

**EVALUACIÓN Y ANÁLISIS DEL DESEMPEÑO A NIVEL
FÍSICO DE UN SISTEMA DE COMUNICACIÓN DE DATOS
VÍA RADIO DE CORTO ALCANCE EN 2.4GHZ BASADO EN
FHSS.**



**CARLOS SANTACRUZ FIGUEROA
SANTIAGO VEJARANO ALZATE**

Universidad del Cauca

Facultad de Ingeniería Electrónica y Telecomunicaciones

Departamento de Telecomunicaciones

Grupo de Radio e Inalámbricas – GRIAL

Grupo de Nuevas Tecnologías en Telecomunicaciones – GNTT

Señales y Sistemas de Acceso y Difusión Basados en Radio

Gestión Integrada de Redes, Servicios y Arquitecturas de

Telecomunicaciones

Popayán, 2012

EVALUACIÓN Y ANÁLISIS DEL DESEMPEÑO A NIVEL FÍSICO DE UN SISTEMA DE COMUNICACIÓN DE DATOS VÍA RADIO DE CORTO ALCANCE EN 2.4GHZ BASADO EN FHSS.



**CARLOS SANTACRUZ FIGUEROA
SANTIAGO VEJARANO ALZATE**

Trabajo de grado para optar al título de Ingeniero en Electrónica y Telecomunicaciones

**Director
VÍCTOR MANUEL QUINTERO FLÓREZ**

Universidad del Cauca

Facultad de Ingeniería Electrónica y Telecomunicaciones

Departamento de Telecomunicaciones

Grupo de Radio e Inalámbricas – GRIAL

Grupo de Nuevas Tecnologías en Telecomunicaciones – GNTT

Señales y Sistemas de Acceso y Difusión Basados en Radio

Gestión Integrada de Redes, Servicios y Arquitecturas de

Telecomunicaciones

Popayán, 2012

TABLA DE CONTENIDO

INTRODUCCION.....	1
1. CAPITULO 1 ESPECTRO ENSANCHADO POR SALTOS EN FRECUENCIA.	3
1.1 ESPECTRO ENSANCHADO.	3
1.1.1 Técnicas de Espectro Ensanchado.....	3
1.1.2 Secuencias Pseudoaleatorias.	4
1.2 PROCESO FHSS.	5
1.3 PROCESO DE DESENSANCHAMIENTO FHSS.	7
1.1 TIPOS DE SALTOS EN FRECUENCIA EN FHSS.	7
1.1.1 FHSS con Salto Lento en Frecuencia.....	8
1.1.2 FHSS con Salto Rápido en Frecuencia.	9
1.2 SINCRONIZACION EN FHSS.	10
1.2.1 Fase de Adquisición.....	10
1.2.2 Fase de Rastreo.....	10
1.3 MODULACION POR DESPLAZAMIENTO MINIMO.	13
1.3.1 Aspectos Teóricos sobre FSK.....	13
1.3.2 Aspectos Teóricos sobre MSK.	16
1.4 CARACTERISTICAS DE LA TECNICA FHSS.....	19
2. CAPITULO 2. KIT DE DESARROLLO PRM110.	21
2.1 ASPECTOS HARDWARE DEL DVK PRM110.....	22
2.1.1 Estándar RS232 y USB.....	23
2.1.2 Modulo Transceptor LT2510.....	26
2.1.3 Modos de Operación y Suministros de Energía.....	27
2.1.4 LEDs Indicadores de Configuración y Operación.	28
2.2 FUNCIONAMIENTO DEL DVK PRM110.....	29
2.2.1 Velocidad de Transmisión de Datos.	30
2.2.2 Tiempo de Espera.....	30
2.2.3 Tamaño de Paquete.....	30
2.2.4 Control de Flujo.....	30
3. CAPITULO 3. PRUEBAS Y ANÁLISIS DE RESULTADOS.....	32

3.1	ASPECTOS GENERALES DE LAS PRUEBAS.....	32
3.2	MEDIDA DEL ANCHO DE BANDA.....	36
3.3	PRUEBAS EN EXTERIORES.	38
3.3.1	Modelo de Propagación y Potencia de Recepción en Exteriores..	39
3.3.2	Calculo dela Tasa de Error de Bit en Exteriores.....	44
3.3.3	Parámetros y Efectos de la Multitrayectoria en Exteriores.	48
3.4	PRUEBAS EN INTERIORES.....	49
3.4.1	Modelo de Propagación y Potencia de Recepción en Interiores..	49
3.4.2	Calculo de la Tasa de Error de Bit en Interiores.....	54
3.4.3	Parámetros y Efectos de la Multitrayectoria en Interiores.....	55
3.5	PRUEBAS ANTE INTERFERENCIA.....	56
4.	CAPITULO 4. CONCLUSIONES.....	59
4.1	TRABAJO A FUTURO.....	60
5.	BIBLIOGRAFÍA.....	61

LISTA DE FIGURAS

Figura 1.1. Diagrama en bloques de un sistema DSSS.....	4
Figura 1.2. Generador de secuencias pseudoaleatorias.....	5
Figura 1.3. Saltos de frecuencia.	6
Figura 1.4. Diagrama en bloques de un transmisor FHSS.....	6
Figura 1.5 Ancho de banda de un sistema FHSS.	7
Figura 1.6. Diagrama en bloques del receptor FHSS.	8
Figura 1.7. Ejemplo de FHSS con salto lento de frecuencia.....	9
Figura 1.8. Ejemplo de FHSS con salto rápido en frecuencia.	9
Figura 1.9. Diagrama en bloques del sistema de adquisición.	11
Figura 1.10. Diagrama en bloques del método de rastreo para FHSS.	12
Figura 1.11. Método de rastreo para FHSS.	12
Figura 1.12. Modulación FSK.	14
Figura 1.13. Densidad espectral de potencia de las frecuencias de marca y espacio.	14
Figura 1.14. Diagrama general modulador MSK.	16
Figura 1.15. Patrón de Bits.....	17
Figura 1.16. Señal en Fase (I).....	17
Figura 1.17. Señal en Cuadratura (Q).	17
Figura 1.18. Señal I adelantada y multiplicada por el pulso $\text{Cos}(\pi t/2T)$	18
Figura 1.19. Señal Q multiplicada por el pulso $\text{Sen}(\pi t/2T)$	18
Figura 1.20. Señal I' multiplicada por señal cosenoidal.....	18
Figura 1.21. Señal Q' multiplicada por señal senoidal.	19
Figura 1.22. Señal MSK.	19
Figura 2.1. Kit de desarrollo PRM110.	22
Figura 2.2. Tarjeta DVK PRM110 con conector USB.	23
Figura 2.3. Tarjeta DVK PRM110 con conector USB.	23
Figura 2.4. Conectores RS232.	24
Figura 2.5. Conectores USB tipo A y tipo B.....	25
Figura 3.1. Modelo general del sistema de pruebas.....	33
Figura 3.2. Escenario pruebas en exteriores.	33
Figura 3.3. Escenario pruebas en interiores.....	34
Figura 3.4. Modelo general de pruebas ante interferencia.....	35
Figura 3.5. Modelo de prueba para la medición del ancho de banda.....	36
Figura 3.6. Ancho de banda total ocupado por el sistema.	36
Figura 3.7. Ancho de banda ocupado por un salto.	37
Figura 3.8. Diagrama del escenario de pruebas en exteriores.	38
Figura 3.9. Curvas de atenuación Vs Distancia en exteriores.	41
Figura 3.10. Comparación Potencia de recepción experimental con las potencias de recepción teórica y simulada en exteriores.	43
Figura 3.11. Distribución general de la potencia de recepción en exteriores. .	44

Figura 3.12. Diagrama en bloques del sistema para la obtención de BER simulada.....	46
Figura 3.13. Eb/No vs BER experimental y teórica.....	47
Figura 3.14. Dispersión de retardo contra distancia en exteriores.....	48
Figura 3.15. Modelo de Propagación y Potencia de Recepción en Interiores. .	49
Figura 3.16. Curvas de atenuación contra distancia en interiores.....	51
Figura 3.17. Comparación Potencia de recepción experimental con las potencias de recepción teórica y simulada en exteriores.....	52
Figura 3.18. Distribución general de la potencia de recepción en interiores... 	53
Figura 3.19. Eb/No vs BER experimenta.....	55
Figura 3.20. Dispersión de retardo contra distancia en interiores.....	55
Figura 3.21. Diagrama del escenario pruebas ante interferencia.....	56
Figura 3.22. BER contra relacion portadora a interferencia.....	58

LISTA DE TABLAS

Tabla 2.1. Función de los pines de conectores RS232.	24
Tabla 2.2. Función de los pines del transceptor LT2510.	26
Tabla 2.3. Significado de los LEDs.	28
Tabla 3.1. Características constantes en las pruebas.....	35
Tabla 3.2. Valores de pérdidas de propagación en exteriores.	40
Tabla 3.3. Valores de potencia de recepción experimental, teórica y de simulación en exteriores.....	42
Tabla 3.4. Error absoluto y relativo de la potencia experimental con respecto a las potencias de recepción teóricas y simuladas en exteriores.	43
Tabla 3.5. Valores de BER y Eb/No en exteriores.....	47
Tabla 3.6. Valores de pérdidas de propagación en interiores.	50
Tabla 3.7. Valores de potencia de recepción experimental, teórica y de simulación en interiores.....	51
Tabla 3.8. Error absoluto y relativo de la potencia experimental con respecto a las potencias de recepción teóricas y simuladas en interiores.	53
Tabla 3.9. Valores de Eb/No y BER experimental.....	54
Tabla 3.10. Valores de BER y de relación portadora a interferencia.....	57

LISTA DE ACRÓNIMOS

ACK	<i>Acknowledgement</i> , Acuse de Recibo.
AE	<i>Absolute Error</i> , Error Absoluto.
AWGN	<i>Additive White Gaussian Noise</i> , Ruido Gaussiano Blanco Aditivo.
BER	<i>Bit Error Rate</i> , Tasa de Error de Bit.
CSV	<i>Comma Separated Value</i> , Valor Separado por Comas.
DCE	<i>Data Communication Equipment</i> , Equipo de Comunicación de Datos.
DSSS	<i>Direct Sequence Spread Spectrum</i> , Espectro Ensanchado por Secuencia Directa.
DTE	<i>Data Terminal Equipment</i> , Equipo Terminal de Datos.
FHSS	<i>Frequency Hopping Spread Spectrum</i> , Espectro Ensanchado por Saltos en Frecuencia.
FSK	<i>Frequency Shift Keying</i> , Modulación por Desplazamiento en Frecuencia.
HSS	<i>Hybrid Spread Spectrum</i> , Espectro Ensanchado Híbrido.
ISI	<i>Intersymbol Interference</i> , Interferencia Intersimbólica.
ISM	<i>Industrial Scientific and Medical</i> , Industriales, Científicas y Médicas.
LED	<i>Light Emitter Diode</i> , Diodo Emisor de Luz.
MFSK	<i>Multiple Frequency Shift-Keying</i> , Codificación por Cambio de Frecuencia Múltiple.

NF	<i>Noise Figure</i> , Figura de Ruido.
PN	<i>Pseudo-noise</i> , Pseudo-Ruido.
RE	<i>Relative Error</i> , Error Relativo.
USB	<i>Universal Serial Bus</i> , Bus Serial Universal.
UWB	<i>Ultra Wide Band</i> , Ultra Banda Ancha.
VCC	<i>Voltaje Control Clock</i> , Reloj de Control de Voltaje.
VCO	<i>Voltage Controlled Oscillator</i> , Oscilador Controlado por Voltaje.

INTRODUCCION

En los últimos años las redes inalámbricas han ganado una gran popularidad en el mercado de las telecomunicaciones. Estas redes permiten a los usuarios acceder a información sin necesidad de permanecer en un mismo lugar y en el momento que se desee, siempre y cuando el usuario se encuentre dentro del área de cobertura, lo cual elimina la necesidad de usar cables, y permite el diseño y desarrollo de nuevas aplicaciones, añadiendo flexibilidad a la red y lo más importante incrementando la productividad y eficiencia en las actividades diarias en la empresa, la universidad, el hogar o cualquier otro ambiente donde se implementen estas redes.

A nivel internacional se han asignado ciertas bandas de frecuencia para aplicaciones Industriales, Científicas y Médicas (ISM, *Industrial, Scientific and Medical*), las cuales no requieren un permiso especial para su utilización, siempre y cuando se establezcan ciertos límites en las características operativas de los dispositivos que utilizan estas bandas (principalmente en lo referente a la potencia de transmisión). A nivel comercial se han explotado algunas de las bandas ISM, lo cual ha permitido la creación de tecnologías como Ultra Banda Ancha (UWB, *Ultra Wide Band*), entre otras.

Sin embargo, uno de los problemas que afecta el desempeño de este tipo de sistemas es la interferencia, la cual es producida por la gran cantidad de dispositivos que funcionan en estas bandas. Por esto se han implementado distintas técnicas de transmisión que presentan gran robustez frente a interferencia, entre las cuales se destacan el Espectro Ensanchado por Saltos en Frecuencia (FHSS, *Frequency Hopping Spread Spectrum*) y el Espectro Ensanchado de Secuencia Directa (DSSS, *Direct Sequence Spread Spectrum*), que permiten a tecnologías tales como Bluetooth obtener un mejor desempeño en ambientes hostiles.

Este trabajo de grado enfoca sus esfuerzos en la evaluación del desempeño de un sistema de comunicación de datos de corto alcance en la banda de 2.4 GHz usando la técnica de transmisión FHSS. Este sistema se implementó con dispositivos *Hardware* y *Software* que permitieron evaluar el desempeño a nivel físico del sistema mediante la toma de datos y su posterior análisis, en distintos escenarios y ante interferencia. Este trabajo apoyó al proyecto de investigación y desarrollo titulado: "Prototipo de Comunicación de Datos Multipropósito Vía Radio

de Corto Alcance en 2.4 GHz", ID 3085, aprobado y financiado por la Vicerrectoría de Investigaciones de la Universidad del Cauca dentro de la Sexta Convocatoria de Apoyo a Proyectos de Investigación y Desarrollo Tecnológico e Investigación.

El contenido de este trabajo presenta en el capítulo 1 la teoría acerca de la técnica de transmisión FHSS, en el capítulo 2 información relacionada al kit de desarrollo utilizado, en el capítulo 3 se presentan las pruebas realizadas, los resultados y su análisis y por último el capítulo 4 son las conclusiones obtenidas a partir de las pruebas, los resultados y su análisis.

CAPITULO 1 ESPECTRO ENSANCHADO POR SALTOS EN FRECUENCIA

Los sistemas que usan las técnicas de ensanchamiento de espectro son altamente utilizados en sistemas de comunicación inalámbrica debido al bajo costo de su implementación, a sus características de protección contra perturbaciones y el encubrimiento de la señal [1]. Las técnicas fueron diseñadas originalmente para uso militar con el fin de evitarla interceptación de las transmisiones de radio. Así, a finales de la Segunda Guerra Mundial, nació una tecnología de comunicaciones basada en espectro ensanchado que cumplió con requerimientos de seguridad [2].

Con el fin de entender el funcionamiento de la técnica de transmisión FHSS, el presente capitulo expone las bases y características teóricas de esta técnica, para de esta forma adquirir conocimientos que permitan la evaluación y análisis del desempeño a nivel físico de un sistema vía radio de corto alcance en 2.4 GHz basado en la técnica FHSS.

1.1 ESPECTRO ENSANCHADO.

El espectro ensanchado (SS, *Spread Sprectrum*) se define como la técnica de radiocomunicación en el que la energía media de la señal transmitida se distribuye sobre un ancho de banda mucho mayor que el ancho de banda de la señal original, empleando un código independiente al de los datos, ofreciendo una capacidad de direccionamiento selectivo [3].

1.1.1 Técnicas de Espectro Ensanchado.

Las técnicas de espectro ensanchado presentan distintas modalidades de funcionamiento las cuales son:

- DSSS es una técnica de transmisión que utiliza una secuencia pseudoaleatoria digital también llamada Secuencia de Pseudoruido (PN, *Pseudo-Noise*), con una velocidad de transmisión muy superior a la velocidad de la señal de información. Cada bit de información de la señal digital se representa por una secuencia de bits de menor duración

denominados chips, como resultado de esta representación se logra que la información se transmita como una secuencia pseudoaleatoria de datos codificados que ocupen un ancho de banda mayor y con una densidad espectral de potencia más baja, produciendo un espectro similar al ruido. En la recepción la señal que llega es multiplicada por la misma secuencia pseudoaleatoria utilizada en transmisión y de esta forma se recupera la información original, esto se muestra de manera general en la figura 1.1.

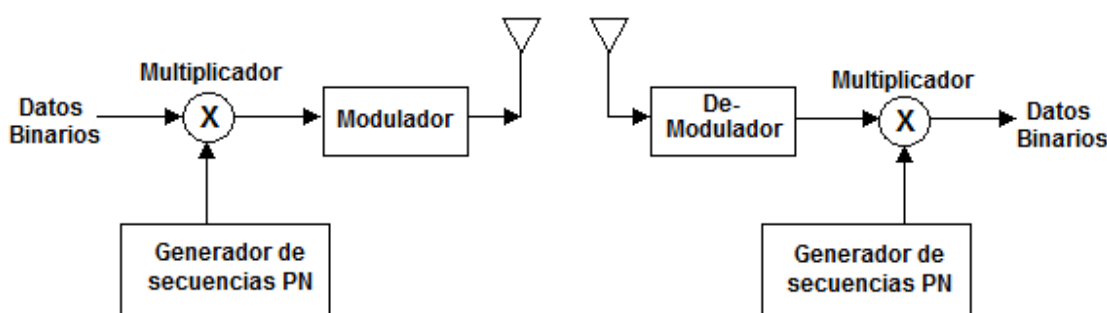


Figura 1.1. Diagrama en bloques de un sistema DSSS.

- FHSS es una técnica de transmisión que conmuta automáticamente la frecuencia de la portadora; proceso que se realiza siguiendo un código pseudoaleatorio, sin disminuir la densidad espectral de potencia. El receptor correspondiente realiza el "salto" en frecuencia de manera sincronizada con el mismo código utilizado por el transmisor para recuperar la información deseada, esto se muestra de manera general en las figura 1.4 y 1.6.
- Espectro Ensanchado Híbrido (HSS, *Hybrid Spread Spectrum*), combinación de las dos técnicas de ensanchamiento de espectro (FHSS y DSSS) [4].

1.1.2 Secuencias Pseudoaleatorias.

Las secuencias pseudoaleatorias, son secuencias binarias periódicas con una forma de onda que asemeja al ruido, las cuales son originadas por un generador de secuencias pseudoaleatorias que consiste en una serie de *flip-flops*¹ y un circuito lógico combinatorio² [5], como el que se muestra en la Figura 1.2. Los *flip-*

¹Un *flip-flop* es un circuito que puede alternar en dos posibles estados o permanecer en uno de ellos de acuerdo a sus entradas.

²Un circuito combinatorio como su nombre lo sugiere es un circuito cuya salida depende de la combinación de sus entradas [6].

flips cambian su estado con cada flanco de la señal de reloj. La salida de cada *flip-flop* se conecta a la entrada del siguiente y a su vez a un circuito lógico que dependiendo de sus entradas genera una salida que realimenta al primer *flip-flop*, generando así una secuencia pseudoaleatoria la cual se obtendrá en la salida del último *flip-flop*.

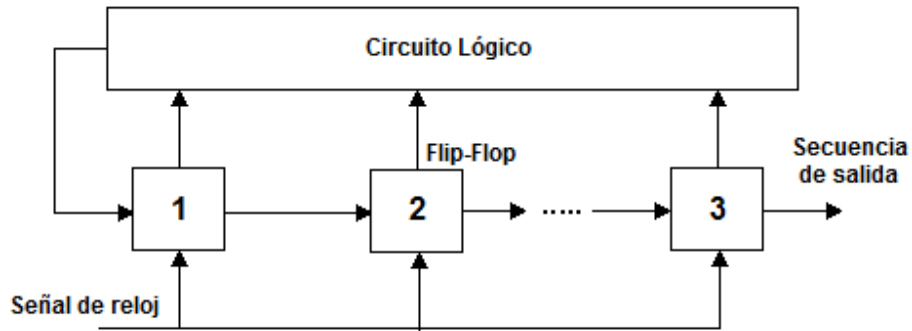


Figura 1.2. Generador de secuencias pseudoaleatorias

La secuencia obtenida no es estrictamente aleatoria ya que esta se repetirá en un periodo que dependerá del número de *flip-flops* que contenga el circuito, esto se muestra en la ecuación 1.1.

$$T [s] = 2^m - 1 \quad (1.1)$$

Donde:

T : es el periodo de la secuencia pseudoaleatoria.

m : es el número de *flip-flops*.

1.2 PROCESO FHSS.

FHSS segmenta la información y cada segmento se transmite en una determinada frecuencia durante un intervalo de tiempo denominado *dwell time*, el cual es menor a 400 ms. Pasado este tiempo se cambia la frecuencia de emisión y se transmite en dicha frecuencia. De esta manera cada segmento se transmite en una frecuencia distinta durante un intervalo de tiempo muy corto, como se muestra en la figura 1.3.

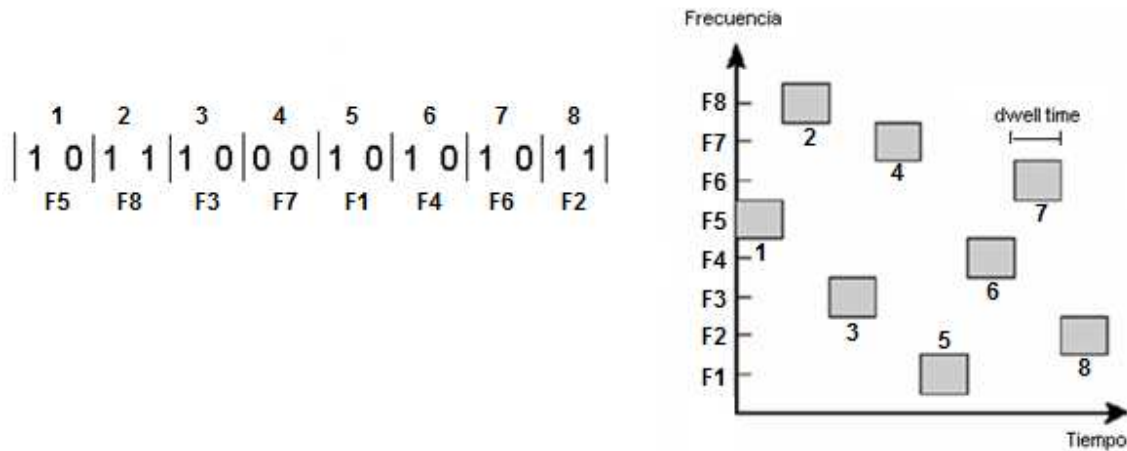


Figura 1.3. Saltos de frecuencia.

Como se muestra en el diagrama en bloques de la Figura 1.4, el proceso comienza cuando la información es modulada con Codificación por Cambio de Frecuencia Múltiple (MFSK, *Multiple Frequency Shift Keying*), simultáneamente el sintetizador genera la frecuencia de portadora de acuerdo a un bloque de bits que proporciona el generador de secuencias pseudoaleatorias. La señal generada por el sintetizador es mezclada con la señal de información modulada y la señal resultante va a un filtro pasa banda que deja pasar solo las componentes principales de frecuencia del proceso de la mezcla, rechazando armónicos y productos no deseados [2].

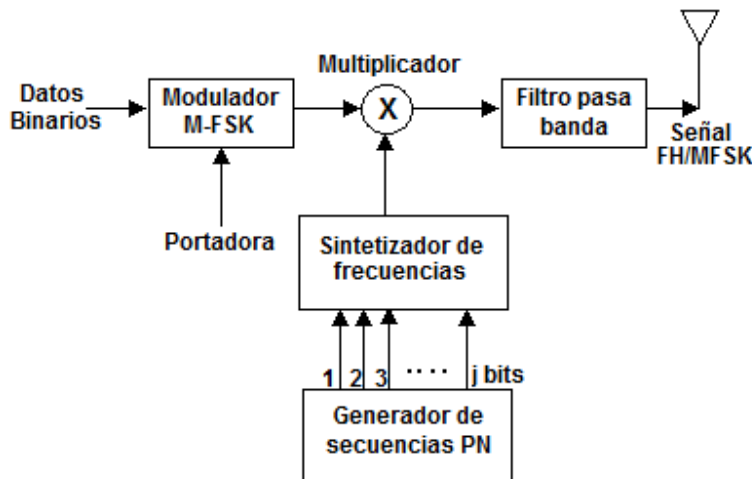


Figura 1.4. Diagrama en bloques de un transmisor FHSS.

En la figura 1.5 se observa el salto de frecuencias y se puede apreciar el ancho de banda disponible, el cual está representado por la ecuación 1.2.

$$W_{ss}[\text{Hz}] = N[\text{veces}]\Delta f_{ch}[\text{Hz}] \quad (1.2)$$

Donde:

W_{ss} : ancho de banda espectral disponible.

N : número de canales de frecuencias disponibles.

Δf_{ch} : ancho de banda de canal.

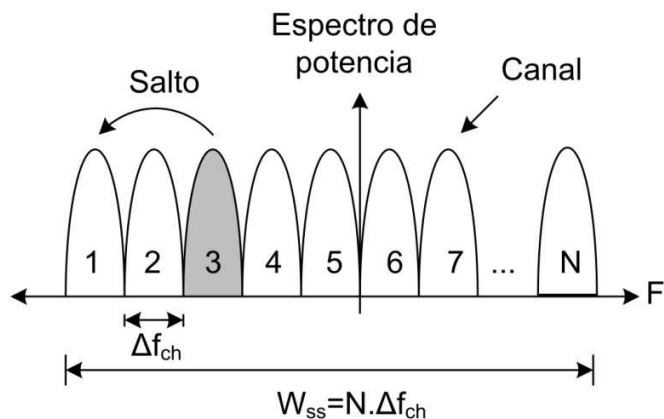


Figura 1.5 Ancho de banda de un sistema FHSS.

1.3 PROCESO DE DESENSANCHAMIENTO FHSS.

La señal que llega al receptor es mezclada con una señal local producida por el sintetizador de frecuencias, las cuales se generan de acuerdo a una secuencia pseudoaleatoria que es la misma y esta sincronizada con la del transmisor, para de esta forma recuperar los datos. La señal resultante pasa a través de un filtro pasa banda y luego es procesada por un detector no coherente MFSK [5]. El anterior proceso se muestra en la Figura 1.6.

1.1 TIPOS DE SALTOS EN FRECUENCIA EN FHSS.

De acuerdo a la relación que se presente entre la velocidad a la que se ejecutan los saltos en frecuencia en FHSS y la velocidad de transmisión de los datos, se tienen dos clases de saltos en frecuencia los cuales son lento y rápido [8].

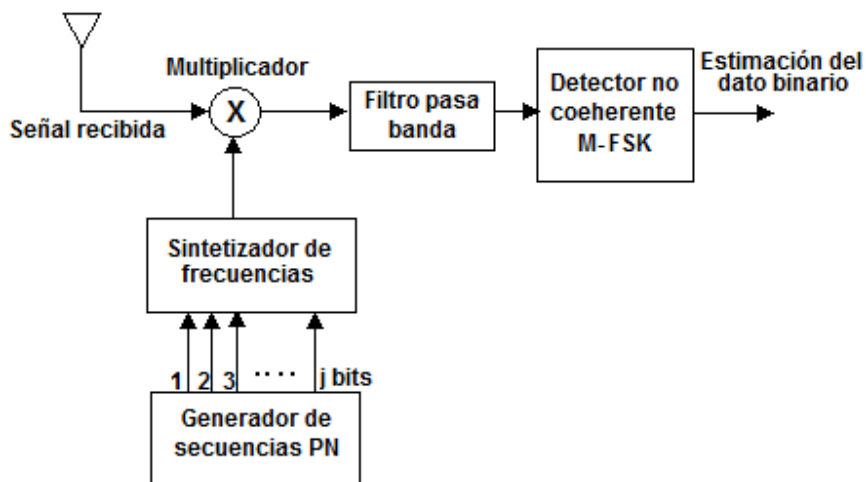


Figura 1.6. Diagrama en bloques del receptor FHSS.

1.1.1 FHSS con Salto Lento en Frecuencia.

Este tipo de salto en frecuencia consiste en que en cada salto se transmiten uno o más símbolos³, es decir la frecuencia de salto es menor o igual a la velocidad de transmisión de símbolo. Para entender mejor este concepto se presenta un ejemplo en el cual se transmiten 2 símbolos en un mismo salto, para esto se usa Modulación por Desplazamiento en Frecuencia (FSK, *Frequency Shift Keying*)⁴ FSK, lo cual indica que un símbolo está compuesto por 2 bits y se usan 4 frecuencias para su codificación, es decir se tienen frecuencias f_1 , f_2 , f_3 y f_4 para representar cada símbolo 00, 01, 10 y 11 respectivamente. Para la secuencia pseudoaleatoria se usan 2 bits, lo que conlleva a utilizar 4 canales para la transmisión los cuales son, canal 1 cuando la secuencia es 00, canal 2 cuando la secuencia es 01, canal 3 cuando la secuencia es 10 y canal 4 cuando la secuencia es 11. Al usar 4 FSK es necesario que cada canal se divida en 4 frecuencias para codificar los símbolos, de esta manera el canal 1 se divide en f_{11} , f_{12} , f_{13} y f_{14} , el canal 2 se divide en f_{21} , f_{22} , f_{23} y f_{24} , el canal 3 en f_{31} , f_{32} , f_{33} y f_{34} y el canal 4 en f_{41} , f_{42} , f_{43} y f_{44} . Lo anterior se muestra en la figura 1.7.

³ Un símbolo es un conjunto de bits.

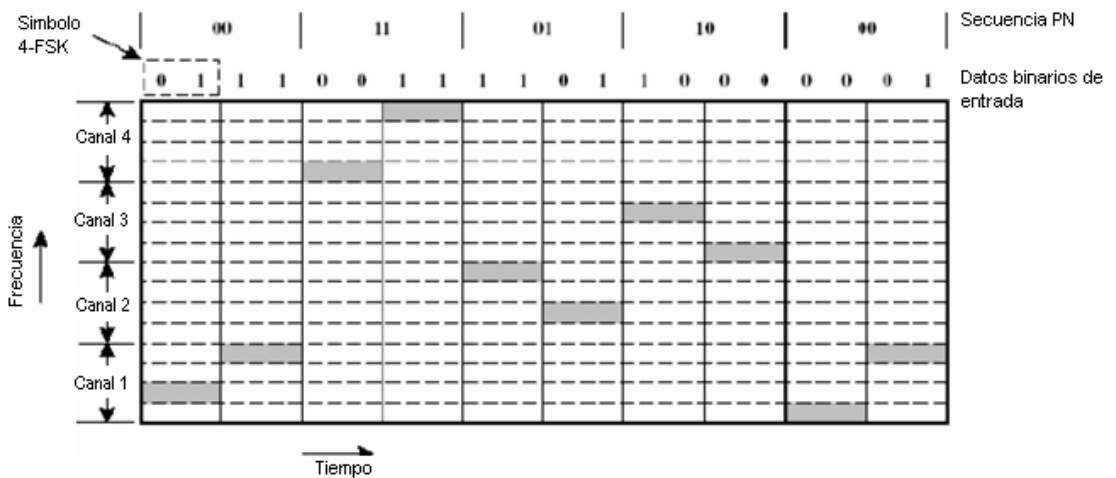


Figura 1.7. Ejemplo de FHSS con salto lento de frecuencia.

1.1.2 FHSS con Salto Rápido en Frecuencia.

Este tipo de salto en frecuencia permite que un mismo símbolo sea transmitido en varias frecuencias, es decir la frecuencia de saltos es mayor a la velocidad de transmisión de símbolo. Para entender mejor este concepto se presenta un ejemplo con los mismos parámetros del ejemplo de FHSS con salto lento en frecuencia, los cuales son modulación 4 FSK y 2 bits para la secuencia pseudoaleatoria, lo anterior se muestra en la figura 1.8.

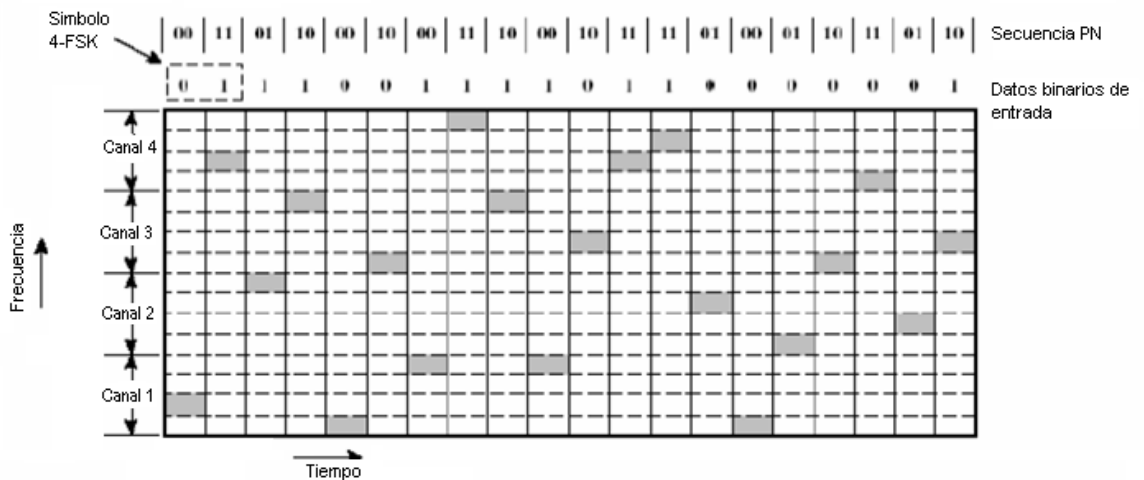


Figura 1.8. Ejemplo de FHSS con salto rápido en frecuencia.

1.2 SINCRONIZACION EN FHSS.

El problema fundamental en los sistemas de espectro ensanchado radica en que la secuencia pseudoaleatoria debe ser idéntica en el transmisor y en el receptor, esto hace necesario que las secuencias pseudoaleatorias estén sincronizadas para que tanto transmisor como receptor salten en las mismas frecuencias, de lo contrario no permite la correcta recepción de los datos. Para esto se requieren dos fases una de adquisición o ajuste grueso de sincronización y otra de rastreo o ajuste fino de sincronización.

1.2.1 Fase de Adquisición.

Para sincronizar la secuencia pseudoaleatoria que controla el patrón de saltos en frecuencia, el transmisor envía un patrón de saltos de frecuencia conocido al receptor y el sistema de adquisición de este último recibe la señal para procesarla y lograr de esta forma la sincronización. El sistema de adquisición está compuesto por un arreglo de filtros sintonizados, cada uno conectado a un detector de envolvente y este a su vez es retardado, todas las salidas son sumadas y el resultado es comparado con un valor umbral, este proceso se repite hasta que dicho valor umbral sea superado y de esta forma se logra la sincronización. El diagrama en bloques del sistema de adquisición se muestra en la figura 1.9 [9].

1.2.2 Fase de Rastreo.

La fase de rastreo empieza una vez que ha sido identificado el inicio de la sincronización, su función es mantener la sincronización del patrón de saltos de frecuencia del transmisor con la secuencia pseudoaleatoria del receptor.

Un método típico de rastreo para las señales FHSS, se muestra en la figura 1.10. El método se basa sobre la premisa de un corto tiempo de error entre la señal recibida y la señal del sintetizador de frecuencias del receptor. En este método la señal recibida es mezclada con la señal generada por el sintetizador local y luego pasa por un filtro pasa banda. La salida del filtro pasa por un detector de envolvente para producir una señal $V_d(t)$, que mostrara el desfase de la señal entrante y la señal producida por el sintetizador local. La señal $V_d(t)$ se mezcla con la señal $V_c(t)$ del Reloj Controlado por Voltaje (VCC, *Voltage Controlled Clock*). La señal resultante de la mezcla $V_s(t)$ es la encargada de controlar la velocidad del

VCC, para esto pasa por un filtro pasa bajo que elimina componentes no deseadas y entra nuevamente al VCC hasta que la señal recibida este en total sincronismo con la señal del sintetizador local. El resultado de la mezcla y el proceso de rastreo se muestran en la figura 1.11 [9].

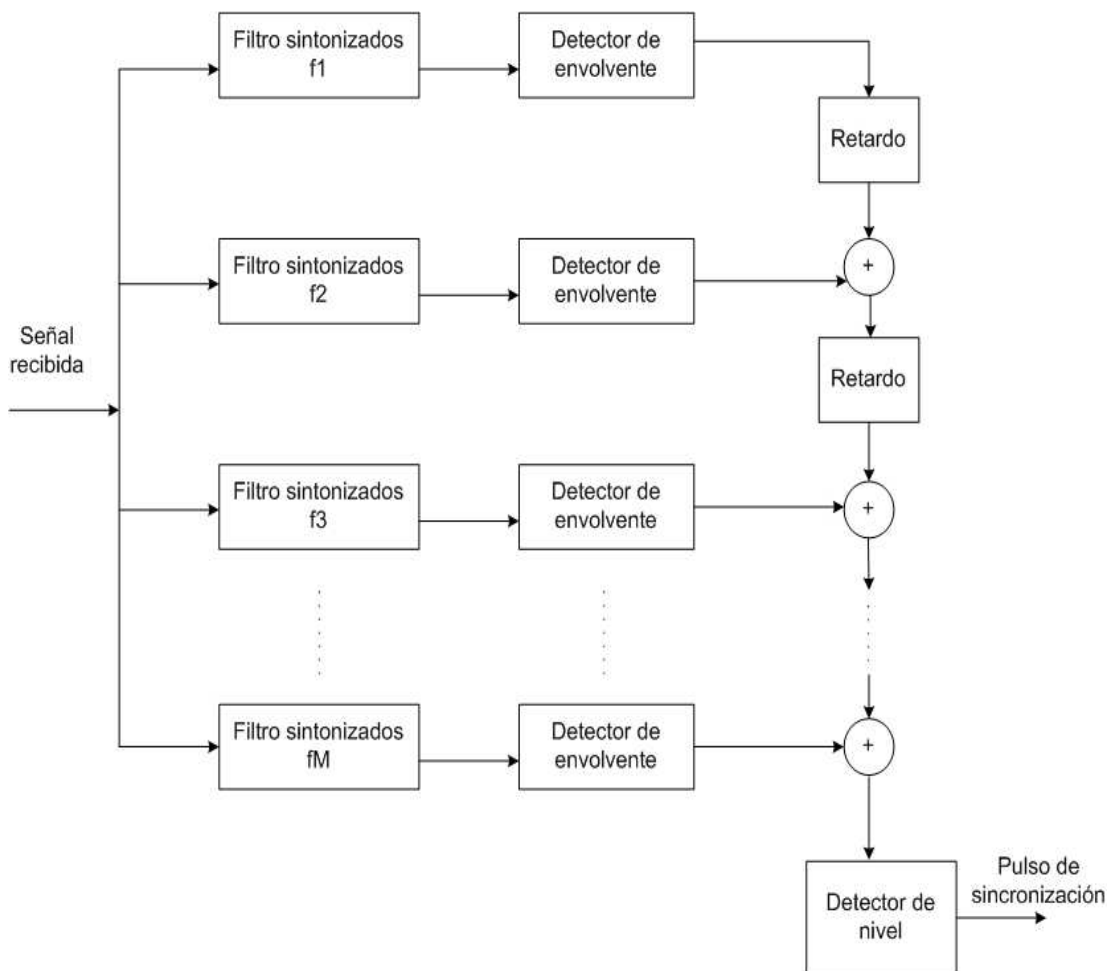


Figura 1.9. Diagrama en bloques del sistema de adquisición.

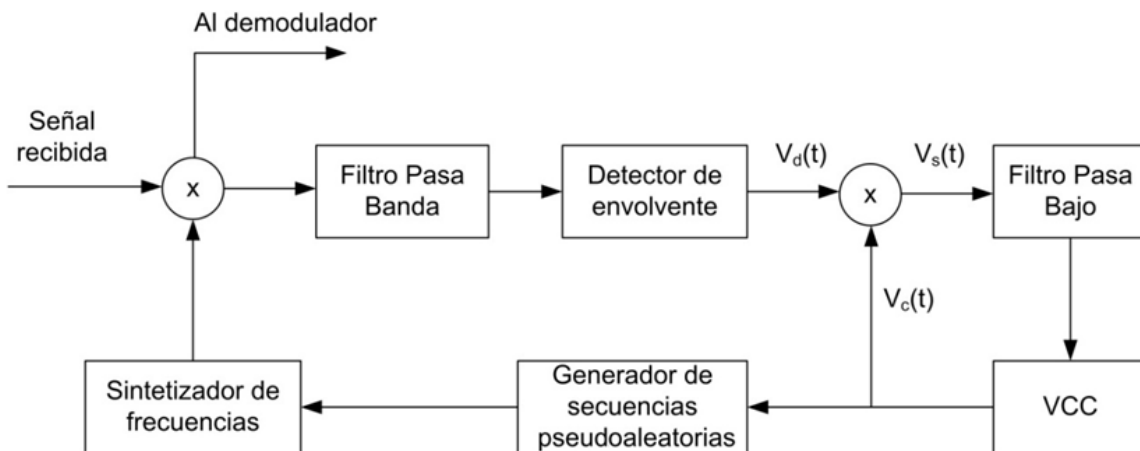


Figura 1.10. Diagrama en bloques del método de rastreo para FHSS.

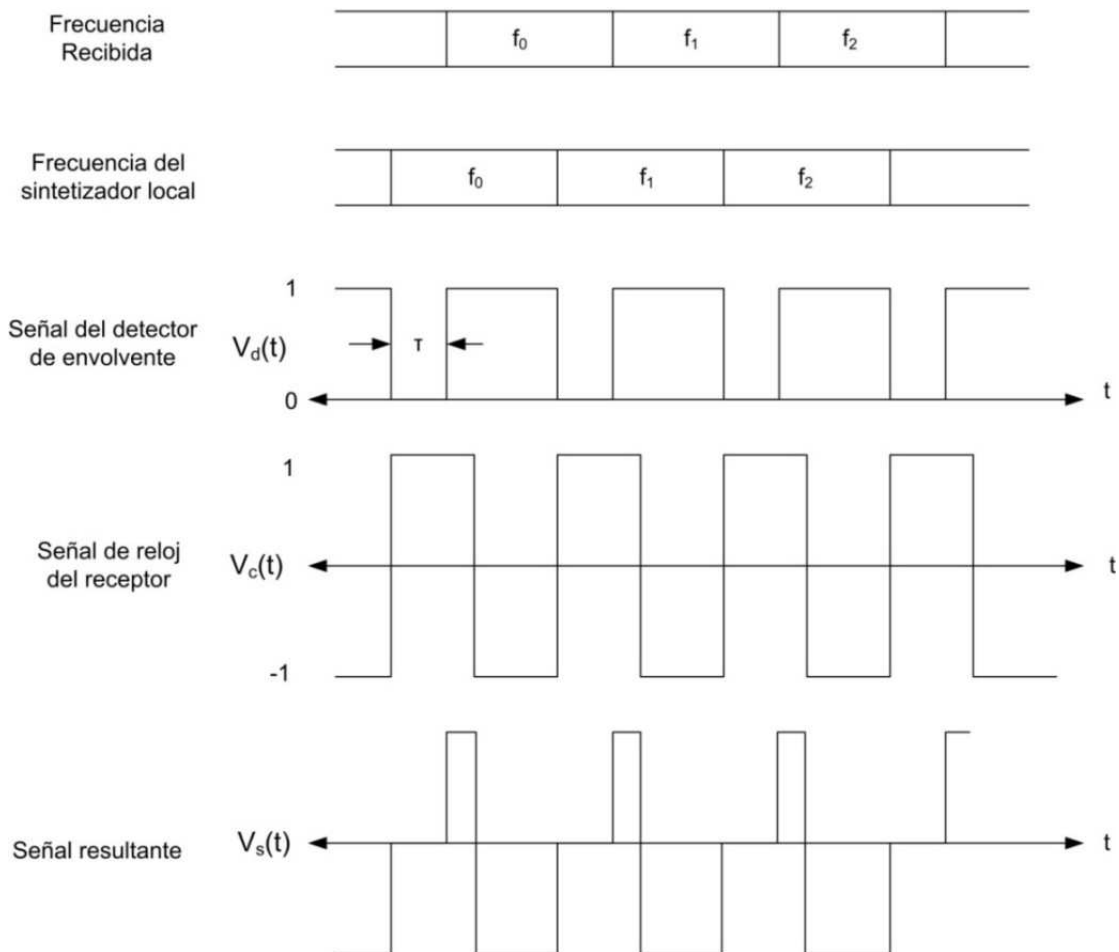


Figura 1.11. Método de rastreo para FHSS.

1.3 MODULACION POR DESPLAZAMIENTO MINIMO.

La Modulación por Desplazamiento Mínimo (MSK, *Minimun Shift Keying*) es un tipo especial de esquema de FSK.

1.3.1 Aspectos Teóricos sobre FSK.

FSK es una forma de modulación angular de amplitud constante, similar a la modulación en frecuencia convencional, excepto que la señal moduladora es un flujo de pulsos binarios que varía, entre dos niveles de voltaje discreto, en lugar de una forma de onda analógica que cambia de manera continua. La expresión general para una señal FSK binaria es:

$$v(t) = \begin{cases} A\text{sen}(2\pi f_1 t) \\ A\text{sen}(2\pi f_2 t) \end{cases} \quad (1.3)$$

Donde:

$v(t)$: forma de onda FSK binaria.

A : amplitud pico de la portadora.

f_1 : frecuencia de la portadora para marca.

f_2 : frecuencia de la portadora para espacio.

t : tiempo.

De la ecuación 1.3 se puede ver que dependiendo del valor que tome la señal binaria (1 o 0) la señal portadora cambia de frecuencia manteniendo la misma amplitud. Generalmente las frecuencias f_1 y f_2 corresponden a desplazamientos de igual magnitud pero en sentidos opuestos con respecto a la frecuencia de la señal portadora. Esta modulación se muestra en la figura 1.12.

Los transmisores de FSK a menudo son Osciladores Controlados por Voltaje (VCO, *Voltage Controlled Oscillator*). La frecuencia de reposo del VCO es igual a la frecuencia portadora o frecuencia central del canal, en el centro entre las frecuencias de marca y espacio. Una condición de 1 lógico, en la entrada, cambia el VCO de su frecuencia de reposo a la frecuencia de marca; una condición de 0 lógico, en la entrada, cambia el VCO de su frecuencia de reposo a la frecuencia de espacio. La densidad espectral de potencia se muestra en la figura 1.13.

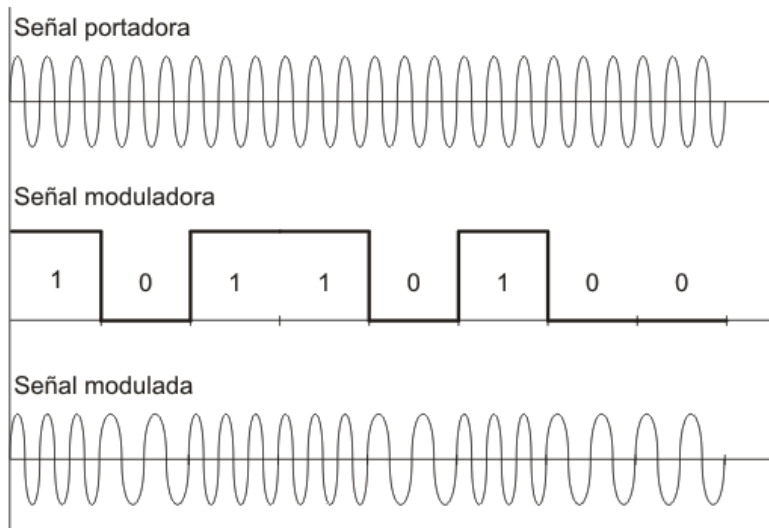


Figura 1.12. Modulación FSK.

El índice de modulación depende de la velocidad de transmisión de datos R_b ecuación 1.4 y la desviación de frecuencia Δf ecuación 1.5, tal como se muestra en la ecuación 1.6.

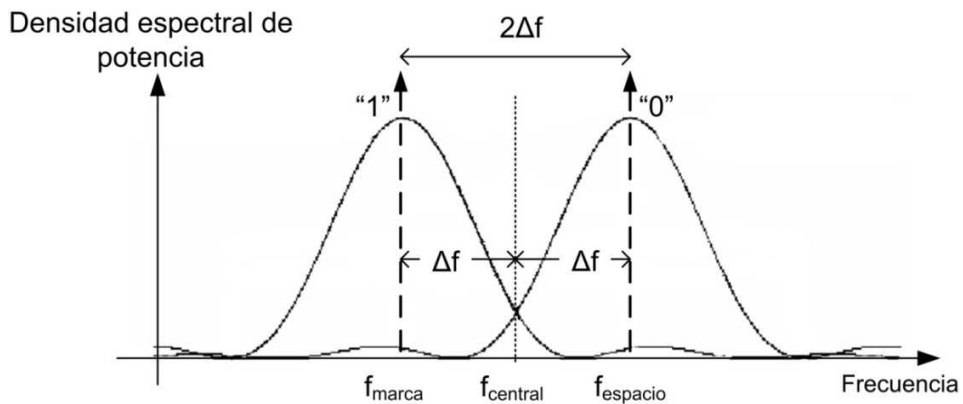


Figura 1.13. Densidad espectral de potencia de las frecuencias de marca y espacio.

$$R_b[bps] = \frac{1}{T_b [s]} \quad (1.4)$$

Donde:

R_b : velocidad de transmisión de datos.

T_b : tiempo de bit.

$$\Delta f[\text{Hz}] = \left| \frac{f_2[\text{Hz}] - f_1[\text{Hz}]}{2} \right| \quad (1.5)$$

Donde:

Δf : desviación de frecuencia.

Entonces el índice de modulación se define como se muestra en la ecuación 1.6.

$$MI = \frac{\Delta f}{Rb} \quad (1.6)$$

Donde:

MI : Índice de modulación.

El ancho de banda de un sistema digital FSK se puede obtener de la regla de Carson para sistemas analógicos, como se indica en la ecuación 1.7.

$$BW[\text{Hz}] = 2(\Delta f[\text{Hz}] + f_m[\text{Hz}]) \quad (1.7)$$

Donde:

BW : ancho de banda.

f_m : frecuencia de modulación.

Al adecuar la regla de Carson para la modulación FSK, f_m se convierte en velocidad de transmisión de datos (R_s), obteniendo la ecuación 1.8.

$$BW = 2(\Delta f + R_s) \quad (1.8)$$

En un FSK binario el índice de modulación, por lo general, se mantiene bajo 1, produciendo así un espectro de salida de banda estrecha. Debido a que el FSK binario es una forma de modulación en frecuencia de banda estrecha, el mínimo ancho de banda depende del índice de modulación. Para un índice de modulación entre 0.5 y 1, se generan dos o tres conjuntos de frecuencias laterales significativas.

1.3.2 Aspectos Teóricos sobre MSK.

Si para la modulación FSK se toma un índice de modulación de 0.5, el cual es el menor índice para lograr ortogonalidad entre las frecuencias de marca y espacio, se estaría hablando de MSK. Remplazando el valor de MI por 0.5 en la ecuación 1.6, se obtiene la ecuación 1.9.

$$0.5Rb = \Delta f \quad (1.9)$$

De la ecuación 1.9 se puede concluir que la separación entre frecuencias de marca y espacio será siempre la mitad de la tasa de bit. Sin embargo a diferencia de FSK la reducida separación entre las frecuencias no permite que se utilicen moduladores con VCO, por esto es necesario usar moduladores IQ [10], por esto en la ecuación 1.9 es necesario cambiar Rb por Rs ya que por ser una modulación en cuadratura no se habla de bit sino de símbolo, el cual está formado por 2 bits, entonces $Rs = Rb/2$, por lo tanto la ecuación 1.9 se convierte en la ecuación 1.10.

$$0.5Rs = \Delta f \quad (1.10)$$

El diagrama general de un modulador MSK se muestra en la figura 1.14.

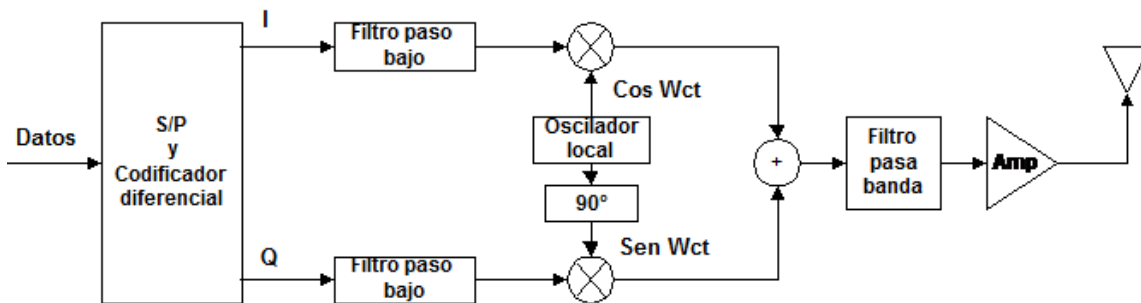


Figura 1.14. Diagrama general modulador MSK.

El funcionamiento de MSK es más fácil de entender con el uso de un ejemplo, por ejemplo si se toma un patrón de bits (11000111) el cual se muestra en la figura 1.15. Los bits del patrón se separaran en fase y en cuadratura obteniendo las figuras 1.16 y 1.17 respectivamente.

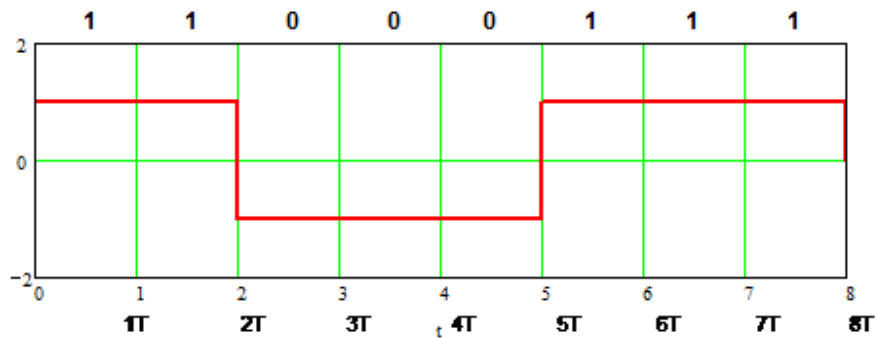


Figura 1.15. Patrón de Bits.

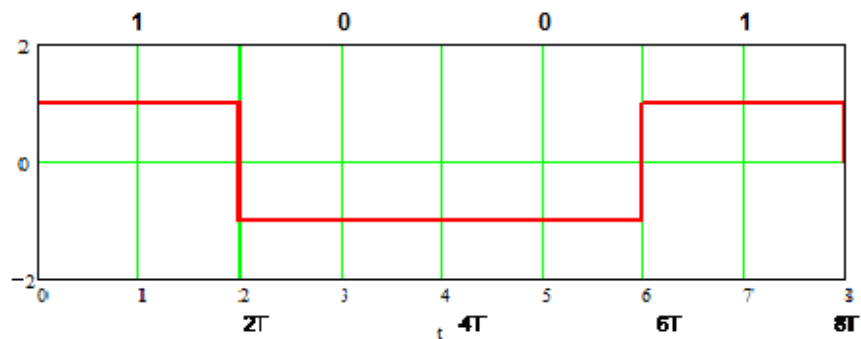


Figura 1.16. Señal en Fase (I).

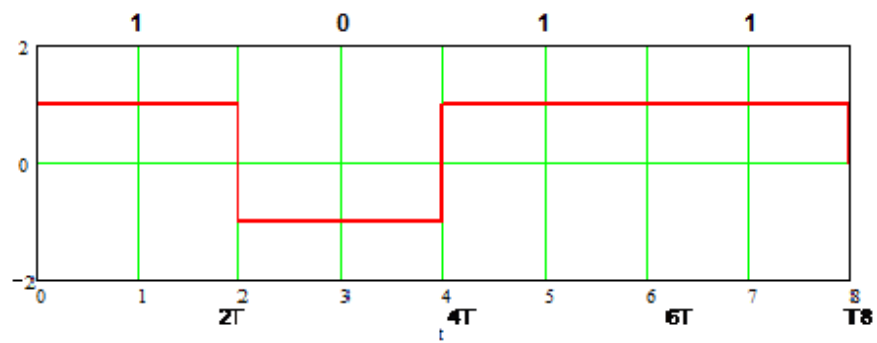


Figura 1.17. Señal en Cuadratura (Q).

Para generar la señal MSK la señal en fase es adelantada un periodo T y multiplicada por el pulso $\cos(\frac{\pi t}{2T})$, obteniendo una señal I' y la señal en cuadratura multiplicada por el pulso $\sin(\frac{\pi t}{2T})$ obteniendo una señal Q' , como se muestra en las figuras 1.18 y 1.19.

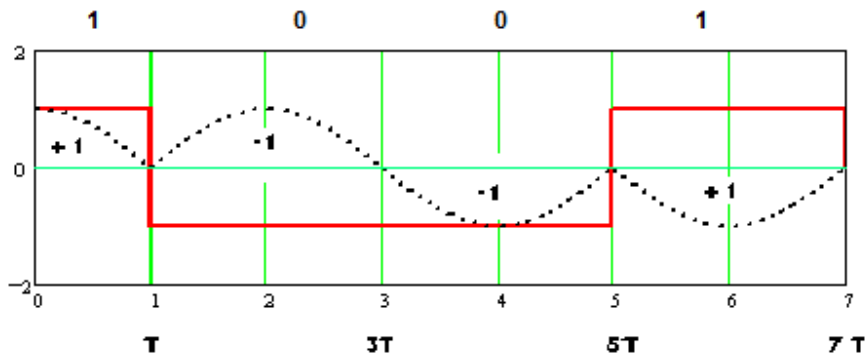


Figura 1.18 Señal I adelantada y multiplicada por el pulso $\text{Cos}(\pi t/2T)$.

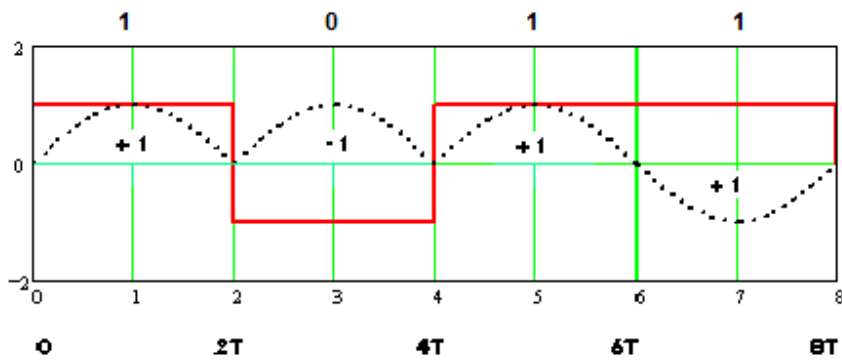


Figura 1.19. Señal Q multiplicada por el pulso $\text{Sen}(\pi t/2T)$.

Las señales en fase y cuadratura obtenidas de este proceso son multiplicadas por $\cos(2\pi fct)$ y $\text{sen}(2\pi fct)$ respectivamente. Para simplificar el ejemplo se toma a $fc = 1$, obteniendo las figuras 1.20 y 1.21. Por último la señal MSK es obtenida con la suma del resultado de las anteriores multiplicaciones, logrando así una señal como la mostrada en la figura 1.22.

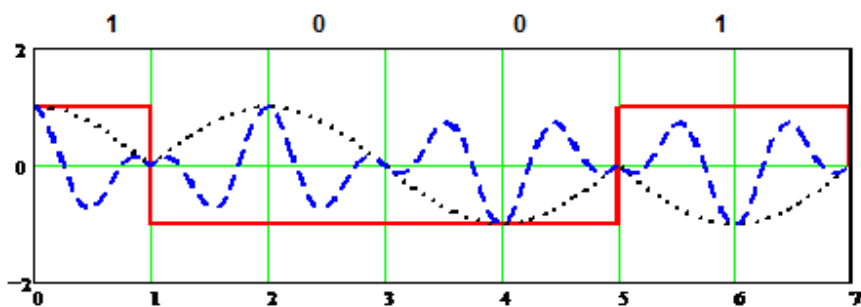


Figura 1.20. Señal I' multiplicada por señal cosenoidal.

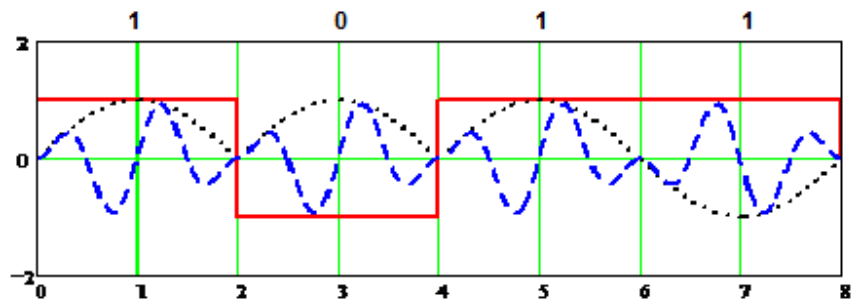


Figura 1.21. Señal Q' multiplicada por señal senoidal.

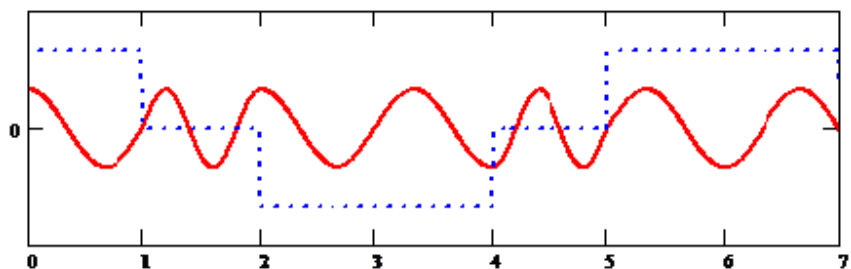


Figura 1.22. Señal MSK.

El ancho de banda de un sistema digital MSK se puede obtener a partir del ancho de banda de FSK mostrado en la ecuación 1.8. Reemplazando 1.10 en 1.8, se obtiene la ecuación 1.11.

$$BW = 2(0.5R_s + R_s) = 3R_s \quad (1.11)$$

Por último teniendo en cuenta que $R_s = R_b/2$ se obtiene la ecuación 1.12.

$$BW = \frac{3}{2}R_b = 1.5R_b \quad (1.12)$$

A partir de la ecuación 1.12 se puede concluir que la modulación MSK presente un uso eficiente del ancho de banda.

1.4 CARACTERÍSTICAS DE LA TÉCNICA FHSS.

Después de conocer el funcionamiento y las propiedades de la técnica de transmisión FHSS es posible determinar ciertas características que hacen favorable el uso de esta técnica. A continuación se enumeran las principales características:

- 1) **Alta seguridad.** FHSS cuenta con un blindaje contra intrusos que quieran interceptar la comunicación, ya que al transmitir la información saltando en diferentes frecuencias siguiendo un patrón que obedece a una secuencia pseudoaleatoria que solo conoce el transmisor y el receptor, es casi imposible que la información sea recuperada si no se conoce la secuencia pseudoaleatoria de saltos en frecuencia.

- 2) **Re-uso de banda.** FHSS tiene la posibilidad de reutilizar la banda en la que se esté trabajando sin importar que tan poco distante se encuentre un dispositivo que opere en la misma banda y que use FHSS, esto conlleva a tener una gran barrera contra interferencias. Todo esto debido a que a pesar de que se utilicen las mismas frecuencias, si la secuencia pseudoaleatoria son diferentes los sistemas que usen la misma banda no se interferirán ya que existe una baja probabilidad de coincidir en una misma frecuencia.

- 3) **Baja susceptibilidad a bloqueo.** Gracias a que se utiliza una gran cantidad de canales diferentes para transmitir la información es muy difícil lograr que todos los canales se saturen, en el peor de los casos solo se bloquearan ciertas partes de la información, sin embargo esto no evitara que la información sea entregada correctamente debido al uso de técnicas de detección y corrección de errores, retransmisión y control de secuencia.

CAPITULO 2. KIT DE DESARROLLO PRM110.

Actualmente el proteger la información que se transmite en una comunicación se ha convertido en un factor de bastante importancia y por ende se ha hecho necesaria la inclusión de productos que cumplan con este requisito en el mercado. Para lograr este fin existen sistemas inalámbricos de comunicación de datos que hacen uso de bandas ISM⁴ en 2.4GHz y la técnica de transmisión FHSS, ya que brinda una alta seguridad en la transmisión de datos. Del uso de esta técnica se ha obtenido como resultado desarrollos en modem de datos, equipos radio de comunicación de voz portátiles, teléfonos inalámbricos y dispositivos con tecnología Bluetooth⁵, que es una de las tecnologías más populares que implementa la técnica de transmisión FHSS.

Este capítulo contiene información sobre los distintos componentes que hacen parte del Kit de Desarrollo (DVK, *Development Kit*) PRM110 de *Laird Technologies*⁶. El DVK es un sistema integrado que contiene todo el *hardware*, *software* y documentación necesaria para la operación del kit, tal y como se muestra en la figura 2.1. Este kit es flexible a nivel de la interfaz hardware y por lo tanto puede ser conectado a un computador para evaluar el desempeño a través de las interfaces serial RS232⁷ o Bus Serial Universal (USB, *Universal Serial Bus*).

El DVK PRM110 usa como componente principal un módulo transceptor que utiliza la técnica de transmisión FHSS. Soporta altas tasas de transmisión y distancias de hasta 4 Km, es muy apropiado para un gran número de aplicaciones industriales.

⁴Bandas asignadas para aplicaciones Industriales, Científicas y Médicas (ISM, Industrial Scientific and Medical), estas bandas no requieren un permiso especial para su utilización, siempre y cuando se establezcan ciertos límites en las características operativas de los dispositivos que utilizan estas bandas (principalmente en lo referente a la potencia de transmisión [17].

⁵Bluetooth es una especificación industrial para la conectividad de corto alcance basada en RF para dispositivos portátiles personales, utiliza la técnica de transmisión FHSS y usa la banda ISM de 2.4GHz [11].

⁶Laird Technologies, empresa especializada en el diseño y fabricación de blindaje para interferencia electromagnética, telemática, gestión térmica y soluciones de antena para los sectores de telecomunicaciones, comunicaciones de datos, informática, electrónica, aeroespacial, defensa, automoción, industrial y equipos médicos [7].

⁷RS232 es una interfaz que define una norma para el intercambio serial de datos binarios entre un DTE y un DCE [12].



Figura 2.1. Kit de desarrollo PRM110.

2.1 ASPECTOS HARDWARE DEL DVK PRM110.

Los componentes hardware de la tarjeta del DVK PRM110 son: interfaces estándar de computador (RS232 y USB) que permiten la integración fácil con sistemas de este tipo; un módulo transceptor LT2510, *jumpers*⁸ para configurar los modos de operación y suministros de energía, y Diodos Emisores de Luz (LED, *Light Emitting Diode*) que muestran continuamente el funcionamiento y configuración de la tarjeta. El kit consta de 2 tarjetas muy similares cuyas diferencias se muestran en las figuras 2.2 y 2.3 [15].

La tarjeta mostrada en la figura 2.2 presenta una interfaz USB y toma la alimentación de energía del dispositivo al que esté conectado en este puerto, mientras que la tarjeta de la figura 2.3 cuenta con una interfaz RS232 y un conector para adaptador de energía o puede ser alimentado por una batería.

⁸*Jumper*, Elemento removible que se usa para dar continuidad a un circuito.

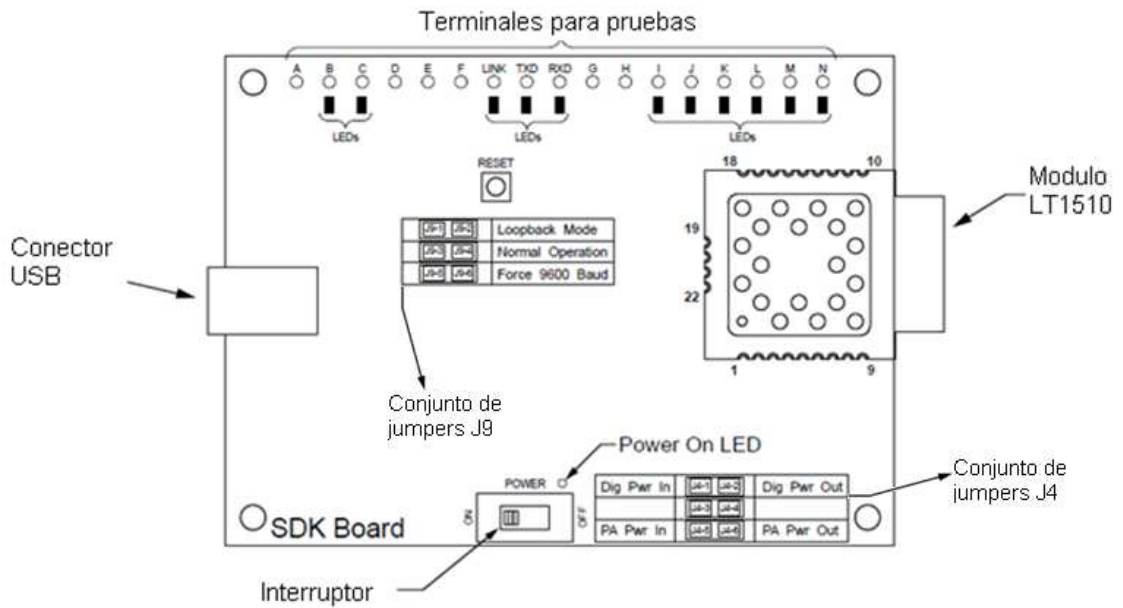


Figura 2.2. Tarjeta DVK PRM110 con conector USB.

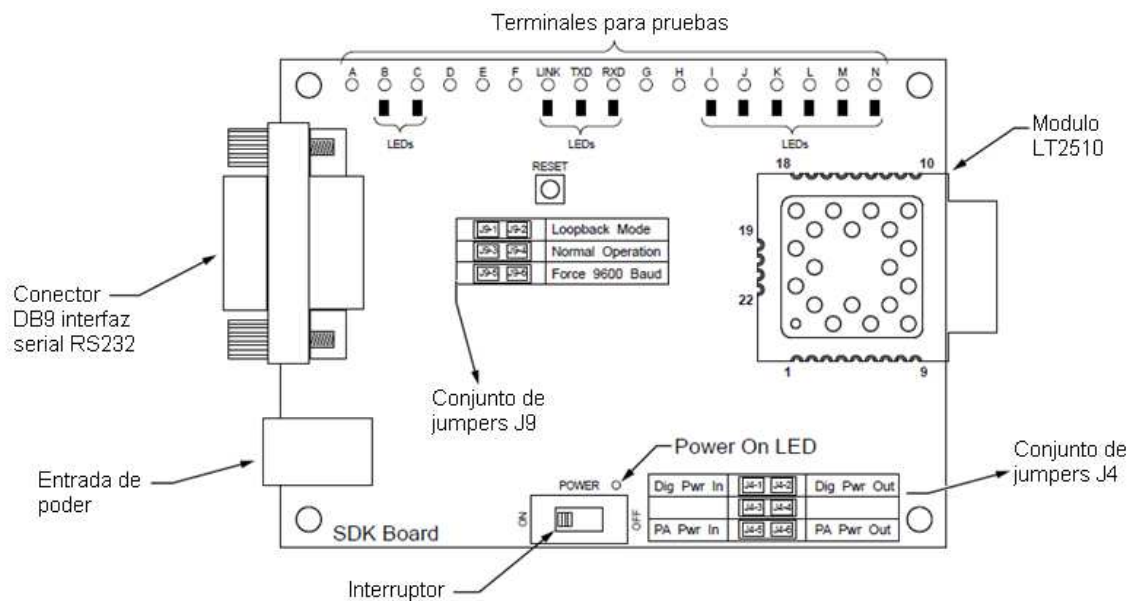


Figura 2.3. Tarjeta DVK PRM110 con conector USB.

2.1.1 Estándar RS232 y USB.

El estándar RS232 describe una interfaz entre un Equipo Terminal de Datos (DTE, *Data Terminal Equipment*) y un Equipo de Comunicación de Datos (DCE, *Data Communication Equipment*) que emplea un intercambio en serie de datos binarios.

En él se definen características eléctricas, mecánicas, funcionales de la interfaz y modos de conexión comunes. Las características eléctricas incluyen parámetros tales como niveles de voltaje. La sección mecánica describe los pines y dimensiones de la interfaz. La descripción funcional define las funciones de las señales eléctricas que se usan [13].

En el estándar no se hace referencia al tipo de conector que debe usarse. El DVK PRM110 usa una interfaz DB-9 (9 pines), el conector hembra debe estar asociado con el DCE y el macho con el DTE como se muestra en la figura 2.4. El estándar define la función de cada uno de los pines de la forma como se muestra en la tabla 2.1.



Figura 2.4. Conectores RS232.

Tabla 2.1. Función de los pines de conectores RS232.

PIN	SENTIDO DE TRANSMISIÓN	FUNCIÓN
1	DCE a DTE	Detecta la portadora de los datos.
2	DCE a DTE	Recepción de datos.
3	DTE a DCE	Transmisión de datos.
4	DTE a DCE	Listo para Enviar (CTS, <i>Clear to Send</i>).
5		Tierra.
6	DCE a DTE	Conjunto de datos preparado.
7	DTE a DCE	Petición de Envío (RTS, <i>Request to Send</i>).
8	DCE a DTE	Cancelar el envío.

El USB es una interfaz para la transmisión serial de datos y distribución de energía desarrollada por empresas líderes del sector de las telecomunicaciones y de los ordenadores y que ha sido introducida en el mercado de los computadores y periféricos. Para facilitar la conexión de dispositivos, USB utiliza dos tipos de conectores totalmente diferentes, los conectores serie A y los conectores serie B los cuales se pueden ver en la figura 2.5. USB se puede encontrar en distintas versiones, DVK PRM110 usa la versión 2.0 la cual puede alcanzar velocidades de 480 Mbps y usa un cable con un conector tipo A (Entrada al computador) y conector tipo B (Entrada a la tarjeta) [14].

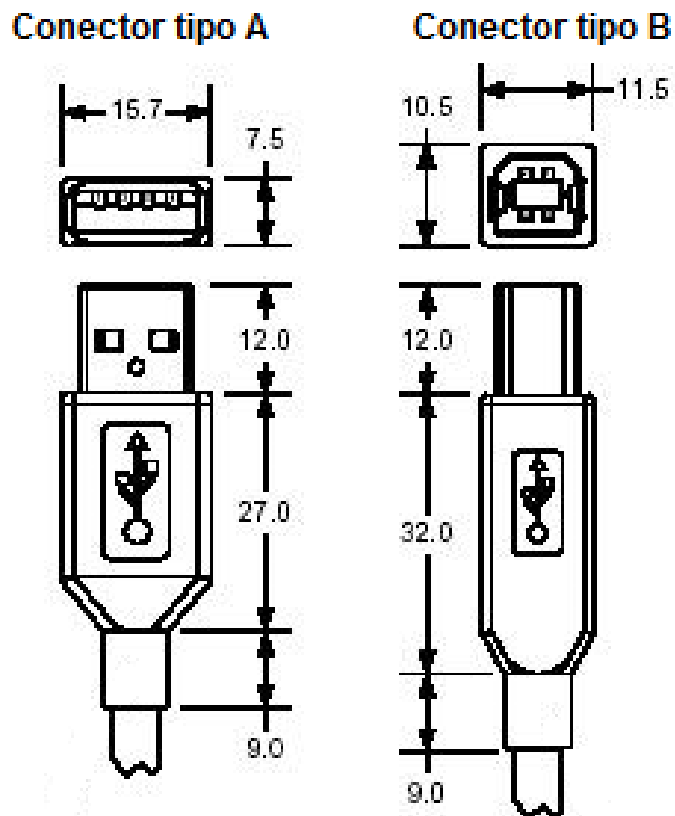


Figura 2.5. Conectores USB tipo A y tipo B.

2.1.2 Modulo Transceptor LT2510.

El modulo transceptor LT2510 que está incluido en las tarjetas del DVK PRM110 cuenta con características como un *throughput*⁹ superior a 280 Kbps, nivel de potencia variable, bajo consumo energía, alta robustez frente a interferencia y un sensor de temperatura integrado. El modulo transceptor cuenta con 22 pines cuyos nombres y funciones se muestran en la tabla 2.2.

Tabla 2.2. Función de los pines del transceptor LT2510.

PIN	TIPO	NOMBRE DE LA SEÑAL	FUNCION
1	Salida	GO_0/Hop_Frame	Salida Genérica/Salto de trama.
2	Salida	GO_1	Salida de propósito general.
3		DNC	No conectar.
4		Reservado	Reservado para uso futuro.
5	Salida	PWM_Output	Salida PWM.
6	Entrada	RXD	Entrada serial datos asíncrona al transceptor.
7	Salida	TXD	Salida serial datos asíncrona al transceptor.
8	Tierra	GND	Tierra.
9	Alimentación	Vcc	3.3-3.6V (Debe estar conectado).
10	Alimentación	Vpa	3.3-3.6V (Debe estar conectado).
11	Tierra	GND	Tierra.
12	Entrada	Test	Modo de prueba: Cuando este pin cambia su estado lógico de bajo a alto, la interfaz serial es forzada a trabajar a 9600 baudios con 8 bits de datos, sin paridad y 1 bit de parada. Para salir de este estado se debe reiniciar o apagar y encender la tarjeta.
13	Entrada	DIO	Entrada digital 0.
14	Entrada	UP_Reset	Reinicio: Cuando este pin cambia su estado lógico de alto a bajo, reinicia la tarjeta.
15	Entrada	CMD/DATA	Cuando este pin se encuentra en un estado lógico bajo el transceptor interpreta la

⁹*Throughput*es el volumen de información que fluye a través de un sistema, que incluye información de usuario y control.

			información enviada por el computador como comandos, cuando se encuentra en estado lógico alto el transceptor interpretara la información enviada por el computador como datos de información.
16	Salida	In Range	Cuando este pin se encuentra en un estado lógico bajo las tarjetas están dentro del rango y sincronizadas.
17	Entrada	RTS (<i>Request to Send</i>)	Petición de Envío: Cuando este pin se encuentra en un lógico alto el transceptor no podrá enviar información al computador (el computador podrá estarle enviando información o no estar disponible para recibir), cuando hay un lógico bajo el transceptor podrá transmitir información al computador.
18	Salida	CTS (<i>Clear to Send</i>)	Listo para Enviar: Este pin Genera un lógico bajo cuando el transceptor está listo para que el computador le envíe información.
19	Entrada	DI1	Entrada digital 1 de propósito general.
20		Reservado	Reservado para uso futuro.
21		Reservado	Reservado para uso futuro.
22	Entrada	AD_In	Entrada a conversor analógico-digital.

2.1.3 Modos de Operación y Suministros de Energía [15].

El DVK PRM110 usa *jumpers* para configurar tanto los modos de operación como los suministros de energía.

El conjunto de *jumpers* J4 son usados para dar continuidad a los circuitos que suministran la energía a la tarjeta. Este conjunto está compuesto por un par de puentes los cuales deben estar correctamente instalados para lograr el funcionamiento de la tarjeta. Un *jumper* debe estar instalado en J4-1 y J4-2 para suministrar energía a la tarjeta y el otro puente se instala en J4-5 y J4-6 para suministrar energía al amplificador de potencia.

El conjunto de *jumpers* J9 es usado para controlar como debe operar el kit de desarrollo. Solo un *jumper* usado en este conjunto. Hay tres modos de operación:

- Modo Realimentado (*Loopback*): Cuando el *jumper* está instalado entre los pines J9-1 y J9-2 la tarjeta opera en modo realimentado. Esto significa que la tarjeta recibe datos e inmediatamente los retransmite. Este módulo es usado para pruebas de distancia.
- Modo Operación Normal: Cuando el *jumper* está instalado entre los pines J9-3 y J9-4, la tarjeta opera en el modo normal, lo que significa que la tarjeta funcionará de acuerdo a la configuración programada desde la aplicación *software* del kit de desarrollo.
- Modo Forzado a 9600 baudios: Cuando el *jumper* está instalado entre los pines J9-5 y J9-6, la unidad solo opera a 9600 baudios. Este es un modo de recuperación que es usado cuando la aplicación *software* es incapaz de comunicarse con la tarjeta. Este modo coloca la unidad en un estado de operación conocido así el usuario puede entrar y acceder a los datos programados a través del *software* del kit de desarrollo.

2.1.4 LEDs Indicadores de Configuración y Operación [15].

La configuración y operación de la tarjeta del DVK PRM110, es mostrada por una serie de LEDs de colores rojo y verde que se encuentran distribuidos como se ve en las figura 2.2 y 2.3. Su significado se muestra en la tabla 2.3.

Tabla 2.3. Significado de los LEDs.

LED	COLOR	SIGNIFICADO
B	Verde	Encendido cuando el pin 21 está en estado lógico bajo.
C	Rojo	Encendido cuando el pin 13 está en estado lógico bajo.
I	Verde	Encendido cuando el pin 12 está en estado lógico alto.
J	Rojo	Encendido cuando el pin 22 está en estado lógico bajo.
K	Rojo	Encendido cuando el pin 5 está en estado lógico bajo.
L	Verde	Encendido cuando el pin 4 está en estado lógico bajo.
M	Rojo	Encendido cuando el pin 2 está en estado lógico bajo.
N	Verde	Encendido cuando el pin 1 está en estado lógico bajo.
LINK	Rojo	Encendido cuando In_Range está en estado lógico alto.

TXD	Verde	Encendido cuando TXD está en estado lógico bajo lógico.
RXD	Rojo	Encendido cuando RXD está en estado lógico bajo lógico.
Power	Verde	Encendido cuando el interruptor de energía esta encendido y la tarjeta está recibiendo energía.

2.2 FUNCIONAMIENTO DEL DVK PRM110 [16].

El kit de desarrollo PRM110 utiliza una arquitectura de red cliente-servidor para sincronizar el salto en frecuencia. Cada red debe tener una tarjeta configurada como servidor y todas las otras tarjetas configuradas como clientes. Para el desarrollo de este trabajo se usaron solo 2 tarjetas (un servidor y un cliente). Cuando una tarjeta está configurada como servidor, transmite una señal guía al principio de cada salto. Las tarjetas configuradas como clientes, que de forma predeterminada se encuentran en modo de recepción, están sintonizando las frecuencias disponibles para escuchar la señal del servidor. Cuando un cliente detecta la señal del servidor, se sincroniza con ella y el estado lógico del pin 16 (*In_range*) pasa a bajo. Cuando el servidor y el cliente se sincronizan pueden iniciar la comunicación de datos.

Una red está formada solo por un servidor. Pueden existir varias redes en la misma zona, las cuales siempre se configuran en diferentes canales. El LT2510 utiliza un algoritmo inteligente, que hace uso de una secuencia pseudoaleatoria para definir los saltos en frecuencia, que asegura una mínima interferencia entre redes. No hay necesidad de sincronizar la comunicación entre las redes. La posible interferencia entre dos redes está dada por la ecuación 2.1 [16].

$$\text{Canales con posible interferencia} = \text{Numero de servidores} - 1 \quad (2.1)$$

La tarjeta salta sobre 79 canales, así que con dos servidores existe una baja probabilidad de interferencia ya que posiblemente se interferirán entre sí una vez cada 79 saltos. Con 10 servidores aumenta la probabilidad de interferencia, ya que se interferirán en máximo 9 de 79 saltos (suponiendo que hay transmisión de datos en cada salto).

2.2.1 Velocidad de Transmisión de Datos.

El DVK PRM110 tiene una velocidad de transmisión de datos por defecto de 120 Kbps la cual corresponde únicamente a la información. El *Throughput* es igual a 280 Kbps que además incluye datos de sincronización y control.

2.2.2 Tiempo de Espera.

El tiempo de espera define un espacio de bytes máximo entre bytes consecutivos.

Cuando ese límite entre bytes se supera, los bytes en el *buffer*¹⁰ de transmisión se procesan como un paquete completo y se envían. El tiempo de espera determina el momento cuándo los datos en el *buffer* serán enviados como un paquete completo, ya sea por exceder el tiempo límite o por completar el tamaño del paquete. El tiempo de espera se puede ajustar en incrementos de 200us y debe ser igual o superior a dos tiempos de bytes completos.

2.2.3 Tamaño de Paquete.

El tamaño de paquete se utiliza en combinación con el tiempo de espera para determinar cuándo el transmisor debe procesar los datos como un paquete completo, basado en la condición que se cumpla primero.

Cuando el receptor recibe el número de bytes especificado para completar un paquete sin experimentar un espacio entre bytes igual al tiempo de espera, el bloque de datos se procesa como un paquete completo. Cada paquete que se envía contiene un encabezado adicional que no se cuenta en el tamaño del paquete. Por lo tanto, es mucho más eficiente enviar paquetes grandes que enviar muchos paquetes pequeños. El máximo tamaño de paquete es de 96 bytes en 280 Kbps.

2.2.4 Control de Flujo.

Aunque el control de flujo no es necesario para el funcionamiento del transceptor, es importante para lograr un desempeño óptimo del sistema y evitar desbordamiento de los *buffer* del LT2510, el cual utiliza *buffer* separados para datos entrantes y salientes.

¹⁰*Buffer* es un espacio de memoria en el que se almacenan los datos antes de ser transferidos.

- *Buffer* de datos entrantes: Como los datos se envían desde el computador a la tarjeta, a través de una interfaz serial, se almacenan los datos en el *buffer* de entrada del LT2510 hasta que estén listos para transmitirse según las condiciones de tamaño y tiempo de espera. Los datos siguen siendo almacenados en el *buffer* hasta que la tarjeta transmisora recibe un Acuse de Recibo (ACK, *Acknowledgement*) de la tarjeta receptora o se hayan agotado todos los intentos de transmisión. Una vez que ocurra alguna de las dos opciones, el paquete de datos se elimina del *buffer* y se procesa el siguiente paquete de datos.

Para evitar el desbordamiento del *buffer* es necesario que el computador este verificando la salida CTS, ya que cuando el *buffer* supere su capacidad esta salida cambia su estado lógico a alto, advirtiendo al computador que detenga el envío de datos, una vez el *buffer* se desocupe, la salida CTS cambia a un estado lógico bajo permitiendo que el computador continúe con el envío de datos.

- *Buffer* de datos salientes: Cuando la tarjeta envía datos al computador, estos se acumulan en el *buffer* de salida del LT2510 hasta que la tarjeta esté lista para comenzar a enviar los datos al computador. Una vez que el paquete de datos ha sido enviado a través de la interfaz serial, este será eliminado del *buffer* y la tarjeta comenzará a procesar el siguiente paquete de datos.

En ocasiones es necesario que el computador le solicite a la tarjeta no enviar información ya que no se encuentra en capacidad de recibirla, para esto el computador puede cambiar el estado lógico a alto sobre el pin RTS y de esta forma la tarjeta detiene el envío de datos y los mantiene en el *buffer*, hasta que el computador cambie el estado lógico a bajo del RTS y de esta manera autoriza el envío de datos.

CAPITULO 3. PRUEBAS Y ANÁLISIS DE RESULTADOS.

Para la evaluación y el análisis del desempeño a nivel físico de un sistema de comunicación de datos vía radio de corto alcance en 2.4 GHz basado en FHSS, se realizaron distintas pruebas que enfocaron sus esfuerzos en estudiar como el sistema se comporta en diferentes escenarios (interiores y exteriores) y ante interferencia. En las pruebas se tuvieron en cuenta factores como la potencia de transmisión, el ancho de banda, la potencia recibida, el nivel de atenuación, la relación energía de bit a densidad espectral de potencia ruido (E_b/N_0), la Tasa de Error de Bit (*BER*, *Bit Error Rate*) y la relación portadora e interferencia (*C/I*).

Todas las pruebas fueron realizadas usando el kit de desarrollo PRM110 de la empresa *Laird Technologies®*, descrito en el capítulo 2, y los resultados se guardaron en archivos en formato de Valor Separado por Comas (CSV, *Comma Separated Value*) para posteriormente ser graficados por el software *Scilab®*¹¹. Todos los resultados obtenidos fueron comparados con modelos teóricos y/o simulaciones y de esta forma se logró analizar el desempeño a nivel físico del sistema de transmisión de datos vía radio que usa la técnica de transmisión FHSS.

Este capítulo muestra los distintos escenarios donde se realizaron las pruebas, la distribución y configuración de los dispositivos (transmisor y receptor), los resultados obtenidos de las pruebas y el análisis de los mismos.

3.1 ASPECTOS GENERALES DE LAS PRUEBAS.

El sistema de comunicaciones de datos vía radio de corto alcance basado en FHSS en la banda de 2.4 GHz utilizado para realizar las distintas pruebas, está compuesto por un transmisor y un receptor, cada uno de estos dispositivos se encuentra conectado a un computador que controla sus características y los datos a enviar, este modelo se muestra en la figura 3.1.

¹¹*Scilab* es un software libre y de código abierto para realizar cálculos numéricos, que proporciona un entorno de computación de gran alcance para aplicaciones científicas y en ingeniería [18].

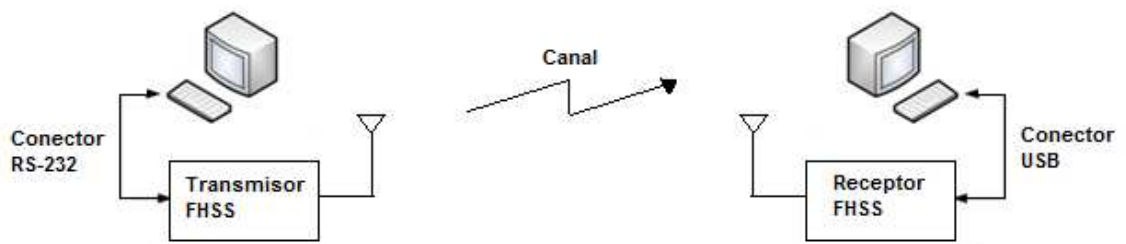


Figura 3.1. Modelo general del sistema de pruebas.

A continuación se hace una breve descripción de los escenarios:

- a. **Exteriores.** El objetivo de realizar pruebas en este escenario fue determinar el desempeño del sistema en ambientes externos donde el efecto de la multitrayectoria no es significativo. Estas pruebas se efectuaron siguiendo el modelo general, manteniendo fijo el transmisor en un punto y variando la distancia del receptor. El lugar seleccionado fue el Conjunto Residencial Campo Real en la ciudad de Popayán, mostrada en la figura 3.2, ya que presenta las características adecuadas para el desarrollo de las pruebas (poca presencia de obstáculos y amplio espacio).



Figura 3.2. Escenario pruebas en exteriores.

- b. **Interiores.** Estas pruebas se efectuaron con el fin de evaluar el efecto de los desvanecimientos por multitrayectoria que se puede presentar en espacios cerrados. Estas pruebas se efectuaron siguiendo el modelo general, manteniendo fijo el transmisor en un punto y variando la distancia del receptor. La locación escogida para la ejecución de estas, fue un corredor de 25m de largo con gran cantidad de obstáculos (muros, puertas, ventanas y muebles), el cual se muestra en la figura 3.3.

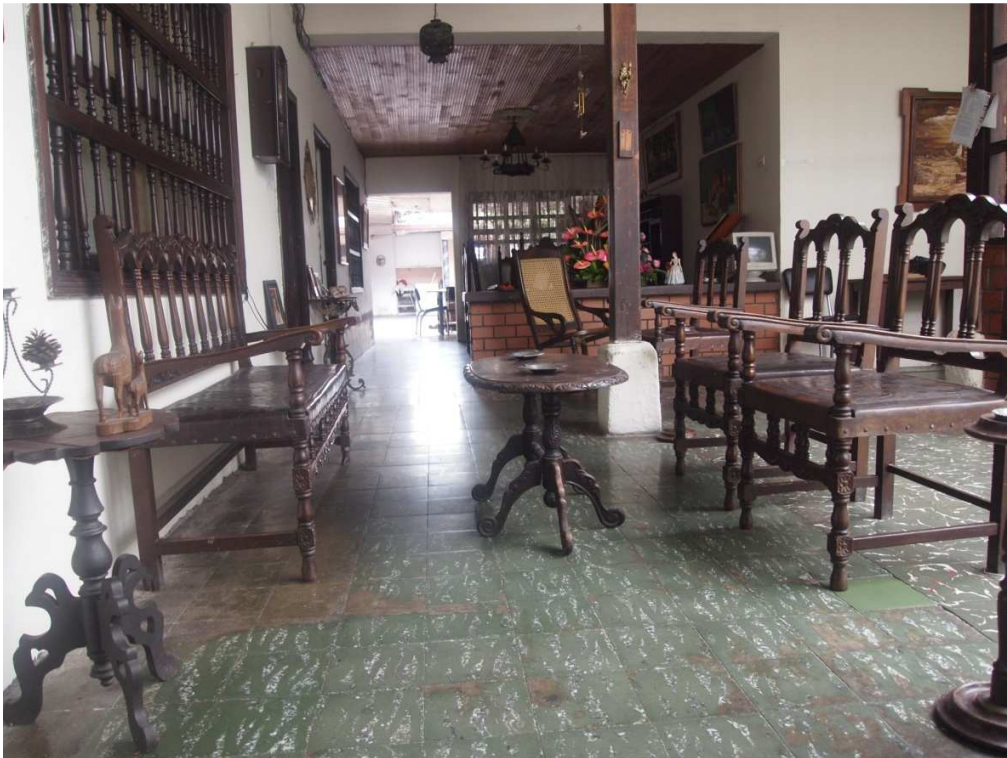


Figura 3.3. Escenario pruebas en interiores.

- c. **Interferencia.** La evaluación del desempeño ante interferencia se realizó en el mismo espacio que las pruebas en interiores, añadiendo al modelo general un generador de señales en la banda de 2.4 GHz con una potencia de transmisión igual a 10 dBm. El modelo general de las pruebas ante interferencia se muestra en la figura 3.4.

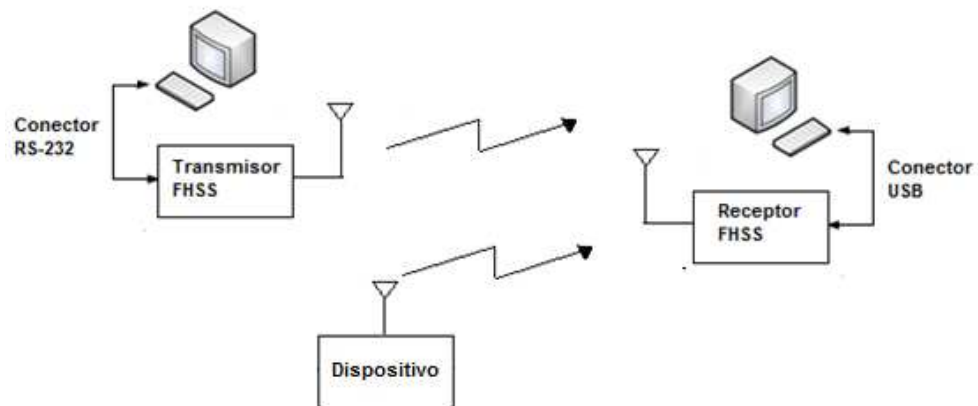


Figura 3.4. Modelo general de pruebas ante interferencia

En las distintas pruebas existen ciertas características que se mantienen constantes, las cuales se muestran en la tabla 3.1.

Tabla 3.1. Características constantes en las pruebas.

Característica	Valor
Velocidad de transmisión de datos	120 Kbps
<i>Throughput</i>	280 Kbps
Ancho de banda total	83.5 MHz
Ancho de banda de un Salto	900KHz
Numero de saltos	79
Potencia de transmisión	11 dBm
Ganancia de antenas	2 dB
Perdidas por conectores	3 dB
Bits transmitidos	80000 bits
Modulación	MSK

La potencia de transmisión no se pudo medir de manera práctica, ya que los conectores de las tarjetas del kit de desarrollo PRM110 son de difícil adquisición por lo cual todos los cálculos que involucren la potencia de transmisión se realizaron con el valor proporcionado por el fabricante.

Para tener una medida cuantitativa de la comparación de los resultados obtenidos en las pruebas y los resultados de los modelos teóricos y/o simulaciones, se realizó el cálculo del Error Absoluto (AE, *Absolute Error*) y Error Relativo (RE, *Relative Error*) siguiendo las ecuaciones 3.1 y 3.2 respectivamente.

$$\text{Error absoluto} = \text{Valor experimental} - \text{Valor teorico} \quad (3.1)$$

$$\text{Error relativo}[\%] = \frac{\text{Error absoluto}}{\text{Valor teorica}} 100 \quad (3.2)$$

3.2 MEDIDA DEL ANCHO DE BANDA.

Con el fin de corroborar los anchos de banda dados por el fabricante del DVK PRM110 [15], se realizó una prueba según el modelo de la figura 3.5, para medir los anchos de banda a partir de la figuras 3.6 y 3.7, las cuales fueron obtenidas con el analizador de espectro ZVL6 de Rohde&Schwarz®.

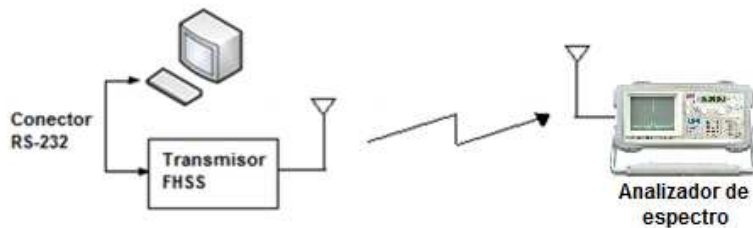


Figura 3.5. Modelo de prueba para la medición del ancho de banda.



Figura 3.6. Ancho de banda total ocupado por el sistema.

El ancho de banda total utilizado por los transceptores medido a 20 dB del nivel máximo, que se muestra en la figura 3.6, es de 77 MHz que es menor que el suministrado por el fabricante, el cual es de 83.5 MHz que es el establecido para la banda ISM en 2.4 GHz. De la diferencia entre los anchos de banda se calculó el error absoluto igual a 6.5 MHz y el error relativo igual a 7.8 % haciendo uso de las ecuaciones 3.1 y 3.2 respectivamente.

En la figura 3.7 se observan cinco de las frecuencias de saltos, los valores de los indicadores D1, D2 y D3 corresponden a la diferencia de frecuencia existentes entre M1 y el punto que estos marcan, de aquí se tiene que el ancho de banda entre mínimos ocupados por un salto es de 878KHz, al igual que el ancho de banda entre máximos, lo cual no corresponde al valor del ancho de banda de un salto proporcionado por el fabricante, de la diferencia de estos se encuentra que el error absoluto es igual a 22 KHz y el error relativo igual a 2.4%.

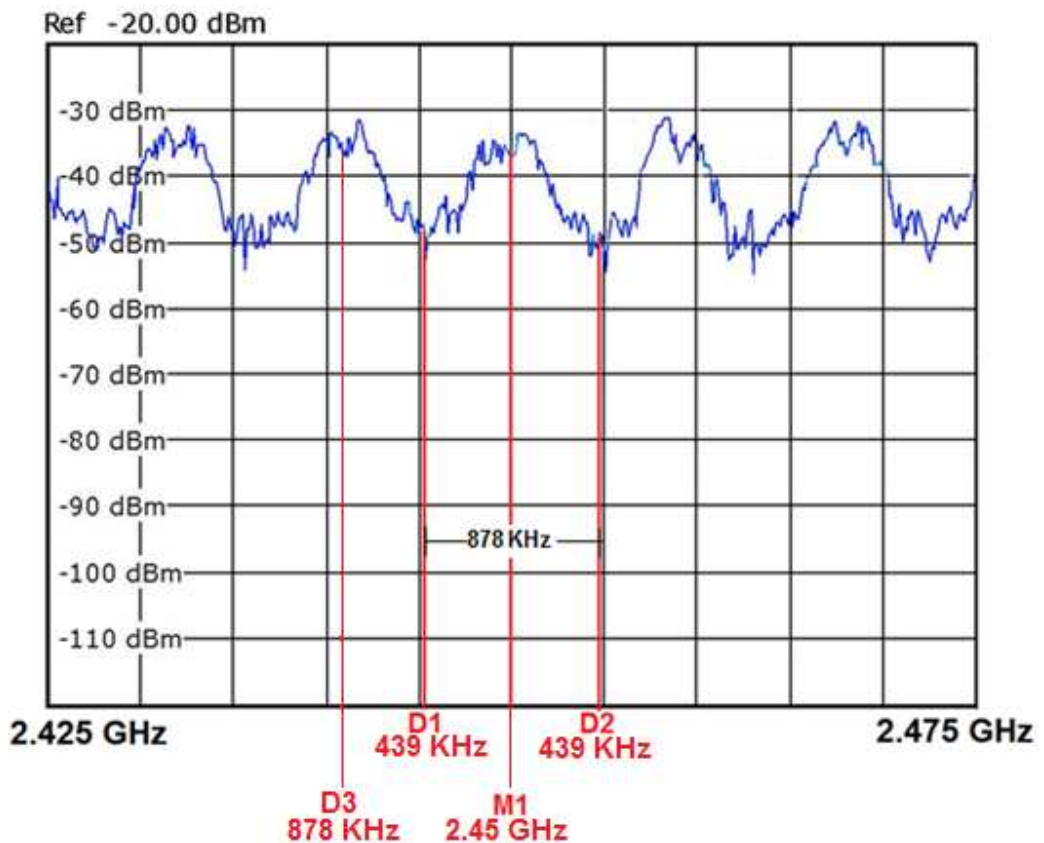


Figura 3.7. Ancho de banda ocupado por un salto.

3.3 PRUEBAS EN EXTERIORES.

Las pruebas efectuadas para determinar el comportamiento del sistema en exteriores, se realizaron manteniendo fijo el transmisor en un punto y variando la distancia del receptor tal como se muestra en la figura 3.8. El transmisor fue ubicado en uno de los bloques a 13 m de altura y el receptor se mantuvo a 1.5m cambiando su distancia al transmisor con variaciones de 15m. Las dimensiones del escenario son 50 m de ancho por 200 m de largo, presenta diferentes tipos de obstáculos, los cuales debido a su distancia no interfieren en gran medida con la transferencia de datos entre los dispositivos. Los obstáculos que se presentan son bloques de ladrillo de 18m de alto, un bloque más pequeño de 4m, una piscina y alrededor un conjunto de árboles de 3 m de altura.

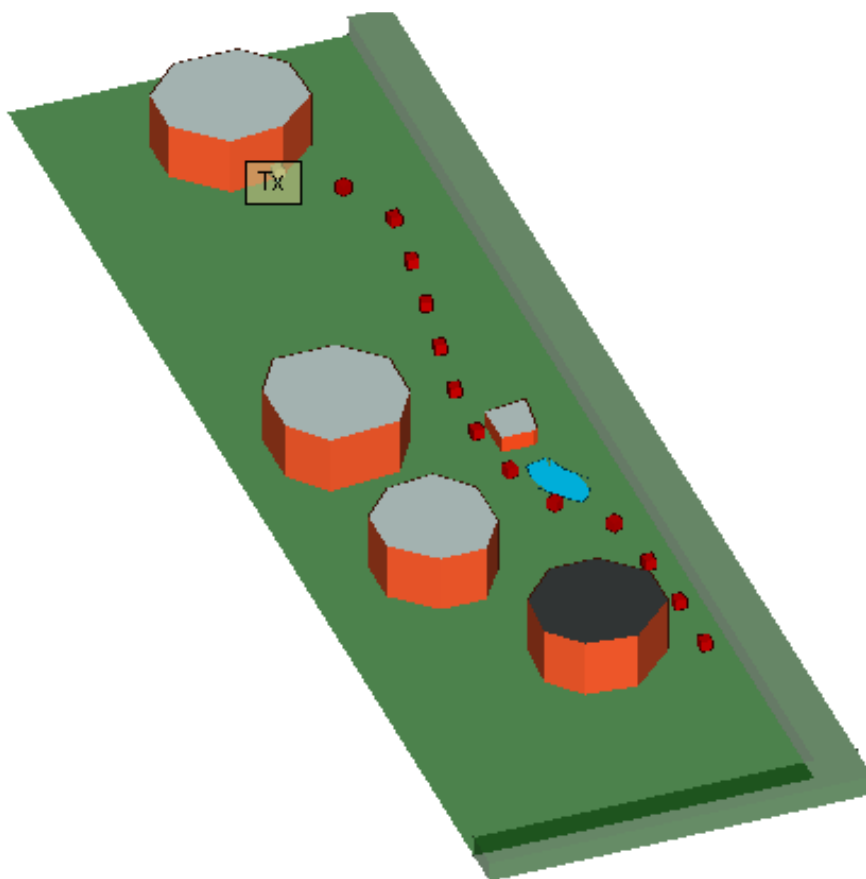


Figura 3.8. Diagrama del escenario de pruebas en exteriores.

3.3.1 Modelo de Propagación y Potencia de Recepción en Exteriores.

La complejidad de la propagación de las señales hace difícil obtener un modelo simple que caracterice de manera precisa las pérdidas de propagación en diferentes escenarios. Un modelo de pérdidas de trayecto preciso puede ser obtenido por modelos analíticos complejos o por medidas empíricas. Sin embargo, para el análisis general de un sistema, algunas veces es recomendable usar un modelo simple que permita de manera sencilla capturar la esencia de la señal propagada sin necesidad de utilizar un complejo modelo de pérdidas de trayecto, los cuales de todas maneras son solo una aproximación [19]. Por esto se hizo uso del modelo de pendiente única, que está en función de la distancia y es mostrado en la ecuación 3.3 [20].

$$l [\text{veces}] = k \left(\frac{d_0 [m]}{d [m]} \right)^n \quad (3.3)$$

Donde:

l : pérdidas del trayecto.

k : constante de propagación.

d_0 : distancia de referencia.

d : distancia.

n : exponente de propagación.

La constante k depende de las características de la antena, la altura de la misma, la frecuencia de transmisión y la atenuación promedio del canal [19]. Al escribir la ecuación 3.3 en unidades logarítmicas se obtiene la ecuación 3.4.

$$L[\text{dB}] = K + 10n \log \left(\frac{d}{d_0} \right) [\text{dB}] \quad (3.4)$$

Para definir la constante de propagación y el exponente de pérdidas de propagación del modelo de pendiente única, se procedió como primer paso a igualar $d = d_0$ en la ecuación 3.4, ocasionando que K sea igual a la atenuación a la distancia de referencia, que en exteriores es igual a 15 m. Del balance simplificado del enlace mostrado en la ecuación 3.5 se tiene que la atenuación se

calcula como la diferencia entre la potencia de recepción y la potencia de transmisión.

$$L[dB] = Prx[dBm] - Ptx[dBm] \tag{3.5}$$

Donde:

Prx: potencia de recepción.

Ptx: potencia de transmisión.

De las pruebas realizadas se obtuvo que la potencia de recepción a 15 m es igual a -71.6 dBm y como se dijo anteriormente la potencia de transmisión es igual a 11 dBm, remplazando estos valores en la ecuación 3.5, se tiene que el valor de K es igual a 82.6. Una vez establecido el valor de K, se procede a generar distintas curvas de atenuación según la ecuación 3.4, estableciendo un valor de nreal positivo para cada curva y variando las distancias de acuerdo a las pruebas.

Las curvas obtenidas se comparan con la curva de atenuación generada por los valores obtenidos en las pruebas realizadas, los cuales se muestran en la tabla 3.2. La comparación de las curvas se presenta en la figura 3.9.

Tabla 3.2.Valores de pérdidas de propagación en exteriores.

Distancia(m)	Prx Experimental(dBm)	Atenuación(dB)
15	-71.60	82.60
30	-77.09	88.09
45	-80.40	91.40
60	-83.02	94.02
75	-84.32	95.32
90	-87.07	98.07
105	-88.30	99.30
120	-89.85	100.85
135	-90.83	101.83
150	-91.55	102.55
165	-92.36	103.36
180	-91.62	102.62
195	-93.50	104.50

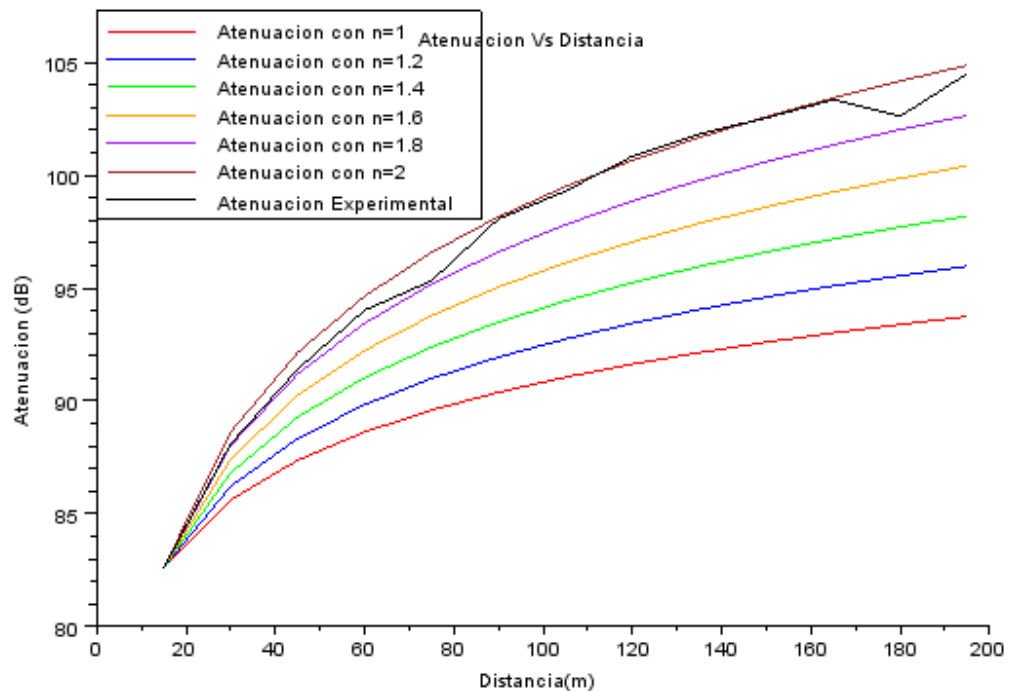


Figura 3.9. Curvas de atenuación Vs Distancia en exteriores.

Como se observa en la figura 3.9 la curva que más se aproxima a los valores de atenuación obtenidos, es la curva en la que n es igual a 2, por lo cual el balance general del enlace que se usará en el escenario de exteriores será el descrito en la ecuación 3.6.

$$Prx(dBm) = Ptx[dBm] + G_t[dB] + G_r[dB] - L_c[dB] - 82,6[dB] - 20 \log \left(\frac{d}{d_0} \right) \quad (3.6)$$

Donde:

G_t : ganancia de la antena transmisora.

G_r : ganancia de la antena receptora.

L_c : pérdidas por conectores.

El modelo de pendiente única utilizado para determinar el balance general del enlace solo depende de la distancia, por esto se realizaron simulaciones en la herramienta *software WirelessInSite*¹² la cual tiene en cuenta otros parámetros

¹²*WirelessInSite* es una herramienta de modelado electromagnético para predecir los efectos de construcciones y terrenos en la propagación de ondas electromagnética [21].

como el terreno y los pocos obstáculos que se encuentran en el escenario. En la tabla 3.3 se consignaron los valores de las potencias resultantes del balance general del enlace, de la simulación y los obtenidos en las pruebas, estos datos generaron la figura 3.10 donde se puede comparar de manera gráfica la potencia experimental con las potencias teóricas y prácticas. Es importante resaltar que a los valores de potencia de la simulación fue necesario aplicarles un factor de corrección β_e igual a 23.34 ya que en promedio esta era la diferencia entre las potencias experimentales y las simuladas.

Tabla 3.3. Valores de potencia de recepción experimental, teórica y de simulación en exteriores.

Distancia (m)	Prx Experimental(dBm)	Prx Teórica(dBm)	Prx Simulación(dBm)
15	-71.60	-70.60	-71.50
30	-77.09	-76.62	-77.50
45	-80.40	-80.14	-80.00
60	-83.02	-82.64	-81.90
75	-84.32	-84.58	-84.80
90	-87.07	-86.16	-86.30
105	-88.30	-87.50	-87.93
120	-89.85	-88.66	-90.01
135	-90.83	-89.68	-90.20
150	-91.55	-90.60	-92.00
165	-92.36	-91.43	-93.30
175	-91.62	-92.18	-91.20
190	-93.50	-92.88	-93.72

La tabla 3.4 presenta los errores absolutos y relativos de comparar los valores de potencia experimental con las potencias teóricas y simuladas, esto se logró reemplazando los valores de la tabla 3.3 en las ecuaciones 3.1 y 3.2.

En la figura 3.10 se observa claramente que los resultados del modelo teórico y la simulación se aproximan bastante a los valores y al comportamiento de las potencias de recepción obtenidas en las pruebas, esto se corrobora de manera estadística en la tabla 3.4 donde los errores promedio absoluto y relativo son muy bajos, pero el error con respecto a la simulación es mucho menor.

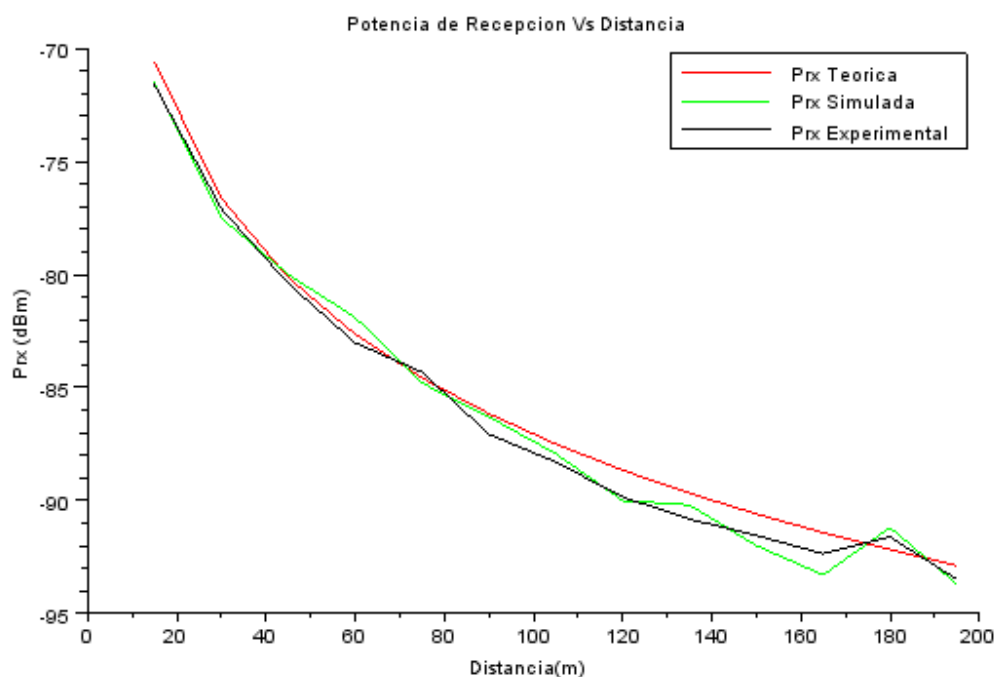


Figura 3.10. Comparación Potencia de recepción experimental con las potencias de recepción teórica y simulada en exteriores.

Tabla 3.4. Error absoluto y relativo de la potencia experimental con respecto a las potencias de recepción teóricas y simuladas en exteriores.

Distancia (m)	AE Teórico (dB)	RE Teórico (%)	AE Simulado (dB)	RE Simulado (%)
15	-1.00	1.42	-0.10	0.14
30	-0.47	0.61	0.41	-0.53
45	-0.26	0.32	-0.40	0.50
60	-0.38	0.46	-1.12	1.37
75	0.26	-0.31	0.48	-0.57
90	-0.91	1.06	-0.77	0.89
105	-0.80	0.91	-0.37	0.42
120	-1.19	1.34	0.16	-0.18
135	-1.15	1.28	-0.63	0.70
150	-0.95	1.05	0.45	-0.49
165	-0.93	1.02	0.94	-1.01
175	0.56	-0.61	-0.42	0.46
190	-0.62	0.67	0.22	-0.23
Promedio	-0.60	0.70	-0.09	0.10

Por último, con el fin de observar la distribución general de la potencia en todo el escenario se muestra en la figura 3.11 el nivel de potencia de recepción en todos los puntos del escenario modelado, mostrando el efecto de sombra que generan ciertos obstáculos.

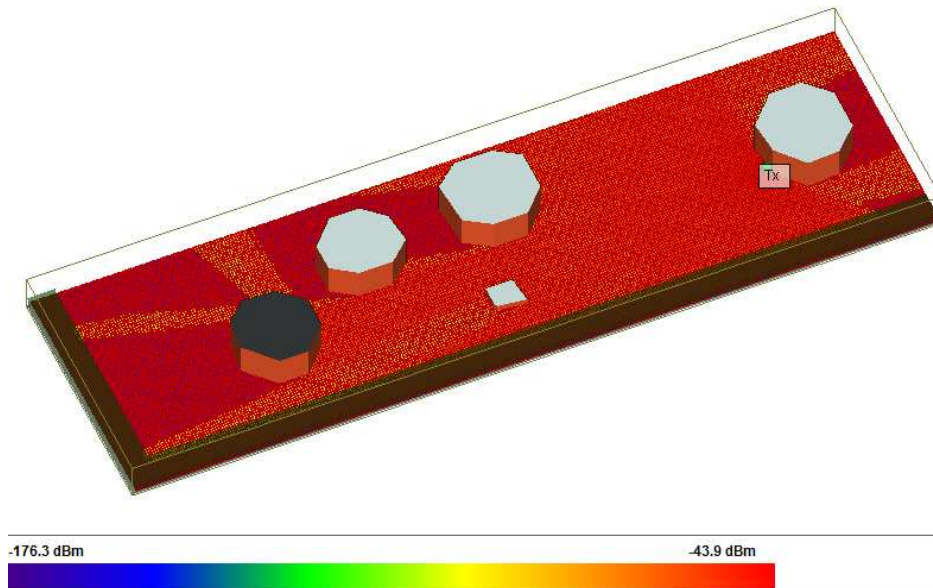


Figura 3.11. Distribución general de la potencia de recepción en exteriores.

3.3.2 Calculo de la Tasa de Error de Bit en Exteriores.

La medida de la BER es uno de los parámetros más importantes en el análisis de cualquier sistema de comunicación digital, ya que permite determinar el desempeño del sistema de acuerdo con el número de errores presentes en la transmisión dependiendo de las condiciones del canal. La tasa de errores de bit se expresa como la relación del número total de bits erróneos respecto al número total de bits transmitidos, tal como lo indica la ecuación 3.7.

$$BER = \frac{\text{Número total de bits erróneos}}{\text{Número total de bits transmitidos}} \quad (3.7)$$

Para determinar la calidad del sistema de comunicación y compararlo con otros sistemas digitales, es necesario relacionar la BER con la relación de la energía de bit a densidad espectral de potencia de ruido (E_b/N_0). Con el fin de realizar un cálculo más preciso de la densidad espectral de potencia de ruido, de la ecuación

3.8 se tomó el valor de N (potencia de ruido) como la medida de potencia más baja que realiza el Kit, la cual fue de -99dBm, y a esta se le restó logarítmicamente el ancho de banda de un salto (900KHz), obteniendo una densidad espectral de potencia de ruido a la entrada del receptor N_0' igual a -158.54 dBm/Hz.

$$N_0' \left[\frac{dBm}{Hz} \right] = N[dBm] - 10 \log(B[Hz]) \quad (3.8)$$

Donde:

N_0' : densidad espectral de potencia de ruido a la entrada del receptor.

N : potencia de ruido a la entrada del receptor.

B : ancho de banda de un salto.

Por último, como se indica en la ecuación 3.9, se suma la Figura de Ruido (NF, *Noise Figure*) del kit suministrada por el fabricante e igual a 5 dB, para obtener la densidad espectral de potencia de ruido a la salida del receptor N_0 igual a -153.54.

$$N_0 \left[\frac{dBm}{Hz} \right] = N_0' \left[\frac{dBm}{Hz} \right] + NF(dB) \quad (3.9)$$

Donde:

N_0 : densidad espectral de potencia de ruido a la salida del receptor.

NF : figura de ruido.

El cálculo de la energía de bit se obtiene de la ecuación 3.10 [18].

$$Eb \left[\frac{mW}{Hz} \right] = Prx[mW]Tb[s] = \frac{Prx[mW]}{Rb[bps]} \quad (3.10)$$

Donde:

Eb : energía de bit.

Prx : potencia de recepción.

Tb : periodo de bit.

Rb : velocidad de transmisión de datos.

De las ecuaciones 3.9 y 3.10 se obtiene la ecuación 3.11.

$$\frac{E_b}{N_0} [dB] = Prx [dBm] + 10 \log(Tb [s]) + 153.54 \left[\frac{dBm}{Hz} \right] \quad (3.11)$$

En las ecuaciones 3.7 y 3.11 se remplazaron los valores obtenidos en las pruebas realizadas para obtener los valores de BER experimentales y los de E_b/N_0 . A través de una simulación realizada en la herramienta *software* simulink® de MatLab®, se logró obtener un valor simulado de la BER en un sistema con características similares al usado en las pruebas, como son, modulación MSK, velocidad de transmisión de datos igual a 280 Kbps y un canal con Ruido Blanco Aditivo Gaussiano (AWGN¹³, *Additive White Gaussian Noise*). El sistema es mostrado en la figura 3.12.

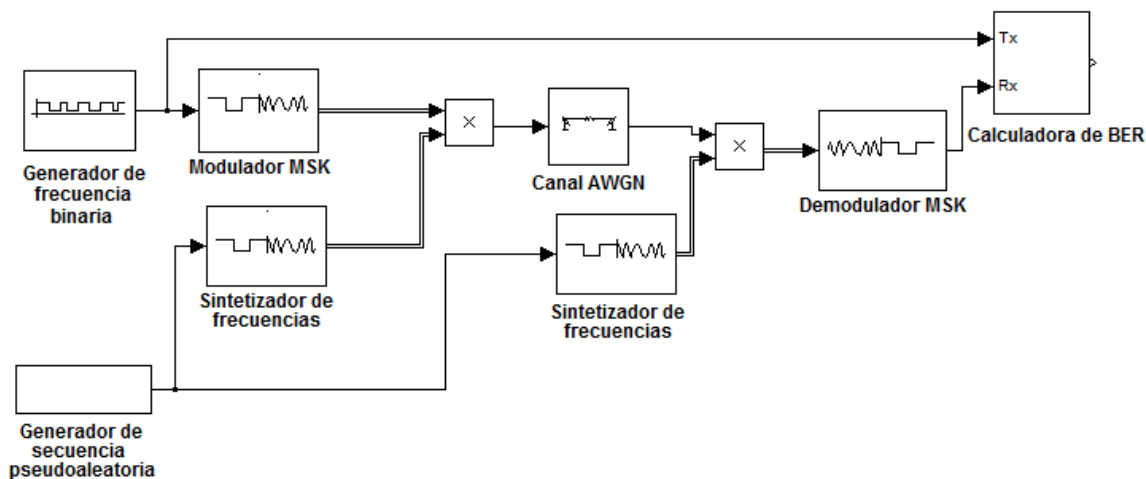


Figura 3.12. Diagrama en bloques del sistema para la obtención de BER simulada.

Los valores obtenidos de la pruebas y de la simulación son consignados en la tabla 3.5 y comparados de manera gráfica en la figura 3.13.

¹³ AWGN es un modelo de canal en el cual la señal solo se ve afectada por la adición lineal de ruido blanco con densidad espectral constante [21].

Tabla 3.5. Valores de BER y Eb/No en exteriores.

Eb/No	BER experimental	BER simulada
5.57	0.08000	0.25000
6.71	0.06400	0.23000
7.45	0.05000	0.19300
7.52	0.04700	0.19030
8.24	0.03900	0.18090
9.22	0.02200	0.14900
10.77	0.00750	0.09800
11.99	0.00180	0.07000
14.75	0.00044	0.01100
16.05	0.00028	0.00400
18.66	0.00007	0.00017
21.97	0.00004	0.00000
27.47	0.00003	0.00000

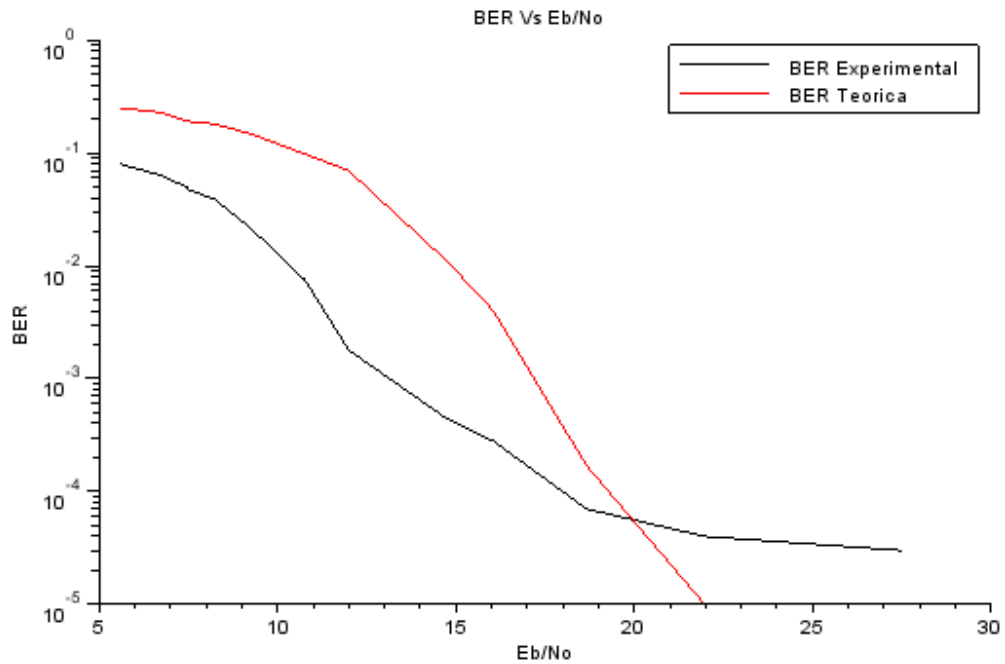


Figura 3.13. Eb/No vs BER experimental y teórica.

Las curvas mostradas en la figura 3.13 presentan un comportamiento similar, ya que al disminuir el valor de Eb/No en las dos aumenta la cantidad de errores con respecto al total de datos enviados, sin embargo sus valores difieren en gran

medida, esto debido a que es muy difícil simular de forma precisa los efectos de la multitrayectoria que el escenario en interiores presenta. Teniendo en cuenta que en las pruebas realizadas se transmitieron 80000 bits causando que el mínimo valor de BER sea igual a 1.25×10^{-5} y en la simulación se transmitieron 100000 bits por lo cual el mínimo valor de BER es igual a 1×10^{-5} y siendo a estos valores de BER a los que se estabilizan las curvas, se resalta que la curva correspondiente a la simulación alcanza su mínima BER en un valor de E_b/N_0 menor al que se estabiliza la curva de las pruebas.

3.3.3 Parámetros y Efectos de la Multitrayectoria en Exteriores.

Para estudiar los efectos de la multitrayectoria, fue necesario obtener el valor de la dispersión de retardo¹⁴. Debido a que el DVKPRM110 no permite la medición de este valor, se halló mediante una simulación realizada en la herramienta *software* WirlessInsite® la cual genero la figura 3.14.

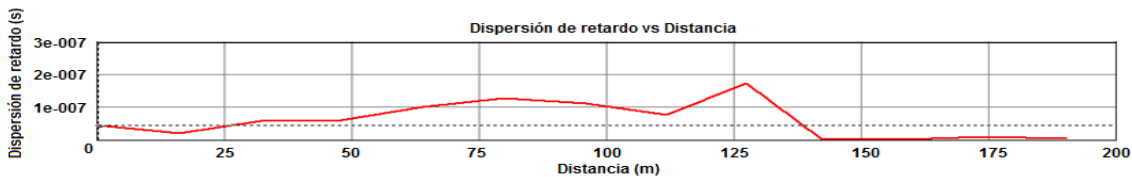


Figura 3.14. Dispersión de retardo contra distancia en exteriores.

A partir de los resultados de la simulación se procedió a determinar si se presenta Interferencia Intersimbólica¹⁵ (ISI, *Intersymbol Interference*), para lo cual se tomó el mayor valor de dispersión de retardo (T_D) (peor de los casos), que para este escenario es igual a 1.8×10^{-7} s. Posteriormente se calculó el periodo de bit que es el inverso de la velocidad de transmisión, dando como resultado T_b igual a 35.7×10^{-7} s. Al comparar T_b con T_D se tiene que $T_D \simeq T_b/20$, por lo tanto no se presenta un efecto de ISI.

Por otra parte es preciso determinar el ancho de banda de coherencia¹⁶(B_c) que se obtiene a partir de la ecuación 3.12 [22].

¹⁴Dispersión de retardo (*Delay spread*) es el tiempo de retardo entre la llegada de la primera réplica y la última réplica de la señal [19].

¹⁵ ISI es el traslape que se presenta entre un bit y el siguiente cuando el valor de dispersión de retardo es mayor a la duración de un bit [19].

¹⁶Ancho de banda de coherencia es la banda de frecuencias en la cual se puede considerar el canal plano.[22]

$$B_c[\text{Hz}] = 1/(2\pi T_D[\text{s}]) \quad (3.12)$$

Donde:

B_c : ancho de banda de frecuencia.

D : dispersión de retardo.

Remplazando el valor de la dispersión de retardo en la ecuación 3.13 se tiene que B_c es igual a 875.4 MHz, el cual comparado con el ancho de banda de un salto que es de 900KHz es mucho mayor, lo que indica que la respuesta en frecuencia en este canal fue plana.

3.4 PRUEBAS EN INTERIORES.

Las pruebas efectuadas para determinar el comportamiento del sistema en un escenario de interiores, se realizaron manteniendo fijo el transmisor en un punto y variando la distancia del receptor tal como se muestra en la figura 3.15. El transmisor y el receptor fueron ubicados a 1.5 m de altura y variando la distancia entre ellos cada 1.5 m. Las dimensiones del escenario son 9 m de ancho por 20 m de largo, presenta gran número de obstáculos que generan multitrayectoria en la comunicación de los dispositivos.

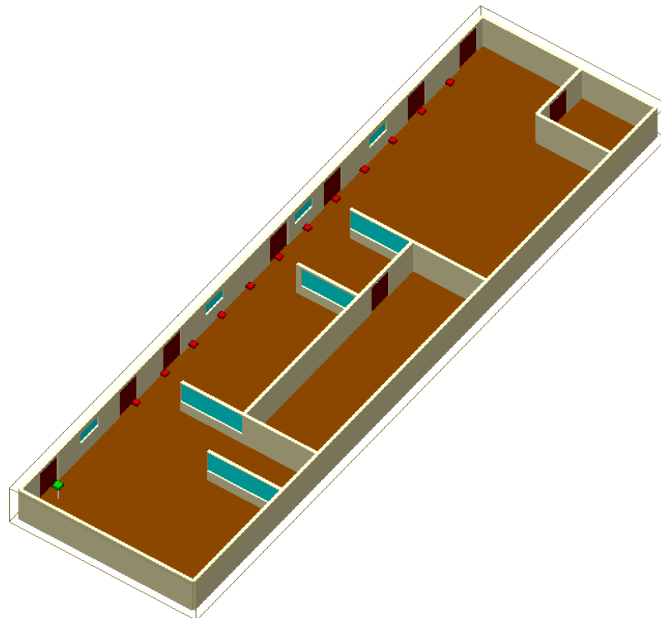


Figura 3.15 Modelo de Propagación y Potencia de Recepción en Interiores.

Para establecer un modelo de propagación que se aproxime a los resultados obtenidos en las pruebas en interiores, se realizó un proceso análogo al efectuado para las pruebas en exteriores. Primero se procedió a hallar el valor de K a través de la ecuación 3.5, teniendo en cuenta que para interiores la distancia de referencia fue de 4.5 m, se obtuvo que el valor de K es igual a 77.5, seguido a esto se procedió a generar distintas curvas de atenuación según la ecuación 3.4 para hallar el valor de n que más se adecue al comportamiento de las pérdidas reales cuyos valores se consignaron en la tabla 3.6.

Tabla 3.6. Valores de pérdidas de propagación en interiores.

Distancia(m)	Prx Experimental(dBm)	Atenuación(dB)
4.5	-66.50	77.50
6.0	-68.09	79.09
7.5	-69.65	80.65
9.0	-70.35	81.35
10.5	-71.65	82.65
12.0	-70.90	81.90
13.5	-71.50	82.50
15.0	-73.95	84.95
16.5	-74.20	85.20
18.0	-73.80	84.80
19.5	-74.60	85.60
21.0	-76.80	87.80

La figura 3.16 muestra las curvas generadas estableciendo un valor de n real positivo y variando las distancias de acuerdo a las pruebas en la ecuación 3.4, comparadas con la curva de atenuación experimental.

Como se observa en la figura 3.16 la curva que más se aproxima a los valores de atenuación obtenidos, es la curva en la que n es igual a 1.4, por lo cual el balance general del enlace que se usó en el escenario interiores el descrito en la ecuación 3.13.

$$Prx(dBm) = Ptx(dBm) + G_t(dB) + G_r(dB) - L_c(dB) - 77.5(dB) - 14 \log\left(\frac{d}{d_0}\right) \quad (3.13)$$

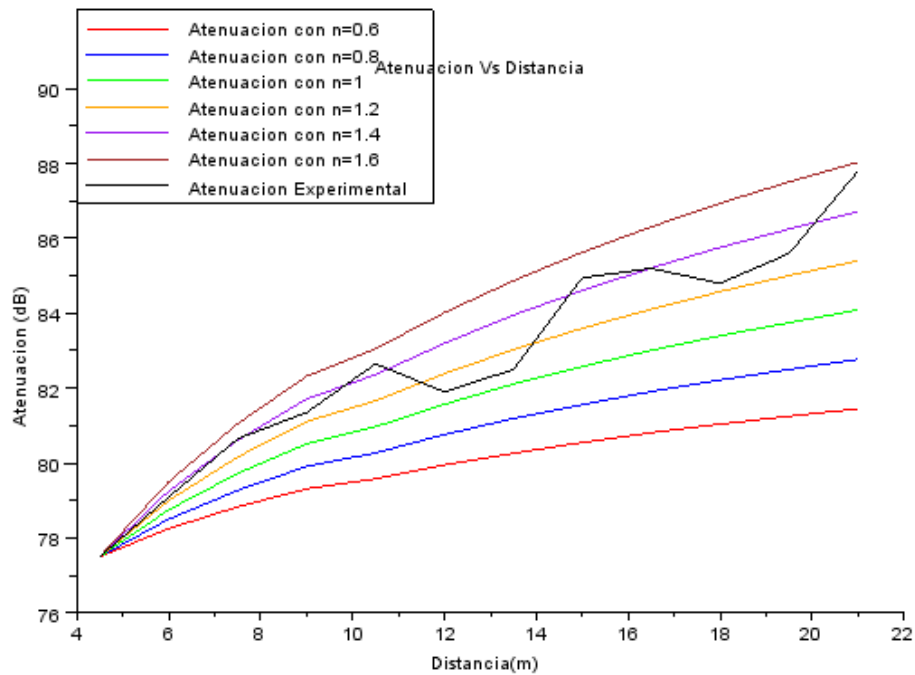


Figura 3.16. Curvas de atenuación contra distancia en interiores.

Al igual que en las pruebas en exteriores se realizaron simulaciones en la herramienta *software WirelessInSite®*. En la tabla 3.7 se consignaron los valores de las potencias resultantes del balance general del enlace, de la simulación y los obtenidos en las pruebas, estos datos generaron la figura 3.17 donde se puede comparar de manera gráfica la potencia experimental con las potencias teóricas y prácticas. Es importante resaltar que a los valores de potencia de la simulación fue necesario aplicarles un factor de corrección β_e igual a 20.15 ya que en promedio esta era la diferencia entre las potencias experimentales y las simuladas.

Tabla 3.7. Valores de potencia de recepción experimental, teórica y de simulación en interiores.

Distancia(m)	Prx Experimental(dBm)	Prx Teórica(dBm)	Prx Simulación(dBm)
4.5	-66.50	-65.50	-65.3
6.0	-68.09	-67.55	-68.1
7.5	-69.65	-68.61	-69.3
9.0	-70.35	-69.71	-68.7
10.5	-71.65	-70.65	-70.2
12.0	-70.90	-71.46	-70.1
13.5	-71.50	-72.18	-70.1

15.0	-73.95	-72.82	-73.5
16.5	-74.20	-73.40	-74.1
18.0	-73.80	-73.93	-74.7
19.5	-74.60	-74.42	-74.3
21.0	-76.80	-74.87	-75.7

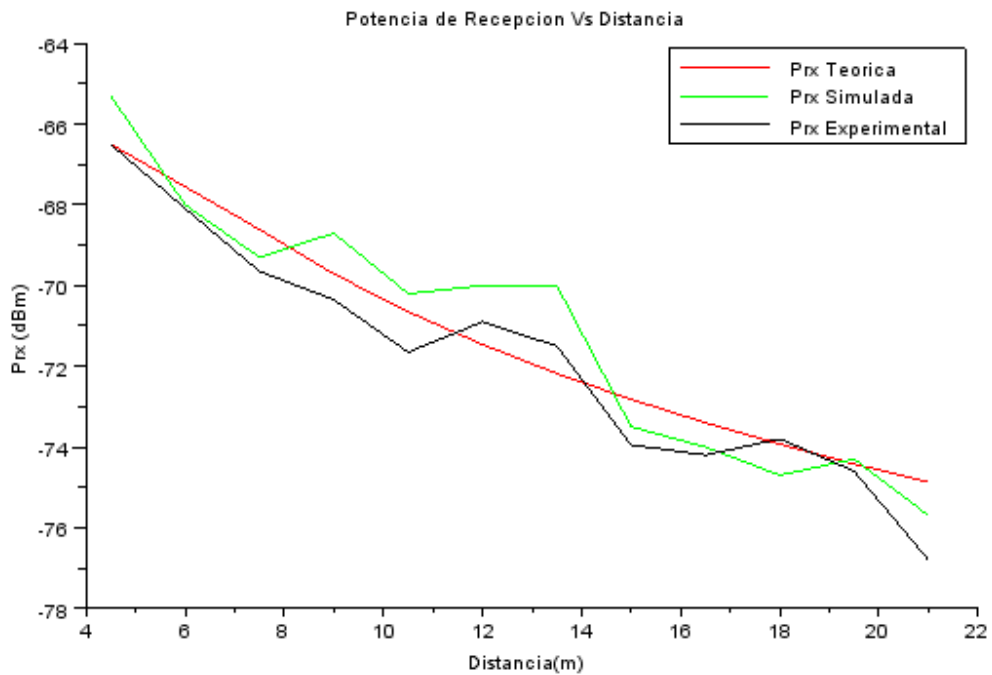


Figura 3.17. Comparación Potencia de recepción experimental con las potencias de recepción teórica y simulada en exteriores.

En la figura 3.17 se observa claramente que los resultados del modelo teórico y la simulación se aproximan bastante a los valores y al comportamiento de las potencias de recepción obtenidas en las pruebas, esto se corrobora de manera estadística en la tabla 3.8 que presenta los errores absolutos y relativos de comparar los valores de potencia experimental con las potencias teóricas y simuladas, esto se logró remplazando los valores de la tabla 3.7 en las ecuaciones 3.1 y 3.2. A pesar de que los errores absoluto y relativo son menores en la comparación de las potencias teóricas con las experimentales, se aprecia en la figura 3.17, que la curva correspondiente a las potencias de simulación se comporta de manera semejante a la curva de potencias experimentales, ya que la simulación si tiene en cuenta los efectos de la multitrayectoria propios de un escenario en interiores.

Tabla 3.8. Error absoluto y relativo de la potencia experimental con respecto a las potencias de recepción teóricas y simuladas en interiores.

Distancia (m)	AE Teórico (dB)	RE Teórico (%)	AE Simulado (dB)	RE Simulado (%)
4.5	-1.00	1.53	-1.20	1.84
6.0	-0.54	0.80	0.01	-0.15
7.5	-1.04	1.52	0.35	0.51
9.0	-0.64	0.92	-1.65	2.40
10.5	-1.00	1.42	-1.45	2.07
12.0	0.56	-0.78	-0.80	1.14
13.5	0.68	-0.94	-1.40	2.00
15.0	-1.13	1.55	0.45	0.61
16.5	-0.80	1.09	-0.10	0.14
18.0	0.13	-0.18	0.90	-1.21
19.5	-0.18	0.24	-0.30	0.40
21.0	-1.93	2.58	-1-10	1.45
Promedio	-0.57	0.81	-0.66	0.92

Por último, con el fin de observar la distribución general de la potencia en todo el escenario se muestra en la figura 3.18 el nivel de potencia de recepción en todos los puntos del escenario modelado.

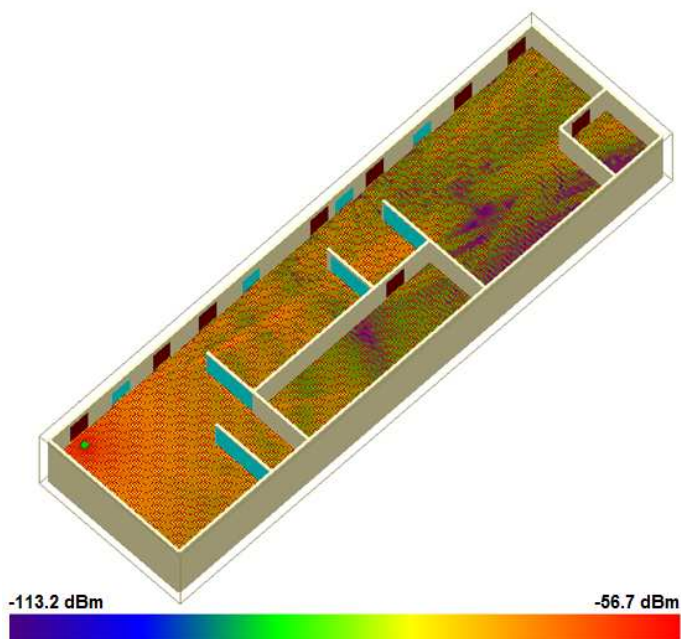


Figura 3.18. Distribución general de la potencia de recepción en interiores.

3.4.1 Cálculo de la Tasa de Error de Bit en Interiores.

Para realizar el cálculo de la BER experimental se hace uso de la ecuación 3.7. Al igual que en las pruebas en exteriores los valores de BER experimental se comprara con E_b/N_0 , que se halla según la ecuación 3.11, todos los datos se consignaron en la tabla 3.9.

Tabla 3.9. Valores de E_b/N_0 y BER experimental.

E_b/N_0	BER experimental
22.27	0.00300
24.47	0.00210
24.87	0.00185
25.12	0.00160
25.27	0.00150
27.41	0.00075
27.57	0.00073
28.17	0.00070
28.72	0.00070
29.42	0.00065
30.98	0.00050
32.57	0.00030

A partir de los datos de la tabla 3.9 se obtiene la figura 3.19, la cual muestra un comportamiento esperado, ya que la BER experimental disminuye a medida que aumenta E_b/N_0 , además se observa un comportamiento propio de un ambiente con una alta multitrayectoria, esto se evidencia con valores altos de E_b/N_0 para conseguir valores de BER similares a los de exteriores

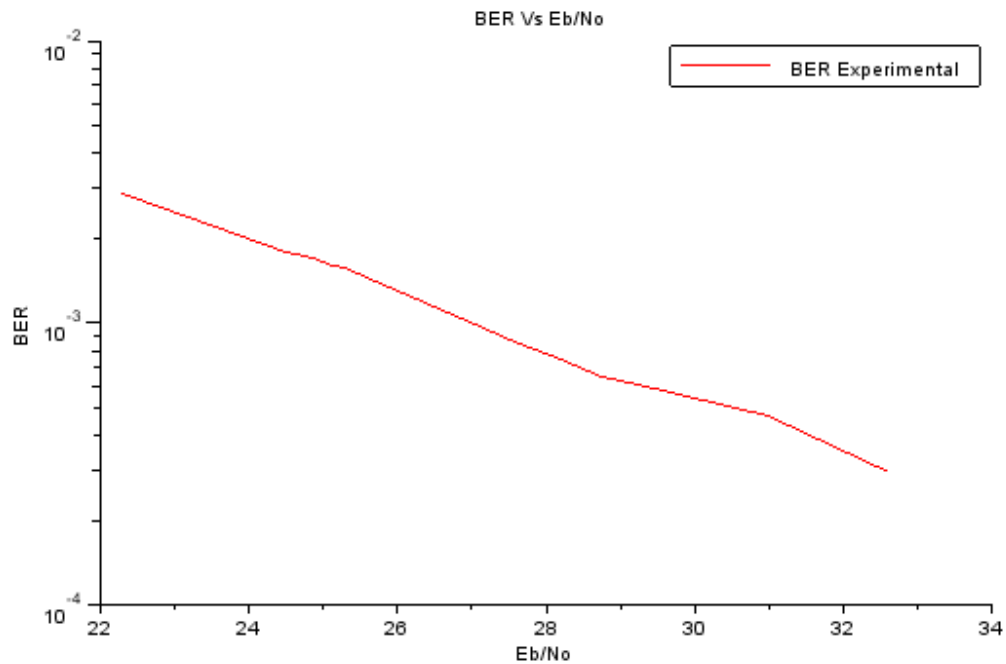


Figura 3.19. Eb/No vs BER experimental.

3.4.2 Parámetros y Efectos de la Multitrayectoria en Interiores.

De la misma forma que en las pruebas en exteriores se halló el valor de la dispersión de retardo en interiores mediante una simulación que generó la figura 3.20.

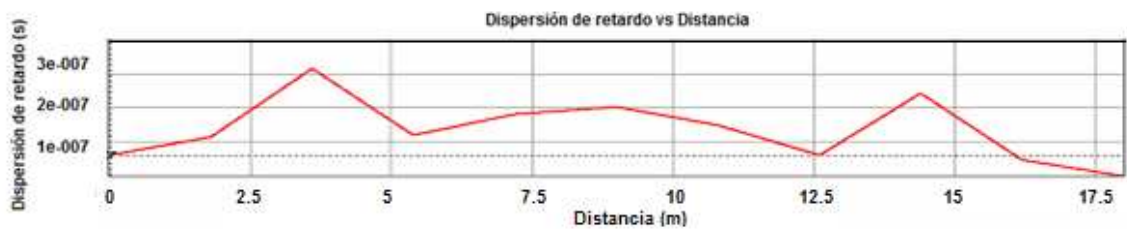


Figura 3.20. Dispersión de retardo contra distancia en interiores.

A partir de los resultados de la simulación se procedió a determinar si se presenta ISI, para esto se tomó el mayor valor de dispersión de retardo (peor de los casos), que para este escenario fue T_D igual a 3.2×10^{-7} s. Al comparar este valor con el periodo de bit T_b de 35.7×10^{-7} s evidenció que $T_D \approx T_b/12$, por lo tanto no se presenta un efecto de ISI.

Para determinar el ancho de banda de coherencia se hace uso de la ecuación 3.12, obteniendo que B_c es igual a 510 MHz el cual comparado con el ancho de banda de un salto, que es de 900KHz, es mucho mayor, lo que indica que la respuesta en frecuencia en este canal fue plana.

3.5 PRUEBAS ANTE INTERFERENCIA.

Las pruebas para determinar el comportamiento del sistema ante interferencia, se realizaron en el mismo escenario en que se realizaron las pruebas de interiores, manteniendo fijo el transmisor y el receptor en un punto y variando la distancia del generador de interferencia al receptor en pasos de 1.5 m tal como se muestra en la figura 3.21.

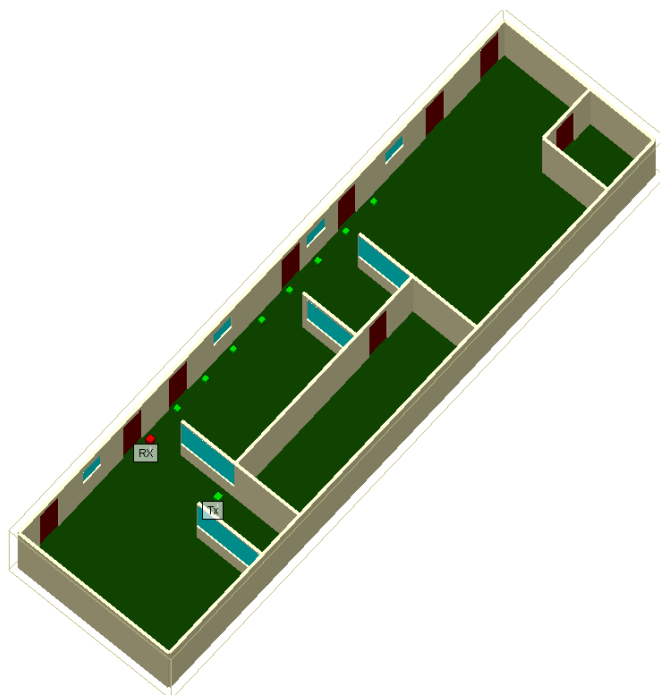


Figura 3.21. Diagrama del escenario pruebas ante interferencia.

Para lograr determinar cómo afecta la interferencia la calidad del enlace, se procede a calcular la BER según la ecuación 3.8 a las diferentes distancias del generador, estos resultados se compararon con la relación portadora a interferencia (C/I), donde la potencia de la portadora es la potencia de recepción de la señal deseada la cual es igual a -66.5 dBm y la potencia de interferencia se calculó siguiendo el balance general del enlace en interiores. La ecuación 3.14

muestra la adaptación del balance en interiores para el cálculo de la potencia de interferencia.

$$I(dBm) = P_I(dBm) + G_t(dB) + G_r(dB) - L_c(dB) - 77.5(dB) - 14 \log\left(\frac{d}{d_0}\right) \quad (3.14)$$

Donde:

I: potencia de interferencia en el receptor.

P_I : potencia de transmisión del generador de interferencia.

La potencia de transmisión del generador de interferencia P_I es de 30 dBm, lo cual hace que la banda se bloquee por completo para cortas distancias. Para solucionar este inconveniente se colocó un atenuador de 20 dB, haciendo que P_I sea 10 dBm.

La tabla 3.10 muestra los valores de la BER y de C/I.

Tabla 3.10. Valores de BER y de relación portadora a interferencia.

C/I	BER
-8.70	0.32000
-4.47	0.07700
-2.00	0.03800
-0.26	0.03400
1.10	0.00009
2.21	0.00008
3.15	0.00008

De la tabla 3.10 se genera la figura 3.22, en la cual se ve que la interferencia afecta en gran medida a los puntos donde el valor de potencia de interferencia que recibe el dispositivo es mayor o comparable con la potencia de la señal de información. Para las siguientes posiciones el valor de la BER no se ve afectado por el generador, ya que la potencia que el dispositivo recibe de este es muy baja.

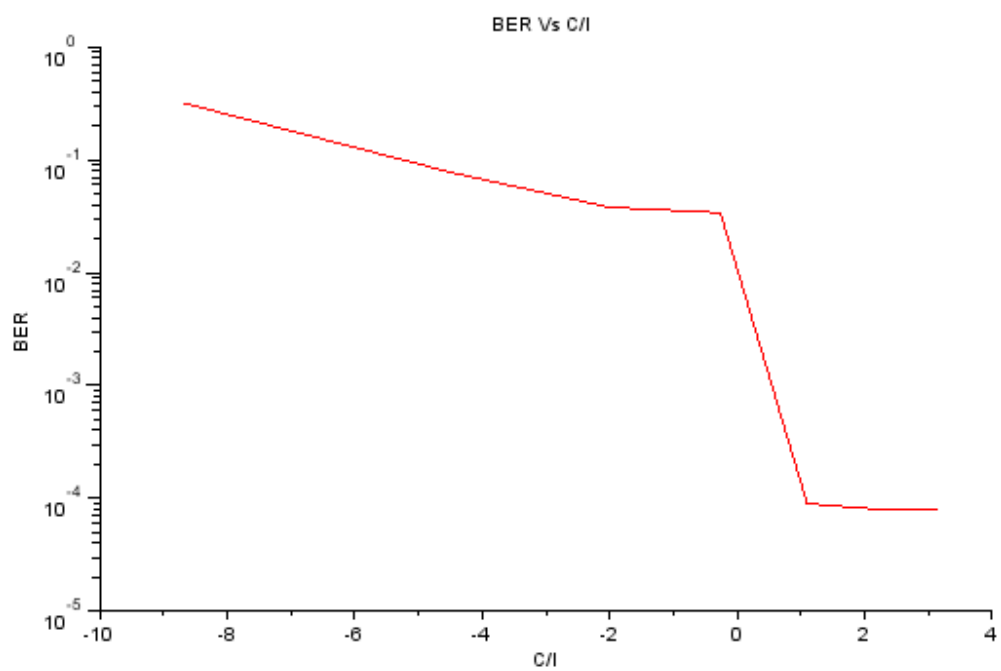


Figura 3.22. BER contra relacion portadora a interferencia.

CAPITULO 4. CONCLUSIONES.

A partir del análisis de los resultados obtenidos de las pruebas realizadas en un sistema de comunicaciones de datos de corto alcance vía radio en la banda de 2.4 GHz basado en la técnica de transmisión FHSS en dos escenarios y ante interferencia, se logró evaluar el desempeño de este sistema concluyendo:

- El modelo de pendiente única sugerido en [19] caracteriza de forma muy aproximada el comportamiento de una señal propagada en cualquier escenario siempre y cuando se elija de manera correcta el valor del exponente de pérdidas de propagación.
- Las potencias de recepción experimentales en el escenario exterior tienden disminuir a medida que aumenta la distancia, mientras que las potencias en el escenario interiores presentan variaciones propias de un ambiente con multitrayectoria. En promedio la atenuación es menor en interiores que en exteriores, esto debido a que las señales en interiores son confinadas en un espacio reducido, además la distancia máxima entre el receptor y el transmisor es mucho menor que en exteriores.
- Los valores de BER presentan el comportamiento esperado en los dos escenarios, ya que al aumentar los valores de E_b/N_0 disminuye el número de errores que se presentan en la transmisión.
- Para obtener valores de BER iguales o al menos aproximados entre los dos escenarios, el valor de E_b/N_0 debe ser mucho mayor en interiores que en exteriores, esto debido a la multitrayectoria inherente a los obstáculos presentes en los escenarios interiores.
- El canal de los dos escenarios presenta desvanecimiento plano y para ninguno de los dos se presenta efecto ISI, aunque el valor de dispersión de retardo es mayor en interiores debido al efecto de multitrayectoria.
- Para lograr interferir un sistema que utiliza la técnica de transmisión FHSS en 2.4 GHz fue necesario utilizar un dispositivo que genere señales en toda esta banda con un potencia comparable a la potencia de la señal deseada, de otra forma solo se interferirían uno o unos pocos de los saltos utilizados en la transmisión.

- Mediante el analizador de espectro se logró comprobar que FHSS conmuta la frecuencia de la portadora de manera pseudoaleatoria, usando un conjunto de frecuencias que ocupa un ancho de banda de 77 MHz que es mayor al ancho de banda de un salto de 878 KHz.
- A pesar de las grandes ventajas que proporciona FHSS es innegable que presenta ciertas desventajas como su reducida área de cobertura y su baja velocidad de transmisión, ya que a una muy alta velocidad se producirían muchos errores.

4.1 TRABAJO A FUTURO.

Después de realizar el proceso de evaluación y análisis del desempeño del sistema se sugieren los siguientes trabajos a futuro:

- Análisis del desempeño de un sistema de comunicaciones basado en FHSS en función de la modulación, la codificación de canal, y la velocidad de transmisión de datos.
- Evaluación del desempeño de una red con múltiples dispositivos comunicándose haciendo uso de FHSS en 2.4GHz.

BIBLIOGRAFÍA

- [1]. H. Córdoba, P. Chávez, “Estudio, Modelamiento y Simulación de Sistemas de Espectro Ensanchado, Secuencia Directa y Salto de Frecuencia”, Revista Tecnológica ESPOL, vol. 18, Octubre 2005.
- [2]. J. Lasso Ordoñez, H. Vargas Rosero, “Evaluación del Desempeño de un Sistema de Comunicación de Datos Punto–Punto Vía Radio en la Banda de 900 MHz por Saltos en Frecuencia en Espectro Ensanchado” Pregrado, Universidad del Cauca, Colombia, 2010.
- [3]. Ministerio de las Tecnologías de la Información y las Comunicaciones, “Resolución 689 de 21 de abril de 2004,” Ministerio de las Tecnologías de la Información y las Comunicaciones. [En línea]. Disponible en: <http://archivo.mintic.gov.co/mincom/documents/portal/documents/root/R00689d2004.pdf>. Consultado Marzo 2012.
- [4]. Unión Internacional de Telecomunicaciones - Radio, “Utilización de Técnica de Espectro Ensanchado”, Recomendación UIT-R SM. 1055, 1994. [En línea]. Disponible en: <http://neutron.ing.ucv.ve/comunicaciones/Asignaturas/TxDatos/REC-UIT-SM.1055.pdf>. Consultado Marzo 2012.
- [5]. S. Haykin, “*Communication Systems*”, 4 th. ed., Jhon Wiley & Sons, pp. 480-511, 1995.
- [6]. Electronica Unicrom, “Circuitos Digitales Combinacionales”, Unicrom. [En línea]. Disponible en: http://www.unicrom.com/Dig_Combin_Secuenc.asp. Consultado Marzo 2012.
- [7]. *Laird Technologies*, “*About Laird Technologies*”. [En línea]. Disponible en: <http://www.lairdtech.com/About-Laird-Technologies>. Consultado Marzo 2012.
- [8]. J. Tecuanhuehue Roldán, “Sistemas CDMA: cdma One, cdma2000,” Pregrado, Universidad de las Américas Puebla, México, 2006.
- [9]. J. Proakis, “*Digital Communications*”, McGraw Hill, 4 th. ed., 2001.

- [10]. Radio Scanner, "FSK, GFSK, MSK, GMSK y otros modos", Radio signals. [En línea]. Disponible en: <http://signals.radioscanner.ru/info/item67/> Consultado Marzo 2012.
- [11]. Institute of Electrical and Electronics Engineers, "*Wireless Personal Area Network Task Group 1*", Estándar IEEE 802.15.1, 2002. [En línea]. Disponible en: <http://www.ieee802.org/15/pub/TG1.html>. Consultado Marzo 2012.
- [12]. Museo de la Información y Computación Aplicada, "RS-232," RS 232. [En línea]. Disponible en: <http://www.tecnotopia.com.mx/mecatronica/puertors232.htm>. Consultado Marzo 2012.
- [13]. O. Paz Luna, "Sistema para Transmitir y Recibir Información Codificada sobre una Señal de Video," Pregrado, Universidad de las Américas Puebla, Méjico, 2006. [En línea]. Disponible en: http://catarina.udlap.mx/u_dl_a/tales/documentos/lem/paz_l_oj/. Consultado Marzo 2012.
- [14]. E. Bordin Trujillo, A. Giménez Pastor, "El bus USB," Pregrado, Universidad Politécnica de Valencia, España, 2006. [En línea]. Disponible en: <http://usuarios.multimania.es/kurganz/index.html>. Consultado Marzo 2012.
- [15]. *Laird Technologies*, "*User Manual LT2510 DVK*", inc.*Laird Technologies*, 2009.
- [16]. *Laird Technologies*, "*LT2510 Wireless Module User Manual*", inc.*Laird Technologies*, 2009.
- [17]. *International Communication Unit* "Article I, Terms and Definitions" ITU *Radiocommunications*. [En línea]. Disponible en: <http://life.itu.ch/radioclub/rr/art01.htm>. Consultado Marzo 2012.
- [18]. *Scilab Enterprises*, "*About Scilab products*", Scilab. [En línea]. Disponible en: <http://www.scilab-enterprises.com/products/scilab>. Consultado Marzo 2012.

- [19]. A. Goldsmith, "*Wireless Communications*", Cambridge University Press, 2005.
- [20]. S. Rico Arias, "Efecto del Sistema UWB sobre Sistemas de Telecomunicaciones Móviles de Segunda y Tercera Generación" Pregrado, Universidad Autónoma de Madrid, España, 2007.
- [21]. Remcom, "*WirelessInSite Users Manual*", Remcom Inc, Version 2.5, 2009.
- [22].K. McClaning, T. Vito, "*Radio Receiver Design*", Noble Publishing Corporation, 2000.
- [23]. Wikipedia, the free encyclopedia, "*Coherence Bandwidth*," Wikipedia. [En línea]. Disponible en: http://en.wikipedia.org/wiki/Coherence_bandwidth. Consultado Marzo 2012.
- [24].T. S. Rappaport, "*Wireless Communications: Principles and Practice*", Prentice Hall, 2nd ed, 2001.