

**EVALUACIÓN DEL DESEMPEÑO DE UN SISTEMA DE COMUNICACIÓN PUNTO-
PUNTO VÍA RADIO CON TRANSMISIÓN FHSS EN 900 MHZ**



**JUAN FRANCISCO LASSO ORDOÑEZ
HERMES FABIÁN VARGAS ROSERO**

**UNIVERSIDAD DEL CAUCA
FACULTAD DE INGENIERÍA ELECTRÓNICA Y TELECOMUNICACIONES
DEPARTAMENTO DE TELECOMUNICACIONES
LINEA DE INVESTIGACION: SEÑALES Y SISTEMAS DE ACCESO Y DIFUSION
BASADOS EN RADIO
Grupo de Radio e InALámbricas-GRIAL
Popayán, 2010**

**EVALUACIÓN DEL DESEMPEÑO DE UN SISTEMA DE COMUNICACIÓN PUNTO-
PUNTO VÍA RADIO CON TRANSMISIÓN FHSS EN 900 MHz**



**JUAN FRANCISCO LASSO ORDOÑEZ
HERMES FABIÁN VARGAS ROSERO**

**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
LINEA DE INVESTIGACION: SEÑALES Y SISTEMAS DE ACCESO Y DIFUSION
BASADOS EN RADIO
Grupo de Radio e InALámbricas - GRIAL
Popayán, 2010**

A mi hermosa madre Adoración Ordoñez
por su apoyo incondicional,
el ejemplo de superación,
y por su paciencia para enseñarme
las lecciones de amor, humildad y ayuda

A mi muy querido padre Prospero Gentil
agradecimientos por
todas sus enseñanzas
que con alegría y determinación
me mostraron el camino correcto.

Juan Francisco

A Dios por su amor incondicional,
y guía.

A mi esposa Alexandra Hernández
por compartir su vida con migo,
y darme alegría en cada día.

A mi madre Nora Rosero
por su amor, su entrega y la orientación
que le dio a mi vida.

A mi padre Hermes Vargas
por su apoyo, su aliento para continuar,
y los buenos valores que fundamentan
mi carácter.

Hermes Fabián

AGRADECIMIENTOS

Los autores expresan sus agradecimientos a:

Victor Manuel Quintero Florez, Ingeniero en Electrónica y Telecomunicaciones y Director del trabajo de grado, por sus valiosas orientaciones, su constante apoyo, dedicación y la gran calidad humana que refleja un maestro comprometido con el aprendizaje de los estudiantes universitarios.

Agradecemos a todos los profesores que con su profesionalismo el transcurso de la carrera fundaron las bases teóricas en las áreas de la electrónica y las telecomunicaciones.

TABLA DE CONTENIDO

1.	CAPITULO 1. ESPECTRO ENSANCHADO.....	2
1.1	SECUENCIAS PSEUDOALEATORIAS.....	2
1.2	TÉCNICAS DE ESPECTRO ENSANCHADO.....	5
1.2.1	Espectro Ensanchado por Secuencia Directa (DSSS).....	5
1.2.1.1	Proceso de ensanchamiento en DSSS.....	6
1.2.1.2	Proceso de desensanchamiento.....	7
1.2.1.3	Ganancia de procesamiento en DSSS.....	7
1.2.1.4	Ventajas DSSS.....	8
1.2.2	Espectro Ensanchado por Salto en Frecuencia (FHSS).....	9
1.2.2.1	Proceso de ensanchamiento FHSS.....	9
1.2.2.2	Tipos de sistemas de FHSS.....	11
1.2.2.3	FHSS con salto lento de frecuencia.....	11
1.2.2.4	FHSS con salto rápido de frecuencia.....	12
1.2.2.5	Sincronización de FHSS.....	13
1.2.2.6	Ganancia de procesamiento para FHSS.....	16
1.2.2.7	Ventajas FHSS.....	17
1.3	MODULACIÓN POR DESPLAZAMIENTO DE FRECUENCIA.....	18
2.	CAPITULO 2. MODULO RADIO ADEUNIS RF.....	21
2.1	CONSIDERACIONES HARDWARE DEL KIT DE EVALUACIÓN DE ADEUNIS RF. 21	
2.1.1	Modulo radio.....	22
2.1.1.1	El chip radio.....	24
2.1.1.2	El microcontrolador.....	28
2.1.2	Tarjeta de evaluación.....	28
2.2	ASPECTOS DE LA COMUNICACIÓN RADIO.....	30
2.2.1	Bandas de frecuencia del modulo radio.....	30
2.2.2	Velocidad de enlace radio.....	31
2.2.3	Sensibilidad del modulo radio.....	31
2.2.4	Selectividad del modulo radio.....	32

2.2.5	Nivel de intensidad de la señal recibida.	32
2.2.6	Modos de operación del modulo radio ARF54.	32
2.2.7	Formato de las tramas radio.	34
3.	CAPITULO 3. PLAN DE PRUEBAS Y ANÁLISIS DE RESULTADOS.....	36
3.1	ESCENARIOS DE PRUEBAS.....	36
3.2	CAPTURA Y PROCESAMIENTO DE TRAMAS RADIO.....	38
3.2.1	Captura de tramas radio.	38
3.2.1.1	Circuito de adaptación de impedancias.	39
3.2.1.2	Circuito de transmisión de datos hacia el computador mediante el puerto serial.	40
3.2.1.3	Sincronización de la comunicación mediante software.	41
3.2.1.4	Procesamiento de los datos.....	42
3.3	CALCULO DE ANCHO DE BANDA DEL SISTEMA.....	42
3.3.1	Calculo de ancho de banda con modo de transmisión en banda angosta... ..	42
3.3.2	Calculo de ancho de banda con modo de transmisión en banda ancha.....	44
3.4	MEDIDA DE TASA DE ERRORES DE BIT.....	45
3.4.1	Estudio de potencia recibida en los diferentes escenarios.	48
3.4.1.1	Efecto de la temperatura sobre la estabilidad en frecuencia.	49
3.4.1.2	Medida de la potencia de recepción en espacio libre	50
3.4.1.3	Medida de la potencia de recepción en interiores.	53
3.4.2	Desempeño de la comunicación para FHSS en espacio libre.	56
3.4.2.1	Medidas de desempeño en espacio libre para banda angosta.....	59
3.4.2.2	Medida de desempeño en espacio libre para banda ancha.	63
3.4.3	Análisis de resultados del desempeño de FHSS en espacio libre.	66
3.4.4	Desempeño de la comunicación para FHSS en interiores.	67
3.4.4.1	Medidas de desempeño en interiores para banda angosta.....	67
3.4.4.2	Medidas de desempeño en interiores para banda ancha.....	69
3.4.5	Análisis de resultados de desempeño de FHSS en interiores.	72
3.5	DESEMPEÑO DEL SISTEMA ANTE INTERFERENCIAS.	72
4.	UNIDAD 4. CONCLUSIONES	75
4.1	ACERCA DEL KIT DE EVALUACIÓN DE ADEUNIS RF.....	76
4.2	ACERCA DEL DESEMPEÑO DE LA TÉCNICA FHSS.	77
4.2.1	APLICACIÓN DE LA TÉCNICA FHSS EN SISTEMAS DE TELEMETRÍA Y TELECONTROL.	79
4.3	TRABAJOS FUTUROS.....	79

LISTA DE FIGURAS

Figura 1.1 Generador de secuencias pseudoaleatorias.	3
Figura 1.2 Ejemplo de un generador lineal de secuencias pseudoaleatorias.	4
Figura 1.3 Diagrama en bloques de un sistema DSSS con modulación por desplazamiento de fase.	6
Figura 1.4 Ensanchamiento espectral de la señal de datos en DSSS.	7
Figura 1.5 Diagrama en bloques sistema FHSS con modulación M-FSK.	10
Figura 1.6 Saltos en frecuencia de un sistema FHSS.	11
Figura 1.7 Ilustración de los saltos de frecuencia de un sistema FHSS con salto lento y con modulación 4-FSK.	12
Figura 1.8 Ilustración de los saltos de frecuencia de un sistema FHSS con salto rápido de frecuencia y con modulación 4-FSK.	13
Figura 1.9 Esquema de un sistema de adquisición de una señal FHSS.	15
Figura 1.10 Método de rastreo para la técnica FHSS.	15
Figura 1.11 Método de rastreo para señales FHSS.	16
Figura 1.12 Ilustración de la frecuencia de marca y espacio para B-FSK.	18
Figura 1.13 Probabilidad de error para la modulación FSK coherente y no coherente.	20
Figura 2.1 Contenido del Kit de evaluación.	22
Figura 2.2 Modulo radio.	23
Figura 2.3 Esquema funcional de uno de los módulos transceptores, deducido de las partes principales de funcionamiento.	23
Figura 2.4 Esquema funcional del chip radio ADF7020.	24
Figura 2.5 Selectividad del modulo radio en banda angosta y banda ancha.	32
Figura 2.6 Formato de la trama de los mensajes del enlace radio.	34
Figura 2.7 Formato del encabezado de las tramas radio.	34
Figura 3.1 Implementación del sistema general de comunicaciones con el kit Adeunis RF.	37
Figura 3.2 Punto de conexión del pin de transmisión y recepción de datos del chip radio.	38
Figura 3.3 Esquema circuital para la captura de tramas radio.	39
Figura 3.4 Circuito de adaptación de impedancias para el chip radio.	39
Figura 3.5 Circuito de transmisión de datos al computador mediante el puerto serial.	40
Figura 3.6 Implementación del sistema para el desarrollo de pruebas.	41
Figura 3.7 Medida de las frecuencias de marca y espacio en banda angosta.	43
Figura 3.8 Medida de las frecuencias de marca y espacio en banda ancha.	44
Figura 3.9 Implementación del sistema para evaluar la estabilidad en frecuencia.	49

Figura 3.10 Efectos de la temperatura en la frecuencia de marca.....	49
Figura 3.11 Medida de potencia en banda angosta y banda ancha en espacio libre.	52
Figura 3.12 Aproximación de la potencia de recepción para banda angosta y banda ancha en espacio libre.....	53
Figura 3.13 Medida de potencia en banda angosta y banda ancha en interiores.	55
Figura 3.14 Interpolación de la potencia de recepción para banda angosta y banda ancha en interiores.....	56
Figura 3.15 Escenario de pruebas para espacio libre.	57
Figura 3.16 Curvas de desempeño a nivel de bit en espacio libre para banda angosta. ..	61
Figura 3.17 Desempeño de un sistema ideal de FHSS en espacio libre para banda angosta.	61
Figura 3.18 Curvas de desempeño a nivel de trama en espacio libre para banda angosta.	62
Figura 3.19 Curvas de desempeño a nivel de bit en espacio libre para banda ancha	64
Figura 3.20 Desempeño de un sistema ideal de espectro ensanchado por salto en frecuencia en espacio libre para banda ancha.....	65
Figura 3.21 Curvas desempeño a nivel de trama en espacio libre para banda ancha.	65
Figura 3.22 Curvas de desempeño a nivel de bit en interiores para banda angosta.	68
Figura 3.23 Curvas de desempeño a nivel de trama en interiores para banda angosta. ..	69
Figura 3.24 Curvas de desempeño a nivel de bit en interiores para banda ancha.....	71
Figura 3.25 Curvas de desempeño a nivel de trama en interiores para banda ancha.	71
Figura 3.26 Implementación del sistema para evaluar el efecto de interferencia.....	73
Figura 3.27 Interferencia en banda angosta en sistemas FHSS.....	74

LISTA DE TABLAS

Tabla 1.1 Secuencias pseudoaleatorias resultantes del generador de la Figura 1.2	4
Tabla 2.1 Descripción de los principales pines del ADF7020.	25
Tabla 2.2 Características básicas del modulo radio	29
Tabla 2.3 Características básicas de la tarjeta de evaluación.	30
Tabla 2.4 Canales y Sub-bandas que usa el modulo radio.	30
Tabla 2.5. Detalle de los registros del modulo radio ARF54.....	33
Tabla 3.1 Valores estimados del gradiente de potencia – distancia para entornos con edificios.	51
Tabla 3.2 Valores medidos de potencia en banda angosta para espacio libre.	51
Tabla 3.3 Valores medidos de potencia en banda ancha para espacio libre.	52
Tabla 3.4 Valores medidos de potencia para banda angosta en pasillos	54
Tabla 3.5 Valores medidos de potencia para banda ancha en pasillos	54
Tabla 3.6 Resultados de desempeño para espacio libre en banda angosta, todos los canales de salto.	59
Tabla 3.7 Resultados de desempeño para espacio libre en banda angosta, canales de la sub-banda alta.....	60
Tabla 3.8 Resultados de desempeño para espacio libre en banda angosta, canales de la sub-banda baja.....	60
Tabla 3.9 Resultados de desempeño para espacio libre en banda ancha y todos los canales de salto.	63
Tabla 3.10 Resultados de desempeño para espacio libre en banda ancha, canales de la sub-banda alta.....	63
Tabla 3.11 Resultados de desempeño para espacio libre en banda ancha, canales de la sub-banda baja.....	64
Tabla 3.12 Resultados de desempeño para interiores en banda angosta, todos los canales.....	67
Tabla 3.13 Resultados de desempeño para interiores en banda angosta, canales de la sub-banda alta.....	68
Tabla 3.14 Resultados de desempeño para interiores en banda angosta, canales de la sub-banda baja.....	68
Tabla 3.15 Resultados de desempeño para interiores en banda ancha, todos los canales.....	70
Tabla 3.16 Resultados de desempeño para interiores en banda ancha, canales de la sub-banda alta.....	70

Tabla 3.17 Resultados de desempeño para interiores en banda ancha, canales de la sub-banda baja.....	70
Tabla 4.1 Niveles de energía de bit a densidad espectral de ruido para una BER de 10 – 3	78

ACRÓNIMOS

AGC	<i>Automatic Gain Control</i> , Control Automático de Ganancia.
ARF	<i>Adeunis Radio Frequency</i> , Radio Frecuencia Adeunis.
ASCII	<i>American Standard Code for Information Interchange</i> , Código Estadounidense Estándar para el Intercambio de Información.
ASK	<i>Amplitude Shift Keying</i> , Modulación por Desplazamiento de Amplitud.
AT	<i>Attention</i> , Atención.
AWGN	<i>Additive White Gaussian Noise</i> , Ruido Gaussiano Blanco Aditivo.
BER	<i>Bit Error Rate</i> , Tasa de Error de Bit.
BPSK	<i>Binary Phase Shift Keying</i> , Modulación por Desplazamiento de Fase Binario
CDU	Centro Deportivo Universitario.
CPS	<i>Chips Per Second</i> , Chips por Segundo.
CRC	<i>Cyclic Redundancy Check</i> , Verificación de Redundancia Cíclica.
CTS	<i>Clear to Send</i> , Listo para Envío.
DC	<i>Direct Current</i> , Corriente Directa.
DS/BPSK	<i>Direct Sequence / Binary Phase Shift Keying</i> , Secuencia Directa con Modulación por Desplazamiento de Fase Binaria.
DSR	<i>Data Set Ready</i> , Listo para Recibir Datos
DSSS	<i>Direct Sequence Spread Spectrum</i> , Espectro Ensanchado por Secuencia Directa.
ETSI	<i>European Telecommunications Standards Institute</i> , Instituto de Estándares de Telecomunicaciones Europeo.
FCC	<i>Federal Communication Commission</i> , Comisión Federal de Comunicaciones.
FER	<i>Frame Error Rate</i> , Tasa de Error de Trama.
FH/M-FSK	<i>Frequency Hopping / M-ary FSK</i> , Salto en Frecuencia con Modulación M-FSK.
FHSS	<i>Frequency Hopping Spread Spectrum</i> , Espectro Ensanchado por Saltos en Frecuencia.
FI	<i>Frequency Intermediate</i> , Frecuencia Intermedia.
FM	<i>Frequency Modulation</i> , Modulación en Frecuencia.
FSK	<i>Frequency Shift Keying</i> , Modulación por Desplazamiento de Frecuencia.
GFSK	<i>Gaussian Frequency Shift Keying</i> , Modulación por Desplazamiento de Frecuencia Gaussiano.
GP	<i>Gain Processing</i> , Ganancia de Procesamiento.
GPS	<i>Global Positioning System</i> , Sistema Global de Posicionamiento.

ISM	<i>Industrial Scientific and Medical</i> , Industrial Científica y Médica.
ITU-R	<i>International Telecommunications Unión Rediocommunications Sector</i> , Unión Internacional de Telecomunicaciones - Radiocomunicaciones.
LNA	<i>Low Noise Amplifier</i> , Amplificador de Bajo Ruido.
LPI	<i>Low Probability Interference</i> , Baja probabilidad a Interceptación.
M-PSK	<i>M-Phase Shift Keying</i> , Modulación por Desplazamiento de Fase de Orden M.
NB	<i>Narrow Band</i> , Banda Angosta.
NF	Noise Figure, Figura de Ruido.
PA	Power Amplifier, Amplificador de Potencia
PC	<i>Personal Computer</i> , Computador Personal.
PLL	<i>Phase Loop Locked</i> , Lazo de Enganche de Fase.
PN	<i>Pseudo Noise</i> , Pseudo Ruido.
PSK	<i>Phase Shift Keying</i> , Modulación por Desplazamiento de Fase.
RF	<i>Radio Frequency</i> , Radio Frecuencia.
RI	<i>Ring Indicator</i> , Indicador de Tono.
RSSI	<i>Received Strength Signal Indicator</i> , Indicador de Intensidad de la Señal Recibida.
RTS	<i>Request to Send</i> , Solicitud de Envió
SF	Spreading Factor. Factor de Ensanchamiento.
SML	<i>Sequence Maximal Length</i> , Secuencia de Máxima Longitud.
SS	<i>Spread Spectrum</i> , Espectro Ensanchado.
TCP	<i>Transmissions Control Protocol</i> , Protocolo de Control de Transmisión.
TDMA	<i>Time Division Multiple Access</i> , Acceso Múltiple por División de Tiempo.
THSS	<i>Time Hopping Spread Spectrum</i> , Espectro Ensanchado por Salto de Tiempo.
UART	<i>Universal Asynchronous Receiver-Transmitter</i> , Transmisor-Receptor Universal Asíncrono.
USB	<i>Universal Serial Bus</i> , Bus Universal Serial
V	<i>Voltage</i> , Voltaje.
VCO	<i>Voltage Controlled Oscillator</i> , Oscilador Controlado por Voltaje.
VDC	<i>Voltage Direct Current</i> , Voltaje de Corriente Directa.
WB	<i>Wide Band</i> , Banda Ancha.

RESUMEN

La utilización de tecnologías inalámbricas de comunicaciones se ha extendido ampliamente, especialmente aquellas tecnologías que utilizan las bandas libres o dedicadas para aplicaciones Industriales, Científicas, y Medicas (ISM, *Industrial, Scientific and Medical*), por lo cual se requiere que las técnicas de transmisión utilizadas brinden seguridad, uso eficiente del espectro y buen desempeño de la comunicación. La técnica de espectro ensanchado por salto en frecuencia (FHSS, *Frequency Hopping Spread Spectrum*) cuenta con estas características pero es necesario determinar su desempeño real en diferentes escenarios, con el objeto de establecer su comportamiento con respecto a multitrayectoria, interferencias intencionales o no intencionales e intrusos que deseen capturar la información, y de esta manera generar una guía que permita optimizar los futuros desarrollos o aplicaciones. Por otro lado, la banda de 900MHz es un espacio poco utilizado y es una alternativa interesante para implementar nuevos sistemas por lo cual es necesario tener conocimiento acerca del uso de los canales en esta banda de frecuencias.

INTRODUCCIÓN

Las telecomunicaciones tienen un rol muy importante porque permiten la comunicación de las personas y la difusión de las ideas. El desarrollo tecnológico ha permitido tener en constante evolución las tecnologías utilizadas para la transmisión de datos, brindando mayor capacidad y eficiencia en el uso de los recursos. En este sentido las tecnologías inalámbricas tienen una importante participación, debido a su gran difusión y penetración en todos los ámbitos de la sociedad, haciendo uso principalmente de las bandas de frecuencia que no requieren licenciamiento, lo que genera un incremento de los servicios sobre dichas frecuencias, esto conlleva a que las nuevas tecnologías deben de estar diseñadas para operar en ambientes congestionados por otros usuarios o de alta interferencia; adicionalmente, un aspecto que toma mucha importancia es la seguridad de la información, lo que garantiza confidencialidad y protección de los datos ante posibles agentes externos.

La tecnología de espectro ensanchado por salto en frecuencia (FHSS) es una técnica de transmisión de datos que ofrece protección de la información, la cual se envía a través de distintos canales, lo que permite minimizar el efecto de interferencias y el desvanecimiento profundo en ciertos canales.

En el presente trabajo de grado se realiza el estudio del desempeño de la técnica de espectro ensanchado por salto en frecuencia (FHSS) en un sistema de comunicación de datos en la banda ISM de 900MHz, con el propósito de evaluar las fortalezas y debilidades de este tipo de sistemas y de esta manera determinar que tan viable es usarla en aplicaciones de telemetría y telecontrol.

El documento final de trabajo de grado incluye 4 capítulos: en el primer capítulo se desarrolla todos los aspectos de la base teórica de la técnica mencionada, en el segundo capítulo se realiza una descripción del equipo y mecanismos utilizados para el desarrollo de las pruebas pertinentes, en el tercer capítulo se describen las pruebas realizadas y los resultados obtenidos con su correspondiente análisis, y en el cuarto capítulo se encuentran las conclusiones.

Acompaña al documento principal un anexo A, en el cual se describe una simulación del sistema en la herramienta Matlab que se utilizó para comparar los resultados ideales con los medidos en los diversos escenarios.

CAPITULO 1. ESPECTRO ENSANCHADO.

Una de las principales características de los sistemas actuales de comunicación digital inalámbrica, es el manejo eficiente y balanceado de potencia y ancho de banda para cumplir con los requerimientos de determinados servicios. Sin embargo, en algunas situaciones y sistemas de comunicaciones, la eficiencia en la transmisión digital inalámbrica no es tan importante como la seguridad (por ejemplo, en sistemas de comunicación militar). Las guerras mundiales han sido la oportunidad perfecta para los avances y desarrollos tecnológicos en comunicaciones inalámbricas. Así, a finales de la Segunda Guerra Mundial, nace una tecnología de comunicaciones basada en espectro ensanchado que cumple con requerimientos de seguridad. Las primeras patentes de éste tipo de sistemas se presentan en 1945 por RH Dicke y en 1949 por S. Darlington [2].

En el presente capítulo se explican las bases teóricas de Espectro Ensanchado (SS, *Spread Spectrum*) y en particular Espectro Ensanchado por Salto en Frecuencia (FHSS, *Frequency Hopping Spread Spectrum*), para entender su funcionamiento y analizar los parámetros más importantes, de modo que se adquieran conocimientos básicos para evaluar la eficiencia y el desempeño de ésta técnica de transmisión en un sistema de comunicación punto a punto vía radio.

1.1 SECUENCIAS PSEUDOALEATORIAS.

Una secuencia pseudoaleatoria también conocida como secuencia de pseudoruido (PN, *Pseudo Noise*), es una secuencia binaria periódica con forma de onda similar al ruido, producida por un generador de secuencias pseudoaleatorias el cual está conformado por un circuito realimentado de desplazamiento, y por un circuito lógico combinacional¹ [3][23], como el que se indica en la Figura 1.1.

¹ Los circuitos lógicos de sistemas digitales pueden ser combinacionales o secuenciales. Un circuito combinacional consiste de compuertas lógicas cuya salida está determinada directamente por la combinación de sus entradas, con la característica de que no tiene memoria (no se toma en cuenta los anteriores estados) [23].

El circuito realimentado de desplazamiento está formado por un arreglo de m *flip-flops*² los cuales desplazan sus estados en respuesta a los pulsos generados por una señal de reloj. En cada desplazamiento el circuito combinacional realiza operaciones lógicas de los estados de los *flip-flops* (dependiendo del diseño), y el resultado es realimentado al primero de ellos. Cuando el circuito lógico consiste de compuertas XOR (OR exclusiva³), se le denomina generador lineal de secuencias pseudoaleatorias [3].

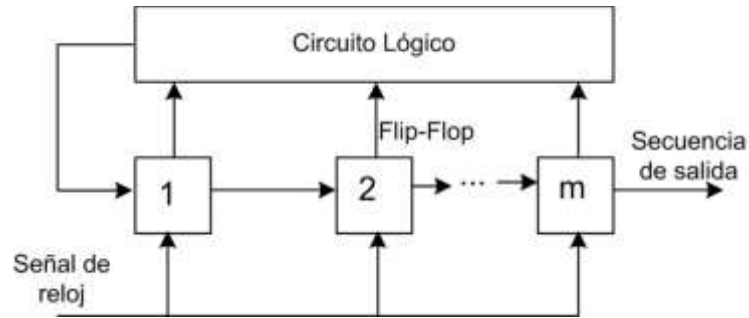


Figura 1.1 Generador de secuencias pseudoaleatorias.

Las secuencias pseudoaleatorias que resultan a la salida del generador están definidas por una secuencia inicial que es establecida por el sistema o configurada por el usuario, y no puede ser cero, esto es que todos sus estados sean cero.

Los generadores lineales no componen secuencias estrictamente aleatorias [1], sino pseudoaleatorias ya que después de un tiempo las secuencias de salida se repiten con un periodo que depende del número de *flip-flops* tal como se expresa en la ecuación (1.1).

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

Donde:

T : es el periodo de la secuencia pseudoaleatoria.

m : es el número de flip – flops.

Para ilustrar la generación de secuencias pseudoaleatorias, considere el circuito realimentado de desplazamiento de la Figura 1.2, el cual está conformado por tres *flip-flops* y un circuito lógico combinacional que realiza la operación lógica XOR (también llamada suma modulo dos).

² Los *flip-flops* son circuitos capaces de permanecer en uno de dos estados 1 o 0, los cuales son establecidos por entradas designadas para éste fin.

³ Las compuertas OR y NOR exclusivas son circuitos digitales lógicos, su tabla de verdad y su simbología se puede ver en [22].

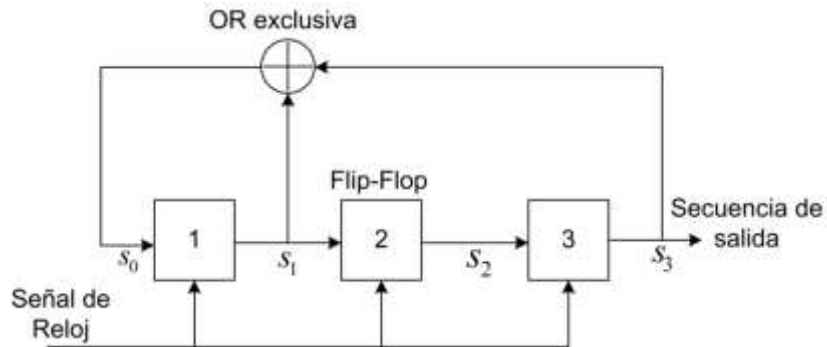


Figura 1.2 Ejemplo de un generador lineal de secuencias pseudoaleatorias.

Estableciendo el estado inicial en 100 es decir ($S_0 = 1, S_1 = 0, y S_2 = 0$), y siguiendo la secuencia de desplazamiento de estados realimentando el resultado de la operación OR exclusiva entre el *flip-flop* 1 (S_1) y 3 (S_3), se obtiene el resultado que se indica en la Tabla 1.1.

Tabla 1.1 Secuencias pseudoaleatorias resultantes del generador de la Figura 1.2

Estado del reloj	S_1	S_2	S_3
Estado inicial	1	0	0
1	1	1	0
2	1	1	1
3	0	1	1
4	1	0	1
5	0	1	0
6	0	0	1

En la Tabla 1.1, se muestran los estados de cada uno de los *flip-flops* para cada transición de reloj. Según la ecuación (1.1) el periodo del generador es 7 y la secuencia pseudoaleatoria resultante a la salida de S_3 , es 0011101 [3].

En el ejemplo anterior el número de *flip-flops* que conforman el circuito es pequeño, en la práctica se usan muchos más y las operaciones del circuito lógico combinacional son más complejas. El número de *flip-flops* utilizados definen el comportamiento pseudoaleatorio de las secuencias de salida, y determinan el periodo del generador. Entre los métodos más usados para la generación de secuencias pseudoaleatorias están: las secuencias lineales o secuencias m , los códigos Gold, las secuencias de Kasami y las secuencias Cuaternarias [12].

Uno de los mayores problemas de los circuitos generadores de secuencias pseudoaleatorias es producir una muestra independiente de los datos en el transmisor y una secuencia idéntica en el receptor. Este proceso es complejo y la generación, almacenamiento y distribución de estas secuencias pseudoaleatorias son difíciles de procesar en los sistemas de espectro ensanchado [2].

1.2 TÉCNICAS DE ESPECTRO ENSANCHADO.

Espectro ensanchado es una técnica de transmisión en la cual la señal de información ocupa un ancho de banda mayor que el mínimo necesario para transmitir la misma información en banda base [3]. Esta técnica fue utilizada inicialmente como mecanismo de protección de la comunicación en entornos hostiles o de elevada interferencia [24], pero también implica usar un mayor ancho de banda, complejidad del sistema, y retardo de procesamiento [3].

Entre las técnicas más comunes están, Espectro Ensanchado por Secuencia Directa (DSSS, *Direct Sequence Spread Spectrum*), Espectro Ensanchado por Salto en Frecuencia (FHSS, *Frequency Hopping Spread Spectrum*), y Espectro Ensanchado por Salto de Tiempo (THSS, *Time Hopping Spread Spectrum*). En la presente sección se trata únicamente las técnicas DSSS y principalmente FHSS la cual es el objetivo de estudio de este proyecto.

1.2.1 Espectro Ensanchado por Secuencia Directa (DSSS).

De todas las técnicas de espectro ensanchado la técnica DSSS es una de las más utilizadas en aplicaciones de comunicaciones de datos debido a que la señal resultante se enmascara en los niveles de ruido [3].

El método utilizado por DSSS para el ensanchamiento de la información es representar cada bit de datos por una secuencia de bits denominados chips, los cuales tienen un periodo mucho menor que el periodo de bit de la información original, de ésta manera la información queda representada por muchos más bits de acuerdo a la tasa de chip, la cual está definida por el periodo del generador de secuencias pseudoaleatorias y que se mide en chips por segundo (CPS, *Chips Per Second*), lo cual aumenta los requerimientos de ancho de banda del transmisor [2] y la señal transmitida presenta una baja densidad espectral de potencia cercana a los niveles de ruido [2] [12].

1.2.1.1 Proceso de ensanchamiento en DSSS.

Un sistema de comunicación DSSS básico, como el que se muestra en la Figura 1.3, realiza el proceso de ensanchamiento multiplicando cada bit de información (representado por d_{in} en las Figura 1.3 y 1.4 (a)) con una secuencia pseudoaleatoria generada localmente (representada por PN en la Figura 1.4 (b)), para producir una nueva señal de mayor ancho de banda que la señal de información original (representada por TX en la Figura 1.4 (c)), con una velocidad de transmisión de datos superior a la original e igual a la velocidad de chips $R_c = 1/T_c$ [3]. La nueva señal es modulada por Desplazamiento de Fase de grado M (M-PSK, *M-Phase Shift Keying*) que es el esquema más utilizado en los sistemas DSSS.

La señal que finalmente es transmitida (TX), tiene un ancho de banda W_{ss} , una densidad espectral de potencia similar a los niveles de ruido y una fase que depende del esquema de modulación empleado⁴ como se observa en la Figura 1.4 (c).

Para ilustrar el ensanchamiento de la técnica DSSS, se puede tomar como ejemplo un sistema que tiene una velocidad de transmisión de datos $R = 10$ Kbps, para lo cual se requiere un ancho de banda de $B = 10$ KHz; si el sistema DSSS tiene una tasa de 100 chips / s, entonces la velocidad de transmisión de chip es de 1Mbps por lo que se necesitaría un ancho de banda espectral $W_{ss} = 1$ MHz. Por lo tanto en éste ejemplo, el ancho de banda se ha ensanchando de 10 KHz a 1 MHz [5].

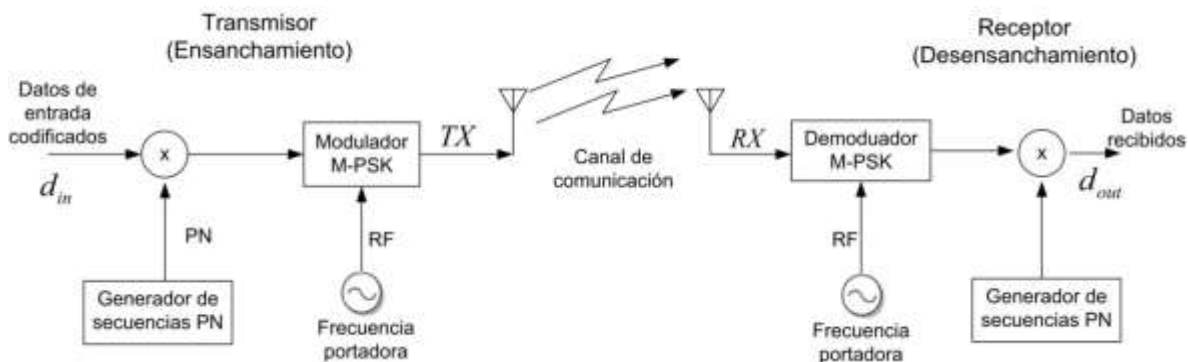


Figura 1.3 Diagrama en bloques de un sistema DSSS con modulación por desplazamiento de fase.

⁴ Para sistemas DSSS la IEEE 802.11 recomienda las modulaciones por Desplazamiento de Fase Binaria Diferencial (DBPSK) y Quadrature Diferencial (DQPSK).

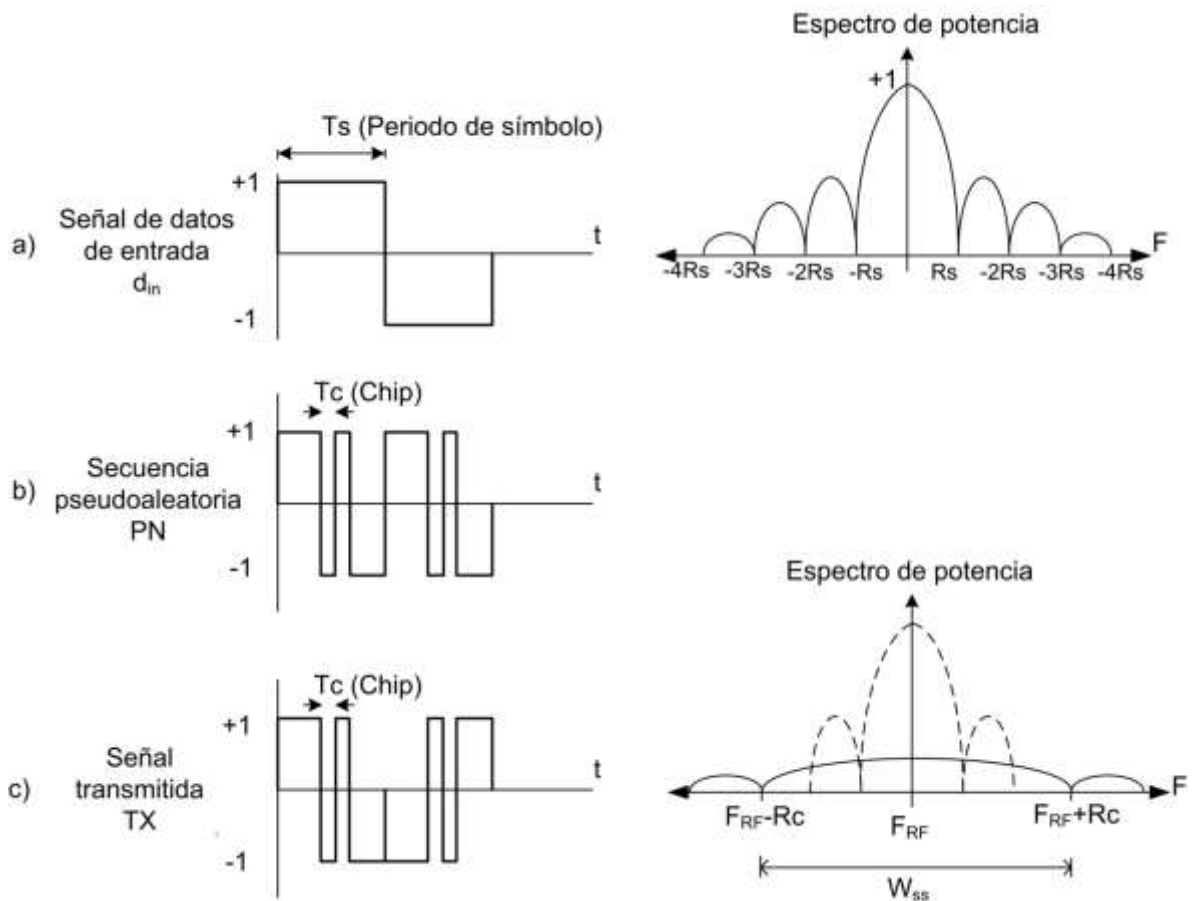


Figura 1.4 Ensanchamiento espectral de la señal de datos en DSSS.

1.2.1.2 Proceso de desensanchamiento

El receptor está compuesto de dos etapas de demodulación. En la primera, la señal recibida y una portadora generada localmente se aplican a un demodulador M-PSK seguido por un filtro pasa bajas cuyo ancho de banda es igual al de la señal del mensaje original.

La segunda etapa de demodulación realiza el desensanchamiento del espectro al multiplicar la salida del demodulador M-PSK con una réplica generada en forma local para recuperar la señal transmitida.

1.2.1.3 Ganancia de procesamiento en DSSS

La Ganancia de Procesamiento (GP, *Gain Process*), en los sistemas de espectro ensanchado, es también llamado Factor de Ensanchamiento (SF, *Spreading Factor*), se define como la ganancia obtenida en el receptor debido a los procesos de

ensanchamiento (en el transmisor) y desensanchamiento (en el receptor) de la información y representa la capacidad de mitigar las interferencias por *Jammer*⁵.

La ganancia de procesamiento depende del ensanchamiento del espectro (W_{ss}) el cual es directamente definido por el periodo del generador de secuencias pseudoaleatorias. Entre mayor sea el ensanchamiento, mejor será la capacidad para evadir interferencias, y es por esto que la ganancia de procesamiento es considerada como un nivel de protección ante interferencias [4]. La ganancia de procesamiento se representa en la ecuación (1.2) [5].

$$GP[\text{dB}] = 10\text{Log}\left(\frac{W_{ss}[\text{Hz}]}{B[\text{Hz}]}\right) \quad (1.2)$$

Donde:

W_{ss} : es el ancho de banda resultante del ensanchamiento.

B : es el ancho de banda en banda base.

1.2.1.4 Ventajas DSSS

Algunas aplicaciones de ésta técnica se muestran a continuación [6]:

a. **Baja Probabilidad de Interceptación** (LPI, *Low Probability Interception*). La baja probabilidad de interceptación de DSSS se debe a dos aspectos:

- 1) Debido a la baja densidad espectral de potencia de este tipo de señales, éstas se ocultan en niveles de ruido, lo que les permite pasar desapercibidas para la mayoría de los sistemas de radiocomunicaciones ya sean de banda angosta o banda ancha.
- 2) Para que un intruso pueda llevar a cabo el proceso de interceptar la información, debe conocer las secuencias pseudoaleatorias del generador usadas en el sistema para diferenciar la señal de información de la señal de ruido.

b. **Rechazo a interferencias independientes y la posibilidad de brindar acceso múltiple**. La habilidad de los sistemas de espectro ensanchado para rechazar interferencias independientes, es la base para que sean implementados en sistemas de acceso múltiple. Debido a que cada enlace se distingue por una única

⁵ Las interferencias por Jammer son todas aquellas interferencias generadas intencionalmente con el objetivo de interrumpir la comunicación.

secuencia pseudoaleatoria⁶, y tiene alto rechazo a interferencias por lo cual es posible el rehusó de frecuencias. A la operación de estos sistemas en acceso múltiple, se le conoce como Acceso Múltiple por Espectro Ensanchado (SSMA, *Spread Spectrum Multiple Access*) que es ampliamente utilizado por la técnica Acceso Múltiple por División de Código (CDMA, *Code Division Multiple Access*) [2].

- c. **Alta inmunidad a interferencias debido a múltiples trayectorias.** Adicional a la trayectoria de propagación de la señal de datos del transmisor al receptor también llegan señales por efectos de múltiples trayectorias que interfieren la correcta recepción de la señal. Los efectos de distorsión por múltiples trayectorias son mitigados gracias a la ganancia de procesamiento y a la sincronización en cada uno de los lados de la transmisión [2].

1.2.2 Espectro Ensanchado por Salto en Frecuencia (FHSS).

FHSS es considerada como técnica de espectro ensanchado porque la información es transmitida de manera secuencial en un amplio espectro de radiofrecuencias haciendo uso de distintos canales (tal como se ilustra en la Figura 1.6), establecidos por un sintetizador de frecuencias que a su vez es controlado por el generador de secuencias pseudoaleatorias. De éste modo, en ésta técnica no se presenta una baja densidad espectral de potencia de la señal transmitida, como tampoco el aumento de la cantidad de información a transmitir como sucede con DSSS.

La transmisión mediante saltos en frecuencia en un amplio espectro [4] implica tener procesos de sincronización eficientes para que el receptor detecte correctamente la portadora y realice una adecuada detección de la información transmitida. Debido a la sincronización requerida en la señal recibida se deben garantizar parámetros tales como la estabilidad de fase y frecuencia [3], por lo cual se utiliza la Modulación por Desplazamiento de Frecuencia de M-ario (M-FSK *Frequency Shift Keying M-ary*) no coherente.

1.2.2.1 Proceso de ensanchamiento FHSS.

En la Figura 1.5, se muestra el diagrama en bloques de un sistema FHSS, el proceso de ensanchamiento empieza cuando la información es modulada en M-FSK no coherente, entre tanto 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 multiplicada con la señal de información modulada, la señal resultante

⁶ Esto es direccionamiento selectivo, ya que cada receptor tiene un único código pseudoaleatorio de manera que la información solo puede ser procesada por el receptor adecuado.

continúa hacia un filtro pasa banda que deja pasar solo las componentes principales de frecuencia del proceso de la multiplicación y filtra algunos armónicos o productos no deseados. La información es transmitida en canales que tienen un ancho Δf_{ch} como se muestra en la Figura 1.6.

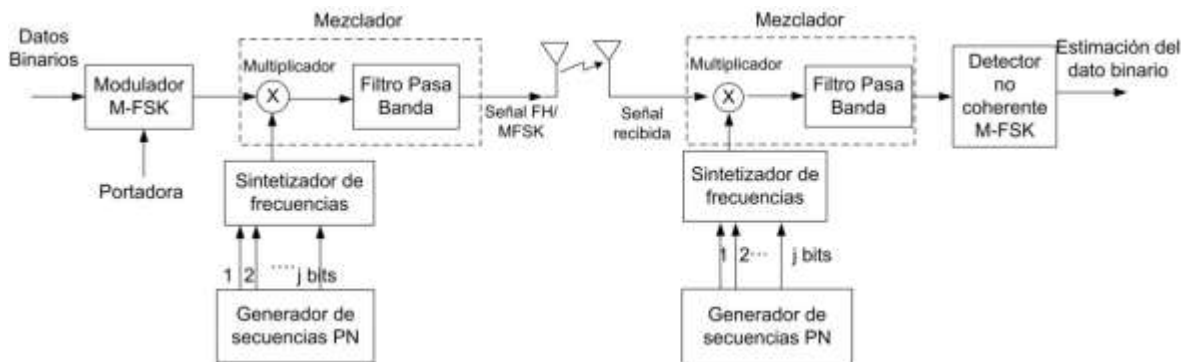


Figura 1.5 Diagrama en bloques sistema FHSS con modulación M-FSK.

El número de canales disponibles de frecuencias ortogonales están determinados de acuerdo a la longitud de la secuencia pseudoaleatoria como se expresa en la ecuación (1.3).

$$N = 2^k \quad (1.3)$$

Donde:

- N : Numero disponible de frecuencias ortogonales.
- k : Numero de bits de la secuencia pseudoaleatoria.

Cada canal es utilizado por un corto periodo de tiempo después del cual la frecuencia de transmisión cambia para realizar un nuevo envío, a éste tiempo se le conoce como periodo de salto y se denota por T_{hop} . En la Figura 1.6, se ilustra el esquema de saltos en frecuencia, en ella se aprecia el ancho de banda de RF disponible el cual está representado por la ecuación (1.4).

$$W_{ss}[Hz] = N[veces] \cdot \Delta f_{ch}[Hz] \quad (1.4)$$

Donde:

- W_{ss} : Ancho de banda espectral disponible.
- N : Numero de canales de frecuencia disponibles.
- Δf_{ch} : Ancho de banda de canal.

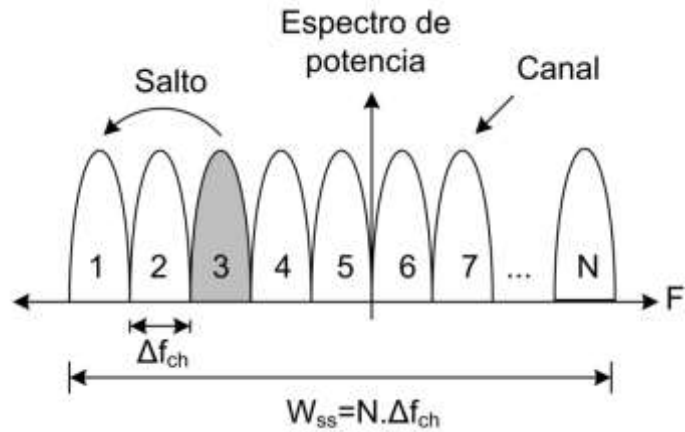


Figura 1.6 Saltos en frecuencia de un sistema FHSS.

1.2.2.2 Tipos de sistemas de FHSS

En el receptor, los saltos en frecuencia de la señal recibida son removidos mediante un mezclador que opera dicha señal utilizando la frecuencia generada por el sintetizador local, el cual es controlado utilizando la misma secuencia pseudoaleatoria de forma sincronizada con el transmisor. La señal resultante se adecua en un filtro pasa banda y luego es procesada por un detector no coherente M-FSK [3]. Para la implementación de éste detector es posible usar una serie de filtros no coherentes sincronizados como los representados en la Figura 1.9.

Existen dos tipos de sistemas FHSS los cuales son: salto lento y salto rápido en frecuencia.

1.2.2.3 FHSS con salto lento de frecuencia.

Los sistemas FHSS con salto lento de frecuencia, se caracterizan por transmitir múltiples símbolos en cada canal de salto, por lo cual la frecuencia de saltos del sistema es menor o igual que la tasa de símbolos [3], como se expresa en la ecuación (1.5):

$$F_{hop}[\text{saltos/simbolo}] \leq R_s[\text{simbolo/s}] = \frac{R_b[\text{bit/s}]}{K[\text{bit/simbolo}]} \quad (1.5)$$

Donde:

F_h : Frecuencia de saltos.

R_s : Tasa de símbolos.

R_b : Tasa de bits.

K : Numero de bits por símbolo.

El número de bits por símbolo está determinado por la ecuación (1.6).

$$K = \log_2 M \quad (1.6)$$

Donde:

M : es el orden de modulación.

En la Figura 1.7 se muestra los saltos de un sistema FHSS con salto lento de frecuencia y modulación 4-FSK, el número de bits de la secuencia pseudoaleatoria es de 3, y según la ecuación (1.1) el número total de canales de frecuencia es de 7. En ésta figura también se aprecia como la portadora cambia de frecuencia después de transmitir dos símbolos.

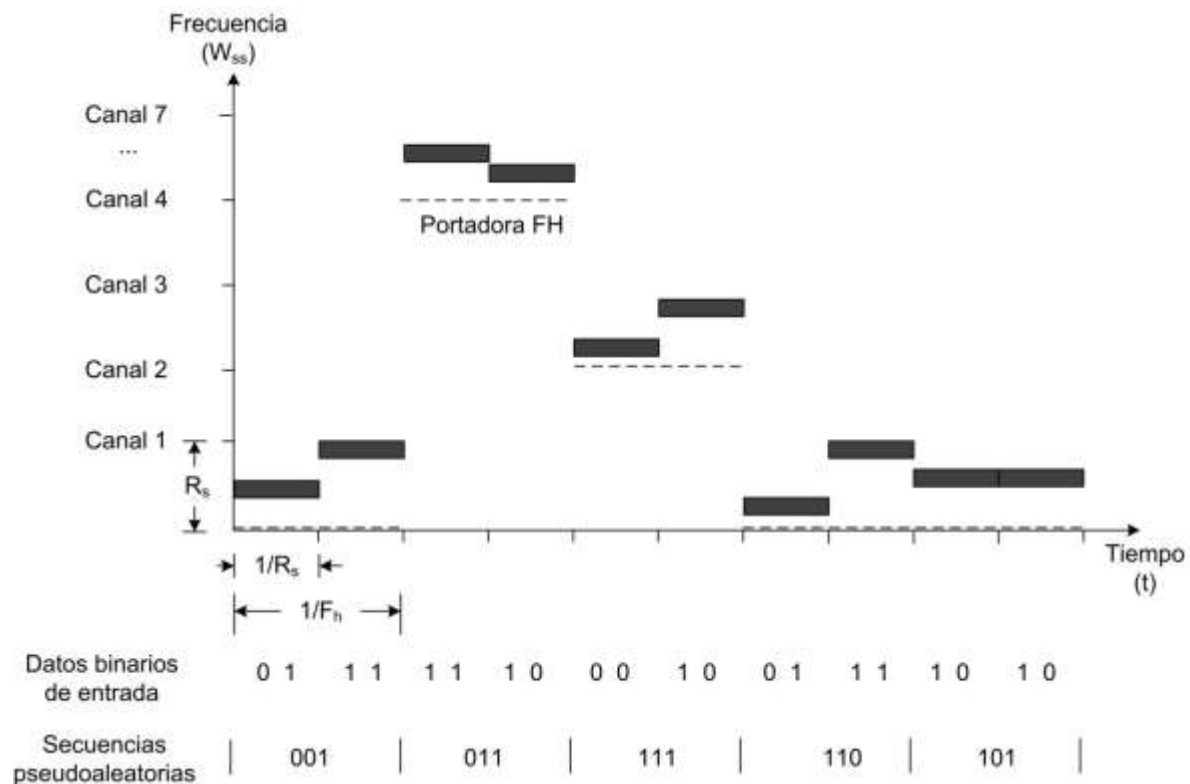


Figura 1.7 Ilustración de los saltos de frecuencia de un sistema FHSS con salto lento y con modulación 4-FSK.

1.2.2.4 FHSS con salto rápido de frecuencia.

Los sistemas FHSS con salto rápido de frecuencia, se caracterizan por transmitir cada símbolo de la modulación M-FSK en múltiples frecuencias, lo cual significa que la

velocidad de saltos es mayor que la tasa de símbolos tal como se muestra en la ecuación (1.7).

$$F_{\text{hop}}[\text{saltos/simbolo}] \geq R_s[\text{simbolo/s}] = \frac{R_b[\text{bit/s}]}{K [\text{bit/simbolo}]} \quad (1.7)$$

En la Figura 1.8 se indican los saltos de un sistema FHSS con salto rápido en frecuencia y modulación 4-FSK, el número de bits de la secuencia pseudoaleatoria es de 3, y según la ecuación (1.1) el número total de canales de frecuencia es 7. En ésta figura también se aprecia que la portadora cambia dos veces de frecuencia para transmitir un símbolo.

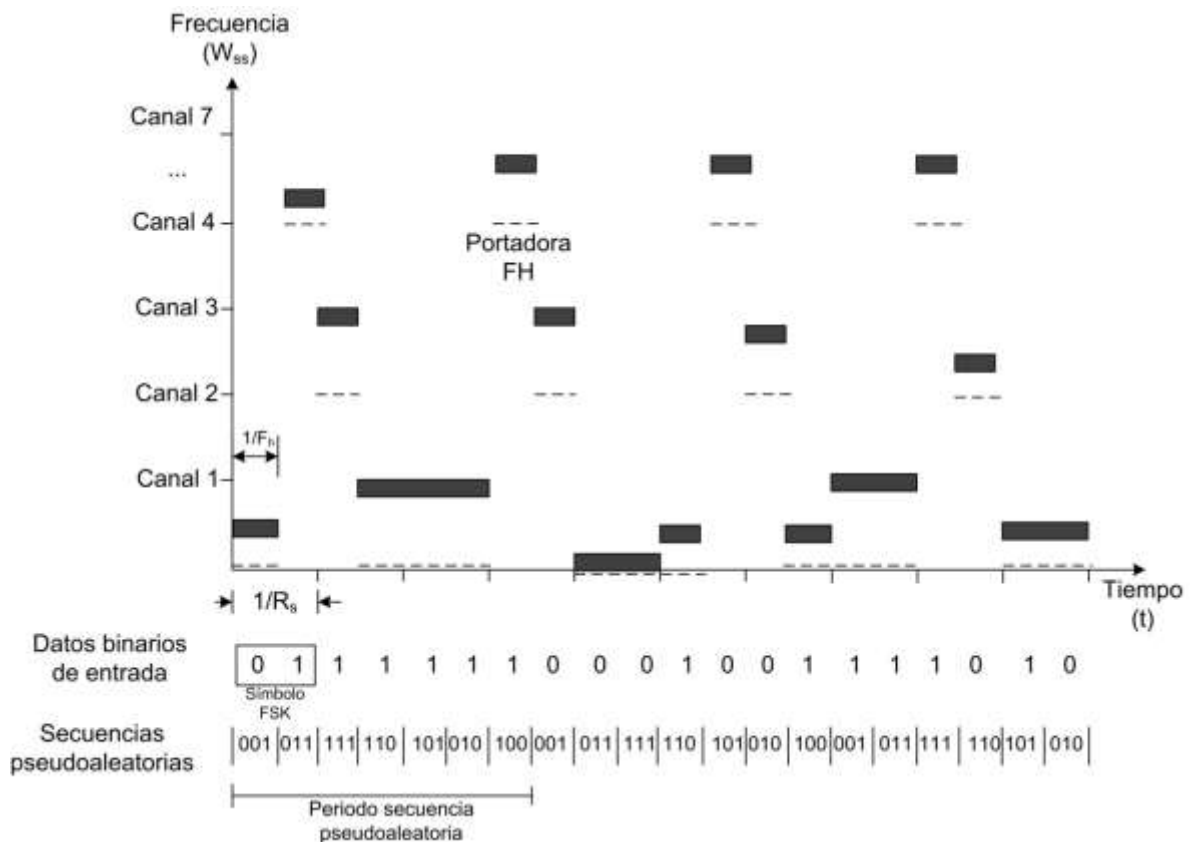


Figura 1.8 Ilustración de los saltos de frecuencia de un sistema FHSS con salto rápido de frecuencia y con modulación 4-FSK.

1.2.2.5 Sincronización de FHSS.

La sincronización es el proceso más crítico de los sistemas de espectro ensanchado ya que determina la correcta recepción de datos, este proceso se desarrolla correlacionando⁷

⁷ La correlación es una operación que permite cuantificar el grado de similitud entre dos señales, aunque aparentemente no haya evidencia de coincidencia temporal entre ellas [26].

la señal recibida con la generada localmente por el sintetizador, esto implica que coincidan las secuencias pseudoaleatorias tanto del transmisor como del receptor. El proceso se divide en dos fases; una fase de adquisición inicial seguida de la fase de rastreo [25].

- 1) **Fase de adquisición inicial.** La primera fase de sincronización en los sistemas FHSS consiste en establecer la coincidencia de las secuencias pseudoaleatorias que definen el patrón de saltos del sistema.

Para cumplir con esta primera fase, una señal es enviada en un canal de inicio previamente acordado entre el transmisor y el receptor, la cual define el inicio de la sincronización. Por lo general ésta fase se realiza en un sistema de adquisición como el que se indica en la Figura 1.9 [25].

Éste sistema está conformado por un banco de filtros sintonizados a las frecuencias disponibles del patrón de saltos. Cada uno de los filtros es seguido de un detector de envolvente cuyo resultado es convenientemente procesado y se compara con un nivel de umbral, si éste es superado se logra el sincronismo y se genera un pulso de sincronización, de lo contrario el sistema continua en el proceso de búsqueda [25].

- 2) **Fase de rastreo.** Una vez que ha sido identificado el inicio de la sincronización empieza la fase de rastreo, que comprende el proceso de mantener la sincronización de la frecuencia del sintetizador con el generador de secuencias pseudoaleatorias del receptor.

Un método típico de rastreo para las señales FHSS, se indica en la figura 1.10. El método se basa sobre la premisa de un corto tiempo de error entre la señal recibida y una señal de reloj en el receptor [25]. En este método la señal recibida es multiplicada con la señal generada por el sintetizador local y luego pasa a través de un filtro pasa banda que es sintonizado a una frecuencia igual a la frecuencia de saltos (como se ilustra en las Figura 1.7 y Figura 1.8). El resultado pasa por un detector de envolvente para producir una señal $V_d(t)$, que se multiplica con una señal de reloj $V_c(t)$ controlada por voltaje (VCC, *Voltage Control Clock*). La señal resultante $V_s(t)$ del proceso de multiplicación es la encargada de controlar el filtro pasa bajo. El resultado de la multiplicación y el proceso de rastreo se verifican en la Figura 1.11. [25]

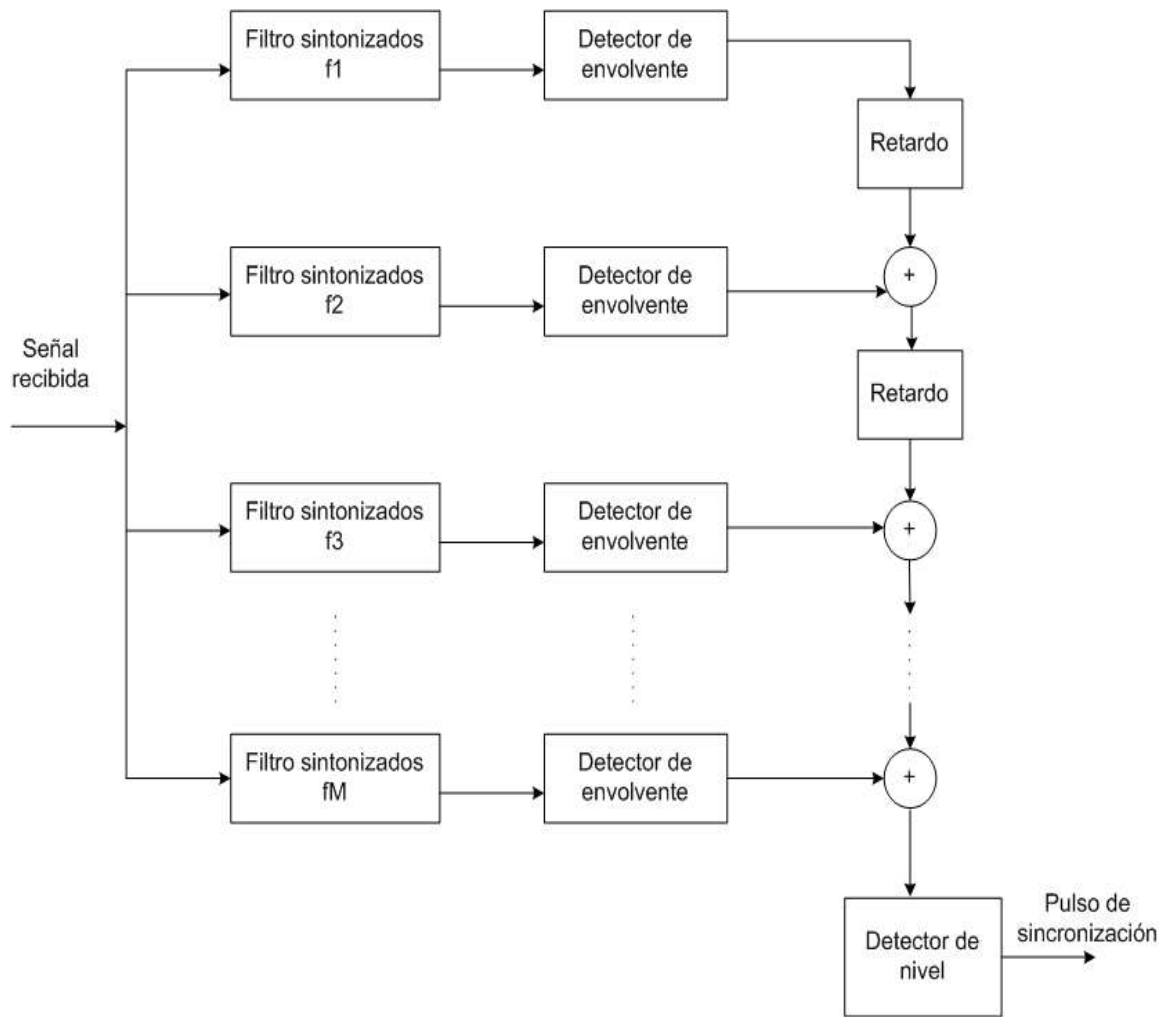


Figura 1.9 Esquema de un sistema de adquisición de una señal FHSS

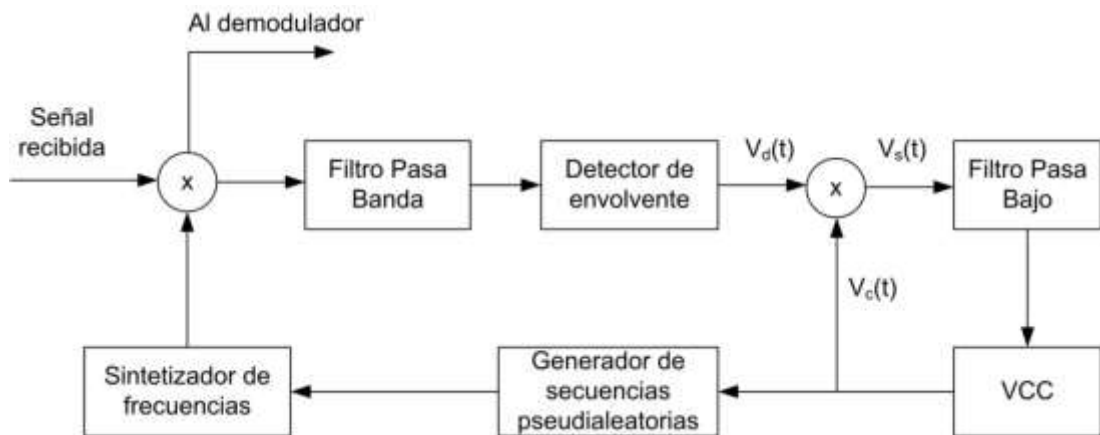


Figura 1.10 Método de rastreo para la técnica FHSS

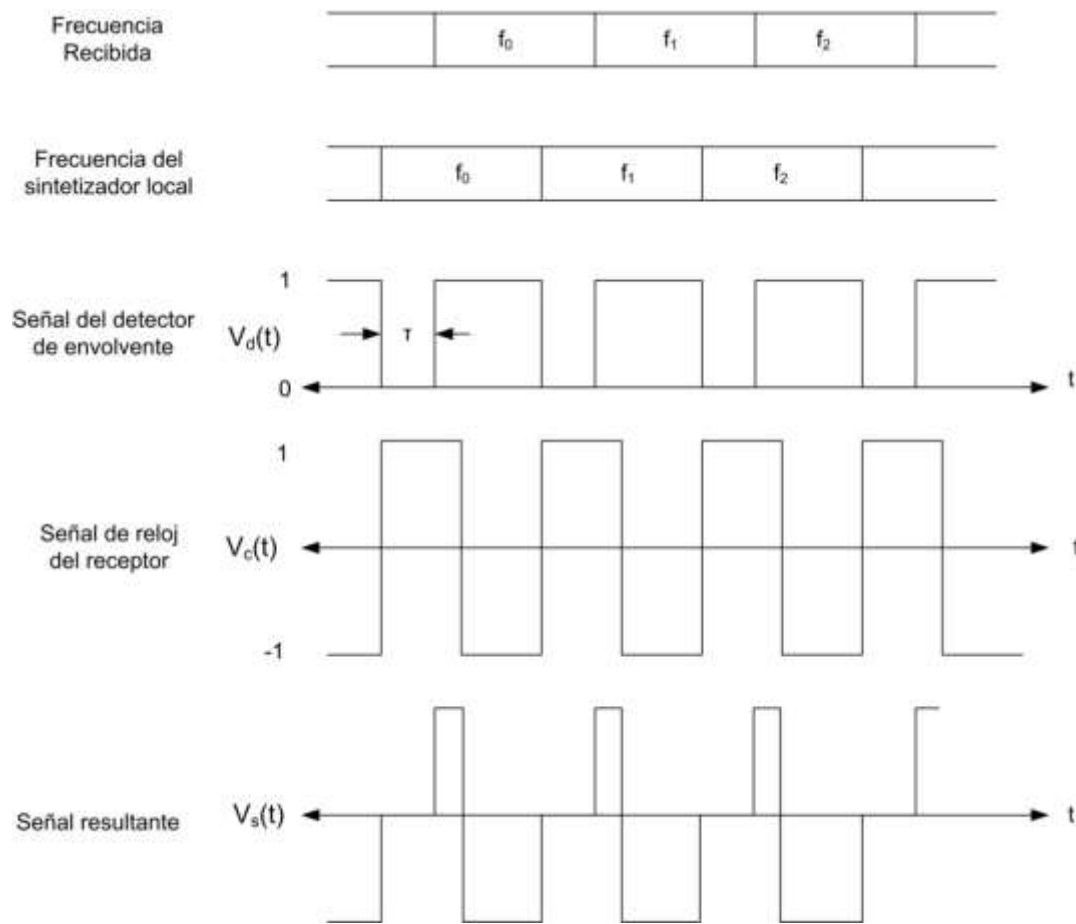


Figura 1.11 Método de rastreo para señales FHSS

Teniendo en cuenta que las transiciones de la señal de reloj generada localmente no ocurren al mismo tiempo que las transiciones de la señal de entrada, la salida del filtro pasa bajo puede ser corregida aumentando o disminuyendo el periodo según la señal de error resultante $V_s(t)$ lo cual depende de que el VCC siga a la señal recibida de manera sincronizada [25]. La señal de error resultante proporciona el control para el reloj y de ésta manera ajustar la frecuencia hasta obtener una sincronización exacta con la señal recibida.

1.2.2.6 Ganancia de procesamiento para FHSS

Aunque los sistemas FHSS no realizan ensanchamiento de la información como ocurre en los sistemas DSSS, también existe ganancia de procesamiento debido a los múltiples canales utilizados para transmitir la señal de información[10]. Como se estudio en la sección 1.2.2.1, la técnica usa un amplio ancho de banda W_{ss} el cual es segmentado en canales utilizados para ejecutar los saltos de frecuencia como se observo en la Figura 1.6.

Para FHSS la ganancia de procesamiento se define como la relación del ancho de banda total de todos los canales disponibles respecto de la velocidad de transmisión de datos (tasa de datos) como aparece en la ecuación (1.8) [27].

$$GP = \frac{\text{Suma del ancho de banda de todos los canales disponibles [Hz]}}{\text{Velocidad de datos [bps]}} \approx N \quad (1.8)$$

Donde:

N : *Numero de canales de salto.*

Expresando la ecuación (1.8) en decibelios, se obtiene la ecuación (1.9).

$$GP \text{ [dB]} = 10 \text{ Log } (N[\text{veces}]) \quad (1.9)$$

1.2.2.7 Ventajas FHSS

- 1) **Baja Probabilidad a Interceptación** (LPI, *Low Probability Interference*). FHSS brinda baja probabilidad a interceptación gracias a que utiliza todo el espectro de frecuencias disponible para transmitir la información, en canales de frecuencia que son seleccionados de manera pseudoaleatoria. Por éste motivo si un intruso desea interceptar éste tipo de sistemas debe analizar un amplio espectro de frecuencias, o tener conocimiento de las secuencias pseudoaleatorias utilizadas [2].
- 2) **Rechazo a interferencias independientes y la posibilidad de operar en acceso múltiple.** FHSS tiene la habilidad para rechazar interferencias independientes en banda angosta debido a que realiza saltos en frecuencia para la transmisión por lo que puede evitar los canales interferidos. La técnica FHSS permite ser utilizada en sistemas de acceso múltiple gracias a que cada uno de los enlaces puede ser distinguido con diferentes secuencias pseudoaleatorias.
- 3) **Alta inmunidad a la distorsión por interferencias debido a múltiples trayectorias.** Adicional a la trayectoria de propagación de la señal del transmisor, el receptor puede adquirir señales por efectos de múltiples trayectorias que pueden generar distorsión en la señal de datos recibidos, pero los sistemas FHSS tienen una alta inmunidad a éste tipo de interferencias gracias al uso de salto secuencial de frecuencias [2].

1.3 MODULACIÓN POR DESPLAZAMIENTO DE FRECUENCIA

La Modulación por Desplazamiento de Frecuencia (FSK, *Frequency Shift Keying*) es un esquema de modulación angular de amplitud constante, parecido a la Modulación de Frecuencia (FM, *Frequency Modulation*) convencional, excepto que la señal moduladora es un flujo de pulsos binarios que varía entre dos niveles de voltaje discretos, en lugar de una forma de onda analógica que cambia de manera continua [7]. FSK puede utilizar más de dos frecuencias para representar los símbolos que tienen una longitud de dos o más bits, en estos casos la modulación es representada por FSK M-ario.

Con FSK Binario (B-FSK, *Binary Frequency Shift Keying*) el número de bits por símbolo es 1 y la señal de salida tendrá 2 frecuencias posibles, una de marca y otra de espacio (que también se distinguen como uno o cero respectivamente). La densidad espectral de potencia de marca y espacio se muestra en la Figura 1.12.

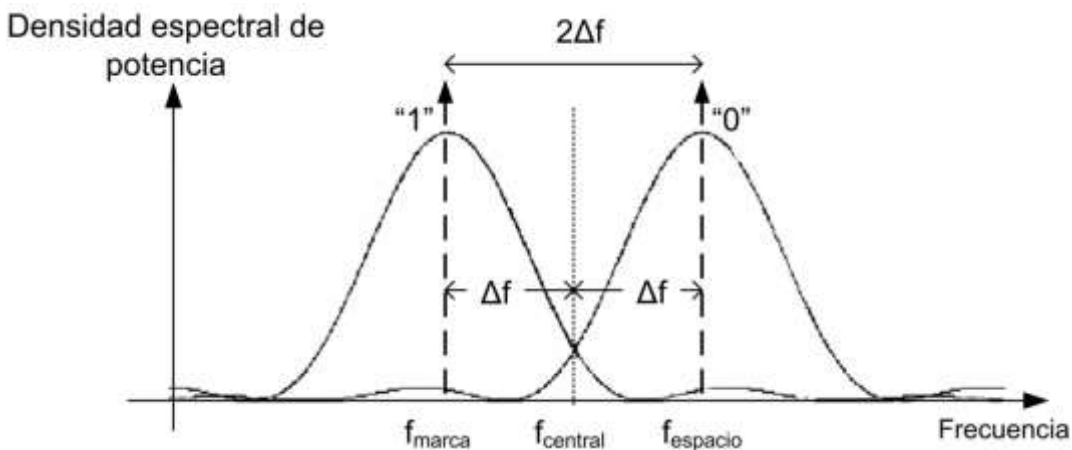


Figura 1.12 Ilustración de la frecuencia de marca y espacio para B-FSK.

El índice de modulación para FSK digital, está dado por la ecuación (1.10):

$$MI = \frac{\Delta f[\text{Hz}]}{R_b[\text{Hz}]} \quad (1.10)$$

Donde:

MI : Índice de modulación.

Δf : Desviación de frecuencia pico de la portadora.

R_b : Velocidad de transmisión de datos.

Donde la desviación de frecuencia Δf se expresa como la mitad de la diferencia de la frecuencia de marca f_{marca} y espacio f_{espacio} como se indica en la ecuación (1.11):

$$2\Delta f = |f_{\text{espacio}}[\text{Hz}] - f_{\text{marca}}[\text{Hz}]| \quad (1.11)$$

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 (1.12).

$$B_{\text{FM}} = 2(\Delta f[\text{Hz}] + f_m[\text{Hz}]) \quad (1.12)$$

Donde:

B_{FM} : Ancho de Banda de sistemas analogicos en FM

f_m : Frecuencia de modulación.

Al adecuar la regla de Carson para la modulación FSK, f_m se cambia por la velocidad de transmisión de datos, de manera que la ecuación (1.12) resulta representada por la ecuación (1.13):

$$B_{\text{FSK}} = 2\Delta f[\text{Hz}] + 2R_b[\text{Hz}] \quad (1.13)$$

Donde:

R_b : Velocidad de transmisión de datos.

La probabilidad de error para M-FSK no coherente se expresa en la ecuación (1.14) [12]:

$$P_{e \text{ No_Coherente}} = \frac{M}{2(M-1)} \sum_{k=1}^{M-1} \frac{(-1)^{k+1}}{k+1} \binom{M-1}{k} \exp \left[\frac{-k \log_2 M}{k+1} \left(\frac{E_b[\text{mW}]}{N_o[\text{mW/Hz}]} \right) \right] \quad (1.14)$$

Donde:

M: Grado de la modulación.

E_b : Energía de bit.

N_o : Densidad de potencia de ruido.

De la ecuación (1.14) se puede deducir que la probabilidad de error (P_e) para B-FSK (M=2) no coherente, se puede expresar como lo indica la ecuación (1.15). [14]

$$P_{e \text{ No_Coherente}} = \frac{1}{2} \exp \left(-\frac{E_b[\text{mW}]}{2N_o[\text{mW/Hz}]} \right) \quad (1.15)$$

La probabilidad de error para M-FSK coherente se expresa en la ecuación (1.16). [12]

$$P_e \leq \frac{1}{2}(M - 1) \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{E_b [\text{mW}]}{2N_0 [\text{mW/Hz}]}} \right) \quad (1.16)$$

De la ecuación (1.16) se puede deducir la probabilidad de error para B-FSK (M=2) coherente, según la ecuación (1.17):

$$P_{e \text{ Coherente}} = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{E_b [\text{mW}]}{2N_0 [\text{mW/Hz}]}} \right) \quad (1.17)$$

En la Figura 1.13 se muestran las gráficas de la probabilidad de error teórico para FSK coherente y no coherente.

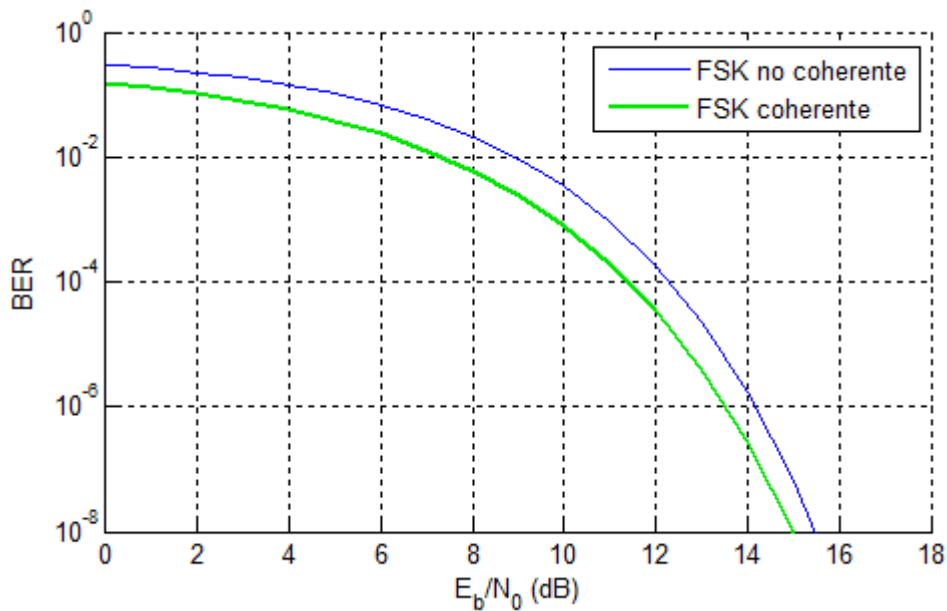


Figura 1.13 Probabilidad de error para la modulación FSK coherente y no coherente.

CAPITULO 2. MODULO RADIO ADEUNIS RF.

Muchas empresas han implementado la técnica FHSS en una variedad de productos para comunicaciones tanto de voz como de datos debido a sus altas características de seguridad. Entre los productos más desarrollados se encuentran: modem de datos, dispositivos radio de comunicación de voz portátiles, teléfonos inalámbricos, y dispositivos con la tecnología Bluetooth⁸ que es una de las tecnologías más populares que implementa la técnica de transmisión FHSS en una variedad dispositivos móviles.

En el presente capítulo, se realiza una descripción detallada del kit de evaluación DKARF7439RA de Adeunis RF⁹ que funciona en la banda de 915 MHz mediante la técnica de transmisión FHSS, con el objetivo de dar a conocer las características técnicas y de funcionamiento del kit adquirido, siendo esta la herramienta utilizada para evaluar el desempeño de la técnica FHSS y del sistema de comunicaciones que hace uso de la misma.

2.1 CONSIDERACIONES HARDWARE DEL KIT DE EVALUACIÓN DE ADEUNIS RF.

El kit de evaluación de la compañía de Adeunis RF contiene dos módulos radio ARF54, dos tarjetas de evaluación ARF7439, dos adaptadores de voltaje para red eléctrica, y por último un par de cables para la conexión serial. El contenido completo del kit se visualiza en la Figura 2.1.

De acuerdo a la información suministrada por el fabricante, los usos de este kit están enfocados a aplicaciones de medianas distancias (alrededor de 6 Km) tales como:

⁸ Estándar IEEE 802.15.1, <http://www.bluetooth.com/>

⁹ Información disponible en <http://www.adeunis-rf.com/en/products/3-transceivers/28-arf54.html>

transmisión de datos para Sistemas de Posicionamiento Global¹⁰ (GPS, *Global Positioning System*), control de sistemas de juegos artificiales, y sistemas de telemetría y telecontrol¹¹. Este kit provee una potencia de transmisión hasta de 500 mW y utiliza la banda de frecuencias comprendida entre 902 y 928 MHz.

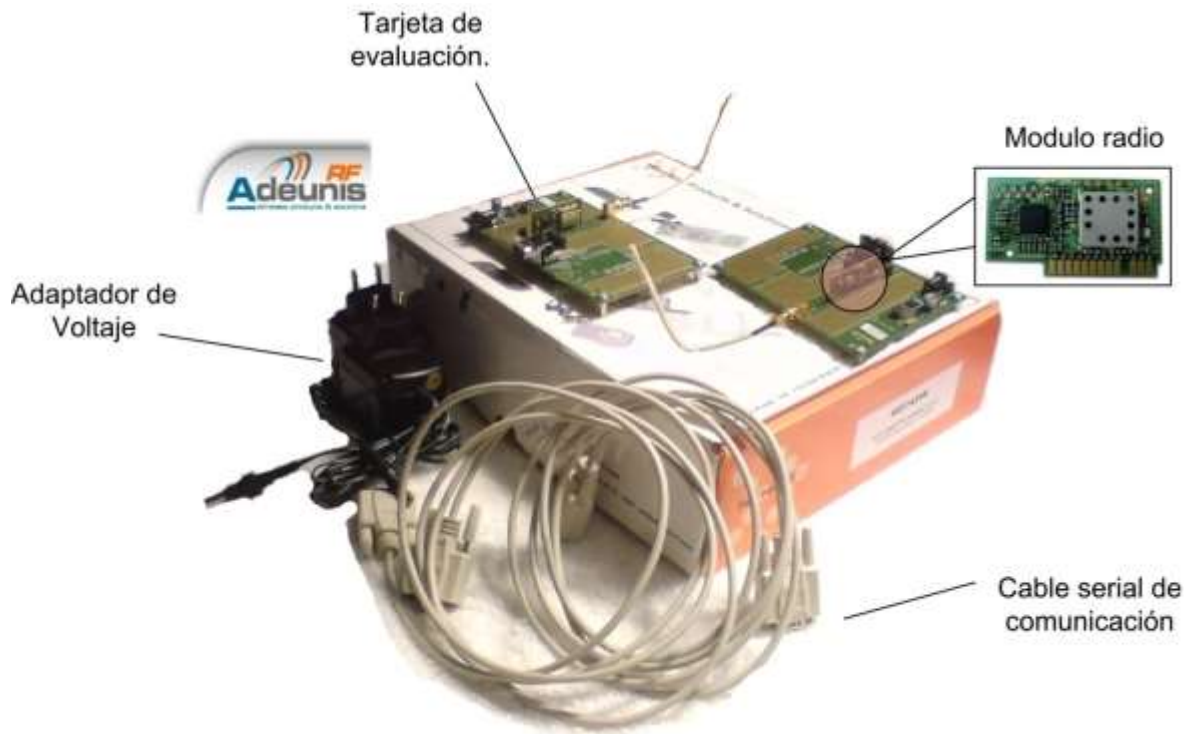


Figura 2.1 Contenido del Kit de evaluación.

2.1.1 Modulo radio

El modulo radio ARF54 usa la técnica FHSS y cumple con los parámetros establecidos por la recomendación FCC 15.247¹², utiliza el esquema de modulación FSK, y transmite a una potencia máxima de 500mW. Éste modulo se muestra en la Figura 2.2.

¹⁰ La transmisión de datos de posicionamiento es utilizado en aplicaciones como: sistemas de transporte masivo, vehículos de emergencia, localización de vehículos, donde se requiere seguridad y confidencialidad en el sistema de comunicación [28].

¹¹ Información disponible en <http://www.adeunis-rf.com/en/products/3-transceivers/28-arf54.html>

¹² La cual establece la operación de FHSS y DSSS en las bandas de 902-928 MHz, 2400-2483.5 MHz y 5725-5850 MHz.

El modulo radio ARF54 es un transceptor de RF que opera en la banda de 915 MHz, la cual es una de las bandas usadas en aplicaciones Industrial Científica y Médica (ISM, *Industrial Scientific and Medical*) definidas por la Unión Internacional de Telecomunicaciones de la sección de Radiocomunicaciones (ITU-R, International Telecommunication Union – Radiocommunications) que aplica para Estados Unidos y América y no requiere licenciamiento. El modulo radio usa como técnica de transmisión FHSS con modulación FSK, trabajando en el rango de frecuencias desde 902 MHz – 928 MHz, estableciendo 50 canales separados por 500 KHz [8].

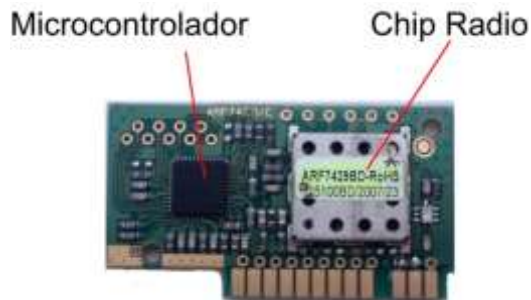


Figura 2.2 Modulo radio.

El modulo radio, está conformado esencialmente por un chip transceptor radio ADF7020 que es un Circuito Integrado de Radiofrecuencia (RFIC, *Radio Frequency Integrated Circuit*) de la empresa *Analog Devices*¹³, y un Microcontrolador (MCU, *Micro Control Unit*) ATMEGA168 de la empresa ATMEL¹⁴[8]. Como se aprecia en la Figura 2.3.

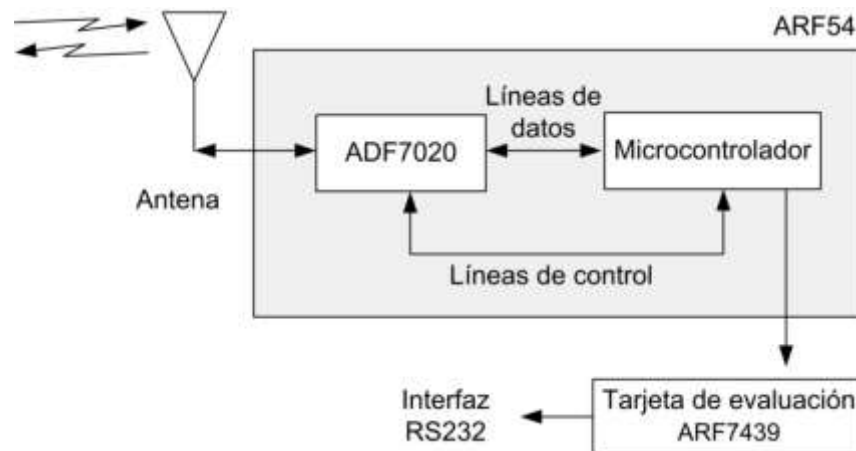


Figura 2.3 Esquema funcional de uno de los módulos transceptores, deducido de las partes principales de funcionamiento.

¹³ Visite <http://www.analog.com>

¹⁴ Visited <http://www.atmel.com>

2.1.1.1 El chip radio.

El chip radio ADF7020 fue desarrollado para trabajar en las bandas de 433 MHz a 464 MHz y de 862 MHz a 928 MHz¹⁵ y es utilizado en aplicaciones de transmisión de datos vía radio, control remoto en sistemas de seguridad, domótica, comunicaciones de voz, operando con esquemas de modulación digital como Modulación por Desplazamiento de Amplitud (ASK, *Amplitude Shift Keying*) y FSK.

El chip radio ADF7020 es ampliamente utilizado por su alta sensibilidad; para FSK es de -117.5 dBm para una velocidad de transmisión de datos serial de 1 Kbps y de -110.5 dBm para una velocidad de transmisión de datos serial de 9.6 Kbps, además, proporciona un Indicador de Intensidad de la Señal Recibida (RSSI, *Received Strength Signal Indicator*).

En la Figura 2.4 se ilustra el esquema funcional del chip ADF7020, y en la Tabla 2.1 se detalla la funcionalidad de cada uno de sus principales pines.

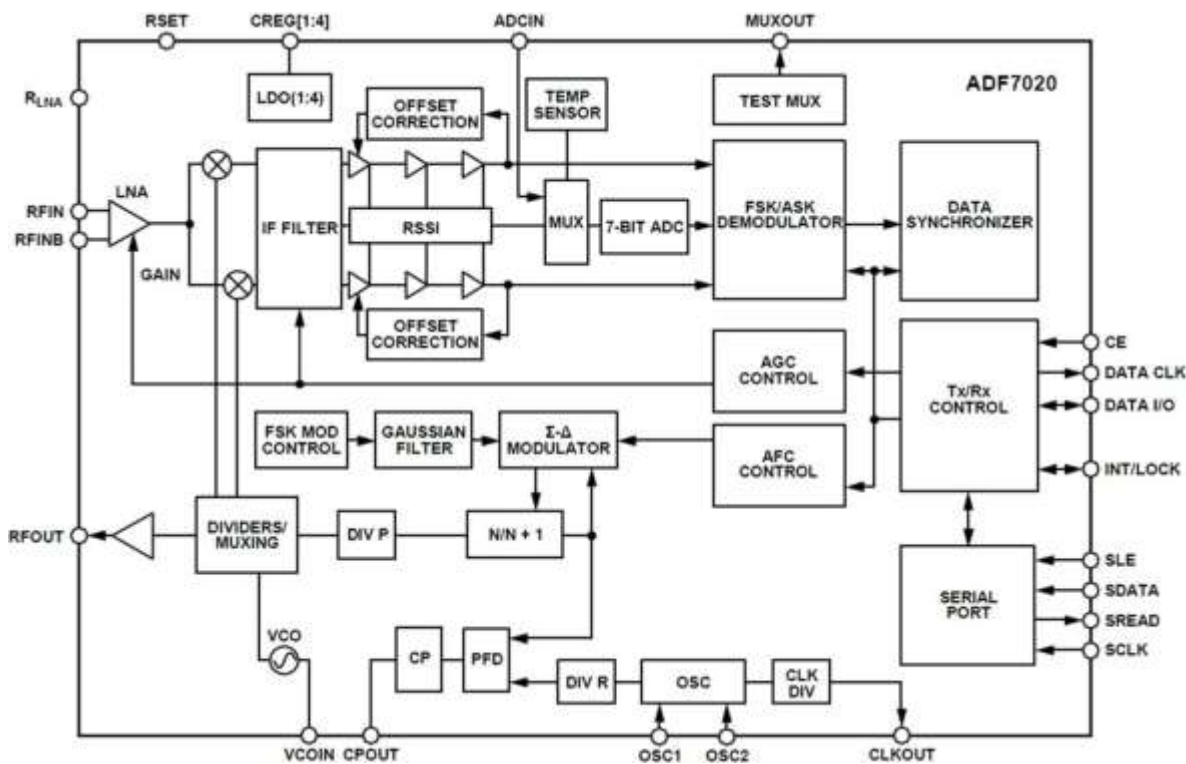


Figura 2.4 Esquema funcional del chip radio ADF7020.

¹⁵ Para mayor información acerca del chip ADF7020, visite el documento técnico en: http://www.analog.com/static/imported-files/data_sheets/ADF7020.pdf

Tabla 2.1 Descripción de los principales pines del ADF7020.

ACRÓNIMO	DEFINICIÓN	DESCRIPCIÓN
PA OUT	<i>Power Amplifier Output</i> , Salida del amplificador de Potencia.	Es la salida de la señal en radiofrecuencia. Los niveles de potencia de salida están entre -20 y 13 dBm de acuerdo a la configuración establecida por el microcontrolador en el respectivo registro interno del chip radio ¹⁶ .
RFINB	<i>Radio Frequency In Bound</i> , Radiofrecuencia de Entrada complementaria.	Pin de entrada complementaria del LNA.
RFIN	<i>Radio Frequency In</i> , Entrada de Radiofrecuencia.	Ping de entrada del amplificador de bajo ruido (LNA, <i>Low-Noise Amplifier</i>), para la etapa de recepción, Se requiere la adaptación correcta entre la antena y la entrada diferencial del LNA para asegurar la máxima transferencia de potencia de la señal recibida.
RLNA	<i>Resistor Low Noise Amplifier</i> , Resistencia del Amplificador de Bajo Ruido.	Pin de conexión de una resistencia externa para la calibración del LNA.
RSET	<i>Resistor Set</i> , Resistencia de Configuración.	Pin de conexión de una resistencia externa para la calibración de corrientes internas. Por lo general se usa como referencia un valor de 3.6 K Ω a una tolerancia de 5%.
VREG	<i>Voltage Regulator</i> , Regulador de Voltaje	Voltaje de referencia para el Amplificador de Potencia (PA, <i>Power Amplifier</i>). Se utiliza un condensador de 100nF entre este pin y tierra para garantizar estabilidad del regulador y el rechazo al ruido.
CE	<i>Chip Enable</i> , Habilitación de Chip	Pin para habilitar el chip.
SDATA IN	<i>Serial Data In</i> , Entrada Serial de Datos.	Pin de entrada para la configuración de los registros internos del chip.
SDATA OUT	<i>Serial Data Out</i> , Dato Serial de Salida.	Pin de salida para consultas de las configuraciones de los registros del chip.
SCLK	<i>Serial Clock</i> , Entrada del Reloj Serial	Entrada de la señal de reloj para la lectura y escritura de datos a los registros del chip desde el microcontrolador.

¹⁶ El chip radio cuenta con registros internos que permiten la configuración y control de todas sus características. En el caso de la potencia de salida, es establecida en la sección de amplificador de potencia del registro 2 o registro de transmisión y modulación del ADF7020.

INT/LOCK	<i>Interruption / Lock</i> , Interrupción (INT) / Seguro (LOCK).	En modo de salida (modo de interrupción, INT), se genera una señal de interrupción indicando que se ha recibido una palabra de sincronización válida almacenada en el chip. En el modo LOCK el pin se mantiene en un estado que indica que no se ha identificado la palabra configurada. Éste pin es usado para alertar al microcontrolador el momento de iniciar algún tipo de procesamiento, esto ayuda a reducir la carga de procesos del microcontrolador.
Tx/Rx DATA	<i>Transmitter / Receiver Data</i> , Datos Transmitidos o Recibidos.	Es un pin digital bidireccional de entrada y salida de datos.
RxCLK	<i>Receiver Clock</i> , Reloj del Receptor.	Pin de salida de una señal de reloj para la sincronización de datos recibidos, cuando el chip está en modo de recepción.
OSC	<i>Oscillator</i> , Oscilador	Pines de conexión del oscilador de cristal o la señal de reloj de referencia.
VCOIN	<i>Voltage Control Oscillator In</i> , Entrada del Oscilador Controlado de Voltaje.	Pin de entrada de niveles variables de voltaje para operaciones de variación de frecuencia.
CLK OUT	<i>Clock Out</i> , Salida de Reloj.	Pin de salida de una señal de reloj correspondiente a una fracción de la frecuencia de reloj de referencia.
ADC IN	<i>Analog-to-Digital Converter In</i> , Entrada del Conversor Análogo / Digital	Pin para acceder a un conversor analógico digital de 7 bits y que tiene un rango de operación de 0 a 1.9 V.
MUX OUT	<i>Multiplexer Out</i> , Multiplexor de salida.	Este pin provee la señal que indica si el PLL está establecido en la frecuencia correcta.
SLE	<i>Stored Load Enable</i> , Habilitador de almacenamiento.	Pin de entrada para habilitar el almacenamiento de datos en los registros del chip.
CPOUT	<i>Salida de la Carga de inyección</i>	Pin de salida que genera pulsos de corriente que se integran al lazo de filtros, y originan los cambios en el control de voltaje a la entrada del VCO.

Para el funcionamiento del modulo radio ARF54, el chip ADF7020 es la parte esencial de la transmisión en RF del sistema y junto con el microcontrolador, llevan a cabo los procesos de transmisión y recepción por medio de la técnica de transmisión FHSS. El ADF7020 realiza muchas de las funciones establecidas en los bloques del esquema del sistema FHSS representados en la Figura 1.5.

A continuación se mencionan los principales componentes de un sistema FHSS y como son aplicados en el chip ADF7020.

a. Sintetizador de frecuencias.

El bloque del sintetizador de frecuencia de la Figura 1.5, es un circuito que genera señales con un amplio rango de frecuencias elegibles por el sistema, para lo cual se requiere de varios componentes, que incluye divisores de frecuencia, multiplicadores y circuitos de enganche de fase (PLL, *Phase Locked Loop*) [29], el cual es parte esencial en el sintetizador y en el proceso de detección de la sincronización [9].

En el chip ADF7020, la función del sintetizador de frecuencias es implementado por un Oscilador Controlado por Voltaje (VCO, *Voltage Control Oscillator*), un Detector de Fase y Frecuencia (PFD, *Phase Frequency Detect*) y un circuito generador de pulsos de corriente (CP, *Charge Pump*), los cuales, junto con una serie de elementos externos conforman el PLL.

El microcontrolador es el encargado de entregar los códigos que definen la generación de una determinada frecuencia de referencia, la cual es establecida en el PFD y se compara con la frecuencia de la señal que genera el VCO, si la frecuencia no corresponde con la establecida por el microcontrolador, se inicia un proceso de incremento o decremento de los pulsos de corriente por medio del circuito CP, de manera que se incremente o disminuya el voltaje de entrada del VCO. Los pulsos de corriente son enviados mediante el pin CPOUT hacia el pin VCOIN por medio de un circuito de seguimiento de fase, configurado según las necesidades, generalmente es un arreglo de condensadores y resistencias.

b. El transmisor.

El transmisor del ADF7020 es un amplificador de potencia, que tiene la posibilidad de ser programado para funcionar en un amplio rango de potencias según los registros de configuración del chip. Entrega una potencia de hasta 13 dBm con una carga de 50 Ω a una frecuencia máxima de 928 MHz [30]. La transmisión de la señal RF se hace mediante el pin PAOUT.

c. El receptor.

El ADF7020 basa las características de integración en una arquitectura de receptores de baja Frecuencia Intermedia (FI, *Frequency Intermediate*) que es de 200 KHz, con lo que permite bajos requerimientos de componentes externos y evita problemas de interferencias [30].

La etapa de recepción, está conformada por un amplificador LNA cuyas entradas corresponden a los pines RFIN y RFINB (ver Figura 2.4), un modulo de Control Automático de Ganancia (AGC, *Automatic Gain Control*), que define el mejor nivel de ganancia para las etapas posteriores, y un mezclador (down-converting), que convierte la señal de RF en FI de 200 KHz, lista para ser procesada y demodulada.

d. Generador de secuencias pseudoaleatorias.

La generación de secuencias pseudoaleatorias, en el kit de evaluación de Adeunis RF, consiste en un patrón preestablecido por el usuario tanto en transmisión como en recepción y que son almacenados en el microcontrolador. Los canales de frecuencia son descritos en la Tabla 2.4.

2.1.1.2 El microcontrolador.

El microcontrolador es un chip ATMEGA168¹⁷ de la empresa ATMEL y es uno de los elementos más importantes del modulo radio ARF54 ya que tiene a cargo establecer la comunicación radio, adquirir la información que fue transmitida con el protocolo propietario de Adeunis RF y establecer la comunicación con el computador a través del puerto serial. Por medio de este puerto se lleva a cabo el proceso de comunicación con el modulo ARF54 para enviar la información recibida hacia el computador y establecer la configuración de la comunicación, la cual es almacenada en los registros del microcontrolador que se muestran en la Tabla 2.5. El lenguaje de comunicación desde el computador hacia el modulo radio es mediante comandos AT¹⁸.

2.1.2 Tarjeta de evaluación.

La tarjeta de evaluación ARF7439, no solo proporciona las condiciones necesarias para el correcto funcionamiento del modulo ARF54, sino también la posibilidad de establecer un canal de comunicación entre el usuario y el computador. A continuación se describen algunas de las partes más importantes:

- a. Fuente de alimentación.** La tarjeta le proporciona al modulo ARF54 la fuente de alimentación con los niveles adecuados de voltaje necesarios para el correcto funcionamiento. Para el modulo radio el voltaje de operación es de 3.3 voltios, con un consumo de corriente en transmisión de 700mA y en recepción de 35 mA.

¹⁷ Para mayor información visite: http://www.atmel.com/dyn/resources/prod_documents/doc2545.pdf

¹⁸ Los comandos AT, son instrucciones que permiten la configuración y comunicación con un terminal modem. Adeunis define los comandos que usa el modulo ARF54[8].

- b. Conexión serial con el computador.** La tarjeta proporciona todo lo necesario para la comunicación serial (RS232 o RS485) hacia el computador en diferentes velocidades las cuales son desde 1.2 Kbps a 57.6 Kbps. El circuito está conformado básicamente por el chip MAX232 y todos los elementos externos necesarios para su funcionamiento.
- c. Slot de instalación para modulo ARF54.** La tarjeta de evaluación permite instalar adecuadamente el modulo radio en una ranura que le brinda rigidez y correcta conectividad en cada uno de sus pines.
- d. Conexión de la antena.** La antena disponible en el kit de evaluación es *whip* (látigo). La longitud de éste tipo de antenas es la mitad de un dipolo, o normalmente un cuarto de la longitud de onda del sistema. La antena consiste del elemento (alambre) y la imagen producida por el plano de tierra, generalmente tiene las mismas características de transmisión / recepción de una antena tipo dipolo [31] y su ganancia es de 2 dBi [32].

En las Tablas 2.2 y 2.3 se muestran las características básicas del modulo radio y de la tarjeta de evaluación del kit DKARF7439RA.

Tabla 2.2 Características básicas del modulo radio

Especificación	Detalle
Protocolo Implementado	Adeunis RF
Comandos de configuración	A través de comandos AT
Velocidad de datos	10 Kbps o 57.6 Kbps
Velocidad serial	1.2 Kbps a 57.6 Kbps
Frecuencia de operación	902 a 928 MHz
Potencia	100, 200, 280, 500 mW
Sensitividad	Por debajo de -108 dBm para una BER = 10^{-3}
Distancia de operación	6 Km
Calificación de la señal	Medida de el nivel de intensidad de la señal recibida (RSSI, <i>Received Signal Strength Indicator</i>)
Voltaje de operación	3.3 voltios promedio. (3 a 3.6 voltios)
Consumo de corriente Tx / Rx	700 mA / 35 mA
Temperatura de operación	-30°C / 70 °C
Estándar implementado	FCC 25.247

Tabla 2.3 Características básicas de la tarjeta de evaluación.

Especificación	Detalle
Conexión serial	Protocolo RS232 o RS485
Fuente del sistema	Entrada: 9 voltios Salida: 3.4 voltios 550 mA para alimentar el modulo ARF54
Módulos soportados	ARF18, ARF34, ARF44 y ARF54 ¹⁹
Antena	<i>Whip</i> (latigo), ganancia de antena: 2 dBi

2.2 ASPECTOS DE LA COMUNICACIÓN RADIO.

2.2.1 Bandas de frecuencia del modulo radio.

El modulo radio ARF54 trabaja en la banda de 902.75 – 927.25 MHz lo que da un ancho de banda total disponible de 24.5 MHz, que para los saltos en frecuencia es dividida en canales de 500 KHz, para un total de 50 canales distribuidos en 25 canales para la sub-banda alta y 25 canales para la sub-banda baja²⁰. En la Tabla 2.4 se describen todos los canales disponibles de operación del modulo.

Tabla 2.4 Canales y Sub-bandas que usa el modulo radio.

Canal	Frecuencia (MHz)	Canal	Frecuencia (MHz)
Sub – Banda Baja		Sub – Banda Alta	
0	902.75	25	915.25
1	903.25	26	915.75
2	903.75	27	916.25
3	904.25	28	916.75
4	904.75	29	917.25
5	905.25	30	917.75
6	905.75	31	918.25
7	906.25	32	918.75
8	906.75	33	919.25
9	907.25	34	919.75
10	907.75	35	920.25
11	908.25	36	920.75

¹⁹ Para mayor información visite: <http://www.adeunis-rf.com/en/products/3-trx-radio-transceivers/>

²⁰ Entiéndase como sub-banda baja o sub-banda alta a las frecuencias que son respectivamente menores o mayores de la frecuencia central de la banda de operación la cual es 915 MHz

12	908.75
13	909.25
14	909.75
15	910.25
16	910.75
17	911.25
18	911.75
19	912.25
20	912.75
21	913.25
22	913.75
23	914.25
24	914.75

37	921.25
38	921.75
39	922.25
40	922.75
41	923.25
42	923.75
43	924.25
44	924.75
45	925.25
46	925.75
47	926.25
48	926.75
49	927.25

2.2.2 Velocidad de enlace radio.

El modulo radio tiene dos modos de funcionamiento según la velocidad de transmisión de datos en el enlace radio: Banda Angosta (NB, *Narrow Banda*) en la que el sistema transmite a una velocidad radio de 10 Kbps y Banda Ancha (WB, *Wide Band*) en la cual el sistema transmite a una velocidad de 57.6 Kbps.

Cada uno de éstos modos son configurados por el usuario según las necesidades y son independientes de la comunicación serial. Debido a esto el fabricante recomienda que para NB, la velocidad del enlace serial sea menor o igual a 9.6 Kbps, y para WB que ésta sea menor o igual a 57.6 Kbps. Esto sigue la regla de que la velocidad de comunicación serial no puede ser mayor que la velocidad de transmisión radio [8]. Sin embargo no es recomendable que las velocidades del enlace serial sean mucho menores que la velocidad radio, debido a que el canal queda desocupado cierto tiempo. Por ejemplo, si el enlace serial es de 2.4 Kbps en NB, el canal quedaría desocupado²¹, un 75% del tiempo.

2.2.3 Sensibilidad del modulo radio.

La sensibilidad en el receptor es el nivel mínimo de señal de RF que puede detectarse en la entrada del receptor y aun producir una señal de información demodulable utilizable [7].

Según Adeunis RF, la sensibilidad del modulo radio para alcanzar una Tasa de Error de Bit (BER, *Bit Error Rate*) de 10^{-3} es de -106 dBm para WB y de -110 dBm para NB [8]. Sin embargo, éste valor puede variar según las condiciones técnicas del chip ADF7020, ya que éste es el receptor y transmisor del modulo radio.

²¹ Esto implica que el sistema no usa el canal radio, dejando que al receptor llegue ciertos caracteres de ruido independientes de las tramas de información radio.

2.2.4 Selectividad del modulo radio.

La selectividad es la medida de la habilidad de un receptor, para aceptar una banda de frecuencias determinada y rechazar las otras. En ocasiones la selectividad se calcula como la relación del ancho de banda real respecto al ancho de banda mínimo necesario para propagar la señal de información [7].

En el modulo ARF54, la selectividad para WB es de 250 KHz y para NB de aproximadamente 220 KHz, tal como se puede verificar de la Figura 2.5 [8].

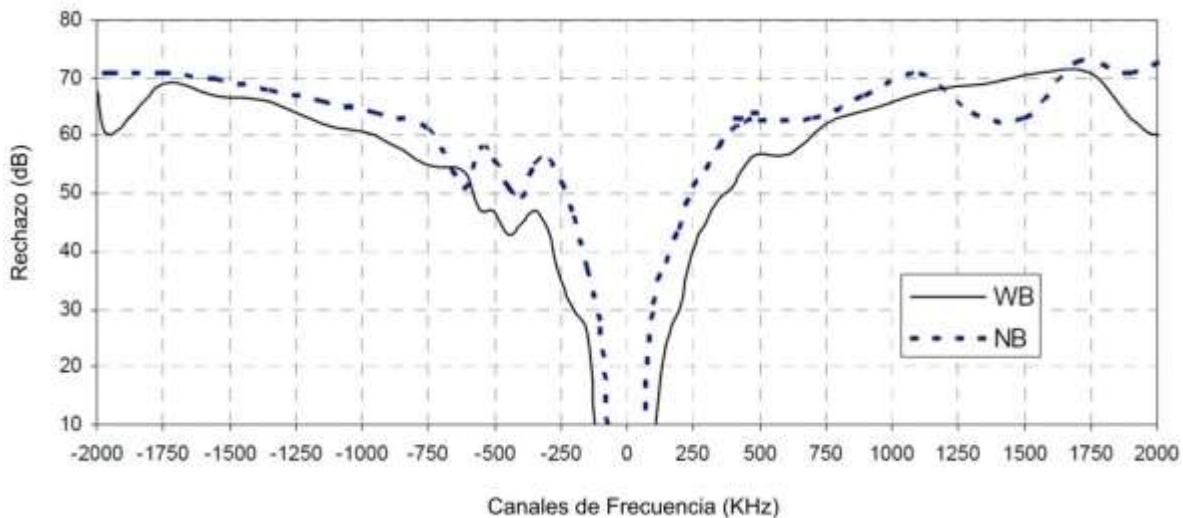


Figura 2.5 Selectividad del modulo radio en banda angosta y banda ancha.

2.2.5 Nivel de intensidad de la señal recibida.

El chip radio ADF7020 entrega un indicador de potencia de señal recibida RSSI, el cual es interpretado por el microcontrolador para hacer una estimación de la potencia en recepción.[8]

2.2.6 Modos de operación del modulo radio ARF54.

El modulo radio tiene tres modos de operación:

- a. **Modo comando.** En éste modo, el modulo ARF54 espera comandos de configuración, tanto para establecer valores de registros, como para visualizar el estado de los mismos. Mientras el modulo este en modo comando, la transmisión

y la recepción quedan deshabilitados. La Tabla 2.5, hace un detalle de todos los parámetros del modulo radio y los registros de configuración.

- b. Modo transceptor o modo normal.** En éste modo, el modulo radio permite la transmisión y recepción de datos en el enlace radio bidireccional pero no simultaneo [8].
- c. Modo de prueba.** En éste modo, el modulo radio transmite únicamente unos o ceros, sin realizar ningún salto en frecuencia. El modo de prueba puede ser usado para estudiar parámetros de potencia y de estabilidad en frecuencia.

Tabla 2.5. Detalle de los registros del modulo radio ARF54.

REGISTRO	DETALLE DEL REGISTRO
S200	Éste registro almacena la tabla de saltos.
S201	Canal de inicio de sincronización del patrón de saltos. Este es el primer canal de envío de datos y es seleccionado por el usuario. Por defecto está en el canal 0.
S202	Define el modo de trasmisión radio: WB (57.6 Kbps) o NB (10 Kbps).
S230	Este registro almacena el valor medido del nivel de RSSI, entre el rango de -115 y -60 dBm
S231	Este registro define el nivel de potencia de transmisión: 100, 200, 280, o 500 mW.
S210	Éste registro define la velocidad de transmisión de datos de la conexión serial: 1.2 Kbps a 57.6 Kbps.
S211	Longitud del campo de datos del enlace serial.
S212	Bits de paridad del enlace serial.
S213	Bits de parada del enlace serial.
S214	Tiempo de espera de palabra reservada para ingresar al modo comando.
S215	Tipo de interfaz utilizada RS232, RS485 ²² .
S216	Habilitar o deshabilitar <i>Hadshake</i> ²³ .
S220	Determina la banda de trabajo, sub-banda alta, sub-banda baja o en toda la banda.
S221	Numero de tramas retransmitidas. Determina cuantas veces el transmisor envía la misma trama de datos en diferentes frecuencias.
S252	Dirección del receptor. Este registro es el encargado del direccionamiento.
S256	Dirección del transmisor.

²² RS-485, también conocido como EIA-485; es un estándar definido como un sistema en bus de transmisión multipunto diferencial, ideal para transmitir a altas velocidades y en largas distancias.

²³ Handshake es el proceso mediante el cual dos estaciones confirman reconocimiento y están listas para iniciar la comunicación.

2.2.7 Formato de las tramas radio.

El firmware que posee el microcontrolador ATMEL del modulo ARF54, además de servir de interfaz de configuración, también se encarga de implementar un protocolo de comunicación en el cual las tramas radio tienen el formato de la Figura 2.6 [8].

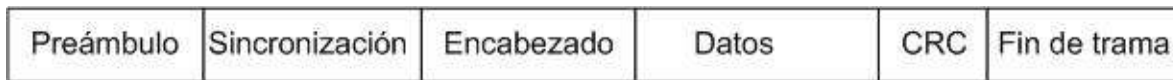


Figura 2.6 Formato de la trama de los mensajes del enlace radio

- a. **Preámbulo.** Es el campo de inicio de trama. Contiene un bloque de bits que se alternan entre pares de unos y ceros.
- b. **Sincronización.** Es un campo de 8 bits que determina una serie de códigos o mensajes preestablecidos entre el transmisor y el receptor para gestionar el proceso de sincronización, este campo es complemento del preámbulo.
- c. **Encabezado.** En la Figura 2.7 se ilustra en detalle los campos que componen la cabecera de trama.

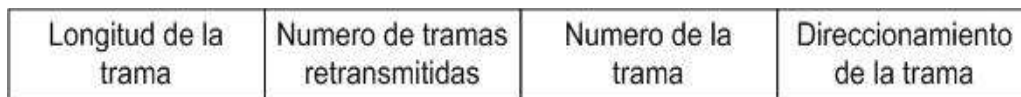


Figura 2.7 Formato del encabezado de las tramas radio.

- **Longitud de la trama:** éste campo determina la longitud del campo de datos.
- **El número tramas retransmitidas:** es el número de veces que se retransmite la trama²⁴.
- **El número de la trama:** este campo contiene la numeración de cada trama en valores que van desde 1 hasta 54, después del cual el conteo se reinicia.
- **Direccionamiento de la trama:** El protocolo implementado en el modulo radio permite direccionamiento.

²⁴ Cada retransmisión se lleva a cabo escogiendo una de las frecuencias establecidas en el esquema de saltos en frecuencia del sistema.

- d. **Campo de Datos.** Es el campo que contiene la carga útil de la trama y depende directamente del modo de transmisión establecido; para NB es de 96 bytes y para WB de 116 bytes.
- e. **Verificación por Redundancia Cíclica (CRC, *Cyclic Redundancy Check*).** Es el campo que contiene el código para la comprobación de la integridad del campo de datos.
- f. **Fin de trama.** Bits que indican la finalización de la trama del mensaje. Tiene el mismo formato que el campo del preámbulo.

CAPITULO 3. PLAN DE PRUEBAS Y ANÁLISIS DE RESULTADOS.

La evaluación del desempeño de los sistemas de comunicaciones, tiene como objeto el estudio de los fenómenos que afectan la tasa de error de bit (BER, *Bit Error Rate*), la tasa de error de trama (FER, *Frame Error Rate*) y la relación de energía de bit respecto a la densidad espectral de potencia de ruido (E_b/N_0), en ciertas condiciones de funcionamiento como por ejemplo, las características de propagación que se presentan en diversos escenarios de operación, la velocidad de transmisión de datos y el efecto de las interferencias.

En el presente capítulo se detalla el plan de pruebas establecido con el objetivo de obtener la información necesaria para evaluar el desempeño del sistema de comunicación FHSS, que se implementó con el kit de evaluación DKARF7439RA de la empresa Adeunis RF. El sistema fue probado en diferentes escenarios en los que se determina tanto el desempeño de la técnica FHSS como el desempeño del kit.

3.1 ESCENARIOS DE PRUEBAS.

En la Figura 3.1, se ilustra el montaje del sistema FHSS implementado con el kit de evaluación DKARF7439RA de Adeunis RF. La comunicación del computador con los módulos radio se realiza a través del puerto serial RS232, para lo cual fue necesario usar un dispositivo adaptador de protocolo de RS232 a USB, y así permitir el uso en computadores portátiles, facilitando la movilidad para realizar las pruebas en los diferentes escenarios.

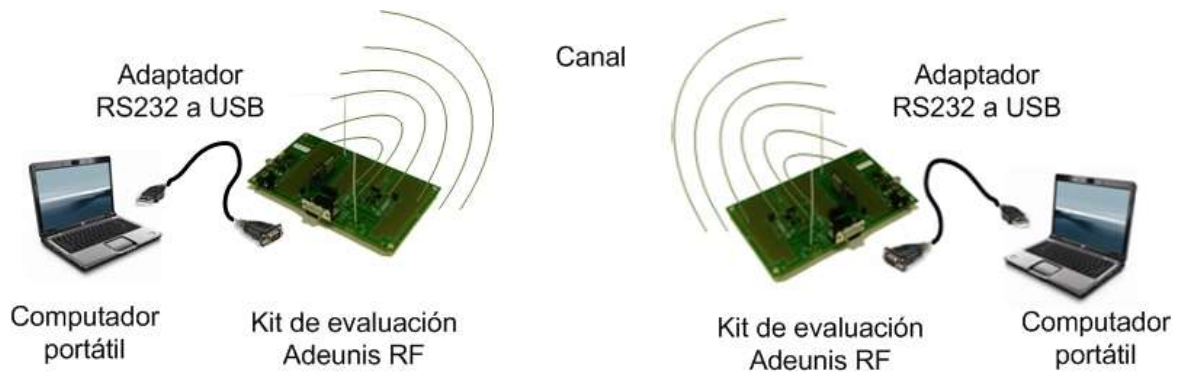


Figura 3.1 Implementación del sistema general de comunicaciones con el kit Adeunis RF.

La técnica FHSS y en general cualquier sistema de comunicación, puede ser afectado por diversos factores que degradan su desempeño. Entre ellos, se pueden mencionar las pérdidas por espacio libre, el desvanecimiento generado por multitrayectoria y las interferencias intencionales y las no intencionales. El sistema de comunicaciones de Adeunis RF fue puesto a prueba para determinar el desempeño de la técnica FHSS en tres escenarios que se indican a continuación:

- a. *Exterior. Espacio libre.* El objetivo de realizar pruebas en estos escenarios es determinar el desempeño del sistema en ambientes libres de obstáculos (tales como árboles, edificios o montañas), de manera que se evalúe el efecto de las pérdidas de propagación en espacio libre. El lugar de prueba seleccionado fue el Centro Deportivo Universitario de la Universidad del Cauca (CDU) que es un lugar que reúne las condiciones necesarias de éste tipo de escenarios.
- b. *Interior. Corredor.* El objetivo de realizar pruebas en interiores, es evaluar el efecto de los desvanecimientos por multitrayectoria que se puede presentar en espacios cerrados. El lugar seleccionado para el desarrollo de estas pruebas debido a sus características fue los pasillos del edificio de ingenierías de la Universidad del Cauca.
- c. *Interferencia.* La evaluación de desempeño ante interferencias de banda angosta se realizó en el laboratorio ya que dispone de los equipos necesarios para generar dichas interferencias.

3.2 CAPTURA Y PROCESAMIENTO DE TRAMAS RADIO.

Evaluar el desempeño de un sistema de comunicación requiere de herramientas hardware o software que permitan realizar medidas de potencia, de BER, FER y de la velocidad efectiva de transmisión de datos. El kit de evaluación de Adeunis RF no tiene éstas herramientas de gestión por lo que fue necesario incluir otros mecanismos adicionales que permitieran adquirir la información requerida para la evaluación de desempeño de la técnica FHSS.

3.2.1 Captura de tramas radio.

Para adquirir las tramas radio en formato digital y de esta manera transmitirlos al computador, se desarrolló un circuito cuya función fue capturar los datos digitales del pin de transmisión y recepción de datos (Tx/Rx Data, *Transition / Reception Data*) del chip radio ADF7020²⁵, y enviarlos al computador por medio del puerto de comunicación serial.

En la Figura 3.2 se observa que el modulo ARF54 tiene una serie de pines distribuidos de manera ordenada, que son utilizados para evaluar el correcto funcionamiento del modulo en algunas secciones que lo componen (ver Figura 2.3). Uno de estos puntos está directamente conectado al pin Tx/Rx Data del ADF7020 de manera que fue posible acceder a los datos radio en el transceptor.

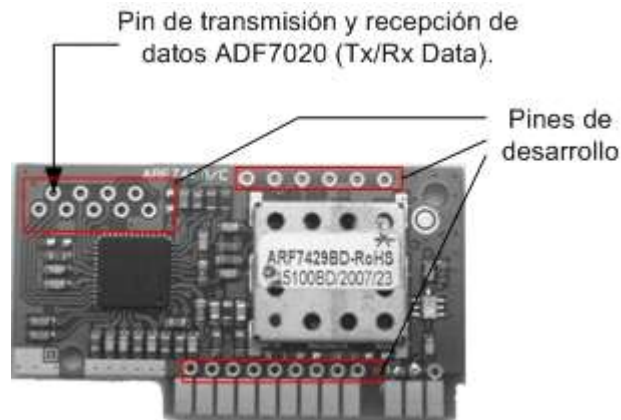


Figura 3.2 Punto de conexión del pin de transmisión y recepción de datos del chip radio.

²⁵ La descripción de los pines más importantes del chip radio ADF7020 se describen en la

Tabla 2.1 y su esquema circuital modular en la Figura 2.4.

El esquema circuital de captura y transmisión de datos digitales desde el ADF7020 hacia el computador, se muestra en la Figura 3.3.



Figura 3.3 Esquema circuital para la captura de tramas radio

3.2.1.1 Circuito de adaptación de impedancias.

La señal que proporciona el pin Tx/Rx Data es digital, tiene un nivel de 3.3 voltios, su velocidad de bit depende de la configuración del enlace radio (10 Kbps para NB o 57.6 Kbps para WB [8]) y corresponde a los datos demodulados por el chip radio ADF7020.

Una de las características de los datos proporcionados por el pin Tx/Rx Data es que se captura no solo los datos enviados correctamente por el modulo transmisor, sino que se reciben otros datos correspondientes a ruido que son capturados por la antena y procesados por el chip ADF7020. De manera que en éste pin, siempre hay un flujo constante de datos.

El circuito de adaptación de impedancias conformado por un transistor 2N2222, que tiene alta impedancia de entrada y baja impedancia de salida, funciona en corte y saturación para conmutar niveles de 0 o 5 voltios tan rápido²⁶ como la velocidad de transmisión de datos del kit, la cual no supera los 100 Kbps en la base del transistor, éste circuito se presenta en la Figura 3.4.

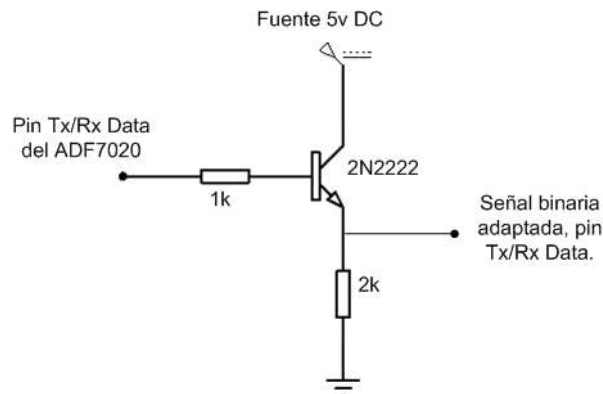


Figura 3.4 Circuito de adaptación de impedancias para el chip radio.

²⁶ El transistor 2N2222 soporta velocidades de conmutación de hasta 300 MHz. Para mayor información visite: <http://www.st.com/stonline/products/literature/ds/9288/2n2222a.pdf>

3.2.1.2 Circuito de transmisión de datos hacia el computador mediante el puerto serial.

Una vez que la señal del pin Tx/Rx Data pasa por el circuito de conmutación es transmitida al puerto serial del computador por medio de un circuito conformado por un chip MAX232 cuyo esquema se muestra en la Figura 3.5. Debido a que solo es necesario la transmisión de datos al computador, se usaron las líneas de recepción (RXD, *Receive Data*) y tierra (SG, *Signal Ground*), la línea de transmisión (TXD, *Transmit Data*) fue conectada para mantener niveles correctos de voltaje en el puerto y evitar errores en la transmisión²⁷[18].

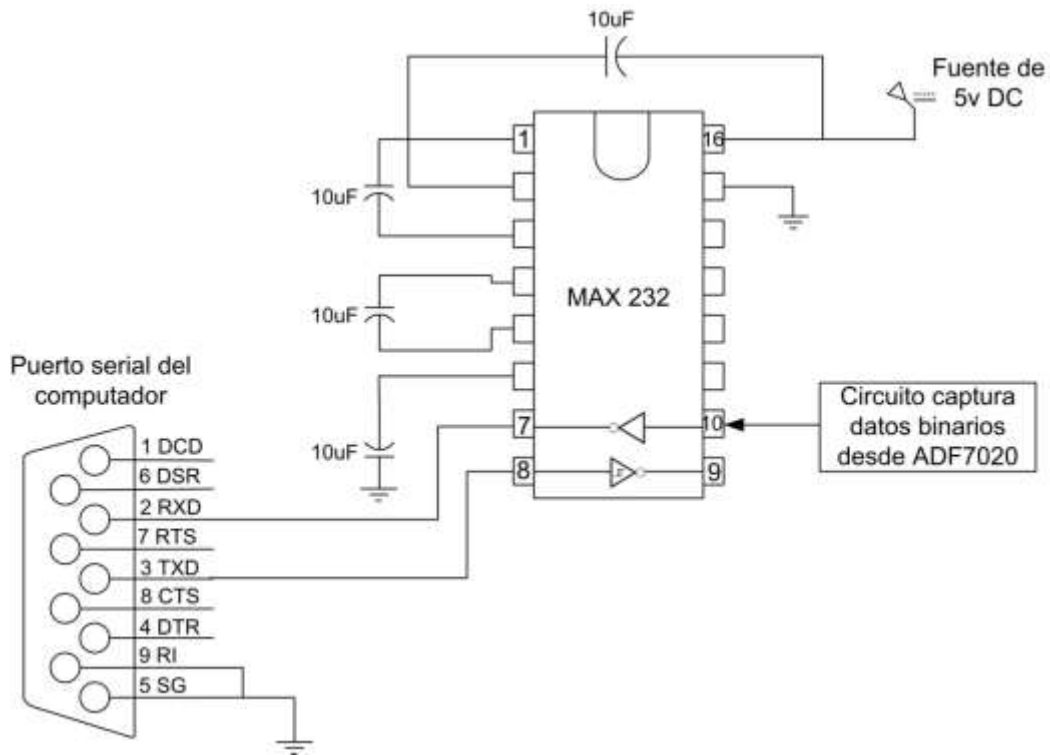


Figura 3.5 Circuito de transmisión de datos al computador mediante el puerto serial.

El sistema de comunicación y el circuito de captura de datos con el cual se realizaron todas las pruebas en los escenarios mencionados (sección 3.1), se implementó como lo muestra la Figura 3.6.

²⁷ Para analizar en detalle los pines del puerto serial y sus características visite: <http://www.aggsoft.com/rs232-pinout-cable>

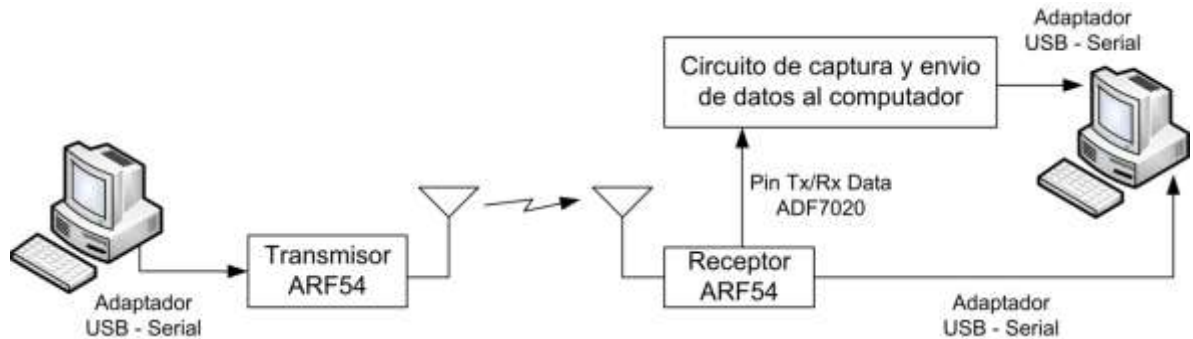


Figura 3.6 Implementación del sistema para el desarrollo de pruebas.

3.2.1.3 Sincronización de la comunicación mediante software.

Como ya se mencionó, el chip radio ADF7020 detecta constantemente datos que pueden ser ruido o información y que son adquiridos por el pin Tx/Rx Data. Debido a ésta forma de operación fue necesario establecer un proceso de sincronización en el receptor mediante una aplicación software de control de transmisión con el objeto de disminuir al máximo la captura de datos originados por ruido.

Para establecer el proceso de sincronización se diseñó una aplicación software en Matlab® que mediante el intercambio de mensajes establece el momento en que el receptor debe iniciar el proceso de almacenar los datos enviado por el circuito de captura, justo antes que el transmisor empiece el envío de los mismos, y de esta manera capturar el menor número de datos originados por ruido²⁸.

Debido al gran número de datos requeridos para evaluar el desempeño de la técnica FHSS, en los diferentes escenarios, la aplicación software facilitó llevar a cabo un proceso continuo y automático de numerosas pruebas.

Matlab, abreviatura de *Matrix Laboratory*, es un Entorno Integrado de Desarrollo (IDE, *Integrated Development Environment*) con un lenguaje de computación técnica de alto nivel y un entorno interactivo para el desarrollo de algoritmos, visualización y análisis de datos y cálculos numéricos. Es usado en una amplia gama de aplicaciones que incluyen, procesamiento de señales e imágenes, comunicaciones, diseño de sistemas de control, sistemas de prueba y medición, modelado y análisis financiero, entre otras²⁹[19].

²⁸ La forma como se implementó éste software así como los mensajes utilizados, no hacen parte de los objetivos del presente trabajo de grado.

²⁹ Para más detalle visite: http://www.mathworks.com/access/helpdesk/help/techdoc/learn_matlab/f0-14059.html#brcu9xm

3.2.1.4 Procesamiento de los datos.

Por la cantidad de pruebas realizadas almacenadas en archivos, se implementó otra aplicación software que permitió el proceso de identificación de los campos de las tramas descritos en la sección 2.2.7, con el fin de utilizar toda la información posible para evaluar el desempeño del sistema. Para unificar las aplicaciones desarrolladas el software encargado del procesamiento también se implementó en Matlab®.

La aplicación encargada del procesamiento se compone de dos etapas, la primera, extrae todos los campos del protocolo de Adeunis RF [8] y los organiza en una matriz, luego el campo de datos es extraído en un archivo de texto en el que se lleva a cabo el respectivo análisis y se prepara para la siguiente etapa.

En la segunda etapa, el archivo de texto es cargado por la aplicación software y comparado con el archivo original que fue enviado por el transmisor para llevar a cabo el proceso de verificación de errores en bit.

Los resultados de los errores, así como muchos de los campos del protocolo de cada prueba son almacenados en archivos de texto plano que contienen toda la información necesaria para la evaluación del desempeño.

3.3 CALCULO DE ANCHO DE BANDA DEL SISTEMA.

El ancho de banda para los sistemas FHSS con modulación B-FSK es el mismo que para los sistemas digitales convencionales que utilizan ésta modulación, solo que la frecuencia de transmisión varía con el tiempo, según una tabla de frecuencias o canales de salto, los cuales tienen un ancho de banda espectral de 500 KHz para el kit de evaluación adquirido [8]. De ésta manera, el ancho de banda para el sistema FHSS es igual al definido en la ecuación (1.13).

3.3.1 Calculo de ancho de banda con modo de transmisión en banda angosta.

Para determinar el ancho de banda del sistema, se procedió a calcular la desviación de frecuencia configurando uno de los módulos radio en modo de prueba¹, para evaluar la frecuencia central, de marca y espacio de un canal específico, tanto en NB como en WB, con el objetivo de determinar el ancho de banda espectral usado en los canales de frecuencia disponibles.

El equipo utilizado es el analizador de espectro *ZLV Rohde & Schwarz*, el cual provee altos estándares de calidad, compatible con diferentes dispositivos *hardware* y *software*, proporcionando flexibilidad y amplia funcionalidad. Opera en un rango de frecuencias de 9 KHz a 6 GHz y combina las funciones de un analizador de redes, un analizador de espectro y un medidor de potencia en un solo instrumento de medida; ideal para aplicaciones en el laboratorio³⁰.

Para NB, el sistema se configuró en el canal 27 (ver Tabla 2.4) cuya frecuencia central es 916.25 MHz. Los resultados se muestran en la Figura 3.7, el marcador M2 es la frecuencia de marca igual a 916.2314 MHz, M1 es la frecuencia de espacio igual a 916.2599 MHz. Según la información presentada en la Figura 3.7 la frecuencia central tiene una diferencia de -5.45 ppm (5 Hz), con respecto a la frecuencia nominal definida por el fabricante para el canal 27 (ver Tabla 2.4), lo cual indica una falla de exactitud en frecuencia de los dispositivos utilizados, incluso por fuera del rango establecido por el fabricante del chip radio ADF7020 +/-1 ppm.

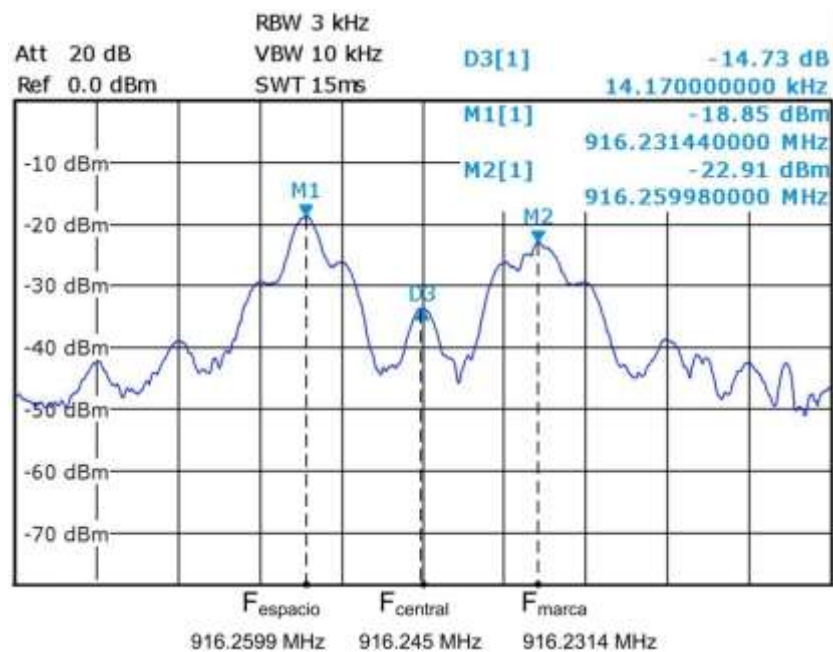


Figura 3.7 Medida de las frecuencias de marca y espacio en banda angosta.

Calculando la desviación de frecuencia según la ecuación (1.11) se obtiene la ecuación (3.1).

$$2\Delta f = |916.2599 \text{ MHz} - 916.2314 \text{ MHz}| \quad (3.1)$$

³⁰ Para mayor información visite: <http://www2.rohde-schwarz.com>

$$2\Delta f_{NB} = 28.5 \text{ KHz}$$

Reemplazando la tasa de bit, $R_b = 10 \text{ Kbps}$ para NB y la desviación de frecuencia en la ecuación (1.13) del ancho de banda de Carson se obtiene que es de 48.5 KHz.

3.3.2 Calculo de ancho de banda con modo de transmisión en banda ancha.

Para determinar el ancho de banda en WB, el sistema se configuro en modo de prueba en el canal 25 cuya frecuencia central es igual a 915.25 MHz. Los resultados se muestran en la Figura 3.8 donde el marcador M2 corresponde a la frecuencia de marca igual a 915.2710 MHz y el marcador M1 corresponde a la frecuencia de espacio igual a 915.2211 MHz. En la Figura 3.8 se observa que la frecuencia central no corresponde a la definida por el fabricante, y que esta presenta un corrimiento en frecuencia de -4.3 ppm (4 Hz).

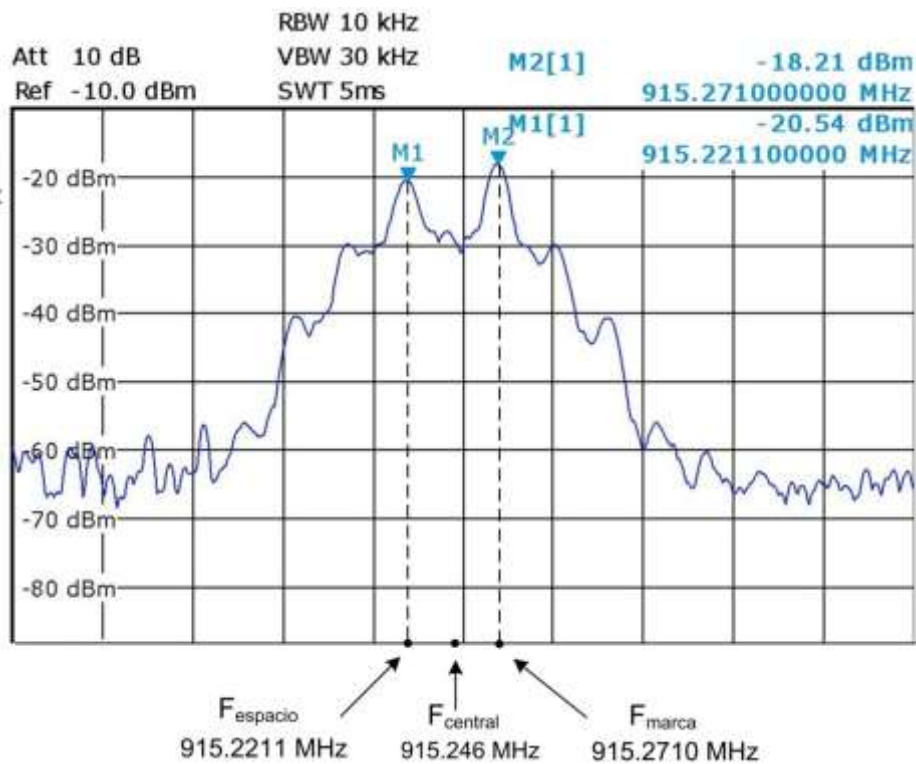


Figura 3.8 Medida de las frecuencias de marca y espacio en banda ancha.

Calculando la desviación de frecuencia según la ecuación (1.11) del ancho de banda de Carson se obtiene como lo indica la ecuación (3.2).

$$\begin{aligned} 2\Delta f &= |915.2211 \text{ MHz} - 915.2710 \text{ MHz}| \\ 2\Delta f_{WB} &= 49.9 \text{ KHz} \end{aligned} \quad (3.2)$$

Reemplazando la tasa de bit $R_b = 57.6 \text{ Kbps}$ para WB y la desviación de frecuencia $2\Delta f_{WB}$ en la ecuación (1.13) se obtiene que el ancho de banda para WB es de 165.2 KHz.

3.4 MEDIDA DE TASA DE ERRORES DE BIT.

La medida de la BER es uno de los parámetros más importantes en el análisis de cualquier sistema de comunicaciones digital, ya que permite determinar el desempeño del sistema de acuerdo con el número de errores presentes en la transmisión. La tasa de errores de bit se expresa como la relación del número total de bits errados respecto al número total de bits transmitidos, tal como lo indica la ecuación (3.3).

$$\text{BER} = \frac{\text{Número total de bits errados}}{\text{Número total de bits transmitidos}} \quad (3.3)$$

La medida de la BER depende de los factores que inciden en la señal recibida durante el trayecto hacia el receptor, algunos de éstos factores son las pérdidas de espacio libre, interferencias de otros sistemas de comunicaciones, interferencias de *Jammer*, señales de multitrayectoria y obstáculos.

Para evaluar el desempeño del sistema FHSS, en los diferentes escenarios, es necesario relacionar la BER con la relación de energía de bit a densidad espectral de potencia de ruido (E_b/N_0) de manera que se disponga de un elemento de comparación.

La densidad de potencia de ruido, N_0 se obtiene de la siguiente manera:

En primer lugar se obtuvo la densidad de potencia de ruido que existe a la entrada del receptor como lo indica la ecuación (3.4).

$$N'_0 [\text{W/Hz}] = K [J/K] \times T [^\circ K] \times B [\text{Hz}] \quad (3.4)$$

Donde:

N'_0 : Densidad de potencia de ruido a la entrada del receptor

K : Constante de Boltzmann igual a 1.380650×10^{-23}
T : Temperatura efectiva, por lo general en $290 \text{ }^{\circ}\text{K}$
B : Ancho de Banda igual a 1 Hz

Reemplazando estos valores se obtiene la ecuación (3.5).

$$\begin{aligned} N'_0 &= 1,380650 \times 10^{-23} \text{ [J/ }^{\circ}\text{K]} \times 290 \text{ [}^{\circ}\text{K]} \times 1 \text{ [Hz]} \\ N'_0 &= 4 \times 10^{-21} \text{ [W/Hz]} = 4 \times 10^{-18} \text{ [W/Hz]} \\ N'_0 &= -174 \text{ [dBm/Hz]} \end{aligned} \quad (3.5)$$

La densidad de potencia de ruido, es la potencia de ruido térmico normalizada a un ancho de banda de 1 Hz, esto permite comparar el desempeño de diferentes sistemas de comunicación a distintas velocidades de transmisión de datos para diferentes esquemas de modulación, codificación y transmisión [7].

La densidad de potencia de ruido a la salida del receptor está dada por la ecuación (3.6).

$$N_0 = N'_0 \text{ [dBm/Hz]} + \text{NF [dB]} \quad (3.6)$$

Donde:

NF : Figura de ruido del receptor

N_0 : Densidad de potencia de ruido a la salida del receptor

La figura de ruido en el receptor se define como la relación señal a ruido de entrada respecto de la relación señal a ruido a la salida del receptor. Debido a que éste parámetro no es proporcionado por el fabricante, se tomo 7 dB ya que es un valor típico para éste tipo de dispositivos

De esta manera se obtuvo:

$$\begin{aligned} N_0 &= -174 \text{ [dBm/Hz]} + 7 \text{ dB} \\ N_0 &= -167 \text{ [dBm/Hz]} \end{aligned} \quad (3.7)$$

La energía de un bit se calcula dividiendo la potencia de recepción sobre la velocidad de transmisión de datos en el enlace radio, como lo indica la ecuación (3.8).

$$E_b \text{ [mW/bps]} = \frac{P_{Rx} \text{ [mW]}}{R_b \text{ [bps]}} \quad (3.8)$$

Donde:

E_b : Energía de bit.

P_{Rx} : Potencia medida en el receptor.

R_b : Velocidad de transmisión de datos según sea el modo: NB o WB

La relación E_b/N_o se define como lo indica la ecuación (3.9):

$$\frac{E_b}{N_o} = \frac{P_{Rx}[\text{mW}]}{R_b[\text{bps}] N_o[\text{mW/Hz}]} \quad (3.9)$$

Expresando la ecuación (3.9) en dB se obtiene la ecuación (3.10).

$$\left(\frac{E_b}{N_o}\right) [\text{dB}] = P_{Rx} [\text{dB}_m] - 10 \text{Log}(R_b[\text{bps}]) - 10 \text{Log}(N_o[\text{mW/Hz}]) \quad (3.10)$$

La potencia de recepción se calcula como lo indica la ecuación (3.11).

$$P_{Rx}[\text{dBm}] = P_{Tx}[\text{dBm}] - L_{aten}[\text{dB}] + 2G_{ant}[\text{dBi}] - L_{fs}[\text{dB}] - L_{otros}[\text{dB}] \quad (3.11)$$

Donde:

P_{Tx} : Potencia de Transmisión

G_{ant} : Ganancia de la antena de transmisión / recepción

L_{otros} : Otras Pérdidas (conectores y empalmes igual a 2dB)

L_{fs} : Perdidas de propagación de espacio libre

L_{aten} : Atenuación inducida (atenuadores)

Donde las pérdidas de propagación de espacio libre se calculan según la ecuación de Friis (3.12).

$$L_{fs}[\text{dB}] = 32.45 + 20 \log(d[\text{Km}]) + 20 \log(f[\text{MHz}]) \quad (3.12)$$

Donde:

d : Distancia entre transmisor y receptor

f : Frecuencia de operación

El modulo ARF54, realiza una medida de la potencia recibida o RSSI (como se vio en la sección 2.2.5), realizado por el chip ADF7020. La RSSI es una medida de la potencia de la señal que le llega al receptor y es una condición necesaria más no suficiente para determinar la calidad del enlace [8]. De éste modo la ecuación (3.10) puede ser expresada en términos de RSSI como lo indica la ecuación (3.13).

$$\left(\frac{E_b}{N_o}\right) [\text{dB}] = \text{RSSI}[\text{dBm}] - 10\text{Log } R_b[\text{bps}] - 10 \text{Log } N_o[\text{mW/Hz}] \quad (3.13)$$

3.4.1 Estudio de potencia recibida en los diferentes escenarios.

Las primeras pruebas realizadas en los diferentes escenarios, fueron encaminadas a estudiar la potencia recibida, el funcionamiento de los módulos radio, el protocolo implementado y el tipo de sistema FHSS (salto lento o salto rápido), ya que éste último no fue especificado en el documento técnico del fabricante.

Los resultados obtenidos fueron los siguientes:

1. La transmisión de datos desde el enlace serial a diferentes velocidades, mostró que hay pérdidas de datos debido a la sobre escritura en el puerto serial, cuando la velocidad de éste fue igual o mayor a la velocidad del enlace radio, incluso usando *Handshake* como lo aconseja el fabricante [8]. Debido a estos resultados, la velocidad serial, para NB fue establecida para todas las pruebas en 4.8 Kbps y para WB en 38.4 Kbps. Cabe aclarar que la comunicación serial no configura la velocidad del enlace radio, ya que ésta es determinada por el modo de trabajo del sistema (NB o WB).
2. Pruebas realizadas en diferentes días y en diferentes horas, con la misma configuración de enlace radio mostro que la RSSI tiene una variación de ± 12 dB por lo que ésta medida arrojada por éstos dispositivos no es muy confiable, y además no corresponde a los valores esperados ya que la medida de RSSI con el canal desocupado estuvo en valores cercanos a -67 dBm, que es el nivel de máxima potencia medida [8].
3. El nivel de RSSI en NB es mayor que en WB.
4. El kit de evaluación adquirido no implementa un generador de secuencias pseudoaleatorias, por lo que estos saltos están determinados por una tabla configurada previamente.
5. El tipo de sistema FHSS es de salto lento (ver sección 1.2.2.3), ya que por cada salto se envían muchos símbolos, en NB se envían 101 Bytes y en WB, 119 Bytes.

3.4.1.1 Efecto de la temperatura sobre la estabilidad en frecuencia.

El efecto de la temperatura en la estabilidad de frecuencia que se presenta principalmente en el escenario de espacio libre fue estudiado en el laboratorio.

Las pruebas consistieron en medir con el analizador vectorial de redes ZVL Rohde & Schwarz, cuál es el efecto de la temperatura en la estabilidad de la frecuencia de marca y espacio, induciendo calor con un secador de cabello durante 7 segundos con los módulos radio configurados en el modo de prueba. El sistema implementado para estas pruebas se muestra en la Figura 3.9.

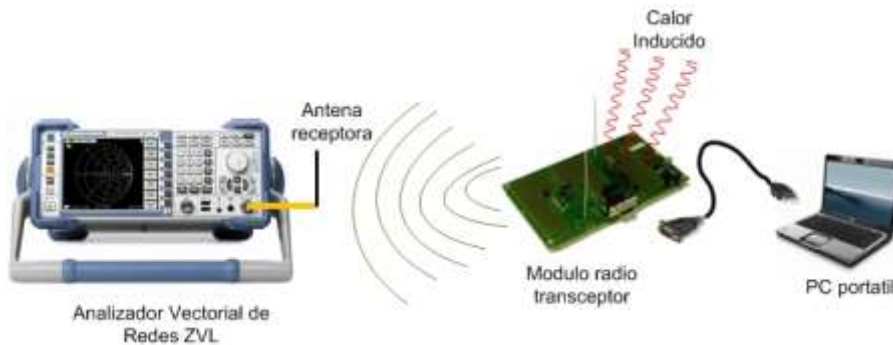


Figura 3.9 Implementación del sistema para evaluar la estabilidad en frecuencia.

El efecto de la temperatura en la estabilidad en frecuencia se muestra en la Figura 3.10, donde el marcador M1 corresponde a la frecuencia de marca y el marcador D2 es la frecuencia desplazada debido al calor inducido, el desplazamiento fue de 1.158 KHz.

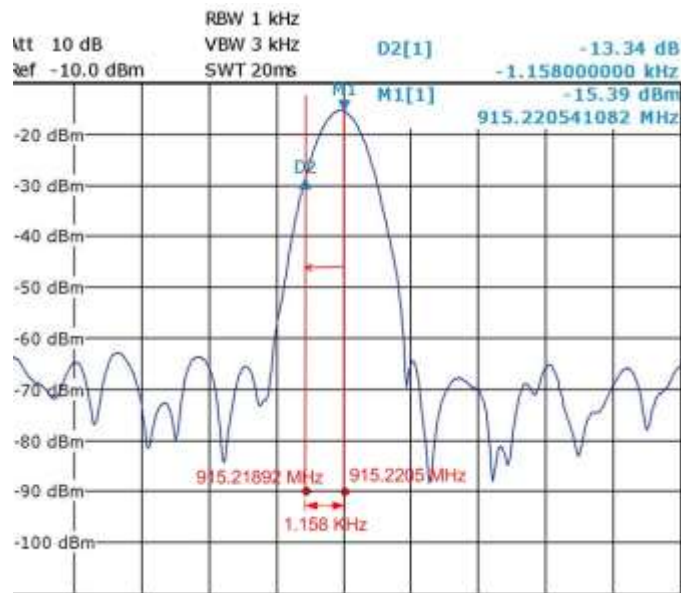


Figura 3.10 Efectos de la temperatura en la frecuencia de marca.

La Figura 3.10 muestra que en presencia de calor la frecuencia de la portadora del canal 25 es desplazada 1158 Hz o 1.265 ppm, lo que se considera un aspecto negativo que afecta en general el desempeño del sistema, ya que la señal no llega al receptor en la frecuencia exacta del canal esperado, y por lo tanto los valores medidos de RSSI no son los correctos.

El efecto de la temperatura en la medida de la RSSI se confirmó en la práctica con pruebas realizadas en un escenario de espacio libre con temperatura de 18 °C, donde la RSSI bajó más de 15 dB respecto de una prueba realizada con la misma configuración del enlace y a una temperatura de 28 °C.

3.4.1.2 Medida de la potencia de recepción en espacio libre

La variación de la medida de RSSI respecto a la temperatura, no permite establecer un punto de referencia para el análisis de resultados de potencia recibida en espacio libre, por lo cual en vez de la RSSI medida se usaron los valores teóricos estimados obtenidos de la ecuación de balance de enlace indicada en la ecuación (3.11). Las pérdidas de propagación no fueron calculadas por la ecuación (3.12) ya que no representa una aproximación adecuada a los resultados obtenidos en las prácticas.

Para lograr ajustar los valores estimados de potencias recibida de la ecuación (3.11) con los obtenidos de RSSI y así obtener un patrón de pérdidas de propagación adecuado, fue necesario incluir un factor de corrección en la ecuación de pérdidas de propagación. Para lo cual se utilizó la ecuación (3.14) que define un modelo de pérdidas de propagación en diferentes escenarios.

$$L_b[\text{dB}] = k[\text{dB}] + 10n (\text{Log } d [\text{Km}]) + 20 \log (f [\text{MHz}]) \quad (3.14)$$

Donde:

k: Factor de pérdidas asociadas al entorno o factor de corrección.

d: Distancia.

n: Gradiente de potencia – distancia.

En el modelo de pérdidas de trayecto, el factor n es el exponente de pérdidas de potencia-distancia, también llamado gradiente de potencia distancia. En la propagación en espacio libre el gradiente n es igual a 2 [33], lo cual significa que la potencia recibida depende del inverso del cuadrado de la distancia entre transmisor y receptor o que la potencia decae a razón de 20dB por década de distancia. Tanto para interiores como para entornos urbanos el factor n cambia según la distribución de edificios y calles, así como también

con los materiales de construcción y la altura de los edificios en el área. En la Tabla 3.1 se indican algunos de estos valores obtenidos de forma empírica. [33][21]

Tabla 3.1 Valores estimados del gradiente de potencia – distancia para entornos con edificios.

Entorno	n
Edificios (condiciones de visión directa)	1.6 a 2
Edificios (sin visión directa)	2 a 4
Edificios (sin visión directa, separación de uno a tres pisos)	4 a 6

Aunque el gradiente potencia-distancia es igual a dos para espacio libre, los resultados de estudios en interiores muestran valores de n cercanos a dos para corredores o aéreas amplias y cerradas como se indica en [34] y en la Tabla 3.1.

De la ecuación (3.11) de potencia de recepción, puede quedar representada en términos de las pérdidas de propagación reemplazando L_b de la ecuación (3.14) por L_{fs} de la ecuación (3.11). De tal manera que la ecuación (3.11) puede quedar en términos del factor de pérdidas asociadas al entorno k. Esto se expresa en la ecuación (3.15), la cual se aplica tanto para el escenario de espacio libre como para el escenario de interiores.

$$P_{Rx}[\text{dBm}] = P_{Tx}[\text{dBm}] - L_{\text{aten}}[\text{dB}] + 2G_{\text{ant}}[\text{dBi}] - (k + 20 \text{ Log}(f [\text{MHz}]) + 20 \text{ Log}(d[\text{Km}])) - L_{\text{otros}}[\text{dB}] \quad (3.15)$$

Con el objeto de tener niveles de potencia recibida en el cual se presentan la cantidad de errores adecuada para estudiar y determinar el desempeño de la comunicación se utilizó atenuadores y variaciones de distancias. En NB se utilizó 20 dB de atenuación y en WB 10 dB. En ambos casos se transmitió con una potencia de 100 mW con saltos de frecuencia en toda la banda. Las pruebas se realizaron variando la distancia entre transmisor y receptor. Los resultados se muestran en las Tabla 3.2 y Tabla 3.3.

Tabla 3.2 Valores medidos de potencia en banda angosta para espacio libre.

Distancia (m)	RSSI (dBm)
72.5	-66
87.5	-74
102.5	-71
117.5	-74
132.5	-77
147.5	-78

Tabla 3.3 Valores medidos de potencia en banda ancha para espacio libre.

Distancia (m)	RSSI (dBm)
68.8	-69
78.5	-79
89.6	-82
101.8	-83
110.3	-87
128.0	-89

En la Figura 3.11 se grafican los datos obtenidos en las Tabla 3.2 y 3.3 debido al desempeño de los módulos radio, las curvas tienen comportamientos aleatorios en relación a la medida de RSSI, como por ejemplo, que éste parámetro aumente con la distancia.

Para establecer el valor del factor de corrección k , se realizó un proceso de aproximación de las curvas presentadas en la Figura 3.11 con las generadas por la ecuación (3.15) para éstos valores de k , los resultados se muestran en la Figura 3.12.

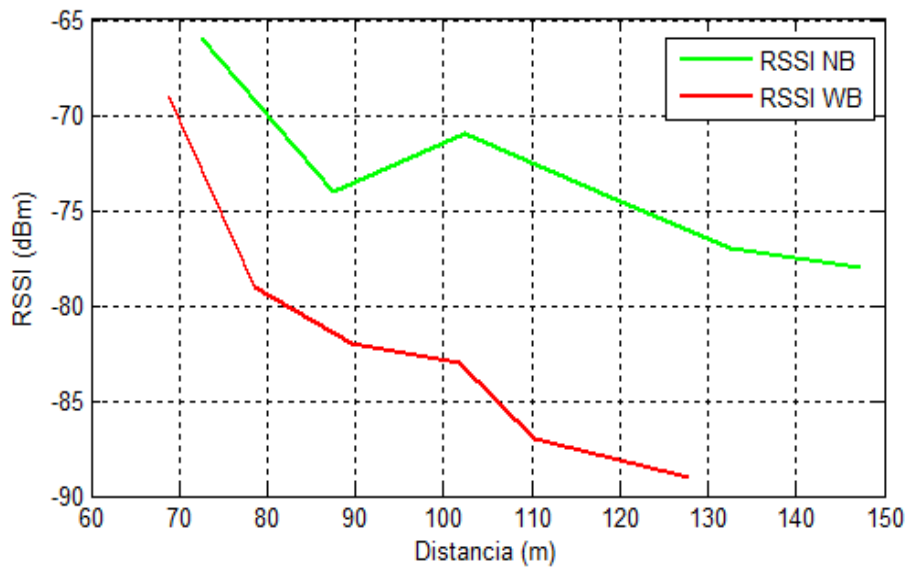


Figura 3.11 Medida de potencia en banda angosta y banda ancha en espacio libre.

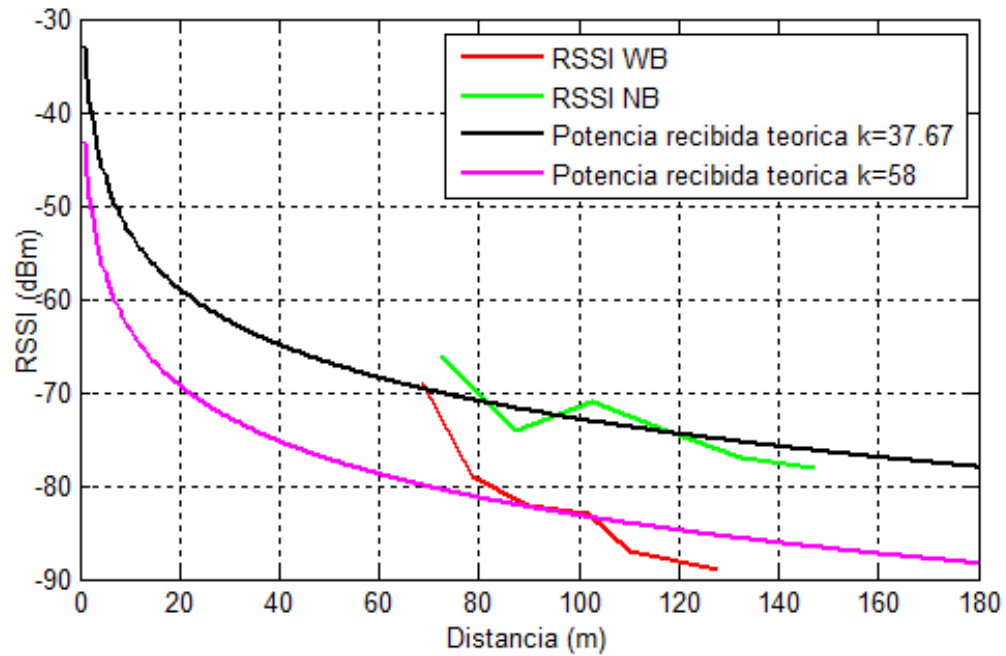


Figura 3.12 Aproximación de la potencia de recepción para banda angosta y banda ancha en espacio libre.

Los resultados para el factor de corrección k en NB es igual a 37.67 y para WB de 58. De ésta manera la ecuación (3.15) resulta en función de la distancia y por lo tanto en el momento de generación de las curvas de desempeño la potencia de recepción necesaria para calcular E_b/N_0 es obtenida por la ecuación (3.15).

3.4.1.3 Medida de la potencia de recepción en interiores.

En éste escenario se presentan los efectos de desvanecimiento por multitrayectoria, que se producen por las múltiples señales que llegan al receptor.

Para evaluar los niveles de RSSI en interiores, en los modos de transmisión NB y WB, se realizaron una serie de pruebas en los corredores del edificio de la Facultad de Ingenierías, transmitiendo a una potencia de 100 mW con 30 dB de atenuación, variando las distancias cada 5 metros a lo largo del corredor que tiene una longitud de 60 m. Los resultados obtenidos se muestran en las Tablas 3.4 y 3.5 y sus correspondientes curvas se muestran en la Figura 3.13.

Tabla 3.4 Valores medidos de potencia para banda angosta en pasillos

Distancia (m)	RSSI (dBm)
7	-66
12	-83
17	-82
22	-92
27	-87
32	-89
37	-89
42	-82
47	-89
52	-99
60	-87

Tabla 3.5 Valores medidos de potencia para banda ancha en pasillos

Distancia (m)	RSSI (dBm)
7	-67
12	-76
17	-85
22	-89
27	-84
32	-88
37	-85
42	-101
47	-86
52	-83
60	-89

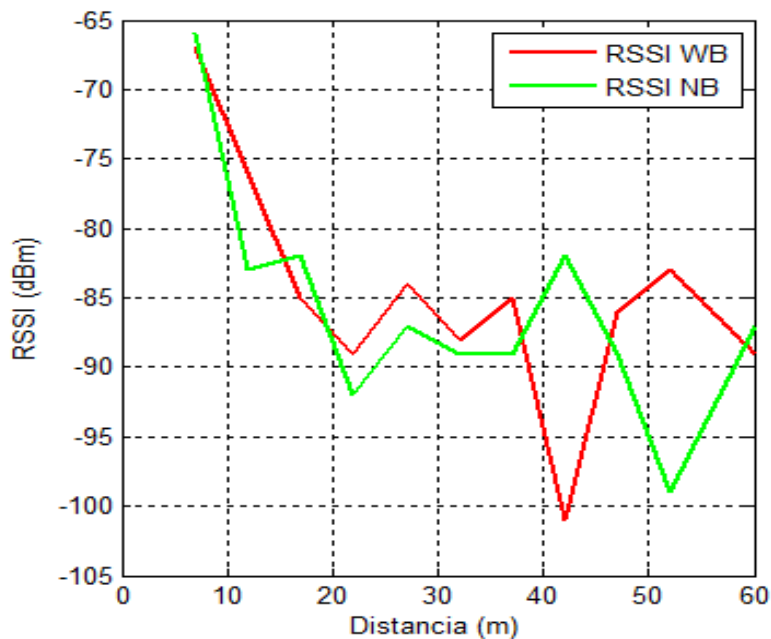


Figura 3.13 Medida de potencia en banda angosta y banda ancha en interiores.

En la Figura 3.13, la potencia de recepción medida se asemeja a un patrón de ondas estacionarias con máximos y mínimos, según las variaciones de distancia a lo largo del corredor, lo cual puede ser originado porque el valor de RSSI se toma de la señal de RF, la cual es afectada por los trayectos que no llegan en fase con el trayecto principal, además de que la arquitectura del corredor no es homogénea.

Debido a las variaciones de la RSSI medida en el receptor no es conveniente utilizar éstos datos para efectos de análisis de desempeño, ya que su comportamiento es aleatorio y no define un patrón de pérdidas de propagación adecuado, por tal motivo al igual que en espacio libre fue necesario encontrar el modo de aproximar las curvas a un modelo adecuado.

Haciendo uso de la ecuación (3.15) se calcula la potencia estimada de recepción para interiores como se muestra en la Figura 3.14, como se indico en la sección 3.4.1.2 bajo ciertas condiciones, como por ejemplo corredores extensos o espacios grandes cerrados [34], n tiene un valores cercanos a los de espacio libre por lo tanto fue posible utilizar $n = 2$ para interiores, ya que no presentan diferencias considerables.

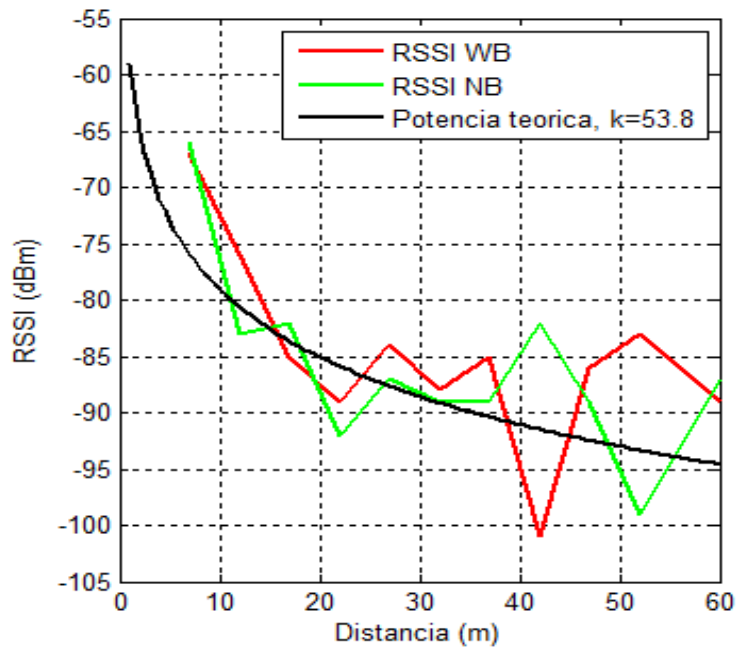


Figura 3.14 Interpolación de la potencia de recepción para banda angosta y banda ancha en interiores.

A partir de los resultados mostrados en la Figura 3.14, se determina que el valor de la constante k es de 53.8 ya que es un valor que sigue el comportamiento de la RSSI medida en ambos modos. Con éste valor de k se calcula la potencia recibida en interiores a partir de la ecuación (3.15).

3.4.2 Desempeño de la comunicación para FHSS en espacio libre.

El plan de pruebas llevado a cabo para evaluar el desempeño de la comunicación fue diseñado de la siguiente manera:

1. Para lograr que los módulos radio queden ubicados de la mejor forma, las ubicaciones seleccionadas para el desarrollo de las pruebas fue la gradería de la cancha de futbol y la tarima de aeróbicos del CDU. La distancia entre transmisor y receptor quedó determinada como se indica en la Figura 3.15.

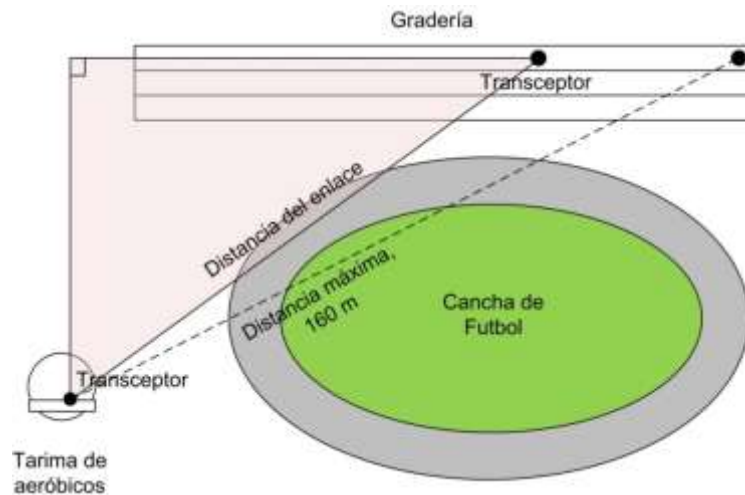


Figura 3.15 Escenario de pruebas para espacio libre.

2. Debido a las variaciones en las medidas de la RSSI producidas por efecto de la temperatura del ambiente sobre los módulos, la ubicación de referencia o punto de partida de las pruebas, fue modificado en ocasiones con el fin de lograr los niveles adecuados de RSSI donde se presentaron los rangos que garantizaron la captura de datos necesarios según la distancia máxima que se podía alcanzar en el escenario, la cual fue de 160 m.
3. En cada una de las ubicaciones establecidas según las condiciones presentes, se realizaron alrededor de 40 pruebas donde se transmitió un archivo de tamaño igual a 12472 bits.
4. En cada uno de los modos de transmisión NB y WB, se planeo hacer tres tipos de pruebas encaminadas a probar las tres bandas de funcionamiento: toda la banda, banda alta y banda baja.

Luego de realizar las suficientes pruebas en el escenario de espacio libre, se realizó el procesamiento de los datos y su respectivo análisis de la forma como se menciona en la sección 3.2.1 con respecto a los cuales se hacen las siguientes observaciones:

- Algunas de las tramas enviadas por el transmisor no fueron detectadas por el receptor por factores que afectaban la sincronización del sistema, como la temperatura y la interferencia de otros sistemas³¹.

³¹ En algunos de los archivos almacenados de pruebas de éste escenario aparecieron datos de otros sistemas de comunicaciones.

- La pérdida de sincronización ocurre desde el momento en que se pierde una trama, bien sea por falta de potencia, por falta de sincronización o por poca estabilidad en frecuencia
- En algunas pruebas, el campo de datos de las tramas no se detectó completamente, debido a que se adicionaba ruido en éste campo por la pérdida de muchas de las tramas debido a la falta de sincronización.

Los efectos de la temperatura y la consecuente pérdida de sincronización, fueron factores tomados en cuenta para determinar que la calidad de los dispositivos adquiridos no es la mejor.

Debido a que muchas de las tramas radio se perdían, descartaban o simplemente no eran reconocidas correctamente por el chip ADF7020, no fue conveniente determinar la BER de la comunicación tomando las tramas perdidas como errores, ya que esto no reflejaba el verdadero desempeño de la técnica FHSS. De manera que se optó por hacer los cálculos de BER solo con la información adquirida del campo de datos de las tramas válidas³², por tanto la ecuación (3.3) quedó representada como se muestra en la ecuación (3.16).

$$BER = \frac{\text{Número total de bits errados}}{\text{Numero total de bits capturados en tramas válidas}} \quad (3.16)$$

Otro de los parámetros evaluados es la tasa de error de trama (FER, *Frame Error Rate*), la cual, se define como el número total de tramas erradas (Las tramas erradas son las que tienen errores en el campo de datos, o no fueron detectadas por el chip ADF7020) respecto al número total de las transmitidas. En la teoría, la FER se calcula con el campo CRC, sin embargo el análisis de tramas recibidas mostro que el campo CRC no llegaba en muchas de las tramas o no era reconocido, de manera que al hacer el procesamiento de los datos ese campo quedaba vacío.

Por tal motivo el cálculo de la FER se realizó según la ecuación (3.17).

$$FER = \frac{\text{Número total de tramas erradas}}{\text{Número total de tramas transmitidas}} \quad (3.17)$$

³² Las tramas válidas son aquellas que tienen bien definidos los campos vistos en la sección 2.2.7.

3.4.2.1 Medidas de desempeño en espacio libre para banda angosta.

Para las pruebas en NB, la potencia del modulo transmisor fue configurada en 20 dBm con una atenuación de 20 dB, lo cual da una potencia transmitida final de 1 mW según la ecuación (3.18), la ganancia de antena es 2 dB en relación a la antena isotrópica.

$$PIRE_{Tx}[dB] = P_{modulo}[dBm] - L_{aten}[dB] + G_{ant}[dBi] \quad (3.18)$$

Donde:

$PIRE_{Tx}$: Potencia Isotropica Radiada Equivalente.

P_{modulo} : Potencia configurada por el usuario

Para las tablas que se muestran a continuación, la potencia recibida P_{Rx} se obtiene como resultado de la ecuación (3.15), donde $k = 37.67$, otras pérdidas L_{otros} fueron establecidas en 2 dB ocasionadas por conectores, la frecuencia central de toda la banda disponible para FHSS que es de 915 MHz y la distancia es la separación entre transmisor y receptor medida en el desarrollo de las prácticas (según la Figura 3.15).

La relación E_b/N_0 se calcula de la ecuación (3.10) donde la potencia recibida corresponde a los valores resultantes de la corrección que se realizo en la sección 3.4.1 , donde la densidad de potencia de ruido es de -167 dBm/Hz, la velocidad de transmisión de datos es igual a, $R_b = 10$ Kbps. La BER se calcula como lo indica la ecuación (3.16) y la FER se calcula como lo indica la ecuación (3.17), ambos parámetros son obtenidos en el procesamiento de los datos en la aplicación software desarrollado. Los resultados obtenidos se muestran en las Tablas 3.6, 3.7 y 3.8.

Tabla 3.6 Resultados de desempeño para espacio libre en banda angosta, todos los canales de salto.

Distancia (m)	Potencia recibida (dBm)	E_b/N_0 (dB)	BER	FER
70	-69.82	57.19	1.702 e-5	2.791 e-3
76.4	-70.55	56.44	8.363 e-5	3.103 e-3
91.6	-72.13	54.86	1.941 e-4	5.979 e-3
108.4	-73.59	53.40	5.452 e-4	1.685 e-2
117.2	-74.27	52.72	9.083 e-4	6.643 e-2
126.2	-74.91	52.08	1.083 e-3	5.276 e-2

Tabla 3.7 Resultados de desempeño para espacio libre en banda angosta, canales de la sub-banda alta.

Distancia (m)	Potencia recibida (dBm)	Eb/No (dB)	BER	FER
72.6	-70.12	56.87	5.52 e-6	3.92 e-3
80.6	-71.03	55.96	2.451 e-4	1.60 e-2
100.8	-72.97	54.02	8.622 e-4	6.25 e-2
109.6	-73.69	53.30	1.653 e-3	1.02 e-1
118.6	-74.38	52.61	1.094 e-3	9.16 e-2
127.7	-75.02	51.97	1.309 e-2	1.36 e-1
137.1	-75.63	51.36	4.137 e-2	2.30 e-1

Tabla 3.8 Resultados de desempeño para espacio libre en banda angosta, canales de la sub-banda baja.

Distancia (m)	Potencia recibida (dBm)	Eb/No (dB)	BER	FER
72.5	-70.10	56.89	1.606 e-5	5.979 e-3
87.5	-71.73	55.26	3.224 e-5	2.018 e-2
102.5	-73.11	53.88	1.403 e-4	9.803 e-3
117.5	-74.29	52.70	3.642 e-4	9.03 e-3
132.5	-75.34	51.65	4.095 e-4	2.105 e-2
147.5	-76.27	50.72	7.308 e-4	1.183 e-1

Los resultados obtenidos de BER fueron comparados con los resultados obtenidos de un sistema FHSS simulado en MATLAB. (Vea los detalles de la simulación del sistema en el Anexo 1). Los resultados de las Tablas 3.6, 3.7 y 3.8 son graficadas en la Figura 3.16 y el resultado de la simulación, se muestran en la Figura 3.17. Las figuras son obtenidas de los valores de potencia estimada de la ecuación (3.15).

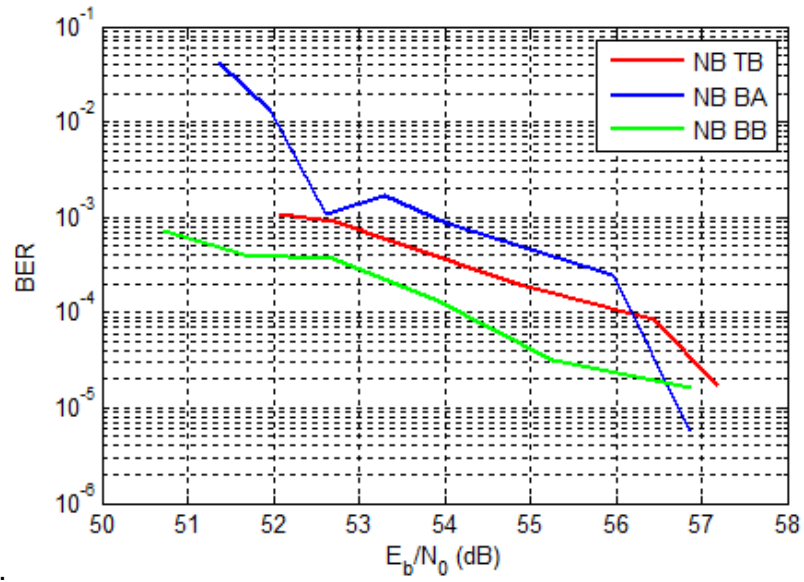


Figura 3.16 Curvas de desempeño a nivel de bit en espacio libre para banda angosta.

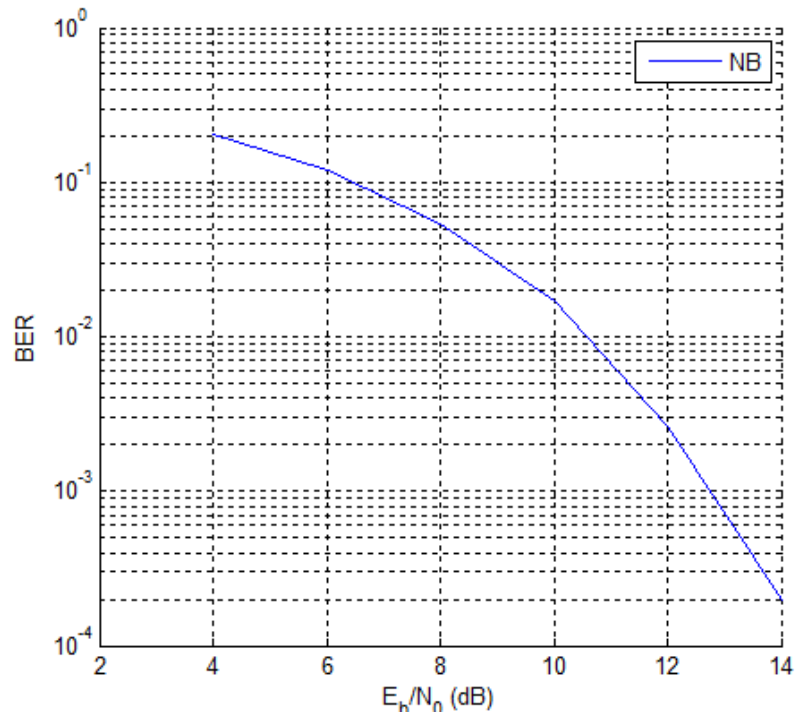


Figura 3.17 Desempeño de un sistema ideal de FHSS en espacio libre para banda angosta.

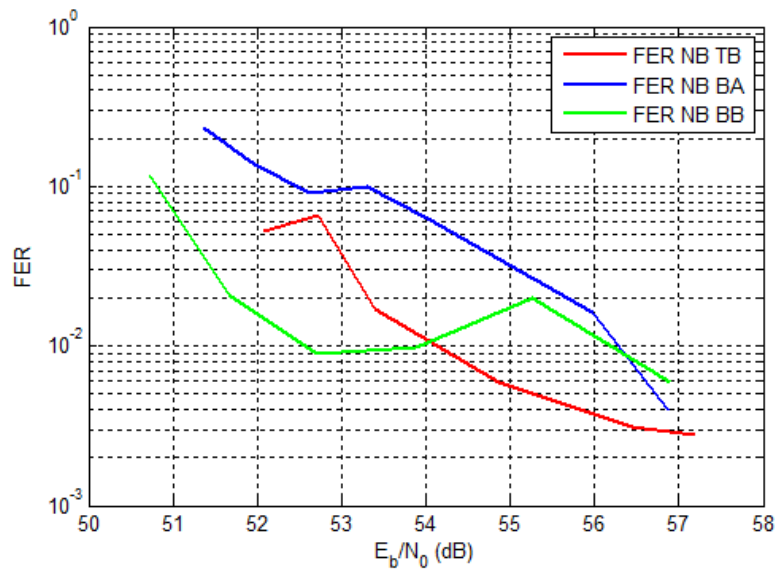


Figura 3.18 Curvas de desempeño a nivel de trama en espacio libre para banda angosta.

Análisis de resultados obtenidos:

- En la Figura 3.16, el resultado de BER para NB en las tres diferentes bandas de operación de los módulos radio sigue la tendencia de la curva obtenida en simulación que se muestra en la Figura 3.17 Sin embargo, los niveles obtenidos de E_b/N_0 para las curvas de desempeño fue de 42 dB por encima de los valores de la simulación.
- El desempeño del sistema es mejor en la sub-banda baja que en la sub-banda alta y en toda la banda lo cual puede ser causado por diferencias en las pérdidas de propagación o por atenuación selectiva en frecuencia.
- El desempeño de los módulos radio en banda angosta para escenarios de espacio libre, es en general bueno. los niveles de E_b/N_0 donde se presenta una BER de 10^{-3} es 56 dB, (según la Figura 3.16). Los valores de E_b/N_0 son considerablemente altos en relación con otros tipo de sistemas de comunicaciones lo cual puede ser originado en que la densidad de potencia de ruido sea diferente a la que se calculó. También es posible considerar que la relación E_b/N_0 depende de la velocidad de transmisión de datos, como lo indica la ecuación (3.8).
- Los resultados de FER que se muestran en la Figura 3.18, indican que en realidad el desempeño del enlace implementado con los módulos radio de Adeunis RF es deficiente. Por los altos niveles de tramas erróneas encontradas esto ocurre para el funcionamiento en toda la banda, como lo indica la Tabla 3.6.

3.4.2.2 Medida de desempeño en espacio libre para banda ancha.

Las pruebas para WB en espacio libre se realizaron con una potencia de transmisión de 20 dBm, con 10 dB de atenuación, reemplazando en la ecuación (3.18) se obtiene que la potencia transmitida es de 10 mW, con 2 dB de ganancia de antena en comparación con una antena isotrópica.

Para las tablas que se muestran a continuación, Tablas 3.9, 3.10 y 3.11 la potencia recibida P_{Rx} se obtiene como resultado de la ecuación (3.15), donde $k = 58$, el valor de otras pérdidas L_{otros} fue establecida en 2 dB ocasionadas por conectores, la frecuencia central de la banda disponible para FHSS es de 915 MHz y la distancia es la separación entre transmisor y receptor medida en el desarrollo de las prácticas.

El valor de E_b/N_0 se calculó según la ecuación (3.9), N_0 es igual a -167 dBm/Hz y la velocidad de transmisión de datos es igual a 57.6 Kbps. La BER se calcula como lo indica la ecuación (3.16) y la FER se calcula como lo indica la ecuación (3.17), ambos parámetros son obtenidos en el procesamiento de los datos en la aplicación software desarrollado. Los resultados obtenidos se muestran en las Tablas 3.9, 3.10 y 3.11.

Tabla 3.9 Resultados de desempeño para espacio libre en banda ancha y todos los canales de salto.

Distancia (m)	Potencia recibida (dBm)	E_b/N_0 (dB)	BER	FER
68.8	-79.98	39.41	8.122 e-5	7.220 e-3
78.5	-81.12	38.27	3.384 e-4	3.669 e-2
89.6	-82.27	37.12	1.058 e-3	4.166 e-2
101.8	-83.38	36.01	1.702 e-3	6.430 e-2
110.2	-84.07	35.32	3.756 e-3	1.694 e-1
128	-85.37	34.02	4.111 e-3	3.260 e-1

Tabla 3.10 Resultados de desempeño para espacio libre en banda ancha, canales de la sub-banda alta.

Distancia (m)	Potencia recibida (dBm)	E_b/N_0 (dB)	BER	FER
70	-80.13	39.26	3.122 e-4	9.464 e-3
89	-82.21	37.17	7.384 e-4	2.464 e-2
98.1	-83.06	36.33	5.05 e-3	4.6 e-2
107.2	-83.83	35.56	4.516 e-3	6.464 e-2
116.29	-84.53	34.85	7.356 e-3	1.353 e-1
125.39	-85.19	34.20	8.978 e-3	3.092 e-1
134.62	-85.81	33.58	1.119 e-2	2.766 e-1

Tabla 3.11 Resultados de desempeño para espacio libre en banda ancha, canales de la sub-banda baja.

Distancia (m)	Potencia recibida (dBm)	E_b/N_0 (dB)	BER	FER
68.8	-79.98	39.41	9.085 e-5	3.547 e-2
78.5	-81.12	38.27	1.366 e-4	2.785 e-2
89.6	-82.27	37.11	4.495 e-4	5.582 e-2
101.8	-83.38	36.01	8.615 e-4	6.291 e-2
114.6	-84.41	34.98	1.353 e-3	6.369 e-2
128	-85.36	34.02	2.250 e-3	9.829 e-2
134.2	-85.78	33.61	4.116 e-3	1.02 e-1

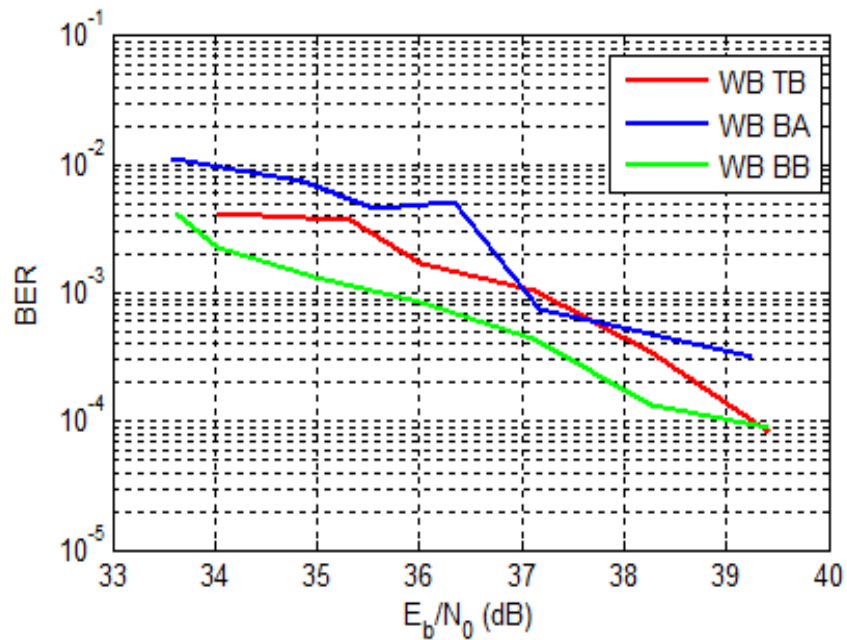


Figura 3.19 Curvas de desempeño a nivel de bit en espacio libre para banda ancha

El resultado de la simulación del sistema FHSS en el modo WB, se muestra en la Figura 3.20, y se encontró que es muy similar al resultado obtenido en NB.

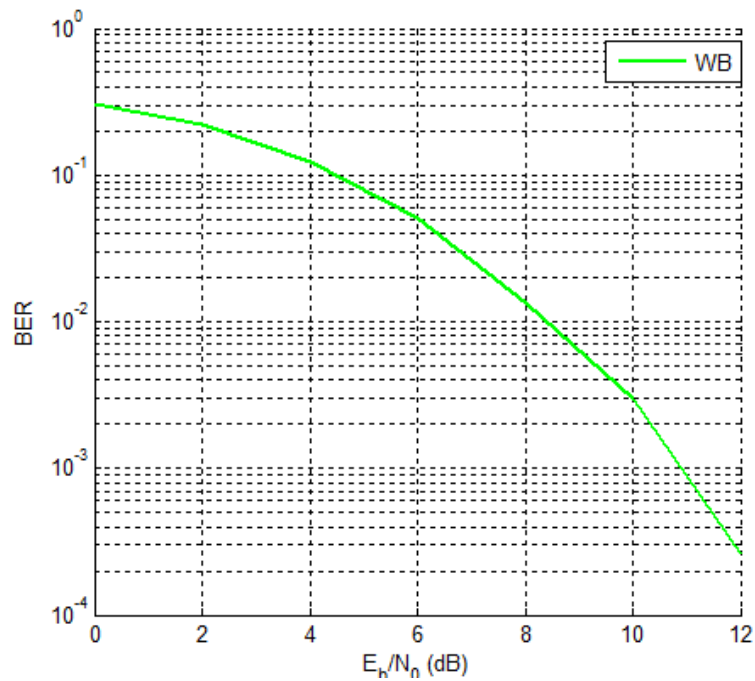


Figura 3.20 Desempeño de un sistema ideal de espectro ensanchado por salto en frecuencia en espacio libre para banda ancha.

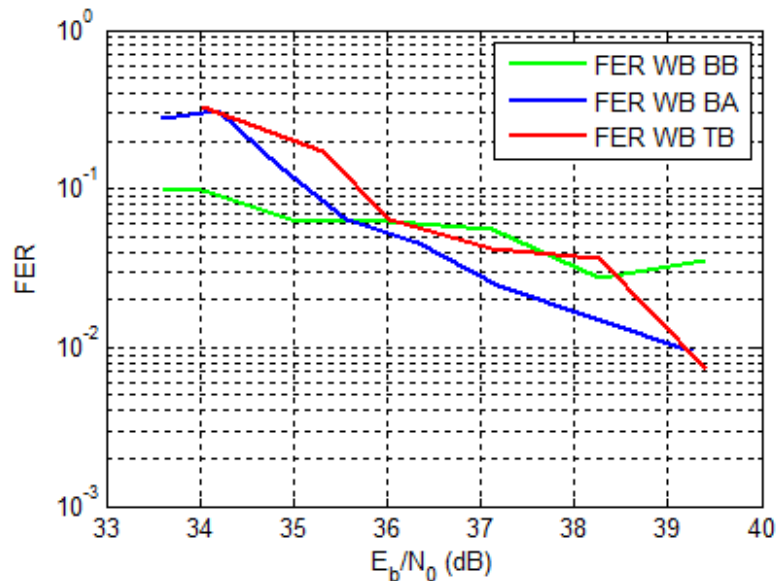


Figura 3.21 Curvas desempeño a nivel de trama en espacio libre para banda ancha.

Análisis de resultados obtenidos:

- Los resultados obtenidos en las diferentes bandas de trabajo (Figura 3.19), siguen la tendencia de la curva obtenida en la simulación de la Figura 3.20. Sin embargo

los valores de E_b/N_0 para un sistema ideal FHSS en WB están 27.5 dB por debajo de los valores reales medidos en la práctica, tal como se puede apreciar en las Figura 3.20 y Figura 3.21.

- Al igual que en NB, el sistema implementado tiene un mejor desempeño en la sub-banda baja, que en la sub-banda alta y en toda la banda.
- El desempeño de la técnica FHSS en banda ancha para escenarios de espacio libre es bueno. Los niveles de E_b/N_0 donde se presenta una BER de 10^{-3} es de 37 dB, de acuerdo a la Figura 3.16.
- Los resultados de FER que se muestran en la Figura 3.21, para WB en espacio libre es deficiente al igual que en NB.

3.4.3 Análisis de resultados del desempeño de FHSS en espacio libre.

Los resultados de BER para NB y WB, en las tres diferentes bandas de operación de los módulos radio, es considerablemente mayor al esperado tomando como referencia el resultado de la simulación que se muestra en la Figura 3.17. Sin embargo las curvas obtenidas en la simulación son el resultado de un sistema ideal en el que no interfieren parámetros externos que inciden en sistemas reales tales como señales de interferencia o eficiencia en la operación del dispositivo radio. Por éste motivo tal como se verificó en los resultados, los niveles de E_b/N_0 medidos en el escenario de espacio libre son mayores que el sistema ideal por la diferencia en la densidad espectral de ruido N_0 .

El desempeño de la técnica FHSS, es mejor en WB que en NB dado que los resultados de BER relacionados con la E_b/N_0 obtenida, muestran que en el modo de WB para lograr una BER menor a 10^{-3} es necesario un E_b/N_0 mayor a 36 dB mientras que para NB se necesita un E_b/N_0 mayor a 51 dB para una distancia promedio de 130 metros.

Los niveles de potencia recibida, obtenidos en NB son mayores que en WB, debido a la distribución espectral de potencia de cada uno de estos modos. Por lo que fue necesario utilizar distintas potencias y distancias para obtener ciertos niveles de errores y poder llevar a cabo el análisis de desempeño.

Al respecto de los resultados de FER mostrados en las Figuras 3.18 y 3.21, se evidencia que el desempeño de la comunicación no es tan bueno, como si lo indican los resultados de BER de las Figuras 3.16 y 3.19³³. El motivo por el cual la BER se calculó según la

³³ El cálculo de BER fue calculado según se sustentó en la sección 3.4.2.

ecuación (3.16) fue con el objeto de determinar la eficiencia de la técnica FHSS evitando el efecto de la pérdida de sincronización de los dispositivos radio, de manera que los resultados de FER se pueden interpretar como el desempeño del kit de evaluación de Adeunis RF en el sistema de comunicación implementado.

3.4.4 Desempeño de la comunicación para FHSS en interiores.

Las pruebas en los escenarios de interiores facilita la propagación de la portadora de información por muchos trayectos, que a menudo generan desvanecimiento. Las pruebas de desempeño del sistema implementado para el escenario de interiores, fueron realizadas en los pasillos del edificio de la Facultad de Ingenierías.

Las pruebas consistieron en ubicar el transmisor y el receptor a lo largo del corredor (cuya longitud es de 60 metros) distanciándolos inicialmente 10 metros, y luego cada 10 metros hasta el final del pasillo que mide en total 60 metros. La potencia de transmisión en éste escenario fue establecida en 100 mW (20 dBm) y con 30 dB de atenuación, para un total de 0.1 mW de potencia transmitida.

La potencia recibida P_{Rx} es el resultado de de la ecuación (3.15), donde $k = 53.8$, y la frecuencia central de la banda disponible para FHSS es de 915 MHz. La energía de bit a ruido se calcula de la ecuación (3.9), donde N_0 es de -167 dBm/Hz, la velocidad de transmisión de datos es igual a 57.6 Kbps. La BER se calcula como lo indica la ecuación (3.16) y la FER se calcula como lo indica la ecuación (3.17), ambos parámetros son obtenidos en el procesamiento de los datos en la aplicación software desarrollado.

3.4.4.1 Medidas de desempeño en interiores para banda angosta.

Los resultados de las pruebas en banda angosta se muestran en las Tablas 3.12, 3.13 y 3.14.

Tabla 3.12 Resultados de desempeño para interiores en banda angosta, todos los canales.

Distancia (m)	Potencia recibida (dBm)	Eb/No (dB)	BER	FER
10	-79.03	47.97	7.28 e-6	5.745 e-4
20	-85.05	41.95	1.632 e-5	8.745 e-3
30	-88.57	38.42	2.191 e-4	1.105 e-2
40	-91.06	35.93	1.925 e-4	1.689 e-2
50	-93.00	33.99	5.609 e-4	1.878 e-2
60	-94.59	32.40	4.179 e-4	1.630 e-1

Tabla 3.13 Resultados de desempeño para interiores en banda angosta, canales de la sub-banda alta.

Distancia (m)	Potencia recibida (dBm)	E_b/N_0 (dB)	BER	FER
10	-79.02	47.97	3.28 e-6	8.926 e-4
20	-85.04	41.95	6.16 e-6	1.926 e-3
30	-88.57	38.42	1.34 e-5	4.926 e-3
40	-91.06	35.93	1.82 e-4	5.263 e-2
50	-93.00	33.99	1.89 e-4	8.629 e-2
60	-94.59	32.40	2.18 e-4	2.629 e-1

Tabla 3.14 Resultados de desempeño para interiores en banda angosta, canales de la sub-banda baja.

Distancia (m)	Potencia recibida (dBm)	E_b/N_0 (dB)	BER	FER
12	-80.61	46.38	2.44 e-6	1.472 e-3
22	-85.87	41.12	4.40 e-6	7.472 e-3
27	-87.65	39.34	2.25 e-5	5.012 e-3
37	-90.39	36.60	6.57 e-5	8.025 e-3
47	-92.47	34.52	2.53 e-5	1.562 e-2
60	-94.59	32.40	5.04 e-4	4.562 e-2

En la Figura 3.22 se grafican los resultados presentados en las Tablas 3.12, 3.13 y 3.14.

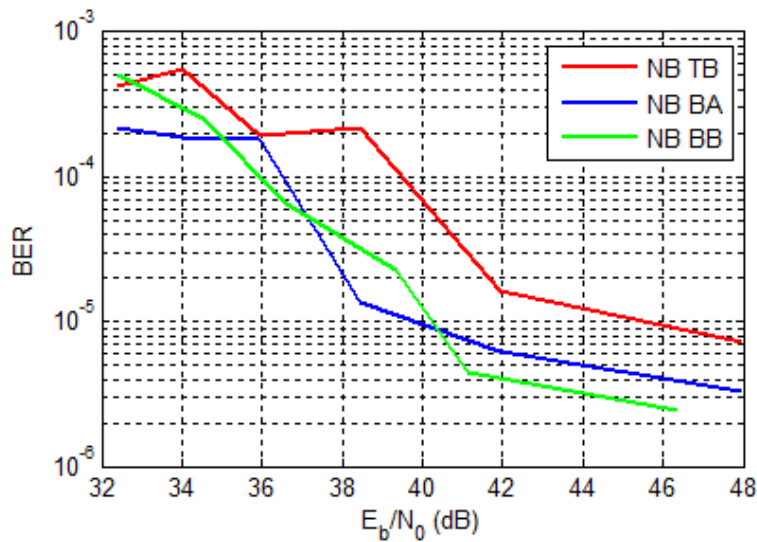


Figura 3.22 Curvas de desempeño a nivel de bit en interiores para banda angosta.

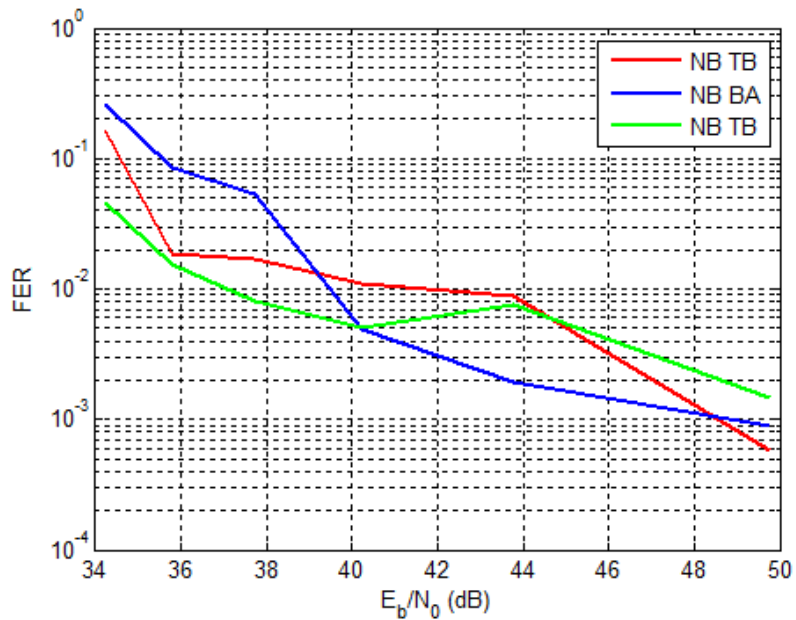


Figura 3.23 Curvas de desempeño a nivel de trama en interiores para banda angosta.

Análisis de resultados obtenidos:

- Los resultados indicados en la Figura 3.22, muestran que para alcanzar una BER menor a 10^{-3} es necesario tener valores de E_b/N_0 mayores a 32 dB.
- Las interferencias encontradas en espacio libre, en NB, causadas por otros sistemas de comunicaciones, no afectaron al sistema en el escenario de interiores de la misma manera.
- En la Figura 3.23 se aprecia que hay una mejora en los niveles medidos de FER para NB en interiores respecto de los resultados obtenidos en espacio libre de la Figura 3.18.

3.4.4.2 Medidas de desempeño en interiores para banda ancha.

En las Tablas 3.15, 3.16, 3.17, se muestran los resultados de desempeño en WB. Los cálculos de la potencia recibida corresponden a la ecuación (3.15) donde según la Figura 3.14 se determinó que el factor de corrección k es de 53.8.

Tabla 3.15 Resultados de desempeño para interiores en banda ancha, todos los canales.

Distancia (m)	Potencia recibida (dBm)	Eb/No (dB)	BER	FER
20	-83.24	36.14	1.289 e-5	7.80 e-3
30	-86.77	32.62	1.625 e-5	5.763 e-3
40	-89.26	30.12	7.863 e-4	2.064 e-2
50	-91.20	28.18	2.182 e-4	1.967 e-2
60	-92.79	26.60	8.237 e-4	8.450 e-2

Tabla 3.16 Resultados de desempeño para interiores en banda ancha, canales de la sub-banda alta.

Distancia (m)	Potencia recibida (dBm)	Eb/No (dB)	BER	FER
20	-83.24	36.14	5.011 e-6	3.759 e-3
30	-86.77	32.62	1.516 e-5	7.712 e-3
40	-89.26	30.12	3.576 e-4	5.137 e-2
50	-91.20	28.18	5.518 e-4	8.042 e-2
60	-92.79	26.60	3.381 e-4	3.219 e-2

Tabla 3.17 Resultados de desempeño para interiores en banda ancha, canales de la sub-banda baja.

Distancia (m)	Potencia recibida (dBm)	Eb/No (dB)	BER	FER
7	-75.93	45.26	3.2 e-6	2.463 e-3
17	-83.63	37.55	8.90 e-6	7.463 e-3
27	-87.65	33.54	9.14 e-5	9.445 e-3
37	-90.39	30.80	9.73 e-4	3.876 e-2
47	-92.47	28.72	1.23 e-3	6.1364 e-2
60	-94.59	26.60	1.67 e-4	4.2484 e-2

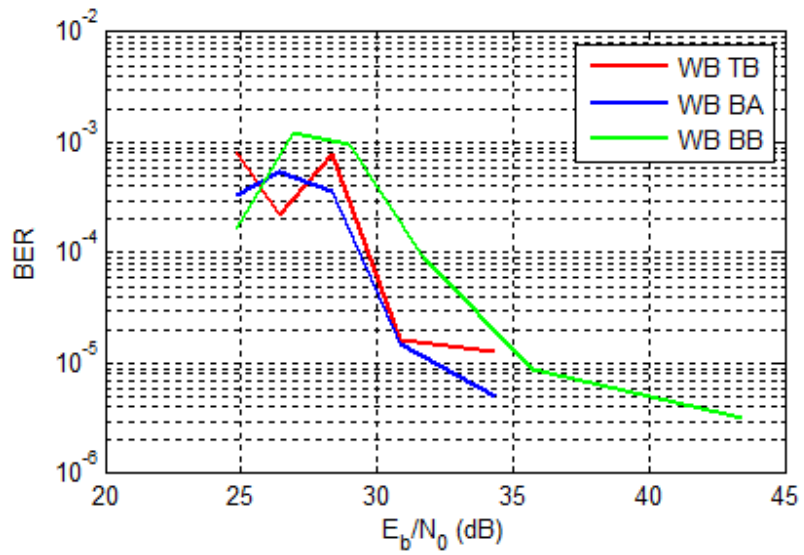


Figura 3.24 Curvas de desempeño a nivel de bit en interiores para banda ancha.

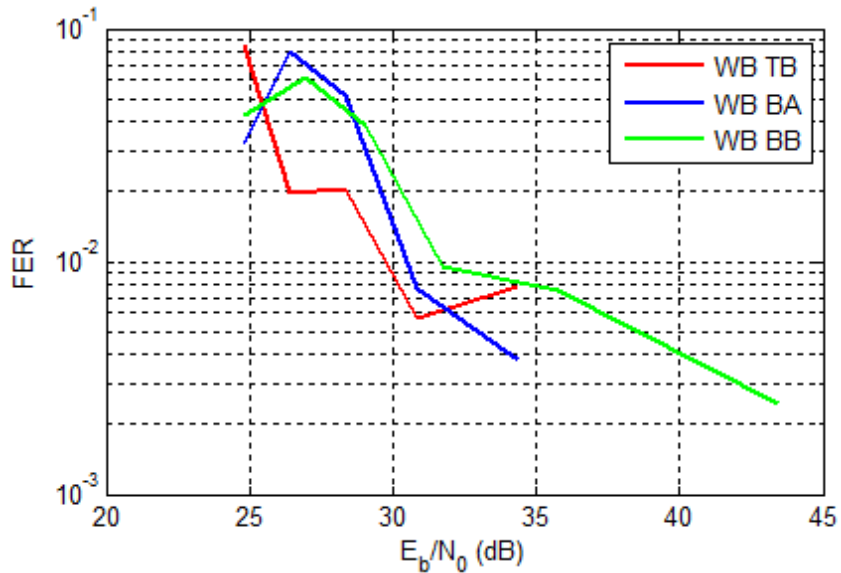


Figura 3.25 Curvas de desempeño a nivel de trama en interiores para banda ancha.

Análisis de resultados obtenidos:

- Según los resultados mostrados en la Figura 3.24, muestran que para alcanzar una BER menor a 10^{-3} es necesario tener valores de E_b/N_0 mayores a 25 dB.
- Las interferencias encontradas en espacio libre, en WB, causadas por otros sistemas de comunicaciones, no afectaron al sistema en el escenario de interiores de la misma manera, como sucedió en interiores para NB.

- Respecto de FER, en la Figura 3.25 se aprecia una mejora en los niveles medidos respecto de las obtenidas en interiores para NB, Figura 3.23.

3.4.5 Análisis de resultados de desempeño de FHSS en interiores.

Aunque en interiores la temperatura no es un factor tan variable ni tan crítico como se encontró en espacio libre, se presenta el efecto del desvanecimiento producido por multitrayectoria. En las Figuras 3.22 y 3.24 para las pruebas con distancia entre transmisor y receptor menor a 30 metros, se encontró que la curva de BER presentaba una serie de variaciones diferentes a lo esperado.

El desempeño del sistema para escenarios de interiores en relación a la BER de acuerdo a las Figuras 3.22 y 3.24, fue mejor en WB que en NB. Se observó que NB es más propenso a fallar en la sincronización respecto de WB.

3.5 DESEMPEÑO DEL SISTEMA ANTE INTERFERENCIAS.

En ésta sección se evaluó el desempeño de la comunicación punto a punto utilizando la técnica transmisión FHSS en los módulos de Adeunis RF adquiridos, en presencia de una señal de interferencia en banda angosta.

Las pruebas consistieron en interferir un solo canal de la tabla de saltos disponible, para estudiar el desempeño del sistema y en particular la sincronización, porque éste parámetro fue deficiente en las pruebas de campo.

El esquema de implementación del sistema en el que se desarrollaron las pruebas se muestra en la Figura 3.26.

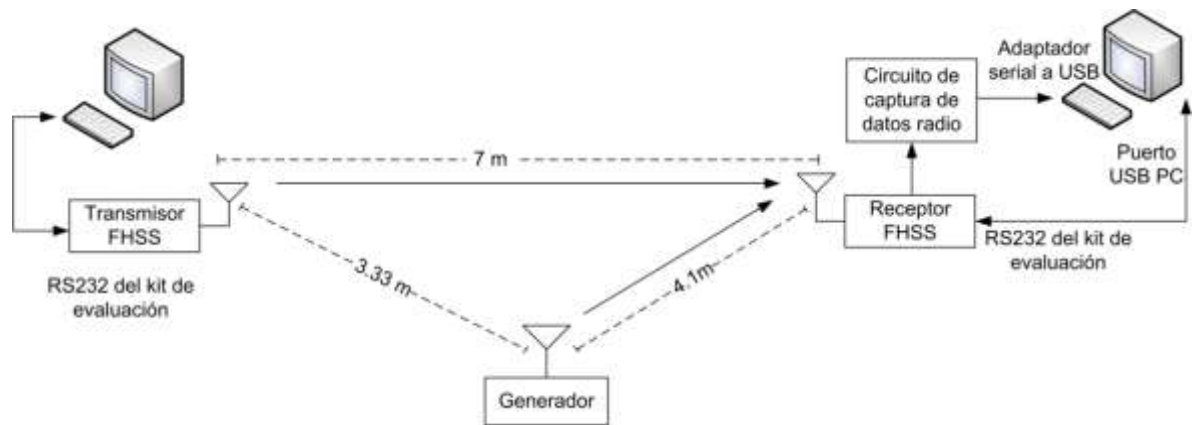


Figura 3.26 Implementación del sistema para evaluar el efecto de interferencia.

En primer lugar, se determinó el nivel de interferencia necesario para afectar uno de los canales de la tabla de saltos. Para lo cual la tabla de saltos de los módulos radio, fue configurada en un mismo canal de salto de manera que el sistema estableciera su funcionamiento en una sola frecuencia, el canal seleccionado fue el 25 (ver Tabla 2.4) con una potencia de transmisión de -10 dBm.

Después de haber configurado la tabla de saltos, se generó interferencia comenzando con niveles de potencia desde -50 dBm, con el objeto de determinar el nivel donde se interrumpe la comunicación por completo, o que genere una pérdida de datos de más del 50%.

El nivel de interferencia necesario para interferir la comunicación es para modo WB de -29.5 dBm y para modo NB de -19.5 dBm, teniendo en cuenta que la potencia de la portadora fue de -10 dBm.

Una vez determinados los niveles de interferencia, se procedió a estudiar el desempeño del sistema configurándolo para que salte en todos los canales disponibles. La interferencia generada es una señal de banda angosta establecida en la frecuencia de operación del canal 25. En la Figura 3.27 se ilustra la forma cómo influye la interferencia en los canales disponibles.

Los resultados no fueron muy buenos especialmente por la falla de la sincronización. Tanto en NB como en WB la información se perdió a partir del cuarto salto de la tabla, que corresponde al canal 25, por lo que el número de tramas que llegan sin errores al receptor fue únicamente 3 ya que el sistema envía una trama en cada salto³⁴. A partir del momento de que el sistema saltó al canal interferido se perdió la sincronización en la

³⁴ Esto fue verificado analizando las tramas de los archivos capturados en las pruebas de interferencia

secuencia de saltos y por éste motivo las tramas restantes no se detectaron, esto fue visto en todas las pruebas.

Por lo tanto el desempeño en NB fue 17.6 % (el número de tramas totales por prueba es de 17) y en WB de 21.42% (el número total de tramas enviadas por prueba es de 14). Por éste motivo el desempeño de BER y de FER fue deficiente.

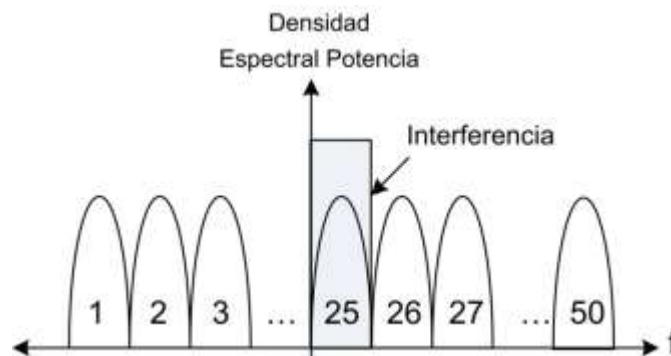


Figura 3.27 Interferencia en banda angosta en sistemas FHSS.

Los resultados obtenidos, interfiriendo el canal 25 en cada uno de los modos (NB y WB), se mencionan a continuación:

- El sistema pierde la sincronización en el momento que salta al canal interferido.
- No hay un proceso de reconexión, ni de restablecimiento de la conexión por interferencias en banda angosta. Sin embargo, uno de los métodos utilizados por el kit de evaluación para evadir interferencias es retransmitir los datos enviados en máximo tres canales diferentes. El receptor determina cual es la trama que llegó en mejores condiciones y desecha las restantes, al evaluar ésta característica el sistema no presenta inconvenientes con el canal interferido.
- Con el sistema configurado en la sub-banda baja (los canales de la sub-banda baja son desde el 0 - 24), la interferencia en el canal 25 no tiene ningún efecto en la comunicación.
- La falla en la sincronización por efectos de interferencia analizados en las pruebas, determinó que el sistema no tiene una verdadera ganancia de procesamiento característico de éstos sistemas.

UNIDAD 4. CONCLUSIONES

En el presente trabajo de grado, se determinó el desempeño de la técnica de espectro ensanchado por salto en frecuencia FHSS en la banda de 900 MHz en un enlace radio punto a punto. El estudio se enfocó principalmente en la determinación del desempeño mediante la BER y FER que se presentan en éste sistema de comunicación, teniendo en cuenta características y parámetros del enlace como; velocidad de transmisión de datos, potencia recibida, ancho de banda, e interferencias.

Con el desarrollo de este trabajo, se adquirieron conocimientos con respecto a las técnicas de transmisión basadas en espectro ensanchado, principalmente FHSS, como el uso característico del espectro, la eficiencia de los saltos de frecuencia respecto a interferencias, las fortalezas y debilidades que existen respecto del modo de transmisión y la confidencialidad de la información. Así mismo, en las diversas prácticas llevadas a cabo se adquirió experiencia en la adquisición y procesamiento de señales digitales y el manejo de dispositivos de comunicaciones radio como el kit de evaluación de Adeunis RF.

El uso del kit de evaluación, a pesar de su eficiencia y calidad, permitió realizar el estudio del desempeño de la técnica FHSS en la banda de 900 MHz en comunicaciones punto – punto en 3 escenarios diferentes evidenciando sus fortalezas y debilidades para su uso en diversas aplicaciones como comunicación de datos, telemetría y control, entre otras.

Los resultados obtenidos del estudio del desempeño de la técnica FHSS en 900 MHz, brindan información relevante acerca del desempeño de ésta técnica, sus debilidades y fortalezas, que complementan la investigación en todos los aspectos de éste tipo de sistemas. Éstos resultados permiten adquirir elementos adicionales al Grupo de Radio e InAlámbricas (GRIAL) del departamento de Telecomunicaciones para el avance en el estudio de las comunicaciones en espectro ensanchado.

4.1 ACERCA DEL KIT DE EVALUACIÓN DE ADEUNIS RF.

En relación al kit de evaluación utilizado se concluye lo siguiente:

El modulo radio de Adeunis RF cumple con los parámetros establecidos por la FCC 15.247³⁵.

El kit de evaluación de Adeunis RF, no tiene un generador de secuencias pseudoaleatorias que defina un verdadero patrón pseudoaleatorio de saltos en frecuencia, en su lugar establece un patrón o tabla de saltos predeterminada o configurada por el usuario mediante de comandos AT. En la práctica se comprobó que si la tabla de saltos en frecuencia no tiene un patrón pseudoaleatorio, es posible determina la secuencia utilizando el equipo adecuado.

La técnica se ve afectada por otros sistemas según se corroboró en las pruebas realizadas en espacio libre, donde se encontró la presencia de información transmitida por otros sistemas, que en ocasiones interrumpía la sincronización del sistema implementado.

La temperatura de operación del modulo transceptor, tiene un efecto directo sobre la estabilidad en frecuencia y un efecto indirecto en la medición de la RSSI afectando con ello el desempeño de la comunicación.

La sincronización es uno de los factores determinantes en la técnica FHSS, ya que sin la eficiencia de éste parámetro, la comunicación entre el dispositivo transmisor y el receptor no se puede llevar a cabo de manera segura y confiable. En la práctica se encontró que la perdida de sincronización en el sistema implementado ocurre cuando el receptor no identifica una trama en el canal.

Aunque el proceso de inicio de la comunicación es correcto, hay falencias marcadas en los procesos de mantener una sincronización estable debido al desfase de tiempo existente en los ciclos de reloj de cada uno de los módulos radio.

Los mecanismos que dispone el kit de evaluación para contrarrestar el efecto de interferencias son el uso de tres bandas de operación (sub-banda alta, sub-banda baja y toda la banda), la implementación de una secuencia de saltos de frecuencia que puede ser establecida de manera que se evite canales interferidos y la retransmisión de información en diferentes canales de la tabla.

³⁵ Visite: http://www.fcc.gov/Bureaus/Engineering_Technology/Public_Notices/2000/da000705.txt

Según el fabricante Adeunis RF, el kit de evaluación adquirido, tiene la capacidad de establecer un enlace en condiciones de espacio libre de hasta 6000 metros para NB y de 5000 para WB. Sin embargo debido a los problemas de sincronización, el enlace no puede desempeñarse de manera correcta para estas distancias.

En general, en todas las pruebas realizadas en los escenarios de espacio libre y en interiores, predominó un mejor desempeño, tanto de BER como de FER, de WB sobre NB. Uno de los motivos que pueden sustentar éste resultado es que en WB, el sistema mantiene la sincronización respecto de NB debido a que utiliza mas tramas, esto significa que en WB son detectadas mayor número de tramas completas que en NB.

4.2 ACERCA DEL DESEMPEÑO DE LA TÉCNICA FHSS.

De acuerdo con los resultados obtenidos en los pruebas de los tres escenarios, se encontró que la técnica es afectada por interferencias en banda angosta generadas por otros sistemas que funcionan en la misma banda, lo cual ocasiona pérdidas de información y de sincronización. Debido a los resultados obtenidos con el kit de Adeunis RF, se resalta la necesidad de que la técnica FHSS implemente procesos complejos que permitan mantener la sincronización de la tabla de saltos.

Para incrementar la protección de la información contenida en el campo de datos, la técnica FHSS debe contar con métodos de encriptación seguros de manera que se evite la captura de información por cualquier intruso.

Adicional a las ventajas que ofrece FHSS, es importante resaltar que esta técnica implementa diversidad en frecuencia dado que se utilizan múltiples canales con lo cual se evita los posibles problemas en algunos de los canales, tales como desvanecimiento profundo o interferencia elevada [2].

La BER obtenida en prácticas muestra que el número de errores están en niveles aceptables para una comunicación punto-punto con la técnica FHSS, Tabla 4.1. Sin embargo, mejoras en la calidad de los dispositivos hardware (cristales y filtros) permitirán mejorar la estabilidad en frecuencia y disminuir los errores de la comunicación.

Tabla 4.1 Niveles de energía de bit a densidad espectral de ruido para una BER de 10^{-3} .

Escenario	NB	WB
Espacio Libre	56 dB	38 dB
Interiores	32 dB	25 dB

En general la técnica FHSS evaluada tiene mucho futuro y ventajas, pero el kit adquirido para evaluarla no tuvo el desempeño esperado en parámetros que son determinantes en éste tipo de sistemas como la sincronización y la estabilidad en frecuencia. Al respecto de estos aspectos, los resultados obtenidos fueron los siguientes:

- El valor de E_b/N_0 obtenido según las gráficas fue alto, una de las razones para que esto se presentará es que se utilizó un valor teórico para la densidad espectral de potencia de ruido, haciendo un análisis más ajustado a la realidad, se puede establecer el valor de N_0 de la siguiente manera:

$$N_{0[Hz]} = \frac{\text{Piso de ruido}}{\text{Ancho de banda de canal}} \quad (4.1)$$

El piso de ruido, según los datos obtenidos en las prácticas fue de -108 dBm, y según el FCC 15.247 el ancho de banda de canal para el sistema usado es de 500 KHz. Haciendo los cálculos necesarios para operar estos valores, según la ecuación (4.1), la densidad de potencia de ruido es igual a -157.98 [dBm/Hz]. Este valor está 10 dB por encima del valor teórico indicado en la ecuación (3.7), y que fue tomado para la evaluación y análisis de desempeño en todos los casos considerados.

- El ancho de banda del espectro utilizado comprende un amplio rango de frecuencias (24.5 MHz), pero el ancho de banda del sistema es considerablemente menor (48.47KHz para NB y 165.1KHz para WB).
- La estabilidad en frecuencia es directamente afectada por la variación temperatura.
- Aunque el nivel de potencia es bueno (100 y 500 mW), el desempeño del kit no permite aprovechar esta característica para implementar enlaces con grandes distancias.

Los resultados obtenidos de RSSI en el sistema evaluado en [15] y los de Eb/No en otros trabajos de grado como en [36], muestran aproximación a los altos valores de estos parámetros obtenidos en la práctica para el sistema implementado en éste proyecto. Esto muestra que los valores teóricos de la densidad de potencia de ruido deben ser ajustados según las condiciones reales de funcionamiento.

4.2.1 APLICACIÓN DE LA TÉCNICA FHSS EN SISTEMAS DE TELEMETRÍA Y TELECONTROL.

Una de las aplicaciones de la técnica FHSS es en sistemas de telemetría y telecontrol. La telemetría se define como la tecnología que permite la medición remota de magnitudes físicas y su posterior transmisión hacia una unidad de procesamiento. En general la telemetría usa una topología en estrella mediante una estación base de procesamiento, que controla y atiende a varios dispositivos y sensores, que pueden ser de diferentes tipos y que están distribuidos en las distintas ubicaciones [16].

Las fortalezas de la técnica FHSS y la seguridad que brinda para información [2] frente a interferencias o intrusos, pueden proporcionar un método de comunicación eficaz para monitorear un gran número de dispositivos y sensores en telemetría y telecontrol.

Sin embargo al respecto de los resultados obtenidos, se hace necesario que la comunicación por FHSS tenga un proceso complejo de sincronización y un generador de secuencias pseudoaleatorias efectivo de manera que se cuente con las herramientas de seguridad características de ésta técnica. Estos aspectos son importantes si se tiene en cuenta que la utilización de frecuencias en bandas ISM, es propenso a interferencias en banda angosta y banda ancha.

4.3 TRABAJOS FUTUROS

Algunas de las propuestas acerca de los trabajos futuros se describen a continuación:

- Mejorar el desempeño del sistema implementado y diseñar un esquema software – hardware que implemente un generador de secuencias pseudoaleatorias que defina un patrón pseudoaleatorio de saltos de frecuencia. Así mismo que se

implemente un tipo de codificación en el campo para evaluar sus ventajas en sistemas FHSS.

- Desarrollar una aplicación software que implemente un sistema Radio Flexible (*Adaptive Ratio*) el cual tenga la capacidad de evadir interferencias o adaptar el sistema de transmisión para el mejor desempeño posible. Esto significa que, dinámicamente se definan los canales interferidos u ocupados en los saltos en frecuencia por medio de saltos de frecuencia adaptativos [20].
- Evaluación de comunicaciones en alguno de los canales de la banda de 915 MHz, dado que el equipo adquirido permite configurar el sistema para que los saltos sean en un mismo canal, de esta manera es posible utilizar únicamente un solo canal de todos los disponibles.

BIBLIOGRAFÍA

- [1] A. Viterbi. "*CDMA Principios de Comunicaciones de Espectro Ensanchado*", 2 th. ed., Addison-Wesley, pp. 11-34, 60-63, 1995.
- [2] M. Simon- Kenneth, J. Omura, R. Scholts, B. Levitt, "*Spread Spectrum Communications Handbook*", 2nd. ed., McGraw-Hill Professional, pp. 20-29, 141-144, 153-168, 227, 2002.
- [3] S. Haykin, "*Communication Systems*", 4 th. ed., Jhon Wiley & Sons, pp. 480-511, 1995.
- [4] V. Dubendorf, "*Wireless Data Technologies*", 1 st. ed., John Wiley & Sons, pp. 9-11, 2003.
- [5] D. Rodriguez. "*Sistemas Inalambricos de Conmutación Personal*", Marcombo, pp 11, 2004.
- [6] P. Jhon G, M. Salehi, "*Communications Systems Engineering*", Prentice Hall, pp. 742-743, 758-759, 2002.
- [7] W. Tomasi, "*Sistemas de Comunicaciones Electronicas*", Prentice Hall,. Pp 34-36, 141,142, 471. 2003
- [8] Adeunis. Guia de Usuario, modulo ARF54 UART TTL, Francia, 2008.
- [9] B. Carson, P. Crilly, "*Communications Systems*", McGraw-Hill, pp 278-279, 2002.
- [10] B. Olave, B. Tore, H. Svein, H. Jens, S. Reidar, "*Spread Spectrum in Mobile Communications*", The Institute of Electronical Engineers, pp. 33-34, 1998.
- [11] M. Liu, "*Demystifying switched capacitor circuits*", Elsevier Inc, 2006.
- [12] R. Ziemer, "*Fundamentals of Spread Spectrum Modulation*", Morgan & Claypool Publishers, Vol. 3, pp. 11-24, 2007.

- [13] E. Herrera, "*Introducción a las telecomunicaciones modernas*", Noriega: Limusa S.A, 2004.
- [14] E. McCune, "*Practical Digital Wireless Signals*", Cambridge University Press, 2010.
- [15] A. Eladawy. (2010, Agosto 19). *Bluetooth / WLAN receiver Design Methodology and IC implementations pp 194* [En línea]. Disponible: <http://citeseerx.ist.psu.edu/viewdoc/download?doi=10.1.1.92.2517&rep=rep1&type=pdf>
- [16] V. asilevskiy, Antropov Victor, "*Practical aspects of FHSS-based ISM band wireless telemetry system Development*", Universidad técnica de radioingeniería de Omsk. [En línea]. Disponible: <http://as.utia.cas.cz/files/101.pdf> [Consultado: Agosto 1 de 2010]. pp 1
- [17] C. Pérez, "*Sistemas de telecomunicación*", Servicio de Publicaciones de la Universidad de Cantabria, 2007.
- [18] A. Jan, "*Serial port complete: programming and circuits for RS-232 and RS-485 links and networks*", Lakeview Research, 1998.
- [19] M. Gil Rodríguez," *Introducción rápida a Matlab y Simulink para ciencia e ingeniería*", Ediciones Díaz de Santos, 2003.
- [20] M. Cardei, "*Resource management in wireless networking*", Springer Science+Business Media, pp 265 ,2005.
- [21] A.Goldsmith, "*Wireless Communications*", Cambridge University Press, pp. 40-41, 2005.
- [22] A. Donate, "*Electrónica digital fundamental*", Marcombo S.A, pp. 47, 2004.
- [23] M. Mano, "*Diseño digital*", Pearson Education, pp, 111-113, 2003.
- [24] M. Gorriacho Moreno, J. Gorriacho Moreno, "*Comunicaciones móviles*". Edicions UPC, 2002.
- [25] J. Proakis, "*Digital Communications*", McGraw Hill, 2 nd. ed., pp 744-747, 1989.
- [26] A. Oppenheim, A. Willsky, S. N. Hamid, "*Señales y sistemas*", Pearson Educación, 1998.

- [27] B. Fette, R. Aiello, P. Chandra, Daniel M, "*RF & wireless technologies*", Elsevier Inc, pp. 722, 2008.
- [28] D. Pack, S. Frank Barrett, "*Microcontroller theory and applications*", 2008.
- [29] V. Quintero, H. Jaramillo, "*Exactitud y Estabilidad en Frecuencia de un Prototipo Funcional de Comunicacion de Datos Via Radio de Bajo Costo*" Congreso Colombiano de Comunicaciones IEEE COLCOM 2008.
- [30] Analog devices, "*High Performance, ISM Band,FSK/ASK Transceiver IC ADF7020*" [En línea]. Disponible: http://www.analog.com/static/imported-files/data_sheets/ADF7020.pdf [Consultado: Agosto 10, 2010]
- [31] H. Sasaoka, "*Mobile communications*", Ohmsha, pp. 19, 1997.
- [32] D. Adamy, "*Introduction to Electronic Warfare*", Artech House, pp. 109, 2003.
- [33] J. Camargo Olivares, "MODELO DE COBERTURA PARA REDES INALÁMBRICAS DE INTERIORES", CAPÍTULO 6: MODELOS DE PROPAGACIÓN EN INTERIORES, pp 150-151 [En línea]. Disponible: <http://bibing.us.es/proyectos/abreproy/11761/fichero/Vol%FAmen2%252F11-Cap%EDtulo6+-+Modelos+de+propagaci%F3n+en+interiores.pdf> [Consultado: Septiembre 8, 2010]. 2009.
- [34] K. Pahlavan, P. Krishnamurthy, "Principles of Wireless Networks" Prentice Hall, pp 49-50, 2002.
- [35] R. Oriol Sallent, V. José Luis, "*Principios de comunicaciones móviles*", 1 st. ed., CPET (Centre de Publicacions del Campus Nord), pp. 54-55, 2003.
- [36] Gomez Fernandez C. y Gonzalez Yury M, "Implementación, análisis y evaluación de un sistema de comunicación de datos vía radio punto a punto de corto alcance en UHF" Universidad del Cauca, Popayán, pp. 76, 77, 78, 2009.
- [37] D. Torrieri, "*Principles of Spread Spectrum Communications Systems*", 2 nd. ed, pp. 129-177, 2005.
- [38] C. Torres, C. Páez, "*Análisis de un sistema de comunicaciones afectado por los desvanecimientos plano y lento tipo Rayleigh*", Pontificia Universidad Javeriana, 2008 pp 37 ,[En línea]. Disponible en: <http://redalyc.uaemex.mx/src/inicio/ArtPdfRed.jsp?iCve=47712102>.

[39] D. Pérez, "Modelo de la Envolvente Compleja", pp 1-10 En línea]. Disponible en:
<http://duberpp.hostoi.com/TC/IMPRI%2006.pdf>

