos que para un BER de  $10^{-4}$  se requiere un SNR de  $\approx 11$  db cuando el umbral de decisión es igual a 1. La curva que tiene el umbral de decisión de 0.5 tiene mejor relación BER-SNR ya que para obtener un BER de  $10^{-4}$ , se requiere un SNR de 10 db.

La figura 37 muestra las curvas de varios trenes de pulsos de 4<sup>ta</sup> Derivada gaussiana sin repetición de pulsos con modulación PPM para diferentes valores de  $T_f$  y mismos valores de  $\delta$  y umbral de decisión. Se puede notar que todas las curvas tienden a la misma trayectoria por lo que mantienen una misma relación BER-SNR, que para un BER de  $10^{-3}$  se requiere un SNR de 14 db y para  $10^{-4}$  se requiere un SNR de 15 db.

La figura 38 muestra las curvas resultantes de la modulación PPM de diferentes trenes de pulsos de 4<sup>ta</sup> Derivada gaussiana con repetición de pulsos con diferentes valores de  $T_f$  y umbrales de decisión y un mismo valor de  $\delta$  y  $N_a$  es número de pulsos del tren. Se puede notar que todas las curvas tienen una misma tendencia y relación

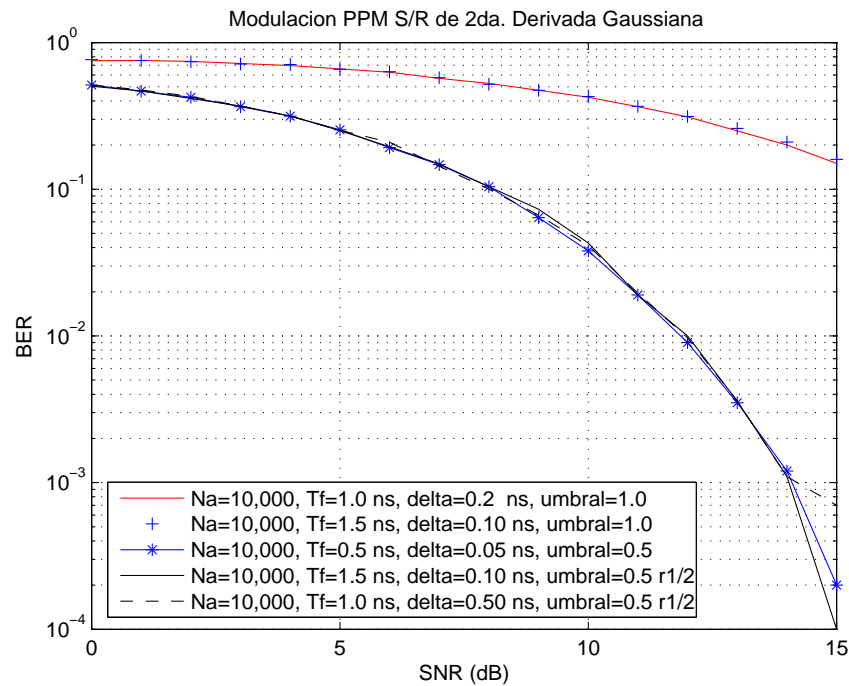


Figura 33: Modulación PPM sin repetición de pulsos para trenes de pulsos de 2da. Derivada gaussiana

BER-SNR que según la tendencia de las curvas es de  $10^{-4}$  para 10.5 db.

La figura 39 es una comparación de la modulación PPM entre los tres tipos de pulsos utilizados: 2<sup>da</sup>. Derivada Gaussiana, 4<sup>ta</sup> derivada de Rayleigh y 4<sup>ta</sup> derivada Gaussiana, con sus respectivos  $Tf$  y  $\delta$ . Todas las curvas son idénticas y tienen el misma trayectoria y la relación BER-SNR ( $10^{-4}$  - 15 db), por lo que no hay una diferencia notable entre los distintos tipos de pulsos utilizados y se obtendrían los mismos resultados con cualquiera que se utilice.

La figura 40 muestra la comparación de curvas como en la figura 39 pero ahora con repetición de pulsos y utilizando los mismos pulsos. Se puede apreciar que las tres curvas tiene la misma trayectoria y misma relación BER-SNR, pero a diferencia de la figura 39, aquí la relación BER-SNR es menor ya que para un valor de BER =  $10^{-4}$

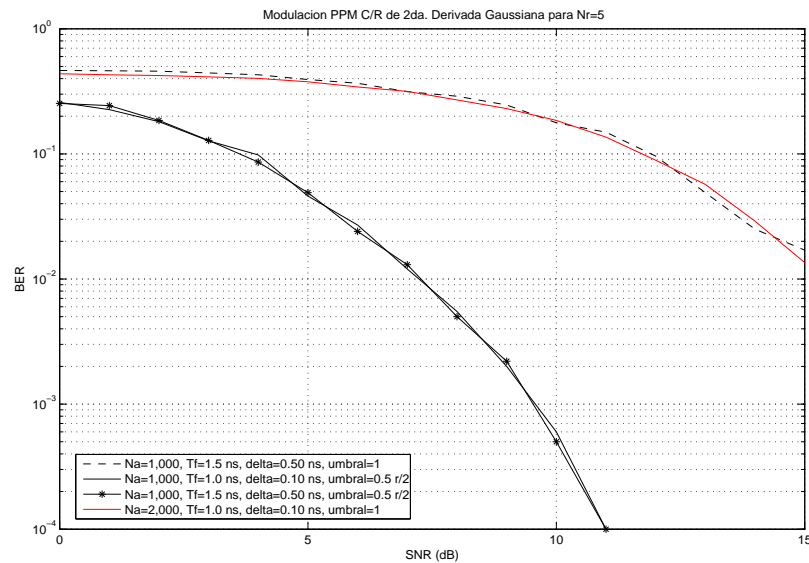


Figura 34: Modulación PPM con repetición de pulsos para trenes de pulsos de 2da. Derivada gaussiana

corresponde a un SNR  $\approx 11$  db.

Como resultado final del comparativo de las modulaciones OOK, BPSK y PPM analizadas, con los diferentes tipos de pulsos, se encontró que los resultados de las relaciones BER-SNR entre las tres modulaciones son muy similares. La principal diferencia entre cada una de ellas es a partir del valor de SNR  $\geq 10$  dB las curvas requieren de mayor o menor valor (dependiendo del esquema de modulación) de SNR para mantener un valor de BER =  $10^{-4}$ . Un mejor comportamiento de las curvas para poder obtener una mejor relación BER-SNR es utilizar los trenes con repetición de pulsos, que disminuiría el número de errores en el proceso.

Durante las simulaciones se consideró ruido blanco gaussiano para afectar la amplitud y forma del pulso en las modulaciones OOK y BPSK, mientras que para la modulación PPM se aplicaron dos tipos de ruidos, uno que afecta la amplitud y forma del pulso y otro para afectar el desplazamiento de  $\delta$  después de la modulación.

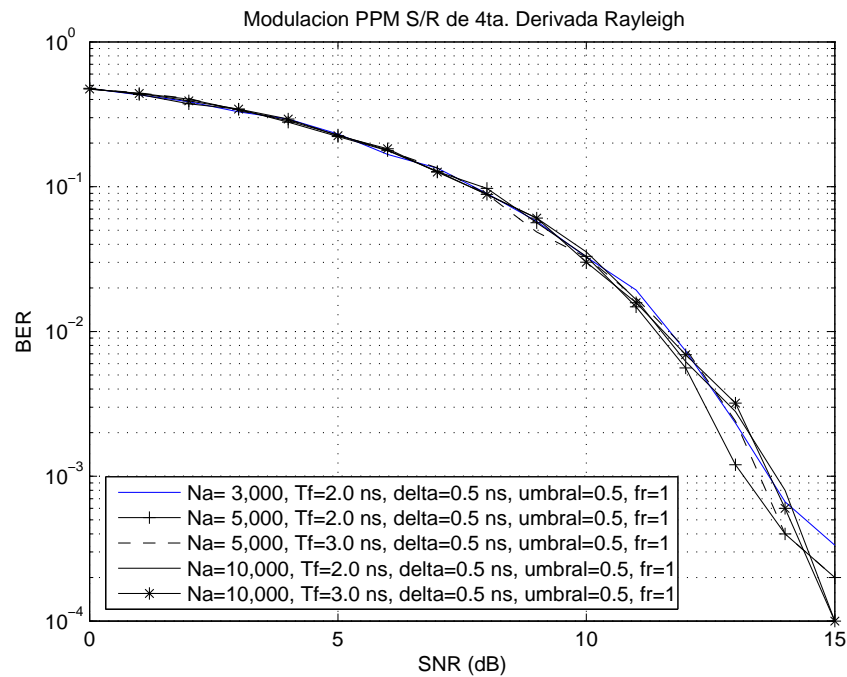


Figura 35: Modulación PPM sin repetición de pulsos para trenes de pulsos de 4ta. Derivada de Rayleigh

Un comparativo de la información recabada de las gráficas de las simulaciones de las diferentes modulaciones con respecto a la relación BER-SNR se muestran en los cuadros 4.2 y 4.3.

Los tiempos de procesamiento de la computadora para la realización de las simulaciones por MatLab con la aplicación del método Montecarlo, son muy altos y variado. Estos tiempos de procesamiento fueron desde 20 segundos hasta 192 horas, para simulaciones de 10,000 pulsos.

El análisis del desempeño se realizará en base a la comparación de los tres tipos de pulsos utilizados ( 2<sup>da</sup> Derivada gaussiana, 4<sup>ta</sup> Derivada gaussiana y 4<sup>ta</sup>. Derivada de Rayleigh), que se plasmará en dos tablas de comparaciones, una con repetición de pulsos y las otras sin repetición de pulsos, cada una con el menor tiempo de frame y tomando como relación un pulso por bit transmitido. Se consideró también hacer esta

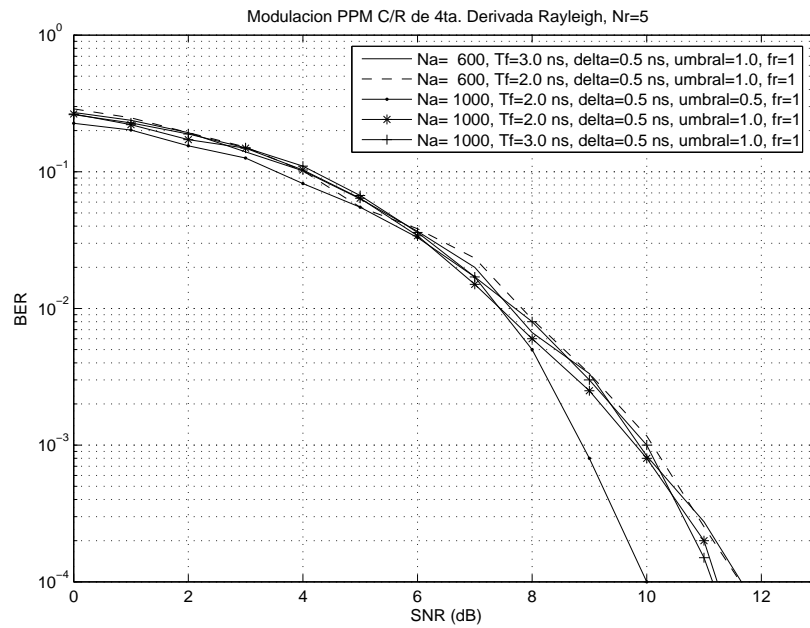


Figura 36: Modulación PPM con repetición de pulsos para trenes de pulsos de 4ta. Derivada de Rayleigh

comparación con dos tipos de tablas debido al comportamiento que se obtuvo de la modulación PPM con y sin repetición de pulsos.

El cuadro 4.4 muestra la comparación de los tres pulsos ya mencionados, sin repetición de pulsos ó sea un bit es representado por un pulso; se muestran también los tiempos de frame mínimos que pueden utilizarse de cada pulso para obtener la velocidad de transmisión calculada. Se puede notar que el tiempo de frame mínimo del pulso Rayleigh es el doble que al de ambos pulsos gaussianos y por lo tanto éstos tienen mayor tasa de transmisión que el Rayleigh y que es aproximado de 1 GBps.

El cuadro 4.5 muestra la comparación de los tres pulsos ya mencionados, con repetición de pulsos, en éste caso un bit es representado por cinco pulsos; se muestran también los tiempos de frame mínimos que pueden utilizarse de cada pulso para obtener la velocidad de transmisión calculada. Se puede notar que el tiempo de frame mínimo del pulso Rayleigh es el doble que al de ambos pulsos gaussianos, al igual que en el cuadro

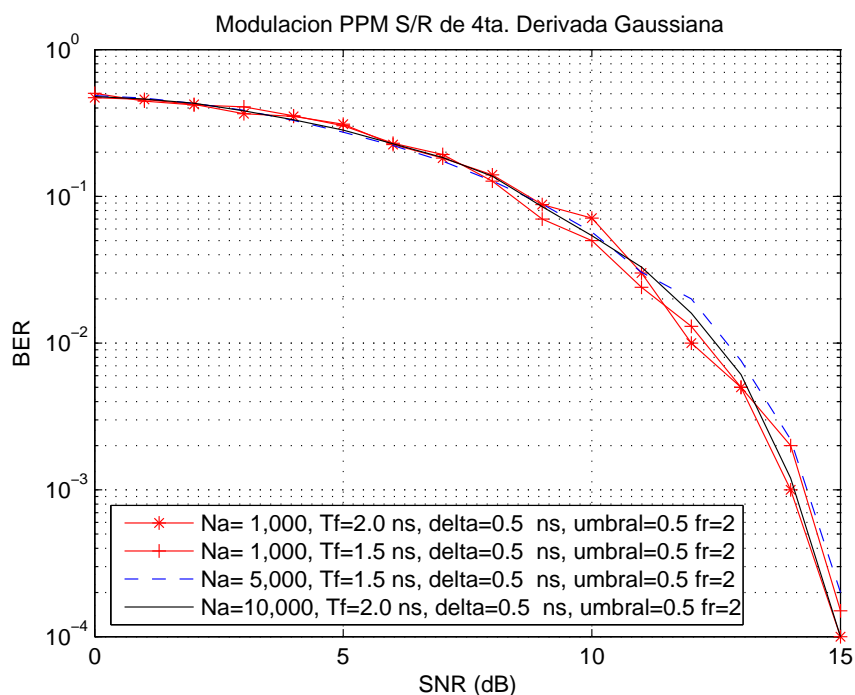


Figura 37: Modulación PPM sin repetición de pulsos para trenes de pulsos de 4ta. Derivada Gaussiana

4.4 y todos tienen el mismo número de repetición de pulsos. Las tasas de transmisión son iguales para los pulsos gaussianos y más alto que el del Rayleigh, pero son menores que los obtenidos en el cuadro 4.4. En general por los resultados obtenidos por éste método, es que es más eficiente y la SNR es menor.

Todos estos resultados todavía dependen de la relación BER-SNR y de las condiciones que involucran el cálculo de enlace entre transmisor-receptor.

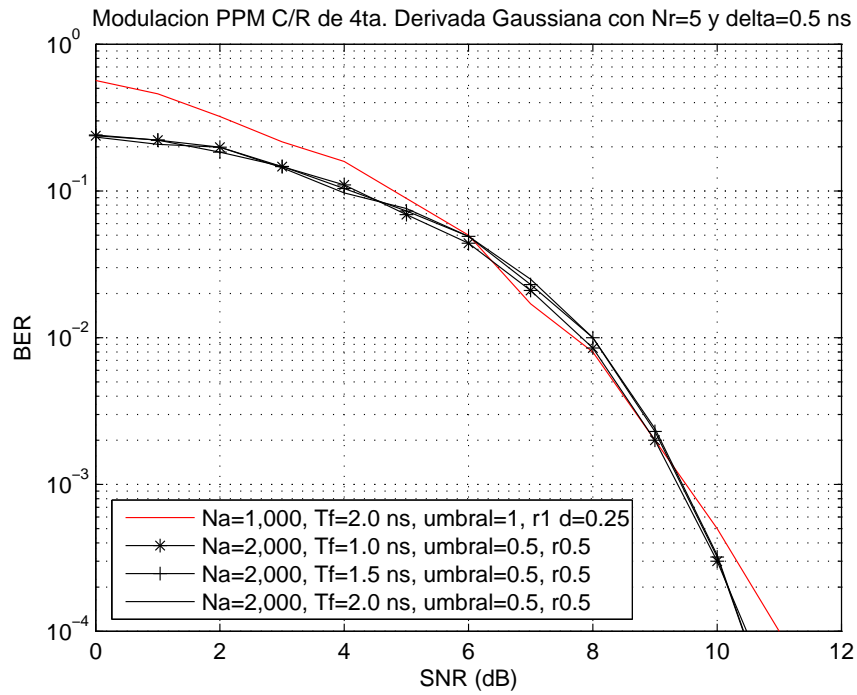


Figura 38: Modulación PPM con repetición de pulsos para trenes de pulsos de 4ta. Derivada Gaussiana

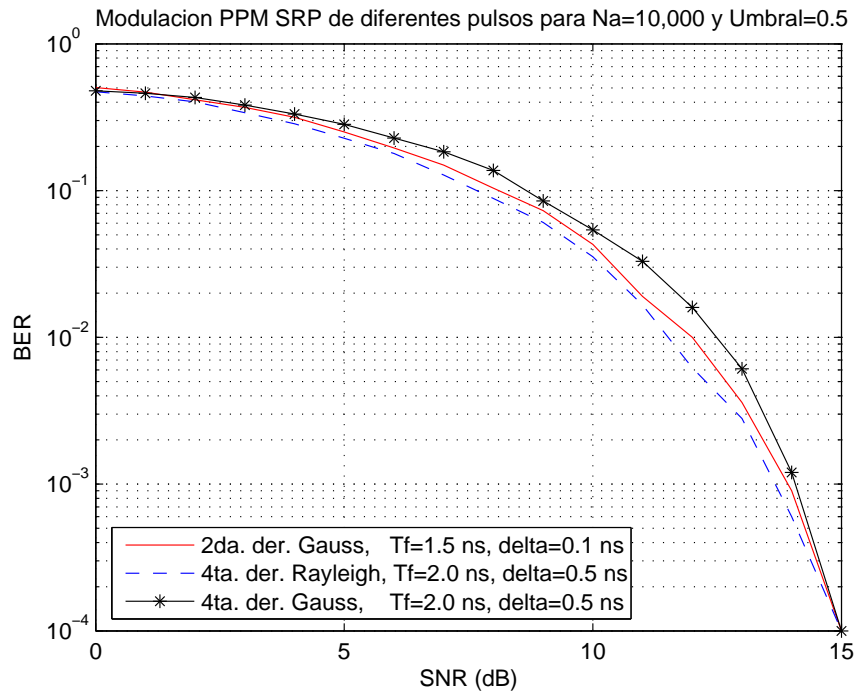


Figura 39: Modulación PPM sin repetición de pulsos para trenes de pulsos de 2da. y 4ta. Derivadas Gaussianas y 4ta. Derivada de Rayleigh

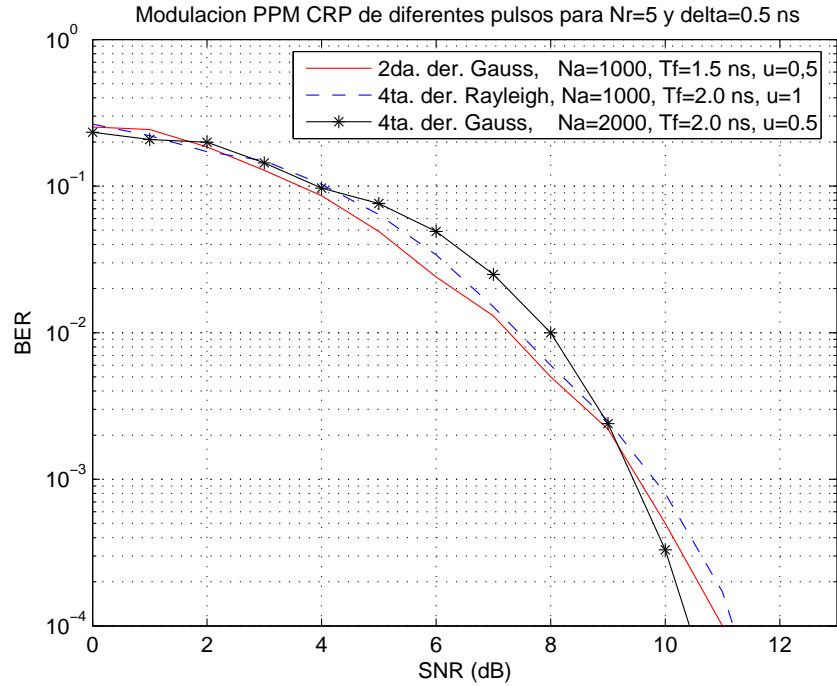


Figura 40: Modulación PPM con repetición de pulsos para trenes de pulsos de 2da. y 4ta. Derivadas Gaussianas y 4ta. Derivada de Rayleigh

Modulación	Derivada	Pulso	BER	SNR(db)
BPSK	2da.	Gaussiano	$10^{-3}$	12.5
BPSK	4ta.	Rayleigh	$10^{-3}$	12
BPSK	4ta.	Gaussiano	$10^{-3}$	12
OOK	2da.	Gaussiano	$10^{-3}$	12
OOK	4ta.	Rayleigh	$10^{-3}$	12
OOK	4ta.	Gaussiano	$10^{-3}$	13
PPM SRP	2da.	Gaussiano	$10^{-3}$	14
PPM SRP	4ta.	Rayleigh	$10^{-3}$	$\approx 13.5$
PPM SRP	4ta.	Gaussiano	$10^{-3}$	$\approx 14$
PPM CRP	2da.	Gaussiano	$10^{-3}$	9.5
PPM CRP	4ta.	Rayleigh	$10^{-3}$	10
PPM CRP	4ta.	Gaussiano	$10^{-3}$	9

Cuadro 4.2: Resumen de información de las simulaciones de modulaciones, para un  $BER=10^{-3}$

<b>Modulación</b>	<b>Derivada</b>	<b>Pulso</b>	<b>BER</b>	<b>SNR(db)</b>
BPSK	2da.	Gaussiano	$10^{-4}$	15
BPSK	4ta.	Rayleigh	$10^{-4}$	15
BPSK	4ta.	Gaussiano	$10^{-4}$	14
OOK	2da.	Gaussiano	$10^{-4}$	14
OOK	4ta.	Rayleigh	$10^{-4}$	14.5
OOK	4ta.	Gaussiano	$10^{-4}$	15
PPM SRP	2da.	Gaussiano	$10^{-4}$	15
PPM SRP	4ta.	Rayleigh	$10^{-4}$	15
PPM SRP	4ta.	Gaussiano	$10^{-4}$	15
PPM CRP	2da.	Gaussiano	$10^{-4}$	11
PPM CRP	4ta.	Rayleigh	$10^{-4}$	11.3
PPM CRP	4ta.	Gaussiano	$10^{-4}$	10.5

Cuadro 4.3: Resumen de información de las simulaciones de modulaciones, para un BER= $10^{-4}$ .

<b>Pulso</b>	<b>Derivada</b>	<b><math>Tf</math> min (ns)</b>	<b>Velocidad</b>
Gaussiano	2	1	1.00 E+09
Gaussiano	4	1	1.00 E+09
Rayleigh	4	2	5.00 E+08

Cuadro 4.4: Velocidad de transmisión sin repetición de pulsos

<b>Pulso</b>	<b>Derivada</b>	<b><math>Tf</math> min (ns)</b>	<b>Rep. Pulsos</b>	<b>Velocidad</b>
Gaussiano	2	1	5	2.00 E+08
Gaussiano	4	1	5	2.00 E+08
Rayleigh	4	2	5	1.00 E+08

Cuadro 4.5: Velocidad de transmisión con repetición de pulsos

# Capítulo 5

## Conclusiones y Trabajo Futuro

En este trabajo de tesis se propuso una metodología que permite evaluar el desempeño (en términos del BER) de un sistema UWB basado en pulsos radio. Para la evaluación se tomaron en cuenta tres esquemas de modulación OOK, BPSK y PPM y se utilizaron diferentes tipos de pulsos, los cuales fueron seleccionados en base a los requerimientos de ancho de banda y potencia de transmisión de una máscara espectral impuesta por la FCC. En este capítulo final se presenta un resumen de esta investigación y se describen algunos posibles trabajos de investigación futuros, derivados de este trabajo.

### 5.1. Resumen de la investigación

En la primera parte de este trabajo se describieron las principales características de los sistemas UWB, aplicaciones, ventajas y desventajas. Se discutió y analizó el concepto de UWB y los requerimientos que deben cumplir las densidades espectrales de los pulsos ya que están limitados por una máscara espectral. La FCC ha establecido límites para la ubicación de dichas densidades espectrales de potencia, tanto para aplicaciones en interiores como en exteriores, lo que limita que los sistemas UWB tengan una potencia de transmisión de  $-41.3$  dBm en el rango de 3.1 a 10.6 GHz. El objetivo de los sistemas UWB es obtener un espectro de frecuencia plano de la señal transmitida sobre el ancho de banda de pulso e impedir una componente de DC. Es deseable, que las

señales UWB dispersen su energía, en el dominio de la frecuencia, lo más amplio posible con la finalidad de disminuir la densidad espectral de potencia y con ello la interferencia producida hacia otros usuarios de otras tecnologías inalámbricas. A diferencia de los sistemas inalámbricos convencionales, que utilizan una portadora para transmitir su información, los sistemas UWB transmiten la información utilizando pulsos de muy corta duración (del orden de los nanosegundos), lo que provoca que la energía de la señal se extienda desde niveles de DC hasta unos cuantos gigahertz, sin utilizar una frecuencia portadora.

Posteriormente en este trabajo, se generaron y analizaron las densidades espectrales de diferentes tipos de pulsos propuestos para sistemas UWB. La evaluación se realizó mediante la obtención de la transformada de Fourier (para obtener la PSD) de cada uno de ellos relativo a la máscara espectral propuesta por la FCC. De los pulsos analizados en este trabajo se encuentran la familia de pulsos Gaussianos, la familia de pulsos hermita Modificados y la familia de pulsos tipo Rayleigh. Se determinó que no todos los pulsos cumplen con los límites impuestos por la máscara de la FCC, ya que parte de la PSD de estos pulsos queda fuera de la máscara; mientras que otros pulsos, requieren de algún procedimiento de traslación en frecuencia para ajustar su PSD con la máscara espectral. De los pulsos que mejor satisfacen los requerimientos de la submáscara de la FCC se encuentran, la 4ta. Derivada del pulso gaussiano y la 4ta. Derivada del pulso Rayleigh. Si se consideran derivadas adicionales de mayor orden de los pulsos gaussianos, el ancho de banda relativo decrece, y la frecuencia central se incrementa para un valor constante de retardo de tiempo fijo. Entre mayor sea el orden de la derivada del pulso gaussiano mayor será la complejidad de implementación de los circuitos que se requieren para generar dicho pulso. Lo anterior se debe a que se necesitan más etapas de circuitos, ya sean, digitales o analógicos para generar la forma del pulso. En [22], los autores proponen un nuevo pulso tipo monociclo, basado en la quinta derivada del pulso gaussiano. En el trabajo se establece que con el fin de mantener el ancho de banda lo más ancho posible, la quinta derivada debe utilizarse para sistemas en inte-

riores y la séptima derivada debe utilizarse para exteriores. Comparado con los pulsos gaussianos, los pulsos de la familia Hermite modificados requieren de un corrimiento en frecuencia y de filtros pasabandas para lograr los requerimientos de la máscara de la FCC, lo anterior trae como consecuencia una implementación más compleja. Es importante hacer notar que el ancho del pulso juega un papel importante para determinar la frecuencia central nominal y el ancho de banda de la PSD de cada pulso. El pulso gaussiano (en particular el monociclo) tiene un solo cruce por cero en el dominio del tiempo, su espectro decae con el incremento de la frecuencia, pero sin alcanzar valores de DC, lo que implica una señal de espectro infinito y por tanto una señal finita en el dominio del tiempo. Por lo anterior y desde el punto de vista de implementación no se pueden utilizar pulso de duración infinita. Recientemente se han propuesto otro tipo de pulsos con características ortogonales [11], estos pulsos si cumplen con los requerimientos de la máscara de la FCC. Estos pulsos se obtienen numéricamente al evaluar la discretización de la función de convolución entre la respuesta del filtro y su señal de entrada. La desventaja de utilizar estos pulsos es que al convertir las señales digitales a su forma analógica se requieren hacer operaciones de conversión (de digital-analógico) a velocidades de 64Ghz, lo cual es extremadamente caro al momento de implementarse con los procesos existentes. En [23] se presentó una metodología de diseño de pulsos óptimos, en este trabajo se demuestra que el problema de diseñar pulsos es equivalente a diseñar un filtro de respuesta al impulso finita (FIR). Los pulsos diseñados con este algoritmo también logran cumplir con los límites de la máscara de la FCC, explotan de manera óptima el ancho de banda y potencia disponible, además de que son más resistentes a los problemas de interferencia de banda angosta que los pulsos gaussianos. La desventaja de esta metodología es que se requiere implementar un reloj de 28 Ghz para diseñar estos pulsos, lo cual es difícil de lograr con los procesos digitales existentes.

Como ya se mencionó, el rasgo distintivo principal de las señales UWB es que constan de impulsos de energía en banda base sin portadora con una duración extremada-

mente corta, mucho menor que el intervalo de un bit. Debido precisamente a que la duración de sus impulsos es de tan sólo picosegundos, el ancho de banda espectral de las señales es de varios GHz. Para la modulación o codificación de la información de los distintos impulsos se realiza variando su amplitud (PAM-Pulse Amplitude Modulation), polarización o fase (BPSK-Binary Phase Shift Keying), o temporización o posicionamiento de los impulsos (PPM-Pulse Position Modulation). En parte final de este trabajo se analizaron y describieron el funcionamiento de los esquemas de modulación anteriormente mencionados, así como las técnicas de detección de pulsos para cada uno de los esquemas de modulación. Los detectores no-coherentes, utilizados en este trabajo, a diferencia de los detectores coherentes (como los receptores tipo Rake), es que no requieren realizar un proceso de estimación de canal o la estimación del pulso recibido, y aprovechan las características del fenómeno de señales multirayectorias del canal UWB. Los receptores coherentes requieren calcular una serie de parámetros para lograr una recepción óptima, incluyendo; los retardos multirayectorias, los coeficientes de canal de cada componente multirayectoria y la distorsión del pulso. En un sistema UWB, la cantidad de componentes multirayectorias es muy vasto, aunque este número depende del entorno de propagación, mientras que la potencia de cada componente es muy baja. Por lo que estimar los retardos y coeficientes de cada componente multirayectoria recibida no es una tarea fácil.

De los receptores de pulsos utilizados para este trabajo se encuentran los detectores de energía (DE), este tipo de detectores están considerados dentro del tipo de receptores de autocorrelación (AC). Estos dispositivos presentan características simples y pocas complejas de implementar, los cuales, como ya se mencionó anteriormente, no requieren de un estimador de canal o del pulso recibido, por lo que el principal beneficio es que no se tiene un oscilador local en el receptor como en los detectores coherentes. Solamente requieren de un pulso de referencia para realizar la correlación y por tanto la demodulación de la señal recibida. Los DE se emplean típicamente con los esquemas de modulación no-coherente OOK y PPM. En algunos trabajos, como por ejemplo en [19],

se presentó un esquema de detección de pulsos al que llamaron "AC alterno", éste se basa principalmente en la combinación de pulsos, ya que toman los pulsos detectados con éxito como los pulsos de referencia subsecuentes. El esquema presentó inmunidad a los efectos de acumulación de ruido y es capaz de recuperar las pérdidas de energía de la señal, que los otros esquemas de detección no detectan. El desempeño de estos detectores se degrada cuando el número de pulso se incrementa, ya que se incrementa el ruido producido por el ruido presente en la señal de referencia (debido al circuito mezclador que eleva al cuadrado la señal recibida). De los resultados presentados en este trabajo, se muestra que el desempeño del BER con respecto a  $E_b/N_0$ , de un detector DE en un canal AWGN, tiene una degradación de 3 dB cuando se utiliza un esquema de modulación tipo BPSK comparado a cuando se utiliza el esquema PPM. Actualmente se están desarrollando trabajos de investigación en el desarrollo de detectores capaces de operar óptimamente bajo condiciones de interferencia de banda angosta y de banda ancha.

Y finalmente se analizó el desempeño de cada uno de los pulsos tratados en un sistema UWB, de lo anterior se puede resaltar que el desempeño del sistema operando en un canal AWGN, depende principalmente de las propiedades de correlación entre las señales UWB y no de la naturaleza de ultrabanda ancha de la señal.

## 5.2. Contribuciones de este trabajo

En resumen las principales contribuciones que se obtuvieron en este trabajo de tesis son:

- Se estableció un análisis comparativo de las características de los distintos pulsos que pueden utilizarse en un sistema UWB.

- Se desarrolló una metodología que permite analizar distintos tipos de pulsos aplicados a sistemas IR-UWB, ésta metodología permite evaluar otras formas de pulso potenciales a aplicarse en sistemas UWB.
- En base a lo anterior se desarrolló una herramienta de cómputo que permite evaluar el desempeño de un sistema IR-UWB, basado en distintos tipos de pulsos, y utilizando distintos esquemas demodulación (para este trabajo se consideraron OOK, PPM y BPSK). El algoritmo permite evaluar otras técnicas de modulación. Además, la herramienta considera la técnica de detección de pulsos, aunque es este trabajo solo se utilizó un solo tipo de detección, es posible implementar otras técnicas detección de pulsos.

### 5.3. Trabajo Futuro

El campo de detección y transmisión de señales UWB presenta un amplio espectro de oportunidades de investigación, por ejemplo: en aspectos relacionados con el consumo de potencia de los dispositivos UWB, componentes de los receptores de bajo ruido, arquitecturas reconfigurables, interferencia multiusuario, efectos del canal, entre otros. Obviamente no se consideraron todos los aspectos relevantes durante el desarrollo de este trabajo de investigación, a continuación se discutirán algunos problemas abiertos relevantes que garantizan líneas de investigación futura.

- Diseñar nuevas formas de pulsos que se ajusten a diferentes límites espectrales, ya que los cuerpos de estandarización de UWB de algunos países de Europa y Asia contemplarán diferentes máscaras espectrales con respecto a la que considera la FCC de Estados Unidos.
- Conforme el número de usuarios se incrementa y el ancho de banda de la frecuencia de repetición del pulso disminuye, el desempeño y capacidad de un sistema IR-UWB se degrada. Por lo tanto es necesario evaluar el efecto que provoca la interferencia multiusuario (MAI-Multiple access interference), multicanal (IFI-

Interframe Interference) y el producido por otros sistemas de banda angosta en un sistema UWB.

- En este trabajo se consideró una serie de pulsos para representar un símbolo de información, esta serie de pulsos se transmitía en un intervalo de tiempo llamado trama. Los pulsos utilizados en cada transmisión y en todas las tramas eran de un solo tipo. Sin embargo, se podrían considerar distintos tipos de pulsos en una misma trama o en diferentes tramas de distintos usuarios, con la hipótesis de que la PSD de la trama transmitida se ajuste mejor a los límites de la máscara espectral del FCC, además de que un sistema de este tipo pudiera mejorar las características del sistema bajo condiciones de interferencia MAI.
- Evaluar el desempeño (SNR, BER) del sistema IR-UWB, sobre un canal de comunicaciones tipo multitrayectoria utilizando algún esquema de acceso múltiple de espectro ensanchado (spread spectrum), considerando LOS (línea de vista) y NLOS (no-línea de vista).
- Realizar estudios experimentales del desempeño y el impacto que tienen los distintos pulsos radio, esquemas de modulación y detección utilizados en un sistema UWB. Lo anterior implica implementar en circuitería electrónica, los generadores de pulsos, los moduladores y detectores, incluyendo las antenas, amplificadores y filtros correspondientes. Lo anterior permitiría evaluar la confiabilidad y los límites prácticos de un sistema UWB bajo condiciones de ruido real y fuentes de interferencia en canales inalámbricos. Con esto se contaría con un testbed para evaluar distintos tipos de generadores de pulsos y de detectores no-coherentes propuestos en la literatura, como el TR (Transmitted-reference), FDR (Frame-level differential receiver), DHTR (Delay-Hopped Transmitted reference), CMSA (Codeword Matching and Signal Aggregation), entre otros.

## 5.4. Conclusiones

Según estimaciones de mercado de ETSI, en 2010 habrá más de 500 millones de dispositivos UWB operativos, 150 millones de ellos en Europa. Desde sus comienzos, son muchas las tecnologías que, además de Wi-Fi, han ido surgiendo para cubrir el mercado de comunicaciones inalámbricas en entornos personales (WPAN-Wireless Personal Area Network) y de área local (WLAN), desde Bluetooth e IrDA a HyperLAN, HomeRF, ZigBee y RFID, entre otras. Si bien algunas de estas alternativas no se pueden considerar competidoras entre sí, puesto que tienen un ámbito de actuación reducido que requiere de otras tecnologías que las complementen, es cierto que en determinados casos pueden entrar en conflicto. Las tecnologías inalámbricas WPAN-WLAN más utilizadas en nuestros días, como Wi-Fi y Bluetooth, fueron desarrolladas con el objetivo de interconectar sin cables distintos dispositivos en un entorno de cortas distancias a unas velocidades moderadas. Sin embargo, estos sistemas presentan aún serias limitaciones en cuanto a velocidad de transmisión, autonomía de funcionamiento y seguridad. Por otro lado, la proliferación de tecnologías que hacen uso del mismo espectro radio, ha supuesto un serio problema para las administraciones públicas, obligadas a repartir este recurso cada vez más saturado. Dando solución a estos inconvenientes, aparece ahora una tecnología usada tradicionalmente de forma exclusiva en el campo militar y conocida como ultra banda-ancha o UWB (Ultra Wide-Band). Al basarse en la transmisión de pulsos muy cortos, UWB resulta adecuada para aplicaciones tipo radar para zonas muy localizadas, obteniéndose rastreos de gran resolución, así como para otras aplicaciones de localización y detección, ya que aporta muy altos niveles de precisión. Pero es su enorme ancho de banda y, sobre todo, el menor nivel de complejidad de los sistemas que se basan en ella, hace que esta tecnología se haya perfilado recientemente como una de las alternativas emergentes sobre las que se podría apoyar la próxima generación de sistemas inalámbricos. Formada en 1998, UWB Working Group es una asociación abierta de compañías, individuos y entidades de normalización y regulación

cuyo objetivo común es el desarrollo y aceptación de la tecnología UWB. Una meta más específica es la de WiMedia Alliance, asociación sin ánimo de lucro formada en 2002 para promover la conectividad e interoperabilidad WPAN. La alianza desarrolla y adopta estándares para conectar de forma inalámbrica dispositivos multimedia, incluyendo las capas de aplicación, transporte y control; juegos de pruebas; y un programa de certificación. Para ello, ha seleccionado UWB como medio físico para desarrollar estos protocolos de alto nivel, siguiendo el estándar IEEE P802.15.3a. Multiband OFDM Alliance (MBOA), por su parte, operativa desde 2003 y con más de 170 compañías miembros, persigue el desarrollo de una solución global para el mercado emergente de productos basados en UWB, en consonancia con los requerimientos establecidos por las distintas entidades de regulación. La especificación de UWB soportada se basa en una aproximación de MB-OFDM (MultiBand-Orthogonal Frequency Division Multiplexing), introducida originariamente por Texas Instruments en marzo de 2003. La propuesta establecida por la MBOA ha constituido la base principal de la norma IEEE P802.15.3a. Finalmente, Wireless USB Industry Group, formado en febrero de 2004 por Agere Systems, Intel Corporation, HP, Microsoft Corporation, Philips Semiconductors y Samsung Electronics, ha seleccionado UWB como base del desarrollo del denominado USB (Universal Serial Bus) inalámbrico. La idea es crear una interfaz similar en cuanto a arquitectura y uso a la USB cableada, pero que mejore la comodidad y movilidad de las comunicaciones entre dispositivos multimedia, periféricos de PC y dispositivos móviles. El grupo promotor ha empezado a definir la especificación USB inalámbrica con un ancho de banda de 480 Mbps, lo que facilitará la ruta de migración para las soluciones USB cableadas existentes hoy en día.

La tecnología UWB no es para nada nueva, pues se conoce desde la década de los 60, y ya desde los 80 se viene utilizando ampliamente, si bien casi exclusivamente en el entorno militar. Dentro de este campo, sus dos grandes aplicaciones han sido el radar y la localización, ya que este tipo de dispositivos pueden utilizarse para medir distancias con gran precisión y para capturar imágenes de alta resolución de objetos enterrados

bajo tierra o detrás de superficies. En el ámbito gubernamental y militar, existen multitud de aplicaciones de UWB, como en los dispositivos radio con baja probabilidad de interceptación y detección para equipos tácticos de combate, comunicaciones a bordo de aeronaves, comunicaciones con baja probabilidad de interceptación y detección sin visión directa por ondas de superficie, altímetros y radares anticolidión, etiquetas activas para control de presencia y logística, radares de detección de intrusiones, sistemas precisos de geolocalización, enlaces para comunicaciones en vehículos autónomos y robotizados, e intercomunicadores con baja probabilidad de interceptación y detección. Evidentemente, estas aplicaciones también podrían ser fácilmente extendidas al mercado corporativo, principalmente en servicios de emergencia, vigilancia, sanidad, seguridad o construcción. El principal impedimento que se tenía para ello en los inicios de su desarrollo, es que los equipos UWB eran muy caros, debido a la utilización de componentes discretos en los circuitos electrónicos antes de la aparición de los circuitos integrados. Sin embargo, la situación ha cambiado drásticamente, y hoy los dispositivos UWB son muy competitivos, no sólo para aplicaciones corporativas sino también domésticas, gracias a su bajo consumo, gran ancho de banda, alta seguridad y la inexistencia de interferencias con otras tecnologías. En concreto, las principales aplicaciones comerciales civiles de UWB serán las redes inalámbricas WPAN y WLAN de alta velocidad, redes inalámbricas en el hogar, aplicaciones GPR (Ground Penetrating Radar), radares y sistemas anticolidión para aviación civil, sensores anticolidión para vehículos móviles, etiquetas activas para sistemas inteligentes de transporte e identificación sin contacto, sistemas de monitorización industrial en planta, y sistemas de posicionamiento de alta precisión. Como UWB parte inicialmente de velocidades de hasta 200 Mbps, y está previsto alcanzar en el futuro tasas de varios Gbps, superando ampliamente los actuales 54 Mbps de Wi-Fi, resulta una tecnología ideal para ser empleada en los decodificadores de TV por cable y satélite y los módems ADSL, posibilitando el acceso a Internet de banda ancha desde cualquier PC o dispositivo del hogar, así como la distribución de la señal de vídeo y audio codificada a todos los aparatos de televisión

del hogar. El alto ancho de banda ofrecido por UWB lo convierte, asimismo, en una alternativa muy atractiva para la integración de las tecnologías inalámbricas de área personal como medio de acceso a los sistemas móviles celulares 3G, pues además no se verían sensiblemente afectados ni el precio ni la autonomía de los terminales móviles. Igualmente, en el entorno WPAN existen otros competidores, como Bluetooth, HomeRF o ZigBee, si bien la alternativa más atractiva en precio y prestaciones es sin lugar a dudas UWB. No obstante, Bluetooth está muy extendido en el hogar, sobre todo en teléfonos móviles y PDA, donde es utilizado para la sincronización de la agenda de contactos de estos dispositivos con la del correo electrónico del PC o como sistema de manos libres inalámbrico dentro de vehículos.

# Bibliografía

- [1] Bo Hu y Beaulieu Norman; *"Pulse Shaping in UWB Communication Systems"*; Proceedings IEEE Vehicular technology conference 2004; vol.7; September 26-29 2004, Edmonton, Canada; pp5175-5179; ISSN:1090-3038.
- [2] *Revision of part 15 the commission's rules regarding ultra-wideband transmission system*; FCC, ET Docket 98-153, 2002.
- [3] M.Z. Win and R.A. Scholtz; *"Ultra-wide bandwidth time-hopping spread-spectrum impulse radio for wireless multiple-access communications"*; IEEE Transactions on Communications, Vol.8, pp. 679-691, April 2000.
- [4] Bo Hu and Norman C. Beaulieu; *"Acurate evaluation of Multiple-Acess Perfomance in TH-PPM and TH-BPSK UWB Systems"*; IEEE Transactions on Communications; Vol 5; No. 10; October 2004.
- [5] Weixia Zou, Zheng Zhou; *"The Study of Algorithm to Design UWB Pulse Based on the Peak Frecuency"*; 2005, IEEE
- [6] Yves-Paul Nakache and Andreas F. Molisch; *"Spectral Shaping of UWB Signals for Time Hopping Impulse Radio"*; IEEE Jornal on Selected Areas in Communications; Vol. 24; No. 4; April 2006.
- [7] Tefera Tibebe; *"Simulation Study of Ultra-Wideband Communication System"*; Department of Electronic & Electric Engineering; University College London.
- [8] Ketan Mandke, Haewoon Nam, Lasya Yerramneni, Christian Zúñiga and Prof. Ted Rappaport; *"The Evolution of Ultra Wide Band Radio for Wireless Personal Area Networks"*; High Frecuency Elecronics; Technology Report.
- [9] Sumit Roy, Jeff R. Foerster, V. Srinivasa and Dave G. Leeper; *"Ultrawideband Radio Design: The promise of High-Speed, Short-Range Wireless Connectivity"*; Proceedings of the IEEE, Vol. 92, No. 2, February 2004
- [10] L. B. Michael, M. Ghavami end R. Kohno; *"Multiple pulse Generator for ultra-wideband communications using Hermite Polynomial based orthogonal pulses"*; in Proc. IEE Conf. on Ultra Wideband Systems and Technologies, Baltimore, USA, May 20-23, 2002, pp. 47-51.
- [11] Parr, B.; ByungLok Cho; Wallace, K.; Zhi Ding; *"A novel Ultrawide Band Pulse Design Algorithm"*; IEEE Communications Letter; Vol.7, No.5, Mayo 2003, pp.219-221.
- [12] Hongsan Sheng; Orlik P.; Himovich A.M.; *"On the spectral and power requeriments for Ultra Wide Band Transmission"*; IEEE International Conference on Communications 2003, Vol.1, 11-15 mayo 2003, pp.738-742.
- [13] L. De Nardis, G. Giancola and M.G. DiBenedetto; *"Power limits fulfilments and MUI reduction based on pulse shaping in UWB"*; IEEE International Conference on Communications 2004, 24 de junio 2004, Paris.
- [14] M. Ghavami, L.B. Michel, R. Cono; *"Ultra Wideband Signals and Systems in communications engineering"*; Ed. John Wiley & Sons
- [15] Rabbachin A., Tesi R. & Oppermann I (2004); *"Bit error rate analysis for UWB systems with a low complexity, non-coherent energy collection receiver"*; Proceedings of the IST Mobile & Wireless Telecommunications Summit, Lyon, France: 223-227
- [16] Rabbachin A. & Oppermann I. (2004); *"Synchronization analysis for UWB systems with a low complexity energy collection receiver"* Proc. Proceedings of the IEEE Conference on Ultra Wideband Systems and Technologies, Kyoto, Japan: 288- 292

- [17] Sahin ME., Guvenc I. & Arslan H. (2005); "*Optimization of energy detector receivers for uwb systems*" Proc. Proceedings of the IEEE Vehicular Technology Conference, Stockholm, Sweden: 1386-1390
- [18] Torrieri DJ; (1992) "*Principle of Secure Communications Systems*" Artech House, Boston
- [19] Rabbachin A. & Oppermann I. (2005); "*Comparison of uwb auto-correlation and transmitted reference schemes*"; Proc. Proceedings of the IEEE International Conference on Ultra Wideband, Zurich, Switzerland: 497-501
- [20] John G. Proakis & Masoud Salehi; "*Contemporary Communication Systems using Matlab*"; Brooks/Cole Thomson Learning
- [21] "*An introduction to Ultra Wideband Communication Systems*" Edited by Jeffrey H. Reed, Prentice Hall.
- [22] Sheng H., Orlik P., Haimovich AM & L.J. Cimini JaJZ (2003); "*On the spectral and power requirements for ultra-wideband transmission*"; Proc. Proceedings of the IEEE International Conference on Communications, Anchorage, USA, 1: 738-742, vol.1
- [23] Luo X., Yang L. & Giannakis GB (2003); "*Designing optimal pulse-shapers for ultra-wideband radios. Journal of Communications and Networks*"; AIEI Korean Institute of Communication Sciences (KICS) 5: 344-353
- [24] Regis J. "Bud" Bates & Donald Gregory; "*Voice and Data Communication Handbook*"; Signature Edition, Ed. McGraw-Hill, 1997