

CENTRO DE INVESTIGACIÓN Y DE ESTUDIOS
AVANZADOS DEL INSTITUTO POLITÉCNICO NACIONAL

UNIDAD ZACATENCO

DEPARTAMENTO DE INGENIERÍA ELÉCTRICA

SECCIÓN DE COMUNICACIONES

**“ESTUDIO DE UN ENLACE MIMO 2X2 EMPLEANDO RADIOS
UNIVERSALES DEFINIDOS POR *SOFTWARE*”**

T E S I S

Que presenta

MANFREDO MANUELIEVICH CEJA PACHINSKI

Para obtener el grado de

MAESTRO EN CIENCIAS EN INGENIERÍA ELÉCTRICA

Director de la Tesis:

Dr. Hildeberto Jardón Aguilar

Ciudad de México

Abril, 2021

AGRADECIMIENTOS

Al Dr. Hildeberto Jardón Aguilar por su invaluable apoyo e infinita sabiduría, los cuales fueron proporcionados en cada uno de los pasos de la elaboración de este trabajo.

Al Dr. Ricardo Gómez Villanueva, al Mtro. Rubén Flores Leal, y al Mtro. Ángel Pérez Miguel por sus consejos, apoyo en el diseño, simulación, construcción y caracterización de las antenas utilizadas en este trabajo de tesis.

Al Ing. Francisco Elías Ramírez por el apoyo en la elaboración de las antenas por proceso fotolitográfico y por la detallada explicación de dicho proceso.

Al personal de la Sección de Comunicaciones del CINVESTAV por haber estado en cada uno de los pasos de esta etapa de vida, por su apoyo técnico y moral.

Al CONACYT por los fondos proporcionados por el Programa de Becas y por el Proyecto de Ciencias Básicas 2019, los cuales permitieron mi preparación académica y profesional, y permitieron la elaboración de este trabajo de tesis.

A mi familia y amigos que estuvieron en cada uno de los pasos y tropiezos de este camino, que estuvieron para ofrecer palabras de aliento, apoyo incondicional y ayudaron a nunca perder de vista el objetivo.

¡Muchas gracias!

ÍNDICE

AGRADECIMIENTOS	I
RESUMEN	V
ABSTRACT	VI
LISTA DE ACRÓNIMOS	VII
INTRODUCCIÓN	IX
OBJETIVOS	X
Capítulo 1. Fundamentos, Evolución y Estado del Arte de los Radios Universales Definidos por <i>Software</i> Aplicados a Sistemas MIMO	1
1.1 Fundamentos de los Radios Definidos por <i>Software</i>	1
1.1.1 <i>Radio Definido por Software: Puro y Pragmático</i>	3
1.1.2 <i>Ventajas de los Radios Definidos por Software</i>	5
1.1.3 <i>Limitaciones de los Radios Definidos por Software</i>	10
1.2 Arquitecturas de los Radios Definidos por <i>Software</i>	13
1.2.1 <i>Funciones Básicas y Características de un Receptor</i>	14
1.2.2 <i>Funciones Básicas y Características de un Transmisor</i>	16
1.2.3 <i>Radio Definido por Software Ideal</i>	17
1.2.4 <i>Radio Definido por Software – Superheterodino</i>	20
1.2.5 <i>Radio Definido por Software con Conversión Directa</i>	27
1.2.6 <i>Radio Definido por Software de Frecuencia Intermedia Baja</i>	31
1.2.7 <i>Radio Definido por Software – Analog Devices Serie AD93XX</i>	32
1.3 Características de los Radios Definidos por <i>Software</i> (USRP B210 <i>Ettus Research</i>)	36
1.4 Fundamentos de las Técnicas MIMO	40
1.4.1 <i>Diversidad Espacial</i>	42
1.4.2 <i>Multiplexaje Espacial</i>	47
1.5 Aplicación de Técnicas MIMO y Radios Universales Definidos por <i>Software</i>	50
CONCLUSIONES	52
REFERENCIAS	53
Capítulo 2. Sistemas de Radiocomunicación en las Bandas ISM	57
2.1 Definiciones y Reglamentación del Espectro Electromagnético	57
2.1.1 <i>Definiciones, Convenciones y Nomenclatura</i>	60
2.1.2 <i>Clasificación del Espectro Electromagnético</i>	63
2.2 Fundamentos y Reglamentación de las Bandas ISM	68
2.3 Sistemas de Radiocomunicación en las Bandas ISM	71
2.3.1 <i>Técnicas y Sistemas de Espectro Disperso</i>	71

2.4 Sistemas de Radiocomunicación en las Banda 2.4 GHz	97
2.4.1 Características de las Bandas del Espectro Electromagnético	97
2.4.2 Sistemas de Comunicación en la Banda 2.4 GHz	105
CONCLUSIONES	107
REFERENCIAS	109
Capítulo 3. Intervalo Dinámico de los Radios Universales Definidos por Software	113
3.1 Parámetros que Determinan el Intervalo Dinámico	119
3.1.1 Figura de Ruido	125
3.1.2 Punto de Intersección de Segundo Orden IIP2 y Tercer Orden IIP3	132
3.1.3 Punto de Compresión 1-dB	141
3.1.4 Ruido de Fase	143
3.2 Intervalo Dinámico de los Radios Universales Definidos por Software (USRP B210)	146
3.3 Requerimientos de RF de los Estándares de la Banda ISM 2.4 GHz	149
3.4 Mejoras en el Desempeño de la Etapa de RF en los Receptores de lo Radios Universales Definidos por Software (USRP B210)	153
3.4.1 Incremento en la Sensibilidad del Receptor USRP B210	154
3.4.2 Incremento en el Intervalo Dinámico del Receptor USRP B210	157
CONCLUSIONES	167
REFERENCIAS	168
Capítulo 4. Antenas MIMO para la Banda 2.4 GHz	173
4.1 Características de las Antenas para la Banda 2.4 GHz	174
4.1.1 Parámetros que Evalúan el Desempeño de las Antenas MIMO	174
4.1.2 Propiedades y Características de los Esquemas de Diversidad y su Impacto en el Desempeño de las Antenas MIMO	178
4.1.3 Técnicas de Desacoplamiento a Nivel Circuito	181
4.2 Diseño, Simulación, Construcción y Caracterización de una Antena MIMO de 2 Elementos	185
4.2.1 Diseño y Simulación de la Antena MIMO de 2 Elementos	185
4.2.2 Fabricación de la Antena MIMO de 2 Elementos	201
4.2.3 Comparativa de Desempeño de las Antenas Fabricadas	207
4.3 Comparativa de la Antena MIMO de 2 Elementos y Antenas Omnidireccionales	212
CONCLUSIONES	215
REFERENCIAS	217
Capítulo 5. Implementación de un Sistema Punto a Punto MIMO con Radios Universales Definidos por Software	223
5.1 Simulación y Evaluación de un Enlace dentro de la Plataforma GNU Radio	223
5.1.1 Simulación de un Enlace en un Canal con Ruido Blanco Gaussiano, Deriva en Frecuencia y Multi-trayectorias	236
5.1.2 Algoritmo para el Procesamiento de Datos Recibidos – Tasa de Error	238
5.1.3 Simulación de un Enlace 1x2 con Esquema de Diversidad de Ganancia Uniforme	242

5.1.4 <i>Simulación de un Enlace MIMO 2x2</i>	250
5.2 Implementación y Evaluación de un Enlace Punto a Punto con Radios Definidos por <i>Software</i>	257
5.2.1 <i>Configuración del Transmisor y Receptor en GNU Radio</i>	257
5.2.2 <i>Condiciones Electromagnéticas para la Evaluación del Enlace</i>	262
5.2.3 <i>Implementación y Evaluación del Enlace Punto a Punto</i>	266
5.3 Implementación y Evaluación de un Enlace 1x2 con Radios Definidos por <i>Software</i>	269
5.4 Implementación y Evaluación de un Enlace MIMO 2x2 con Radios Definidos por <i>Software</i>	277
CONCLUSIONES	283
REFERENCIAS	285
Capítulo 6. Resultados, Conclusiones y Trabajo a Futuro	289
6.1 Discusión de Resultados y Conclusiones Generales	289
6.2 Trabajo a Futuro	295
Apéndice A	298
Apéndice B	303
Apéndice C	304
Apéndice D	305
Apéndice E	307

RESUMEN

En este trabajo de tesis se realizó un análisis de las ventajas y limitaciones de los Radios Universales Definidos por *Software*, desde una perspectiva general como tecnología, realizando una comparación con los sistemas tradicionales de radiocomunicación, y su empleo con las técnicas MIMO. De igual forma, se hizo un estudio desde una perspectiva de *hardware* de dichos radios considerando los requerimientos establecidos por diferentes estándares que operan en la banda ISM de 2.4 GHz, con especial énfasis en los receptores y considerando la plataforma USRP B210 de Ettus Research.

Se hizo un estudio de las características de las distintas bandas del espectro electromagnético y se determinaron las razones de empleo de dicha banda.

Se realizó un estudio de las antenas MIMO y los parámetros que evalúan su desempeño. Se hizo el diseño, simulación, construcción, y caracterización de una antena MIMO de 2 elementos, mediante 2 procesos de fabricación diferentes. También, se hizo la comparativa de desempeño con las antenas omnidireccionales comúnmente encontradas con los Radios Definidos por *Software* de manera comercial.

Finalmente, se hizo un análisis de las ventajas y limitaciones de la plataforma computacional GNU Radio, tanto como ecosistema de simulación, como ecosistema de programación de los Radios Definidos por *Software*, implementando enlaces punto a punto, empleando esquemas de diversidad, técnicas MIMO, tanto simulados como físicos, empleando RDS USRP B210.

ABSTRACT

In this thesis work, an analysis was made of the advantages and limitations of Software Defined Radios, from a broad perspective as technology, making a comparison with traditional radio communication systems, and their use with MIMO techniques. Likewise, a study was made from a hardware perspective considering the requirements established by different standards in the 2.4 GHz ISM band, with special emphasis on receivers and considering the USRP B210 platform from Ettus Research.

A study was carried out of the characteristics of the different bands of the electromagnetic spectrum and the grounds for using this band were determined.

An analysis of MIMO antennas and the parameters that evaluate their performance. The design, simulation, construction, and characterization of a 2-element MIMO antenna were made employing 2 different manufacturing processes. Also, the performance comparison took place with the omni-directional antennas commercially available with the Software Defined Radios. Finally, an analysis was conducted of the advantages and limitations of the GNU Radio software platform, both as a simulation ecosystem and as a programming ecosystem for Software Defined Radios, implementing point-to-point links, using diversity schemes, MIMO techniques, both simulated and physical using USRP B210 SDRs.

LISTA DE ACRÓNIMOS

Acrónimo	Español	Inglés
ADC	Convertidor Analógico - Digital	<i>Analog to Digital Converter</i>
AM	Modulación en Amplitud	<i>Amplitude Modulation</i>
ASIC	Circuito Integrado para Aplicaciones Específicas	<i>Application-Specific Integrated Circuit</i>
B	Ancho de banda	<i>Bandwidth</i>
BB	Banda Base	<i>Base Band</i>
BER	Tasa de bits erróneos	<i>Bit Error Rate</i>
BPF	Filtro Pasa-banda	<i>Band Pass Filter</i>
BPSK	Modulación de fase binaria	<i>Binary Phase Shift Keying</i>
CNC	Control Numérico Computarizado	<i>Computer Numerical Control</i>
CW	Onda Continua	<i>Continuous Wave</i>
DAC	Convertidor Digital - Analógico	<i>Digital to Analog Converter</i>
dB	Decibel	–
DBFS	Decibel referido a escala completa	<i>Full Scale referred decibel</i>
DBPSK	Modulación de fase binaria diferencial	<i>Differential Binary Phase Shift Keying</i>
DC	Corriente Directa	<i>Direct Current</i>
DSP	Procesador / Procesamiento Digital de Señales	<i>Digital Signal Processor / Processing</i>
DSSS	Espectro Disperso por Secuencia Directa	<i>Direct Sequence Spread Spectrum</i>
ECC	Coefficiente de Correlación de Envolvente	<i>Envelope Correlation Coefficient</i>
EHF	Frecuencia Extremadamente Alta	<i>Extremely High Frequency</i>
ELF	Frecuencia Extremadamente Baja	<i>Extremely Low Frequency</i>
FCC	Comisión Federal de Comunicaciones de Estados Unidos	<i>Federal Communications Commission</i>
FDD	Duplexaje por División de Frecuencia	<i>Frequency Division Duplexing</i>
FHSS	Espectro Disperso por Salto en Frecuencia	<i>Frequency Hopping Spread Spectrum</i>
FM	Modulación en Frecuencia	<i>Frequency Modulation</i>
FPGA	Matriz de Compuertas Programables	<i>Field-Programmable Gate Array</i>
FS	Escala completa	<i>Full Scale</i>
FSK	Modulación digital en frecuencia	<i>Frequency Shift Keying</i>
GPP	Procesador de Propósito General	<i>General Purpose Processor</i>
HF	Frecuencia Alta	<i>High Frequency</i>
IC	Circuito Integrado	<i>Integrated Circuit</i>
ID	Intervalo Dinámico / Identificador en GNU Radio	–
IF	Frecuencia Intermedia	<i>Intermediate Frequency</i>
IFT	Instituto Federal de Telecomunicaciones	–
IoT	Internet de las Cosas	<i>Internet of Things</i>
ISM	Médico, Industrial y Científico	<i>Industrial Scientific and Medical</i>
ITU-R	Unión Internacional de Telecomunicaciones – Radiocomunicación	<i>International Telecommunication Union - Radiocommunication</i>

LF	Frecuencia Baja	<i>Low Frequency</i>
LNA	Amplificador de Bajo Nivel de Ruido	<i>Low Noise Amplifier</i>
LO	Oscilador Local	<i>Local Oscillator</i>
LOS	Línea de vista	<i>Line of Sight</i>
LTE	Estándar de comunicaciones celulares de 4ta generación	<i>Long Term Evolution</i>
MEG	Ganancia Efectiva Promedio	<i>Mean Effective Gain</i>
MF	Frecuencia Media	<i>Medium Frequency</i>
MIMO	Múltiples Entradas - Múltiples Salidas	<i>Multiple Input - Multiple Output</i>
MSPS	Mega muestras por segundo (10^6)	<i>Mega Samples per Second</i>
MU MIMO	MIMO de Múltiples Usuarios	<i>Multi-User MIMO</i>
NCO	Oscilador Controlado Numéricamente	<i>Numerically Controlled Oscillator</i>
NLOS	Sin línea de vista	<i>Non Line of Sight</i>
OI	Oscilaciones Interferentes	–
PCM	Modulación por código de pulsos	<i>Pulse Code Modulation</i>
PN	Señal de dispersión pseudoaleatoria	<i>Pseudonoise</i>
RDS	Radio Definido por Software	–
RF	Radiofrecuencia	<i>Radiofrequency</i>
SDR	Radio Definido por Software	<i>Software-Defined Radio</i>
SHF	Frecuencia Súper Alta	<i>Super High Frequency</i>
SLF	Frecuencia Súper Baja	<i>Super Low Frequency</i>
SNR	Relación Señal a Ruido	<i>Signal-to-Noise Ratio</i>
SRR	Resonadores de Anillo Fracturados	<i>Split-Ring Resonators</i>
SSB	Banda Lateral Única	<i>Single Sideband</i>
SU MIMO	MIMO de Usuario Simple	<i>Single User MIMO</i>
TARC	Coefficiente de Reflexión Tota Activa	<i>Total Active Reflection Coefficient</i>
THF	Frecuencia Tremendamente Alta	<i>Tremendously High Frequency</i>
UHF	Frecuencia Ultra Alta	<i>Ultra High Frequency</i>
ULF	Frecuencia Ultra Baja	<i>Ultra Low Frequency</i>
UV	Ultravioleta	<i>Ultraviolet</i>
VCO	Oscilador Controlado por Voltaje	<i>Voltage Controlled Oscillator</i>
VHF	Frecuencia Muy Alta	<i>Very High Frequency</i>
VLf	Frecuencia Muy Baja	<i>Very Low Frequency</i>
VSWR	Relación de Onda Estacionaria de Voltaje	<i>Voltage Standing Wave Ratio</i>
XPR	Relación de Polarización Cruzada	<i>Cross Polarization Ratio</i>

INTRODUCCIÓN

En este trabajo de tesis se realizó el estudio de las ventajas y limitaciones de los enlaces punto a punto empleando técnicas MIMO, Radios Universales Definidos por *Software* y la plataforma de GNU Radio para la configuración de dichos radios, considerando las características que determinan el desempeño de las antenas en la banda de 2.4 GHz y configuración MIMO.

En el capítulo 1 se hace un estudio del estado del arte, ventajas y limitaciones de los Radios Definidos por *Software*, características de arquitectura y algunos ejemplos de aplicaciones de técnicas MIMO en estándares comerciales.

El capítulo 2 enumera la reglamentación que rige el uso del espectro electromagnético, los organismos encargados de dicha regulación, las diferentes bandas del espectro, características de propagación, ventajas y limitaciones de los distintos sistemas de radiocomunicación asignados a éstas, las bandas de propósito científico, médico e industrial ISM.

En el capítulo 3 se estudian las características que determinan el desempeño de los Radios Universales Definidos por *Software* con especial énfasis en el radio USRP B210 de *Ettus Research*, considerando alternativas para mejorar alguna de las características de la etapa de RF del receptor, y su impacto sobre otras características de desempeño.

En el capítulo 4 se establecen los parámetros que evalúan el desempeño de una antena MIMO. Así mismo, se realiza el diseño, simulación, construcción, caracterización, y comparativa de una antena MIMO de 2 elementos, empleando dos procesos de fabricación diferentes, y evaluando su desempeño contra antenas omnidireccionales disponibles de manera comercial en la banda de los 2.4 GHz.

El capítulo 5 se centra en el estudio experimental de enlaces en el ecosistema de GNU Radio, lo cual permite establecer métricas de referencia para la evaluación de los enlaces físicos implementados con los RDS USRP B210 y las antenas construidas en el capítulo 4.

En el capítulo 6 se exponen los resultados obtenidos y presenta los trabajos a futuro consecuentes de este trabajo de tesis.

OBJETIVOS

Objetivo Principal

Diseñar, construir y evaluar un enlace punto a punto con técnicas y antenas MIMO en la banda 2.4 GHz y usando Radios Universales Definidos por *Software* de propósito general y GNU Radio.

Objetivos Particulares

Analizar las ventajas y limitaciones de los Radios Definidos por *Software*.

Analizar las características y parámetros que definen el desempeño de los Radios Definidos por *Software*, y las estrategias para mejorar alguno de dichos parámetros y su impacto.

Estudiar las propiedades que presentan las distintas bandas del espectro radioeléctrico y su impacto en los distintos sistemas de comunicación que operan en éstas.

Estudiar los parámetros que evalúan el desempeño de las antenas MIMO.

Diseñar, simular, construir y caracterizar una antena MIMO de dos elementos para la banda de 2.4 GHz.

Analizar las ventajas y limitaciones que se tienen al emplear el ecosistema GNU Radio como plataforma de simulación, como plataforma de programación y operación de los Radios Definidos por *Software* desde una perspectiva de empleo de técnicas MIMO.

Capítulo 1. Fundamentos, Evolución y Estado del Arte de los Radios Universales Definidos por *Software* Aplicados a Sistemas MIMO

1.1 Fundamentos de los Radios Definidos por *Software*

Desde los inicios de la era de la radiocomunicación, los especialistas en el área han desarrollado e implementado alternativas para satisfacer las demandas de los usuarios y atacando problemas que surgen con el despliegue de nuevos equipos, protocolos y aplicaciones. Con ello, las tecnologías con las que se han puesto en funcionamiento estos sistemas han estado en constante evolución buscando minimizar el tamaño, incrementar las prestaciones de los equipos terminales como sensibilidad, potencia de transmisión, duración de la batería, intervalo dinámico, operación en distintas bandas, etc., con el objetivo de reducir costos, mejorar la coexistencia de los distintos sistemas que comparten el espectro electromagnético e incrementar su flexibilidad y adaptabilidad a las distintas condiciones de operación.

Por otro lado, paralelamente al desarrollo de la tecnología de radiocomunicación, también se hicieron avances significativos en el área de los dispositivos digitales de procesamiento y cómputo (*hardware*) y, a su vez, avances en las primitivas y programas (*software*) que se ejecutan en dichos dispositivos. Esto permitió la reducción de costos en la tecnología de los Procesadores Digitales de Señal – DSPs (del inglés *Digital Signal Processors*) en la década de los 80s [1], con lo que las dos áreas de desarrollo tecnológico antes mencionadas convergieron

para dar paso a transceptores digitales, primero en el ambiente militar y, con el tiempo, en el ambiente civil.

La combinación de estas dos disciplinas, junto con el incremento del grado de integración de los circuitos de RF y digitales, para formar sistemas de radiocomunicación es lo que hoy día se denomina Radio Definido por *Software* (RDS) que, de manera general, es todo aquel transmisor y receptor en el cual las tareas de procesamiento de la señal que originalmente se realizaban en el ambiente analógico, se realizan sobre una señal digitalizada utilizando *software* o programas en el dominio digital, para modificar uno o varios de los parámetros de los transceptores. Esto es, se tiene la digitalización de la señal analógica en alguna de las etapas del transceptor y se pueden modificar, por medio de *software*, una o más de sus funciones del procesamiento digital mediante una plataforma computacional, ya sea una computadora o un sistema embebido, permitiendo un funcionamiento flexible y adaptable a los distintos ambientes de operación [1][2][3].

Los RDS se pueden separar en dos bloques principales: el de radiofrecuencia (*front-end*) que tiene como propósito acondicionar la señal de radiofrecuencia antes de ser transmitida o al ser captada por la antena, y el bloque de banda base (*back-end*) que consta de convertidores analógico-digital seguido de dispositivos de procesamiento, ya sea una matriz de compuertas programables (FPGA), DSP, procesador de propósito general (GPP) o un circuito integrado para aplicaciones específicas (ASIC), aunque para estos últimos existe una discusión en cuanto a la flexibilidad ofrecida en los RDS ya que una vez programados no es posible reconfigurarlos [4], los cuales pueden realizar las funciones de modulación/demodulación, codificación/decodificación y acondicionamiento de señal en banda base. Considerando la

etapa en la cual se realiza la digitalización de la señal en el transceptor, se tienen dos definiciones de RDS: puro y pragmático.

1.1.1 Radio Definido por Software: Puro y Pragmático

Existe una diferencia entre los conceptos de los RDS. En sus inicios, el concepto de RDS consistía en la capacidad de reconfigurar la interfaz de radiofrecuencia de un transceptor a distancia o utilizando el mismo canal de radio, implicando que se tiene un convertidor analógico-digital en el radio directamente conectado a la antena. A esta configuración se le ha denominado Radio Definido por *Software* Puro (también llamado RDS Ideal). Sin embargo, debido a las limitaciones de los convertidores analógico-digitales y a las condiciones adversas en la que operan los sistemas de radiocomunicación en un ambiente de interferencia, este tipo de filosofía no ha tenido éxito comercial. Estas limitaciones serán estudiadas a detalle en la sección 1.2 y a lo largo de este trabajo de tesis.

En cambio, una perspectiva mucho más flexible define a los RDS como aquellos dispositivos en los cuales se les puede modificar o reconfigurar en cualquier capa su arquitectura o en el nivel de la pila de protocolos, ya sea a través del canal de radio o por otros medios [5][6], a los cuales se les denomina RDS pragmáticos. Esto es, la flexibilidad de configuración en el dominio digital en alguna de las etapas de procesamiento, y la combinación entre etapas de procesamiento analógicas y digitales, acondicionando la señal analógica preparándola para su

conversión al ambiente digital, subsanando desventajas que se tendrían al hacerlo de manera directa.

Algunos autores proponen una clasificación más detallada de los RDS [3] en función del bloque en el cual se realiza la conversión del dominio analógico al digital. En la figura 1.1 se presenta, en un diagrama simplificado, la ubicación de los convertidores analógico-digital y la definición correspondiente. No obstante, independientemente de la etapa en la cual se realiza dicha conversión, de forma general se tiene un procesamiento de la señal en el dominio digital, por lo cual y para fines prácticos, serán considerados como RDS.

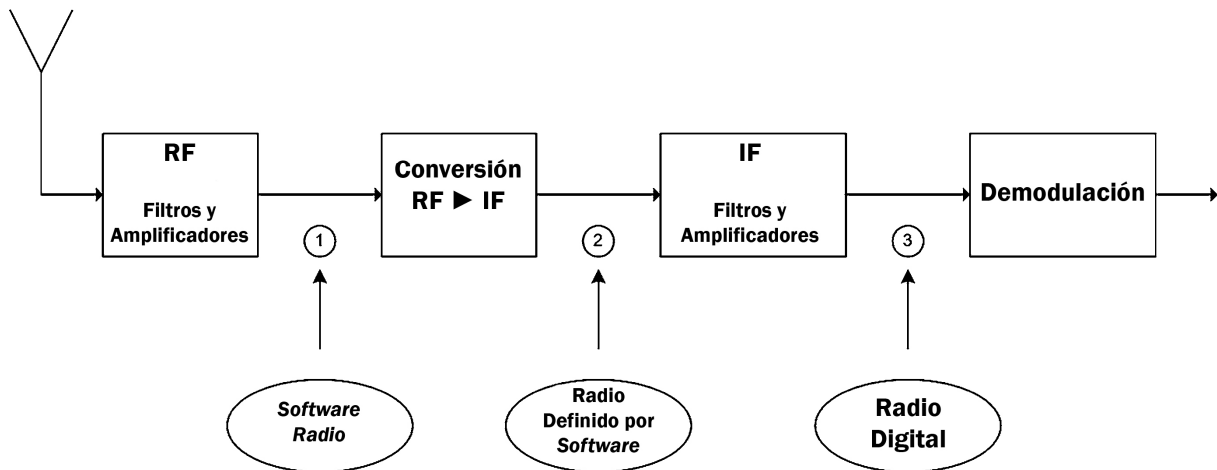


Fig. 1.1 Diagrama a bloques simple que muestra las diferentes etapas de digitalización en un radio receptor [3].

Así mismo, independientemente del punto de la arquitectura de los transceptores en donde se realiza la conversión del dominio analógico al dominio digital y viceversa, es posible enumerar una serie de ventajas y limitaciones que caracterizan a los Radios Definidos por *Software*.

1.1.2 Ventajas de los Radios Definidos por Software

El diferenciador de la tecnología de los RDS consiste en que se tiene una o más etapas de procesamiento en el dominio digital. Esto implica que independientemente de la naturaleza de la información, ya sea voz, imágenes, video, texto, etc., es procesada de la misma manera, puesto que es representada en el dominio digital como un conjunto de bits. Con ello, se tiene que los RDS poseen la capacidad para operar con distintas fuentes de información de manera flexible y adaptiva, y bajo ciertas condiciones, de manera simultánea. Basta con tener la representación en el dominio digital de las señales de información para que éstas puedan ser procesadas y transmitidas por estos transceptores. Así mismo, es posible realizar procesos de codificación, encriptación y/o compresión de la información de manera flexible, de acuerdo con la naturaleza de la información, condiciones de canal, requisitos de transmisión, etc.

Por otro lado, en los RDS también se tiene flexibilidad en los esquemas de modulación, los cuales se pueden seleccionar en función del tipo de información a transmitir, condiciones de canal, requerimientos de tasa de transmisión y ancho de banda, entre otros. En la figura 1.2 se muestran las diferentes curvas de probabilidad de error para distintos esquemas de modulación y la relación de energía de bit a ruido requerida. De ésta, se observa la ventaja en los distintos esquemas de modulación y la posibilidad de tener una asignación dinámica en los transceptores. Por ejemplo, en caso de tener buenas condiciones de canal, lo cual se traduce en una buena relación señal a ruido, se puede incrementar el orden de modulación para aumentar la tasa de transmisión, haciendo más eficiente el uso de los recursos de comunicación. Por otro lado, en caso de no requerir mayor tasa, se puede reducir la potencia de transmisión para hacer uso eficiente de los recursos de energía, alargando el tiempo de operación de los equipos

terminales, característica limitante en los dispositivos móviles o personales. Más aun, se pueden actualizar o introducir nuevos esquemas de modulación pese a que el sistema se encuentre en operación, realizando una actualización de las primitivas o programas que se ejecutan en los dispositivos de procesamiento, permitiendo a los transceptores operar con un mayor abanico de posibles esquemas conforme la tecnología avanza, sin que exista interrupción en el servicio, salvo en el periodo de actualización del sistema, que bien puede ser de unos cuantos segundos, lo cual significa un ahorro económico sustancial para las compañías prestadoras de servicios y una experiencia sin contratiempos para los usuarios. Adicionalmente, como se vislumbró en la concepción de la tecnología de los RDS, realizar una actualización del *software* por el mismo canal de radio permitiría implementar de manera simultánea en toda la infraestructura, las nuevas primitivas o programas, reduciendo significativamente el tiempo que se requeriría para mandar una flotilla de técnicos especializados en el mantenimiento y mejora del equipo y, en consecuencia, una reducción de costos.

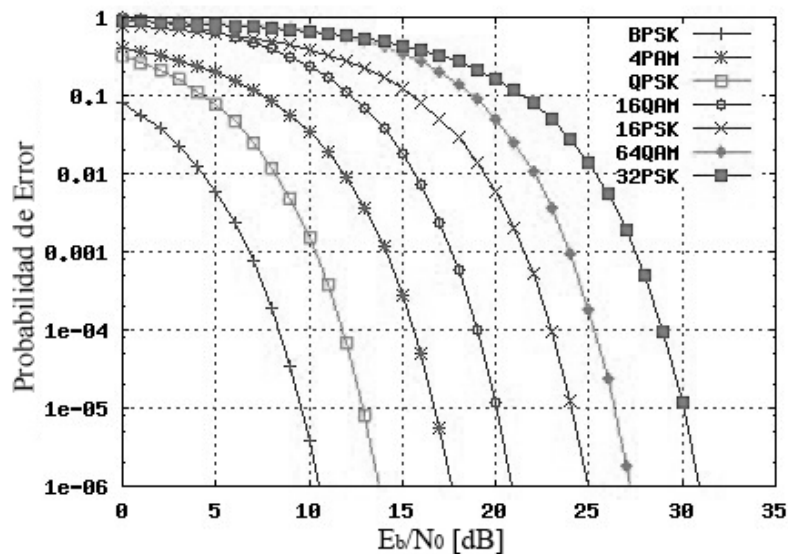


Fig. 1.2. Probabilidad de error para distintos esquemas de modulación y diferentes relaciones señal a ruido.

Esta flexibilidad en la actualización de la configuración no se limita solamente a esquemas de codificación, modulación, etc., sino que permite la sustitución o mejora de protocolos y estándares completos. Por ejemplo, en las nuevas generaciones de telefonía móvil celular, el cambio de una generación a otra (o cambio de un estándar a otro), sin la posibilidad de realizar el cambio como una actualización de *software*, implicaría cambiar prácticamente toda la infraestructura, ya que cambiarían las arquitecturas de los circuitos y, con ello, los equipos terminales, tanto del proveedor de servicios como de los usuarios. Además, para tener compatibilidad con estándares o generaciones anteriores, significaría el incremento en la complejidad de los circuitos, ya que se requiere de una arquitectura y componentes específicos para cada una de éstas. Esto indudablemente repercute en el costo de la inversión necesaria para mantener modernizada la infraestructura y frenaría indiscutiblemente la velocidad con la cual ocurren las revoluciones tecnológicas en las telecomunicaciones. Esta profunda ventaja de los RDS permite entrever el por qué es una tecnología de suma importancia para el futuro en las redes de comunicación móvil y los sistemas de radiocomunicación en general.

En cuestiones de seguridad, los RDS ofrecen una ventaja considerable sobre los sistemas tradicionales de radiocomunicación, ya que la integridad del enlace contra recepción o usuarios no autorizados (escuchas) depende del nivel de encriptación que lleva la información y, en algunos casos, los esquemas de acceso. Para un sistema de radiocomunicación tradicional, una vez conocidos los algoritmos de cifrado, llaves o contraseñas, y protocolos para los esquemas de acceso, la información puede ser interceptada y decodificada. Los RDS han sido de suma importancia en el ambiente militar debido a la capacidad de cambiar durante el transcurso de la transmisión los algoritmos de cifrado y encriptación, compresión, modulación y multiplexaje, además de que se pueden introducir algoritmos de entrelazado

(*scrambling*) que cambian el orden de la información transmitida de manera aparentemente aleatoria y, si estos algoritmos cambian cada cierto tiempo, se incrementa el nivel de seguridad en la información. Con ello, los RDS tienen la capacidad de ofrecer seguridad adaptiva en distintos niveles, y puede ser incrementado tanto como sea necesario en la etapa de banda base, donde el procesamiento de la información se hace mediante las primitivas o programas en el ambiente digital, tomando en cuenta que el incremento de la protección de la información y/o del sistema repercute en la redundancia de la información, ancho de banda necesario y la tasa de transmisión, por lo que la habilidad de ajustar el nivel o grado de seguridad en función de los requerimientos de la transmisión, el tipo de información, o del tipo de usuario, permite el uso eficiente de los recursos de comunicación.

Los RDS pueden operar en un intervalo muy amplio de frecuencias, trabajando en distintas bandas asignadas a diferentes servicios, y ser controlados por diferentes plataformas (computadoras, tabletas, celulares) en modo compartido, de manera local o remota por medio de aplicaciones web [11]. Esto permite combinar diferentes infraestructuras (locales de radiofrecuencia e Internet) para la transmisión de información, además de reducir el número de equipos terminales para la comunicación por radio. Es decir, la tecnología de los RDS permitiría en un futuro establecer una red de apoyo para el intercambio de información sobre las redes existentes, un concepto prometedor para filosofías como Internet de las Cosas (*Internet of Things - IoT*).

Por otro lado, dada la capacidad de operar en distintas bandas, los RDS ofrecen una ventaja significativa cuando funcionan como transceptores oportunistas (radio cognitivo), ya que pueden evaluar un intervalo muy amplio de frecuencias (tan amplio como su electrónica y su arquitectura lo permitan) y realizar la transmisión en los pequeños espacios libres de

frecuencia [24][25]. Esto es, al integrar cierto nivel de inteligencia en los RDS, se puede utilizar el espectro de manera mucho más eficiente, y puesto que la operación de estos transceptores se puede modificar en cualquier momento, éstos pueden ajustar su operación en función de los niveles de tráfico y ocupación de las bandas de interés. Más aun, los RDS pueden trabajar de manera coordinada intercambiando información del estado de canal y ocupación de frecuencias para incrementar la eficiencia en el uso del espectro y reducir la probabilidad de interferencia o de colisión de información. Esta cualidad de los RDS podría permitir, cuando se combinase con un sistema de gestión o de control de inteligencia artificial o de aprendizaje profundo, la construcción de redes inteligentes en la cual los equipos terminales operen de manera coordinada como un conjunto, ajustando en tiempo real esquemas de acceso, de modulación, potencia de transmisión, anchos de banda, tasas de transmisión, etc., aprovechando el uso de los recursos de comunicación, reduciendo las tasas de errores y ofreciendo al usuario una experiencia más transparente y fluida [12][13][14].

Así mismo, otra importante ventaja de los RDS es la capacidad de aprovechar de manera dinámica las características de las técnicas multi-antena y MIMO. Al tener un transceptor definido por *software* multicanal, esto es, que cuente con múltiples antenas y múltiples etapas de procesamiento tanto de radiofrecuencia como de banda base, es posible modificar las funciones de cada uno de estos canales para que, en conjunto, el RDS realice diferentes funciones. Primero, los distintos canales del transceptor podrían utilizarse para el intercambio de información de múltiples usuarios o de un mismo usuario e información de control para una red inteligente de radiocomunicación, utilizando el mismo equipo terminal, ya sea en una misma o múltiples direcciones (considerando los patrones de radiación, etc.). También, se pueden utilizar los diferentes canales para tener esquemas de diversidad, esto es, la

redundancia en la transmisión de información, reduciendo su vulnerabilidad a los efectos del canal de comunicación (desvanecimientos, ruido, interferencias). Adicionalmente, se pueden utilizar los canales del RDS y sus múltiples antenas para que, de manera controlada, conformar el haz o patrón de radiación, modificando el número y dirección de los lóbulos, haciéndolos coincidir con la dirección de los receptores o estableciendo nulos del patrón en las direcciones de interferencias incidentes. En la sección 1.3 se profundizará en estas aplicaciones.

Finalmente, las ventajas de los RDS crecen conforme se exploran diferentes escenarios en los cuales se podrían implementar. Puesto que es una tecnología extremadamente flexible, no se ha terminado de explorar su potencial, sin embargo, dista de ser una solución todo-en-uno ideal, por lo que cada aplicación y cada escenario de operación manifiestan una serie de retos a vencer, lo cual implica conocer las principales limitaciones de dicha tecnología.

1.1.3 Limitaciones de los Radios Definidos por Software

Puesto que la filosofía de los RDS abarca varias disciplinas tecnológicas, existen diferentes retos a superar en cada una de ellas, que distan de ser una tarea trivial, ya que se requiere establecer soluciones a los problemas característicos de cada área considerando las limitaciones y los compromisos que se tienen al integrarse con las otras disciplinas. Esto significa que para tener una solución todo-en-uno con la tecnología de los RDS, es necesario tener soluciones integrales a los retos de cada área de manera individual y en conjunto simultáneamente. A lo largo del desarrollo de la tecnología algunos de los retos se han

solucionado y, con la maduración de ésta, se han propuesto alternativas novedosas que buscan aproximar a los RDS a la tecnología ideal y como solución todo-en-uno [15].

En sus inicios, puesto que el desarrollo de *software* y aplicaciones computacionales eran disciplinas completamente alejadas de las radiocomunicaciones, hubo un atraso en el desarrollo de los RDS ya que, si bien la tecnología de circuitos digitales lo permitía, no había software especializado que permitiese la configuración de dichos radios de manera eficiente. No fue sino hasta que hubo una integración entre los profesionales del desarrollo de *software* y los expertos en los sistemas de radiocomunicación que permitió la implementación de plataformas especializadas para la configuración y gestión de dicha tecnología. Como ejemplo de ello, tenemos aplicaciones de desarrollo como GNU Radio [38], MatLab [16], LabView [17], Octave [18], RedHawk [19], Pothos [20], entre otras, que permiten la programación de nuevas funciones de procesamiento, esquemas de modulación y acceso, y estándares completos utilizando un lenguaje como Python o lenguajes de alto nivel propietarios de las aplicaciones, lo cual requiere de profesionales capacitados y con conocimientos específicos en sistemas computacionales y de comunicaciones. Este tipo de plataformas son utilizadas en la industria para el desarrollo de nuevos sistemas inteligentes de radiocomunicación y en el ambiente académico, ya que permiten explorar nuevos horizontes y limitaciones de la tecnología.

También existen aplicaciones de experimentación y operación que no requieren conocimiento en lenguajes de programación ni en implementación de funciones de procesamiento, sino que permiten al usuario elegir de un abanico predeterminado de opciones para el funcionamiento de los RDS como: FM de banda ancha y angosta, AM, banda lateral única (SSB – superior e inferior), onda continua – CW, etc. Estas plataformas son, por ejemplo: SDR# [21],

CubicSDR [22], SDRUno [23], etc., que se ejecutan en sistemas computacionales tradicionales (Windows, Linux, MacOS), como en plataformas de teléfonos inteligentes y tabletas (Android) [26], lo cual permite la operación de manera sencilla e intuitiva de los RDS a través de una aplicación (*app*), integrando nuevas funciones a través de la actualización del software o mediante la integración de nuevas funciones utilizando complementos (*plug-ins*). Esto permitiría, con la popularización de dichas plataformas y sistemas, de la gestión de los sistemas de comunicación que operen bajo la filosofía de Internet de las Cosas (IoT), esto es, otorgaría al usuario el control mediante un dispositivo (*Smartphone*) y la gestión de su red local de comunicaciones inalámbricas.

Otra limitante que se ha tenido en el uso de la tecnología de los RDS es la plataforma en la cual se desarrolla. Como se detalló a inicios de este capítulo, existen opciones en los dispositivos de procesamiento en la cual se puede implementar. Cada una de estas tecnologías presenta una serie de ventajas y limitaciones propias, por lo que su selección ha sido en función de los compromisos que se consideran en su desarrollo [9]. No obstante, cada una de las alternativas de los dispositivos de procesamiento ha tenido avances y mejoras, tales que han permitido la implementación de los RDS aprovechando las cualidades que éstos ofrecen y realizando una selección que optimiza el desempeño en aplicaciones específicas. Además, con el avance de la tecnología, el mismo mercado podría orillar a las compañías de estos dispositivos a desarrollar circuitos de propósito especial para los RDS, tratando de subsanar algunas de las limitaciones que tienen los elementos de procesamiento general.

Finalmente, más allá de las limitaciones generales que se tienen en esta tecnología, se presentan restricciones tecnológicas particulares en las distintas etapas de procesamiento, que tienen que ser evaluadas y consideradas en la etapa de diseño de un RDS, buscando

rectificarlas considerando las repercusiones y los compromisos que éstas conllevan. En secciones posteriores se estudiarán las limitaciones particulares de los RDS, comenzando por las restricciones que se presentan en las distintas arquitecturas y las posibles soluciones que subsanan dichas limitaciones.

1.2 Arquitecturas de los Radios Definidos por *Software*

Desde los inicios de la tecnología de los transceptores han existido varias topologías o arquitecturas que le permiten a éstos realizar su función principal. Esto es, se han creado alternativas en la distribución de componentes y etapas (filtros, mezcladores, amplificadores, etc.) que realizan el procesamiento de la señal de interés, las cuales presentan ventajas que permiten subsanar algunos problemas inherentes a la transmisión y recepción, y limitaciones o costos a pagar, como lo es el consumo de potencia, compatibilidad electromagnética, sensibilidad, robustez ante oscilaciones interferentes, entre otros.

Por otro lado, como se analizó en la sección anterior, existen diferentes etapas en las cuales es posible la digitalización de la señal, permitiendo realizar en el dominio digital las funciones y procesos propios de la transmisión de información. Tal como en sus contrapartes analógicas, las arquitecturas existentes para los RDS presentan características únicas y críticas, por lo que su selección estará en función de las propiedades requeridas por el equipo terminal, el protocolo, banda de operación, requerimientos de calidad en el servicio y ambiente electromagnético de operación. El análisis de las arquitecturas más importantes, permite

vislumbrar con detalle ventajas y desventajas que se presentan para esta tecnología, y posibilita entender por qué los fabricantes de RDS optan por una topología por sobre de otras. Por ello, es primordial entender las condiciones de operación de un transmisor y un receptor por separado, para determinar cuáles son las propiedades que son imprescindibles de conservar y en qué características se tiene flexibilidad en el diseño.

1.2.1 Funciones Básicas y Características de un Receptor.

La función básica de un sistema de radiocomunicación es de transmitir información de un punto a otro de manera inalámbrica. Por ello, el receptor tiene como función fundamental recibir, procesar y recuperar la información contenida en una señal electromagnética que está inmersa en un conjunto de oscilaciones provenientes de otros sistemas de radiocomunicación y oscilaciones ajenas a estos sistemas. Así también, la señal de interés, al propagarse por el espacio o medio de transmisión sufre de atenuación y efectos que la degradan debido a las múltiples trayectorias y obstáculos presentes en el mismo, además de que existe la presencia de ruido de distinta naturaleza en todas las etapas del proceso de transferencia de información. Es por eso que podemos asegurar que los receptores operan con niveles pequeños de señal y en un ambiente electromagnético adverso, y que es éste el que fundamentalmente determina si el sistema de comunicación funciona o no y la calidad de servicio con la que se cuenta en la transferencia de información. Con ello, es posible enumerar las propiedades principales que debe de tener todo radioreceptor:

- Sensibilidad: el nivel mínimo de potencia de señal requerida para que el receptor opere adecuadamente, entre menor sea el valor, el receptor será de mayor calidad (bajo nivel de ruido).
- Compatibilidad electromagnética: capacidad de operar entre un conjunto de señales interferentes, sistemas de comunicación y/o condiciones adversas (alta linealidad).
- Selectividad: capacidad de recuperar la señal de interés inmersa en otras señales y rechazar señales que son potencialmente interferentes.

Igualmente, el receptor cuenta con limitaciones operativas que condicionan su funcionamiento. La primera es el consumo de potencia, ya que el receptor siempre tiene que estar en espera de una señal, por lo que, en momentos de inactividad, éste no puede ser apagado completamente. La segunda se debe a los escenarios extremadamente diversos de operación, en donde la atenuación que sufre la señal de interés varía en un intervalo muy extenso. Esto requiere que el intervalo dinámico de operación del receptor sea capaz de procesar estos niveles de potencia de la señal. El límite inferior de este intervalo dinámico está determinado fundamentalmente por el ruido interno del receptor, y el límite superior lo determinan los efectos no lineales provocados por las características inherentes de todo componente semiconductor, ya sean pasivos o activos.

Finalmente, con el crecimiento del tráfico, la demanda de los usuarios, y en vista de que el espectro electromagnético es un recurso compartido y limitado, éste se ha tenido que segmentar en bandas para la asignación de los distintos servicios y usuarios. Esto provoca un aumento en los requerimientos de los filtros contenidos en los receptores que realizan la selección de estas bandas.

1.2.2 Funciones Básicas y Características de un Transmisor.

En el transmisor la señal de interés es conocida y está presente de manera local, por lo que los niveles de ruido y la capacidad de selección de la banda del espectro electromagnético no son críticos como en el receptor. Las funciones principales que realiza todo transmisor es la de modular la portadora con la señal de interés/realizar la traslación en frecuencia para operar en las distintas bandas del espectro electromagnético, y proporcionar suficiente potencia a la portadora modulada para superar los efectos adversos del canal y lograr la ganancia del sistema. Con ello, el intervalo dinámico de los transmisores puede ser notablemente inferior ya que la señal de interés no sufre variaciones significativas en su nivel. Sin embargo, en éste se tiene que conservar la pureza espectral de la señal transmitida para tener compatibilidad electromagnética con otros sistemas, es decir, se tiene como consideración principal la linealidad del (los) amplificador(es) del transmisor. Además, la potencia que se provee a la señal de interés resulta en un consumo directo de potencia de DC. Los dos aspectos más importantes a considerar en el transmisor son:

- Linealidad de los amplificadores – pureza espectral de la señal transmitida.
- Eficiencia en el consumo de potencia.

Así mismo, los transmisores tienen la particularidad de que pueden modificar el nivel de potencia transmitida y/o ser apagados completamente en periodos de inactividad, con lo cual es posible tener esquemas y formas de operación que mejoren el aspecto de eficiencia en

potencia. En el capítulo 4 se analizarán a profundidad las limitaciones de los transmisores y receptores, tanto de manera independiente como en su operación de manera conjunta.

1.2.3 Radio Definido por Software Ideal

De manera ideal, la arquitectura de un RDS es la de un dispositivo digital de procesamiento conectado directamente a una antena. Esto es, todo el acondicionamiento y procesamiento de la señal, ya sea para su transmisión o en la recepción, se realiza completamente en el dominio digital. En la figura 1.3 se presenta el diagrama a bloques de esta arquitectura.

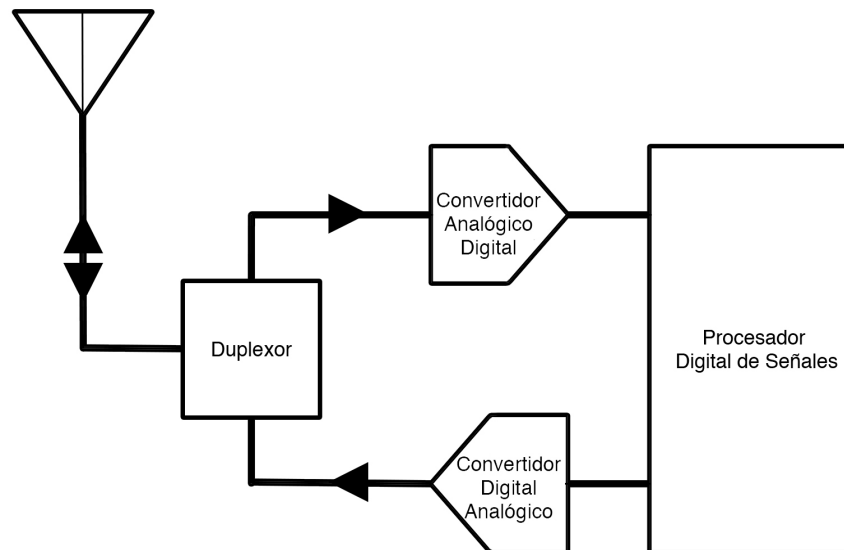


Fig. 1.3 Diagrama a bloques simple de la arquitectura de un Radio Definido por *Software* Ideal.

Primero, de esta figura se observa que esta arquitectura es lo que conceptualmente se describe como el RDS Puro o Ideal. Si se analizaran las arquitecturas del transmisor y receptor por separado, es decir, sin considerar el duplexor, es evidente que la etapa que se conecta a la

antena es la de conversión del dominio digital al dominio analógico y viceversa, respectivamente. Con ello, todas las funciones necesarias de acondicionamiento de señal como lo es el filtrado, amplificación y tareas de (de)modulación y (de)codificación se realizan en el dominio digital en la plataforma de procesamiento. Naturalmente, esta arquitectura ofrece la máxima flexibilidad y adaptabilidad ya que es posible reconfigurar absolutamente todos los aspectos del proceso de transmisión y recepción (considerando una antena capaz de operar en todas las bandas de interés), esto es, la frecuencia de operación o de la portadora, del oscilador local, anchos de banda de los filtros, niveles de amplificación, esquemas de modulación y codificación, esquemas de acceso, etc. No obstante, las limitaciones tecnológicas de los dispositivos de procesamiento y fundamentalmente de los convertidores analógico-digitales propician que este tipo de arquitectura no sea viable.

La principal limitante de los convertidores analógico-digitales es la frecuencia de muestreo a la cual trabajan, es decir, la velocidad con la que pueden tomar muestras de una señal analógica para su representación en el dominio digital o bien la cantidad de muestras digitales por segundo que pueden procesar para la generación de una señal analógica. En principio, y si sólo se considera esta característica, una arquitectura de RDS Ideal es posible implementar para bandas de frecuencia relativamente bajas, ya que se podría cumplir el teorema de Nyquist-Kotelnikov de muestreo. Pero como se tiene una alta concentración de sistemas de radiocomunicación en las bandas VHF, UHF y microondas, y una tendencia hacia la implementación de sistemas que operen en las bandas milimétricas [27][28], el desempeño de dichos convertidores y/o el elevado costo no permite la implementación de esta arquitectura de manera intensiva.

Por otro lado, otra limitante de esta arquitectura es que, si bien es posible implementar filtros en el dominio digital de alta selectividad sin que existan pérdidas por inserción como ocurre con los componentes físicos, dado que no existe una etapa de pre-filtrado y puesto que los sistemas de radiocomunicación operan en un ambiente rico en oscilaciones interferentes, la operación de los convertidores en los receptores puede verse afectada por la presencia de estas señales no deseadas que podrían tener un nivel de potencia tal que sature la entrada de éstos, evitando su correcto funcionamiento e impidiendo la transferencia de información. En cambio, en los transmisores, puesto que no hay un amplificador de radiofrecuencia después de dichos convertidores, se requeriría que los convertidores trabajaran con los niveles de potencia necesarios para la transmisión de la información. Es evidente que tecnológicamente es inviable tener convertidores analógicos-digitales que operen con los niveles de señal requeridos para la transmisión de información de la mayoría de los sistemas de radiocomunicación actuales. Además, puesto que la principal ventaja de los RDS frente a sus contrapartes tradicionales, es la flexibilidad y adaptabilidad a varios estándares, los requerimientos de potencia de éstos pueden ser muy diversos, por lo que no es posible tener una solución única.

Finalmente, considerando un sistema de radiocomunicación con esta arquitectura que opera un ambiente libre de oscilaciones interferentes que potencialmente pudieran afectar el desempeño de los convertidores, se tiene la limitante del consumo de potencia, ya que éste se incrementa conforme se eleva la frecuencia de muestreo. Por ello, y para las tendencias de dispositivos más pequeños (portabilidad) y eficientes (*green communications*), esta arquitectura no resulta viable. Sin embargo, existen alternativas que, si bien se alejan del concepto de RDS puro, facilitan la implementación de esta tecnología en aplicaciones prácticas.

1.2.4 Radio Definido por Software – Superheterodino

Como se detalló en la sección 1.2.3, los convertidores analógicos digitales presentan características intrínsecas (intervalo dinámico, velocidad de muestreo, etc.) que limitan el desempeño de la arquitectura de RDS Ideal. Por ello, una de las maneras de implementar esta tecnología de manera práctica es aprovechando las ventajas conocidas de la arquitectura superheterodina.

De forma general, en esta arquitectura se tiene una etapa de frecuencia intermedia (IF) antes de la conversión a la frecuencia de operación (RF) en el transmisor, y antes de la conversión a banda base (BB) en el receptor. Mediante un mezclador y un oscilador local se realiza la traslación del espectro de interés, lo cual produce ventajas en la relajación de los requerimientos en los componentes, tanto en el ambiente analógico como en los convertidores AD y DA.

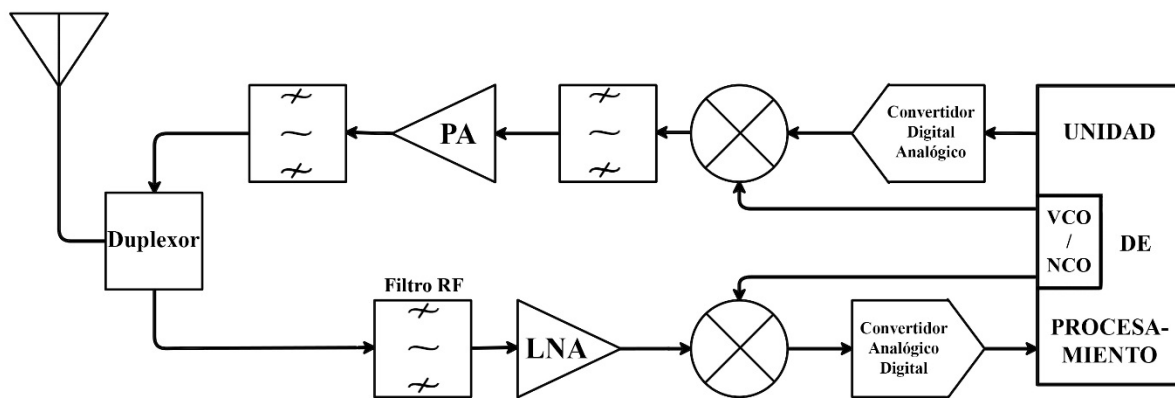


Fig. 1.4 Diagrama a bloques simplificado de un RDS heterodino con conversión simple.

En la figura 1.4 se presenta el diagrama a bloques de un Radio Definido por *Software* con arquitectura superheterodina [10]. Ya sea para el transmisor o el receptor, el principio de funcionamiento de la etapa de frecuencia intermedia en este tipo de arquitecturas es el mismo: La señal de interés, se combina en el mezclador con la señal proveniente del oscilador local (LO) tal que se cumple la expresión:

$$\text{Para el receptor} \quad \omega_{IF} = \omega_{LO} - \omega_{Pr} \quad (1.1a)$$

$$\text{Para el transmisor} \quad \omega_{Pt} = \omega_{LO} + \omega_{IF} \quad (1.1b)$$

Donde:

- ω_{IF} es la frecuencia intermedia
- ω_{LO} es la frecuencia del oscilador local
- ω_{Pr} es la frecuencia de la portadora a recibir (1.1a)
- ω_{Pt} es la frecuencia de la portadora a transmitir (1.1b)

Al realizar el traslado en frecuencia de la señal de interés se relajan los requerimientos descritos en la sección 1.2.3. Esto es, para los convertidores analógicos-digitales, se puede reducir la frecuencia de muestreo, lo cual reduce costos y consumo de potencia. Además, se relajan los requisitos para los filtros y amplificadores por lo que se facilita su implementación. Sin embargo, al incrementar el número de etapas, tanto en el transmisor como en el receptor, incrementa el tamaño del equipo de radiocomunicación, el peso, el consumo de potencia y las pérdidas de potencia de la señal al ser procesada en cada una de dichas etapas.

Adicionalmente, la principal desventaja de este tipo de arquitectura, cuando se usa en el receptor, es que se puede presentar el fenómeno de canal imagen.

Para el análisis de esta arquitectura (figura 1.4), por facilidad, se supondrá un duplexor ideal en la cual la señal de la parte transmisora no afecta a la parte receptora y viceversa, ya que esta configuración puede encontrarse en transmisores y receptores por separado. En la parte transmisora antes del duplexor/antena se tiene una etapa de amplificación, la cual suministra la potencia necesaria para la transmisión, puesto que los convertidores no son capaces de suministrarla. Así mismo se tiene un filtro pasa banda que reduce oscilaciones no deseadas producto de los efectos no lineales del amplificador de potencia. En cambio, en la parte receptora se tiene una etapa de pre-filtrado con un filtro pasa-bandas (BPF) de baja selectividad que aminora los efectos de las oscilaciones interferentes alrededor de la señal de interés e introduce el mínimo de pérdidas para no degradar de manera significativa la sensibilidad. También se tiene un amplificador de bajo nivel de ruido y de alta linealidad que proporciona a la señal recibida potencia suficiente para su correcto procesamiento en etapas posteriores.

El fenómeno de canal imagen se presenta cuando existe una oscilación interferente con una frecuencia tal que, al ser mezclada con la frecuencia del oscilador local produce la misma frecuencia intermedia (IF) que la de la portadora deseada. Análoga a la ecuación 1.1 se tiene:

$$\omega_{IF} = \omega_{Int} - \omega_{LO} \quad (1.2)$$

Donde ω_{Int} es la frecuencia de la oscilación interferente de canal imagen. Este fenómeno ocurre ya que, en la etapa de pre-filtrado, la oscilación interferente presenta una frecuencia tal

que no es reducida lo suficiente por dicha etapa, por lo que es procesada en las etapas subsecuentes. En la figura 1.5 se observan los espectros de la portadora de interés y de la oscilación interferente de canal imagen antes y después de ser procesadas por el mezclado.

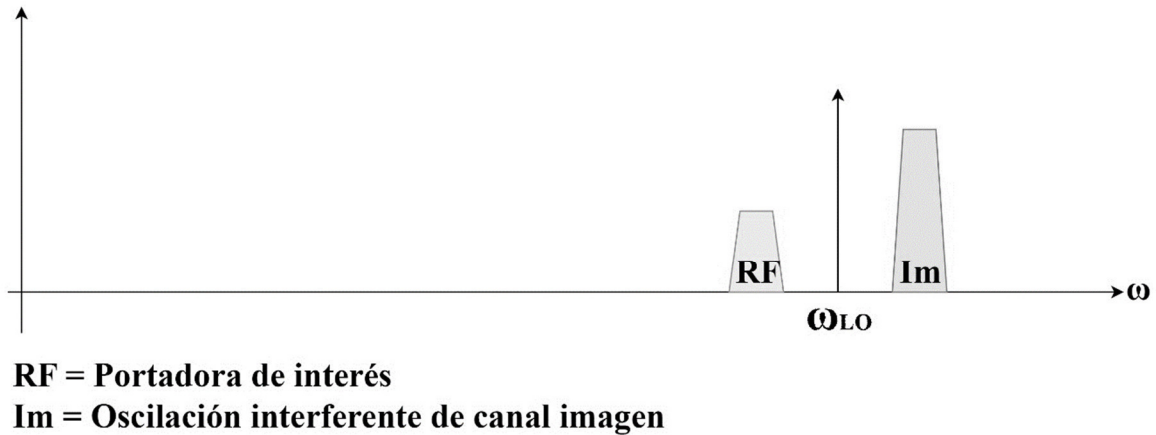


Fig. 1.5 Espectro antes y después del procesamiento en la etapa de frecuencia intermedia.

En principio, el canal imagen podría evitarse si en la etapa de pre-filtrado en el receptor se tuviera un filtro pasa-bandas con una selectividad tal que “sólo” dejara pasar la porción del espectro donde se contiene la portadora de interés. Sin embargo, debido a las frecuencias de operación de los sistemas de comunicación y a la degradación de la sensibilidad, no es viable emplear filtros altamente selectivos. Por ello, las alternativas que se han implementado son: arquitectura superheterodina con doble conversión de frecuencia y el empleo de mezcladores sin canal imagen.

La primera solución consiste en utilizar dos etapas de frecuencia intermedia. La etapa inicial tendrá una IF tal que la frecuencia de la oscilación de canal imagen quede muy alejada de la frecuencia de la portadora de interés, lo que permite que la oscilación de canal imagen quede fuera del ancho de banda del pre-filtro y sea atenuada lo suficiente para que ésta no degrade la recepción de la señal útil. En la segunda etapa de FI se elige una ω_{FI} lo suficientemente pequeña tal que relaje los requisitos de amplificación y filtrado, permitiendo aprovechar las ventajas de esta arquitectura. Con esto, se mitiga el problema de canal imagen, no obstante, el incremento en las etapas resulta en un incremento en el consumo de potencia y en las dimensiones de los dispositivos de radiocomunicación. Puesto que es una arquitectura que se ha utilizado durante mucho tiempo en muchos sistemas, es una alternativa práctica y funcional, pero que su implementación estará determinada por los requerimientos del sistema en cuestión.

En el caso del transmisor, puesto que no se tienen oscilaciones interferentes que potencialmente podrían afectar al sistema, la arquitectura con traslación de frecuencia no es tan crítica como en el caso del receptor, por lo que se puede tener una sola etapa de IF para relajar los requisitos de potencia y conversión analógico-digital.

Receptores Sin Canal Imagen

Dada que la arquitectura superheterodina presenta limitaciones en cuanto al canal imagen en los receptores, es posible utilizar en el receptor un mezclador “complejo” o sin canal imagen que reduce o idealmente elimina al canal imagen.

El mezclador “complejo” consiste en dos mezcladores que operan de manera paralela con la misma señal de RF y con un oscilador local que proporciona dos oscilaciones en cuadratura. Al introducir un desfase de 90° en una de las ramas de procesamiento de la señal, la oscilación interferente, después de la conversión a IF, tendrá la misma fase en las dos ramas de procesamiento, mientras que la portadora de interés tendrá un desfase de 180° entre estas dos ramas. Finalmente, al realizar la resta de dichas señales, la portadora de interés se sumará en fase mientras que la de canal imagen se anulará. Esta alternativa reduce los requisitos en la etapa de pre-filtrado, por lo que se pueden prescindir de filtros discretos e implementar la arquitectura en un mismo chip o circuito integrado, reduciendo el tamaño del receptor. Sin embargo, este tipo de alternativa y su desempeño depende de la precisión de los mezcladores complejos y de las oscilaciones de los osciladores locales (LO), ya que diferencias en la amplitud y fase de éstas degradan el desempeño. Esto es, si se tiene la misma amplitud y una diferencia exacta de 90° en las oscilaciones del LO (caso ideal), y las características de cada rama de procesamiento son las mismas, el canal imagen será eliminado por completo, mientras que, en caso contrario, el nivel de rechazo de dicho canal imagen estará dado por la expresión 1.3 [10]:

$$\text{Im}_{\text{Rej}} = -20 \log \left(\frac{1}{2} \left[\frac{G_{I-Q}}{G} + \tan(P_{I-Q}) \right] \right) \quad [\text{dBc}] \quad (1.3)$$

Donde G_{I-Q} es la diferencia entre las ganancias de cada rama de procesamiento, G es la ganancia del receptor y P_{I-Q} es la diferencia de fase entre las dos ramas de procesamiento.

La expresión 1.3 ofrece una métrica para evaluar la calidad de la arquitectura del receptor sin canal imagen, la cual se expresa en dB relativos a la potencia de la portadora de interés. En receptores de alta calidad, la diferencia de potencia entre la portadora de interés y la oscilación del canal imagen puede ser mayor a 35 dB [10]. No obstante, puesto que la calidad del diseño y fabricación repercute en el costo, esta métrica estará determinada por la aplicación y las condiciones de operación del sistema de comunicación.

De igual manera, la selección e implementación de este tipo de arquitectura estará en función de los requisitos del sistema, ya que el desempeño de ésta depende de la precisión de los componentes en amplitud, fase y ganancia. En la figura 1.6 se muestra la arquitectura *Weaver* de un receptor sin canal imagen, la cual emplea dos etapas de mezcladores “complejos” que permiten relajar la precisión de amplitud y fase de los osciladores locales LO de cada una de las ramas de procesamiento [10].

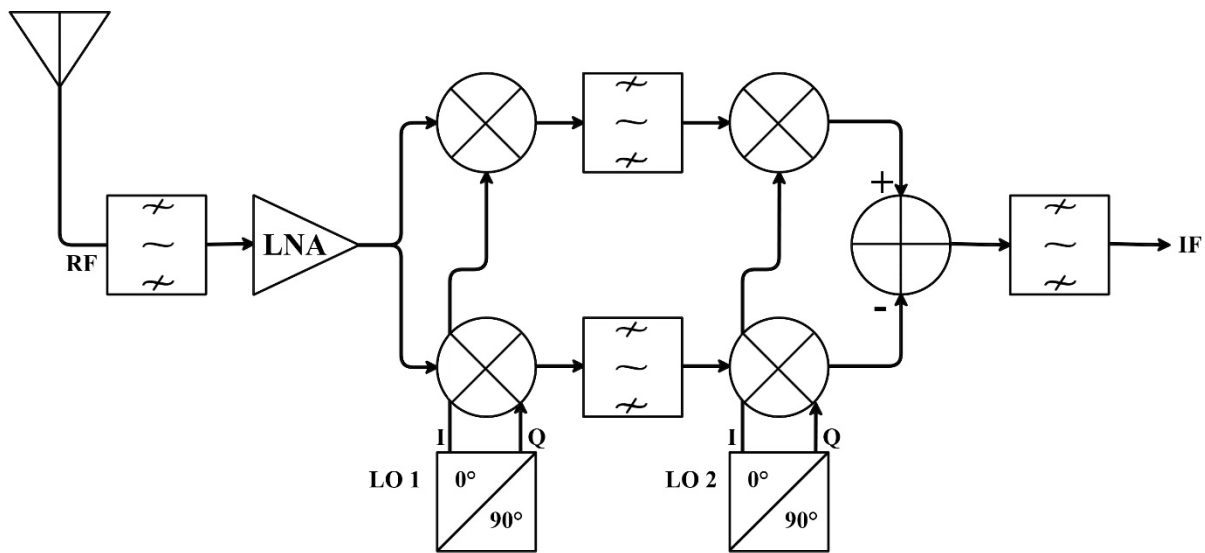


Fig. 1.6 Diagrama a bloques simplificado de la etapa RF-IF *Weaver* de un receptor.

Es evidente que en esta arquitectura las desventajas tendrán un impacto en su implementación, ya que para lograr la precisión en las señales en cuadratura se requieren osciladores estables y/o sistemas de control de los mismos. Esto incrementa la complejidad de los circuitos en su construcción, el costo y el tamaño. Además, el incremento de la complejidad va ligado a un incremento en el consumo de potencia del receptor, lo cual puede ser factor crítico en algunas aplicaciones.

1.2.5 Radio Definido por Software con Conversión Directa

La arquitectura de conversión directa consiste en realizar la traslación del espectro de la portadora de interés en RF directamente a banda base. Por ello, a esta arquitectura también se le conoce como “*Zero-IF*” ya que la frecuencia intermedia es cero, y se utiliza un filtro pasabajas (LPF) para eliminar oscilaciones adyacentes a la señal de interés. Este enfoque requiere que, para modulaciones en frecuencia o fase, se utilicen canales en fase (*I*) y cuadratura (*Q*), ya que las bandas laterales del espectro de RF contienen diferente información y al realizar la traslación alrededor de la frecuencia cero, estas bandas laterales sufren un traslape. Por ello, al tener canales *I/Q* es posible diferenciar la información contenida en dichas bandas y realizar la demodulación correctamente. Una de las mayores bondades de esta arquitectura es que permite su construcción monolítica, es decir, en un solo circuito integrado, facilitando su fabricación en masa, reduciendo el tamaño y consumo de potencia. No obstante, presenta limitaciones particulares tanto en su implementación en el transmisor como en el receptor.

En el transmisor, esta arquitectura consiste en llevar a cabo el procesamiento de la información en el dominio digital, realizar la conversión digital-analógica y hacer la conversión a la frecuencia de RF para ser amplificada y transmitida. En la figura 1.7 se muestra el diagrama a bloques básico de un transmisor de conversión directa. De ésta, se observa que se puede presentar un problema de acoplamiento de la portadora de la salida del amplificador a la etapa previa de conversión de frecuencia, con lo cual la portadora de interés se va a “automezclar” con la oscilación del oscilador local (ya sea controlado por voltaje – VCO o controlado numéricamente – NCO), provocando un nivel de DC de *offset*, el cual degrada el desempeño del amplificador, reduciendo el límite superior del intervalo dinámico por saturación.

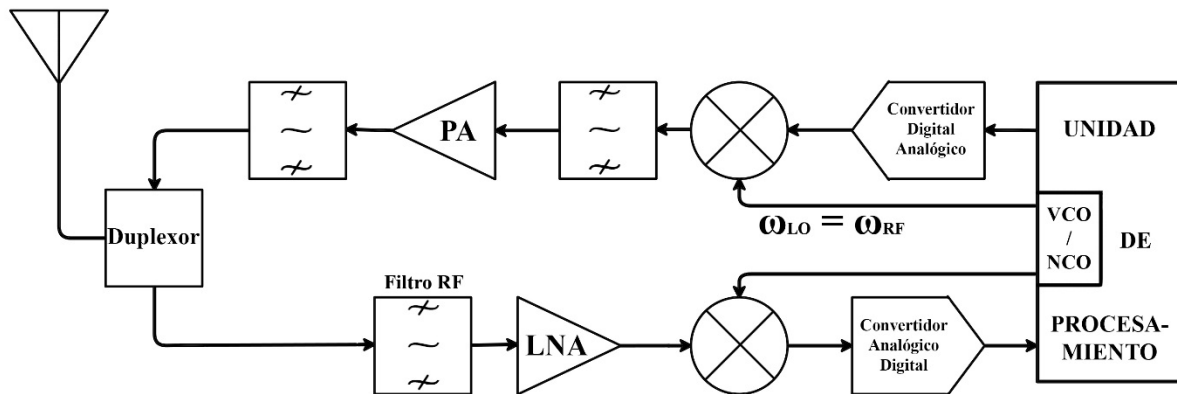


Fig. 1.7 Diagrama a bloques simplificado de un RDS con arquitectura de conversión directa.

Por su parte, en el receptor se tiene una conversión de frecuencia de RF a banda base directamente, por lo que los requisitos de los convertidores analógico-digitales se relajan, y no se presenta el problema de canal imagen. Así mismo, dado que se delegan las tareas de acondicionamiento al dominio digital, se aproxima a una arquitectura de RDS ideal, con lo

que el número reducido de componentes o etapas se traduce en una reducción del consumo de potencia. A consecuencia de que los receptores son los que operan en las condiciones más adversas, esta aproximación presenta limitaciones significativas que deben de ser consideradas en su diseño.

Primero, de la figura 1.7 se observa que la salida del amplificador de bajo nivel de ruido (LNA) se conecta con el mezclador que combina la portadora recibida con la del oscilador local. Siendo que ambas señales, tanto la portadora como la del LO, tienen la misma frecuencia, existe un acoplamiento parásito de estas oscilaciones principalmente a través del sustrato del circuito, con lo que parte de la oscilación del LO es introducida a la entrada del LNA, lo cual, al mezclarse, genera una componente de DC que puede saturar etapas posteriores e impedir la correcta recuperación de la información.

También, puesto que el amplificador de bajo nivel de ruido no es unilateral, existe una fuga de la oscilación proveniente del LO acoplada que viaja en dirección opuesta, es decir, hacia la antena. Esta oscilación acoplada es radiada y captada nuevamente debido a reflexiones por obstáculos en su propagación. Esto produce el fenómeno de automezcla en la etapa de conversión de frecuencia, con la particularidad de que el nivel de *offset* de DC varía con el tiempo, lo cual requiere técnicas especiales para contrarrestar este fenómeno [29][30].

Otra de las limitaciones de esta arquitectura surge cuando se tienen canales *I/Q*, que requieren que la diferencia de fase sea exactamente 90° y que se tenga la misma ganancia para que se mantenga la integridad contenida en las bandas laterales del espectro de RF. Aunque esto sólo es posible tenerlo en el caso ideal, la construcción de esta arquitectura en un solo circuito integrado ha permitido reducir las diferencias, mitigando el problema.

También, esta arquitectura sufre de afectaciones por productos de intermodulación de orden par, tanto en el amplificador de bajo nivel de ruido como en el mezclador. Una de las alternativas para mitigar este problema es el empleo de mezcladores doblemente o hasta triplemente balanceados. La desventaja de esto es que, primero, las antenas y/o los duplexores operan con una sola entrada. El uso de etapas balanceadas requeriría etapas de conversión de 1 a 2 entradas, las cuales introducirían pérdidas, reduciendo la sensibilidad. Así mismo, puesto que no se tienen ramas idénticas, las diferencias entre éstas evitan una supresión total de las distorsiones de orden par. Sin embargo, puesto que esta arquitectura y las soluciones se pueden construir en forma monolítica, es posible implementar estas soluciones y tener una arquitectura de conversión directa funcional [29].

Esta arquitectura presenta limitaciones provocadas por el ruido de baja frecuencia, también denominado ruido $1/f$, debido a que la señal de interés se encuentra localizada espectralmente alrededor de cero después de la conversión. Esta particularidad degrada el límite inferior del intervalo dinámico de los receptores, por lo que se requieren técnicas para combatir este fenómeno.

1.2.6 Radio Definido por Software de Frecuencia Intermedia Baja

Una aproximación que busca combinar las bondades de las arquitecturas anteriormente analizadas es la de receptores con IF pequeña, que consiste en una arquitectura que sea resultado de un compromiso entre la arquitectura de conversión directa y la superheterodina. Con ello, se evitan los niveles de DC por retroalimentación en las etapas previas al

amplificador de potencia en el transmisor, y de la señal del oscilador local en el receptor. No obstante, esta arquitectura requiere de las técnicas de supresión de canal imagen, lo cual resulta en filtros que no pueden ser fabricados dentro de un mismo circuito integrado, o emplear mezcladores sin canal imagen, los cuales son complejos.

Con esto, y considerando una perspectiva de Radios Definidos por *Software*, es necesario tomar en cuenta el nivel de integración que se busca para el transceptor. Arquitecturas que delegan más funciones al dominio digital pueden integrarse con mayor facilidad en un solo circuito integrado o chip (IC), mientras que arquitecturas superheterodinas son más sencillas de implementar, pero requieren filtros discretos, lo que da como resultado un mayor tamaño y un consumo de potencia, también más grande.

Finalmente, los fabricantes de circuitos integrados han optado por la arquitectura de conversión directa ya que esto les ha permitido tener una solución contenida en un solo circuito integrado [31][32][33], lo cual se traduce en una reducción de tamaño, alta integrabilidad y consumo reducido de potencia. No obstante, ésta tiene limitaciones operativas que exigen que se añadan componentes externos al circuito como filtros y amplificadores, y hasta etapas de conversión de frecuencia que permiten extender el intervalo de operación de dichos radios. A continuación, se tiene el caso de estudio de la serie AD93XX de Analog Devices [15], ya que este circuito es utilizado en muchas de las plataformas de Radios Universales disponibles en el mercado [34, 36].

1.2.7 Radio Definido por Software – Analog Devices Serie AD93XX

A pesar de las limitaciones descritas anteriormente para la arquitectura de conversión directa, el desarrollo y mejora de las técnicas de fabricación de circuitos integrados, diseño de transceptores y refinamiento en el diseño de dichos circuitos, ha permitido reducir el impacto de dichas limitaciones en la operación de éstos. Más aún, ha posibilitado acercar la frontera tecnológica a la meta del Radio Definido por Software Ideal, proporcionando transceptores que operan en un amplio intervalo de frecuencias, con extensa flexibilidad y facilidad de programación, proporcionando compatibilidad con un sinfín de plataformas computacionales y lenguajes de programación, en una solución integral y compacta.

Dicha serie ofrece transceptores que operan desde los 70 MHz hasta los 6 GHz en la recepción, y de los 47 MHz a los 6 GHz en el transmisor, ofreciendo anchos de banda desde menos de 200 kHz hasta 56 MHz. De acuerdo al fabricante, esta serie fue introducida al mercado para dar solución a las necesidades en las estaciones base de telefonía celular de tercera generación (3G), sin embargo, en la industria se han encontrado aplicaciones que van desde comunicaciones en bandas VHF, UHF, monitoreo de espectro, comunicaciones vía satélite, radioastronomía y radares, gracias a la flexibilidad de dichos circuitos y su fácil programación en distintas plataformas y lenguajes.

La serie AD93XX comprende los siguientes circuitos:

- AD9364: 1 transmisor (Tx), 1 receptor (Rx) en duplexaje por división de frecuencia (FDD), con intervalo de operación de los 70 MHz hasta los 6 GHz, y hasta 56 MHz de ancho de banda.

- AD9363: 2 Tx, 2 Rx, FDD, con intervalo de operación de los 325 MHz a los 3.8 GHz y hasta 20 MHz de ancho de banda.
- AD9361
- : 2 Tx, 2 Rx, FDD, con intervalo de operación de los 70 MHz a los 6 GHz y hasta 56 MHz de ancho de banda.
- AD9371: 2 Tx, 2 Rx, FDD, con intervalo de operación de los 300 MHz a los 6 GHz, hasta 100 MHz de ancho de banda en recepción y dos receptores de observación.
- AD9375: 2 Tx, 2 Rx, FDD, con intervalo de operación de los 300 MHz a los 6 GHz, hasta 100 MHz de ancho de banda en recepción y etapa de pre-distorsión digital (DPD).

Esta serie contiene convertidores ADC y DAC con resolución de 12 bits de acuerdo con lo reportado en la hoja de especificaciones [15]. Sin embargo, en realidad esta serie de transceptores utiliza convertidores ADC y DAC Delta-Sigma (Δ - Σ) que operan con una resolución menor (\sim 4.5 bits), lo cual ofrece una operación con un menor nivel de ruido y mayor velocidad que los convertidores por aproximaciones sucesivas, extendiendo la resolución a 12 bits en etapas posteriores [31].

El ancho de banda de operación de los radios está determinado por el número de muestras por segundo que pueden procesar los convertidores. Dado que se procesan señales I/Q y puesto que se tienen dos muestras por tiempo de muestreo, el ancho de banda es igual al número de muestras. Así mismo, es importante recalcar el compromiso que se tiene entre la velocidad de muestreo, la resolución de los convertidores y la potencia consumida.

En el mercado existen convertidores que pueden operar hasta con 6.4×10^9 muestras por segundo (6.4 Gbps) con una resolución de hasta 12 bits (Texas Instruments ADC12DL3200

[42]), pero el consumo de potencia puede superar los 3W. Considerando que para algunas aplicaciones el consumo de potencia es crítico, no es adecuado desarrollar transceptores con esta clase de convertidores, adicionalmente de que el precio se incrementa sustancialmente. Sin embargo, puesto que existe una relación directa entre la velocidad de muestreo y el ancho de banda de la señal que se puede procesar, el utilizar estos convertidores en algún transceptor, implicaría que se puede tener disponible todo el espectro desde DC hasta los 6.4 GHz, al menos de manera teórica, superando el intervalo de operación de los transceptores AD93XX. Esto es, se tendrían disponibles la mayoría de las bandas comerciales, libres y privadas, para su procesamiento de manera simultánea, esto sin considerar limitaciones en otras etapas como filtros y amplificadores.

Por ello, en los transceptores actualmente disponibles en el mercado, se opta por una solución con tasas de muestreo mucho menores que permiten la operatividad de éstos en la mayoría de los estándares y servicios dentro del intervalo de frecuencias de operación, con un consumo de potencia moderado [35].

En la serie AD93XX, se tienen etapas de amplificación tanto en la parte transmisora como en la receptora, con ganancias ajustables o configurables por medio de una plataforma de software. Así mismo, algunos fabricantes de soluciones integrales ofrecen sistemas de control automático de ganancia en el receptor, para que las señales sean procesadas de manera óptima sin intervención del operador o del programador. Esto permite su implementación y operación en ambientes diversos y en constante cambio, como lo son la mayoría de los sistemas de comunicaciones móviles.

Finalmente, por sí solo los transceptores de esta serie no están acondicionados para su implementación en aplicaciones reales, ya que, al tratarse de circuitos integrados, no contienen

filtros para la portadora de salida del transmisor ni para las portadoras de recepción. Por ello, es necesario acompañar al circuito con componentes que incluyan bancos de filtros o filtros sintonizables para las diferentes bandas con los anchos de banda requeridos, etapas de control, sincronía con otros sistemas, interfaces para la comunicación con la plataforma computacional de gestión (*host*), espacios de memoria y en algunos casos, una plataforma computacional para la operación autónoma, como es la situación de los sistemas embebidos.

Algunas soluciones disponibles en el mercado que utilizan esta familia de transceptores son:

- Analog Devices ADALM-PlutoSDR (AD936x) que, aunque se reportan características correspondientes al circuito AD9363, en esta plataforma sólo se tiene 1 transmisor y 1 receptor. Mediante una modificación al firmware, es posible operar el circuito como si fuera AD9364. [36]
- EPIQ Solutions Sidekiq Z2 (AD9364) [46].
- Nuand BladeRF 2.0 (AD9361) [47].

Del análisis teórico de las arquitecturas y el estudio de la tecnología disponible, es evidente que la topología de conversión directa es una excelente alternativa para los Radios Definidos por *Software* ya que su fabricación en un solo circuito integrado permite reducir costos, uniformidad en los parámetros, es decir, disminución de la variación entre un lote y otro, y una reducción en costos. Así mismo, esta arquitectura permite la coexistencia con otras arquitecturas permitiendo extender el intervalo de operación o mejorando el desempeño del procesamiento en las etapas de RF. Finalmente, es indispensable decir que la selección de la

arquitectura para una aplicación en específica, estará determinada por las condiciones de operación y los costos.

1.3 Características de los Radios Universales Definidos por *Software* (USRP B210 Ettus Research) [34]

Como se estableció en secciones anteriores, los transceptores definidos por software pueden estar constituidos por dos etapas, la de radiofrecuencia y la de banda base. No obstante, el procesamiento de las señales digitalizadas se realiza en una computadora o *host*, por lo que es necesario una interfaz de conexión entre éste y el radio. Con ello, podemos establecer 3 bloques fundamentales: Bloque de radiofrecuencia, bloque de banda base, y bloque de interfaz con *host*. El primero, procesa las señales de radiofrecuencia en el ambiente analógico, ya sea para su transmisión o acondicionamiento para la digitalización en la recepción. Esta etapa incluye filtros y amplificadores, de potencia en el transmisor, y de bajo nivel de ruido en el receptor. Así mismo esta etapa está conectada a la etapa de banda base a través de los convertidores analógico-digitales.

La etapa de banda base, se encarga de procesar las señales en el ambiente digital provenientes de y hacia los convertidores. Estas tareas incluyen acondicionar las muestras para ser enviadas hacia la interfaz de conectividad con el *host*, las cuales consisten en interpolar y decimar muestras de acuerdo a la capacidad de conectividad y los anchos de banda determinados por el *software* y los convertidores. Generalmente es un procesador de propósito general (GPP por sus siglas en inglés) o un FPGA el que se encarga de la gestión de dichas muestras. El motivo

por el cual se delegan las tareas de procesamiento de la señal de información al *host* es porque la capacidad de cómputo de dichos dispositivos no permite la operación con el volumen de muestras, es decir, anchos de banda requeridos, por lo que estos dispositivos sólo gestionan la transferencia de dichas muestras.

En el mercado, los RDS que existen son soluciones integrales que incluyen estos tres bloques principales contenidos en una unidad física. En algunos casos, los bloques vienen en tarjetas separadas por lo que se pueden modificar las características del RDS. En este trabajo de tesis, como caso de estudio, se utilizará, fundamentalmente, el transceptor USRP modelo B210 de la compañía Ettus Research, de National Instruments [34].

El modelo B210 es un RDS que tiene como procesador en banda base un FPGA Spartan 6 XC6SLX150 de Xilinx, con 2 transmisores y 2 receptores, capaz de operar en modo *half* y *full-duplex*. El segmento de RF está basado en el circuito AD9361 descrito en la sección anterior, lo cual permite un ancho de banda de 56 MHz en operación 1x1 y 30.72 MHz en operación MIMO 2x2 [37].

El uso de tarjetas adicionales de RF, esto es, “tarjetas hijas”, permite aumentar las capacidades de los RDS, ya sea extendiendo el intervalo de frecuencias de operación, uso de filtros y amplificadores, y/o etapas de conversión de frecuencia, para bandas específicas, modificación de anchos de banda, etc., haciendo mucho más flexibles a estos equipos. La compatibilidad de estas tarjetas dependerá de las prestaciones del dispositivo procesador de banda base y del *host*. Todas estas características pueden ser activadas mediante la plataforma de *software* que se ejecuta en dicho *host*. Esto implica que el fabricante puede insertar en el RDS una serie de etapas de filtrado y amplificación de manera paralela con diferentes atributos que pueden ser seleccionadas de acuerdo a la aplicación, banda y potencia deseados.

Para el modelo B210, la comunicación entre la plataforma de *software* que se ejecuta en el *host* y el dispositivo de procesamiento ocurre mediante el uso del controlador o *driver* UHD (del inglés *USRP Hardware Driver*), el cual gestiona la comunicación de las señales provenientes de y hacia el RDS, así como la modificación de los parámetros como: ganancia de los amplificadores, frecuencia de operación, tasa de muestreo, etc.

En GNU Radio Companion [38], los bloques que gestionan al B210 hacen uso del controlador UHD para traducir las instrucciones o tareas empleadas en la plataforma para la operación del radio, estos bloques incluyen interfaces que trabajan como fuente de información (*USRP Source*), en el cual se le indica al B210 que opere como receptor, es decir, el transceptor funcionará como fuente de muestras para el *host*, y como sumidero de información (*USRP Sink*), en el cual el B210 opera como transmisor, es decir, recibe muestras de información provenientes del *host*.

Para todas las alternativas que existen en el mercado de transceptores definidos por software, existen bibliotecas de controladores que permiten su operación con las distintas aplicaciones que se ejecutan en los *hosts*. Estas pueden ser de código abierto o de código propietario [16][17][18][19][20][21][22][23].

Dado que el transceptor sólo tiene la tarea de realizar la transferencia de las muestras de y hacia el *host*, es en este último en el cual se realiza el procesamiento de la señal. La plataforma que ofrece mayor flexibilidad, con un mayor grado de complejidad comparada con otras alternativas, para la operación con los distintos radios disponibles en el mercado es GNU Radio Companion.

GNU Radio Companion es un programa de código abierto o libre, con soporte provisto por la comunidad principalmente orientado a plataformas computacionales basadas en Linux,

aunque también hay para MacOS y Windows, con soporte limitado. Éste provee del ambiente y herramientas necesarias para procesar las señales provenientes de los RDS y conformar aplicaciones de radiocomunicación mediante el empleo de bloques de procesamiento de señal mediante el uso de diagramas de flujo, que pueden estar desarrolladas en C++, Python o a través de la interfaz gráfica. Los bloques integran todas las tareas necesarias para la operación de los RDS, las cuales incluyen (de)moduladores, filtros, decimadores e interpoladores, bloques de operación lógica y aritmética, bloques de protocolos completos, lectura y escritura de archivos, así como reproducción de audio y herramientas de visualización de señales. Puesto que la plataforma es de código abierto, es posible desarrollar bloques con tareas de propósito especial, lo cual permite el diseño, desarrollo y evaluación de nuevos esquemas de modulación, cifrado, procesamiento de señal y protocolos, lo cual hace a los RDS una excelente alternativa para la creación de bancos de prueba y, dada la flexibilidad de éstos, reduce costos de fabricación de prototipos.

El desarrollo de nuevos bloques y funciones en *software* requiere conocimiento especializado en procesamiento de señales y programación, por lo que en este trabajo se utilizarán los bloques existentes para la implementación del enlace de comunicaciones, poniendo enfoque en las particularidades físicas o de *hardware* de las etapas de RF y su funcionamiento con técnicas MIMO.

1.4 Fundamentos de las Técnicas MIMO

Las técnicas MIMO, del inglés *Multiple Input – Multiple Output*, se refiere a un conjunto de técnicas de procesamiento de señales que buscan mejorar el desempeño de los sistemas de radiocomunicación [39] mediante el uso de múltiples antenas y etapas de RF, ya sea en el transmisor, receptor o ambos. El desempeño de los sistemas de radiocomunicación aumenta con dos filosofías principales: La primera busca combatir los efectos de las trayectorias múltiples en el canal de comunicación, empleando diversidad espacial. La segunda intenta aprovechar las múltiples trayectorias del canal usando multiplexaje espacial. Estos conceptos se detallan más adelante en las secciones 1.4.1 y 1.4.2, respectivamente.

Desde el punto de vista de la electrónica o *hardware*, MIMO es la utilización de múltiples transceptores de manera simultánea y coordinada, los cuales son independientes entre sí por lo que las señales que procesan están completamente decorrelacionadas (en el escenario ideal). Esto es, desde la perspectiva de la capa física, se busca tener el mayor número de canales de comunicación independientes, en el menor espacio posible. Por ello, las bandas milimétricas, como las que se pretenden utilizar en las comunicaciones 5G [27][28], son particularmente adecuadas ya que la longitud de onda en estas frecuencias permite conjuntos o arreglos de antenas de dimensiones pequeñas. No obstante, para estas bandas, existen otros retos o limitaciones intrínsecos al comportamiento físico de los elementos y componentes electrónicos que conforman las etapas de radiofrecuencia. De esto, es posible afirmar que las técnicas MIMO abarcan un conjunto de disciplinas que tienen como objetivo en común mejorar el desempeño de los sistemas de radiocomunicación.

Es posible encontrar en la literatura dos categorías de las técnicas MIMO. La primera llamada MIMO de usuario simple (*Single User MIMO – SU MIMO*), también llamada MIMO Punto-a-Punto [40], consiste en las técnicas aplicadas cuando se tiene un transmisor y un receptor, en el cual el primero tiene múltiples entradas o ambos y sólo se comunican entre ellos. En este escenario, las técnicas aplicadas buscan incrementar la tasa y mejorar o mantener el rendimiento cuando se tiene una relación señal a ruido SNR por debajo de la óptima.

La segunda categoría, llamada MIMO multi-usuario (*MU MIMO*), es cuando se tienen múltiples usuarios operando con equipo terminal de una sola antena y que se comunican a un nodo central o estación base que tiene múltiples antenas. En este escenario, las técnicas MIMO buscan incrementar el desempeño del sistema completo, siendo que cada usuario no vería un incremento en el rendimiento individual. En la tabla 1.4.1 se muestra una comparación de las características relevantes entre estas dos categorías.

Tabla 1.4.1 Comparativa entre SU MIMO y MU MIMO

Características	SU MIMO	MU MIMO
Aspecto Principal	Transmisor y receptor se comunican entre sí. Comunicación nodo a nodo.	Múltiples usuarios se comunican a un nodo principal.
Objetivo	Incrementar la tasa de transmisión.	Incrementar el rendimiento global del sistema.
Ventaja	No hay interferencia con otros usuarios dado que no hay multiplexaje. No requiere estimación de canal	Ganancia de multiplexaje. No hay incremento en el ancho de banda ni en la potencia requeridos.
Limitante	Confinado a comunicaciones nodo a nodo.	Requiere técnicas de estimación de canal óptimas.
Rendimiento	Incremento en condiciones de baja relación señal a ruido	Incremento en el rendimiento directamente proporcional al SNR.

Las técnicas MIMO de un solo usuario presentan el escenario adecuado para estudiar los retos y limitaciones que se tienen, tanto en las características de la capa física, como capas superiores de los sistemas de radiocomunicación, por lo que, a partir de este punto, cuando se

habla de técnicas MIMO, o sólo MIMO, se referirá a las técnicas de usuario simple. Así mismo, para entender las metas que se buscan con estas técnicas, es necesario profundizar en los conceptos de Diversidad y Multiplexaje Espacial.

1.4.1 Diversidad Espacial

Una de las métricas con las que se puede evaluar el desempeño de un sistema de radiocomunicación es con su inmunidad al ruido, es decir, es la capacidad de recuperar la información con la mínima probabilidad de error cuando la portadora que la transporta está inmersa en ruido con una potencia determinada. En un ambiente electromagnético real, las condiciones de propagación se ven afectadas por cambios atmosféricos, variaciones en el terreno debido al movimiento de obstáculos y/o de los nodos de comunicación, etc. Estos cambios provocan variaciones aleatorias en la potencia de portadora transmitida que incide en la antena del receptor, los cuales se denominan desvanecimientos. Estos cambios degradan la inmunidad al ruido de los sistemas de comunicación, afectando su rendimiento. Una de las soluciones que hacen frente a este problema es la de diversidad.

Diversidad como idea general, consiste en tener réplicas de la señal de información en canales debidamente seleccionados, tal que los desvanecimientos que sufren cada una de éstas son diferentes e independientes, de modo que, implementando un algoritmo de selección o combinación de estas señales, se puede tener una relación señal a ruido mucho mayor que con un solo canal. En la figura 1.8 se muestra un ejemplo de la mejora en el nivel de la portadora recibida sin y con diversidad.

Existen diferentes dominios en los cuales se puede realizar la diversidad de las señales para combatir los efectos adversos del canal. Diversidad en tiempo o temporal, consiste en enviar la señal de información tal que la separación entre un mismo símbolo sea mucho mayor al tiempo de coherencia de canal, es decir, al tiempo en las que las propiedades del canal no cambian. Con ello, se asegura que las propiedades de canal que afectan a cada símbolo son diferentes. Esta técnica permite hacer frente a desvanecimientos de acuerdo a la velocidad con la que ocurren, pero requiere que tanto el transmisor y receptor tengan memoria para almacenar los símbolos.

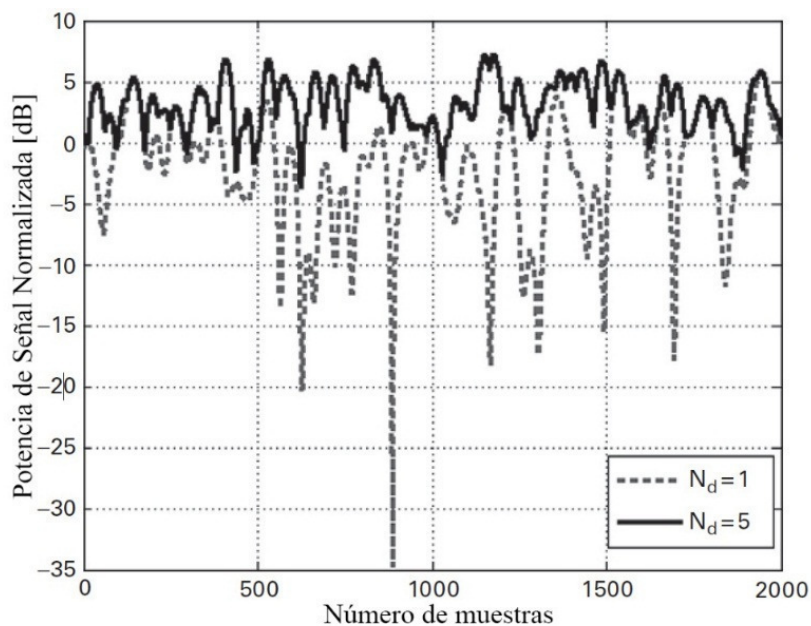


Fig. 1.8 Niveles de potencia normalizados de la portadora recibida con diversidad (5 canales) y sin diversidad con técnica de combinación de ganancia uniforme [39].

En la diversidad en frecuencia, se transmite la misma señal útil empleando distintas portadoras tales que, la separación entre éstas sea mayor al ancho de banda de coherencia de canal. Esto permite combatir los desvanecimientos selectivos en frecuencia, pero tiene la limitación de ocupa un ancho de banda mayor e incrementa la complejidad del demodulador en el receptor.

Diversidad en polarización consiste en enviar una misma señal de información con diferentes polarizaciones, usualmente empleada con arreglos de antenas con polarización ortogonal.

Finalmente, diversidad espacial consiste en recibir con múltiples antenas la señal transmitida por una sola antena. Una de las técnicas que permite la diversidad espacial es mediante el uso de antenas receptoras separadas al menos diez longitudes de onda, lo cual asegura que los canales sean independientes. Desde una perspectiva de procesamiento en banda base, la diversidad espacial consiste en emplear códigos de espacio-tiempo que decorrelacionan las señales [44].

Existen tres técnicas que permiten combinar las réplicas de las señales para hacer frente a los efectos de los desvanecimientos. Considerando el modelo del proceso de combinación lineal descrito por [45]:

$$z = \sum_{i=1}^n \alpha_i y_i \quad (1.4)$$

Donde z es la portadora resultante de la combinación de y_i réplicas de la portadora, ponderada por los coeficientes α_i .

La primera consiste en seleccionar en cada muestra o símbolo la señal que tiene la máxima relación señal a ruido, es decir, la señal con mayor calidad mientras que las otras son descartadas. A esta técnica se le denomina combinación selectiva, en la cual el coeficiente de ponderación es igual a 1 para la rama con mayor SNR y cero para las demás.

La segunda, llamada combinación de ganancia uniforme, consiste en la suma de todas las réplicas de la señal, en las cuales los coeficientes de ponderación tienen la misma magnitud.

La tercera, consiste en ponderar la señal por su relación señal a ruido antes de combinarlas, esto es, $\alpha_i = f(\text{SNR}_i)$, denominada por combinación de tasa máxima.

Las métricas con las que se evalúa el desempeño de las técnicas de diversidad espacial son dos: Orden de diversidad y ganancia de diversidad. La primera es el número de réplicas con las que cuenta el receptor para realizar el proceso de combinación. Está dado por el número de entradas al canal en el transmisor y el número de salidas del canal en el receptor, es decir, en términos prácticos, el número de antenas en cada uno de los puntos del sistema de comunicación. Con ello, un sistema de comunicación MIMO de $N_t \times N_r$ tendrá orden de diversidad N_d dado por:

$$\max\{N_d\} = N_t N_r \quad (1.5)$$

De la ecuación anterior se intuye que, incrementando el número de ramas independientes entre el transmisor y receptor, se mejorará el desempeño del sistema. Sin embargo, existen limitaciones físicas y tecnológicas que establecen un límite superior para el incremento en el desempeño. Por ejemplo, no es posible aumentar de manera indiscriminada el número de antenas por transmisor, esto es debido a que incrementaría el tamaño del equipo terminal, ya que por cada antena se requiere una etapa de RF. Así mismo, crece el consumo de potencia y se eleva el costo. Por otro lado, al tratarse de Radios Definidos por *Software*, los dispositivos de procesamiento podrían no tener la capacidad de procesar las muestras generadas por n número de ramas por lo que se tienen que tomar decisiones basadas en compromisos entre desempeño, viabilidad de implementación y costos.

El incremento en el desempeño se puede evaluar mediante las curvas de probabilidad de error en escala logarítmica contra la relación señal a ruido en dB. En la figura 1.9 se muestra una realización teórica de estas curvas para ordenes de diversidad $N_d = 1, 2$ y 4. En ésta, se observa que con el incremento de la relación señal a ruido, se tiene una tendencia de dichas gráficas hacia rectas pendientes. En este régimen, la pendiente de dichas rectas es lo que se denomina ganancia de diversidad G_d .

$$P_b = \zeta [G_c(\text{SNR})]^{-G_d} \quad (1.6)$$

Donde ζ es una constante que depende del esquema de modulación y G_c es la ganancia por codificación.

Con estos parámetros es posible cuantificar y comparar la diferencia entre el desempeño entre un sistema simple 1x1 y un sistema MIMO de $n \times m$.

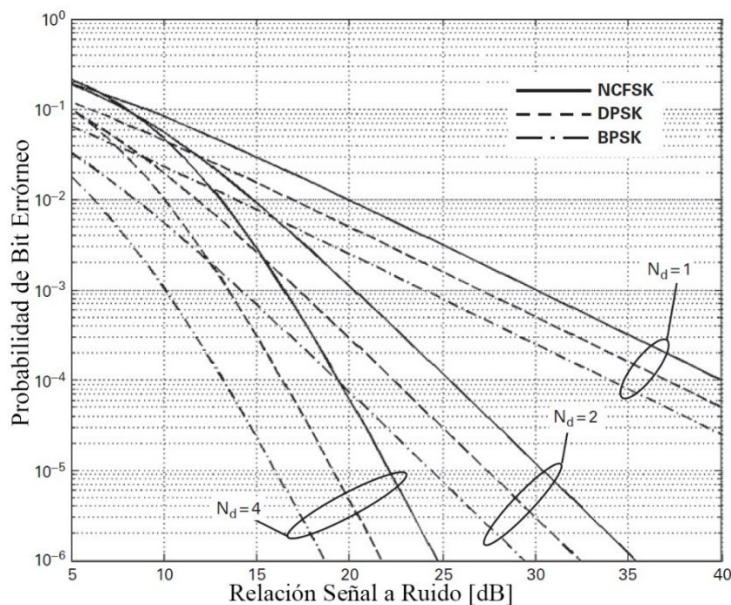


Fig. 1.9 Probabilidad de error vs SNR – Ganancia de diversidad. [39]

1.4.2 Multiplexaje Espacial

Otra de las estrategias empleadas para explotar las bondades que ofrece la redundancia de equipo terminal es la de transmitir diferentes señales o diferente información en una misma frecuencia de operación explotando las múltiples trayectorias del canal. Es decir, en un canal rico en trayectorias múltiples, es posible transmitir diferentes cadenas de datos a través de éstas y, puesto que en MIMO se busca tener decorrelación entre estas trayectorias, es posible identificarlas y separarlas por el o los receptores. Con ello, debido a que se utiliza el mismo ancho de banda para todas las señales, se incrementa la eficiencia espectral del sistema, esto es, se incrementa el número de bits por segundo transmitido por Hertz del ancho de banda.

Esta técnica es análoga a otros esquemas de multiplexaje, como por ejemplo en frecuencia y en tiempo. Así como en la primera se tienen bandas de frecuencia para cada señal y en la segunda se tienen ranuras de tiempo, en el multiplexaje espacial se tienen ranuras espaciales, las cuales no requieren bandas o tiempos de guarda que incrementan el ancho de banda requerido por el sistema.

Para lograr estas ranuras espaciales, además de las múltiples etapas de RF tanto en el transmisor y receptor, es necesario realizar un acondicionamiento de las señales. En el transmisor, el *precodificador* realiza la tarea de mapear las múltiples señales a transmitir a las diferentes antenas que tiene el sistema. En el receptor, el *postcodificador* realiza un estimado de la señal codificada transmitida a partir de las señales recibidas por las antenas para reconstruir las señales originales. Finalmente, un tercer componente necesario para esta técnica, es el medio de propagación mismo, el cual debe ser rico en múltiples trayectorias,

fenómeno que, previo a las técnicas MIMO, se buscaba evitar en los sistemas de radiocomunicación.

El número de canales espaciales disponibles N_c , es decir, el número de señales que se puede multiplexar, estará determinado por el número de antenas en el transmisor N_t o el receptor N_r , siendo el menor de éstos el que determina el máximo teórico posible de canales [39], esto es:

$$N_c = \min[N_t, N_r] \quad (1.7)$$

Por supuesto, esta expresión estará limitada por las condiciones del canal y la propagación. Por ello, existen técnicas para evaluar la calidad del canal considerando las múltiples trayectorias que se pueden explotar con esta técnica. Estableciendo un canal de comunicación en donde la dispersión de N señales es ideal, el límite teórico de la capacidad del sistema está dado por [39]:

$$C_{\text{MIMO}}(N) = N C_{\text{SISO}} \quad (1.7)$$

Esto es, la capacidad de un sistema MIMO con multiplexaje espacial para N señales estará dado por la capacidad de N sistemas con una sola entrada y salida.

Es importante recalcar que el desempeño determinado por las métricas anteriores es puramente teórico y que en la práctica éste será menor. Ya que no se tienen las condiciones ideales de decorrelación entre los canales MIMO y/o las trayectorias de propagación. No obstante, permiten cuantificar el rendimiento de las técnicas utilizadas a partir de un valor ideal de referencia.

Finalmente, existe la tendencia de implementar dichas técnicas para un gran número de trayectorias de señal, llamado MIMO Masivo [40], descrito como una generalización de las técnicas MIMO multi-usuario, con lo que se busca incrementar el desempeño de los sistemas de radiocomunicación, empleando arreglos de un gran número de antenas y sus respectivas etapas de RF, lo cual produce desafíos tanto en el diseño de éstas (dimensiones, peso, costo, compatibilidad electromagnética) como en los algoritmos para el procesamiento de la(s) señal(es) para su multiplexaje o diversidad.

1.5 Aplicación de Técnicas MIMO y Radios Universales Definidos por *Software*

De las características descritas anteriormente de los RDS, es evidente la ventaja que se tiene al usar esta tecnología para la implementación de técnicas MIMO. Primero, se reduce la redundancia de las etapas de procesamiento de banda base, ya que un solo dispositivo de procesamiento puede tener múltiples entradas y salidas de datos, las cuales operan con las portadoras provenientes de las múltiples etapas de RF/Antenas. La limitante para este caso sería la capacidad del dispositivo de procesamiento, ya que existe una tasa máxima de información con la que puede operar, y como se describió en la sección anterior, una de las técnicas consiste en incrementar dicha tasa mediante la redundancia de equipo. También, si el RDS es gestionado por una computadora o dispositivo externo, ie. *host*, la limitante en la tasa de información puede estar determinada por el bus de datos que conecta al RDS con éste [41]. No obstante, las computadoras actuales tienen la capacidad de ejecutar sin problema varias instancias de las plataformas de gestión de los RDS de manera simultánea.

Por otro lado, existen varias aproximaciones con las cuales se implementan las técnicas MIMO. Puesto que la tecnología de las telecomunicaciones y los protocolos están en constante cambio, la flexibilidad de los Radios Definidos por *Software* permite la programación y ejecución de distintas técnicas, así como la introducción de nuevas tecnologías y compatibilidad con las técnicas ya implementadas mediante una actualización de *software*. Es decir, cuando se refiere a protocolos, estándares y medios de procesamiento en *software* que involucran MIMO, no se tiene límite, sino son los dispositivos y las características físicas de los transceptores que acotarán dichas técnicas.

Así mismo, las múltiples etapas de radiofrecuencia permiten la operación de los RDS bajo otras técnicas, como las de arreglos de antenas en fase y formación de haz, la operación de las diferentes etapas de RF como transceptores independientes (diferentes bandas, protocolos, tasas, esquemas de modulación, etc.), y una combinación de éstas de manera simultánea y adaptable a las necesidades de los usuarios y condiciones del canal.

En la actualidad algunos de los sistemas y servicios que operan utilizando la filosofía de MIMO, o bien que su protocolo lo contempla, son los siguientes [39]:

- IEEE 802.11n (WiFi), con configuración de antenas de 4x4.
- IEEE 802.16e (WiMAX) – 4x4.
- HSPA+ (Enhanced HSPA) – 2x2.
- LTE (3.9G) – 4x4.
- LTE Advanced (4G) – hasta 8x8.
- 802.11ac (Enhanced 802.11n) – hasta 8x8.

Simultáneamente, ha habido aportaciones por parte de las compañías para seguir aprovechando las bondades que ofrece esta filosofía para aumentar las velocidades de

transferencia de información en la red celular, así como mejorar la experiencia de usuario [43]. En los juegos olímpicos de invierno de 2018 se realizó el despliegue de lo que la compañía Huawei denomina red 5G, haciendo uso de esta tecnología [48].

Es posible vislumbrar que, dado que en los últimos años se ha buscado explotar la filosofía de MIMO y puesto que ésta requiere de técnicas de procesamiento de las señales de información, los RDS ofrecen una plataforma idónea para dicho objetivo, además de que permite la coexistencia de distintos protocolos y servicios de manera simultánea. Actualmente los equipos que operan con los estándares LTE, LTE-Advance, cuentan con un equipo de radiocomunicación que permite ajustes de parámetros en función de las condiciones del canal y de la potencia de señal. Con ello, y con base en la definición de los Radios Definidos por *Software*, podemos afirmar que los equipos terminales celulares son RDS, pero de propósito específico, ya que sus parámetros no son controlados por el usuario sino por la estación base de la infraestructura celular. Por ello, el objetivo de esta tecnología es incrementar la flexibilidad que se tiene para integrar todos los servicios y protocolos (servicios de red local inalámbrica, telefonía celular, redes de Internet de las Cosas, etc.) en un solo dispositivo para tener una solución todo-en-uno.

CONCLUSIONES

De lo estudiado en este capítulo, es evidente porqué la tecnología de los Radios Definidos por *Software* es de suma importancia para los sistemas y servicios de radiocomunicación actuales y del futuro. La flexibilidad operativa que ofrecen permiten la integración con la

infraestructura actual y con las nuevas propuestas de servicios que han surgido a lo largo de los últimos años e indudablemente seguirán surgiendo como, por ejemplo, dispositivos que se integren a la filosofía de Internet de las Cosas utilizando medios inalámbricos para su operación.

También es posible entender las justificaciones de los desarrolladores de RDS en circuitos integrados y la arquitectura seleccionada, así como la posibilidad de coexistir e incorporarse con otras arquitecturas para incrementar las prestaciones o desempeño.

Finalmente, la idea detrás del desarrollo de esta tecnología persigue satisfacer las necesidades de comunicación de forma masiva, por lo que es importante identificar los retos y limitaciones que se tienen con dicho objetivo. En el siguiente capítulo se estudiarán bandas del espectro radioeléctrico que han permitido la operación conjunta de múltiples dispositivos sin que se tengan restricciones normativas estrictas, pero que presentan desafíos importantes en cuanto a la compatibilidad electromagnética de los dispositivos tanto de radiocomunicación como de otras tecnologías que utilizan dichas bandas para tareas ajenas a la transmisión de información.

REFERENCIAS

[1] Mitola, J. “Software radios: Survey, critical evaluation and future directions”. *IEEE Aerospace and Electronic Systems Magazine*, vol. 8, no. 4, pp.25-36. 1993.

[2] M. Dillinger, K. Madani, and N. Alonistioti, *Software defined radio: architectures, systems, and functions*. Chichester: Wiley, 2003.

[3] E. Venosa, F. Harris, and F. A. N. Palmieri, *Software radio: sampling rate selection, design and synchronization*. New York: Springer, 2011.

- [4] Valerio, D. *Open Source Software-Defined Radio: A survey on GNU Radio and its applications*. Technical report FTW-TR-2008-002. 2008
- [5] W. Tuttlebee, “Software-defined radio: facets of a developing technology,” *IEEE Personal Communications*, vol. 6, no. 2, pp. 38–44, 1999.
- [6] W. Tuttlebee, *Software Defined Radio: Origins, Drivers and International Perspectives*. John Wiley & Sons, 2002.
- [7] M. Dardaillon, K. Marquet, T. Risset, and A. Scherrer, “Software defined radio architecture survey for cognitive testbeds,” *2012 8th International Wireless Communications and Mobile Computing Conference (IWCMC)*, 2012.
- [8] J. Bard and V. J. Kovarik, *Software defined radio: the software communications architecture*. Chichester: Wiley, 2007.
- [9] R. Akeela and B. Dezfouli, “Software-defined Radios: Architecture, state-of-the-art, and challenges,” *Computer Communications*, vol. 128, pp. 106–125, 2018.
- [10] S. Spiridon, *Toward 5G software defined radio receiver front-ends*. Switzerland: Springer, 2016.
- [11] “websdr.org,” *websdr.org*. [Online]. Disponible: <http://www.websdr.org/>. [Último acceso: 27-Nov-2018].
- [12] Xiangwei Zhou, Mingxuan Sun, Geoffrey Ye Li, Biing-Hwang (Fred) Juang, “Intelligent Wireless Communications Enabled by Cognitive Radio and Machine Learning,” *China Communications*, vol. 15, issue 12, diciembre 2018.
- [13] He, A., Bae, K.K., Newman, T.R., et. al., “A survey of Artificial Intelligence for Cognitive Radios”, *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 59, issue 4, pp. 1578–1592, 2010.
- [14] Adam L. Anderson, “Deepmod: An Over-The-Air Trainable Machine for Resilient Communications” GNU Radio Conference GR-Con ‘18, Henderson, NV., September 2018.
- [15] Analog Devices, “AD9361 / AD9364 / AD9371 / AD9680 Transceivers and ADCs” [Online]. Disponible: <https://www.digikey.com.mx/en/product-highlight/a/analog-devices/ad93xx-ad9680-transceivers-adcs>. [Último acceso: 29-Mar-19].
- [16] “MATLAB”, MathWorks. [Online]. Disponible: <https://www.mathworks.com/products/matlab.html>. [Último acceso: 21-Ene-2019].
- [17] “What is LabView”, National Instruments. [Online]. Disponible: <http://www.ni.com/en-us/shop/labview.html>. [Último acceso: 15-Ene-2019].

- [18] “GNU Octave”, The GNU Operating System and the Free Software Movement. [Online]. Disponible: <https://www.gnu.org/software/octave/>. [Último acceso: 08-Mar-2019].
- [19] “RedHawk SDR”, REDHAWK. [Online]. Disponible: <https://redhawksdr.github.io/>. [Último acceso: 11-Mar-2019].
- [20] Pothosware, “pothosware/PothosSDR,” GitHub. [Online]. Disponible: <https://github.com/pothosware/PothosSDR/wiki>. [Último acceso: 11-Mar-2019].
- [21] “SDR# - SDRSharp”, Airspy. [Online]. Disponible: <https://airspy.com/>. [Último acceso: 11-Mar-2019].
- [22] “Cross-Platform and Open-Source Software Defined Radio Application”, CubicSDR. [Online]. Disponible: <https://cubicsdr.com/>. [Último acceso: 11-Mar-2019].
- [23] “SDRUno”, SDRplay. [Online]. Disponible: <https://www.sdrplay.com/windl2.php>. [Último acceso: 11-Mar-2019].
- [24] Z. Yan, Z. Ma, H. Cao, G. Li, and W. Wang, “Spectrum Sensing, Access and Coexistence Testbed for Cognitive Radio using USRP”, *2008 4th IEEE International Conference on Circuits and Systems for Communications*, pp. 270-274, 2008.
- [25] W. Song, “Configure Cognitive Radio using GNU Radio and USRP,” *2009 3rd IEEE International Symposium on Microwave, Antenna, Propagation and EMC Technologies for Wireless Communications*, 2009.
- [26] “SDR Touch - Software Radio for Android,” *SDR Touch - Software Radio for Android*. [Online]. Disponible: <http://sdrtouch.com/>. [Último acceso: 27-Nov-2018].
- [27] S. Sun, T. S. Rappaport, T. A. Thomas, A. Ghosh, H. C. Nguyen, I. Z. Kovacs, I. Rodriguez, O. Koymen, and A. Partyka, “Investigation of Prediction Accuracy, Sensitivity, and Parameter Stability of Large-Scale Propagation Path Loss Models for 5G Wireless Communications,” *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 65, no. 5, pp. 2843–2860, 2016.
- [28] T. S. Rappaport, G. R. Maccartney, S. Sun, H. Yan, and S. Deng, “Small-Scale, Local Area, and Transitional Millimeter Wave Propagation for 5G Communications,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 65, no. 12, pp. 6474–6490, 2017.
- [29] B. Razavi, “Design considerations for direct-conversion receivers,” *IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Analog and Digital Signal Processing*, vol. 44, no. 6, pp. 428–435, 1997.

- [30] J. K. Cavers and M. W. Liao, "Adaptive compensation for imbalance and offset losses in direct conversion transceivers," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 42, pp. 581–588, 1993.
- [31] T. F. Collins, R. Getz, D. Pu, and A. M. Wyglinski, *Software-defined radio for engineers*. Norwood, MA: Artech House, 2018.
- [32] "Wideband Transceivers," *Wideband Transceivers | Analog Devices*. [Online]. Disponible: <https://www.analog.com/en/applications/technology/sdr-radioverse-pavilion-home/wideband-transceivers.html>. [Ultimo acceso: 28-Nov-2018].
- [33] Neu, T. *Direct RF conversion: From vision to reality*, Texas Instruments Incorporated, May 2015. [Online]. Disponible: <http://www.ti.com/lit/wp/slyy068/slyy068.pdf>. [Ultimo acceso: 28-Nov-2018].
- [34] Ettus Research, "USRP B210 USB Software Defined Radio (SDR)", Ettus Research. [Online]. Disponible: <http://www.ettus.com/all-products/UB210-KIT/>. [Ultimo acceso: 12-Mar-2019].
- [35] Pithadia, S. *Smart Selection of ADC/DAC Enables Better Design of Software-Defined Radio*. Application Report SLAA407. Texas Instruments Incorporated. 2009.
- [36] "Customizing the Pluto configuration" *Updating to the AD9364* [Analog Devices Wiki]. [Online]. Disponible: <https://wiki.analog.com/university/tools/pluto/users/customizing>. [Ultimo Acceso: 29-Nov-2018].
- [37] "Comparative features list - B200/B210/B200mini," *USRP Hardware Driver and USRP Manual: USRP B2x0 Series*. [Online]. Disponible: http://files.ettus.com/manual/page_usrp_b200.html. [Ultimo acceso: 29-Nov-2018].
- [38] "GNURadioCompanion," *What is GNU Radio? - GNU Radio*. [Online]. Disponible: <https://wiki.gnuradio.org/index.php/GNURadioCompanion>. [Ultimo Acceso: 29-Nov-2018].
- [39] J. R. Hampton, *Introduction to MIMO communications*. New York: Cambridge University Press, 2014.
- [40] T. L. Marzetta, E. G. Larsson, H. Yang, and H. Q. Ngo, *Fundamentals of massive MIMO*. Cambridge: Cambridge University Press, 2016.
- [41] Alicke, F. Feulner, M. Dehmelt, F. Verma, A. Becke, G. *Comparing Bus Solutions*. Application Report SLLA067C. Texas Instruments Incorporated. 2000, rev. 2017.
- [42] *ADC12DL3200 Datasheet | TI.com*. [Online]. Disponible: <http://www.ti.com/document-viewer/ADC12DL3200/datasheet/features-slvdr36816#SLVSDR36816>. [Ultimo acceso: 29-Nov-2018].

- [43] Yang, G., Taylor, C. “4x4 MIMO Boosts 4G and Gives Consumers a Taste of the Gigabit Experience”, *Networks & Service Platforms (NSP)*, www.strategyanalytics.com, 2017.
- [44] S. Alamouti, “A Simple Transmit Diversity Technique for Wireless Communications”, *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 16, no. 8, pp. 1451–1458, 1998.
- [45] Valeri Kontorovich Mazover, Luis Ramos Alarcón Barroso Fernando, and Michel Ramón Parra, *Fundamentos de Comunicaciones Digitales*, 2nd ed., Limusa, Mx, pp. 344, 2015.
- [46] “Sidekiq™,” Epiq Solutions. [Online]. Disponible: <https://epiqsolutions.com/rf-transceiver/sidekiq/>. [Ultimo acceso: 29-Nov-2018].
- [47] “bladeRF 2.0 micro,” Nuand. [Online]. Disponible: <https://www.nuand.com/bladerf-2-0-micro/>. [Ultimo acceso: 29-Nov-2018].
- [48] “5G is Now, Kicking Off the “Megatech” Era,” *Huawei*, 14-May-2018. [Online]. Disponible: <https://www.huawei.com/en/press-events/events/huawei-asia-pacific-innovation-day-2018/5g-is-now-kicking-off-the-megatech-era>. [Ultimo acceso: 29-Nov-2018].

Capítulo 2. Sistemas de Radiocomunicación en las Bandas ISM

2.1 Definiciones y Reglamentación del Espectro Electromagnético

Como se trató brevemente en el capítulo anterior, el espectro electromagnético es un recurso finito, el cual se tiene que atribuir a los diferentes servicios dedicados tanto a la radiocomunicación, como a otros servicios que utilizan energía electromagnética para realizar otras tareas. Para lograr un funcionamiento adecuado cuando los sistemas de comunicación operan de manera simultánea, es necesario coordinar y regular la adjudicación de bandas entre países o regiones, atribución de servicios en las distintas bandas y asignación a las distintas estaciones dentro de cada servicio. Existen organismos a nivel internacional y en cada país que establecen un conjunto de normas para el uso del espectro.

La Unión Internacional de Telecomunicaciones – Sector de Radiocomunicaciones [1] (ITU-R, por sus siglas en inglés) tiene la tarea de gestionar a nivel global el espectro radioeléctrico y órbitas satelitales, así como generar estándares y lineamientos para asegurar el uso equitativo y eficiente de estos recursos por servicios como la radiocomunicación móvil y fija, radio difusión, exploración espacial, meteorología, servicios de posicionamiento global, y otros. El objetivo estratégico de la ITU-R se describe en tres puntos, los cuales son:

- Asegurar la operación libre de interferencia de los sistemas de radiocomunicación mediante la implementación de regulaciones y acuerdos regionales, así como la

actualización de dichos instrumentos regulatorios de manera oportuna a través de congresos regionales e internacionales.

- Establecer recomendaciones para asegurar el desempeño y calidad de servicio de los sistemas de radiocomunicación.
- Buscar mecanismos para asegurar el uso eficiente, equitativo y racional del espectro electromagnético y órbitas satelitales y promover flexibilidad para permitir el crecimiento y los desarrollos tecnológicos.

Para facilitar la gestión de los recursos, la ITU-R ha separado a los países en tres regiones diferentes mostradas en la figura 2.1 [2]. Esta división facilita la coordinación entre países adyacentes en cuanto al uso del espectro. La Región 1 comprende el territorio demarcado por las líneas A (como frontera Este) y B (como frontera Oeste de la Región) exceptuando cualquier territorio de la República Islámica de Irán (la cual se encuentra dentro de los límites acotados por dichas líneas), e incluye también los territorios de Armenia, Azerbaiyán, Rusia, Georgia, Mongolia, Uzbekistán, Kazajistán, Kirguistán, Tayikistán, Turkmenistán, Turquía e Ucrania, así como toda la parte al norte de Rusia comprendida entre las líneas A y C.

La Región 2 está comprendida por los territorios delimitados por las líneas B al este y C al oeste, la cual contiene en su totalidad al continente americano.

La Región 3 está delimitada por las líneas A en el Oeste y C en el Este, excepto los territorios de Armenia, Azerbaiyán, Rusia, Georgia, Mongolia, Uzbekistán, Kazajistán, Kirguistán, Tayikistán, Turkmenistán, Turquía e Ucrania. Así mismo, esta Región incluye la República Islámica de Irán, que se encuentra fuera de los límites dados por las líneas A y C.

A nivel nacional también existen organismos oficiales que gestionan el uso del espectro radioeléctrico de manera local, bajo las recomendaciones realizadas por la ITU-R. En Estados Unidos de América, este organismo es la Comisión Federal de Comunicaciones (FCC – por sus siglas en inglés) [3], y en México es el Instituto Federal de Telecomunicaciones – IFT [4]. Entre estas dos organizaciones, existe similitud entre las bandas atribuidas a los distintos servicios, ya que, como se encuentran en la misma región determinada por el ITU-R, comparten frontera geográfica y puesto que no hay limitaciones físicas que impidan la propagación de las ondas electromagnéticas, las mismas normas de uso permiten la operación conjunta de los servicios en ambos países sin que exista interferencia significativa.

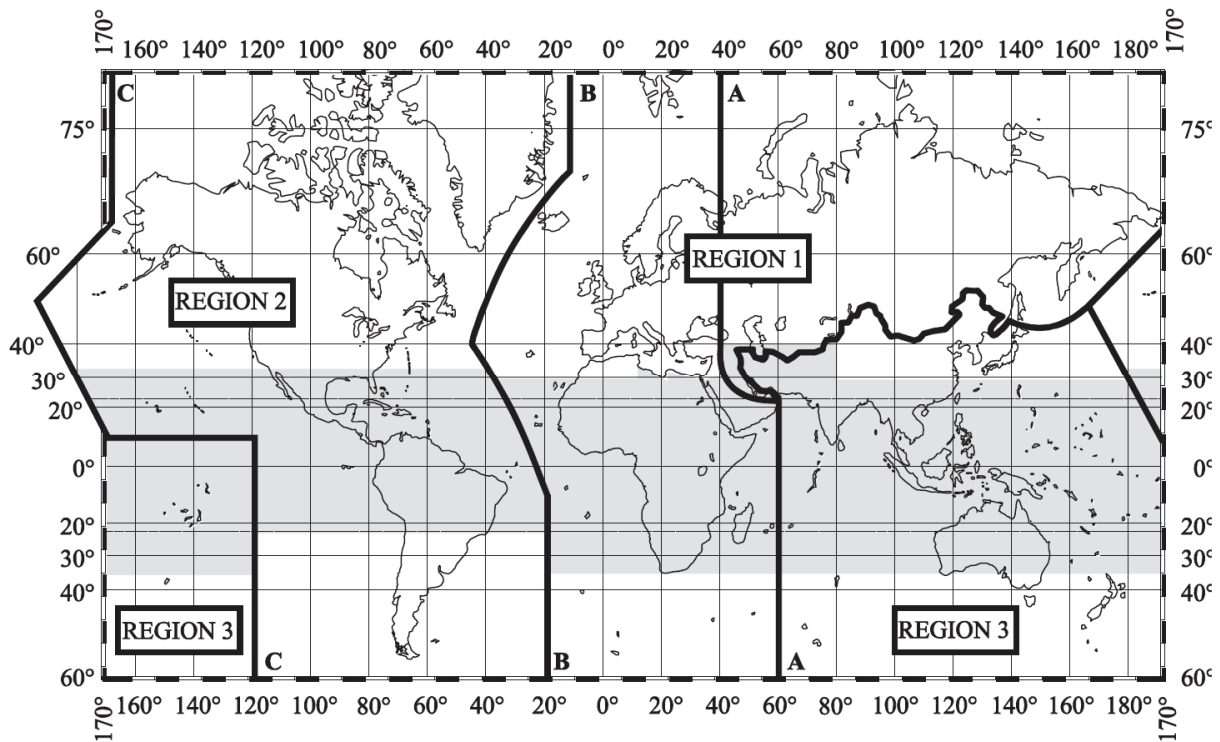


Fig. 2.1 Distintas regiones para la adjudicación del espectro electromagnético [2].

2.1.1 Definiciones, convenciones y nomenclatura.

Los organismos encargados de la regulación del espectro electromagnético en cada país, bajo las recomendaciones del ITU-R, siguen una serie de convenciones y definiciones específicas para la gestión de dicho recurso [2]. Por ello, y dada la naturaleza de este trabajo de tesis, es imprescindible describir algunas de las más importantes.

Respecto a los servicios:

- **Servicio de Radiocomunicación:** Se le denomina de esta manera al conjunto de actividades que involucran la transmisión, emisión y/o recepción de ondas electromagnéticas para propósitos específicos de telecomunicaciones. Estos servicios pueden ser de tipo fijo, móvil, marítimo, espacial, de difusión, amateur, entre otros.
- **Servicio de Radiodeterminación:** Servicio radioelectrónico que consiste en determinar la posición, velocidad y/o características de un objeto mediante el uso de la propagación de ondas electromagnéticas. Este servicio se subdivide en radiolocalización, radionavegación y determinación de dirección por medio de ondas de radio (*radio direction-finding*).
- **Servicio de Radioastronomía:** Servicio radioelectrónico que consiste en la recepción de ondas de radio provenientes del espacio.
- **Servicios Primarios:** En la segmentación y otorgamiento del espectro electromagnético existen dos categorías de los servicios. Los servicios primarios son aquellos que tienen

prioridad sobre la porción del espectro electromagnético atribuida y se identifican en la reglamentación oficial por medio de mayúsculas (eg. FIJO, MOVIL, AMATEUR, etc).

- **Servicios Secundarios:** Son aquellos servicios a los cuales se le atribuyen porciones del espectro electromagnético ocupadas por servicios primarios y son compartidas mediante condiciones de operación específicas. Se les identifica en la reglamentación con “caracteres normales” (eg. Fijo, Móvil, Amateur). Además, presentan las siguientes limitaciones:

- a) No deberán de causar interferencia perjudicial a las estaciones de servicios primarios, las cuales ya tienen frecuencias asignadas o que son asignadas posteriormente.

- b) No pueden demandar protección contra interferencia producida por las estaciones de servicios primarios, tanto para estaciones primarias con bandas ya asignadas o que se asignan posteriormente.

- c) Podrán demandar protección contra estaciones del mismo servicio secundario u otros servicios secundarios cuyas frecuencias son asignadas posteriormente.

Respecto a las estaciones:

- **Estación:** Conjunto de transmisores, receptores, o combinación de transmisores-receptores ubicados en un mismo lugar, incluyendo accesorios e infraestructura necesaria, que realizan servicios de radiocomunicación o radioelectrónicos. Las estaciones se clasifican por el servicio en el cual operan, ya sea de manera permanente o temporal, y puede ser: Terrestre, espacial, fija, móvil, costera, marítima, aeronáutica,

de aviación, de difusión, emergencia, radionavegación, radiolocalización, amateur, radioastronomía, entre otras.

Respecto al otorgamiento del espectro electromagnético:

- **Atribución (Atribuir):** Otorgamiento por parte de los organismos responsables de una banda de frecuencias con el propósito de su uso por uno o varios SERVICIOS, ya sea terrestres o espaciales, para radiocomunicación o radioelectrónicos bajo condiciones específicas y reguladas.
- **Adjudicación (Adjudicar):** Concesión descrita en un acuerdo oficial, para el uso de una banda de frecuencias o canales por una o más administraciones u organismos de PAISES o AREAS GEOGRAFICAS determinadas, bajo condiciones particulares.
- **Asignación (Asignar):** Autorización emitida por una administración u organismo a una ESTACION para el uso de una frecuencia de radio o canal de radio bajo condiciones específicas.

Con esto, es posible comprender la estructura de los servicios en el espectro electromagnético para satisfacer las necesidades de radiocomunicación. Sin embargo, existen limitaciones físicas y tecnológicas que limitan la distribución de estos servicios. Por ello, para simplificar estas atribuciones y facilitar la gestión a por los organismos regionales, el espectro electromagnético se ha particionado en bandas de frecuencia. En la siguiente sección, éstas serán definidas y se describirán sus principales características.

2.1.2 Clasificación del Espectro Electromagnético

La división del espectro electromagnético, de acuerdo a los organismos regulatorios, se realiza por décadas en frecuencia y/o longitud de onda, mostrada en la tabla 2.1. Dicha distribución de bandas permite la agrupación de frecuencias en función del modo dominante de propagación, características físicas y condiciones de operación para los distintos servicios atribuidos.

Modos de Propagación de Ondas Electromagnéticas

Puesto que los sistemas de radiocomunicación terrestres operan en ambientes en los cuales el medio de propagación es distinto al vacío, la interacción entre la energía de las ondas electromagnéticas y la materia (atmósfera, obstáculos físicos, etc.) produce distintos comportamientos en la propagación en función de la frecuencia o longitud de onda. Con ello, los fenómenos de propagación que presentan las señales transmitidas son:

- **Reflexión:** Las ondas electromagnéticas, cuando se propagan de un medio a otro, son reflejadas o rebotan en el medio incidente (obstrucción). Este fenómeno depende del ángulo de incidencia de la onda, las propiedades físicas del medio en el cual incide ésta y su frecuencia.
- **Difracción:** La onda electromagnética es separada en diferentes frentes de onda de menor potencia cuando incide sobre un objeto de dimensiones conmensurables a la

longitud de onda, o bien, cuando la onda incide sobre la orilla de un objeto (filo de cuchilla).

- **Refracción:** La onda electromagnética sufre de un cambio en la dirección y velocidad de propagación al incidir sobre un objeto o medio con propiedades físicas diferentes, con la condición de que no ocurra reflexión.

Los fenómenos descritos anteriormente no ocurren de manera exclusiva, sino que se presenta una combinación de éstos para el cual uno es el dominante. Con ello, cuando una onda electromagnética se propaga e incide sobre un objeto, parte de la energía será transmitida a través del obstáculo ocurriendo refracción, y parte de la energía será reflejada, produciendo dispersión del frente de onda transmitido. Además, puesto que el medio de propagación presenta obstáculos con formas complejas y de distintos tamaños, el fenómeno de difracción también se manifiesta. Esto implica que, en el receptor, siempre serán captados múltiples frentes de onda (ecos), los cuales explican el por qué se logra la recepción en lugares donde no se tienen fuentes de ondas electromagnéticas, por ejemplo, detrás de un obstáculo. Dependiendo de la frecuencia de dichas ondas se puede presentar un mecanismo de propagación dominante, los cuales se describen a continuación:

- **Ondas Superficiales:** En este modo de propagación, las ondas electromagnéticas (generalmente $< LF$ – Tabla 2.1.1) inducen una corriente en la superficie de la tierra, con lo que se produce una componente de campo eléctrico paralela al plano de tierra. Con ello, la onda electromagnética generada avanza siguiendo la curvatura de la Tierra, con lo que se pueden tener enlaces de hasta 1500 km de distancia [5]. Este modo de propagación, se incluye como una sub-clasificación de las Ondas de Tierra [6].

- **Ondas Ionosféricas u Ondas de Cielo:** El modo de propagación dominante para este tipo de ondas es mediante la reflexión y/o refracción en la ionósfera.

La ionósfera es una de las capas superiores de la atmósfera comprendida usualmente entre los 60 y los 1000 km de altura. Esta capa se encuentra eléctricamente cargada debido a la radiación solar. Las características eléctricas y la altura de esta capa cambian con la hora del día, época del año y la ubicación sobre la Tierra. Para que ocurra este modo de propagación, la longitud de onda de la señal transmitida debe ser mayor que la separación media entre las partículas ionizadas, lo cual se presenta principalmente para frecuencias menores a los 30 MHz (longitud de onda = 10 m). Dependiendo de las condiciones de la ionósfera y características del sistema de comunicación, pueden ocurrir uno o varios saltos o rebotes entre dicha capa y la superficie terrestre, permitiendo comunicaciones cuasi-globales.

- **Ondas Troposféricas:** En este modo de propagación, el fenómeno dominante es el de la refracción en las capas inferiores de la atmósfera. Esto es debido a que las propiedades eléctricas de estas capas cambian de manera gradual con la altura, ya que ésta no es homogénea en su composición de gases, lo cual permite comunicaciones más allá del horizonte visual.
- **Ondas Espaciales:** Son aquellas en las que se tiene propagación por línea de vista (LOS, del inglés *Line of Sight*), es decir, trayectorias directas entre las antenas de los equipos terminales, incluyendo enlaces entre estaciones terrestres y satélites, aun cuando además de éstas existan reflexiones sobre obstáculos o la trayectoria en línea de vista se encuentre parcialmente obstruida [7]. También, este modo de propagación es considerado como una sub-clasificación de las ondas de tierra [6].

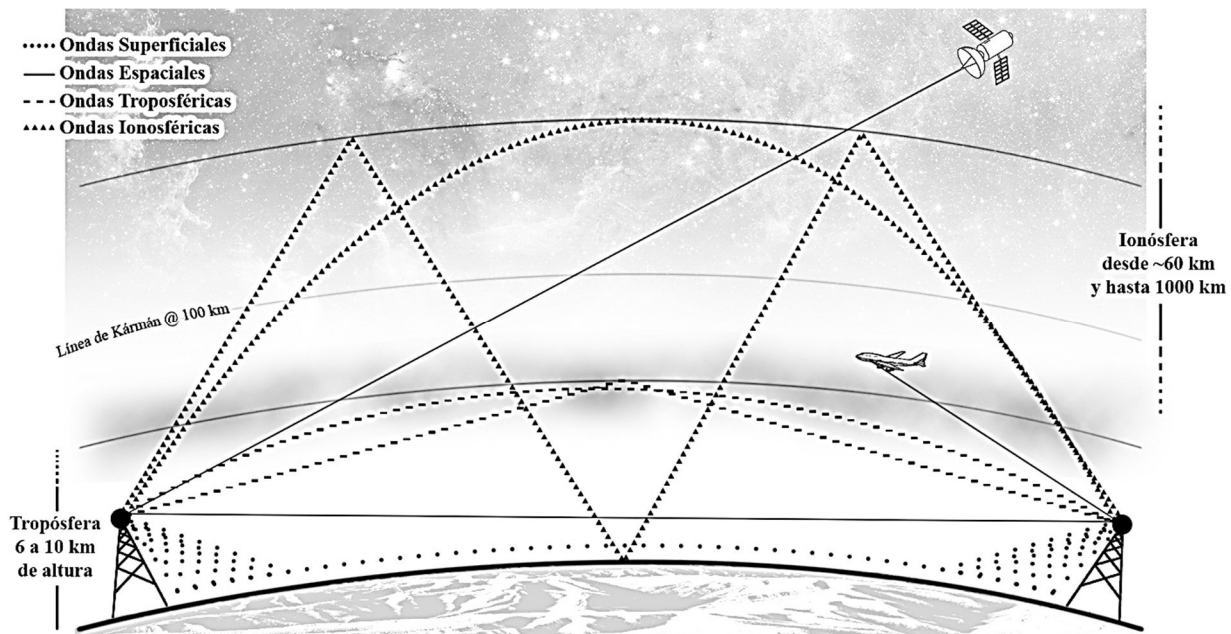


Fig. 2.2 Modos de propagación de las ondas electromagnéticas.

En la tabla 2.1.1 se muestra la clasificación del espectro electromagnético conforme a los acuerdos emitidos por la ITU-R. Además, se describe el modo de propagación dominante para cada una de las bandas. No obstante, es importante rescatar que el modo de propagación no es único y éste puede variar en función del diseño del sistema de comunicaciones.

Tabla 2.1.1 Clasificación del Espectro Electromagnético

Banda	Frecuencia	Longitud de Onda	Designación ITU [2]	Designación IEEE [8]	Subdivisión Sistema Métrico	Modo de propagación dominante
1	3-30 Hz	$10^5 - 10^4$ km	ELF – <i>Extremely Low Frequency</i>	N/A	N/A	Ondas superficiales
2	30-300 Hz	$10^4 - 10^3$ km	SLF – <i>Super Low Frequency</i>	N/A	N/A	Ondas superficiales
3	300 – 3000 Hz	$10^3 - 100$ km	ULF – <i>Ultra Low Frequency</i>	N/A	N/A	Ondas superficiales
4	3 – 30 kHz	100 – 10 km	VLF – <i>Very Low Frequency</i>	N/A	Ondas Miriamétricas	Ondas superficiales
5	30 – 300 kHz	10 – 1 km	LF – <i>Low Frequency</i>	LF	Ondas Kilométricas	Ondas superficiales / Ondas ionosféricas

6	300 – 3000 kHz	1 km – 100 m	MF – <i>Medium Frequency</i>	MF	Ondas Hectométricas	Ondas ionosféricas
7	3 – 30 Mhz	100 – 10 m	HF – <i>High Frequency</i>	HF	Ondas Decamétricas	Ondas ionosféricas/ Ondas espaciales
8	30 – 300 MHz	10 – 1 m	VHF – <i>Very High Frequency</i>	VHF	Ondas Métricas	Ondas troposféricas/ Ondas espaciales
9	300 – 3000 MHz	1 m – 10 cm	UHF – <i>Ultra High Frequency</i>	UHF, L, S	Ondas Decimétricas	Ondas troposféricas/ Ondas espaciales
10	3 – 30 GHz	10 – 1 cm	SHF – <i>Super High Frequency</i>	S, C, X, Ku, K, Ka	Ondas Centimétricas	Ondas espaciales
11	30 – 300 GHz	1 cm – 1 mm	EHF – <i>Extremely High Frequency</i>	Ka, V, W, mm	Ondas Milimétricas	Ondas espaciales
12	300 – 3000 GHz	1 mm – 0.1 mm	THF – <i>Tremendously High Frequency</i>	N/A	Ondas Decimilimétricas	Ondas espaciales

Por cuestiones prácticas, en ocasiones no se consideran las bandas de frecuencia menores a LF, ya que es poco práctico construir sistemas de comunicaciones útiles, salvo en casos específicos (en la sección 2.4 se detallarán las limitaciones de las distintas bandas de frecuencia). De la misma manera, aunque la banda 12 de la clasificación del ITU-R es una banda experimental y aun no existen dispositivos de radiocomunicación que operen en estas frecuencias de manera comercial, parte del espectro en esta banda fue atribuido al servicio de radio amateur con fines experimentales [9].

También es posible encontrar clasificaciones del espectro menos formales, en las cuales la banda 10 de la tabla 2.1.1 es llamada como microondas. Si bien no existe una clasificación rigurosa que utilice esta definición, por practicidad, a partir de 1 GHz y hasta los 30 GHz, se emplea dicha denominación. Para frecuencias superiores, correspondientes a las bandas 11 y 12, la denominación utilizada en la industria y de manera menos formal es de bandas milimétricas y sub-milimétricas.

Finalmente, el espectro electromagnético no solamente es utilizado por los sistemas de radiocomunicación. Existen sistemas que utilizan algunas de las bandas para otras tareas diferentes a la de transferencia de información. En la siguiente sección se enumerarán las condiciones de operación establecidas por los organismos regulatorios internacionales y nacionales para su coexistencia con los sistemas de comunicación.

2.2 Fundamentos y Reglamentación de las Bandas ISM

La ITU-R ha establecido un conjunto de bandas reservadas para su uso por sistemas que aprovechan la energía electromagnética para tareas distintas a los servicios de radiocomunicación. Estas bandas son denominadas ISM (del inglés *Industrial, Scientific and Medical*) y se definen como las bandas en la que operan equipos o accesorios diseñados para generar y utilizar de manera local energía de radiofrecuencia para propósitos industriales, científicos, médicos, domésticos y similares, exceptuando aquellos relacionados con el campo de las telecomunicaciones.

De manera general, el uso de la energía electromagnética con propósitos distintos a las de las comunicaciones, tiene como objetivo principal generar energía calorífica. Uno de los ejemplos más conocidos es el del uso del horno de microondas, ya sea de manera doméstica o industrial, soldadura de arco estabilizada por RF, templadores de metales, etc. También, existen aplicaciones en el campo de la medicina con técnicas de rehabilitación como la diatermia, ablación por radiofrecuencia y terapia de hipertermia para el tratamiento del cáncer. Finalmente,

también existen equipos que utilizan la energía electromagnética para obtener información de las propiedades físicas de algún material u objeto.

La ITU-R ha reservado las siguientes bandas para su uso ISM, las cuales pueden tener excepciones en algunos países o regiones, administradas por los organismos correspondientes de manera local. En México, la reglamentación establecida por dicho organismo se mantiene sin cambios.

Tabla 2.2.1 Frecuencias para Bandas ISM [2]

Banda	Frecuencia central	Observaciones
*6765 – 6795 kHz	6780 kHz	
13553 – 13567 kHz	13560 kHz	
26957 – 27283 kHz	27120 kHz	
40.66 – 40.70 MHz	40.68 MHz	
*433.05 – 434.79 MHz	433.92 MHz	Para la Región 1, con algunas excepciones.
902 – 928 MHz	915 MHz	Para la Región 2
2 400-2 500 MHz	2 450 MHz	
5 725-5 875 MHz	5 800 MHz	
24-24.25 GHz	24.125 GHz	
*61-61.5 GHz	61.25 GHz	
*122-123 GHz	122.5 GHz	
*244-246 GHz	245 GHz	

Las administraciones locales y/o regionales deben asegurar que el equipo que opera en dichas bandas utilice el mínimo de potencia necesario de radiación para su funcionamiento. De igual modo, es necesario asegurar que la radiación fuera de banda no provoque interferencia que afecte a otros servicios de radiocomunicación, particularmente a los servicios de radionavegación y servicios de seguridad.

Aquellas bandas denotadas por un asterisco (*) requieren especial autorización por la administración regional competente para su utilización por equipos ISM, considerando otras administraciones cuyos servicios de radiocomunicación podrían verse afectados. Para la gestión

de estas bandas, es necesario que las administraciones tengan la debida consideración de las últimas recomendaciones emitidas por la ITU-R [2].

En México, además de las bandas establecidas por la ITU-R se añaden otras a las cuales se le atribuyen servicios de radiocomunicación, consideradas bandas libres ya que no requieren licencia ni autorización por parte de la administración a cargo. De conformidad con la fracción II del artículo 54 de la Ley Federal de Telecomunicaciones y Radiodifusión del IFT [10], se establece que:

“Espectro libre: son aquellas bandas de frecuencia de acceso libre, que pueden ser utilizadas por el público en general, bajo los lineamientos o especificaciones que establezca el Instituto, sin necesidad de concesión o autorización...”

No obstante, estas bandas son para el uso exclusivo de sistemas de radiocomunicación y no pueden ser utilizadas por sistemas industriales, médicos y científicos con fines distintos a la transmisión de información. Además, a pesar de que estas bandas no requieren licencia o concesión, están sujetas a limitaciones y lineamientos establecidos en el Inventario de Bandas Libres del IFT [11]. La explotación de estas bandas y de las bandas ISM con distintos servicios ha permitido el uso masivo de un conjunto de sistemas para satisfacer diferentes necesidades de telecomunicación, los cuales, a pesar de los lineamientos emitidos por los organismos competentes, no es posible asegurar la calidad de servicio ni las condiciones de baja interferencia entre sistemas. No obstante, para fines de este trabajo de tesis, el estudio de los sistemas de radiocomunicación se centrará exclusivamente en las bandas ISM designadas por la ITU-R.

2.3 Sistemas de Radiocomunicación en las Bandas ISM

A pesar de que las bandas ISM se han asignado para tareas distintas a las de la radiocomunicación, es importante recalcar que el espectro electromagnético es un recurso finito y que constantemente surgen nuevos sistemas de comunicación y servicios que lo utilizan. Por ello, y dado que los equipos que operan en las bandas ISM utilizan la energía electromagnética de manera local, esto es, no requieren radiar energía electromagnética al espacio y la potencia está regulada para que la radiación no intencional sea mínima, es posible integrar en dichas bandas sistemas de radiocomunicación que permitan durante su operación cierto nivel de interferencia debida a la operación de equipos industriales, científicos, médicos y domésticos. Sin embargo, no fue sino hasta que las técnicas de espectro disperso, que están relacionadas con esquemas de modulación altamente robustos contra oscilaciones interferentes, se comenzaron a implementar en el ambiente civil, que fue posible introducir diversos sistemas de comunicación en estas bandas.

2.3.1 Técnicas y Sistemas de Espectro Disperso

Estas técnicas fueron desarrolladas durante la segunda guerra mundial y hasta mediados de la década de 1950 en el ambiente militar [12][13] con el objetivo de desarrollar sistemas de comunicación difíciles de detectar y altamente resistentes a las oscilaciones interferentes (OI)

intencionales, por ejemplo, el bloqueo (*jamming*). Estas se basan en mecanismos de transmisión en la cual se ocupan anchos de banda mucho mayores al mínimo necesario para el envío de la información.

Para que las técnicas o sistemas sean considerados de espectro disperso, deben cumplirse las siguientes condiciones [12][13]:

- La señal transmitida ocupa un ancho de banda mucho mayor al mínimo necesario para enviar la información.
- La dispersión del espectro se logra mediante una señal de dispersión, llamado código de dispersión, el cual es independiente de la información. Además, esta señal código debe de tener ciertas propiedades que permitan recuperar la señal de información aun cuando ésta se encuentre inmersa en un ambiente con interferencias y otras señales de espectro disperso. Estas propiedades se describen con detalle posteriormente.
- En el receptor, la compresión del espectro se logra mediante la correlación de la señal recibida con una réplica en sincronía de la señal código utilizada en el transmisor.

La modulación FM y PCM también pueden dispersar el espectro de la señal de información, no obstante, no son considerados técnicas o sistemas de espectro disperso ya que no satisfacen las condiciones descritas anteriormente. Por ejemplo, la dispersión espectral en la modulación FM no se logra mediante un código de dispersión independiente de la señal de información, caso similar ocurre con la modulación por ancho de pulso. Con ello, una señal de espectro disperso es aquella que tiene un proceso de modulación extra el cual expande el ancho de banda de la señal más allá del mínimo requerido por la modulación de datos subyacente [14].

Propiedades de las Señales de Dispersión.

El ruido blanco es un modelo matemático ideal que describe un proceso aleatorio el cual, por definición, tiene potencia infinita distribuida a lo largo de todas las frecuencias. De tal modo, este proceso está descrito por:

$$N(\omega) = \frac{N_0}{2} \quad -\infty < \omega < \infty \quad (2.1)$$

Donde N_0 es una constante real denominada densidad de potencia de ruido blanco.

La potencia promedio del ruido blanco es:

$$P_{N_{\text{prom}}} = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{N}{2} d\omega \rightarrow \infty \quad (2.2)$$

Y la autocorrelación está dada por:

$$R_N(\tau) = \frac{N}{2} \delta(\tau) \quad (2.3)$$

Donde $\delta(\tau)$ es la función Delta de Dirac.

Dado que el modelo de ruido blanco es un modelo ideal, la correlación entre dos muestras diferentes i y j es igual a cero. Esto indica que, sin importar qué tan cercanas sean las muestras que se evalúan, no existirá alguna relación entre éstas. Con ello, se concluye que el modelo del ruido blanco tiene una varianza $\sigma^2 \rightarrow \infty$, por lo que este modelo puede estar descrito por cualquier función de densidad de probabilidad. No obstante, dado que existe una relación entre la varianza de una función de densidad de probabilidad y la potencia promedio de una señal, y puesto que la potencia de ruido en un sistema real es cuantificable, es decir, es finita, la función

de densidad de probabilidad que maximiza la entropía para una varianza $\sigma^2 \ll \infty$ es la función gaussiana [15]. De tal modo, la función de densidad para este modelo es:

$$f(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma} e^{-\frac{(x-\mu)^2}{2\sigma^2}} \quad (2.4)$$

Además, en los sistemas de radiocomunicación, el ruido se genera fundamentalmente por el movimiento aleatorio de portadores de carga e^- dentro de los elementos que conforman dicho sistema. Cada uno de los portadores de carga se puede observar como una fuente puntual de ruido con una distribución de probabilidad cualesquiera. El número de portadores de carga e^- en cualquier elemento del sistema de comunicaciones es extremadamente grande, con lo que se puede suponer la aproximación $e^- \rightarrow \infty$, con esto, y por el Teorema de Límite Central [21], la función de densidad de probabilidad que describe el conjunto total de los portadores de carga de un sistema es la distribución gaussiana (ec. 2.4). Un análisis similar se puede hacer para el ruido de disparo, el cual es otra fuente de ruido blanco gaussiano generado en circuitos activos. Con esta función de densidad de probabilidad, se sigue cumpliendo de manera aproximada la ecuación 2.3. En la figura 2.3 se muestran el histograma y la autocorrelación de una señal aleatoria (con 10^6 muestras) generada con dicha función de densidad de probabilidad con media $\mu = 0$ y varianza $\sigma^2 = 1$.

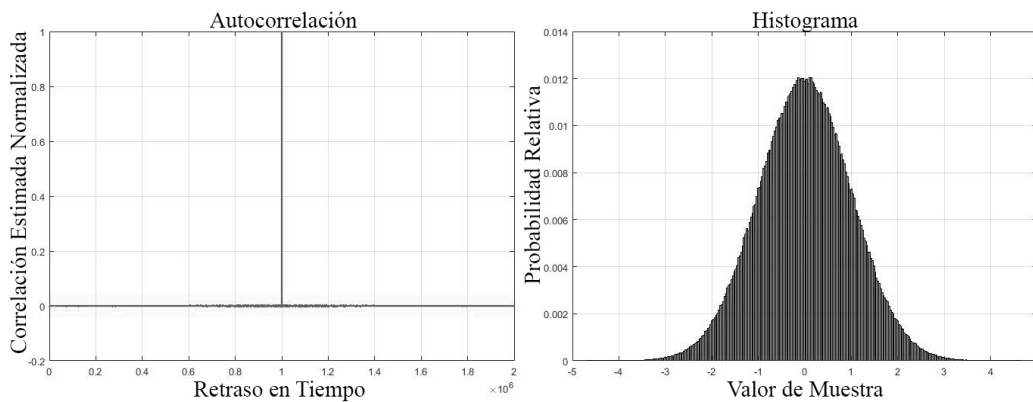


Fig. 2.3 Autocorrelación (izquierda) e Histograma (derecha) de una señal de ruido blanco gaussiano.

De las características descritas anteriormente, se puede vislumbrar que las señales de dispersión deben tener propiedades similares a las del ruido blanco gaussiano. Es decir, deben de ser aleatorias y ortogonales entre sí, para que, en el receptor, cuando se realice la correlación de la señal recibida y la réplica en sincronía de la señal de dispersión, pueda ser comprimido el espectro de la señal que contiene la información. No obstante, generar señales completamente aleatorias para realizar la dispersión representa un problema para los sistemas de comunicación. Primero, de generarse una señal completamente aleatoria en el transmisor, es imposible generar una señal idéntica en el receptor mediante técnicas determinísticas. Una de las soluciones a este problema fue la transmisión de la señal de dispersión en otra banda para que el receptor pudiera recibirla y realizar la demodulación de la información [13]. Sin embargo, esto es contraproducente en sistemas que emplean estas técnicas por cuestiones de seguridad. Otra alternativa fue la generación de señales pseudo-aleatorias para realizar la dispersión. Se denominan secuencias pseudo-aleatorias (PN, del inglés *pseudonoise*) a aquellas secuencias que son generadas por algoritmos determinísticos pero que presentan propiedades similares a las de las señales aleatorias. Esto permite la generación de la misma señal tanto en el receptor como en el transmisor de manera independiente. Las señales pseudo-aleatorias deben tener propiedades para que se cumplan las características de aleatoriedad, las cuales son necesarias para la correcta operación de las técnicas de espectro disperso. Considerando una secuencia de dispersión pseudo-aleatoria binaria, las propiedades que determinan la aleatoriedad son [13]:

- **Propiedad de balance:** Se requiere que para cada período de la secuencia pseudo-aleatoria el número de 1's difiera del número de 0's a lo más en un dígito. Es decir, el número de 1's binarios debe procurar ser igual al número de 0's.

- **Propiedad de Corrida:** Una corrida se define como una secuencia de un solo tipo de símbolo binario dentro de la secuencia pseudo-aleatoria. La longitud de la corrida es el número de dígitos dentro de ésta. Por cada período de la secuencia de dispersión, se busca que al menos la mitad de las corridas sea de longitud 1, una cuarta parte de las corridas sean de longitud 2, una octava parte sea de longitud 3, y así sucesivamente.
- **Propiedad de Correlación:** Si un período de la secuencia pseudo-aleatoria se compara término a término con cualquier desplazamiento cíclico de sí misma, es mejor si el número de acuerdos difiere del número de desacuerdos en no más de una cuenta.

Con estas características, se han propuesto en la literatura numerosos métodos para la formación de las secuencias PN, entre ellas los Códigos de Barker [16], de Gold [17], Kasami [18], Reed-Solomon, entre otros. [19][20]. Estas secuencias, para que exista dispersión en el espectro, deben tener un tiempo de símbolo T_{CP} mucho menor al tiempo de bit de información T_B . Puesto que la secuencia de dispersión no lleva información, los símbolos se denominan *chips* para diferenciarlos de los símbolos que sí portan información (bits), por tanto:

$$T_{CP} \ll T_B \quad (2.5)$$

Con lo que se puede definir la Ganancia de Procesamiento como [14]:

$$G_P = \frac{T_B}{T_{CP}} = \frac{F_{SS}}{F_S} \quad (2.6)$$

Donde F_{SS} es el ancho de banda de la señal transmitida de espectro disperso y F_S es el ancho de banda de la señal de información.

De la ecuación 2.6 se puede observar que entre menor sea la duración del *chip* en la secuencia PN, mayor será la dispersión del espectro de la señal de información (ancho de banda) y a su

vez, mayor será la ganancia de procesamiento. Esta última, puede interpretarse como la robustez que se tiene frente a una oscilación interferente de banda angosta dentro de la banda de operación de espectro disperso. En la literatura puede encontrarse este parámetro como “margen de bloqueo” (*jammign margin*) [29], que es una medida de la robustez de la técnica de espectro disperso.

De manera intuitiva, puede observarse que el uso de sistemas de espectro disperso puede llegar a ser contraproducente, ya que el incremento del ancho de banda en la portadora modulada implica un incremento en el ancho de banda en el filtro de RF del receptor, lo cual implicaría un incremento en la potencia del ruido que llega al demodulador. Sin embargo, cuando una señal acompañada de ruido gaussiano es aplicada a un filtro acoplado a la señal, la salida del filtro tiene una relación señal a ruido (SNR) inversamente proporcional a la densidad de potencia espectral del ruido. Con ello, se observa que el ancho de banda del filtro y la potencia del ruido de salida son irrelevantes, por lo que no hay una barrera que limite estas técnicas. De otra manera, la señal de dispersión permite, en el receptor, recuperar la señal de interés, ya que el ruido presenta una correlación mínima con la señal de dispersión [14].

Ventajas y Limitaciones de las Técnicas de Espectro Disperso.

Desde el perfeccionamiento de los sistemas de espectro disperso a finales de la segunda guerra mundial, se reconocieron otras bondades que permitieron mitigar diversos problemas referentes a las telecomunicaciones. Las características más relevantes de estas técnicas son:

- **Robustez contra fuentes interferentes y antibloqueo (*anti-jamming*).**

Las oscilaciones interferentes (OI), por definición, son todas aquellas oscilaciones producidas por otros sistemas de radiocomunicación y sistemas electrónicos que son ajenas al sistema de comunicación de interés y que afectan la recepción de la información. Estas oscilaciones interferentes son de naturaleza estocástica, las cuales se pueden describir con la función de densidad espectral de potencia, su función de densidad de probabilidad, sus propiedades de correlación, entre otras. Cuando existe un gran número de estas oscilaciones interferentes, debido al Teorema de Límite Central [21], el conjunto de dichas oscilaciones puede representarse como una variable aleatoria gaussiana.

De lo anterior, es posible observar que, las oscilaciones interferentes, como un conjunto, presentan un comportamiento equivalente al del ruido blanco gaussiano aditivo y que éste, en el sistema de comunicación de interés, afecta de manera uniforme a lo largo de todas las frecuencias. Sin embargo, puesto que los sistemas de radiocomunicación, aun siendo de banda dispersa, son de ancho de banda limitado, la potencia del ruido presente también es finita. Con esto, y dado que las oscilaciones interferentes provenientes de otros sistemas y equipos también tienen potencia limitada, la densidad de potencia espectral de las OI es inversamente proporcional al ancho de la portadora. Cuando la potencia total de las oscilaciones interferentes se distribuye en el ancho de banda de un sistema de radiocomunicación de banda angosta, la densidad de potencia de estas oscilaciones es mucho mayor que cuando se distribuye en el ancho de banda de un sistema de comunicaciones de espectro disperso, de acuerdo a la ganancia de procesamiento. Con ello, es posible vislumbrar también la capacidad de estos sistemas para

hacer frente a las interferencias intencionales o los bloqueadores de señal (*jammers*) que buscan afectar el sistema de comunicaciones saturando la banda de interés, ya que:

- Para un sistema con potencia limitada que busca bloquear el enlace afectando todas las componentes espectrales del sistema de espectro disperso implica que la potencia se distribuye de manera equitativa entre éstas, lo cual significa que la potencia disponible en cada componente es pequeña (Fig. 2.4-b).
- Para un equipo que busca bloquear algunas de las componentes en las cuales opera el sistema de espectro disperso asignando a éstas mucho mayor potencia, no es posible inhabilitar al sistema ya que sólo parte del espectro en el que éste opera es afectado (Fig. 2.4-c).

En la figura 2.4 se muestran ejemplos del efecto de las oscilaciones interferentes en un sistema sin dispersión espectral (con portadora de banda angosta, figura 2.4-a), y los dos casos descritos anteriormente con dispersión de espectro. De esto, se puede concluir que se tiene una relación directamente proporcional entre la dispersión del espectro y la robustez ante las oscilaciones interferentes, además de que, estas técnicas funcionan independientemente de la naturaleza de las oscilaciones interferentes, ya sean no intencionales o con el propósito de bloquear las comunicaciones.

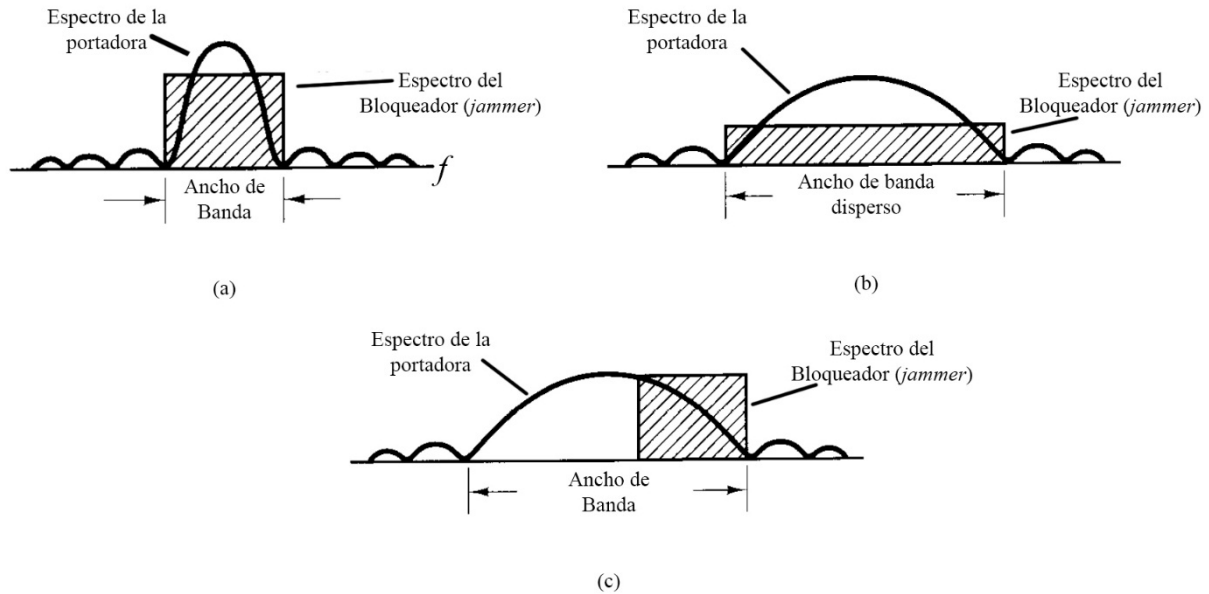


Fig. 2.4 Espectro de portadora de banda angosta (a), espectro de portadora de banda dispersa con bloqueo en todo el ancho de banda (b) y espectro de portadora de banda dispersa con bloqueo en una porción del ancho de banda (c) [13].

Esta característica es fundamental, ya que es el fundamento del por qué es posible aprovechar las bandas ISM por los sistemas de radiocomunicación. Además, esta propiedad de los sistemas de espectro disperso permite la coexistencia entre los dispositivos que emplean la energía electromagnética para realizar su función y la operación simultánea de múltiples sistemas de radiocomunicación.

- **Baja probabilidad de detección/intercepción.**

Como se mencionó previamente, los sistemas de espectro disperso operan bajo la premisa de ocupar un ancho de banda mucho mayor al mínimo necesario para la transmisión de información. Así como los *jammers*, estos sistemas distribuyen la potencia de transmisión a lo largo de todas las componentes espectrales de la banda de operación. Esto significa que por cada componente en frecuencia se tiene un nivel de potencia muy pequeño. Dado que en el

receptor se conoce la señal o código de dispersión, es posible recuperar la señal de interés sin que el ruido afecte a este proceso. Esta propiedad de los sistemas implica algunas características importantes:

- Los receptores que no poseen la réplica en sincronía de la señal o código de dispersión, no pueden recuperar la señal de interés, por lo que la portadora podría “observarse” como ruido.
- Puesto que para un receptor ajeno la señal de interés luce como ruido, es difícil mas no imposible [22], detectar la operación de un sistema de espectro disperso.
- Ya que la potencia del sistema se distribuye a lo largo de las componentes de la banda de operación, y puesto que el receptor puede recuperar la señal aun cuando ésta presente niveles de potencia menores a los niveles de ruido, es posible cumplir con los lineamientos establecidos por los organismos regulatorios internacionales y los estándares con los que operan dichos sistemas. Esta última característica ha permitido la operación de sistemas de radiocomunicación de manera masiva. Ejemplo de esto son las redes inalámbricas locales (WLAN) con la que se tiene acceso a la internet. En la actualidad existen millones de nodos o puntos de acceso que operan de manera simultánea, empleando el mismo intervalo de frecuencias, e incluso en intervalos donde la probabilidad de que las OI tengan niveles relativamente grandes, como lo son las bandas ISM.

- **Acceso múltiple aleatorio con propiedades de direccionamiento selectivo.**

En las redes de comunicaciones inalámbricas, es necesario el uso de técnicas de compartición de los recursos de comunicación por los usuarios. Estas técnicas permiten el uso eficiente y equitativo del canal de comunicaciones y evitan la interferencia entre usuarios. Algunas de las técnicas que existen son Acceso Múltiple por División de Frecuencia y Tiempo (FDMA y TDMA por sus siglas en inglés) [13], Acceso Múltiple por División de Frecuencias Ortogonales (OFDMA) [24], Acceso Múltiple No Ortogonal (NOMA) [25][26] y Acceso Múltiple por División de Código [12][13][14].

El Acceso Múltiple por División de Código es el esquema que utiliza las técnicas de espectro disperso para asignar los recursos de comunicación a los usuarios de una red de comunicaciones. Puesto que el código de dispersión ofrece privacidad ante otros usuarios y robustez contra interferencias, y la señal de interés sólo puede ser recuperada por el receptor que conozca dicho código, es posible diferenciar entre usuarios de dicha red mediante estos códigos, sin que existan restricciones de tiempo (tanto en ranuras como en duración) de asignación de los recursos (como es el caso de TDMA), ni restricciones en el ancho de banda asignado del total del sistema de radiocomunicación (como es el caso de FDMA). Es decir, este esquema de acceso permite la utilización de todo el ancho de banda disponible en el sistema durante el tiempo que sea requerido, de manera simultánea con otros usuarios. Ya que el número de usuarios implica una relación directamente proporcional con el nivel de interferencia. El incremento del número de usuarios impacta directamente en el nivel de ruido observado por uno de estos usuarios, se concluye que este esquema de acceso está limitado por interferencia [27].

- **Robustez contra desvanecimientos selectivos en frecuencia.**

Los canales de comunicación de las redes inalámbricas provocan efectos adversos en la señal transmitida que degradan la calidad de servicio, incrementan la probabilidad de error y, en algunos casos, interrumpen la transmisión. Estos efectos adversos son los desvanecimientos, los cuales modifican los niveles de potencia de la señal de manera estocástica y son provocados por obstáculos en el medio de propagación, múltiples trayectorias que recorre la señal transmitida y que sufre de auto-interferencia, movimiento del equipo terminal de radiocomunicación, efectos atmosféricos, etc.

Los desvanecimientos selectivos en frecuencia son aquellos que afectan una porción o porciones del espectro de la portadora transmitida. Esto es, el comportamiento del canal de comunicaciones puede modelarse como un filtro rechaza-bandas en el cual componentes de ciertas frecuencias de la banda de interés son atenuadas en mayor nivel que otras. Cuando se tiene la transmisión de una portadora de banda angosta, si los desvanecimientos ocurren para la porción del espectro electromagnético donde se encuentra la frecuencia de la portadora, el enlace puede ser severamente afectado. En cambio, cuando se tiene un sistema de espectro disperso, puesto que el ancho de banda utilizado es mucho mayor al mínimo necesario, los desvanecimientos selectivos en frecuencia afectan sólo a una porción de dicha banda, con lo que la información transmitida no es completamente afectada y puede ser recuperada en el receptor. Entre mayor sea la dispersión de la señal, mayor será la robustez contra estos efectos del canal, ya que la probabilidad de que el canal afecte significativamente todas las componentes del espectro contenido en la banda dispersa de la portadora transmitida, es baja.

- **Mejora del enlace con diversidad por multi-trayectorias.**

Dado que la señal de dispersión $p(t)$ presenta un tiempo de símbolo, con duraciones significativamente pequeñas, tal que el tiempo de *chip* T_c sea mucho menor al tiempo de dispersión del canal con multi-trayectorias τ_c , el retraso o diferencia de tiempo de arribo al receptor entre estas trayectorias es igual o mayor al intervalo de *chip* de la secuencia de dispersión, con lo que es posible diferenciar con precisión cada una de éstas en el receptor. Debido a que cada una de estas trayectorias es una copia de la señal transmitida, es viable combinarlas en el receptor para mejorar el proceso de detección. En este principio se basan los receptores RAKE [28].

Además de las características de las técnicas de espectro disperso descritas anteriormente, se tienen ventajas al emplear dichas técnicas en sistemas radioelectrónicos, fundamentalmente radares, los cuales no tienen como fin la transmisión de información sino la obtención de parámetros del medio. Estas ventajas se tienen al realizar mediciones por medio de señales de espectro disperso ya que, conforme el intervalo de *chip* se reduce, es posible incrementar la resolución en los retrasos de las señales que son captadas por medio de los radares, ofreciendo mayor detalle de las características físicas del ambiente sondeado y reduciendo la incertidumbre de las mediciones [29]. No obstante, estos sistemas quedan fuera del alcance de este trabajo de tesis.

El espectro disperso en los sistemas de comunicación se logra mediante 3 procesos: Secuencia directa, en la cual se genera una rápida secuencia pseudo-aleatoria, la cual provoca cambios de fase en la portadora de la información; saltos en frecuencia, en ésta la frecuencia de la portadora se cambia mediante una secuencia pseudo-aleatoria. Estos cambios en frecuencia pueden ser rápidos o lentos (la diferencia entre éstos se define en la sección correspondiente a dicha

técnica). Por último, se tiene el proceso de salto en tiempo, en el cual la información es transmitida en ráfagas en tiempos pseudo-aleatorios. Esta técnica no es comúnmente usada en los sistemas de radiocomunicación en el ambiente civil, sin embargo, para mejorar los aspectos de seguridad y privacidad, es utilizado con las dos técnicas anteriores de manera simultánea en el ambiente militar y en algunos estándares propietarios para lograr el acceso por división de tiempo TDMA junto con espectro disperso por salto en frecuencia. A continuación, se estudian los fundamentos de las técnicas de secuencia directa y salto en frecuencia.

Espectro Disperso – Secuencia Directa

Esta técnica consiste en generar una señal de espectro disperso mediante la mezcla directa (multiplicación) de la información con una señal de dispersión durante la modulación de la portadora. De manera ideal, la señal de secuencia directa $s(t)$ con modulación en fase binaria (BPSK) o modulación diferencial de fase binaria (DBPSK) se puede representar como [14]:

$$s(t) = A \cdot I(t) \cdot p(t) \cdot \cos(2\pi f_p t + \theta) \quad (2.7)$$

Donde A es la amplitud de la señal, $I(t)$ es la señal de información, $p(t)$ es la señal de dispersión, f_p es la frecuencia de la portadora y θ es la fase inicial (en $t = 0$). La señal $I(t)$ consiste en una secuencia de pulsos rectangulares de duración T_b que no se traslapan entre sí, tal que, la amplitud de cada pulso rectangular es de $I_i = +1$ si el símbolo asociado binario es 1, y es $I_i = -1$ si el

símbolo binario asociado es 0. Con esto, y considerando la ecuación 2.7, es posible ver que la fase de $s(t)$ depende de la señal de información $I(t)$.

La señal de dispersión $p(t)$ tiene la forma:

$$p(t) = \sum_{i=-\infty}^{\infty} p_i \psi(t - iT_c) \quad (2.8)$$

Donde p_i es igual a +1 o -1 y representa un *chip* de la secuencia de dispersión. La forma de onda de *chip* $\psi(t)$ es, de manera ideal, restringida al intervalo $[0, T_c]$ para evitar la interferencia inter-*chip* en el receptor.

Resulta evidente, dadas las propiedades de la señal de dispersión, que esta técnica consiste en una modulación en fase de alta velocidad adicional a la modulación de la portadora por la señal útil. Se puede entender también como una transformación de la señal que lleva la información en otra señal de alta velocidad, que posteriormente se emplea para modular a la portadora. En la figura 2.5 se puede apreciar esta característica de las técnicas de secuencia directa.

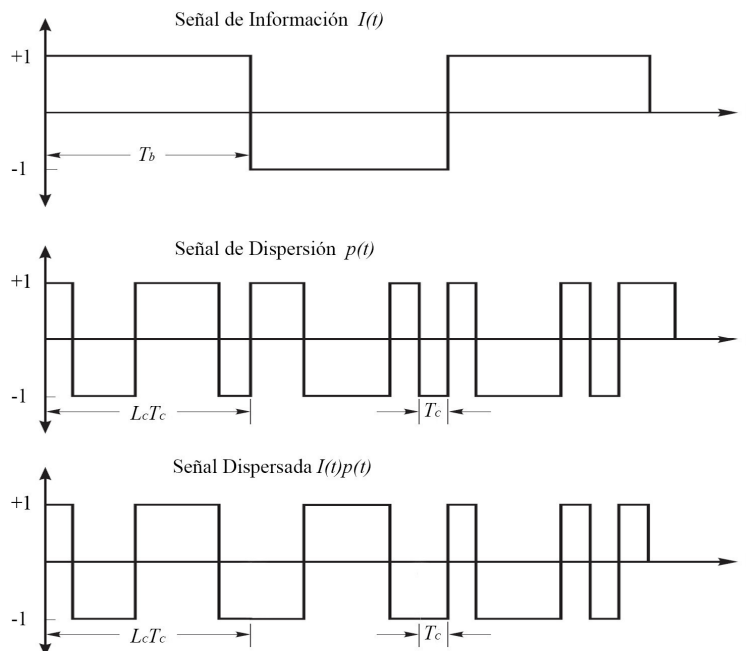


Fig. 2.5 Señal de información (arriba) y señal de dispersión (abajo) para un sistema de espectro disperso con secuencia directa [13].

En la figura 2.6 se muestra el proceso de dispersión y recuperación de una señal mediante secuencia directa utilizando modulación BPSK. Aunque por definición, la señal de dispersión multiplica a la señal de información, en dicha figura, puesto que los símbolos son binarios (0 y 1), esta multiplicación es representada mediante la suma módulo-2. Así mismo, puesto que las técnicas de secuencia directa modifican las transiciones de 1 a 0 y viceversa de la señal resultante, estos cambios (+1, -1) se manifiestan como un cambio de fase.

Debido a que el código de dispersión permite utilizar todo el ancho de banda asignado al servicio de manera simultánea, existe una frontera que limita el desempeño de esta técnica ya que cada usuario observa a los demás como una fuente de ruido en el ancho de banda de dispersión. Con ello, si uno de los usuarios interferentes se encuentra cerca del receptor de interés, el nivel de potencia interferente podría ser tal que, a pesar de la compresión del espectro de la portadora útil no sea posible tener una relación señal a ruido SNR que permita la correcta recuperación de la información. Por ello, en el empleo de esta técnica se requiere un control de potencia para mitigar las afectaciones a otros sistemas, además de que se mejora la eficiencia en el uso de la potencia disponible para el sistema, traduciéndose en una mayor autonomía en equipos portables [30][31].

Por otro lado, debido a las características de autocorrelación de las señales de dispersión, es necesario que se tenga la réplica de esta secuencia PN en sincronía en el receptor, ya que un ligero desfasamiento podría impedir realizar la detección de la señal de información. Esto implica que la complejidad del receptor se incrementa considerablemente ya que se deben de agregar circuitos de sincronía y control. No obstante, el avance de la tecnología de los RDS y las técnicas en el procesamiento digital de señales en tiempo real, ha permitido delegar la complejidad requerida por estas técnicas al ambiente digital. Mediante las plataformas

computacionales es posible almacenar la señal recibida en memoria y realizar la correlación para la detección de los símbolos de información de tal modo que, dada la velocidad de los procesadores actuales, sea virtualmente en tiempo real para el usuario final, relajando los requerimientos de sincronía en el receptor, lo cual es crítico en esta técnica. Además, esto permite incluir métodos de detección y corrección de errores que robustecen el enlace de comunicaciones [32][33].

Espectro Disperso – Salto en Frecuencia

Esta técnica de espectro disperso consiste en dividir la banda de frecuencias asignada al servicio de radiocomunicación en una gran cantidad de ranuras. Es evidente que esta banda de frecuencias debe de ser mucho mayor al ancho de banda necesario para la transmisión de información para que se cumpla con las condiciones de espectro disperso. Las secuencias de dispersión PN establecen el patrón de salto en estas ranuras, es decir, establecen la frecuencia central f_0 a partir de la cual se realiza la modulación de la portadora por los datos. Dado que las secuencias PN son de carácter pseudoaleatorio, la elección de dichas ranuras de frecuencia, en consecuencia, también lo es. Esto se logra mediante un sintetizador controlado numéricamente, en donde los valores de la secuencia de dispersión, es decir, la secuencia de salto, establecen las ranuras de frecuencia. Como segundo paso, en cada una de estas ranuras, se realiza la modulación de la portadora por medio de la señal de los datos, la cual está en función del estándar y los requerimientos del sistema, notando que los esquemas de modulación en fase son

los más robustos contra los efectos del ruido. En bluetooth, el esquema de modulación que se emplea con esta técnica de espectro disperso es GFSK (del inglés *Gaussian Frequency Shift Keying*) [34].

Es posible observar cierta similitud entre la técnica de salto en frecuencia – FHSS (del inglés *Frequency-Hopping Spread Spectrum*) y el acceso múltiple por división de frecuencia – FDMA. Sin embargo, en el primero, la transmisión de los símbolos de información se realiza en ranuras de frecuencia con portadoras f_0 pseudo-aleatorias. Naturalmente, en el receptor, es imperativo conocer la secuencia de salto para poder realizar el seguimiento de estos cambios en frecuencia y realizar la correcta detección de la señal de información. En la figura 2.7 se muestran los diagramas a bloques simplificados de un transmisor y receptor que emplean esta técnica.

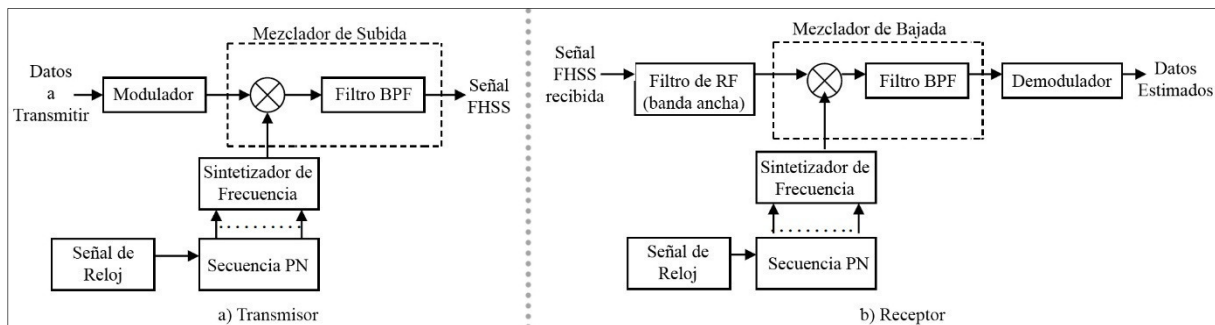


Fig. 2.7 Diagrama a bloques simplificado de un transmisor (a) y un receptor (b) para emplear técnicas de espectro disperso con salto de frecuencia.

Existen dos alternativas para realizar el salto de frecuencia: saltos rápidos y saltos lentos. Para la primera opción, la tasa de saltos en frecuencia – determinada por la secuencia PN – es mayor a la tasa de símbolos de información, por lo que ocurre más de un salto de frecuencia por cada símbolo transmitido. En cambio, para las técnicas de saltos lentos, la tasa de información es mayor a la tasa de saltos de frecuencia, por lo que varios símbolos son transmitidos por cada

cambio de la portadora f_0 establecida por la secuencia PN. En la figura 2.8 se describe de manera gráfica el funcionamiento de estas dos variantes.

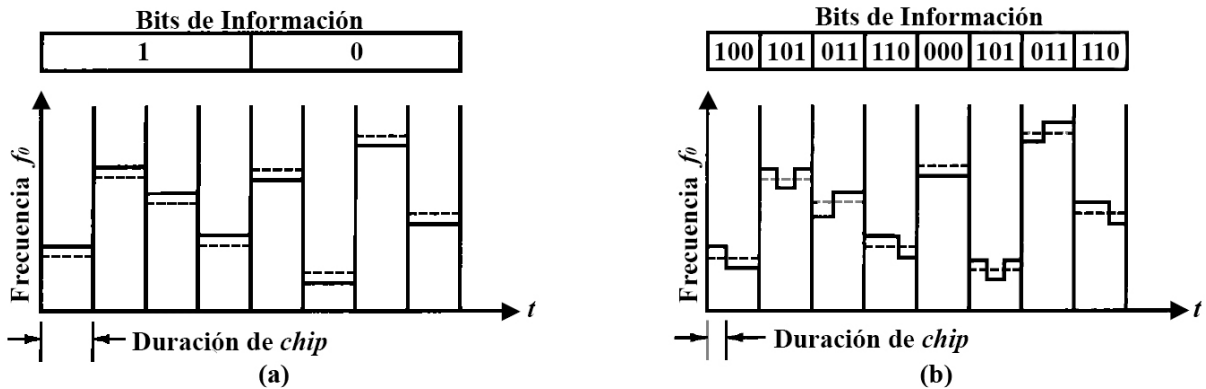


Fig. 2.8 Salto de frecuencia rápido (a), salto de frecuencia lento (b).

Para el caso de saltos rápidos mostrados en la figura 2.8a, se tiene una tasa de 4 saltos/bit de información. En cambio, en el caso de los saltos de frecuencia lentos, se tienen 1/3 de saltos/bit, en otras palabras, se tienen 3 bits de información por cada salto.

Empleando RDS es posible generar las secuencias de salto PN y las frecuencias de las portadoras de cada una de las ranuras de manera sencilla. Además, puesto que los anchos de banda de operación de estos dispositivos, dada la frecuencia de muestreo, puede llegar a ser mucho mayor que el ancho de banda requerido por la técnica FHSS, es posible almacenar las muestras recibidas y realizar la compresión del espectro y recuperación de información después de haber finalizado el proceso de transmisión [22][23]. La flexibilidad que ofrece esta tecnología podría suponer una desventaja para la seguridad de las técnicas de espectro disperso, ya que, en principio, podría ser posible detectar la secuencia de salto sin conocer la secuencia PN [22].

En estos sistemas se busca generar la dispersión del espectro de manera controlada. No obstante, el uso de símbolos digitales representados por pulsos rectangulares implica el uso de un ancho

de banda mayor al necesario de manera no intencional. Para mitigar este fenómeno, se emplea la modulación en frecuencia con filtro formador gaussiano – GFSK – suavizando los pulsos de la portadora, mitigando la dispersión no deseada. Los dispositivos Bluetooth emplean este tipo de modulación en conjunto con las técnicas de salto de frecuencia [34]. En la figura 2.9 se muestra la diferencia de los espectros producidos por un pulso rectangular y un pulso gaussiano.

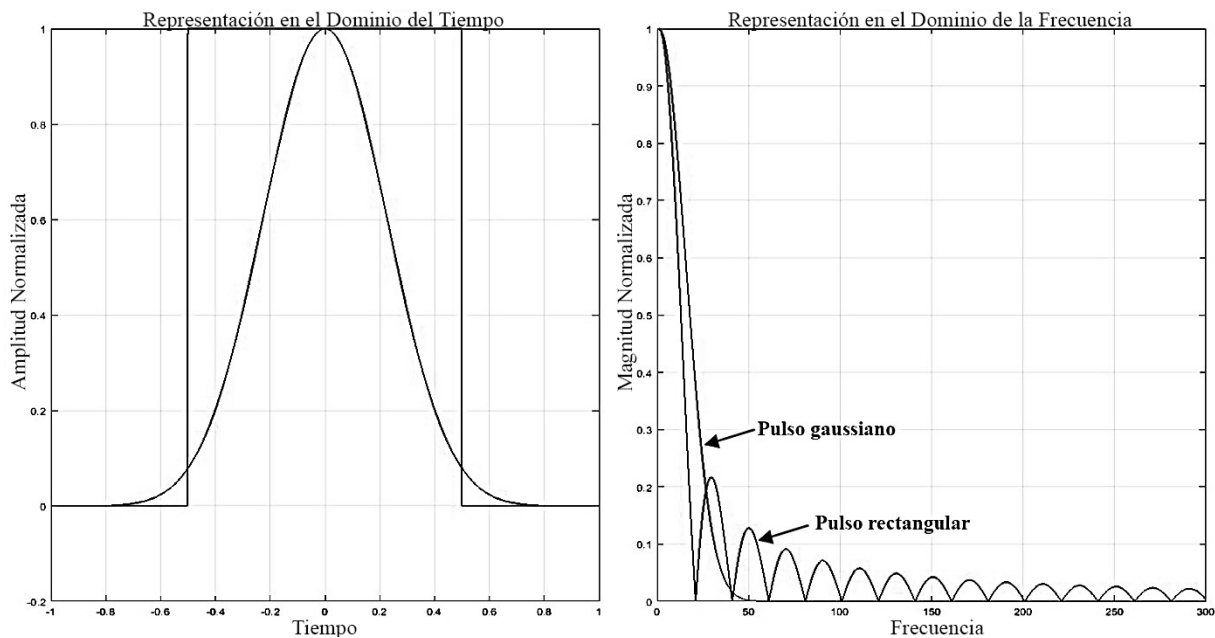


Fig. 2.9 Comparativa entre pulso rectangular y pulso con filtro formador gaussiano.

En las figuras 2.10 (a, b) y 2.11 (a, b) se muestran, de manera ideal, los espectros de las señales que emplean DSSS y FHSS respectivamente, implementados en GNU Radio [35]. En el capítulo 5 se detalla el funcionamiento de los diagramas y los bloques que los conforman en el ecosistema de GNU Radio.

En la figura 2.12 se muestra el espectro de un transmisor Bluetooth captado con un RDS Nuand bladeRF 2.0 micro xA4 [36]. Dadas las características de este equipo, no es posible captar todo el ancho de banda utilizado en dicho estándar (70 MHz), ya que el máximo ancho de banda del

RDS es de 56 MHz. No obstante, en la figura es posible observar la transmisión por salto de frecuencia en dicha porción del espectro.

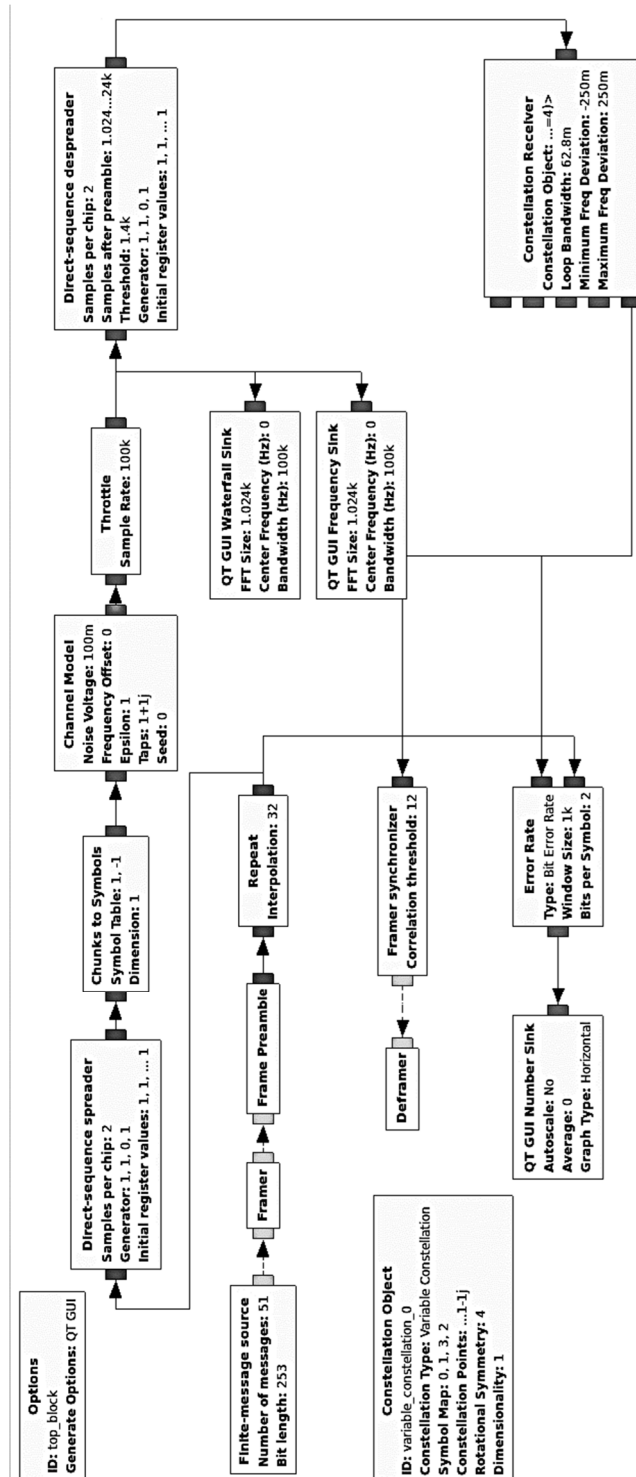


Fig. 2.10a Diagrama a bloques de la implementación de DSSS en GNU Radio.

La figura 2.10a muestra el diagrama a bloques para la simulación de un sistema de comunicaciones empleando las técnicas de espectro disperso – secuencia directa. La fuente de información está compuesta por el bloque *Finite-message source*, el cual genera una cadena de bits aleatoria. Esta cadena es agrupada en tramas y se le añade un preámbulo para tener sincronía con el reloj local, mediante los bloques *Framer* y *Frame Preamble*. El bloque *Direct-sequence spreader* realiza la dispersión de los datos mediante los parámetros *Generator* e *Initial register values*, que es donde se define el código de dispersión. La transmisión de los datos se hace a través de un modelo de canal con ruido blanco gaussiano (*Channel Model*), y la recepción realiza el proceso inverso, esto es, la compresión del espectro con los mismos parámetros antes definidos, mapeo de símbolos (*Constellation Receiver*) a datos, sincronización de trama y el desentramado (*Framer synchronizer* y *Deframer* respectivamente). Los bloques que contienen los prefijos *QT GUI*, son bloques que permiten la visualización de algunos parámetros en la pantalla. Los bloques se encuentran en idioma inglés debido a que el software no tiene soporte para múltiples idiomas. Dada la naturaleza de este trabajo, y para la reproducibilidad de los resultados, se decidió mantener los bloques en el idioma original.

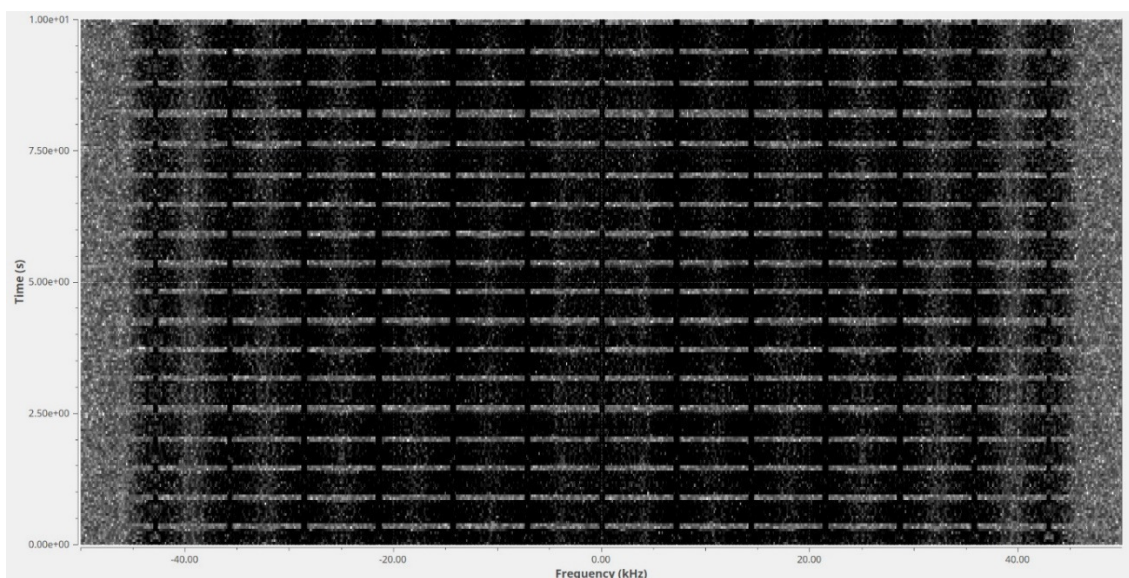


Fig. 2.10b Espectro DSSS generado por simulación en GNU Radio.

En la figura 2.10b se muestra el espectro en cascada, con forma de celosía que se genera durante la transmisión de información utilizando la técnica de secuencia directa. En el eje horizontal se presenta el ancho de banda de operación y en el eje vertical el tiempo transcurrido. Esto permite observar la progresión en frecuencia de la transmisión. Así mismo, es posible visualizar el empleo de todo el ancho de banda durante todo el tiempo, lo cual es una característica de dicha técnica. Puesto que la transmisión en la simulación se realiza mediante paquetes, es posible observar los tiempos entre paquetes transmitidos.

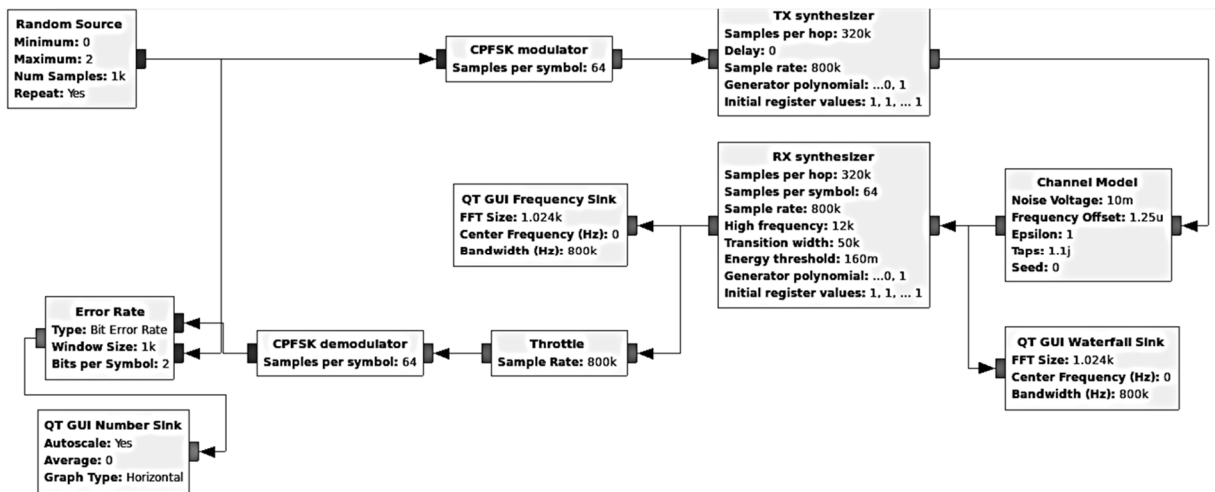


Fig. 2.11a Diagrama a bloques de FHSS implementado en GNU Radio.

De igual forma, para la simulación de un sistema de comunicaciones que emplea la técnica de salto en frecuencia, se utilizó una fuente de información digital aleatoria (*Random Source*), modulación digital en frecuencia de fase continua (CPFSK, por sus siglas en inglés *Continuous Phase Frequency Shift Keying*), y un modelo de canal con ruido blanco gaussiano. Los saltos para la técnica de espectro disperso se realizan mediante los bloques *TX/RX synthesizer* para el transmisor y receptor, respectivamente. Los parámetros en dichos bloques; *Generator polynomials* e *Initial register values*, establecen la secuencia de salto.

En la figura 2.11b se presenta el espectro en cascada que muestra la transmisión por paquetes en cada una de las frecuencias establecidas por la secuencia de saltos. Dada que el código de dispersión es de corta longitud, es posible visualizar el patrón de salto directamente. En la práctica, estas secuencias tienen una mayor longitud, además de que es más difícil observar claramente la transmisión, sobre todo en ambientes electromagnéticos con alta interferencia.

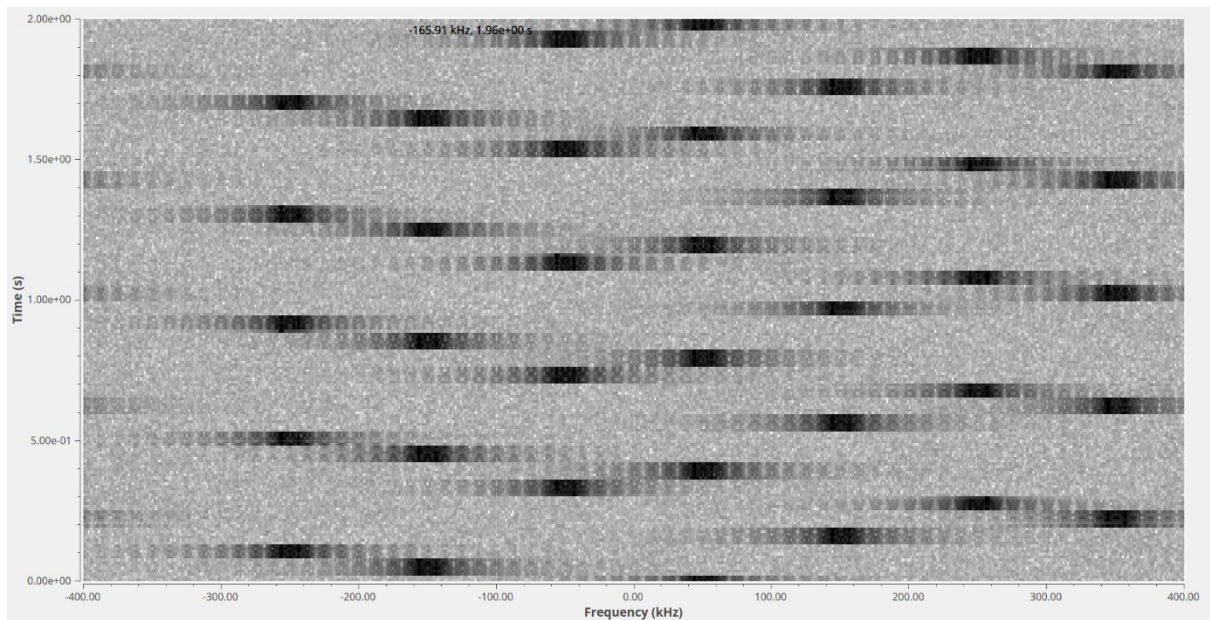


Fig. 2.11b Espectro FHSS generado por simulación en GNU Radio, donde los colores oscuros representan mayor potencia en la señal.

Finalmente, en la figura 2.12 se muestra parte del espectro de una transmisión de un dispositivo bluetooth. Esta medición se realizó en una cámara anecoica para mitigar efectos de interferencia por dispositivos WLAN. En ésta, se observan los saltos en frecuencia y, aunque no de manera ideal, el ancho de banda utilizado en cada una de las ranuras de frecuencia.

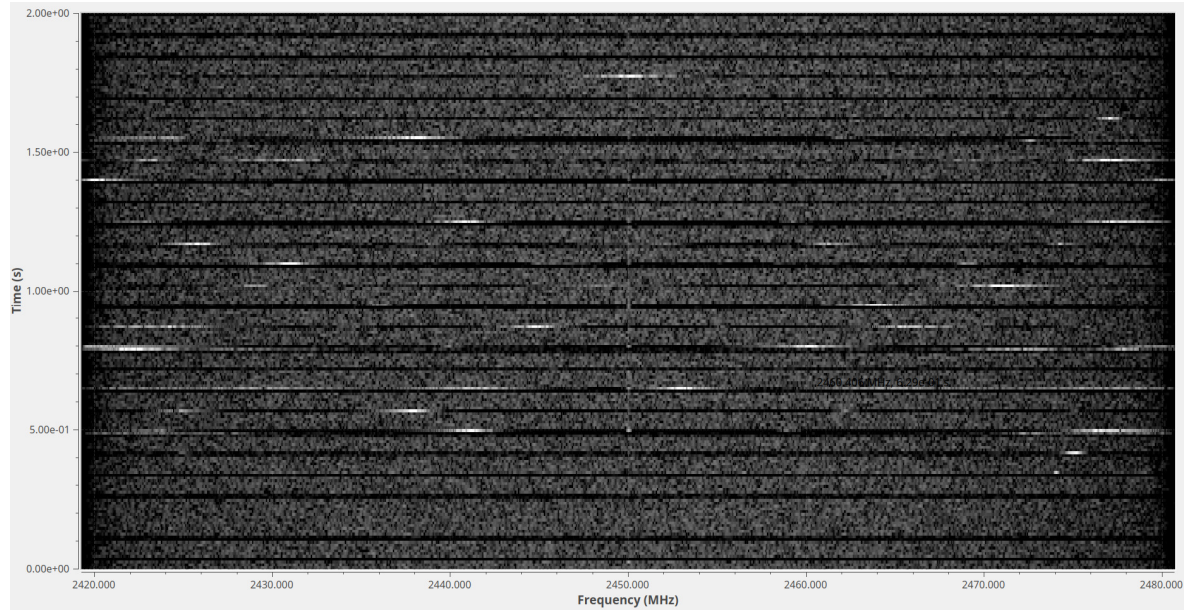


Fig. 2.12 Espectro de Salto de Frecuencia de un transmisor Bluetooth captado con un RDS Nuand bladeRF 2.0 micro xA4 y GNU Radio, donde los colores claros representan mayor potencia en la señal captada, el eje vertical representa el tiempo y el eje horizontal 60 MHz de ancho de banda alrededor de la frecuencia 2450 MHz.

2.4 Sistemas de Radiocomunicación en la Banda 2.4 GHz

2.4.1 Características de las Bandas del Espectro Electromagnético.

En la tabla 2.1.1 mostrada en la sección 2.1, es posible observar la relación que existe entre las bandas de frecuencia denotadas por la ITU-R, la longitud de onda y el modo de propagación dominante. La diferencia entre las frecuencias de operación se manifiesta en distintos modos principales de propagación de las ondas electromagnéticas, la interacción entre los elementos

que conforman el sistema de radiocomunicación, es decir, sus componentes electrónicos, y sus dimensiones físicas. Con esto, podemos establecer una serie de ventajas y limitaciones que se presentan en cada una de las bandas de frecuencia, cuando se diseñan, construyen y ponen en marcha sistemas de radiocomunicación, sin pasar por alto que los requerimientos del sistema y de los usuarios establecerán las condiciones de selección de dichas bandas.

Bandas Inferiores del Espectro Electromagnético.

Los principales elementos que limitan a los sistemas de comunicaciones en las bandas inferiores del espectro radioeléctrico es la antena; específicamente el tamaño, y la capacidad de transmitir información.

Para las bandas 1 a 5 de la tabla 2.1.1 es posible inferir que, puesto que el tamaño de las antenas está en función de la longitud de onda de la frecuencia de operación, antenas de dimensiones de media longitud de onda $1/2 \lambda$ son irrealizables. No obstante, es factible construir antenas de tamaños menores ($1/4 \lambda$, $1/10 \lambda$, etc.) que facilita su construcción, posibilitando la implementación de sistemas en dichas bandas. Aun así, el tamaño de estas antenas y su capacidad de llevar información resulta un factor determinante para que en éstas no sea posible la implementación de sistemas de comunicación móviles de manera masiva.

La eficiencia de conversión, de energía eléctrica a electromagnética y viceversa, de las antenas se debe fundamentalmente a las características físicas de las mismas. Al reducir el tamaño en

función de la longitud de onda para facilitar su fabricación, se impacta de manera negativa en esta característica. Por este motivo, es necesario incrementar la potencia en los transmisores para mantener la ganancia del sistema de comunicaciones, lo cual repercute en el costo de la infraestructura (área o terreno donde se ubica la antena y la estación, plantas generadoras de energía eléctrica, cableado, etc.), operación y el mantenimiento de los sistemas de radiocomunicación en dichas bandas.

Por otra parte, para los sistemas que operan en la sección de bandas inferiores, el modo de propagación es capaz de facilitar comunicaciones globales y cuasi-globales. Dado que, para la masificación de los sistemas de radiocomunicación, la interferencia entre sistemas es un factor limitante del desempeño, sumado a que equipos que operan en estas bandas requieren de grandes niveles de potencia ya que la eficiencia de éstos no es la óptima, el modo de propagación de las señales afecta de manera significativa a las distintas estaciones que se ubican en diferentes puntos del globo. Como consecuencia, no es posible tener un número elevado de sistemas que operen de manera simultánea en estas bandas. No obstante, para casos particulares, estas bandas resultan adecuadas ya que, en principio, no es necesario tener una red de equipos repetidores para cubrir grandes distancias geográficas, y son las únicas bandas que permiten las comunicaciones submarinas, ya que dichas longitudes de onda sufren la menor atenuación al penetrar y propagarse a través del agua [37][38][39].

Otro factor limitante de las bandas inferiores de la clasificación del espectro es el ruido – como término general – que limita la sensibilidad de los sistemas de comunicación. En la parte inferior del espectro electromagnético, los niveles de ruido son producidos principalmente por: efectos atmosféricos y espaciales, ruido producido por maquinaria y equipo industrial, y ruido de baja frecuencia. A continuación, se describen características de cada uno de estos fenómenos.

- Ruido Atmosférico y Espacial: Es aquel que se produce por fenómenos naturales generados por cargas eléctricas estáticas, en movimiento, campos magnéticos, etc., que son producidos por el Sol, otras estrellas, eventos cósmicos diversos, tormentas eléctricas, cambios atmosféricos, etc.
- Ruido Industrial: Es aquel que se produce cuando, de manera no intencional y debido a la operación de maquinaria y equipo eléctrico, se inducen y radian campos electromagnéticos.
- Ruido de Baja Frecuencia: Es aquel que se produce debido al movimiento de cargas dentro de un semiconductor, el cual presenta imperfecciones en su estructura cristalina, lo que provoca variaciones aleatorias en el flujo de dichas cargas.

Los sistemas de comunicación que operan en dichas bandas, están limitados en la parte inferior de su intervalo dinámico fundamentalmente por estos fenómenos, lo cual impacta de manera directa en la sensibilidad de los receptores. Si a esto se les añade la baja capacidad para transmitir información y la reducida eficiencia debido a las características intrínsecas de las antenas y al consumo de potencia, es posible vislumbrar el por qué los sistemas que operan en estas bandas sólo son viables en aplicaciones extremadamente específicas y particulares. En cambio, el límite superior del intervalo dinámico está determinado por la calidad de los amplificadores del equipo terminal, esto es, el grado de linealidad que se tiene en la respuesta de los mismos. Sin embargo, y como se estableció anteriormente, la electrónica para estas

bandas de operación está altamente desarrollada por lo que éste no es factor crucial para dichas bandas.

Bandas Superiores del Espectro Electromagnético

Conforme se incrementa la frecuencia de operación de los sistemas de comunicación, las dimensiones físicas de los dispositivos disminuyen (ie. antenas, equipo terminal, etc.), ya que su tamaño está directamente relacionado con la longitud de onda de la portadora. Esto incrementa la facilidad de transporte de los equipos – la portabilidad – lo cual resulta conveniente para el usuario final, ya que estas bandas permiten las comunicaciones móviles. Sumado a esto, la eficiencia y ganancia de las antenas se puede incrementar por lo que esto permite reducir la potencia de transmisión, haciendo más eficiente en el consumo de potencia del sistema, además de una mejora en la calidad del enlace de comunicaciones.

El costo en la fabricación de las antenas también disminuye ya que es posible su construcción de forma masiva a partir de un diseño por medios automatizados, como es el caso de las antenas de microcinta o de parche [40], conservando sus características eléctricas y de radiación. En contraste con las antenas que operan en las bandas inferiores del espectro electromagnético, dadas las dimensiones, es más difícil mantener la consistencia en los parámetros de éstas durante su construcción.

Al aumentar la frecuencia de la portadora se incrementa la capacidad de transmitir mayores volúmenes de información que se puede enviar a través del sistema. Con ello, es posible satisfacer la demanda de los usuarios que constantemente se incrementa. Ejemplo de ello es el sistema de comunicación celular. En sus inicios, el sistema ofrecía exclusivamente tráfico de voz, el cual en su versión analógica requería un ancho de banda de 3 kHz para transmitir un mensaje con calidad telefónica, mientras que, para la versión digital, era necesario una tasa de transmisión de 64 kbps (64×10^3 bits por segundo), correspondientes a una frecuencia de muestreo de 8 kHz y 8 bits de resolución de cada muestra. En generaciones posteriores, se introdujo el servicio de mensajería de texto, mensajes multimedia que incluían imágenes y video, acceso a la Internet y actualmente servicios de *streaming* o transmisión en vivo de video de alta calidad [41]. Esto impacta directamente en el ancho de banda requerido.

Sin embargo, en estas bandas, diferentes fenómenos de propagación, por ejemplo, la atenuación, los desvanecimientos, y propagación por trayectorias múltiples, juegan un papel importante. Debido a que las ondas electromagnéticas no son transmitidas en el vacío, sino en un ambiente complejo que tiene, además de la atmósfera, terrenos complejos y obstrucciones que conforme se disminuye la longitud de onda, ésta comienza a tener dimensiones conmensurables con los obstáculos presentes en la trayectoria de los campos electromagnéticos radiados. Esto significa que crece el efecto de la interacción de la energía electromagnética con los materiales presentes y ocurren fenómenos de propagación descritos en la sección 2.1. Más aún, conforme se incrementa la frecuencia, las propiedades eléctricas de la atmósfera influyen más en la propagación, por ejemplo, absorbiendo energía de la portadora transmitida. Con esto, es posible visualizar el modo de propagación dominante en dichas bandas y entender por qué no es posible tener comunicaciones a grandes distancias sin repetidores, más allá del horizonte visible. No

obstante, debido a que las comunicaciones en estas bandas son locales, es posible tener una gran cantidad de dispositivos operando de manera simultánea sin que exista interferencia significativa entre estos, ya que los fenómenos de propagación ofrecen un límite natural ante estas interferencias [42].

Cuando se habla del intervalo dinámico de los sistemas de comunicación que operan en la porción superior del espectro electromagnético, el límite inferior de éste está determinado por el ruido propio del receptor. De la misma manera, el límite superior está determinado por la linealidad de los amplificadores y mezcladores que conforman al sistema.

De lo anterior, es posible enumerar las principales limitaciones que circunscriben a los sistemas de comunicación que operan en los extremos del espectro radioeléctrico, tal que:

Para la parte inferior del espectro electromagnético:

- Ruido de baja frecuencia.
- Tamaño del equipo terminal, fundamentalmente antenas.
- Requerimientos de infraestructura subyacente al sistema de comunicaciones.
- Pobre eficiencia en potencia.
- Bajas tasas de transmisión.
- Alta interferencia debido a las condiciones inherentes de propagación, al ruido natural, a las OI generadas por equipo industrial eléctrico, y a la operación simultánea de otros sistemas en las bandas ELF, SLF, ULF, VLF y LF.

Para la parte superior del espectro, cada vez se requieren mayores frecuencias de la portadora, como un medio para satisfacer los mayores volúmenes de información que la sociedad requiere transmitir:

- Costo de los dispositivos.
- Ruido propio o interno del receptor.
- Linealidad de los amplificadores.
- Complejidad en el diseño y fabricación.
- Atenuación de la portadora por efectos introducidos por el medio de propagación.

De las características descritas anteriormente es posible vislumbrar una zona óptima considerando el compromiso que se tiene entre dichos parámetros, por lo que es posible entender la ocupación que se tiene en el espectro en las bandas VHF, UHF, microondas y milimétricas.

2.4.2 Sistemas de Comunicación en la Banda 2.4 GHz

Considerando las prestaciones con las que cuentan los radios definidos por *software* en el mercado, las consideraciones descritas anteriormente y las bandas disponibles para su ocupación sin la necesidad de una licencia, es posible comprender por qué la banda de los 2.4 GHz (2400 – 2500 MHz) es apropiada para el caso estudio del desempeño usando dicha tecnología con técnicas MIMO.

La tasa de datos disponible en dicha banda y los esquemas de modulación de alto orden han permitido satisfacer las necesidades de transmisión actuales, por lo que, independientemente de la naturaleza del tráfico o de la fuente de información, es posible tener enlaces en dicha banda satisfaciendo los requerimientos de transmisión. Por otro lado, las condiciones de propagación para dicha banda permiten tener comunicaciones en una red local con un área de cobertura suficiente para las necesidades habituales de radiocomunicación. Así mismo, dicha banda permite la construcción de antenas altamente direccionales, con lo que es posible incrementar la cobertura en enlaces punto a punto [43]. En la tabla 2.4.1 se muestran los valores teóricos de tasas de transmisión para los distintos protocolos del estándar IEEE 802.11 [44].

Tabla 2.4.1. Tasas de Datos para distintos protocolos [44].

Protocolo	Frecuencia de Operación [GHz]	Ancho de banda del canal [MHz]	Configuración MIMO	Tasa de transmisión máxima teórica
802.11ax	2.4 o 5	20, 40, 80, 160	Multi-usuario	2.4 Gbps ¹
802.11ac, wave 2	5	20, 40, 80, 160	Multi-usuario	1.73 Gbps ²
802.11ac, wave 1	5	20, 40, 80	Usuario simple	866.7 Mbps ²
802.11n	2.4 o 5	20, 40	Usuario simple	450 Mbps ³
802.11g	2.4	20	N/D	54 Mbps
802.11a	5	20	N/D	54 Mbps
802.11b	2.4	20	N/D	11 Mbps
Legacy 802.11	2.4	20	N/D	2 Mbps

¹ Utilizando configuración MIMO 2x2 y modulación 1024-QAM.

² Utilizando configuración MIMO 2x2 y modulación 256-QAM.

³ Utilizando configuración MIMO 3x3 y modulación 64-QAM.

N/D = No disponible.

A pesar de que se tiene una tendencia a desarrollar sistemas de comunicaciones personales de forma masiva en bandas superiores, dadas las ventajas descritas para la banda de 2.4 GHz, es posible ver que dicha banda seguirá teniendo importancia al menos para tener una infraestructura subyacente de soporte para las nuevas tecnologías, por ejemplo, la red de la

Internet de las Cosas [45]. Adicionalmente, la capacidad de los RDS de operar en un intervalo amplio de frecuencias, permite su funcionamiento tanto en dicha banda como en bandas superiores si así es requerido por futuros estándares.

En la actualidad se siguen estudiando y evaluando técnicas para reducir las desventajas que se tienen al emplear sistemas que operen en dicha banda ya que, dada la masificación de los sistemas y ocupación de la misma, se tienen problemas de control de interferencia entre dispositivos y sistemas. También se siguen proponiendo nuevas técnicas de acceso para dar servicio a todos los dispositivos reduciendo la probabilidad de interferencia y colisión de paquetes [46][47][48].

Los resultados que se obtienen al emplear técnicas MIMO y técnicas multi-haz de manera adaptiva en dicha banda mediante la flexibilidad ofrecida por los RDS permiten fundamentar y explicar las ventajas que se tendrían en la implementación de éstas en bandas superiores y estándares futuros, como lo es 5G en comunicaciones móviles celulares, redes inteligentes de sensores, Internet de las Cosas, radio cognitivo, etc.

En el capítulo siguiente se realizará un estudio detallado de las características eléctricas y de radiofrecuencia necesarias del equipo terminal que opera en la banda de 2.4 GHz de acuerdo a los sistemas que operan actualmente en los distintos estándares y se evaluará si el RDS B210 de Ettus Research [49] cumple con dichas características.

CONCLUSIONES

Del análisis realizado en este capítulo es posible entender la organización de las distintas bandas de frecuencia del espectro radioeléctrico, la terminología y nomenclatura empleada en los documentos oficiales que exponen las regulaciones, los fundamentos que se consideran en la regulación del uso de dichas bandas y la asignación de los distintos servicios de radiocomunicación. Del mismo modo, es posible comprender la importancia en la coordinación de las organizaciones locales e internacionales para el uso cooperativo de dicho recurso.

Por otro lado, se determinó la importancia de las bandas libres ISM, tanto en su uso en tareas distintas a las de la radiocomunicación, como en su empleo para sistemas de comunicación en conjunto con técnicas de espectro disperso. Además, a pesar de que no es posible asegurar la calidad del enlace de los sistemas en estas bandas, dado su empleo masivo por distintos sistemas, protocolos y servicios, se han desarrollado múltiples soluciones para hacerle frente a dichos problemas y explotar de manera efectiva el recurso radioeléctrico.

Finalmente, los estándares de comunicación que existen para la banda ISM de 2.4 GHz permiten establecer una serie de condiciones de operación que deben cumplir los RDS para su correcto funcionamiento. Puesto que son estándares que se encuentran operando de manera masiva y comercial, es posible asegurar que es buen punto de partida para desarrollar un sistema de comunicación que satisface las necesidades de comunicación de los usuarios. Así mismo, permite pavimentar el futuro de las comunicaciones con estándares que migran hacia bandas superiores del espectro radioeléctrico. Por ello, los RDS deben de, primero, igualar y superar el rendimiento de los sistemas de comunicación que operan en dichas bandas. Si bien se tiene un

estándar de WiFi MIMO, no se tienen técnicas que permitan la adaptabilidad a las condiciones de canal, así como la reconfiguración del sistema y coordinación entre múltiples usuarios para mejorar el enlace.

La tendencia de los futuros estándares de comunicación busca tener equipo terminal flexible que se adapte a las condiciones de canal y necesidades del usuario. Puesto que se incrementará el número de dispositivos que opera simultáneamente, el uso de los equipos terminales inteligentes, como los que se pueden lograr con los RDS, facilita la coordinación entre éstos, mejorando la eficiencia en el uso del espectro, compartición de recursos de comunicación, uso eficiente de la potencia, incremento de la calidad del servicio, entre otros.

REFERENCIAS

[1] *Welcome to ITU-R – Mission Statement*. [Online]. Disponible: <https://www.itu.int/en/ITU-R/information/Pages/default.aspx>. [Último acceso: 13-Jun-2019].

[2] “Radio Regulations Articles”, *International Telecommunication Union*, Ed. 2016, vol. 1, ITU 2016. Disponible: <http://search.itu.int/history/HistoryDigitalCollectionDocLibrary/1.43.48.en.101.pdf>. [Último acceso: 29-May-2019].

[3] “About the FCC,” *Federal Communications Commission*. [Online]. Disponible: <https://www.fcc.gov/about/overview>. [Último acceso: 07-Jun-2019].

[4] Instituto Federal de Telecomunicaciones. [Online]. Disponible: <http://www.ift.org.mx/>. [Último acceso: 11-Jun-2019].

[5] Valeri Kontorovich Mazover, Luis Ramos Alarcón Barroso Fernando, and Michel Ramón Parra, *Fundamentos de Comunicaciones Digitales*, 2nd ed., p. 222, México: Limusa, 2015.

- [6] J. D. Parsons, *The Mobile Radio Propagation Channel*, 2nd ed., ch. 1, pp. 4-7, Chichester: Wiley & Sons, 2001.
- [7] W. Tomasi, *Advanced Electronic Communications Systems*, 6th ed. p.553, Edinburgh Gate: Pearson Education Ltd., 2015.
- [8] *IEEE Standard for Letter Designations for Radar-Frequency Bands (IEEE Std. 521-2003)*. Radar Systems Panel, IEEE Aerospace & Electronic Systems Society, IEEE-SA Standards Board, 2003.
- [9] “Electronic Code of Federal Regulations,” *eCFR*, FCC, Part 97, Subpart D – Technical Standards, §97.301. Federal Communications Commission, 2019. [Online]. Available: https://www.ecfr.gov/cgi-bin/text-idx?SID=5279d74e788dbc8b386756ce377bf4df&mc=true&node=pt47.5.97&rgn=div5#se47.5.97_1301. [Último acceso: 31-May-2019].
- [10] “Ley Federal de Telecomunicaciones y Radiodifusión”, *Instituto Federal de Telecomunicaciones*, IFT, DOF 15-06-2018. México, 2018.
- [11] “Inventario de Bandas de Frecuencias Clasificadas como Espectro Libre”, *Instituto Federal de Telecomunicaciones*, México, 2018.
- [12] R. Pickholtz, D. Schilling, L. Milstein, “Theory of Spread-Spectrum Communications - A Tutorial”, *IEEE Transactions on Communications*, vol. 30, no. 5, pp. 855–884, 1982.
- [13] B. Sklar, *Digital Communications: Fundamentals and Applications*, 2nd ed. Upper Saddle River, NJ: Prentice Hall PTR, 2016.
- [14] D. Torrieri, *Principles of Spread-Spectrum Communication Systems*. New York: Springer, 2011.
- [15] C. E. Shannon, “A Mathematical Theory of Communication,” *Bell System Technical Journal*, vol. 27, no. 3, pp. 379–423, 1948.
- [16] Valeri Kontorovich Mazover, Luis Ramos Alarcón Barroso Fernando, and Michel Ramón Parra, *Fundamentos de Comunicaciones Digitales*, 2nd ed., p. 500, México: Limusa, 2015.
- [17] R. Gold, “Maximal Recursive Sequences with 3-valued Recursive Cross-correlation Functions (Corresp.)”, *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 14, no. 1, pp. 154–156, 1968.
- [18] T. Kasami, “Weight Distribution Formula for Some Class of Cyclic Codes”, Report R-285, *Coordinated Science Laboratory*, University of Illinois – Urbana, Illinois, 1966.
- [19] D. Sarwate, “Optimum PN sequences for CDMA systems,” *Proceedings of IEEE 3rd International Symposium on Spread Spectrum Techniques and Applications (ISSSTA94)*. 1994.

- [20] D. Sarwate and M. Pursley, “Crosscorrelation properties of pseudorandom and related sequences,” *Proceedings of the IEEE*, vol. 68, no. 5, pp. 593–619, 1980.
- [21] A. Papoulis and S. U. Pillai, *Probability, Random Variables, and Stochastic Processes*. 4th Ed., Boston, MA: McGraw-Hill, 2014.
- [22] *Defeating Spread Spectrum Communication with Software Defined Radio*, Michael Ossman, ToorCon 2013 [Online]. Disponible: <https://greatscottgadgets.com/2016/03-08-defeating-spread-spectrum-communication-with-software-defined-radio-toorcon-2013/>. [Último acceso: 11-Jun-2019].
- [23] “Reverse Engineering DSSS”, Michael Ossman, *RECON Montreal 2017* [Online]. Disponible: <https://archive.org/details/ReverseEngineeringDsss2017ReconMontreal>. [Último acceso: 11-Jun-2019].
- [24] J. A. C. Bingham, “Multicarrier Modulation for Data Transmission: An Idea Whose Time Has Come,” *IEEE Communications Magazine*, vol. 28, no. 5, pp. 5–14, 1990.
- [25] Y. Saito, Y. Kishiyama, A. Benjebbour, T. Nakamura, A. Li, and K. Higuchi, “Non-Orthogonal Multiple Access (NOMA) for Cellular Future Radio Access”, *2013 IEEE 77th Vehicular Technology Conference (VTC Spring)*, 2013.
- [26] Z. Ding, X. Lei, G. K. Karagiannidis, R. Schober, J. Yuan, and V. K. Bhargava, “A Survey on Non-Orthogonal Multiple Access for 5G Networks: Research Challenges and Future Trends”, *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 35, no. 10, pp. 2181–2195, 2017.
- [27] H. H. Chen, “Evolution of CDMA from Interference-Limited to Noise Limited” in *Wireless Communications Systems and Networks*, New York: Kluwer Academic/Plenum Publishers, 2004.
- [28] V. Umadevi and P. Easwaran, “A Study on Rake Receivers,” *2017 IEEE International Conference on Electrical, Instrumentation and Communication Engineering (ICEICE)*, 2017.
- [29] R. C. Dixon, *Spread Spectrum Systems*. 2.ed. New York, NY: Wiley, 1984.
- [30] A.F. Mohammed, “Near-Far Problem in Direct-Sequence Code-Division Multiple-Access Systems”, *1991 Sixth International Conference on Mobile and Personal Communications*, pp. 151-154, 1991.
- [31] W.Y. Xao, C. Bernstein, A.M. Haimovich, “Near-Far Resistance of Space-Time Processing for Wireless CDMA Communications”, *IEEE Communications Letters*, vol. 1, issue 4, 1997.

- [32] R. Filjar, D. Huljenic, K. Lenac, “Enhancing Performance of GNSS Position Estimator by Cloud-Based GNSS SDR Receiver Architecture Utilization”, *IEEE Proceedings ELMAR-2013*, pp. 315-318, 2013.
- [33] Z. Wang, L. Xiao, X. Su, X. Qi, and X. Xu, “On the Optimization of Real Time Performance of Software Defined Radio on Linux OS,” *Communications and Network*, vol. 05, no. 03, pp. 292–297, 2013.
- [34] Bluetooth Core Specification Version 5.1, vol. 0, *Bluetooth SIG Proprietary*, 2019.
- [35] P. David, R. McGwier, “Spread Spectrum Techniques in GNU Radio”, *GNU Radio Conference '14*, Hume Center – Virginia Tech, 2014.
- [36] “bladeRF 2.0 micro xA4,” *Nuand*. [Online]. Disponible: <https://www.nuand.com/product/bladeRF-xA4/>. [Último acceso: 10-Jun-2019].
- [37] “US Fleet Forces Command > NCTAMS PAC > About Us”, *About Us*. [Online]. Disponible: <https://www.public.navy.mil/fltfor/nctamspace/Pages/AboutUs.aspx>. [Último acceso: 18-Jun-2019].
- [38] D. Rivera, “Submarine Towed Communication Antennas: Past, Present and Future”, *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium. 2001 Digest. Held in conjunction with: USNC/URSI National Radio Science Meeting (Cat. No.01CH37229)*.
- [39] D. Rivera, R. Bansal, “Towed Antennas for US Submarine Communications: A Historical Perspective”, *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, vol. 46, no. 1, pp. 23–36, 2004.
- [40] C. A. Balanis, *Antenna Theory - Analysis and Design*, 3rd ed., ch. 14, John Wiley & Sons, 2005.
- [41] “Internet Connection Speed Recommendations”, *Netflix - Help Center*. [Online]. Disponible: <https://help.netflix.com/en/node/306>. [Último acceso: 03-Jun-2019].
- [42] V. H. Mac Donald, “The Cellular Concept”, *The Bell Technical Journal*, American Telephone and Telegraph Company, vol. 58, no. 1, 1979.
- [43] G. Heane, “Quantifying The Benefits of Improved Antenna Performance in Terms of Microwave Point to Point Link Density,” *Ninth International Conference on Antennas and Propagation (ICAP)*, 1995.
- [44] “Different Wi-Fi Protocols and Data Rates”, Intel. [Online]. Disponible: <https://www.intel.com/content/www/us/en/support/articles/000005725/network-and-i-o/wireless-networking.html>. [Último acceso: 18-May-2019].
- [45] “P802.15.4w - Standard for Low-Rate Wireless Networks Amendment for a Low Power Wide Area Network (LPWAN) extension to the Low Energy Critical Infrastructure Monitoring

(LECIM) Physical layer (PHY)”, *IEEE Standard for Low-Rate Wireless Networks*, C/LM - LAN/MAN Standards Committee, 2018.

[46] X. Zhang and K. G. Shin, “Adaptive Subcarrier Nulling: Enabling Partial Spectrum Sharing in Wireless LANs,” *2011 19th IEEE International Conference on Network Protocols*, 2011.

[47] B. C. Jung, Y.-J. Hong, D. K. Sung, and S.-Y. Chung, “Adaptive Sub-Band Nulling for OFDM-Based Wireless Communication Systems,” *2007 IEEE Wireless Communications and Networking Conference*, 2007.

[48] S.-Y. Yun, Y. Yi, J. Shin, and D. Y. Eun, “Optimal CSMA: A Survey,” *2012 IEEE International Conference on Communication Systems (ICCS)*, 2012.

[49] Ettus Research, “USRP B210 USB Software Defined Radio (SDR),” *Ettus Research*. [Online]. Disponible: <http://www.ettus.com/all-products/UB210-KIT/>. [Último acceso: 24-May-2019].

Capítulo 3. Intervalo Dinámico de los Radios Universales Definidos por *Software*

Como se estableció brevemente en el capítulo 1, en un sistema de radiocomunicación, la etapa que de manera fundamental limita el desempeño es el receptor, ya que éste opera en condiciones adversas. Primero, la potencia con la que incide la portadora de interés sobre la antena del receptor es de niveles muy pequeños. En función de las características del sistema, frecuencia de operación, distancia del enlace, etc., se puede hablar de niveles de potencia de micro watts (μW) y hasta centésimas de pico watts (pW). Adicionalmente, además de la portadora de interés, en la antena inciden una gran cantidad de oscilaciones electromagnéticas provenientes de otros sistemas de radiocomunicación, equipo electrónico, fenómenos electromagnéticos de origen atmosférico y espacial, etc., que dificultan la recuperación de la información transmitida. Por otro lado, la portadora que lleva la información sufre afectaciones por fenómenos de propagación y efectos del canal que degradan sus características. Dado que la información se encuentra contenida en alguno de los parámetros de dicha portadora, el receptor debe ser capaz de hacer frente a estas alteraciones y recuperar la información de manera adecuada. Para caracterizar la calidad del enlace y del sistema de comunicaciones, y puesto que este trabajo de tesis se centra en los sistemas de comunicación implementados con Radios Definidos por *Software* (RDS), el parámetro que describe este desempeño es la tasa de bits erróneos (BER – del inglés *Bit-Error Rate*).

Como ya se mencionó previamente, los RDS tienen la capacidad de operar en un intervalo de frecuencias muy grande. Esto implica en que las características de operación de sus

componentes no son las óptimas, ya que existe un compromiso entre el desempeño y la versatilidad.

Un receptor definido por *software* capaz de operar de manera eficiente en una variedad de estándares, indudablemente debe de poseer distintos amplificadores de bajo nivel de ruido (LNA – por sus siglas en inglés), los cuales estarán dedicados a distintas frecuencias de operación. De este banco de amplificadores, sólo uno de ellos estará en funcionamiento de acuerdo al estándar. Para lograr la cobertura de las frecuencias, cada uno de estos LNA deberá permitir el acoplamiento de impedancias en un ancho de banda amplio, esto es, para cumplir con las características definidas en el capítulo 1 de un RDS. Una de las soluciones propuestas para hacer frente a este problema es el uso de LNA con frecuencia sintonizable [1] lo cual reduce los niveles de potencia de ruido que existen al utilizar amplificadores de banda ancha. Además, dada la naturaleza pasa-bandas de estos amplificadores, es posible hacer frente a las oscilaciones interferentes, atenuándolas.

Otra de las soluciones para lograr la característica multi-estándar de los RDS es el uso de n ramas de procesamiento RF, es decir, múltiples ramas dedicadas a distintas bandas de frecuencia, las cuales pueden ser seleccionadas por el receptor [2].

La solución para dicho problema estará determinada por los requerimientos del sistema de comunicaciones y del estándar. La tecnología de los RDS permite el uso de etapas de RF dedicadas para satisfacer estos requisitos.

Otra particularidad que se presenta con el empleo de los RDS es que, para distintos estándares, se tienen diferentes anchos de banda. En la tabla 3.0.1 se muestran algunos de los estándares que se encuentran operando comercialmente y los anchos de banda para cada uno de ellos.

Tabla 3.0.1 Características de algunos estándares comerciales [3].

Estándar		Frecuencia de Operación [MHz]		Tipo de Modulación	Ancho de Banda [MHz]
		Enlace de bajada	Enlace de subida		
GSM [4]	GSM 850	869 ... 894.8	824 ... 849.8	GMSK	0.2
	GSM 900	935 ... 960	890 ... 915		
	DCS 1800	1805 ... 1880	1710 ... 1785		
	PCS 1900	1930 ... 1990	1859 ... 1910		
UMTS [5]	I	2110 ... 2170	1920 ... 1980	QPSK con soporte para WCDMA	3.84 / 5
	II	1930 ... 1990	1850 ... 1910		
	III	1805 ... 1880	1710 ... 1785		
LTE [6]	44 bandas de frecuencia	Desde 425 MHz hasta 3800 MHz con 44 bandas de frecuencia		QPSK/ 16QAM/ 64QAM con OFDM	1.4 / 3 / 5 10 / 15 / 20
Bluetooth [7]		2402 ... 2480		FSK	1
WLAN IEEE 802.11b (DSSS) [8]	1 / 2 Mbit/s	2400 ... 2480		DBPSK/DQPSK	14 / 5
	5.5 / 11 Mbit/s			CCK	
WLAN IEEE 802.11 a, g, n (OFDM) [9][10]	6 / 9 Mbit/s	2400 ... 2485 (a, g, n)		BPSK	16.6 / 20
	12 / 18 Mbit/s			QPSK	
	24 / 36 Mbit/s	5150 ... 5350 y 5725 ... 5825 (a, n)		16QAM	
	48 / 54 Mbit/s			64QAM	
WLAN IEEE 802.11ac (160 MHz OFDM) [11]	780 / 867 Mbit/s (Hasta 3.39 Gbit/s con MIMO 4x4)	5150 ... 5350 y 5725 ... 5825		256QAM	Hasta 160

Como fue analizado en el capítulo 1, los RDS que se encuentran disponibles comercialmente operan con una arquitectura de conversión directa, los cuales realizan la conversión de RF directamente a banda base. De la tabla anterior es posible determinar que los estándares descritos operan como sistemas de banda angosta. Esto permite la implementación de la interfaz de la etapa de RF con el convertidor analógico-digital con bloques que cuentan con retroalimentación negativa, lo cual mejora la linealidad de los amplificadores, como es

propuesto en [12][13]. Esto posibilita que la etapa de banda base de los RDS pueda tener la cualidad multi-estándar manteniendo alta linealidad.

De la tabla 3.0.1, es posible ver la relación que existe entre el ancho de banda en los distintos estándares y los distintos esquemas de modulación. Puesto que el ancho de banda está directamente relacionado con la tasa de transmisión, es posible observar que, para estándares que requieren la transmisión de un mayor volumen de información, se les asignó mayores anchos de banda y esquemas de modulación de mayor orden. Además, los distintos esquemas de modulación permiten mejorar la confiabilidad del enlace, robustez contra oscilaciones interferentes, mejorar la inmunidad al ruido [14]. La asignación de los esquemas de modulación de manera dinámica posibilita ajustar las condiciones de operación del equipo terminal en función de las condiciones de canal. La capacidad de los RDS de realizar estos cambios es uno de los diferenciadores de esta tecnología.

Al incrementar el orden de modulación, la tasa de transmisión aumenta, con el inconveniente de que se vuelve más difícil demodular, más vulnerable a las imperfecciones del canal de transmisión y del equipo terminal, así como a las oscilaciones interferente, teniendo como resultado una mayor dificultad en recuperar la información en el receptor. Este fenómeno se puede cuantificar analizando el BER y la relación señal a ruido – SNR.

En la figura 3.1 se muestra la SNR y el BER para distintos esquemas de modulación. Como es de esperarse, es necesario tener una mayor SNR para demodular con la misma tasa de errores en esquemas de modulación que transportan más bits por símbolos [14].

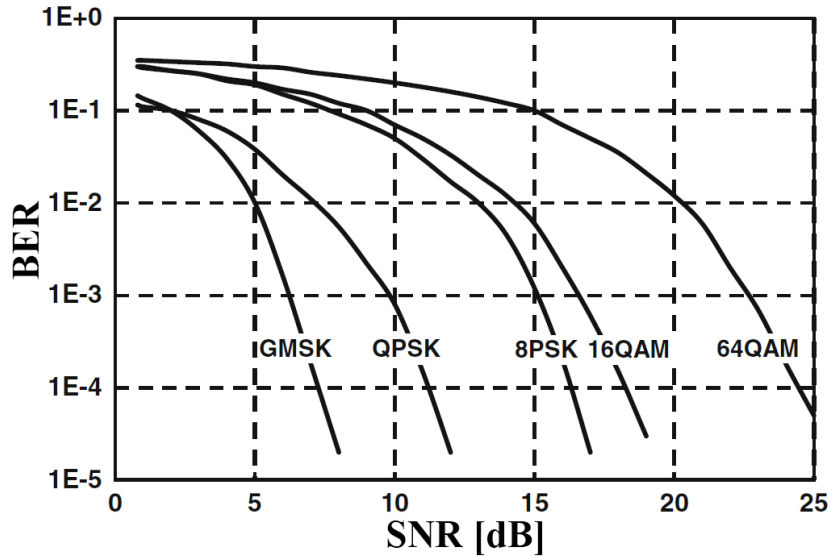


Fig. 3.1 Relación señal a ruido vs. Tasa de bits erróneos, para distintos esquemas de modulación [3][14].

Mediante el empleo de algoritmos de codificación complejos, la SNR efectiva requerida para demodular de manera apropiada la señal recibida puede reducirse manteniendo la misma tasa de errores, hasta llegar al límite de Shannon [15][16].

Una manera de incrementar la SNR es aumentando la potencia en el transmisor, lo cual implica un deterioro en la eficiencia en el consumo de potencia, o reduciendo el ancho de banda.

De cualquier modo, existe un compromiso entre el consumo de potencia del sistema y la tasa de transmisión (B_R), el cual se describe matemáticamente como [3]:

$$\begin{cases} S = B_R \cdot E_b \\ N = B \cdot N_0 \end{cases} \quad (3.1)$$

Donde S es la potencia de la portadora y N es la potencia de ruido en la entrada del receptor. E_b es la energía de bit y N_0 es la densidad de potencia de ruido en la entrada del receptor, B es el ancho de banda del receptor. De forma general $N_0 = k_B T F$, donde F es el factor de ruido del receptor, analizado en secciones posteriores.

Dada la expresión 3.1, la máxima tasa de datos definida por el Teorema de Shannon se puede reescribir como:

$$B_R \leq B \log_2 \left(1 + \frac{S}{N} \right) = B \log_2 \left(1 + \frac{R_T \cdot E_b}{B \cdot N_0} \right) \quad (3.2)$$

De la cual se obtiene la energía mínima de señal para la transmisión de un bit:

$$E_b \geq N_0 \cdot \frac{2^{B_R/B} - 1}{B_R/B} \quad (3.3)$$

La ecuación 3.3 muestra que la energía mínima de bit E_b es función sólo de la densidad de potencia de ruido N_0 y del esquema de codificación definido a través de la relación B_R/B . Dependiendo de los valores de la relación del esquema de codificación, se tienen dos casos extremos. El primero, si la relación B_R/B es pequeña, como en el caso cuando se utiliza un ancho de banda grande para una tasa de transmisión pequeña, el límite de la ec. 3.3 se describe como:

$$E_b \geq N_0 \cdot \ln 2 \quad (3.4)$$

Este caso es utilizado por los sistemas de espectro disperso.

El segundo caso, cuando la relación B_R/B es grande, esta situación se tiene cuando se utilizan esquemas de modulación de alto orden, la ecuación 3.3 se aproxima a:

$$E_b \geq N_0 \cdot \frac{2^{B_R/B}}{B_R/B} \quad (3.5)$$

Por lo que la relación señal a ruido – SNR – toma la forma:

$$\text{SNR} = \frac{S}{N} = \frac{B_R \cdot E_b}{B \cdot N_0} \geq 2^{B_R/B} \quad (3.6)$$

Un ejemplo de la SNR utilizando la ecuación anterior, resulta en 18 dB para un esquema de modulación 64QAM. En la implementación de sistemas reales, a este valor se le añaden unos cuantos dB para compensar pérdidas y tener un margen de error.

Este valor de relación señal a ruido es utilizado para obtener las características eléctricas (sensibilidad) de los receptores para los distintos estándares.

Por ello, el análisis de las características de los receptores y de los estándares son fundamentales para el diseño de un sistema de radiocomunicación. El transmisor, en cambio, sólo debe de cumplir con los requerimientos de linealidad en los amplificadores, potencia de transmisión de acuerdo al presupuesto de enlace y lineamientos establecidos por los organismos regulatorios y estándares, y la compatibilidad electromagnética con otros sistemas, es decir, que cumpla con las especificaciones de radiación fuera de banda. Igualmente, puesto que las condiciones de operación de los transmisores no son adversas en cuanto a la integridad de la información y niveles de potencia, los requisitos de diseño se relajan considerablemente.

Este capítulo se centrará en las características eléctricas y de radiofrecuencia que deben de cumplir los receptores que operen en la banda de los 2.4 GHz, de acuerdo a lo estipulado en los principales estándares que se encuentran en operación actualmente derivados de la familia de estándares IEEE 802, como son: WiFi, Bluetooth y Zigbee.

3.1 Parámetros que determinan el Intervalo Dinámico

De forma general, el intervalo dinámico (ID) es un parámetro que caracteriza la respuesta de la etapa de RF, donde los LNA son el bloque que tiene el mayor peso en la determinación de dicho parámetro. En la figura 3.2 [17] se muestran la característica ideal (línea punteada) y real (línea continua) de la respuesta de un amplificador. Para un nivel de voltaje de entrada dado V_I se tiene un comportamiento en la salida de éste dado por V_O . Es entonces que dichas características coinciden solo en un intervalo de voltajes de entrada V_{I_MIN} a V_{I_MAX} . Cuando el voltaje de entrada $V_I = 0$, en la salida se tiene un voltaje $V_O \neq 0$ debido al ruido interno del amplificador

V_{Noise} , por ello, para que el amplificador opere adecuadamente, los voltajes de entrada deben de ser mayores al ruido propio del amplificador $V_I > V_{\text{Noise}}$.

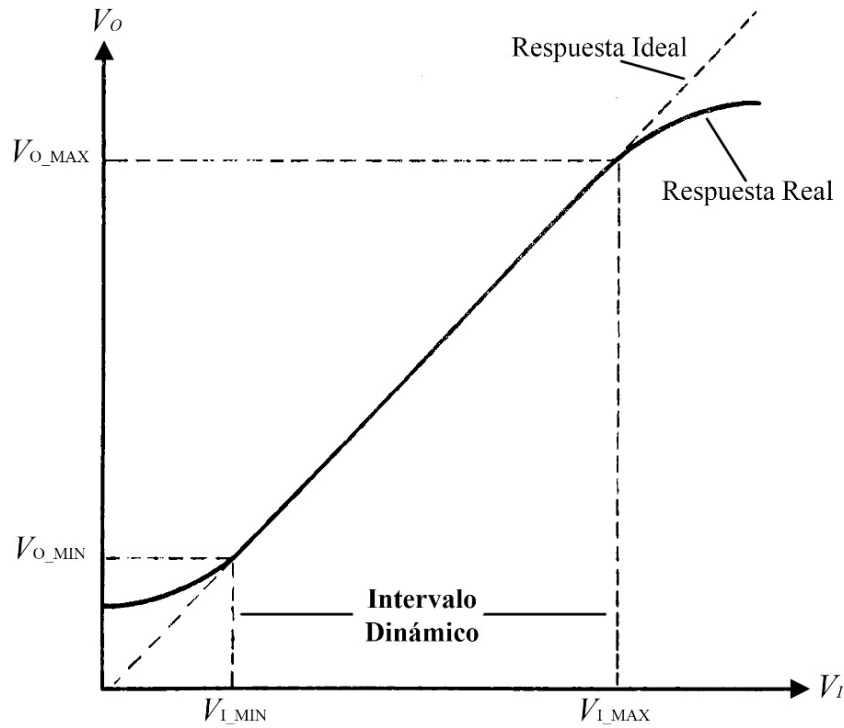


Fig. 3.2 Curvas de respuesta ideal y real de un amplificador [17].

Por otra parte, cuando el voltaje de entrada se incrementa tal que $V_I > V_{I_MAX}$, la característica de amplitud se aleja considerablemente de la línea recta ideal. Esto resulta en distorsiones no lineales en la señal amplificada. Este comportamiento se presenta de manera intrínseca en todos los elementos electrónicos activos, debido a su carácter no lineal. Por lo tanto, para que el amplificador no introduzca distorsiones significativas a la señal amplificada se debe de cumplir la relación $V_I \leq V_{I_MAX}$.

Considerando los dos niveles anteriores, el intervalo de valores de entrada para los cuales se tiene un comportamiento, con cierta calidad, del amplificador es al que se le denomina intervalo dinámico, es decir, que el amplificador opera en la región de no linealidades pequeñas de la

curva de respuesta, tal que los niveles de ruido y de distorsiones no lineales son tolerables. Puesto que hablar de receptores es hablar de niveles pequeños de potencia de señal, y que, para su correcta operación es necesario amplificar dichas señales, el intervalo dinámico de los receptores estará determinado por el conjunto de elementos que conforman la etapa de RF. En un sistema de radiocomunicación, este intervalo dinámico determina los niveles de potencia con el cual se puede tener un enlace exitoso de comunicaciones, esto es, se puede recibir y procesar de manera adecuada la portadora recibida y es posible recuperar la información con cierta calidad.

Intervalo Dinámico de los Convertidores AD-DA

En los Radios Definidos por Software (RDS), el intervalo dinámico está delimitado también por los convertidores analógico-digital y digital-analógico, ya que presentan restricciones en cuanto a los intervalos de potencia de señal que son capaces de procesar.

Para generar la representación de una señal analógica en el dominio digital, los convertidores realizan dos procesos. El primero – muestreo – consiste en capturar cada cierto intervalo de tiempo definido por la frecuencia de muestreo, el valor instantáneo de la amplitud de la señal analógica. El segundo paso consiste en realizar la correspondencia entre dicho valor muestreado y su representación digital. A este paso se le denomina cuantización y consiste en codificar el valor de amplitud instantáneo de la muestra con un código en bits para que pueda ser procesado por los sistemas computacionales. El número de bits utilizados en esta codificación determinan

el número de posibles niveles en el cual puede existir el valor muestreado de la señal analógica con el que puede ser representado.

En principio, un convertidor A-D que tiene 4 bits de resolución podrá realizar la correspondencia de las muestras de la señal analógica en 16 posibles niveles de amplitud. En cambio, un convertidor que tiene 16 bits de resolución, puede realizar dicha tarea con 65536 niveles. Por ello, entre mayor sea la resolución de los convertidores, menor será la diferencia entre los niveles de codificación de las muestras, por lo que variaciones en la potencia de la señal analógica de menor magnitud, podrán ser codificadas en la cuantización.

Considerando sólo la resolución del convertidor, esto es, el número de bits con el que realiza la cuantización, el intervalo dinámico – $ID_{\text{Resolución}}$ – para de M -bits de resolución, se puede obtener mediante la expresión:

$$ID_{\text{Resolución}} = 20 \log(2^M - 1) \text{ [dB]} \quad (3.7)$$

Por ello, para un RDS basado en la tarjeta AD9361 [34] que contiene convertidores de 12 bits de resolución, se tiene un intervalo dinámico en estos bloques de 74.015 dB.

No obstante, en el proceso de conversión del dominio analógico al digital existen errores inherentes a éste. Primer, el proceso de codificación de las muestras introduce un error denominado *error de cuantización*. Esto se debe a que se realiza una aproximación de la amplitud de la muestra al nivel más cercano correspondiente en función de la resolución del convertidor. Entre mayor sea la resolución, menor será este error. Estas variaciones en la cuantización de las muestras tienen naturaleza aleatoria, dado que las señales que son procesadas por el ADC no tienen carácter determinístico. Por ello, es posible modelar este error como ruido, el cual, a su vez, es uno de los factores que determinan el límite inferior del

intervalo dinámico. Sin considerar otros fenómenos propios de los convertidores, el intervalo dinámico, con M -bits de resolución, se define como [19]:

$$ID_{M\text{-bits}} = 6.024M + 1.76 + 10\log\left(\frac{f_s}{2B}\right) \text{ [dB]} \quad (3.8)$$

Donde f_s es la frecuencia de muestreo y B es el ancho de banda de la señal muestreada.

Considerando las restricciones establecidas por el Teorema de Nyquist, la ecuación anterior se reduce a [18]:

$$ID_{M\text{-bits}} = 6.024M + 1.76 \text{ [dB]} \quad (3.9)$$

Sin embargo, es posible incrementar el intervalo dinámico aumentando la frecuencia de muestreo y filtrando en etapas subsecuentes, o reduciendo el ancho de banda de la señal de entrada. Con esto, es posible definir la ganancia de procesamiento en el muestreo G_p debido al sobre-muestreo, tal que [19]:

$$G_p = 10 \log\left(\frac{f_s}{2B}\right) \text{ [dB]} \quad (3.10)$$

Otro de los fenómenos que limita el desempeño de los convertidores es el *Jitter*. Este fenómeno es la inestabilidad en los tiempos de operación del convertidor (variaciones en los retrasos en los tiempos de operación). Existen dos procesos que sufren de esta inestabilidad: en el tiempo de apertura o de muestreo de la señal analógica y en el reloj que establece la frecuencia de dichos muestreos. Ambas inestabilidades temporales son de naturaleza aleatoria por lo que se pueden modelar como una fuente de ruido. Con esto, el intervalo dinámico de los convertidores es afectado. Considerando un tono de prueba con frecuencia f_{sig} , la influencia de este fenómeno se puede cuantificar con la siguiente expresión [19]:

$$ID_{\text{Jitter}} = 20 \log\left(\frac{1}{2\pi f_{\text{sig}} T_{J_{\text{rms}}}}\right) \text{ [dB]} \quad (3.11)$$

Donde $T_{J_{rms}}$ es el *jitter* (RMS). Dado que en realidad los convertidores procesan señales de información con anchos de banda mayores al de un tono de prueba, este último permite evaluar la frecuencia máxima de dicha señal de información.

Para la ecuación anterior, considerando un tono de prueba de 100 MHz y un ruido de *jitter* de 0.3 pico segundos (rms), se tiene un intervalo dinámico de 74.5 dB. Con esto, es posible concluir que la calidad de fabricación y de la estabilidad de los relojes de los convertidores influyen en el intervalo dinámico. Con esto, el intervalo dinámico total estará determinado por el mínimo valor de las ecuaciones 3.7, 3.9 y 3.11, aunque de manera práctica, es la ecuación 3.9 la que se utiliza para establecer dicho parámetro,

Finalmente, los convertidores analógico-digitales están fabricados con componentes activos, por lo que sufren de los mismos fenómenos que limitan al intervalo dinámico en otras etapas de los sistemas de comunicación (distorsiones no lineales y ruido). Por ello, el análisis para estos dispositivos no es una tarea trivial. No obstante, dada la arquitectura de conversión directa de los RDS (analizada en el capítulo 1), la portadora incidente en los receptores es procesada por otras etapas antes de llegar a los convertidores. En estas etapas es posible acondicionar dicha señal para que el intervalo dinámico de los convertidores no sea un parámetro fundamental que limite el desempeño de los receptores.

De manera general, los amplificadores, mezcladores, filtros, y otras etapas de los receptores afectan el intervalo dinámico global, por lo que es necesario tener una serie de criterios para caracterizar y evaluar su desempeño. A continuación, se definirán una serie de parámetros que determinan dicho intervalo, y a partir de los cuales es posible inferir otras características secundarias que describen la calidad de los receptores.

3.1.1 Figura de Ruido

La Figura de Ruido es un parámetro (\overline{NF} – del inglés *Noise Figure*) que se define como la relación, en dB, de la SNR de entrada con la SNR de salida y que caracteriza el desempeño, desde una perspectiva de ruido, de una red de 2 puertos, en particular, un receptor, ya sea global o de cada una de las etapas que lo conforman [20]. En la figura 3.3 se muestra la red de 2 puertos de la cual se determina la figura de ruido.

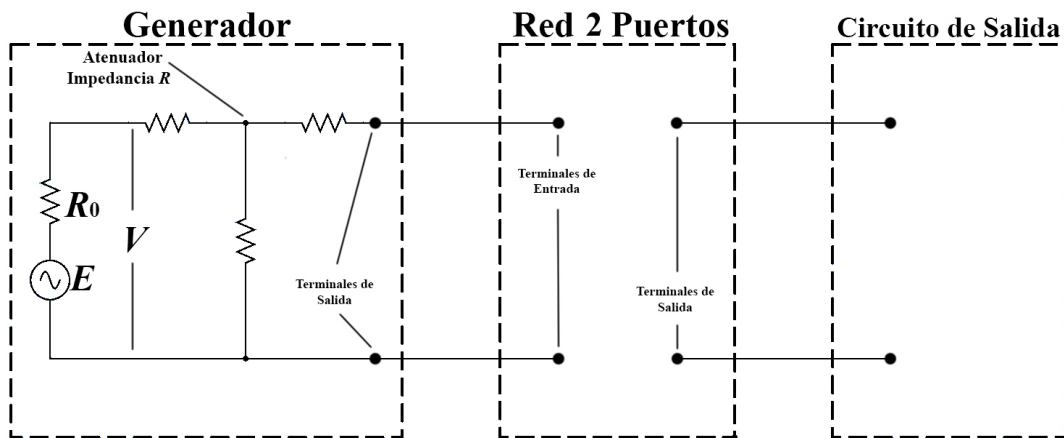


Fig. 3.3 Red de 2 puertos para el cálculo de la figura de ruido [20].

La presencia del generador de señales es indispensable para la definición del parámetro antes mencionado. No obstante, el atenuador y el circuito de salida, a la derecha de la red de 2 puertos, no son indispensables y sólo se muestran para ilustrar las mediciones de la figura de ruido y de la ganancia.

Para definir la figura de ruido es necesario considerar cuatro componentes: potencia de señal disponible, potencia de ruido disponible, ganancia y ancho de banda efectivo. A continuación, se describen cada uno de estos conceptos [20][21].

Potencia Disponible de la Señal

Un generador de señales con impedancia interna de R_0 ohms y una fuerza electromotriz de E volts entrega $E^2 R_1 / (R_0 + R_1)^2$ watts a una resistencia cualesquiera R_1 ohms. La potencia entregada es máxima e igual a $E^2 / 4R_0$ cuando el circuito de salida esta acoplado a la salida del generador, esto es, cuando $R_1 = R_0$. Con ello, el valor $E^2 / 4R_0$ se denomina potencia disponible del generador y es independiente de la impedancia del circuito al cual se conecta. Cuando la impedancia R_1 es diferente a la impedancia del generador R_0 , la potencia entregada es menor debido a perdidas por desacoplamiento. Cuando existen estas condiciones de desacoplamiento entre el generador de señales y el circuito subsecuente resulta conveniente utilizar el término de potencia disponible mencionado anteriormente para describir las características del generador. El símbolo S_g será utilizado para representar la potencia de salida, tal que:

$$S_g = \frac{V^2}{RA} \text{ [W]} \quad (3.12)$$

Donde V es el voltaje a través de las terminales de entrada del atenuador (fig 3.3), R es la impedancia de entrada del atenuador y A es la atenuación nominal del mismo. Las terminales de salida de cualquier red pueden considerarse como las terminales de salida de un generador de señales. El símbolo S se utilizará para representar la potencia disponible en las terminales de salida de la red de 2 puertos mostrada en la figura 3.3.

Ganancia

La ganancia de una red se define como la relación entre la potencia de señal disponible en las terminales de salida de la red de 2 puertos (S) y la potencia de señal disponible en las terminales de salida del generador de señales (S_g), tal que:

$$G = \frac{S}{S_g} \quad (3.13)$$

Esta definición de ganancia es inusual ya que está en función de dos potencias en terminales de salida. Tradicionalmente la ganancia se describe como la relación de potencia entre las terminales de salida y las de entrada de una red. Debido a esta particularidad, se utiliza la definición de *potencia disponible*. Es importante remarcar que, aunque la ganancia es independiente de la impedancia que existe en la salida a la cual se conecta la red de 2 puertos, ésta sí depende de la impedancia de las terminales del generador.

Puesto que la red de 2 puertos, de manera general, tiene un comportamiento de filtro pasabandas, la ganancia G se define en la frecuencia media de dicha banda.

Potencia Disponible del Ruido

Este parámetro se define como la potencia de ruido que existe entre dos terminales y que será transferida a un circuito de salida acoplado.

El símbolo N será utilizado para representar la potencia de ruido en las terminales de salida de la red de 2 puertos. Esta potencia de ruido considera todas las fuentes de ruido de dicha red, y las fuentes de ruido térmico del generador de señales. No obstante, las fuentes de ruido que

existen en el circuito de salida (carga), mostrado en la figura 3.3 no se consideran en este parámetro.

Toda resistencia R_i se comporta como una fuente generadora de ruido térmico que tiene una fuerza electromotriz con media cuadrática igual a $4KTR_i df$. Donde K es la constante de Boltzmann = 1.38×10^{-23} , T es la temperatura absoluta de la resistencia, y df es la diferencial del ancho de banda de ruido, tal que, la densidad de potencia disponible de ruido térmico en un ancho de banda unitario es:

$$\frac{4KTR_i}{4R_i} = KT \text{ [W]} \quad (3.14)$$

Ésta es la densidad de potencia de ruido disponible en las terminales de salida del generador de señales. De forma más general, corresponde a la densidad de potencia de ruido disponible en dos terminales cualesquiera de una red pasiva, en la cual todos sus elementos tienen la misma temperatura T .

Ancho de Banda Efectivo.

De forma ideal, la contribución de todas las fuentes de ruido térmico en la potencia de ruido de salida del generador de señales se obtiene considerando un comportamiento pasa-bandas rectangular o ideal, tal que es igual a $GKTB_{\text{Unif}}$, donde B_{Unif} es el ancho de banda [Hz] con ganancia uniforme, es decir, respuesta plana. Puesto que en una red real la ganancia no es uniforme en el ancho de banda considerado, la contribución total de las fuentes de ruido se expresa como $\int G_f KT df$, donde G_f es la ganancia en la frecuencia f . Con esto, el ancho de banda

efectivo o de ruido B se define como el ancho de banda de una red pasa-bandas ideal con ganancia G que describe la contribución de dichas fuentes a la potencia de ruido de salida, tal que:

$$GKT B = \int G_f K T df \quad (3.15a)$$

$$B = \frac{1}{G} \int G_f df \quad (3.15b)$$

Considerando los cuatro parámetros anteriores y las condiciones en las cuales se evalúan, es posible determinar la figura de ruido de la red, como un conjunto, así como de los elementos que la conforman.

La Figura de Ruido de una red de 2 puertos – \overline{NF} – se define como la relación entre la SNR existente entre las terminales del generador de señales y la SNR que existe en las terminales de salida de dicha red. Es posible encontrar este parámetro definido como Factor de Ruido (F). La diferencia entre éste y Figura de Ruido es que el primero es la relación entre la SNR de entrada y SNR de salida de la red expresada de manera lineal, mientras que la Figura de Ruido es el factor de ruido expresado en dB, tal que:

$$\overline{NF} = 10 \log(F) \quad (3.16)$$

$$\overline{NF} \geq 0 \text{ [dB]}; \quad F \geq 1$$

Donde:

$$F = \frac{\frac{S_g}{KT B}}{\frac{S}{N}} = \frac{S_g}{KT B} \left(\frac{N}{S} \right) \quad (3.17)$$

Y dada la definición de ganancia G establecida en la ecuación 3.13:

$$F = \left(\frac{1}{G} \right) \frac{N}{KT B} \quad (3.18)$$

Despejando N de la expresión anterior:

$$N = FGKTB \text{ [W]} \quad (3.19)$$

Esta potencia de ruido de salida incluye las contribuciones de las fuentes de ruido térmico presentes en el generador. Puesto que la contribución de dichas fuentes es igual a $GKTB$, la potencia de ruido disponible debido sólo a las fuentes de ruido de la red de 2 puertos es:

$$N_{\text{Red}} = (F - 1)GKTB \text{ [W]} \quad (3.20)$$

Las variables usadas en las ecuaciones 3.17 - 3.20 han sido definidas, sin embargo, el valor para la temperatura T de la impedancia de las terminales del generador debe determinarse para la obtención de la figura de ruido. Puesto que generalmente los receptores operan en condiciones de temperatura ambiente, ésta se establece como 290 grados Kelvin (16.85 °C), tal que:

$$KT = (1.38 \times 10^{-23})(290) = 4 \times 10^{-21} \text{ [W/Hz]} \quad (3.21a)$$

o
$$KT_{\text{dBm}} \approx -173.97 \text{ [dBm/Hz]} \quad (3.21b)$$

Es posible encontrar el valor descrito por las ecuaciones 3.21 a y b en la literatura como la potencia de ruido de la impedancia del generador (P_{N_Gen}), mostrado en la figura 3.3 [22]. De las expresiones anteriores se observa que la potencia de ruido presente en la red de 2 puertos depende de la temperatura de operación. Se demuestra entonces que, al reducir la temperatura de los circuitos y sistemas electrónicos, se mejora su desempeño desde una perspectiva de nivel de ruido cuando éste está determinado por el ruido térmico, como lo es en los receptores criogénicos [23][24][25].

La relación que existe entre la figura de ruido y el grado de acoplamiento entre la red de 2 puertos y los circuitos de entrada y de salida es importante. De la ecuación 3.17 se observa que el circuito de salida y el acoplamiento que se tiene con la red de 2 puertos no influye en el valor de la figura de ruido. Sin embargo, el grado de acoplamiento entre el generador y dicha red determina la figura de ruido ya que los parámetros S y N dependen de este acoplamiento.

La sensibilidad de un receptor se define como la potencia mínima que debe de poseer la portadora que incide sobre la antena del receptor para la cual es posible recuperar la información con un nivel de calidad determinado, es decir, con una tasa de bits erróneos establecida. Entonces, este parámetro está en función del estándar con el que opera el sistema de comunicaciones, el cual establece la relación señal a ruido mínima (SNR_{\min}) y, dadas las condiciones de figura de ruido, también depende del ancho de banda y temperatura de operación, tal que, la potencia mínima necesaria (P_{in_min}) de la portadora es:

$$P_{in_min} = P_{N_Gen} + \overline{NF} + 10 \log B + SNR_{\min} \quad (3.22a)$$

o

$$P_{in_min} = -174 \text{ [dBm/Hz]} + \overline{NF} + 10 \log B + SNR_{\min} \quad (3.22b)$$

Los primeros tres términos de la ecuación 3.22b corresponden al ruido total del sistema. Es posible encontrar la suma de estos términos denotados como “piso de ruido” [22]. Dado que esta potencia de ruido es función del ancho de banda, un sistema de radiocomunicación podría parecer de gran sensibilidad al emplear un ancho de banda reducido. Del mismo modo, un sistema que utilice un ancho de banda amplio, puede parecer de pobre sensibilidad. Es por ello que los valores de sensibilidad mínimos requeridos se especifican en cada uno de los estándares de comunicaciones.

De acuerdo a lo descrito en el capítulo 1, receptores de los RDS están conformados por diversas etapas, cada una de las cuales puede analizarse como una red de 2 puertos conectada a un generador. Con esto, es posible obtener la expresión [20][22], denominada “Ecuación de Friis” que determina el factor de ruido total para n etapas, tal que:

$$\mathbf{F}_{\text{Tot}} = 1 + (\mathbf{F}_1 - 1) + \frac{(\mathbf{F}_2 - 1)}{A_{p1}} + \dots + \frac{(\mathbf{F}_n - 1)}{(A_{p1})(A_{p2})\dots(A_{p(n-1)})} \quad (3.23)$$

Donde A_{pn} es la ganancia de potencia en la etapa n . El factor de ruido de cada etapa se obtiene con la impedancia de la etapa predecesora, es decir, la que proporciona la señal de entrada.

De la ecuación anterior se puede concluir que, para el caso particular de 1 etapa, el factor de ruido, es igual al factor de ruido de dicha etapa. En cambio, para una serie de etapas en cascada, dado que cada uno de los términos se suma con los predecesores, el factor de ruido se incrementa, por lo que este parámetro se degrada. Este no es un resultado trivial, ya que describe el comportamiento de la degradación de la relación señal a ruido de las señales que procesa el receptor en sus distintas etapas y determina el compromiso que existe entre los diversos parámetros de diseño de un receptor (mayor ganancia, mayor robustez contra oscilaciones interferentes, mayor selectividad, mayor ancho de banda, etc.) y las repercusiones que éstos tienen sobre la sensibilidad.

3.1.2 Punto de Intersección de Segundo IIP2 y Tercer Orden IIP3

Otros parámetros principales que limitan el intervalo dinámico de un receptor son el punto de intersección de segundo y tercer orden – IIP2 e IIP3, respectivamente. Estos parámetros describen la linealidad de la respuesta del receptor, específicamente de los amplificadores y mezcladores, y determinan el comportamiento del límite superior del intervalo dinámico.

Existen dos maneras de evaluar el comportamiento del límite superior de dicho intervalo. El primero, consiste en considerar que el receptor opera en condiciones ideales, esto es, cuando sólo la portadora de interés incide sobre la antena del receptor. En este escenario, solo el nivel

de potencia de la portadora determinará el punto en el cual el amplificador comienza a generar nuevas componentes espectrales – distorsión no lineal. El segundo escenario ocurre cuando sobre la antena del receptor, además de la portadora de interés, inciden otras ondas electromagnéticas que no son lo suficientemente atenuadas por el filtro de RF. En este caso, los niveles de potencia de las oscilaciones no deseadas pueden provocar distorsiones en la respuesta del amplificador sin que el nivel de potencia de la portadora sea suficiente para rebasar el régimen lineal de operación del amplificador.

Las oscilaciones que inciden de manera simultánea sobre la antena receptora y que degradan el desempeño del sistema de comunicaciones, se clasifican en dos categorías [3]:

- Interferente: Esta es una oscilación que presenta el mismo esquema de modulación que la portadora de interés.
- Bloqueador: Es una oscilación que presenta un esquema de modulación distinto al de la portadora útil o que puede ser una oscilación de onda continua (CW, del inglés *Continuous Wave*).

Dependiendo de la frecuencia relativa de dichas oscilaciones con respecto a la portadora de interés, las primeras pueden clasificarse en: interferentes co-canal (CCI), de canal adyacente (ACI), y de canal adyacente alterno (AACI). De igual manera, los bloqueadores, en función de la frecuencia de operación del sistema, pueden ser dentro o fuera de banda. Para cada estándar de radiocomunicación se establece un “diagrama general de bloqueadores del receptor” [26], el cual describe todas las oscilaciones interferentes que inciden sobre la antena del receptor y que éste a pesar de dichas oscilaciones, sea capaz de demodular y recuperar la información a partir de la portadora de interés de acuerdo a los requerimientos de calidad establecidos en los distintos estándares.

En la figura 3.4 [3] se muestra el diagrama general descrito anteriormente y en la tabla 3.1.1 [26] se muestran los valores de dichas oscilaciones para distintos estándares que operan en la banda de los 2.4 GHz.

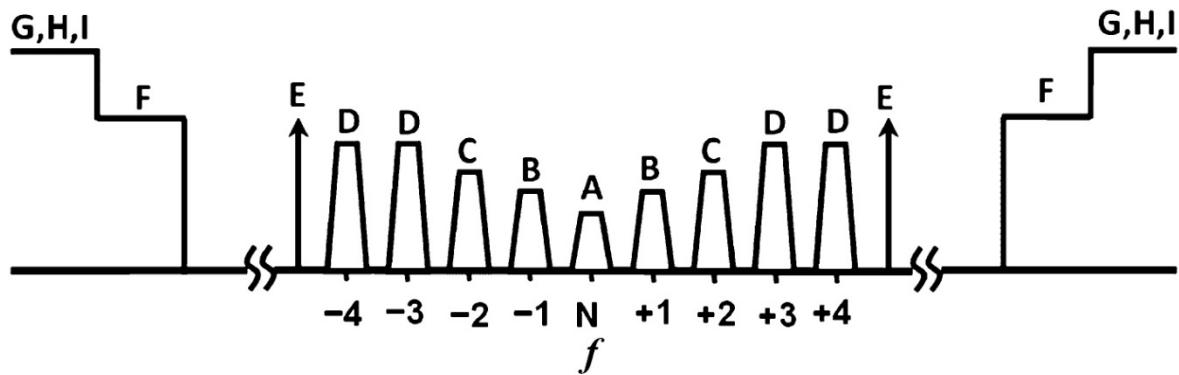


Fig. 3.4 Diagrama General de Bloqueadores. Donde A es la portadora de interés. B son las oscilaciones interferentes de canal adyacente (ACI), C y D son las primeras, segundas, y así sucesivamente, interferentes de canal adyacente alterno (AACI). Las señales a partir de E en adelante representan a los bloqueadores [3].

Tabla 3.1.1 Interferentes y bloqueadores para algunos estándares en la banda 2.4 GHz [26].

Categoría		ACI	AACI	Bloqueador			
Estándar		B	C	D	E	F	G
IEEE 802.11g con OFDM	Δf_{blq} [MHz]	20	40	≥ 60	≥ 240	-	-
	Potencia [dBc]	16...-1	32...15	32...15	-10	-	-
IEEE 802.11ac canales de 160 MHz	Δf_{blq} [MHz]	160	≥ 160	≥ 320	≥ 480	-	-
	Potencia [dBc]	-9	9	9	-10		
Bluetooth	Δf_{blq} [MHz]	1	2	≥ 3	$2 \leq f_{blq} < 2.399$ GHz $2.498 \leq f_{blq} < 3$ GHz	$f_{blq} < 2000$ MHz $f_{blq} > 3000$ MHz	-
	Potencia [dBc]	+9	+30	+40	+40	+57	

Durante la recepción, debido a la naturaleza no lineal del receptor y debido a la presencia de oscilaciones interferentes y bloqueadores, las distorsiones de orden par producen una componente de DC en la señal recibida. Este problema se describió en el capítulo 1 en las arquitecturas de los receptores, el cual es significativo en los receptores de conversión directa, presente en la mayoría de los RDS disponibles comercialmente. De igual manera, las distorsiones de orden impar producen componentes espectrales adicionales a las que inciden

sobre la antena del receptor. Entonces, para evaluar las características de linealidad el receptor, se consideran dos oscilaciones incidentes sobre éste. Considerando el modelo matemático de un sistema no lineal descrito por la expansión en serie de Taylor, y considerando solo el segundo y tercer orden de dicha expansión, se tiene que:

La señal de entrada del receptor, compuesta por dos oscilaciones, es:

$$x(t) = V_1 \cos(\omega_1 t) + V_2 \cos(\omega_2 t) \quad (3.24)$$

Y el modelo matemático con no linealidades pequeñas que describe la respuesta del receptor es:

$$y(t) = a_1 x(t) + a_2 x(t)^2 + a_3 x(t)^3 + \dots \quad (3.25)$$

Empleando las ecuaciones 3.24 y 3.25, la respuesta del receptor es:

$$y(t) = a_1 [V_1 \cos(\omega_1 t) + V_2 \cos(\omega_2 t)] + a_2 [V_1 \cos(\omega_1 t) + V_2 \cos(\omega_2 t)]^2 + a_3 [V_1 \cos(\omega_1 t) + V_2 \cos(\omega_2 t)]^3 + \dots$$

Donde el segundo término resulta:

$$y_2(t) = a_2 [V_1^2 \cos^2(\omega_1 t) + 2V_1 V_2 \cos(\omega_1 t) \cos(\omega_2 t) + V_2^2 \cos^2(\omega_2 t)]$$

$$y_2(t) = a_2 \left[\frac{V_1^2}{2} (\cos(2\omega_1 t) + 1) + V_1 V_2 [(\cos((\omega_1 + \omega_2)t) + \cos((\omega_1 - \omega_2)t))] + \frac{V_2^2}{2} (\cos(2\omega_2 t) + 1) \right] \quad (3.26)$$

De la ecuación 3.26 es posible obtener varios resultados [27]. Primero, es importante rescatar que los términos que contienen las frecuencias $2\omega_1$, $2\omega_2$, $\omega_1 + \omega_2$, es posible despreciarlos con fines prácticos de este análisis ya que estas componentes quedan fuera del ancho de banda del filtro pasa-bajas después de la conversión a banda base en el receptor de arquitectura directa, por lo que su impacto es mínimo. No obstante, quedan términos correspondientes a niveles de

DC y una componente de frecuencia tal que queda dentro del filtro pasa-bajas, por lo que no puede ser atenuada ($\omega_1 - \omega_2$). Con estas consideraciones es posible obtener el nivel de la componente de DC para la evaluación con un solo tono de prueba. Esto es, $V_2 = 0$, por tanto:

$$DC_{ST} = \frac{1}{2} a_2 V_1^2 \quad (3.27)$$

Y considerando los dos tonos de prueba, la componente de DC es:

$$DC_{DT} = \frac{1}{2} a_2 V_1^2 + \frac{1}{2} a_2 V_2^2 \quad (3.28)$$

Puesto que para la evaluación del punto de intersección IIP2 es necesario considerar la potencia de las oscilaciones incidentes y generadas, se obtiene el valor RMS del voltaje de la componente espectral $\omega_1 - \omega_2$, tal que:

$$V_{RMS} = \frac{1}{\sqrt{2}} a_2 V_1 V_2 \quad (3.29)$$

Si los tonos de prueba tienen la misma amplitud, tal que $V_1 = V_2$, entonces la relación R' entre la componente de DC para un solo tono (ec. 3.27) y la componente de voltaje RMS (ec. 3.29) resulta:

$$R' = \frac{DC_{ST}}{V_{RMS}} = \frac{\frac{1}{2} a_2 V_1^2}{\frac{1}{\sqrt{2}} a_2 V_1 V_2} = \frac{1}{\sqrt{2}} \quad (3.30a)$$

o
$$R' = -3 \text{ dB} \quad (3.30b)$$

Estas expresiones demuestran la relación que existe entre las pruebas (1 y 2 tonos) y los resultados que se realizan para la evaluación de la linealidad el receptor. Con estos resultados es posible obtener las gráficas y los valores para el punto IIP2, mostrados en la figura 3.5. Generalmente, los valores de ganancia se normalizan, lo cual resulta en que $IIP2 = OIP2$ (referidos a la potencia de la señal de entrada y de salida, respectivamente). Adicional a esto, las gráficas que se generan a partir de una prueba utilizando dos tonos, siempre considera uno

de los tonos de entrada y uno de los tonos generados a la salida [27]. La gráfica que evalúa el punto IIP2 se genera a partir de los valores de potencia en decibeles. Del modelo matemático, al realizar la conversión a dicha escala, es posible ver por qué las rectas proyectadas a partir de los puntos obtenidos tienen pendientes con valores $m = 1$ y $m = 2$.

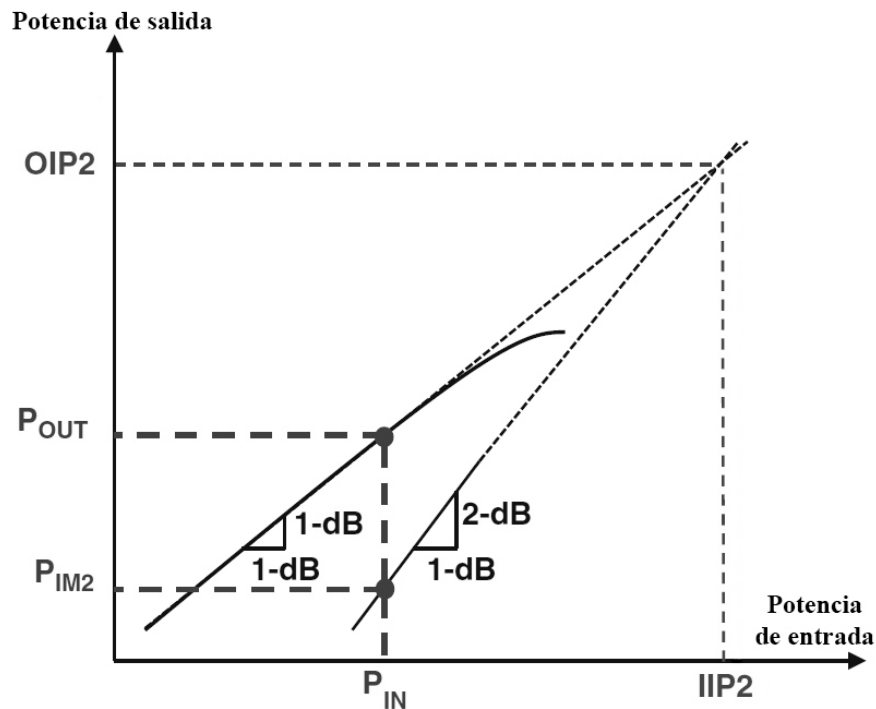


Fig. 3.5 Punto de intersección de segundo orden IIP2.

El IIP2 es el punto en el cual la recta de la respuesta lineal del amplificador y la curva de las distorsiones de segundo orden se intersectan. Este punto permite evaluar la característica no lineal del receptor, así como su desempeño en cuanto a la componente de DC generada. Entre mayor sea el punto IIP2 obtenido, mayor es la linealidad del receptor y menor son las afectaciones por las componentes de DC y nuevas componentes espectrales generadas por las distorsiones de orden par.

Las distorsiones de segundo orden, así como las distorsiones de orden par en general, pueden ser atenuadas significativamente – idealmente eliminadas – utilizando arquitecturas y circuitos

diferenciales o balanceados. Por tanto, para lograr receptores con puntos de intercepción IIP2 elevados, es necesario el empleo de este tipo de etapas.

La potencia en dB de los productos de intermodulación considerados en la evaluación del punto IIP2 debe de cumplir la siguiente condición [36]:

$$P_{IM2} = 2 P_{blq} - IIP2 < P_{in} - SNR_{min} \quad (3.31a)$$

La cual describe que la potencia de las nuevas componentes espectrales (P_{IM2}) no debe de ser mayor que la potencia mínima de la portadora de interés (P_{in}) restringida por la relación señal a ruido mínima determinada en el estándar. Con esto, el punto IIP2 mínimo que debe de tener un receptor para cierto estándar es:

$$IIP2 = 2 P_{blq} - P_{in} + SNR_{min} \quad (3.31b)$$

Donde P_{blq} es la potencia de la oscilación interferente, P_{in} es la potencia de la portadora de interés y SNR_{min} es la relación señal a ruido en dB mínima necesaria establecida en el estándar. En la práctica, se busca que el receptor supere el punto IIP2 mínimo establecido por la ecuación anterior [36].

Del mismo modo, para la obtención del punto IIP3, a partir del modelo matemático general que describe al receptor, las distorsiones de tercer orden son:

$$y_3(t) = a_3[V_1^3 \cos^3(\omega_1 t) + 3V_1^2 V_2 \cos^2(\omega_1 t) \cos(\omega_2 t) + 3V_1 V_2^2 \cos(\omega_1 t) \cos^2(\omega_2 t) + V_2^3 \cos^3(\omega_2 t)]$$

$$\begin{aligned}
y_3(t) = a_2 & \left[\frac{V_1^3}{4} (3 \cos(\omega_1 t) + \cos(3\omega_1 t)) \right. \\
& + \frac{3V_1^2 V_2}{4} [\cos((2\omega_1 + \omega_2)t) + \cos((2\omega_1 - \omega_2)t) + 2 \cos(\omega_2 t)] \\
& + \frac{3V_1 V_2^2}{4} [\cos((\omega_1 + 2\omega_2)t) + \cos((\omega_1 - 2\omega_2)t) + 2 \cos(\omega_1 t)] \\
& \left. + \frac{V_2^3}{4} (3 \cos(\omega_2 t) + \cos(3\omega_2 t)) \right] \tag{3.32}
\end{aligned}$$

De la ecuación 3.32 es posible observar que, debido a la no linealidad del receptor, se generan nuevas componentes espectrales. Algunas de éstas pueden ser no tan relevantes ya que un filtro pasa-banda puede atenuarlas lo suficiente ya que se encuentran alejadas de la banda de interés, tal que es posible despreciarlas en este análisis, como es el caso de las componentes con frecuencias $3\omega_1$, $3\omega_2$, $2\omega_1 + \omega_2$ y $2\omega_2 + \omega_1$. Sin embargo, las componentes con frecuencia $2\omega_1 - \omega_2$ y $2\omega_2 - \omega_1$ pueden caer dentro de la banda de operación del receptor por los que son las que afectan su desempeño. A partir de la potencia en dB de estas nuevas componentes es posible obtener la gráfica que determina el punto IIP3, tal que;

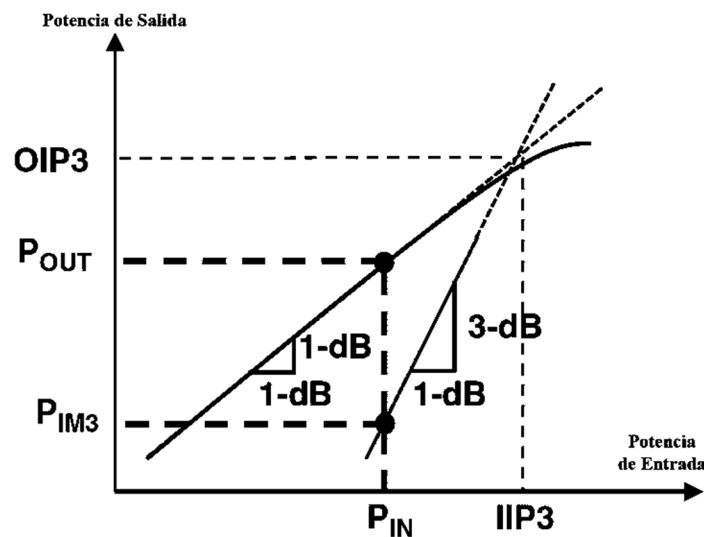


Fig. 3.6 Punto de intersección de tercer orden IIP3.

De manera análoga al punto IIP3, la restricción que se establece en la evaluación de dicho punto es:

$$P_{IM3} = 3 P_{blq} - 2IIP3 < P_{in} - SNR_{min} \quad (3.33a)$$

Y la expresión que establece el punto IIP3 mínimo necesario para un estándar dado [36]:

$$IIP3 = \frac{1}{2} (3P_{blq} - P_{in} + SNR_{min}) \quad (3.33b)$$

En la práctica, a este punto se le añade un margen para compensar las pérdidas debido a la naturaleza no ideal de los componentes del receptor, los procesos en su construcción, etc.

De acuerdo al análisis presentado, la caracterización de dichos puntos presenta algunas limitaciones. Primero, los valores obtenidos para dichos puntos no son cantidades físicas reales, puesto que se trata de valores extrapolados matemáticamente, dado que se considera que las curvas de distorsiones presentan una pendiente lineal con valor 2 y 3 respectivamente para realizar la proyección sobre la recta de respuesta. Para dichas consideraciones es necesario que las potencias de las oscilaciones de prueba sean mucho menores a los niveles típicos de potencia de señal de entrada, con lo que se asegura la operación en el régimen cuasi-lineal de los amplificadores y lograr las consideraciones descritas anteriormente, con lo que se evita la compresión por saturación de los amplificadores. Esta condición implica que existe un error en el desempeño calculado con este método y el comportamiento del receptor ya implementado. En la realidad, las oscilaciones que llegan al receptor pueden tener potencia, tal que, si bien no llegan al límite de operación de los amplificadores, modifican los niveles de potencia de los productos de intermodulación, afectando el límite superior del intervalo dinámico.

Otra de las limitaciones que se presentan al caracterizar estos parámetros, es que algunos componentes no lineales no producen curvas de distorsión con las pendientes adecuadas, ejemplo de ello son los amplificadores fabricados con ferrita y transistores de arseniuro de galio

(GaAs FET). Una de las soluciones a este problema es la caracterización de los puntos de intercepción a partir de dos niveles de señal de entrada y la evaluación de la consistencia en los resultados [28].

También, es posible caracterizar dichos puntos mediante la evaluación de la respuesta en frecuencia del receptor con un analizador de espectros [29]. Con lo cual se evita el posible error al realizar la extrapolación de dichos puntos.

Otro de los problemas que se tienen con estos parámetros es que dependen de la frecuencia de operación. Como se estudió anteriormente, las distorsiones de orden par pueden ser notablemente atenuadas mediante el uso de receptores construidos con bloques balanceados (eg. mezcladores doble y triplemente balanceados) [30][31]. Puesto que la tecnología con la que se fabrican estos circuitos, así como los filtros, se vuelve más compleja conforme se incrementa la frecuencia de operación, resulta más difícil y de mayor costo desarrollar receptores que tengan las mismas prestaciones que sus contrapartes que operen a frecuencias menores.

3.1.3 Punto de Compresión 1-dB

En el régimen lineal de operación de un receptor, existe una correspondencia lineal entre la señal de entrada y la de salida. El punto de compresión *1-dB* describe el nivel de potencia de la señal de entrada para el cual esta relación lineal deja de ocurrir y existe una desviación en la respuesta correspondiente a 1 dB de reducción en la ganancia.

Existen dos formas generales de descripción del punto de compresión *1-dB*. La primera consiste en el punto de compresión que ocurre debido a la saturación del receptor cuando la señal de

entrada alcanza cierto nivel, es decir, la auto-saturación. La segunda forma consiste en el punto *1-dB* que ocurre debido al nivel de potencia de las OI, generalmente a esta forma se le denomina bloqueamiento o des-sensibilización del receptor.

En el régimen lineal de operación del amplificador en los receptores, se puede caracterizar, de manera general, la respuesta del mismo como:

$$P_{\text{sal}} = P_{\text{ent}} + G_{\text{Amp}} \text{ [dB]} \quad (3.34)$$

Donde P_{sal} es la potencia de salida del amplificador, P_{ent} es la potencia de la señal de entrada y G_{Amp} es la ganancia del amplificador.

El punto de compresión *1-dB* se define para el valor de potencia de la señal de entrada P_{ent} en la cual se cumple la siguiente condición:

$$P_{\text{sal}_{1\text{dB}}} = P_{\text{ent}} + G_{\text{Amp}} - 1 \text{ [dB]} \quad (3.35)$$

En la siguiente gráfica se observa la respuesta del amplificador del receptor y el punto de compresión *1-dB* debido a la su no linealidad.

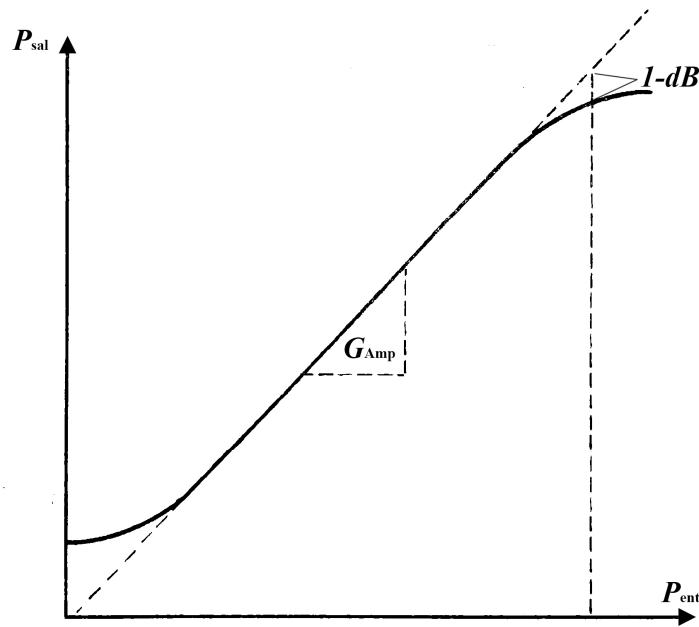


Fig. 3.7 Punto de compresión *1-dB* en la curva de respuesta de un amplificador.

Este parámetro está determinado por la ganancia de los amplificadores y en menor medida, la frecuencia de operación, ya que existe cierta dependencia entre la linealidad y esta última.

De manera general los puntos IIP2 e IIP3 son mucho mayores al punto de compresión 1-dB . No obstante, no hay manera de predecir ni asegurar este comportamiento, por lo cual, los tres parámetros en conjunto son utilizados para caracterizar el comportamiento del límite superior del intervalo dinámico de los receptores [28].

3.1.4 Ruido de Fase

El ruido de fase es otro parámetro que limita el intervalo dinámico de los receptores degradando el límite inferior. En un receptor, éste se describe, principalmente, como las perturbaciones en frecuencia y fase en la etapa de traslación de frecuencia asociadas al oscilador local (LO), por lo que también se le denomina *Ruido de Fase del LO*.

De manera ideal, la señal generada por el oscilador local en un RDS, es un tono puro con frecuencia igual a la frecuencia de la portadora de interés, cuando se trata de un receptor de conversión directa. No obstante, debido al ruido térmico, al ruido de baja frecuencia $1/f$ presentes, y a las no linealidades de los elementos que conforman al LO, aparecen variaciones aleatorias en amplitud y fase de la oscilación generada. Las variaciones aleatorias en amplitud no son de gran importancia debido a naturaleza física de la generación de este ruido. El ruido de fase es crítico, sobre todo en presencia de oscilaciones interferentes con potencia conmensurable a la potencia de la portadora de interés [32].

El ruido de fase se manifiesta como un ensanchamiento en frecuencia de la oscilación generada por el LO. En presencia de una oscilación interferente, ésta puede mezclarse con alguno de los lóbulos laterales de la oscilación del LO, lo cual resulta en la traslación de estas componentes espectrales al ancho de banda de interés después de la etapa del mezclador. En la figura 3.8 se muestran los efectos de este fenómeno, denominado *mezcla recíproca*.

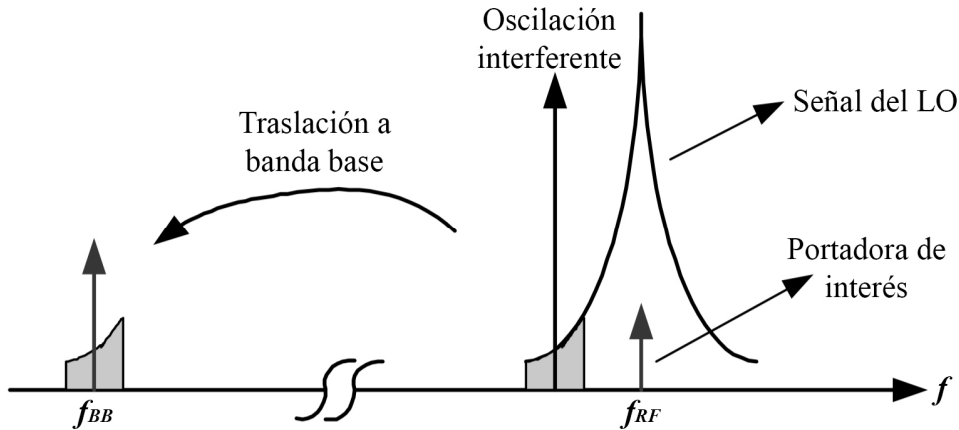


Fig. 3.8 Manifestación de la mezcla recíproca debida al ruido de fase del oscilador local [36].

Para la portadora de interés, este efecto se traduce en una degradación de la relación señal a ruido, sobre todo cuando ésta tiene modulación angular, dificultando la recuperación de la información. Además, debido a la aparición de oscilaciones dentro de la banda de interés a causa del proceso de traslación de frecuencia, la potencia total de ruido debido a éstas se incrementa, afectando el límite inferior del intervalo dinámico.

El ruido de fase puede interpretarse como la amplitud de las bandas laterales introducidas por el receptor a una oscilación espectralmente pura, generalmente expresada como densidad espectral de ruido de banda lateral [dBc/Hz], es decir, la potencia de ruido contenida en 1 Hz de ancho de banda relativa a la potencia de la oscilación generada por el LO. Puesto que se trata de la densidad de potencia de las bandas laterales, es necesario especificar la diferencia (*offset*

– Δf) entre la frecuencia del LO y la frecuencia para la cual se describe la densidad de potencia de ruido de fase (fig. 3.9).

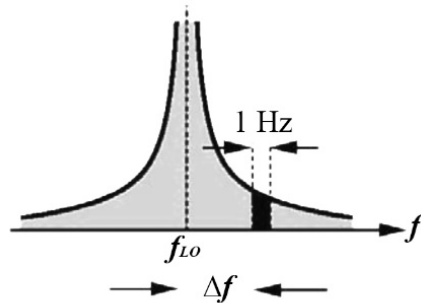


Fig. 3.9 Densidad de potencia del ruido de fase del LO y el *offset* relativo a la frecuencia central.

La pureza de la señal producida por el oscilador local dependerá de la calidad y la tecnología con la que se fabrica. Sin embargo, es posible mitigar los efectos del ruido de fase incrementando la selectividad y la robustez frente a oscilaciones interferentes del receptor, sin olvidar que existe un compromiso entre estas características y la figura de ruido, por lo que se impacta en la sensibilidad.

Los requerimientos de pureza espectral del oscilador local y los niveles de potencia de ruido de fase en los receptores pueden obtenerse a partir de las condiciones de oscilaciones interferentes de canal adyacente especificadas en cada uno de los estándares [36].

3.2 Intervalo Dinámico de los Radios Universales Definidos por *Software* (USRP B210).

Como se estudió en el capítulo 1, el RDS USRP B210 [33] opera con una etapa de radiofrecuencia basada en el transceptor AD9361 de Analog Devices [34]. De la hoja de especificaciones de éste es posible obtener la Figura de Ruido para la banda de los 2.4 GHz. En

la figura 3.10 se presenta este parámetro para distintas frecuencias en dicha banda y para distintas temperaturas de operación.

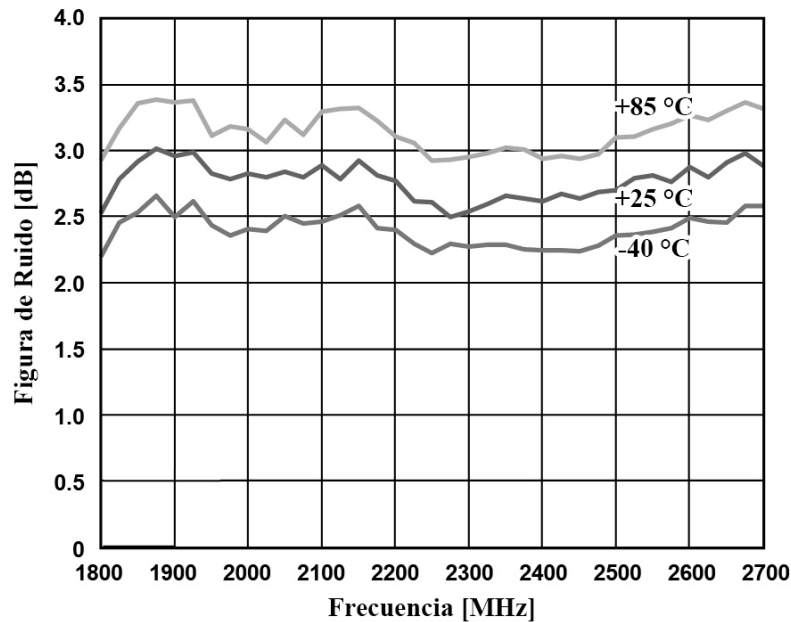


Fig. 3.10 Figura de ruido para banda 2.4 GHz del transceptor AD9361 [34].

Por inspección, es posible determinar que la figura de ruido para el receptor presente en el transceptor AD9361 es de aproximadamente 2.6 dB para la frecuencia de 2.45 GHz y para una temperatura de operación de 25 °C. Considerando que la banda ISM para dicha frecuencia abarca desde los 2400 a los 2500 MHz, podemos asegurar que las variaciones en la figura de ruido reportadas en la gráfica anterior correspondientes a ± 0.1 dB y pueden despreciarse para fines prácticos.

Por otro lado, puesto que el USRP B210 contiene filtros de RF que incrementan su robustez frente a oscilaciones interferentes y la selectividad, y de acuerdo a lo demostrado con la ec. 3.23, la figura del ruido del USRP se incrementa. Por ello, el fabricante – Ettus Research – reporta una figura de ruido para este modelo de $\overline{NF} < 8$ dB para toda la banda de operación [33].

Así mismo, es importante recalcar que el incremento de la temperatura de los RDS es inherente a su operación. Por ello, salvo que se cuenten con sistemas complejos de control de temperatura que mantengan estable este parámetro, es necesario considerar estas variaciones en el diseño de un enlace de comunicaciones.

De la hoja de especificaciones del AD9361 es posible obtener los valores de los puntos de intersección IIP2 e IIP3, así como las gráficas de estos parámetros para distintos niveles de ganancia del receptor, mostrados en la figura 3.11 y 3.12

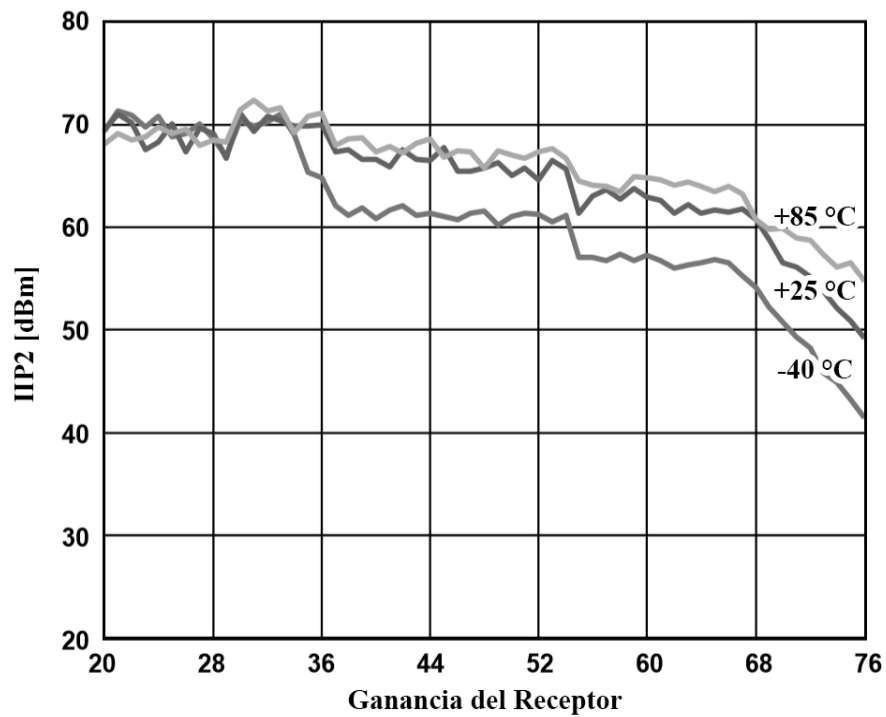


Fig. 3.11 Punto de intersección de segundo orden IIP2 para distintas ganancias del receptor AD9361 en la banda 2.4 GHz [34].

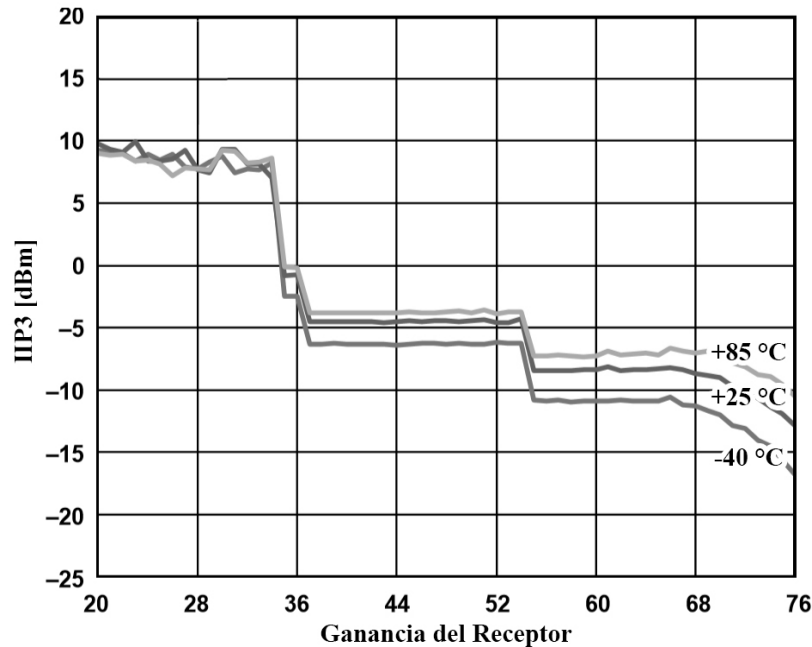


Fig. 3.12 Punto de intersección de segundo orden IIP3 para distintas ganancias del receptor AD9361 en la banda 2.4 GHz [34].

De las gráficas anteriores es posible asegurar que el parámetro que determina el límite superior del intervalo dinámico del AD9361 es el punto de intersección IIP3, ya que éste es mucho menor al punto IIP2, y es el que determina la robustez contra oscilaciones interferentes de canal adyacente. Estos resultados son consistentes con lo analizado en las arquitecturas de los transceptores (capítulo 1) y con el análisis de dichos puntos, ya que el AD9361 cuenta con dos receptores diferenciales, lo cual mejora significativamente este parámetro. El valor típico reportado para el punto IIP3 para el RDS USRP B210 es de -20 dBm [33].

Una característica relevante del circuito AD9361 dada la naturaleza de este trabajo de tesis, es el aislamiento entre puertos. De acuerdo con lo estudiado en el capítulo 1, las técnicas MIMO requieren antenas y etapas de RF con bajos niveles de acoplamiento mutuo. En la hoja de datos [34] se reporta un aislamiento entre receptores RX1 y RX2 de 65 dB, y de 50 dB para los transmisores, esto es, entre TX1 y TX2.

En la tabla siguiente se enumeran los principales parámetros del circuito AD9361, así como del USRP B210.

Tabla 3.2.1 Características del intervalo dinámico del transceptor AD9361 y el RDS USRP B210.

Parámetro (2.4 GHz)	AD9361	USRP B210
Figura de Ruido \overline{NF}	2.6 dB	< 8 dB
$IIP2$	45 dBm (Ganancia máxima)	N/D
$IIP3$	-14 dBm (Ganancia máxima)	-20 dBm
Aislamiento entre puertos receptor	65 dB	N/D
Aislamiento entre puertos transmisor	50 dB	N/D

N/D = No disponible.

Con estas características es posible determinar si el RDS USRP B210 cumple con los requerimientos mínimos establecidos en los distintos estándares que operan en dichas bandas o requiere de etapas adicionales que mejoran alguno de los parámetros de la etapa de RF.

3.3 Requerimientos de RF de los Estándares de la Banda ISM 2.4 GHz

Considerando los valores de figura de ruido reportados por el fabricante para el transceptor AD9361 ($\overline{NF} = 2.6$ para la banda de interés y temperatura ambiente), es posible determinar la sensibilidad requerida para los principales estándares que operan en la banda de los 2.4 GHz. También es posible obtener los valores para los RDS USRP B210 y el plutoSDR de la compañía Analog Devices [35] con fines comparativos.

Tabla 3.3.1 Valores de sensibilidad para estándares que operan en banda 2.4 GHz.

Estándar	SNR _{min} [dB]*	Ancho de Banda (B)	Sensibilidad Mínima*	Sensibilidad AD9361	Sensibilidad PlutoSDR	Sensibilidad USRP B210
Bluetooth [37]	11	1 MHz	-70 dBm	-100.4 dBm	< -99.5 dBm	< -95 dBm
W-LAN IEEE 802.11 a,g,n [38][39][40]	23 **	20 MHz	-65 dBm	-75.38 dBm	< -74.48 dBm	< -69.98 dBm
ZigBee IEEE 802.15.4 [41]	3	2 MHz	-85 dBm	-105.38 dBm	< -104.48 dBm	< -99.98 dBm

* Establecida en el estándar.

** Para una tasa de 54 Mbps.

De la tabla 3.3.1 se observa que el transceptor AD9361 cumple con los requerimientos mínimos establecidos en los estándares que operan en la banda de los 2.4 GHz. Es importante rescatar que dicho transceptor opera en conjunto con otras etapas de manera simultánea, por lo que los resultados mostrados en la tabla anterior son caso ideal, ya que etapas que se agregan al transceptor para conformar un RDS funcional, indudablemente degradan sus características. Ejemplo de ello son los resultados obtenidos para los RDS plutoSDR el cual presenta una etapa de RF extremadamente simple, por lo que no degrada de manera significativa la figura de ruido a costa de una pobre inmunidad a oscilaciones interferentes y baja compatibilidad electromagnética, y es similar para el USRP B210. Ambos RDS presentan menor desempeño comparado con el circuito transceptor solo.

De lo anterior, es posible asegurar que el RDS USRP B210 puede operar en los estándares más relevantes de la banda 2.4 GHz sin que sea necesario añadir etapas que mejoren su desempeño desde una perspectiva de ruido en el receptor, ya que éste cumple con el mínimo requerido por dichos estándares.

En los estándares de Bluetooth y WiFi no se establece un valor para el punto de intersección de segundo orden – IIP2. No obstante es posible obtener este parámetro a partir de los valores obtenidos en la medición de canal adyacente y la prueba de intermodulación, siendo el máximo de estos dos valores el que determina dicho punto [36].

Para Bluetooth, la oscilación interferente descrita en el estándar, que presenta la mayor potencia es de -27 dBm proveniente de otro sistema Bluetooth, con una diferencia en frecuencia de la portadora de interés ≥ 3 MHz. La portadora de interés tiene una potencia mínima de -67 dBm. Como la oscilación interferente, dado el servicio, presenta modulación en frecuencia (y no en amplitud), las distorsiones de segundo orden se manifestarán como una componente de DC. Dicha componente de DC deberá tener una potencia menor a la portadora de interés tal que se cumpla la relación señal a ruido mínima establecida en el estándar, esto es, SNR = 11 dB. Esto equivale a tener dos oscilaciones interferentes muy cercanas en frecuencia, con potencia de -30 dBm [36]. Con ello, es posible sustituir en la ec. 3.31b:

$$IIP2_{\text{Bluetooth}} = 2(-30) - (-67) + 11 = 18 \text{ dBm} \quad (3.36)$$

Del mismo modo, dado que no existe evaluación del punto de intersección IIP2 en el estándar de WLAN, de acuerdo a lo establecido en [36] y los valores de la tabla 3.3.1, es posible determinar dicho parámetro, tal que:

$$IIP2_{\text{WLAN}} = 2(-35) - 20 - (-70) + 23 = 3 \text{ dBm} \quad (3.37)$$

De acuerdo a lo mostrado en la figura 3.11 y la tabla 3.2.1 es evidente que el punto de intersección de segundo orden establecido en los dos estándares más importantes de la banda 2.4 GHz, no resultan determinantes para el desempeño de los RDS. Considerando que el transceptor USRP B210 está constituido por el circuito AD9361, podemos asegurar que las distorsiones de segundo orden no representan un obstáculo para su operación en dicha banda.

Para el punto de intersección de tercer orden, se sigue con la misma metodología. De acuerdo al estándar de Bluetooth, en la prueba de productos de intermodulación, el receptor debe ser capaz de cumplir con la tasa de error $BER=10^{-3}$ cuando éste recibe las siguientes señales:

- La portadora de interés con frecuencia f_0 y una potencia de -64 dBm.
- Una oscilación senoidal (de onda continua) en la frecuencia f_1 y potencia de -39 dBm.
- Una señal con modulación de Bluetooth con frecuencia f_2 y potencia de -39 dBm.

Tal que $f_0 = 2f_1 - f_2$ (donde f_1 se encuentra más próxima a la frecuencia de la portadora de interés) y $|f_1 - f_2| = n \times 1$ MHz, tal que n es igual a 3, 4 o 5. El sistema debe de cumplir con alguna de estas alternativas.

Con esto, es posible sustituir estos valores en la ec. 3.33b tal que:

$$IIP3_{\text{Bluetooth}} = \frac{1}{2}(3(-39) - (-64) + 11) = -21 \text{ dBm} \quad (3.38)$$

Del mismo modo, para el estándar de WLAN, y de acuerdo a lo determinado en [36], la tabla 3.3.1 y la ec. 3.33b, el punto de intersección de tercer orden es:

$$IIP3_{\text{WLAN}} = \frac{1}{2}(3(-35) - 37 - (-70) + 23) = -24.5 \text{ dBm} \quad (3.39)$$

Es importante rescatar que el desempeño del transceptor AD9361 en cuanto a las distorsiones de tercer orden dependen del valor de ganancia del amplificador, conforme a lo mostrado en la figura 3.12, por lo que es posible cumplir con los requerimientos determinados con lo establecido en los estándares.

Por otro lado, los valores mostrados para el estándar de WLAN en la tabla 3.3.1 son para una tasa máxima de 54 Mbps. De reducirse dicha tasa, disminuyendo el orden de modulación y manteniendo la tasa de bits erróneos, es posible relajar los requerimientos para el punto de intersección, ya que se relaja la relación señal a ruido mínima necesaria.

Puesto que la implementación de los estándares queda fuera del alcance de este trabajo de tesis, solo se consideran como referencia para evaluar el desempeño de los radios definidos por *software* en un ambiente de operación real. Además, es necesario considerar márgenes

adicionales a los valores determinados anteriormente, ya que para la implementación se tienen que superar estos valores para compensar defectos en la fabricación de los circuitos, variación en sus parámetros debido a los diferentes ambientes de operación, temperatura, calidad de las fuentes de alimentación que suministran la energía, pérdidas por cableado y conectores, calidad de las antenas, etc., por lo que el diseño de transceptores que operen con alguno de los estándares antes mencionados, requieren etapas de propósito específico que cumplan y rebasen los parámetros establecidos.

Es posible diseñar etapas de radiofrecuencia de propósito específico que cumplan y superen los requerimientos establecidos por los estándares de la banda ISM en cuestión, empleándolas en conjunto con los RDS. Sin embargo, esto presenta una serie de condiciones que deben ser consideradas. Por ello, en la siguiente sección se proponen mejoras, como etapas adicionales, al segmento de RF del USRP B210 y se analizan los impactos en el desempeño.

3.4 Mejoras en el Desempeño de la Etapa de RF en los Receptores de los Radios Universales Definidos por *Software* (USRP B210)

Como ya se ha mencionado, uno de los diferenciadores de la tecnología de los RDS es la versatilidad que presentan, ya que pueden agregarse etapas de propósito específico que mejoran las características de RF, optimizando alguno de los parámetros. A continuación, se describen las principales mejoras que se pueden añadir al USRP B210 y los compromisos que surgen como consecuencia de esto.

3.4.1 Incremento en la Sensibilidad del Receptor USRP B210.

De acuerdo con los datos obtenidos de figura de ruido para el USRP B210 y la ec. 3.23, es posible mejorar la sensibilidad introduciendo una etapa predecesora al receptor que tenga las siguientes características: figura de ruido mucho menor a la del USRP B210 y ganancia elevada. Esto es, ya que de acuerdo con la siguiente expresión:

$$F_{\text{Tot}} = 1 + (F_{\text{Etapa_adicional}} - 1) + \frac{(F_{\text{USRP_B210}} - 1)}{A_{\text{pEtapa_Adicional}}} \quad (3.40)$$

Si se cumplen las dos características anteriores, el factor de ruido y, por tanto, la figura de ruido total dependerá fundamentalmente de la etapa añadida, por lo que las etapas posteriores (en este caso, el RDS en su totalidad) no tendrán impacto significativo en la figura de ruido. El dispositivo que cumple con las dos características anteriores, de manera general, el LNA.

Considérese el LNA con matrícula BGA5H1BN6 de Infineon Technologies [42] el cual tiene los siguientes valores de interés típicos: $\overline{NF} = 0.7$ dB y ganancia $G_{\text{LNA}} = 18.1$ dB en un ancho de banda de 2.3 a 2.69 GHz. Realizando las conversiones a escala lineal, considerando el peor escenario para el USRP B210 ($\overline{NF} = 8$ dB), y normalizando el valor de la señal de entrada ($A_{\text{pEtapa_Adicional}} = G_{\text{LNA}}$) se tiene que:

$$F_{\text{Tot}} = 1 + (1.174897 - 1) + \frac{(6.309573 - 1)}{64.565422} = 1.25713255$$

$$\overline{NF}_{\text{Tot}} \approx 0.99 \text{ dB}$$

Es importante mencionar que este valor es caso ideal ya que no se consideran pérdidas en los conectores e imperfecciones en la construcción del circuito. Así mismo el desempeño del LNA dependerá de la fuente de alimentación que lo polariza, temperatura de operación, calidad de los componentes adicionales al circuito y conectores, etc.

Sin embargo, es posible reevaluar los valores obtenidos en la tabla 3.3.1 con la mejora introducida del LNA, tal que:

Tabla 3.4.1 Valores de sensibilidad para el USRP B210 con etapa de LNA adicional.

Estándar	SNR_{min} [dB]*	Ancho de Banda (BW)	Sensibilidad Mínima*	Sensibilidad USRP B210 + LNA
Bluetooth [37]	11	1 MHz	-70 dBm	-102.1 dBm
W-LAN IEEE 802.11 a,g,n [38][39][40]	23 **	20 MHz	-65 dBm	-77 dBm
ZigBee IEEE 802.15.4 [41]	3	2 MHz	-85 dBm	-107 dBm

* Establecida en el estándar.

** Para una tasa de 54 Mbps.

Lo cual es consistente en una mejora de 7.01 dB debido a la nueva figura de ruido.

La principal limitante que se tiene con estas etapas adicionales de propósito específico, es la reducción en el intervalo de frecuencias de operación del RDS, lo cual es uno de los diferenciadores de la tecnología. Si bien, la etapa propuesta mejora el desempeño en la banda ISM de los 2.4 GHz, la operación en otras bandas indudablemente se degrada. Más aún, etapas adicionales requieren fuentes de alimentación externas, lo cual incrementa el tamaño de los dispositivos y el consumo de potencia.

Por medio de la herramienta computacional AWR Design Environment, de la compañía National Instruments [43], y utilizando los valores reportados para el LNA de Infineon y del USRP B210, se realizó el estudio de dichos bloques en cascada, representados por bloques amplificadores, para evaluar la mejora en la figura de ruido. En la figura 3.11 se muestran los resultados de esta simulación. Aunque este proceso es básico, permite vislumbrar la capacidad de evaluación de múltiples etapas en cascada de forma rápida e intuitiva, lo cual facilita el

proceso de diseño de etapas completas. La principal limitación de este entorno computacional es la precisión en los resultados en función de los valores introducidos a los bloques simulados, ya que se requiere que los fabricantes de circuitos integrados reporten condiciones de medición y valores obtenidos. No obstante, esta herramienta permite bosquejar el comportamiento de los dispositivos en conjunto, previo al refinamiento y su fabricación.

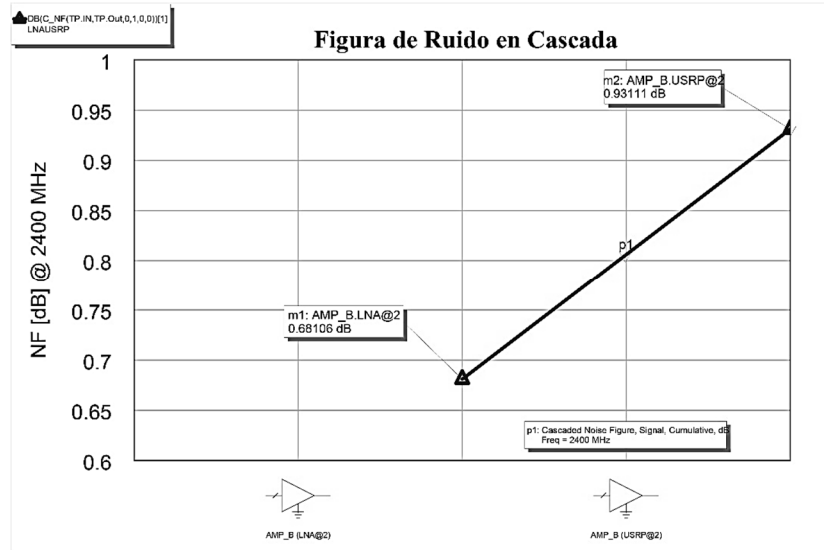


Fig. 3.11 Figura de ruido en Cascada para LNA y USRP B210 en la banda 2.4 GHz.

En la actualidad existen soluciones disponibles comercialmente que buscan hacer frente a estos problemas. Por ejemplo, la etapa de amplificación de bajo nivel de ruido – modelo BT-200 de la compañía NUAND LLC [44]– ofrece una solución integral en un solo circuito, proporcionando un intervalo de operación de los 500 a los 5000 MHz, basado en el LNA Mini-Circuits TSS-53LNB+ [45], con una figura de ruido de 1.5 dB y una ganancia nominal de 21.7 dB en la banda ISM de interés. Sin embargo, el consumo de potencia de esta etapa es de 300 mW y requiere que los RDS cuenten con la capacidad de proporcionar voltaje de alimentación (5 V) a través de los puertos SMA de las antenas, mediante una tecnología denominada *Bias-Tee*. Comparando estas características con las del LNA propuesto (BGA5H1BN6), el cual tiene

un consumo de potencia de 40 mW, es posible entrever el compromiso que se tiene entre el intervalo de frecuencias de operación, la ganancia, la figura de ruido y el consumo de potencia. Es importante recalcar que el modelo USRP B210 no cuenta con esta modalidad de voltaje de alimentación a través de los puertos SMA como los RDS ofrecidos por la compañía NUAND, por lo que requiere de etapas externas (eg. [46]) para el empleo de dichas soluciones integradas. En caso de diseñar una etapa de LNA de propósito específico para el USRP B210, es evidente que el costo de fabricación y de operación se incrementan.

Finalmente, existen otras limitaciones que se presentan al emplear etapas adicionales de amplificación de bajo nivel de ruido que preceden a los RDS. En la subsección siguiente se analizarán estas restricciones.

3.4.2 Incremento en el Intervalo Dinámico del Receptor USRP B210

Considerando la etapa de amplificación de bajo nivel de ruido propuesta en la subsección anterior, es posible analizar los cambios que sufre el RDS en conjunto con respecto al punto de intersección de tercer orden IIP3 y el punto de compresión 1-dB , esto es, la linealidad. Es importante mencionar que el punto de intersección de segundo orden – IIP2 – puede no considerarse en este análisis debido a la arquitectura del RDS.

Considerando la expresión que evalúa el punto IIP3 de n etapas en cascada [22]:

$$\text{IIP3}_{\text{Tot}} = 10 \log \left(\frac{1}{\frac{1}{\text{IIP3}_1} + \frac{G_1}{\text{IIP3}_2} + \frac{G_1 G_2}{\text{IIP3}_3} + \dots + \frac{G_1 G_2 \dots G_{n-1}}{\text{IIP3}_n}} \right) \text{ [dB]} \quad (3.41)$$

Donde los puntos IIP3_i y las ganancias G_j se expresan en escala lineal.

Es posible obtener el punto IIP3 considerando dos etapas: el LNA propuesto en la sección 3.4.1 y el USRP. Tomando en cuenta los datos detallados por los fabricantes, se tiene que:

$$\begin{aligned} \text{IIP3}_{\text{Tot}} &= 10 \log \left(\frac{1}{\frac{1}{\text{IIP3}_{\text{LNA}}} + \frac{G_{\text{LNA}}}{\text{IIP3}_{\text{USRP}}}} \right) \\ &= 10 \log \left(\frac{1}{\frac{1}{0.199526231} + \frac{64.56542290}{0.001}} \right) \\ \text{IIP3}_{\text{Tot}} &\approx -38.10 \text{ dB} \end{aligned}$$

De lo anterior, es posible observar que el punto IIP3_{Tot} depende del valor de las ganancias de las etapas predecesoras y, en caso de que las ganancias fueran de 0 dB de las etapas predecesoras (ganancia unitaria), el punto de intersección total siempre estará determinado por la etapa que tenga el menor valor de dicho punto. En la figura siguiente se muestra el comportamiento del punto IIP3_{Tot} en función del valor de la ganancia del LNA.

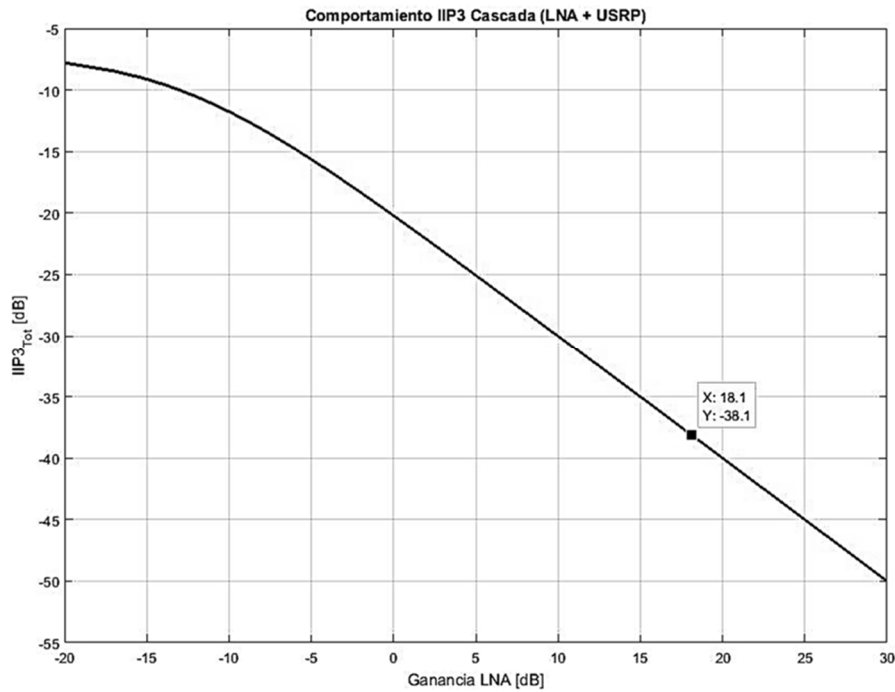


Fig. 3.12 Comportamiento del punto IIP3_{Tot} (LNA + USRP) en función de la ganancia del LNA

De la figura anterior es posible obtener varias conclusiones. Primero, la adición de etapas previas con ganancia $G > 0$ dB indiscutiblemente degradará el punto $IIP3_{Tot}$, por lo que no hay manera de mejorar el intervalo dinámico introduciendo etapas previas con amplificación. Si la etapa que precede al USRP tiene ganancia $G < 0$ dB, esto significa que dicha etapa provocará una atenuación en la señal. Esta característica puede lograrse con filtros pasivos o atenuadores. Sin embargo, como se analizó en la subsección anterior, existe una relación entre el valor de la ganancia y la figura de ruido, con lo que es posible asegurar que existe un compromiso entre la figura de ruido y el punto de intersección $IIP3$. Conociendo los valores del punto $IIP3$, es posible determinar el punto de compresión 1-dB , ya que, en la práctica, generalmente este último se encuentra 10 dB por debajo del punto $IIP3$ [47], por lo que el análisis anterior señala el compromiso entre la sensibilidad y el límite superior del intervalo dinámico.

Considerando lo analizado en la sección 3.3, la manera de mejorar el intervalo dinámico del USRP sería diseñando una etapa de radiofrecuencia de propósito específico para la frecuencia de operación y ancho de banda establecido por la reglamentación del espectro para dicha banda, con lo cual se podría tener mejora en la sensibilidad sin degradar el intervalo dinámico.

La etapa propuesta tendrá las siguientes consideraciones:

- Frecuencia de operación en la banda ISM de 2.4 GHz.
- Ancho de banda de operación determinado por los convertidores analógico-digital < 100 MHz (debido a la reglamentación de dicha banda).
- Arquitectura de conversión directa con bloques diferenciales o balanceados.
- Convertidores analógico-digital de características iguales o mejores a los que contiene el AD9361.

Con estas características, se tiene en la figura 3.13 el diagrama a bloques simplificado de la etapa de radiofrecuencia y de muestreo en banda base, con arquitectura de conversión directa.

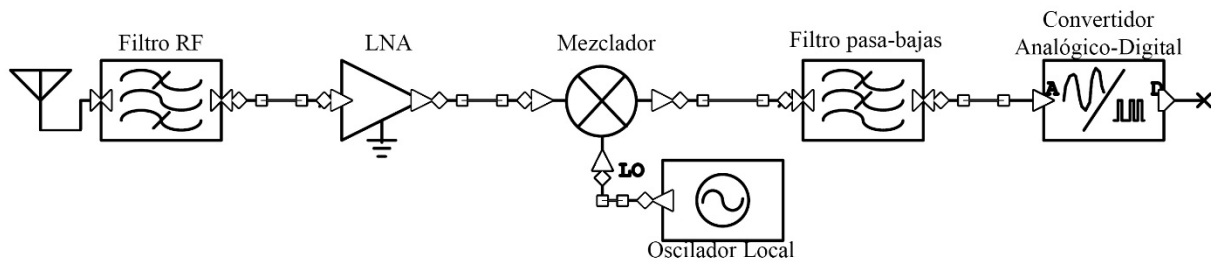


Fig. 3.13 Diagrama a bloques simplificado de etapa de RF propuesta.

Es importante recalcar que, dada la arquitectura seleccionada, los componentes deberán ser diferenciales o balanceados, para evitar los problemas descritos en el capítulo 1 inherentes a ésta.

Por otro lado, la tasa de muestreo de los convertidores analógico-digital determinan el ancho de banda de los RDS. Dado que el filtro pasa-bajas tiene la función de limitar en banda la señal analógica antes de su muestreo, para mantener la flexibilidad que presentan los RDS de diferentes tasas de muestreo, el ancho de banda del filtro pasa-bajas deberá ser ajustable. Una manera de lograr esta cualidad es mediante un banco de filtros del cual se selecciona el más adecuado en función de la aplicación. Por simplicidad, para esta etapa de diseño, se considerará un ancho de banda máximo de 56 MHz, el cual es el máximo ofrecido por el RDS USRP B210. El filtro de RF debe de tener un ancho de banda de al menos 100 MHz, con una frecuencia central de 2.45 GHz, debido a la banda de operación seleccionada. Considerando el LNA propuesto en la subsección anterior, es posible seleccionar componentes disponibles en el mercado para el diseño de la etapa de radiofrecuencia.

El filtro de RF seleccionado es el BFCN-2450+ [48], el cual es un filtro cerámico pasa-bandas, con banda de operación de los 2400 a 2550 MHz y pérdidas de inserción típicas de 2 dB en

dicho intervalo de frecuencias. El mezclador propuesto es el LTC5542 [49], el cual tiene un intervalo de operación de 1600 a 2700 MHz, es doblemente balanceado, tiene punto IIP3 de 26.8 dBm y ganancia de conversión de 8 dB. Para el filtro pasa-bajas se propone el PLP-70+ [50], el cual tiene una frecuencia de corte -3 dB de 60 MHz. Las pérdidas por inserción en la banda de operación son menores a 1 dB, como valor típico. Finalmente, para los convertidores se propone el ADC3222 de la compañía Texas Instruments [51], el cual tiene una resolución de 12 bits y hasta 50 Msps (50×10^6 muestras por segundo). Este convertidor presenta dos canales de procesamiento, lo cual es adecuado para la arquitectura balanceada, y presenta aislamiento entre canales de 105 dB.

Para obtener los valores de figura de ruido y punto de intersección del convertidor analógico-digital, a partir de la hoja de especificaciones [51] se obtiene los siguientes valores típicos: SNR = 70 dBFS, voltaje de entrada de escala completa (del inglés *Full Scale*) FS = 1 V_{p-p} (+3.9780 dBm considerando 50 Ω de impedancia de entrada – apéndice A), frecuencia de muestreo $f_s = 50$ MHz. A partir de la siguiente expresión [52], es posible obtener la figura de ruido para el convertidor analógico-digital:

$$\overline{NF}_{\text{ADC}} = (-1\text{dBFS}) - \text{SNR} [\text{dBC}] - \frac{20 \log f_s}{2} + 174 [\text{dB}] \quad (3.42)$$

$$\overline{NF}_{\text{ADC}} = 2.9780 - 69 - 76.9897 + 174 = 30.9883 [\text{dB}]$$

Para el punto de intersección del ADC, se emplea la siguiente expresión [52]:

$$\text{IIP3}_{\text{ADC}} = P_{\text{in}}[\text{dBm}] - \frac{\text{IMD}_3 [\text{dBC}]}{2} \quad (3.43)$$

Donde los valores típicos de la señal de entrada P_{in} se consideran 7 dB por debajo de la potencia en escala completa (FS), y los productos de intermodulación de tercer orden IMD_3 se obtienen de la hoja de datos del convertidor. Con ello, el punto de intersección resulta:

$$IIP3_{ADC} = -4.022 - \frac{-94}{2} = 42.978 \text{ dBm}$$

La tabla 3.4.2 presenta un resumen de las características de cada uno de los componentes propuestos para el análisis de la etapa de RF diseñada.

Tabla 3.4.2 Características de los bloques propuestos para la etapa de RF.

Bloque	Ganancia [dB]	Figura de Ruido [dB]	Punto de compresión 1-dB [dBm]	Punto de Intersección IIP3 [dBm]
Filtro de RF BFCN-2450+ [48]	-2	2	100*	100*
LNA BGA5H1BN6 [42]	18.1	0.7	-17	-7
Mezclador LTC5542 [49]	8	9.9	14.7	26.8
Filtro Pasa-Bajas PLP-70+ [50]	-1	1	100*	100*
Convertidor Analógico-Digital ADC3222 [51]	0**	30.98	32.97	42.97

* Puesto que son elementos pasivos, se realiza la aproximación de comportamiento lineal, por lo que los puntos IIP3 y 1-dB se consideran muy grandes, con lo que su aportación en cascada es mínima.

** La ganancia de esta etapa no es considerada en las ecuaciones para los cálculos de los parámetros.

Considerando estos valores, la etapa de RF presenta las siguientes características (apéndice A):

- Figura de ruido $\overline{NF} = 9.144045$ dB.
- Punto de compresión 1-dB = -15.199095 dBm.
- Punto de intersección IIP3 = -5.129107 dBm.

Con esto, es posible incrementar la linealidad del receptor. No obstante, la figura de ruido se degrada, por lo que se afecta la sensibilidad.

El receptor propuesto en la figura 3.13 con las características de RF de los componentes antes mencionados, fueron simulados como bloques en la plataforma AWR, con lo que se

comprobaron los resultados teóricos obtenidos. A continuación, en las figuras 3.14-3.16 se muestran los resultados de Figura de Ruido, Punto 1-dB e IIP3 por simulación.

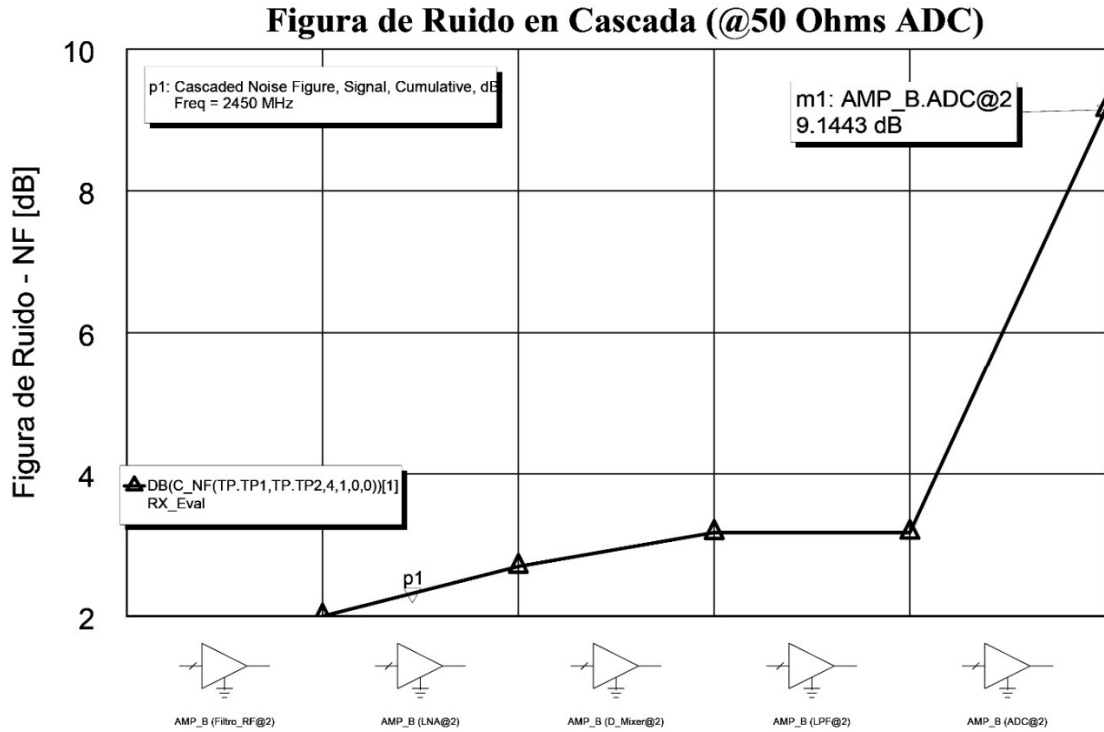


Fig. 3.14 Figura de Ruido en Cascada de la etapa de RF propuesta. Resultados obtenidos por simulación en AWR.

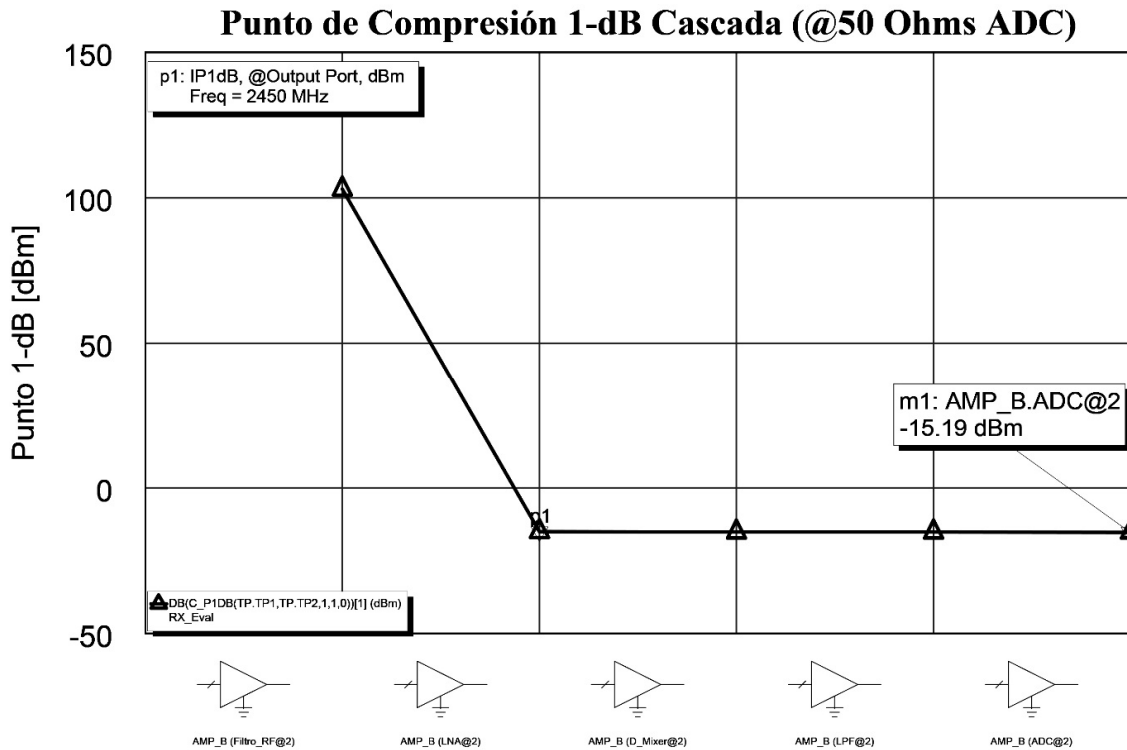


Fig. 3.15 Punto de compresión 1-dB de la etapa de RF propuesta por simulación.

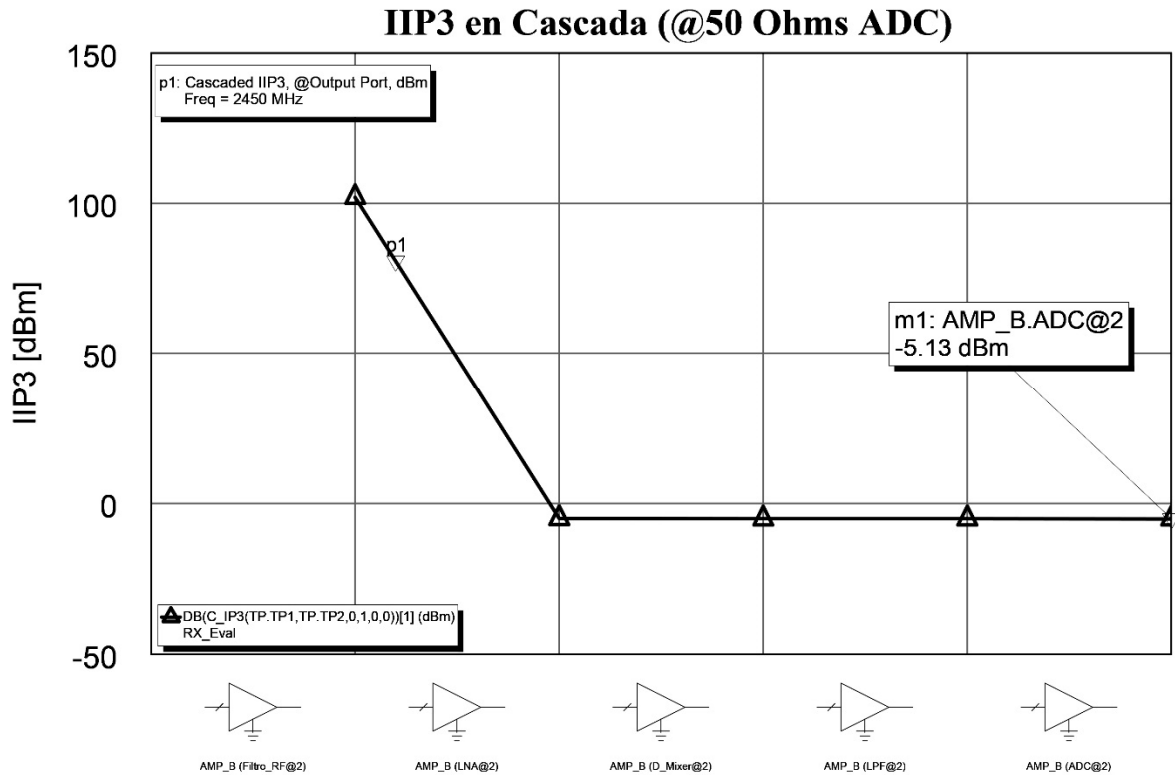


Fig. 3.16 Punto de intersección de tercer orden de la etapa de RF propuesta. Resultados obtenidos por simulación en AWR.

Los valores característicos obtenidos del convertidor analógico-digital están en función de una impedancia de entrada de 50 Ohms. Puesto que estos dispositivos funcionan con señales en voltaje, es posible modificar dichas características empleando diferentes impedancias de entrada y usando transformadores para acoplarlos a las etapas previas. Tal es el caso que, si se emplearan convertidores con una impedancia de entrada de 800 Ohms, acoplados a 50 Ohms mediante un transformador con relación 1:16, se tendría una reducción en la figura de ruido para este dispositivo de 12 dB. Sin embargo, los valores del punto IIP3 y 1-dB también se reducen con dicha proporción. Considerando estas modificaciones, la etapa de RF propuesta presentaría los siguientes valores:

- Figura de ruido $\overline{NF} = 3.910748$ dB.
- Punto de compresión $1\text{-dB} = -15.395306$ dBm.

- Punto de intersección IIP3 = -5.328433 dBm.

En las figuras 3.17, 3.18 y 3.19 se muestran estos parámetros obtenidos mediante simulación.

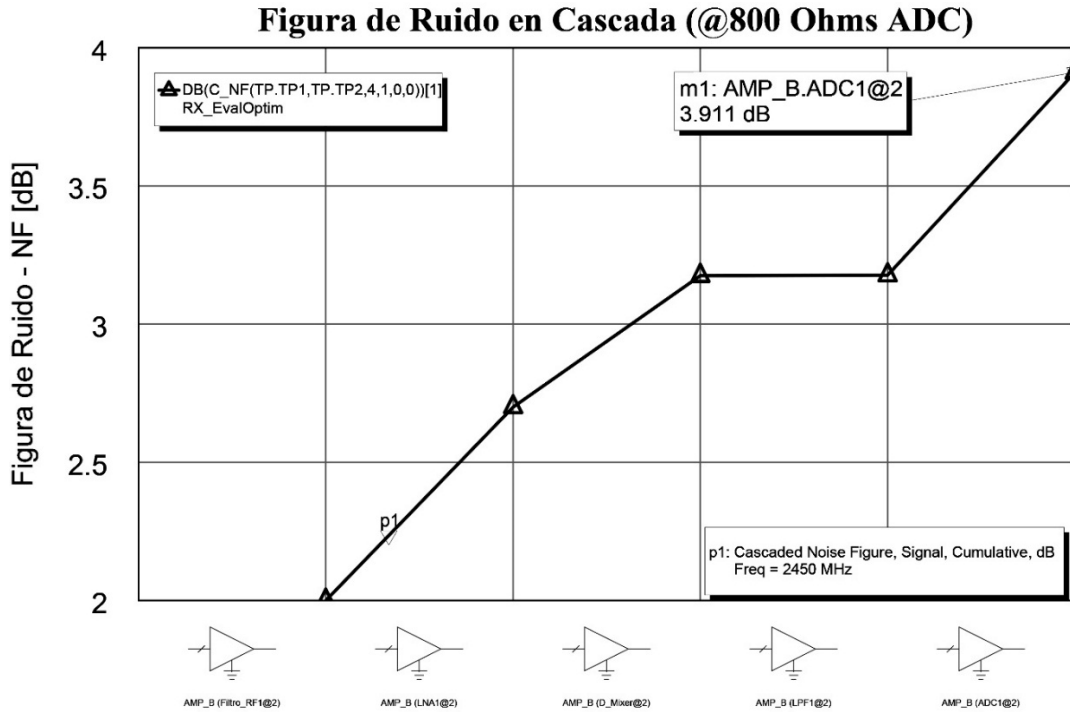


Fig. 3.17 Figura de Ruido en Cascada de la etapa de RF propuesta con impedancia de entrada del ADC de 800 Ω .

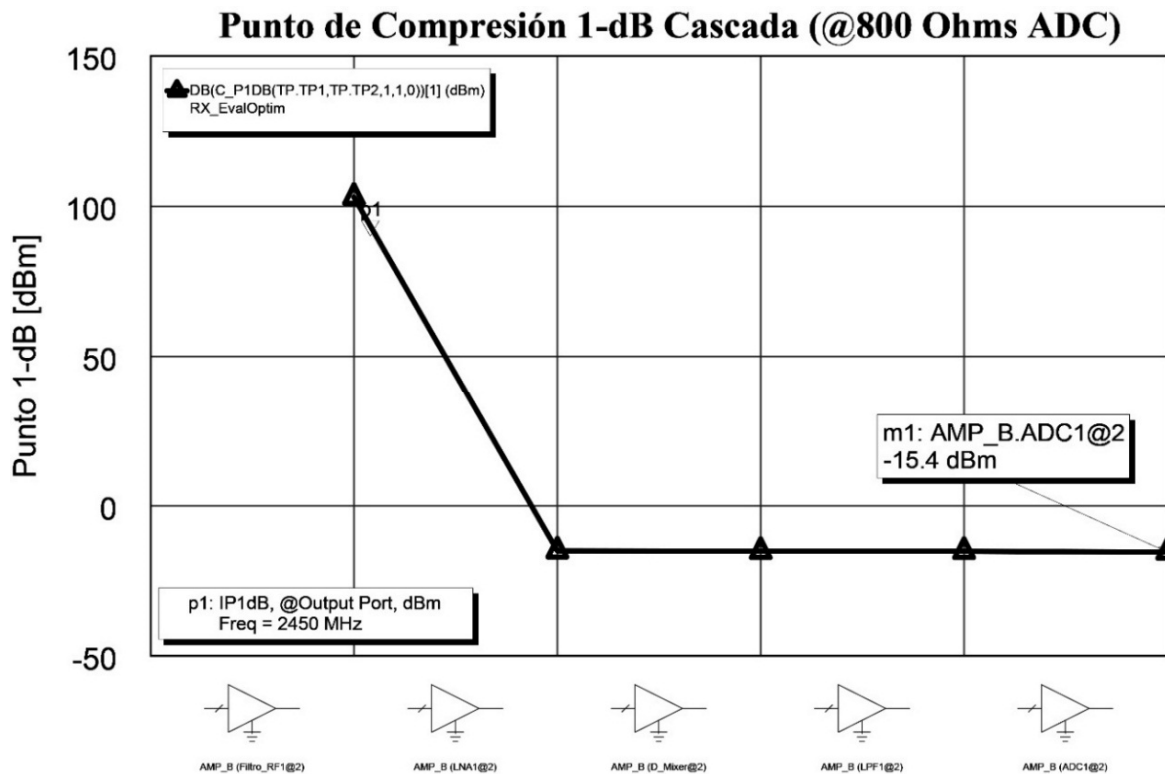


Fig. 3.18 Punto de compresión 1-dB de la etapa de RF con impedancia de entrada del ADC de 800 Ω .

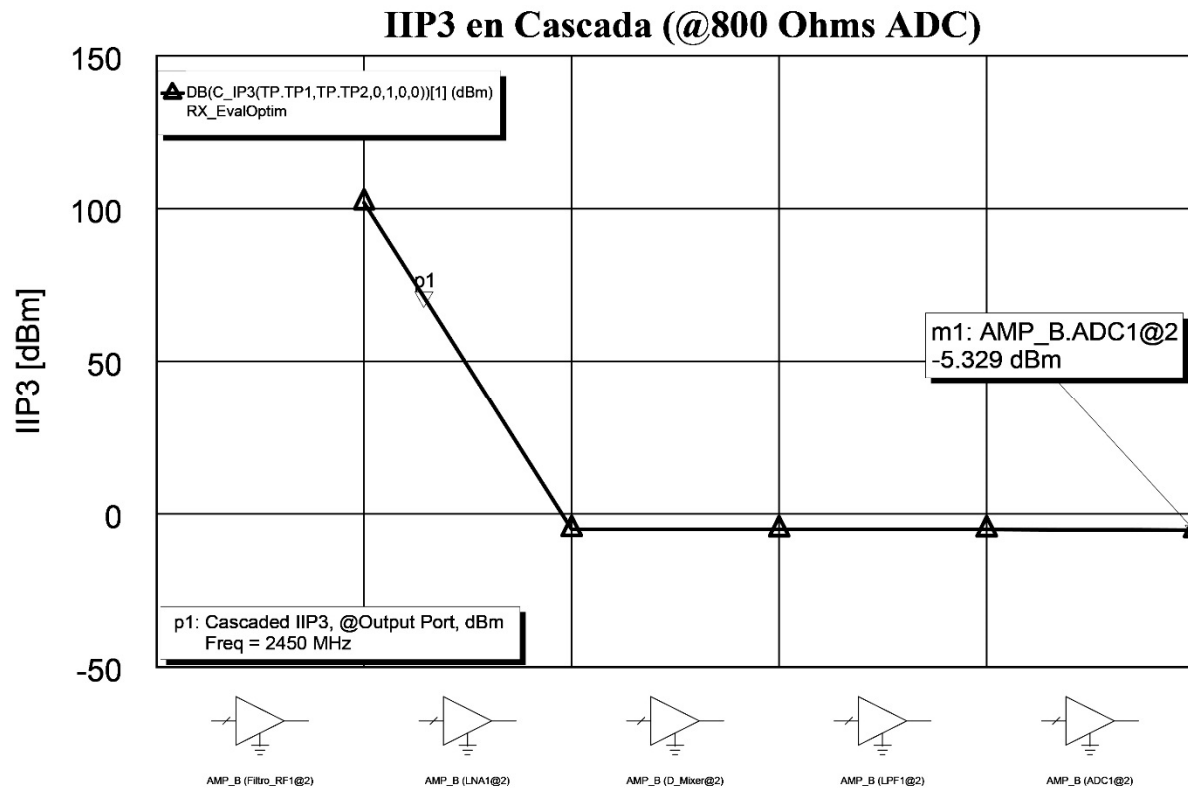


Fig. 3.19 Punto IIP3 de la etapa de RF propuesta con impedancia de entrada del ADC de 800 Ω .

Al introducir la etapa de acoplamiento de impedancias para el convertidor, se pudo reducir la figura de ruido total de la etapa de RF sin afectar significativamente a la linealidad. Con esto, la etapa propuesta presenta mejor desempeño en la banda ISM de 2.4 GHz que con la que cuenta el receptor del USRP B210. En un escenario real, el transformador podría introducir pérdidas tales que degradarían los valores reportados previamente. Además, es importante considerar la reducción de los valores por defectos de fabricación de los dispositivos, defectos en las conexiones, condiciones de operación, entre otros. Sin embargo, los resultados anteriores permiten vislumbrar las ventajas que se tienen al diseñar etapas de propósito específico y las razones por las cuales la tecnología actual de los RDS dista de ser una solución todo-en-uno. Finalmente, el compromiso que existe, además de la reducción en el intervalo de frecuencias de operación, es el consumo de potencia, el costo y el tamaño. Todas estas características deben de

ser cuidadosamente evaluadas para obtener el receptor óptimo de acuerdo a la aplicación y ambiente de operación del sistema de comunicaciones.

De la misma manera, es posible incrementar el desempeño en el transmisor añadiendo etapas de amplificación a la salida del RDS. No obstante, y dado que se tiene un compromiso entre la linealidad, la potencia, la eficiencia, el costo, etc., es necesario realizar un análisis de los requerimientos de los estándares y las condiciones de operación establecidas por los lineamientos de los organismos regulatorios, ya que degradaciones en la linealidad del transmisor podría provocar emisiones fuera de banda que afecten a otros sistemas o servicios, o que la potencia de transmisión supere los límites establecidos provocando interferencia excesiva. Puesto que los receptores son los que generalmente limitan el desempeño de los sistemas de comunicaciones, el análisis y diseño de un transmisor queda fuera del alcance del trabajo de esta tesis.

CONCLUSIONES

Estudiar los distintos estándares que operan en la banda ISM de 2.4 GHz permite vislumbrar las características que deben de poseer los sistemas de radiocomunicación, en particular, los receptores, para la correcta operación en ésta. Además, dado que dichos estándares se encuentran operando de manera masiva y de forma comercial, se puede asegurar que el cumplimiento de los requerimientos establecidos por éstos, asegura la calidad de servicio y del enlace de comunicaciones. Con ello, es posible diseñar receptores con características óptimas

para la operación en dicha banda, aun cuando éste no haga uso de alguno de los estándares, como es el caso de este trabajo de tesis. Las condiciones de canal se encuentran descritas y caracterizadas por los estándares que dominan dicha banda, por lo que ofrecen una referencia cuando se diseña un sistema.

Como fue demostrado en la sección 3.4, los RDS USRP B210 no poseen las características óptimas para operar en la banda de interés, ya que su objetivo es operar en un intervalo muy amplio de frecuencias con distintos anchos de banda, y de acuerdo a lo estudiado en este capítulo, diferentes bandas de operación y distintos estándares tendrán requerimientos particulares. No obstante, con la tarjeta de RF con la que cuenta dicho radio es posible implementar enlaces de comunicaciones en dicha banda, cumpliendo con los requisitos mínimos y, dado que no se busca asegurar la calidad de servicio que se espera de un sistema comercial, es posible implementar un sistema que permita evaluar las ventajas y limitaciones de las técnicas MIMO.

Un componente fundamental de la etapa de radiofrecuencia que no fue analizado en este capítulo son las antenas. Por ello, en el capítulo siguiente se analizarán las características que deben de tener estos elementos para que se sigan cumpliendo los requerimientos establecidos en este capítulo.

REFERENCIAS

[1] F. Agavriloaie, S. Spiridon, C. Dan, and M. Bodea, “CMOS LNA with tunable resonance frequency”, *Proceedings of the 32nd International Semiconductor Conference*, Sinaia, Romania, vol. 2, pp. 439–442, October 2009.

- [2] D. Murphy, H. Darabi, A. Abidi, A. A. Hafez, A. Mirzaei, M. Mikhemar, and M.-C. F. Chang, “A Blocker-Tolerant, Noise-Cancelling Receiver Suitable for Wideband Wireless Applications,” *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 47, no. 12, pp. 2943–2963, 2012.
- [3] S. Spiridon, *Toward 5G Software Defined Radio Receiver Front-Ends*, ch. 3, pp. 31–44, Switzerland: Springer, 2016.
- [4] ETS 300 577, GSM: Digital Cellular Telecommunications System (Phase 2); Radio Transmission and Reception, *European Telecommunication Standard Institute (ETSI)*, 1997.
- [5] “The MobileBroadband Standard”, *3GPP specification series: UMTS – 25series*. [Online]. Disponible: <https://www.3gpp.org/DynaReport/25-series.htm>. [Último acceso: 26-May-2019].
- [6] “The MobileBroadband Standard”, *3GPP specification series: LTE – 36series*. [Online]. Disponible: <https://www.3gpp.org/DynaReport/36-series.htm>. [Último acceso: 26-May-2019].
- [7] Bluetooth Core Specification Version 5.1, vol. 0, *Bluetooth SIG Proprietary*, 2019.
- [8] IEEE Std. 802.11–1997: Wireless LAN Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) Specifications, *IEEE Computer Society*, 1997.
- [9] IEEE Std. 802.11g–2003: Wireless LAN Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) Specifications: Further Higher Data Rate Extension in the 2.4 GHz Band, *IEEE Computer Society*, 2003.
- [10] IEEE Std. 802.11n–2009 Amendment 5: Enhancements for Higher Throughput, *IEEE Computer Society*, 2009.
- [11] IEEE Std. 802.11ac–2013: Wireless LAN Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) Specifications--Amendment 4: Enhancements for Very High Throughput for Operation in Bands below 6 GHz, *IEEE Computer Society*, 2013.
- [12] V. Giannini, J. Craninckx, S. Damico, and A. Baschiroto, “Flexible Baseband Analog Circuits for Software-Defined Radio Front-Ends”, *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 42, no. 7, pp. 1501–1512, 2007.
- [13] S. Spiridon, *Toward 5G Software Defined Radio Receiver Front-Ends*, ch. 7, sect. 7.2, pp. 75–80, Switzerland: Springer, 2016.
- [14] A. Tarniceriu, B. Iordache, and S. Spiridon, “An Analysis on Digital Modulation Techniques for Software Defined Radio Applications,” *2007 International Semiconductor Conference*, 2007, pp. 571-574.
- [15] C. Shannon, “Communication in the Presence of Noise”, *Proceedings of the IRE*, vol. 37, no. 1, pp. 10–21, 1949.

- [16] V. K. Mazover, Luis Ramos Alarcón Barroso Fernando, Michel Ramón Parra, *Fundamentos de Comunicaciones Digitales*, 2nd ed., ch. 3, sect. 3.6 & ch. 9, sect. 9.2, México: Limusa, 2015.
- [17] O. G. V. and Hilberto Jardón A., *Receptores para sistemas de Radiocomunicación*. México: AlfaOmega, 1998.
- [18] C. Slattery, M. McCarthy, “Oversampled ADC and PGA Combine to Provide 127-dB Dynamic Range” *Analog Dialogue*, 45-12, 2011. <http://www.analog.com/analogdialogue>
- [19] S. Zheng, D. Xu, and X. Jin, “ADC Limitations on the Dynamic Range of a Digital Receiver”, *2005 IEEE International Symposium on Microwave, Antenna, Propagation and EMC Technologies for Wireless Communications*.
- [20] H. Friis, “Noise Figures of Radio Receivers”, *Proceedings of the IRE*, vol. 32, no. 7, pp. 419–422, 1944.
- [21] “IRE Standards on Methods of Measuring Noise in Linear Twoports”, *Proceedings of the IRE*, vol. 48, no. 1, pp. 60–68, 1959.
- [22] B. Razavi, *RF Microelectronics*, 2nd ed., ch.2. Upper Saddle River, NJ: Prentice Hall, 2012.
- [23] X. Zhang, J. Liu, C. Chen, W. Liu, J. Liu, B. Li, M. He, T. Zhou, X. Zhao, S. Yan, and L. Fang, “Development of Cryogenically-cooled Low Noise Amplifier for Mobile Base Station Receivers”, *Chinese Science Bulletin*, vol. 56, no. 35, pp. 3884–3887, 2011.
- [24] S. Narahashi, K. Satoh, K. Kawai, and D. Koizumi, “Cryogenic Receiver Front-End for Mobile Base Stations”, *2008 China-Japan Joint Microwave Conference*, 2008, pp. 619-622
- [25] R. Amils, J. Gallego, C. Diez, I. L. Fernández, A. Barcia, S. Muñoz, J. Sebastián, and I. Malo, “Low Input Reflection Cryogenic Low Noise Amplifier for Radio Astronomy Multipixel Receivers,” *Journal of Instrumentation*, vol. 11, no. 10, 2016.
- [26] S. Spiridon, C. Dan, and M. Bodea, “Filter Partitioning Optimum Strategy in Homodyne Multi-Standard Radio Receivers”, *2011 7th Conference on Ph.D. Research in Microelectronics and Electronics*, 2011, pp. 9-12.
- [27] D. Agahi, W. Domino, N. Vakilian, D. Agahi, W. Domino, and N. Vakilian, “Two-tone vs. Single-tone Measurement of Second-order Nonlinearity,” *Microwave Journal*, 23-Apr-2019. [Online]. Disponible: <https://www.microwavejournal.com/articles/3411-two-tone-vs-single-tone-measurement-of-second-order-nonlinearity>. [Último acceso: 29-May-2019].
- [28] R. E. Watson, “Receiver Dynamic Range: Part 1”, *The Communication Edge – WJ Tech-note*, WJ Communications, Inc. [Online]. Disponible: http://www.rfcafe.com/references/articles/wj-tech-notes/Rec_dyn_range1.pdf. [Último acceso: 03-Jun-2019].

- [29] Rohde & Schwarz GmbH & Co, “Measuring with Modern Spectrum Analyzers,” *Rohde & Schwarz*. [Online]. Disponible: https://www.rohde-schwarz.com/ca/applications/measuring-with-modern-spectrum-analyzers-educational-note_230850-36424.html. [Último acceso: 15-Jun-2019].
- [30] M. Goldfarb, E. Balboni, and J. Cavey, “Even Harmonic Double-Balanced Active Mixer for Use in Direct Conversion Receivers”, *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 38, no. 10, pp. 1762–1766, 2003.
- [31] M. Do, D. Langrez, J.-F. Villemazet, and J.-L. Cazaux, “Double and Triple Balanced Wideband Mixers Integrated in GaAs Technology,” *2010 Workshop on Integrated Nonlinear Microwave and Millimeter-Wave Circuits*, 2010.
- [32] B. Razavi, *RF Microelectronics*, 2nd ed., ch.7, sect. 7.4. Upper Saddle River, NJ: Prentice Hall, 2012
- [33] Ettus Research, “USRP B210 USB Software Defined Radio (SDR),” *Ettus Research*. [Online]. Disponible: <http://www.ettus.com/all-products/UB210-KIT/>. [Último acceso: 24-Jun-2019].
- [34] “AD9361,” *AD9361 Datasheet and Product Info | Analog Devices*. [Online]. Disponible: <https://www.analog.com/en/products/ad9361.html>. [Último acceso: 24-Jun-2019].
- [35] “ADALM-PLUTO,” *ADALM-PLUTO Evaluation Board | Analog Devices*. [Online]. Disponible: <https://www.analog.com/en/design-center/evaluation-hardware-and-software/evaluation-boards-kits/adalm-pluto.html>. [Último acceso: 24-Jun-2019].
- [36] A. A. ELADAWY E., “*Bluetooth/WLAN Receiver Design Methodology and IC Implementations*”, PhD. Thesis Dissertation, Electrical Engineering, Texas A&M University, 2003.
- [37] Bluetooth Core Specification Version 5.1, vol. 0, *Bluetooth SIG Proprietary*, 2019.
- [38] IEEE 802.11-1997: Wireless LAN Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) Specifications”, *IEEE Computer Society*, 1997.
- [39] IEEE Standard 802.11g-2003, *IEEE Computer Society*, 2003.
- [40] IEEE 802.11n-2009 Amendment 5: Enhancements for Higher Throughput, *IEEE Computer Society*, 2009.
- [41] IEEE 802.15.4-2015: IEEE Standard for Low-Rate Wireless Networks, *IEEE Computer Society*, 2015.

- [42] Infineon Technologies AG, “BGA5H1BN6”, *Infineon Technologies*. [Online]. Disponible: <https://www.infineon.com/cms/en/product/rf-wireless-control/low-noise-amplifier-lna-ics/lte-3g-lnas/bga5h1bn6/>. [Último acceso: 22-Jun-2019].
- [43] “NI AWR Design Environment: NI AWR Design Environment,” *NI AWR Software*. [Online]. Disponible: <https://www.awr.com/software/products/ni-awr-design-environment>. [Último acceso: 22-Jun-2019].
- [44] “BT-200 Bias-tee Low Noise Amplifier,” *Nuand*. [Online]. Disponible: <https://www.nuand.com/product/bt-200/>. [Último acceso: 23-Jun-2019].
- [45] “Products: TSS-53LNB+ Low Noise MMIC Amplifier,” *MiniCircuits*. [Online]. Disponible: <https://www.minicircuits.com/WebStore/dashboard.html?model=TSS-53LNB>. [Último acceso: 23-Jun-2019].
- [46] “10 MHz to 6 GHz SMA Bias Tee,” *Pasternack - Infinite Electronics International, Inc.* [Online]. Disponible: <https://www.pasternack.com/10-mhz-6-ghz-sma-bias-tee-2500-ma-100-volts-dc-pe1615-p.aspx>. [Último acceso: 23-Jun-2019].
- [47] U. L. Rohde and M. Rudolph, *RF/Microwave Circuit Design for Wireless Applications*, Ch. 3, Sect, 3.1.4, p. 397, 2nd. ed. Hoboken, NJ: Wiley, 2013.
- [48] “BFCN-2450+ Ceramic Band-pass Filter,” *Mini Circuits*. [Online]. Disponible: <https://www.minicircuits.com/WebStore/dashboard.html?model=BFCN-2450>. [Último acceso: 10-Jul-2019].
- [49] “LTC5542 1.6GHz to 2.7GHz High Dynamic Range Downconverting Mixer”, *LTC5542 Datasheet and Product Info | Analog Devices*. [Online]. Disponible: <https://www.analog.com/en/products/ltc5542.html>. [Último acceso: 10-Jul-2019].
- [50] “PLP-70+ Lumped LC Low-Pass Filter,” *Mini Circuits*. [Online]. Disponible: <https://www.minicircuits.com/WebStore/dashboard.html?model=PLP-70%2B>. [Último acceso: 10-Jul-2019].
- [51] “ADC3222 (ACTIVE) Dual-Channel, 12-Bit, 50-MSPS Analog-to-Digital Converter (ADC),” *ADC3222 Dual-Channel, 12-Bit, 50-MSPS Analog-to-Digital Converter (ADC) | TI.com*. [Online]. Disponible: <http://www.ti.com/product/ADC3222>. [Último acceso: 10-Jul-2019].
- [52] J. Karki, “Calculating Noise Figure and Third-Order Intercept in ADCs”, *Analog Applications Journal*, Analog and Mixed Signal Products, www.ti.com/sc/analogapps, 4Q, 2003.

Capítulo 4. Antenas MIMO para la Banda 2.4 GHz

En los capítulos 1 y 3 se hizo el estudio de las características de los Radios Definidos por *Software* – RDS, en particular, el modelo USRP B210 de Ettus Research [1], el cual presenta, en su etapa de radiofrecuencia un transceptor AD9361 de Analog Devices [2]. Este transceptor presenta una configuración de 2 transmisores y 2 receptores, lo cual, mediante la operación simultánea de estos pares, permite la implementación de enlaces con técnicas MIMO 2x2.

La plataforma computacional GNU Radio Companion [3] contiene bloques de procesamiento de la señal, tanto para la transmisión como la recepción, de técnicas MIMO [4][5][6]. Dichos bloques acondicionan los datos para su transmisión empleando RDS que cuentan con la capacidad de este tipo de operación.

Por ello, y para explotar las ventajas que se tienen al emplear las técnicas MIMO (descritas en el capítulo 1), es necesario que se mantengan las condiciones de decorrelación en el canal a lo largo de todas las etapas de procesamiento del RDS. En el capítulo 1 se analizaron las características de la etapa de RF del transceptor AD9361, sin embargo, las antenas forman parte de esta etapa cuando se trata de soluciones integradas, como lo es el caso de los RDS comerciales, por lo que en las secciones siguientes se analizarán las características que deben de presentar las antenas MIMO para la banda 2.4 GHz. Se realizará el diseño por computadora, la simulación para evaluar su desempeño, su construcción, y se llevará a cabo la comparación con las antenas omnidireccionales comerciales, comúnmente incluidas con los RDS.

4.1 Características de las Antenas para la Banda 2.4 GHz

El objetivo de las técnicas MIMO es el incremento en la capacidad de canal que se tiene en los sistemas de comunicación, esto es, incrementar el volumen de la información transmitida mediante distintas técnicas de diversidad y procesamiento, o mejorar la robustez de los enlaces frente a los efectos adversos inherentes a la transmisión de ondas electromagnéticas. Los requerimientos de mayores tasas de transmisión surgieron con la masificación de las redes locales inalámbricas WLAN [7], WiMax [8] y en redes celulares como *Long Term Evolution* – LTE [9] – donde el incremento exponencial del número de usuarios, el ancho de banda fijo atribuido por los organismos regulatorios a dichos servicios, las limitaciones en las dimensiones del equipo terminal, etc., han provocado un extenso estudio en las técnicas para la fabricación de antenas para dichos dispositivos. Puesto que las técnicas MIMO requieren que los radiadores del arreglo de antenas se encuentren desacoplados entre sí para tener la decorrelación de los canales, y dado que la separación entre dichos elementos se encuentra limitado por las dimensiones físicas del equipo terminal, es necesario evaluar los requerimientos establecidos por las técnicas de diversidad y las características de las antenas, para desarrollar métodos de desacoplamiento que cumplan con dichos requisitos.

4.1.1 Parámetros que Evalúan el Desempeño de las Antenas MIMO [10]

En aplicaciones reales, aún en comunicaciones con línea de vista entre el transmisor y el receptor (LOS, del inglés *Line of Sight*), es imposible encontrar canales completamente

decorrelacionados. Por ello, en aplicaciones MIMO, el ECC cuantifica esta correlación de manera efectiva usando los campos electromagnéticos o los parámetros S si los elementos de la antena MIMO presentan una eficiencia total mayor al 90%. Con base a [70] un $ECC < 0.4$ se considera no correlacionado.

Los parámetros de dispersión S [11] y el análisis en campo lejano (*Far-field*) son empleados para la obtención del valor del ECC. Los efectos del acoplamiento mutuo entre dos puertos de una antena MIMO 2x2 se pueden evaluar mediante los parámetros de dispersión S_{12} y S_{21} . Sin embargo, el ECC considera todos los parámetros de dispersión para cuantificar los efectos del acoplamiento mutuo. En este escenario, se considera que se cumplen dos condiciones: que la antena es una estructura sin pérdidas, y que la antena se encuentra en un ambiente de dispersión uniforme. Puesto que en la realidad no es posible cumplir con estas condiciones, el ECC se evalúa utilizando la información del análisis de campo lejano, mediante el coeficiente de correlación cruzada ρ_c [70]. El valor del ECC es directamente proporcional al acoplamiento entre puertos MIMO, por lo que un ECC grande impacta de manera negativa en el desempeño de la antena MIMO. La ecuación 4.2 [12] permite obtener los valores de ECC a partir de los parámetros de dispersión, donde $i = 1$ a n , $j = 1$ a n , y N_M es el número de elementos de la antena.

$$\rho_e \approx |\rho_c|^2 \quad (4.1)$$

$$|\rho_e(i, j, N_M)| = \frac{|\sum_{n=1}^{N_M} S_{i,n}^* S_{n,j}|}{\sqrt{|\prod_{k=i}^j [1 - \sum_{n=1}^{N_M} S_{i,n}^* S_{n,k}]|}} \quad (4.2)$$

Y para el caso particular de dos elementos se tiene [13]:

$$\rho_e = \frac{|S_{11}^* S_{12} + S_{21}^* S_{22}|^2}{(1 - |S_{11}|^2 - |S_{21}|^2)(1 - |S_{22}|^2 - |S_{12}|^2)} \quad (4.2a)$$

Del mismo modo, es posible obtener el ECC mediante las características de campo lejano [14][15] de los elementos radiadores de la antena. Sean $\overline{F}_1(\theta, \phi)$ y $\overline{F}_2(\theta, \phi)$ los patrones de campo de los elementos radiadores de una antena MIMO con respecto a las componentes θ y ϕ . El ECC entonces puede obtenerse mediante la siguiente expresión:

$$\rho_e = \frac{|\iint_{4\pi} \overline{F}_1(\theta, \phi) \bullet \overline{F}_2(\theta, \phi) d\Omega|^2}{\iint_{4\pi} |\overline{F}_1(\theta, \phi)|^2 d\Omega \iint_{4\pi} |\overline{F}_2(\theta, \phi)|^2 d\Omega} \quad (4.3)$$

Donde \bullet es el operador Hermítico o Adjunto [16], y Ω es el ángulo sólido [17].

Por otro lado, es posible cuantificar la ganancia de diversidad – G_{DG} – [19] la cual también depende del acoplamiento mutuo entre los elementos radiadores. Ésta se obtiene como función de una ganancia de diversidad teórica máxima de 10 y el coeficiente de correlación ECC, tal que:

$$G_{DG} = 10 \cdot \sqrt{1 - |\text{ECC}|^2} \quad (4.4)$$

La ecuación anterior describe un comportamiento inversamente proporcional entre la ganancia G_{DG} y el coeficiente de correlación, de tal modo que entre menor sea el acoplamiento entre los elementos radiadores se tendrá mayor ganancia de diversidad.

Otro de los parámetros que evalúan el desempeño de las antenas MIMO es el Coeficiente de Reflexión Total Activa (TARC – del inglés *Total Active Reflection Coefficient*). Este parámetro emplea señales aleatorias y sus ángulos de fase para puertos adyacentes y diagonales para el cálculo del desempeño de la antena MIMO [20].

Sea a_i el vector de excitación y b_i el vector de dispersión. La relación entre b y a para un puerto en particular resultará en el parámetro de pérdidas por retorno o de aislamiento entre puertos (S_{ii} o S_{ij}). La ecuación que determina el TARC es [20]:

$$\Gamma_a^t = \frac{\sqrt{\sum_{i=1}^N |b_i|^2}}{\sqrt{\sum_{i=1}^N |a_i|^2}} \quad (4.5)$$

Sustituyendo los valores del vector b_i de dispersión, la expresión del TARC se puede reescribir como:

$$\Gamma_a^t = \frac{\sqrt{|S_{ii} + S_{ij} * e^{j\theta}|^2 + |S_{ji} + S_{jj} * e^{j\theta}|^2}}{\sqrt{N}} \quad (4.6)$$

Donde θ es el ángulo de fase entre dos de los puertos adyacentes o diagonales.

El desempeño MIMO también se puede caracterizar utilizando la capacidad de canal [21][22], la cual depende de los parámetros de dispersión S de la antena. Considerando un canal multitrayectoria con un sistema que tiene N_t antenas transmisoras y N_r antenas receptoras, la capacidad de canal C se define como:

$$C = \log_2 \left(I_{Nr} + \frac{P}{N \cdot N_t} HH^* \right) \quad (4.7)$$

Donde P es la potencia de la señal, N es la potencia de ruido, $*$ denota la operación del complejo conjugado transpuesto, y H es la matriz que describe al canal de comunicaciones. La respuesta de H depende de la correlación/acoplamiento mutuo de los radiadores, lo cual es función de los parámetros del canal del medio de propagación (retardo, ganancia, ruido, interferencia, etc.). Para conformar la matriz H es necesario conocer perfectamente las características y propiedades del canal.

En condiciones donde no se presenta transmisión en línea de vista (NLOS), la directividad de la antena MIMO no es suficiente para obtener evaluar su desempeño en las condiciones antes mencionadas. Por ello, el parámetro utilizado en este caso es la Ganancia Efectiva Promedio (MEG – del inglés *Mean Effective Gain*) la cual considera la eficiencia y los patrones de distribución de potencia de la antena [20]. Sea la relación de polarización cruzada del campo

incidente denotado por XPR, las funciones de distribución de probabilidad (pdf) de la onda incidente son P_{θ_j} y P_{ϕ_j} para las componentes θ y ϕ . Las ganancias en potencia de un sistema MIMO 2x2 se denotan por G_{θ_j} y G_{ϕ_j} , donde j toma valores de 1 a 4 para los 4 elementos que se evalúan. La expresión para la MEG en un plano bidimensional se define como [10][20]:

$$\text{MEG}_j = \oint \left(\frac{\text{XPR}}{1 + \text{XPR}} P_{\theta_j}(\Omega) G_{\theta_j}(\Omega) + \frac{1}{1 + \text{XPR}} P_{\phi_j}(\Omega) G_{\phi_j}(\Omega) \right) d\Omega \quad (4.8)$$

La ecuación anterior también se puede expresar como [10][20]:

$$\text{MEG}_j = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} \left[\frac{\text{XPR}}{1 + \text{XPR}} G_{\theta_j} \left(\frac{\pi}{2}, \phi \right) + \frac{1}{1 + \text{XPR}} G_{\phi_j} \left(\frac{\pi}{2}, \phi \right) \right] d\phi \quad (4.9)$$

El valor máximo de la MEG cuando se tiene una eficiencia del 100% es de -3 dB, el cual es el límite máximo teórico. No obstante, la eficiencia también depende del acoplamiento mutuo de los elementos, por lo que cada elemento de la antena MIMO debe tener el mismo valor de MEG para tener el desempeño óptimo por diversidad. Los valores típicos de XPR son de 0 dB para un ambiente uniforme en el exterior y de -6 dB para un ambiente uniforme en interiores [10].

4.1.2 Propiedades y Características de los Esquemas de Diversidad y su Impacto en Antenas MIMO

En función del esquema de diversidad que se emplea, existen ventajas, limitaciones y requisitos que determinan las características de las antenas MIMO. A continuación, se detallarán algunos de los esquemas de diversidad en función de las características que deben de presentar las antenas para un funcionamiento eficiente.

Diversidad Espacial

En este esquema de diversidad, el aislamiento entre elementos de una antena MIMO se logra mediante la separación física de los elementos radiadores. Dado que la principal razón del acoplamiento entre elementos se debe a su proximidad. Naturalmente, una de las limitaciones de esta técnica son las dimensiones físicas del arreglo de antenas y del equipo terminal. Existe una relación directamente proporcional entre la distancia entre elementos radiadores y el aislamiento entre estos. Entonces, la separación, ubicación y la orientación de los elementos radiadores, en conjunto con el plano de tierra (parcial, escalonado, completo) y las líneas de transmisión entre la antena y los puertos del equipo terminal [23], determinan el nivel de acoplamiento mutuo.

Diversidad por Polarización

En este esquema de diversidad, se busca que los elementos de las antenas MIMO queden desacoplados introduciendo ortogonalidad en la polarización de los campos electromagnéticos radiados por éstos. Este esquema de diversidad permite reducir el tamaño de las antenas ya que se pueden sobreponer los elementos radiadores sin que exista un incremento significativo en el nivel de acoplamiento. En la literatura se presentan distintas soluciones para asegurar la diversidad por polarización mediante diferentes estrategias [12][24] [25][26].

Diversidad por Patrón de Radiación

Para este esquema de diversidad se busca que el arreglo MIMO de antenas sean altamente direccionales. El desacoplamiento se logra mediante la separación de los patrones de radiación. Esta técnica es utilizada con el multiplexaje espacial, en el cual los usuarios se encuentran distribuidos en diferentes áreas geográficas.

Elementos Parásitos

En esta técnica, se busca introducir estructuras conductoras (metálicas) entre los elementos radiadores de la antena MIMO conectados indirectamente a través de acoplamiento electromagnético. Esta característica de conexión permite manipular los campos electromagnéticos generados y, con ello, las propiedades de la antena como: ancho de banda, aislamiento entre puertos, eficiencia, etc. Dada la naturaleza de dicha técnica, las propiedades que se modifican son susceptibles al diseño de la antena. Es decir, la ubicación, la distribución de los elementos radiadores y las estructuras parásitas, y las dimensiones de éstos son primordiales para determinar el comportamiento de la antena MIMO [10].

Los esquemas de diversidad para lograr el desacoplamiento entre elementos de las antenas MIMO pueden usarse de manera simultánea para mejorar las propiedades de ésta (eg. diversidad espacial y por polarización). Además, es posible utilizar técnicas de desacoplamiento a nivel de circuito, puerto de alimentación y línea de neutralización para asegurar la diversidad en

polarización o patrón de radiación, o mitigar las corrientes de acoplamiento que se generan entre elementos.

4.1.3 Técnicas de Desacoplamiento a Nivel Circuito

De forma general, estas técnicas consisten en el empleo de redes de acoplamiento entre los elementos radiadores de una antena MIMO. Dichas redes introducen un acoplamiento complejo-conjugado de las impedancias de las antenas que conforman el arreglo MIMO [27]. Estas técnicas, en principio, no modifican la estructura ni las características de los elementos radiadores y sólo requiere conocer la impedancia característica de cada uno de ellos. Algunas de las técnicas que se emplean para mejorar el aislamiento entre puertos de una antena MIMO se describen a continuación.

Línea de Neutralización

Esta estrategia consiste en la introducción de una línea de transmisión que interconecta a los elementos radiadores, o entre éstos y el plano de tierra generando una ruta o vía alterna para las corrientes de acoplamiento. La base de esta técnica consiste en generar una carga inductiva, lo cual, a su vez, forma un circuito LC debido al acoplamiento electromagnético capacitivo entre los elementos radiadores. Esta carga contrarresta las corrientes de acoplamiento entre los elementos radiadores, mejorando el aislamiento entre puertos de la antena. Esta técnica facilita

el desacoplamiento ya que es posible introducir la línea de neutralización directamente en el diseño de una antena planarizada [28][29][30]. No obstante, la ubicación de la línea en el diseño de la antena MIMO no es tarea trivial ya que requiere un punto en el cual exista una baja impedancia entre los elementos que interconecta [10].

Técnica de Ranuras y Rendijas

Esta técnica consiste en introducir ranuras o rendijas en los elementos radiadores o el plano de tierra que conforman a la antena MIMO, con lo que se modifican las distribuciones de corriente y así su comportamiento. El objetivo de esta técnica en arreglos de antena es reducir las corrientes de acoplamiento que se generan entre elementos radiadores. Por ello, esta técnica requiere un estudio detallado de los modos característicos de la antena [31] y, en ocasiones, el empleo de redes de acoplamiento para incrementar el aislamiento entre puertos [32].

Redes de Desacoplamiento

Esta técnica consiste en la introducción de una red de acoplamiento de impedancias adicional en el diseño de la antena MIMO, sobre todo cuando los elementos de ésta se encuentran agrupados en un espacio reducido. A pesar de los buenos resultados que se obtienen al emplear esta técnica, se tienen las limitaciones de las dimensiones, ya que dichas redes requieren de un área, por lo que su implementación se ve restringida por el tamaño del equipo terminal y de la

antena misma [33][34][35]. Además, estas redes introducen pérdidas óhmicas que degradan el desempeño de la antena [36], y presentan limitaciones en su funcionamiento debido a la naturaleza de banda angosta de dichas redes de desacoplamiento [37].

Meta-materiales

Esta técnica consiste en producir materiales que presentan propiedades electromagnéticas que no se encuentran de manera natural, tal que pueden tener índices de refracción negativos, valores de permitividad y permeabilidades diferentes del material con el que se fabrican. Dichas características permiten modificar las propiedades de una antena como patrón de radiación, directividad, ganancia, ancho de banda, etc. En antenas de parche o planarizadas, esto se logra introduciendo una estructura resonante con dimensiones mucho menores a las de la longitud de onda para la cual presentan las propiedades electromagnéticas artificiales. Las estructuras resonantes generalmente utilizadas en el diseño de las antenas son los anillos resonantes segmentados (SRR, del inglés *Split-Ring Resonators*), los cuales son empleados para reducir el acoplamiento mutuo entre elementos en un arreglo MIMO [38]. Los SRR producen un comportamiento equivalente al de un circuito LC el cual desplaza el acoplamiento mutuo en la banda de interés a otro punto de la antena. La principal desventaja de esta técnica es que la estructura que genera el meta-material puede tener formas complejas por lo cual el proceso de fabricación puede complicarse. Además, la introducción de estas estructuras en arreglos de antenas puede modificar sus características, por lo que los compromisos que surgen al emplear

esta técnica deben de ser cuidadosamente evaluados en función de los requerimientos del sistema de comunicaciones [10].

Existen en la literatura otras técnicas que buscan reducir las corrientes de acoplamiento entre los elementos radiadores de una antena MIMO [39][40][41][42][43][44]. Sin embargo, el empleo de alguna de las técnicas descritas anteriormente estará determinado por el diseño de la antena, la banda de operación, los materiales, las restricciones impuestas por las dimensiones físicas, el nivel de aislamiento entre puertos, requerimientos del servicio o del estándar, etc. Por lo que no existe una solución todo-en-uno que resuelva de manera óptima todas las limitaciones presentadas.

Sin embargo, al analizar las técnicas anteriormente descritas es posible vislumbrar la ventaja que se tiene en el empleo de antenas de microcinta o planarizadas. Estas antenas, las cuales se fabrican sobre sustratos de circuitos impresos, permiten la fabricación de redes de acoplamiento en conjunto con los elementos radiadores del arreglo MIMO de manera integrada. Esto facilita su fabricación por procesos mecánicos (CNC) o procesos fotolitográficos de manera masiva logrando consistencia entre los lotes fabricados, lo cual las hace adecuadas para servicios de radiocomunicación masivos como los son las redes celulares o redes de área local WLAN.

Por otra parte, el empleo de paquetería o *software* computacional para el diseño y simulación de antenas como ANSYS HFSS [45], CST Studio Suite [46], NEC [47], AN-SOF [48], entre otros, permite obtener los parámetros que evalúan el desempeño de la antena de manera sencilla e intuitiva. Además, permite hacer sintonizaciones para optimizar alguno de los parámetros antes de su fabricación. En este trabajo de tesis, para la siguiente sección se empleará el *software* CST para el diseño, simulación y evaluación de la antena.

4.2 Diseño, Simulación, Construcción y Caracterización de una Antena MIMO de 2 Elementos

4.2.1 Diseño y Simulación de la Antena MIMO de 2 Elementos

De acuerdo con lo analizado en los capítulos anteriores, uno de los diferenciadores de los RDS es la versatilidad en las bandas de frecuencia de operación que presentan en comparación con sus contrapartes tradicionales. En el caso de las antenas, se busca que se siga manteniendo dicha versatilidad. Esto es, se busca que las bandas de operación de éstas correspondan a las bandas de los RDS, por lo que se tienen antenas de ultra banda ancha (UWB, por sus siglas en inglés *Ultra Wide-Band*) [49][50][51][52], antenas para diferentes bandas (eg. [53][54]), antenas de frecuencia sintonizable [55], o el empleo de selectores de antenas [56]. No obstante, al igual que los RDS, las antenas que operan en un intervalo amplio de frecuencias, no presentan características óptimas, ya que existe un compromiso entre desempeño y ancho de banda.

Dado que el sistema de comunicaciones de este trabajo de tesis se centra en la banda ISM de los 2.4 GHz, se diseñará una antena MIMO de 2 elementos con las siguientes características:

- Diseño sencillo para facilitar el proceso de fabricación.
- Ancho de banda de al menos 100 MHz, esto es, para que se cubra en su totalidad la banda ISM de 2400 a 2500 MHz.
- Diseño de parche, lo cual permite fabricación repetida de manera sencilla, con consistencia en el desempeño.

- Patrón de radiación omnidireccional, debido a las características de los sistemas que operan en dicha banda.

Para ello, y con base en el trabajo realizado en [57], el diseño propuesto para cada uno de los elementos de la antena MIMO es un monopolo, mostrado en la figura 4.1. Esta antena presenta un patrón de radiación omnidireccional perpendicular al monopolo, mostrados en las figuras 4.2 y 4.3, por lo que es adecuado para los sistemas que operan en la banda ISM antes mencionada. Además, puesto que los elementos que lo conforman – el radiador (a) y el plano de tierra (b) – presentan formas rectangulares simples, el proceso de fabricación se simplifica. Mediante la herramienta computacional CST 2015, se diseñó y evaluó el desempeño de dicha antena.

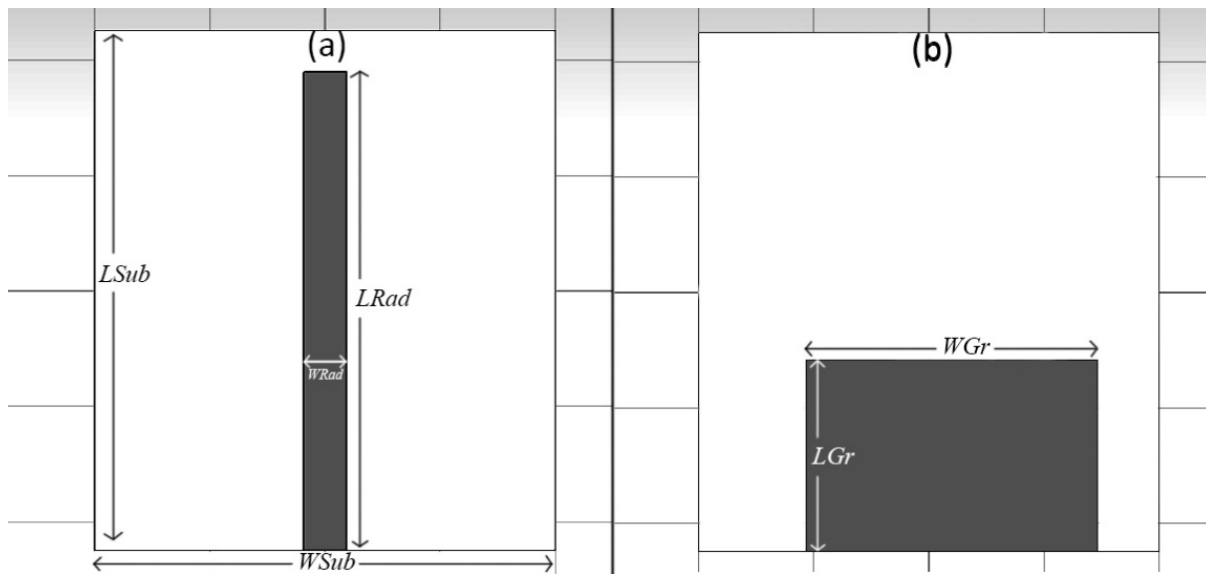


Fig. 4.1 Diseño del monopolo propuesto. Donde (a) es la cara frontal y (b) es la cara posterior, sobre un sustrato TLY-5 con espesor de 1.524 mm y permitividad $\epsilon_r = 2.2$. $L_{Sub} = 45$, $W_{Sub} = 40$, $L_{Rad} = 41.45$, $W_{Rad} = 3.72$, $L_{Gr} = 16.6$, $W_{Gr} = 25.35$. Todas las dimensiones son en mm.

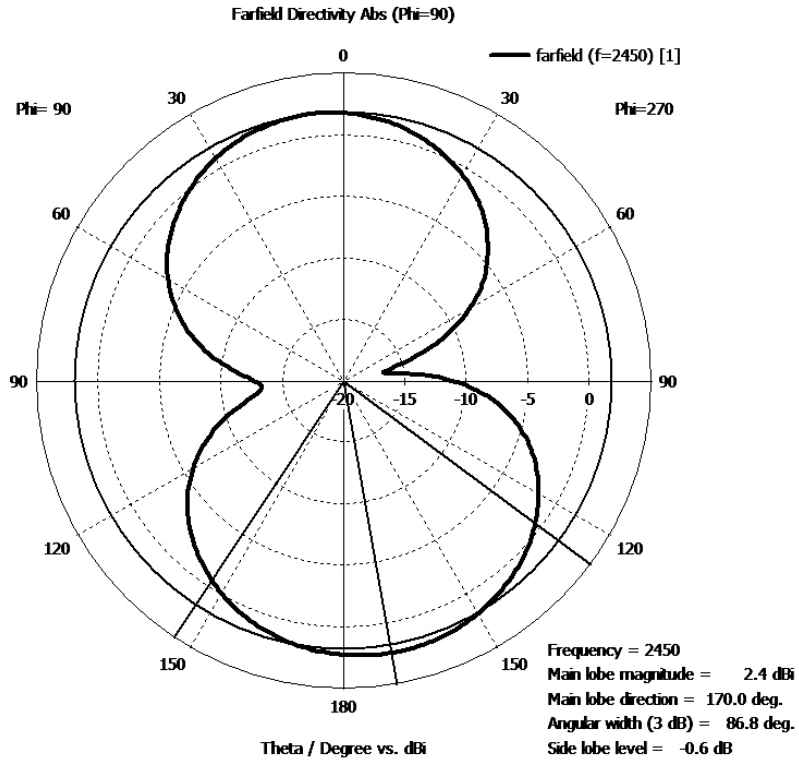


Fig. 4.2 Patrón de radiación simulado con CST del monopolo en dos dimensiones.

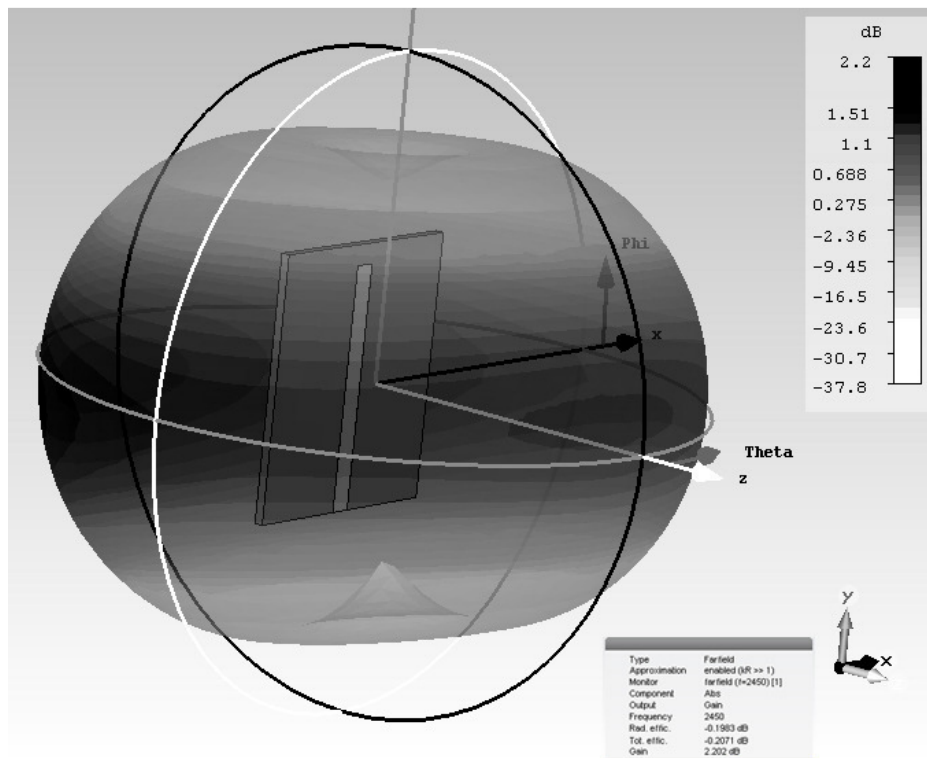


Fig. 4.3 Patrón de radiación simulado con CST del monopolo en tres dimensiones.

De la misma simulación se obtuvieron el parámetro S_{11} , mostrado en la figura 4.4, y la relación de onda estacionaria de voltaje – VSWR (figura 4.5), a partir de los cuales es posible determinar la frecuencia de resonancia de la antena, ancho de banda de operación y nivel de acoplamiento considerando un puerto con impedancia de 50Ω .

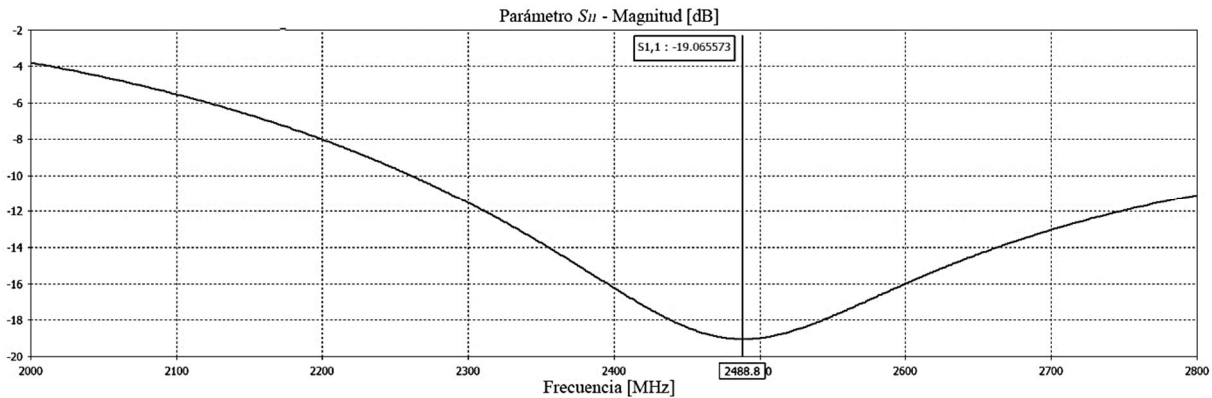


Fig. 4.4 Parámetro S_{11} obtenido mediante simulación.

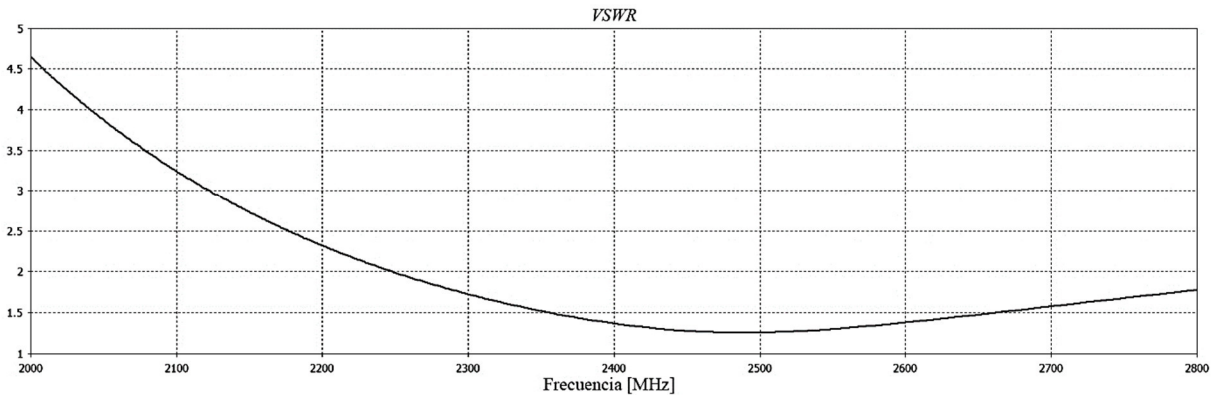


Fig. 4.5 Relación de onda estacionaria de voltaje del monopolo obtenido por simulación.

El desempeño de la antena simulada mostrado en las figuras 4.4 y 4.5 permite afirmar que es adecuado para su empleo en la banda ISM de interés ya que el parámetro S_{11} se encuentra al menos 6 dB por debajo del mínimo recomendado de -10 dB [58] en el ancho de banda de interés y, puesto que la relación de onda estacionaria – VSWR – se encuentra por debajo de 1.5, implica que menos del 4% de la potencia aplicada a la antena es reflejada [59], lo cual indica un buen acoplamiento entre la antena y el puerto de 50Ω .

Puesto que en la simulación se empleó un sustrato diferente al reportado en [57], el desempeño del monopolo es muy similar. En la figura 4.6 se muestra el parámetro S_{11} reportado.

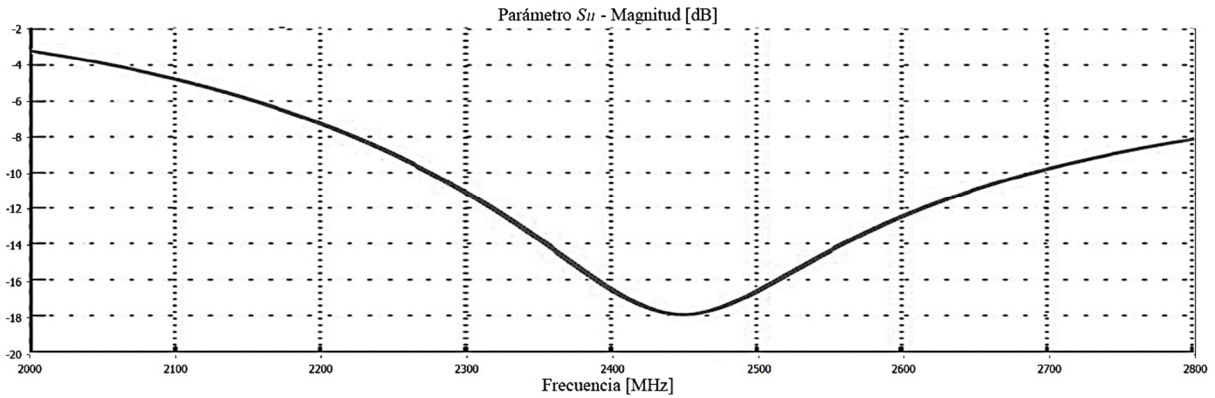


Fig 4.6 Parámetro de dispersión S_{11} , reportado en [57].

La diferencia entre la frecuencia de resonancia del monopolo simulado y el reportado se deben al uso de diferentes sustratos. En [57] se emplea un sustrato con permitividad relativa $\epsilon_r = 4.2$ y pérdidas tangenciales $\delta = 0.017$, por lo que las dimensiones se modifican. Para obtener las dimensiones aproximadas a partir del diseño reportado, se emplea la siguiente expresión [60]:

$$\lambda_{\text{eff}} = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon_r}} \quad (4.10)$$

Donde λ_{eff} es la longitud de onda efectiva en el sustrato con permitividad relativa ϵ_r , y λ_0 es la longitud de onda en el vacío. Además, las dimensiones del monopolo simulado fueron optimizadas con las herramientas contenidas en la paquetería CST, considerando como parámetro objetivo el nivel de desacoplamiento S_{11} .

Con este diseño, es posible integrar otro elemento (fig. 4.7) con las mismas características para conformar el arreglo MIMO de dos elementos. La separación entre los elementos radiadores del diseño propuesto es de $\frac{1}{2}$ longitud de onda (λ), ya que simulaciones demuestran que las pérdidas por retorno se incrementan conforme se aproximan los elementos radiadores. En el caso de que la separación entre los monopolos sea de $\frac{1}{4} \lambda$, los parámetros S_{11} y, por simetría, el S_{22} , se

degradan en 10 dB. Es posible incrementar la separación entre los elementos radiadores para mejorar el desempeño, no obstante, se tiene el compromiso con el tamaño de la antena, por ello, la separación propuesta es un punto de partida en el cual se tiene la mejor relación tamaño/desempeño. En las figuras 4.7, 4.8, y 4.9; se muestran el diseño y las características obtenidas mediante simulación del arreglo MIMO de los monopolos a $\frac{1}{2} \lambda$.

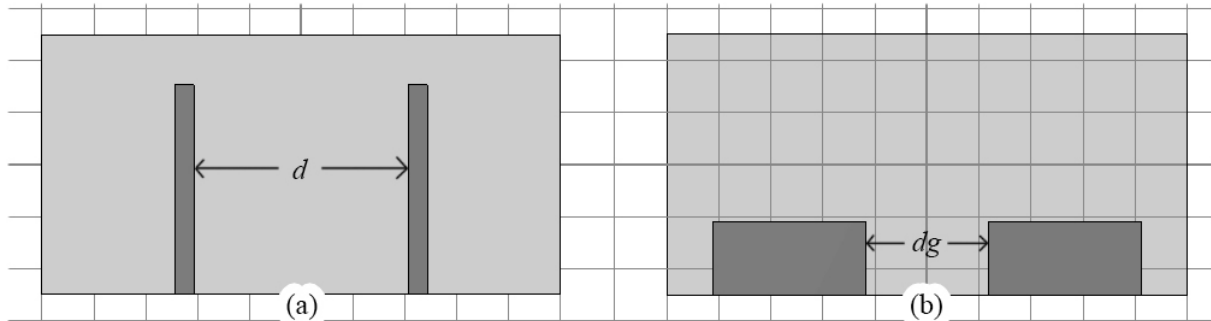


Fig. 4.7 Diseño del monopolo propuesto. Donde (a) es la cara frontal y (b) es la cara posterior, sobre un substrato TLY-5 con espesor de 1.524 mm y permitividad $\epsilon_r = 2.2$.

Considerando los niveles del coeficiente de reflexión, los parámetros S_{11} y S_{22} como parámetro objetivo en la optimización, las nuevas dimensiones del substrato y de cada uno de los monopolos (fig. 4.1) son: $L_{Sub} = 50$, $W_{Sub} = 100$, $L_{Rad} = 40.32$, $W_{Rad} = 3.72$, $L_{Gr} = 14.1$, $W_{Gr} = 26.36$, $d = 41.28$, $dg = 23.6$. Todas las dimensiones son en mm. Debido a que existe interacción entre cada uno de los monopolos, las dimensiones del plano de tierra fueron modificadas para optimizar las pérdidas por retorno. Sin embargo, existe un compromiso entre este parámetro y el asilamiento entre puertos. Es decir, existe una relación inversamente proporcional entre los parámetros S_{11}/S_{22} y los parámetros S_{12}/S_{21} .

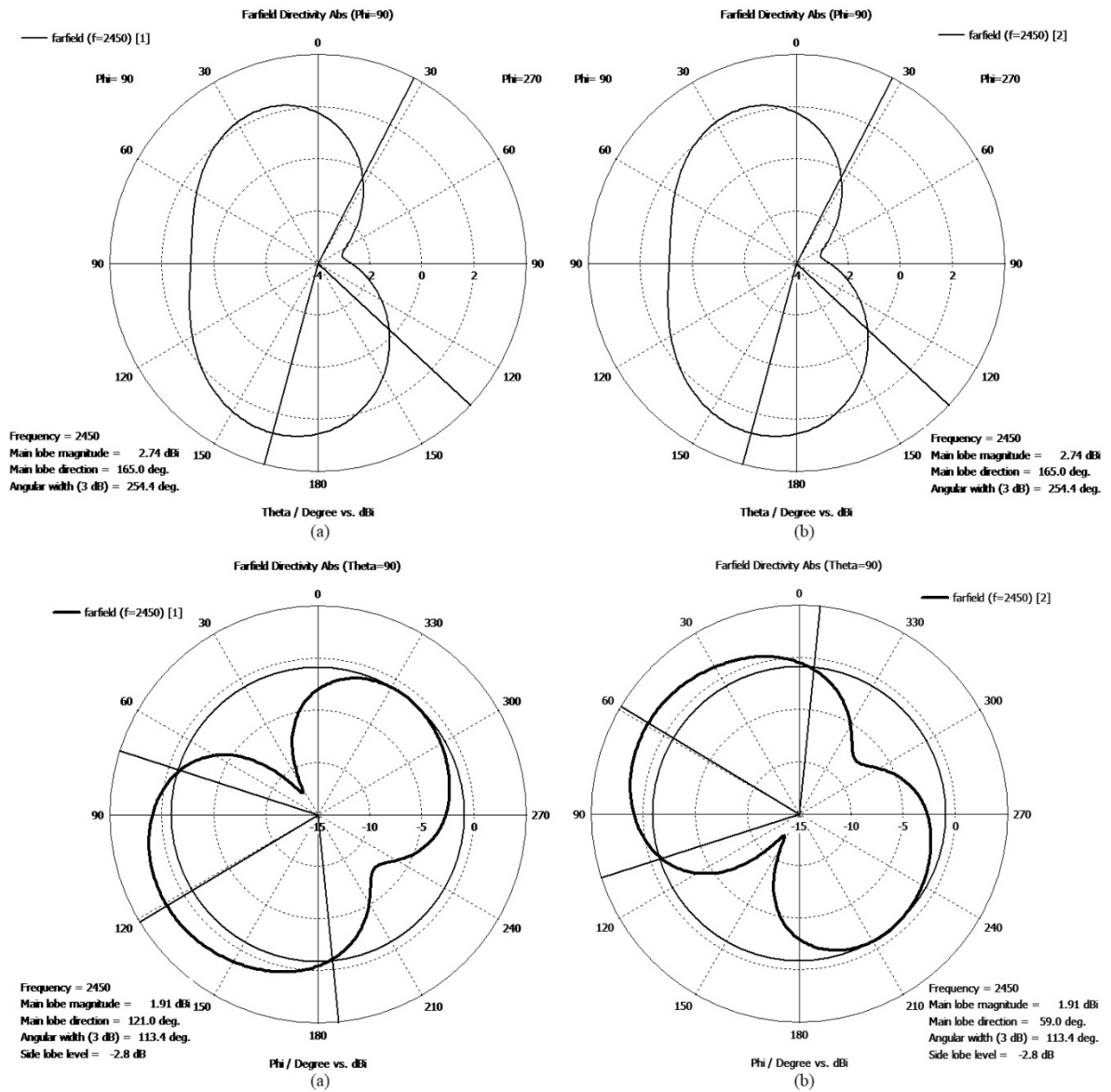


Fig. 4.8 Patrón de radiación en dos dimensiones del arreglo de monopolos MIMO simulado con CST.

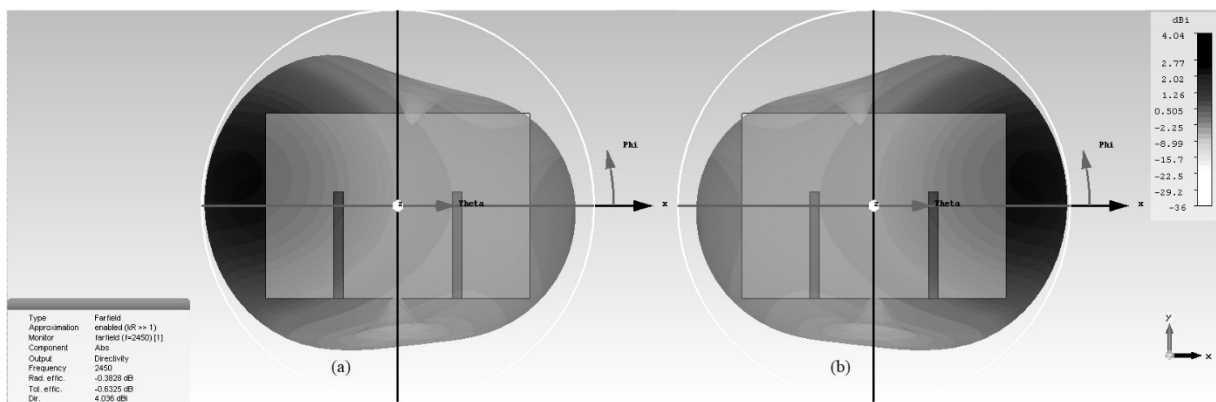


Fig. 4.9 Patrón de radiación en tres dimensiones del arreglo de monopolos MIMO simulado con CST.

De las figuras 4.8 y 4.9 es posible observar que el patrón de radiación se vuelve direccional en sentido opuesto al segundo elemento de la antenna MIMO, debido a que éste se comporta como un reflector para el elemento radiador. Este es otro de los compromisos que surgen en durante la etapa de diseño, ya que la ubicación de los elementos determina las características de frecuencia de resonancia, pérdidas por retorno, acoplamiento mutuo y patrón de radiación. Por ello, es importante considerar todos estos factores en conjunto con los requerimientos del sistema de comunicaciones para optimizar alguno de los parámetros anteriores.

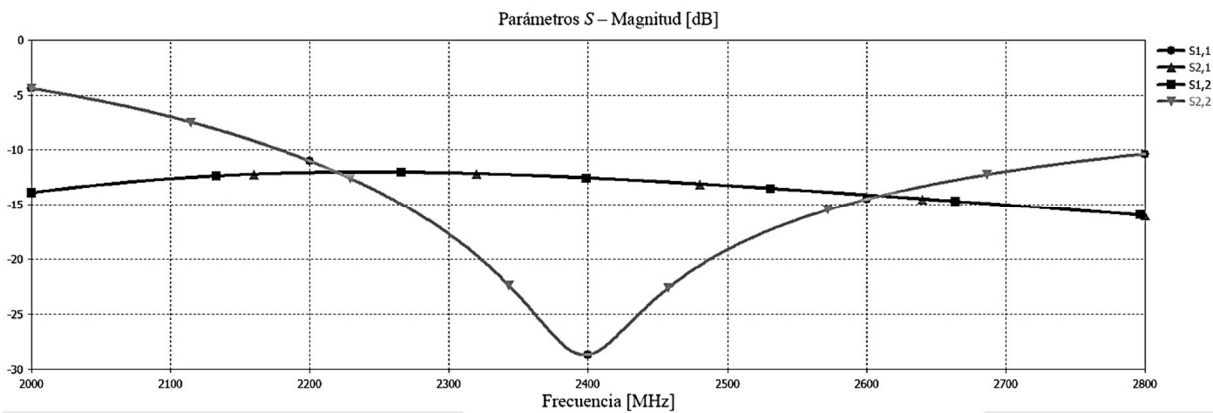


Fig. 4.10 Parámetros de dispersión S_{11} y S_{22} , S_{12} y S_{21} , obtenidos mediante simulación con CST.

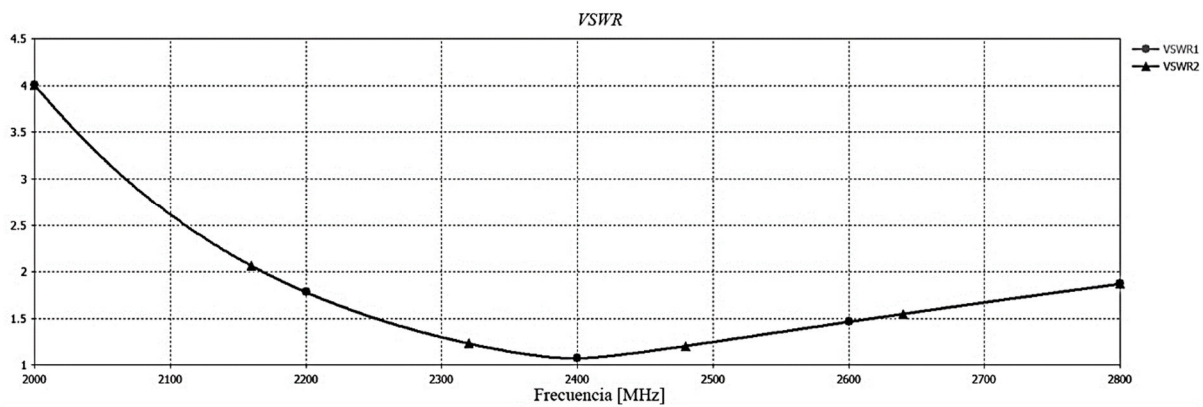


Fig. 4.11 Relación de onda estacionaria de voltaje VSWR para el arreglo de monopolos MIMO, obtenido mediante simulación.

De las figuras 4.10 y 4.11 se puede observar que, a pesar de que la frecuencia de resonancia es 2.4 GHz, el coeficiente de reflexión es bajo en todo el intervalo de frecuencias de la banda ISM

de interés. No obstante, puesto que se trata de un arreglo MIMO, los parámetros S_{12} y, por simetría de diseño, el S_{21} , indican un pobre aislamiento entre puertos. De manera práctica, se busca que éstos sean menores a -20 dB, ya que esto significa que el nivel de potencia acoplado en un puerto es al menos 100 veces menor al nivel de potencia aplicado en el puerto contrario. A partir de los parámetros de dispersión S , es posible obtener el ECC y la ganancia por diversidad del arreglo MIMO. En las figuras 4.12 y 4.13 se muestran los coeficientes obtenidos en función de la frecuencia para la banda ISM de interés.

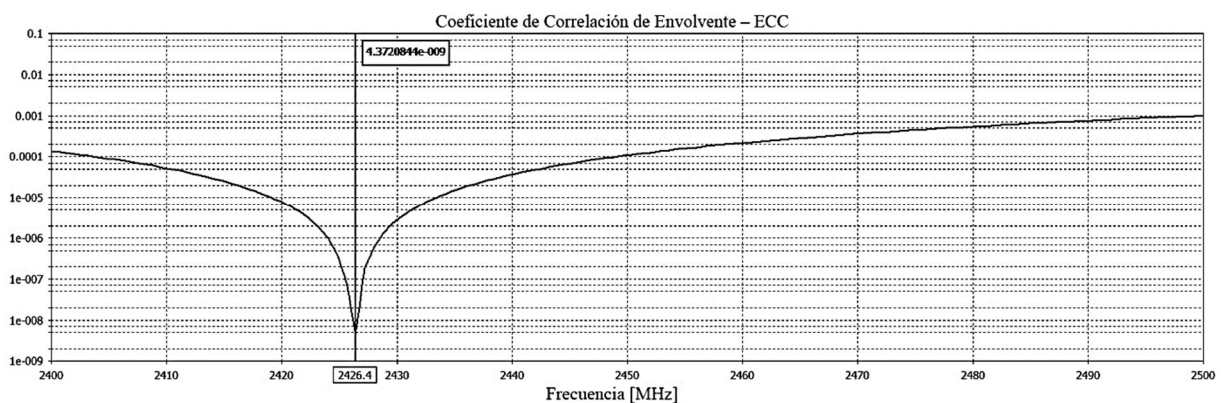


Fig. 4.12 Coeficiente de Correlación de Envolverte – ECC – a partir de los Parámetros S simulados. Por simetría de diseño, el ECC es idéntico para cada uno de los elementos radiadores.

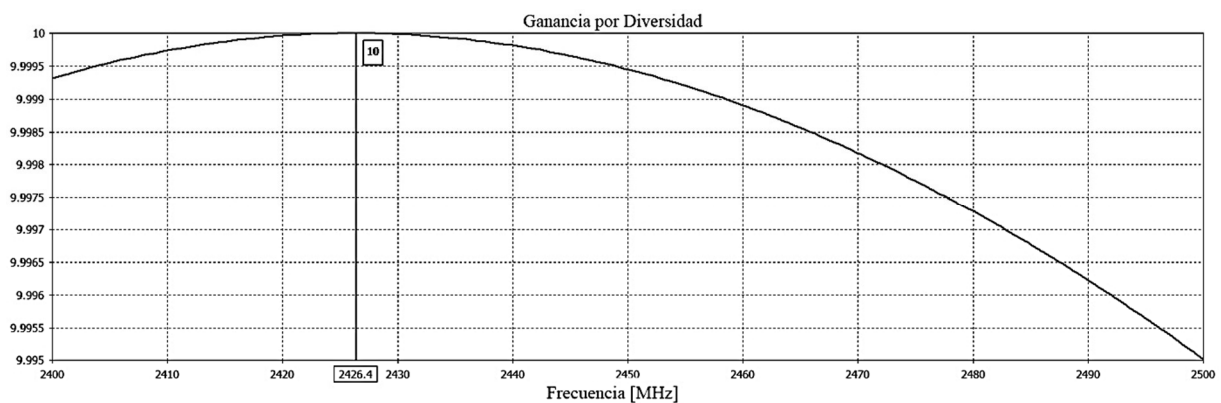


Fig. 4.13 Ganancia por Diversidad del arreglo MIMO a partir de los parámetros de dispersión simulados.

A pesar de que el coeficiente ECC y la ganancia por diversidad describen un buen desempeño de la antena, los parámetros de dispersión S_{12} y S_{21} indican un pobre comportamiento. Por ello, empleando técnicas de desacoplamiento mediante el uso de resonadores de anillo introducidos

(SRR, del inglés *Split-Ring Resonator*) para la formación de meta-materiales sobre un mismo sustrato, los cuales, debido a las nuevas características dieléctricas, permiten desacoplar elementos radiadores de una antena MIMO.

Considerando el diseño de los resonadores propuestos en [57], mediante el CST se optimizaron las dimensiones del resonador propuesto en la figura 4.14 para un sustrato TLY-5 con grosor de 1.27 mm, permitividad relativa $\epsilon_r = 2.2$ y pérdidas tangenciales $\delta = 0.0009$.

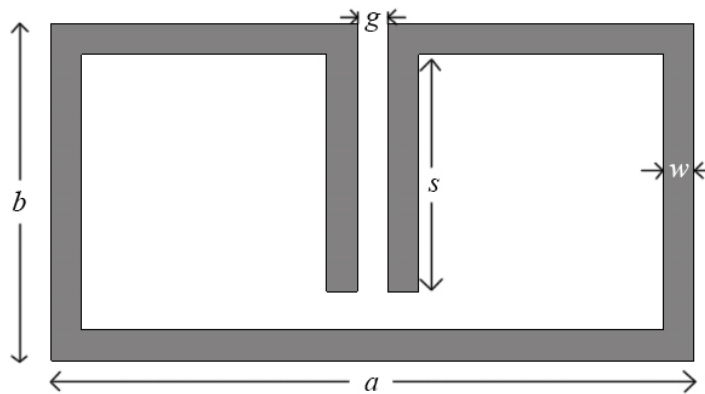


Fig. 4.14 Resonador propuesto para el desacoplamiento de los elementos radiadores. Las dimensiones optimizadas son: $a = 12.9$, $b = 6.77$, $s = 4.77$, $w = 0.62$ y $g = 0.62$. Todas las dimensiones son en milímetros.

En el arreglo de los monopolos (fig. 4.7) se introdujeron dos SRR para reducir el acoplamiento mutuo. Puesto que la interacción entre estructuras modifica las propiedades de la antena diseñada, se optimizaron las dimensiones y la ubicación de los resonadores considerando el acoplamiento mutuo como parámetro de evaluación. En la siguiente figura se muestra el diseño del arreglo mimo con los SRR. En la tabla 4.2.1 se muestran las dimensiones optimizadas.

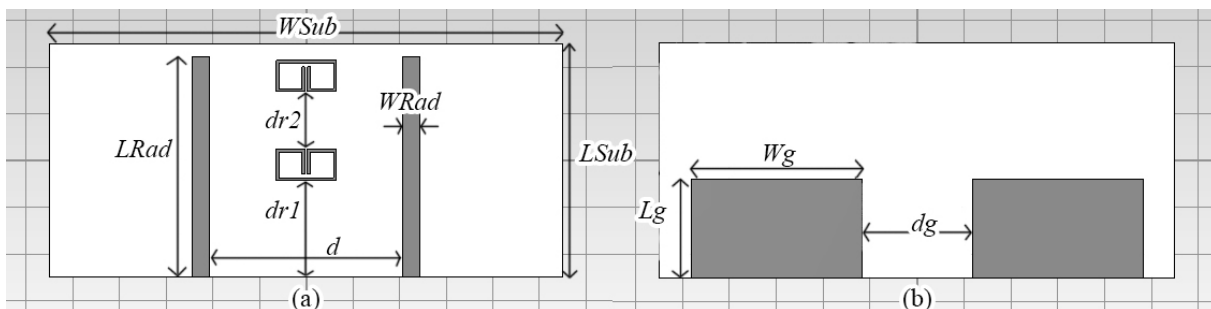


Fig. 4.15 Diseño final de antena MIMO. Donde (a) vista frontal y (b) vista posterior, sobre un sustrato TLY-5 con espesor de 1.524 mm y permitividad $\epsilon_r = 2.2$.

Tabla 4.2.1 Dimensiones optimizadas de antena MIMO.

Variable	Dimensión [mm]
L_{Sub}	50
W_{Sub}	100
L_{Rad}	47.33
W_{Rad}	3.72
L_g	21.1
W_g	36.36
d	41.27
dg	23.6
$dr1$	20.72
$dr2$	12.28

En las siguientes figuras se muestran los parámetros S obtenidos mediante la simulación en CST. Dada la simetría del diseño, se tiene igualdad en los parámetros para cada uno de los radiadores.

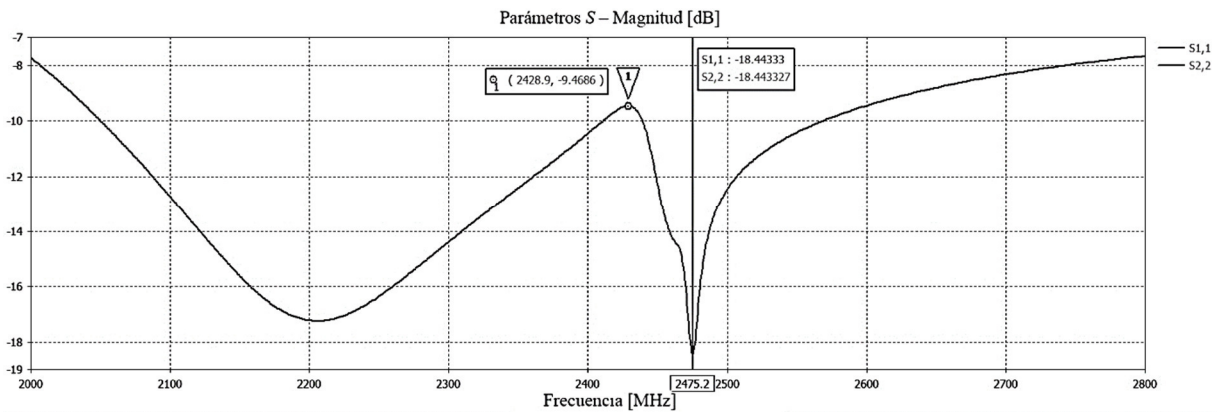


Fig. 4.16 Parámetros de dispersión S_{11} y S_{22} , de la antena MIMO simulada.

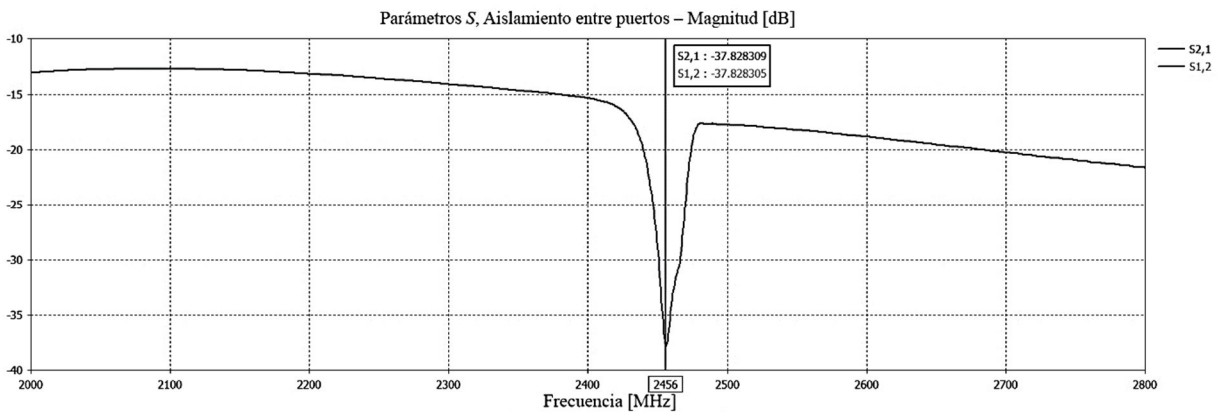


Fig. 4.17 Aislamiento entre puertos de la antena MIMO simulada – S_{12} y S_{21} .

En la figura 4.18 se muestra la relación de onda estacionaria de voltaje. A pesar de que se tiene un valor cercano a 2 en un intervalo de frecuencias dentro de la banda de interés, esto no representa un problema significativo ya que, si se emplearan esquemas de banda angosta en dicha banda, la potencia reflejada debido al desacoplamiento de la antena sería de aproximadamente 10%. Este problema se mitiga utilizando esquemas de espectro disperso (estudiados en el capítulo 2), ya que se tiene un mejor acoplamiento de la antena en distintas frecuencias dentro de la banda ISM de 2.4 GHz.

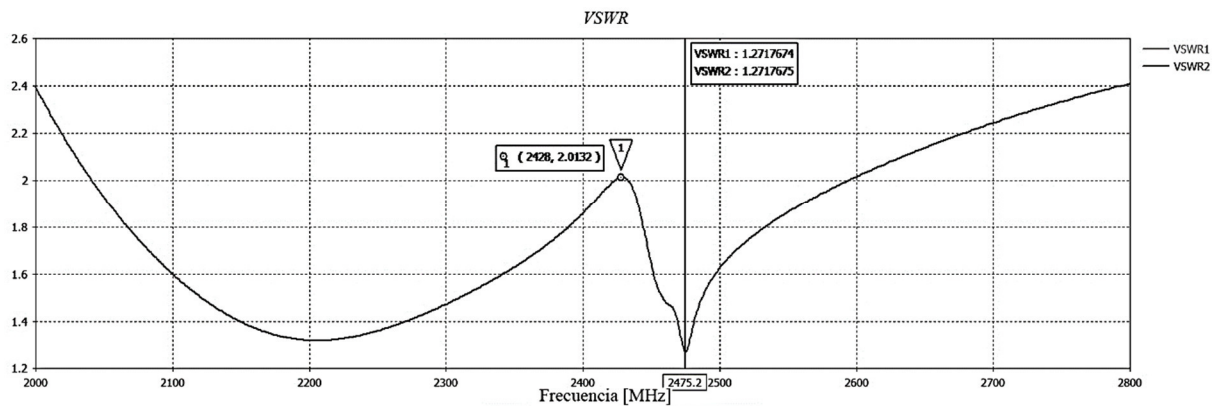


Fig. 4.18 Relación de onda estacionaria de voltaje de la antena simulada.

De los resultados mostrados obtenidos por simulación, es posible observar el compromiso que existe entre el aislamiento entre puertos y el acoplamiento de la antena (pérdidas por retorno). Dado que para este diseño se buscó maximizar la decorrelación entre los elementos de la antena MIMO en la frecuencia central de la banda de interés (2475.2 MHz en las figuras 4.17, 4.18), el acoplamiento de cada uno de los puertos fue degradado, aunque no de manera significativa. Con estos resultados se puede establecer el ancho de banda de operación de la antena. Considerando los parámetros S_{11} y S_{22} y el límite máximo para éstos de -10 dB, el ancho de banda de la antena constituye de los 2439 a los 2568 MHz, esto es, aproximadamente 129 MHz. Teniendo presente que la banda ISM de los 2.4 GHz comprende hasta los 2500 MHz, el ancho

de banda útil considerando la reglamentación de la banda ISM y las características de la antena, es de 61 MHz.

Por otro lado, en función de los parámetros S_{12} y S_{21} , y un valor máximo de -20 dB para éstos, el ancho de banda de la antena es de aproximadamente 35 MHz (2439-2474 MHz), aunque para toda la banda ISM el valor de dichos parámetros se encuentra por debajo de -15 dB. Esto es, la potencia acoplada de un puerto a otro es menor al 3%.

Con estas características, es posible afirmar que la antena simulada es adecuada para su empleo en la banda de interés con los RDS USRP B210, ya que el máximo ancho de banda de éstos es de 56 MHz.

En las figuras 4.19 y 4.20 se muestra el coeficiente de correlación – ECC y la ganancia por diversidad obtenidos a partir de los parámetros S de la simulación.

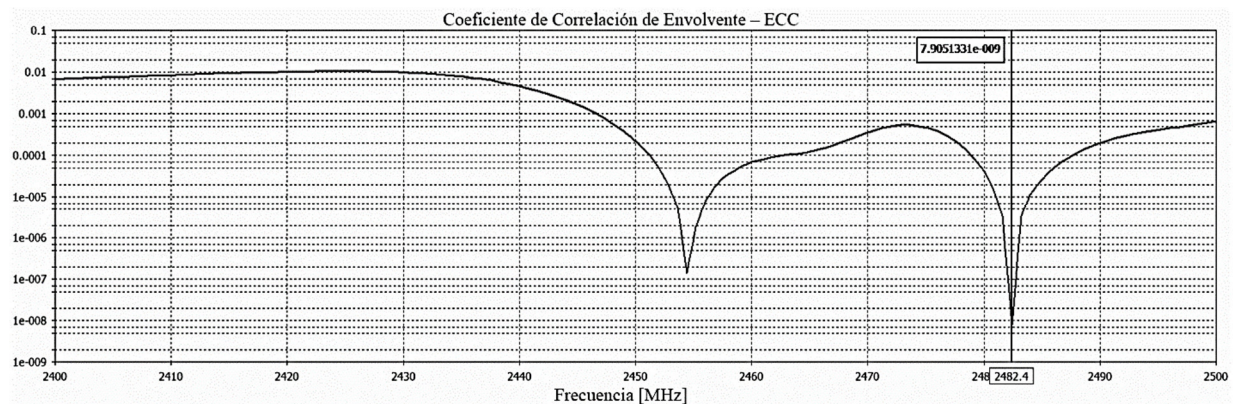


Fig. 4.19 Coeficiente de Correlación de Envolvente – ECC – a partir de los Parámetros S de la antena MIMO optimizada. Por simetría de diseño, el ECC es idéntico para cada uno de los elementos radiadores.

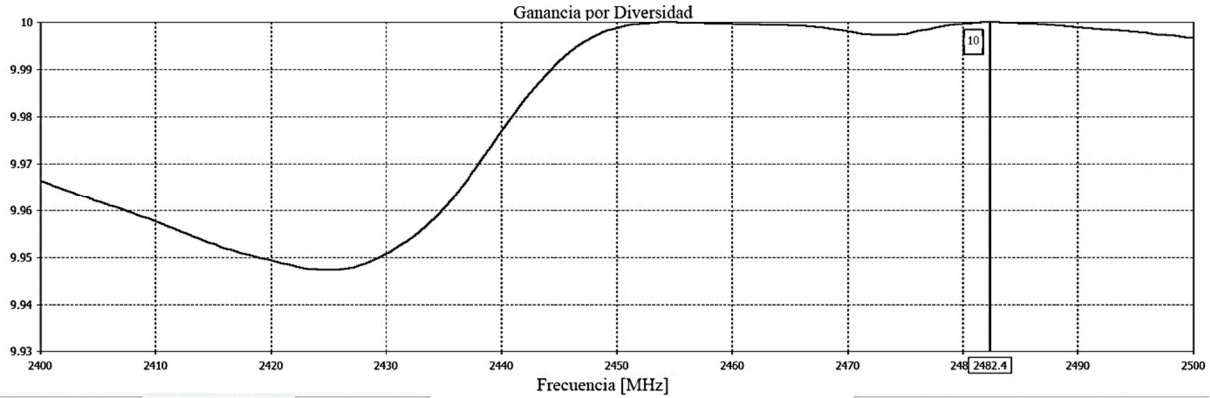


Fig. 4.20 Ganancia por Diversidad de la antena MIMO optimizada a partir de los parámetros de dispersión simulados.

Realizando la comparación entre los coeficientes ECC mostrados en las figuras 4.12 y 4.19, es posible observar que no existe diferencia significativa entre los valores mínimos obtenidos. De manera similar, la ganancia de diversidad entre el diseño de dos monopolos (fig. 4.13) y el diseño MIMO optimizado (fig. 4.20) no ofrece información significativa. Es por ello que para la evaluación de una antena MIMO es importante conocer el aislamiento entre puertos. Para el caso estudiado en esta sección, la diferencia entre los parámetros S_{12} y S_{21} (figuras 4.10 y 4.17) es de aproximadamente 22 dB. Esto es, la adición de los SRR en el diseño permite reducir la potencia acoplada de un elemento a otro, tal que la potencia mínima acoplada en el diseño optimizado es menor a 0.02%.

Sin embargo, la adición de los SRR para la optimización de la decorrelación entre elementos, repercute en el patrón de radiación. En las figuras 4.21 y 4.22 se muestran los patrones de radiación obtenidos por simulación de cada uno de los elementos.

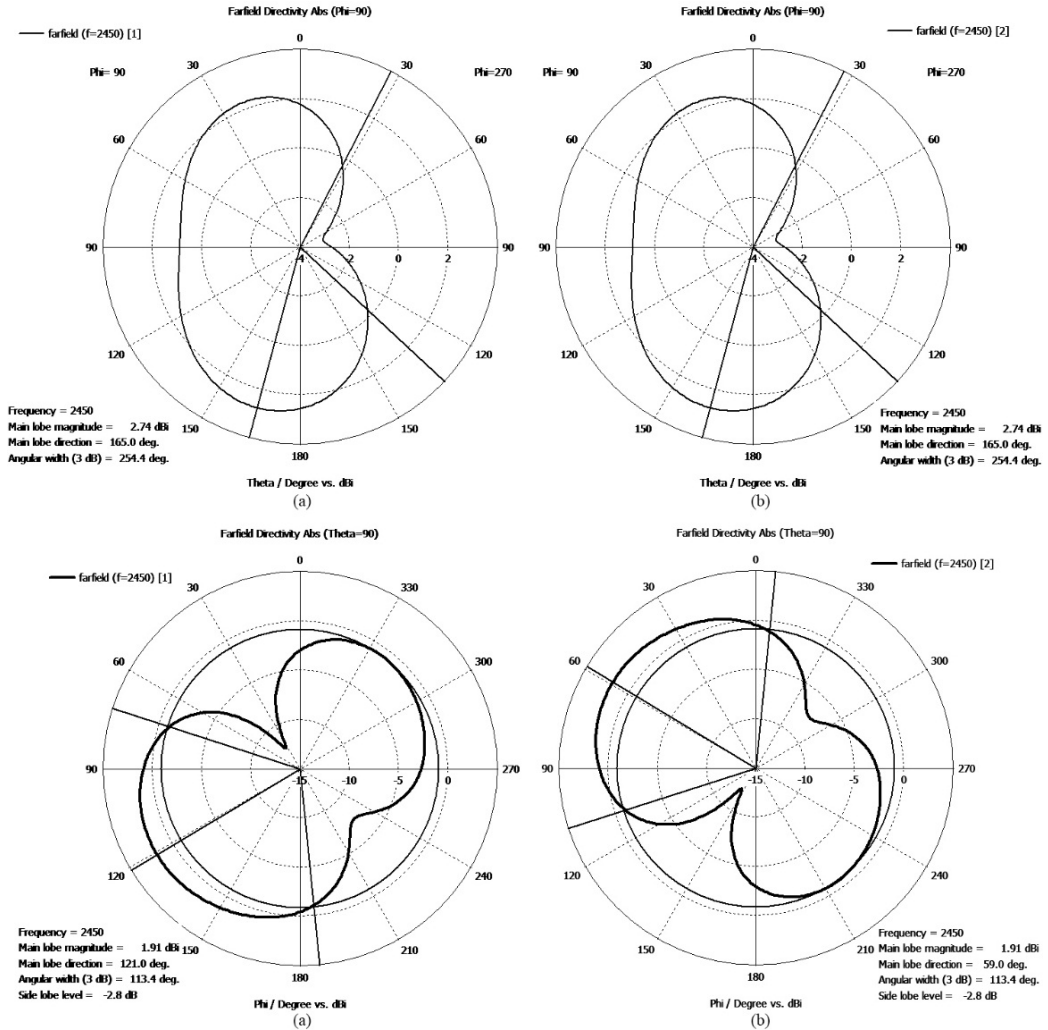


Fig. 4.21 Patrones de radiación en 2 dimensiones obtenidos mediante simulación. Donde (a) es el patrón correspondiente al elemento radiador de la izquierda y (b) es el patrón generado por el elemento de la derecha en la vista frontal del diseño.

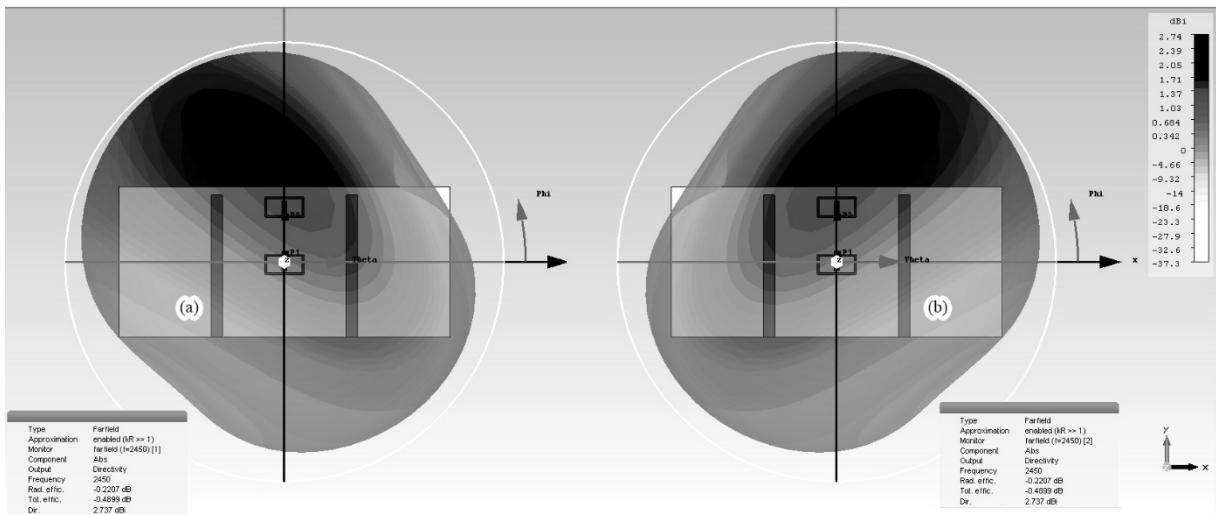


Fig. 4.22 Patrones de radiación en 3 dimensiones obtenidos mediante simulación. Donde (a) es el patrón correspondiente al elemento de la izquierda y (b) es el patrón generado por el elemento de la derecha.

Comparando las figuras 4.9 y 4.22, es posible notar que la introducción de los SRR modifica el patrón de radiación, esto se debe a que se modifican las corrientes de superficie de la antenna (fig. 4.23). No obstante, dado que el valor de la directividad es de 2.74 dBi, es posible asegurar que cada uno de los elementos presenta un comportamiento similar al de un monopolo (omnidireccional), esto es, los elementos de la antenna MIMO no son altamente direccionales, lo cual cumple con las condiciones de diseño establecidas al inicio de esta sección.

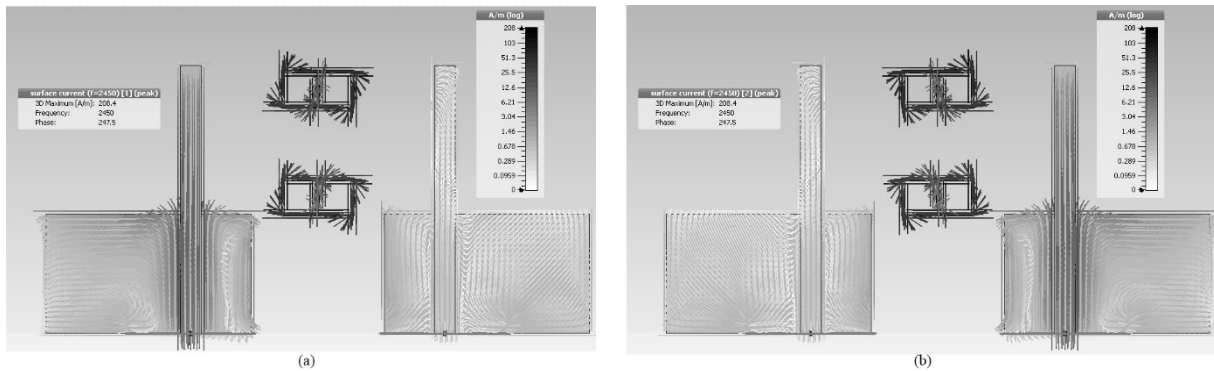


Fig. 4.23 Corrientes de superficie obtenidas por simulación. Donde (a) son las corrientes inducidas cuando se excita el elemento de la izquierda y (b) las corrientes inducidas por el elemento de la derecha. Por simetría de diseño, se tiene el mismo comportamiento para ambos radiadores.

La herramienta de simulación permite evaluar el comportamiento de la antenna a diferentes frecuencias, con lo que fue posible concluir que los resonadores SRR afectan el patrón de radiación en función de éstas. Además, como fue mencionado anteriormente, modifican las propiedades de los elementos radiadores lo cual afecta a los parámetros de dispersión S . Por ello, en la construcción de la antenna se debe de tener especial cuidado en la ubicación y dimensiones de los SRR para asegurar el comportamiento simulado.

El proceso de diseño y simulación permite asegurar con cierto grado de certidumbre el comportamiento y propiedades de la antenna MIMO en su construcción. Por ello, en la siguiente subsección se analizarán dos procesos diferentes de fabricación de antenas de circuito impreso y se analizarán sus características.

4.2.2 Fabricación de la Antena MIMO de 2 Elementos

Para este trabajo de tesis se emplearán dos técnicas de fabricación de antenas: Por proceso fotolitográfico y mediante máquina de control numérico computarizado (CNC). Ambas técnicas emplean información del diseño a partir de archivos GERBER [61], los cuales son archivos de imagen vectorial en dos dimensiones. Estos archivos son generados con la plataforma de simulación empleada en la subsección anterior, por lo que las diferencias en los resultados dependerán fundamentalmente del proceso de fabricación.

Proceso Fotolitográfico

Este proceso consiste en transferir el patrón de diseño de la antena a una placa mediante máscaras y materiales resistentes al ataque químico que eliminan la capa de cobre del sustrato. Para ello, el primer paso consiste en generar las máscaras, llamadas fotolitos, a partir de la información contenida en los archivos de formato GERBER.

La precisión de dichos fotolitos depende de dos factores fundamentalmente: La resolución que se tiene en los archivos GERBER y la resolución del *fotoplotter* que genera los fotolitos (similar a la resolución de una impresora láser). En este proceso de fabricación, la resolución establecida por los archivos y el *fotoplotter* es de 10 μm .

Uno de los factores que introduce la mayor incertidumbre en la fabricación de la antena es la alineación de los fotolitos sobre la placa de sustrato. Puesto que el diseño de la antena consiste en dos caras, la del monopolo y la que contiene el plano de tierra, la alineación de éstas requiere

especial cuidado. Para ello, sobre los fotolitos se introducen guías de alineación en 4 extremos para reducir este error. En la figura 4.24 se muestran los fotolitos generados a partir de los archivos GERBER y en la figura 4.25 la alineación de los mismos utilizando las guías añadidas.

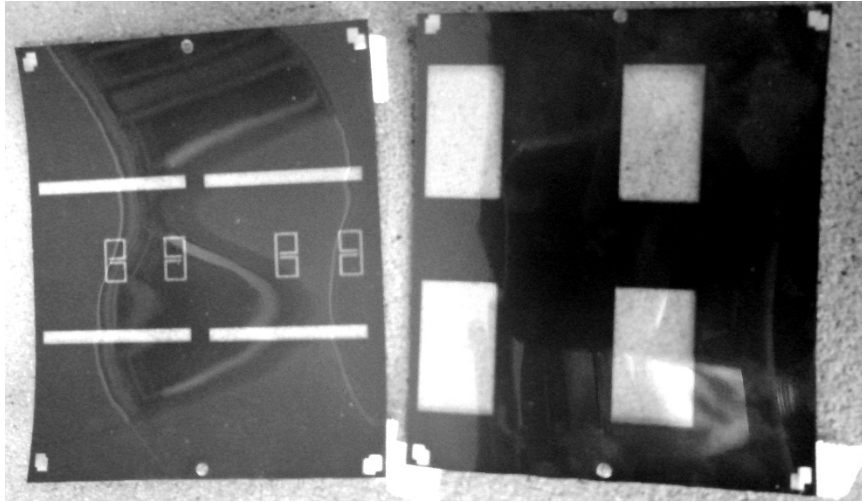


Fig. 4.24 Fotolitos fabricados a partir de los archivos GERBER generados en CST.

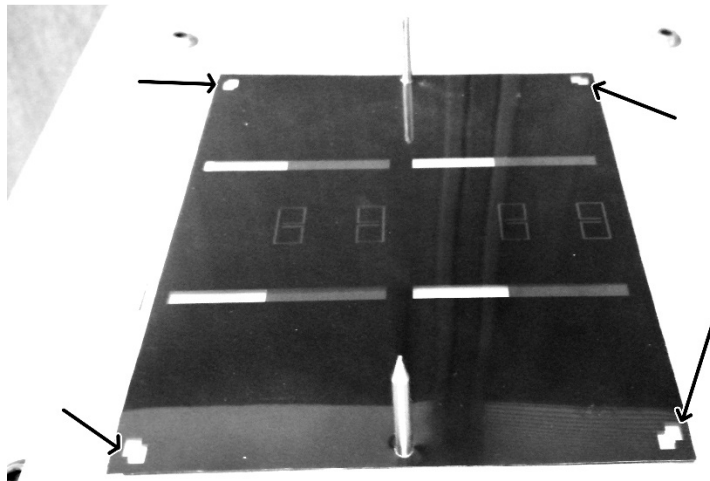


Fig. 4.25 Alineación de fotolitos (cara frontal y trasera de la antena) mediante las guías.

Puesto que para el enlace de radiocomunicación se requieren antenas MIMO para el transmisor y el receptor, en un mismo fotolito se generaron dos antenas. Esto facilita y agiliza el proceso de fabricación,

Como segundo paso, se cubre la placa de substrato TLY-5 con una película foto-resistiva. Para ello, se emplea una máquina que aplica dicho material en ambas caras de la placa, a la vez que

ejerce calor y presión, para fijar la película al sustrato y evitar cavidades de aire o burbujas. Este proceso para las dimensiones requeridas para la fabricación de dos antenas es aproximadamente de 45 segundos.

Una vez teniendo la placa recubierta de la película foto-resistiva, se agregan los fotolitos en ambas caras fijándolos con cinta adhesiva. Posteriormente, se aplica luz ultravioleta (UV) en ambas caras de la placa, la cual activa la película. Los fotolitos protegen de dicha exposición las partes del sustrato que serán sometidas a ataque químico para remover la capa de cobre. El proceso de exposición ante luz UV tarda 30 segundos aproximadamente. La longitud de onda de la fuente de luz que activa el foto-resistivo determina la resolución máxima con la que se transfiere el patrón del fotolito. Por ello, es común la utilización de longitudes de onda en la banda ultravioleta del espectro (350-400 nm, Kinsten UV Exposure Box [62]).

Una vez realizada la exposición, se resguarda la placa en una recámara oscura para el tiempo de curación de la capa foto-resistiva. Después de aproximadamente seis horas, se continúa con el proceso de revelado, el cual consiste en sumergir la placa en una solución de carbonato de sodio (Na_2CO_3), con lo que se elimina el *photoresist* que no fue expuesto a la luz UV. Con ello, el patrón de la antena es transferido del fotolito a la película foto-resistiva, la cual, a su vez, transfiere el patrón al sustrato durante el ataque químico. Finalmente, la placa se sumerge en cloruro férrico (FeCl_3) para remover la capa de cobre del sustrato que no forma parte del diseño de la antena.

En la figura 4.26 se muestra el proceso de fotolitografía y en la figura 4.27 se muestra una de las antenas fabricadas por este método.

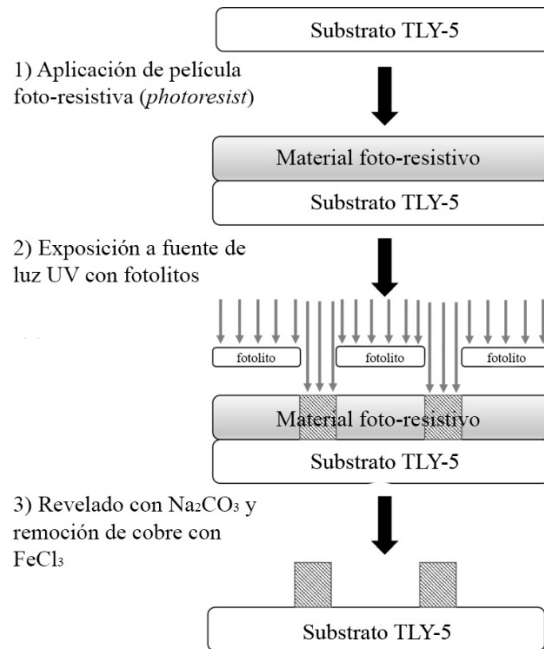


Fig. 4.26 Proceso de fabricación de antenas por fotolitografía.

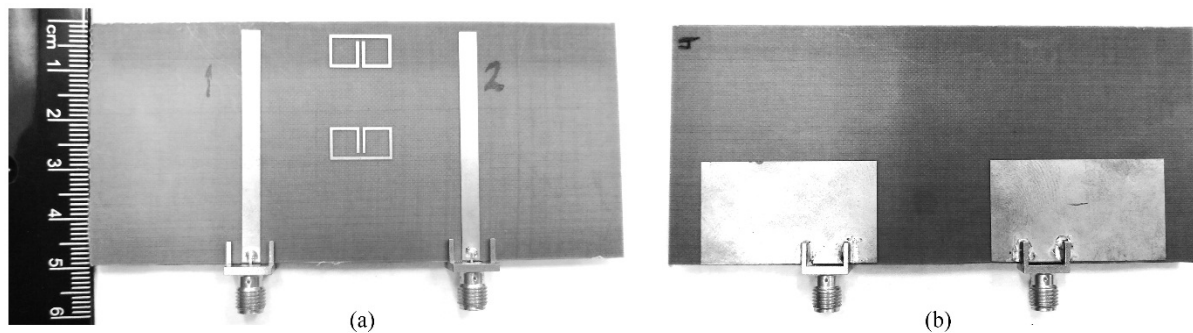


Fig. 4.27 Antena fabricada por procesos fotolitográficos. Donde (a) es la vista frontal y (b) es la vista posterior.

Una de las principales ventajas de este proceso es que los fotolitos generados pueden ser reutilizados para la fabricación de múltiples antenas, con lo que se reducen las variaciones en el desempeño. Más aún, este proceso puede ser completamente automatizado como sucede con la fabricación de placas para circuitos, lo cual reduce costos, tiempos de fabricación y asegura la consistencia en el desempeño de las antenas.

Por Máquina de Control Numérico Computarizado (CNC)

Este método consiste en la remoción de la capa de cobre del substrato mediante una máquina controlada por computadora, la cual emplea brocas y cortadores para desbastar el material. Para ello, un programa computacional propietario (Circuit Cam [63]) interpreta la información contenida en los archivos GERBER y genera un archivo de instrucciones, las cuales, mediante un sistema de coordenadas, establecen el movimiento de la máquina de corte.

De manera similar al proceso de fotolitografía, puesto que se trata de un diseño de dos caras, es necesario establecer una serie de referencias para que la orientación y ubicación de dichas caras coincida con el diseño. En este caso, se establecieron 4 perforaciones sobre la placa para mantener su orientación.

La resolución de este método depende de las herramientas de corte y desbaste que se emplean. Existe un compromiso entre la resolución y el tiempo de trabajo, por lo que, para optimizar el tiempo de fabricación, se emplean puntas de distinto calibre en diferentes zonas del patrón. Para la fabricación de estas antenas, se empleó una punta de 0.2 mm para delinear el patrón de la antena y una punta de 1 mm para la remoción del cobre de manera más rápida. En la figura 4.28 se muestra el proceso de fabricación empleando este método.

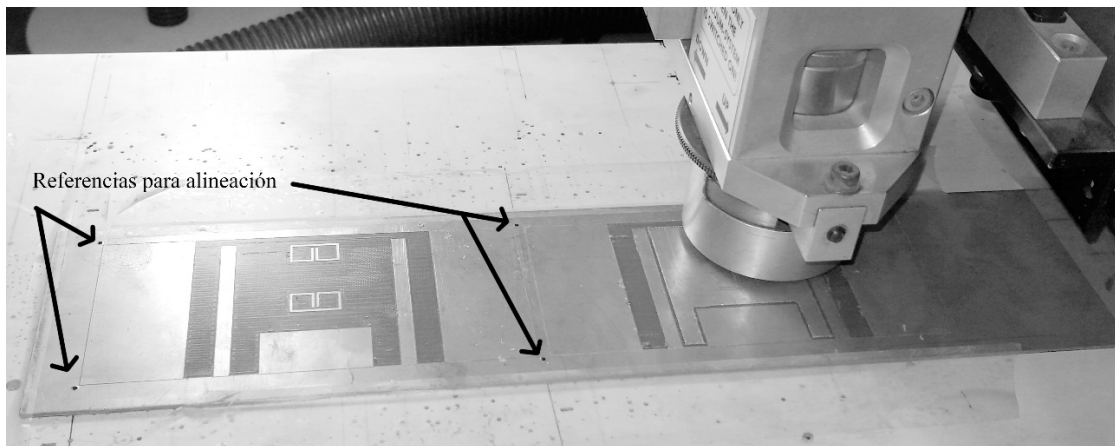


Fig. 4.28 Proceso de fabricación de antenas por CNC.

Una de las principales desventajas de este método es que las herramientas utilizadas para la remoción de la placa de cobre tienen un tiempo de vida útil limitado, por lo que la precisión de corte y resolución se degradan con el uso. Por ello, durante la fabricación de estas antenas se dejaron secciones de cobre que no son parte del diseño de la antena para su remoción con cloruro férrico (FeCl_3). Esto acelera el proceso de fabricación e incrementa el tiempo de vida de las herramientas. Con este método, el desbastado de la capa de cobre de 2 antenas requirió un tiempo aproximado de 22 minutos por cara.

Debido a las características propias de la fabricación, este método no es óptimo para la fabricación en masa de antenas, ya que el desempeño de una antena con una herramienta de desbastado nueva no será el mismo que el de una antena fabricada con una herramienta para la cual su tiempo de vida útil está próximo a cumplirse. No obstante, este método permite la fabricación de prototipos de manera rápida, la cual no requiere tantos pasos como el del proceso fotolitográfico.

En la figura 4.29 se muestra una de las antenas fabricadas por este método, en la cual es posible observar las áreas desbastadas y las áreas atacadas químicamente.

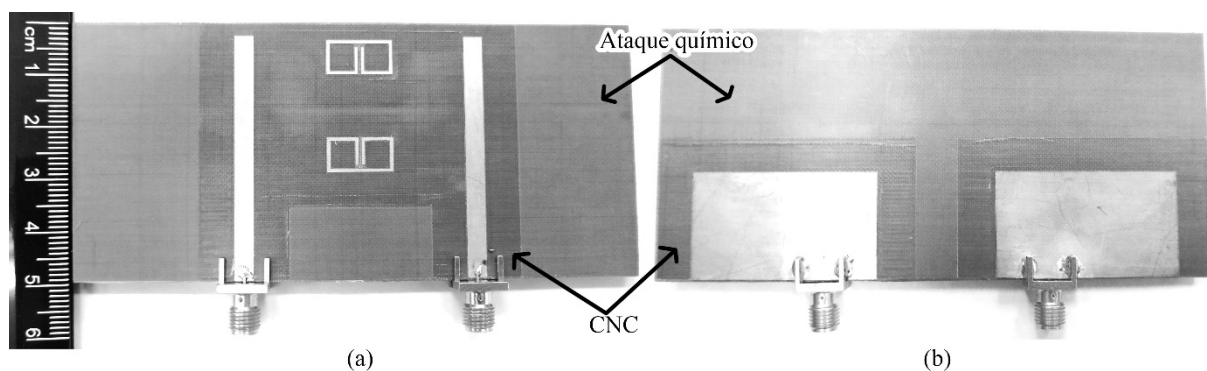


Fig. 4.29 Antena fabricada con máquina CNC. Donde (a) es vista frontal y (b) es vista posterior.

Otra de las desventajas que se tiene con este método es que, durante el desbastado de la capa de cobre, la herramienta remueve parte del substrato dieléctrico. Mediciones posteriores a la

fabricación indican que, en promedio, el material dieléctrico removido fue de $40\ \mu\text{m}$ por lado. Esto indudablemente altera el desempeño ya que se modifica el grosor del sustrato. En la siguiente subsección se describirán las diferencias en desempeño de las antenas fabricadas por los distintos métodos.

4.2.3 Comparativa de Desempeño de las Antenas Fabricadas

Una de las principales diferencias que se presentan entre los distintos métodos de fabricación descritos anteriormente es el acabado. En la figura 4.30 se muestra, a través de un microscopio, la porción de la antena correspondiente a uno de los resonadores.

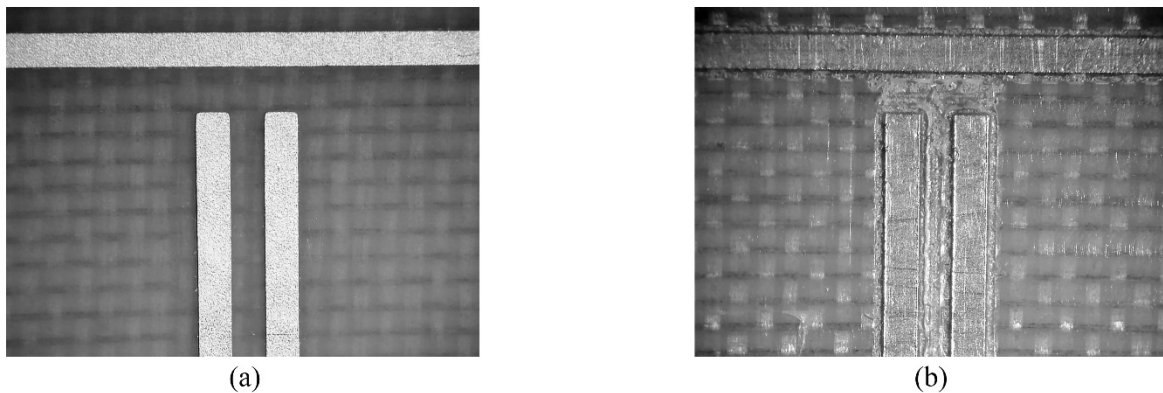


Fig. 4.30 Vista a través de un microscopio de uno de los resonadores de las antenas fabricadas. Donde (a) corresponde a la antena fabricada por proceso fotolitográfico y (b) a proceso de CNC.

Dada la resolución máxima de los procesos de fabricación y la frecuencia de operación de las antenas (ISM 2.4 GHz), la variación debido a la incertidumbre de las herramientas, en principio, no debería de impactar de forma importante en el desempeño. No obstante, debido a las características de los SRR, los cuales se diseñan con dimensiones mucho menores a la de la frecuencia de resonancia, las variaciones debido al proceso de fabricación afectan su

funcionamiento. Y como fue descrito en la subsección anterior, las dimensiones y ubicación de los resonadores son críticos para el desempeño de la antena. A continuación, se muestran los parámetros S medidos con el analizador vectorial de redes VNA Agilent Technologies [64].

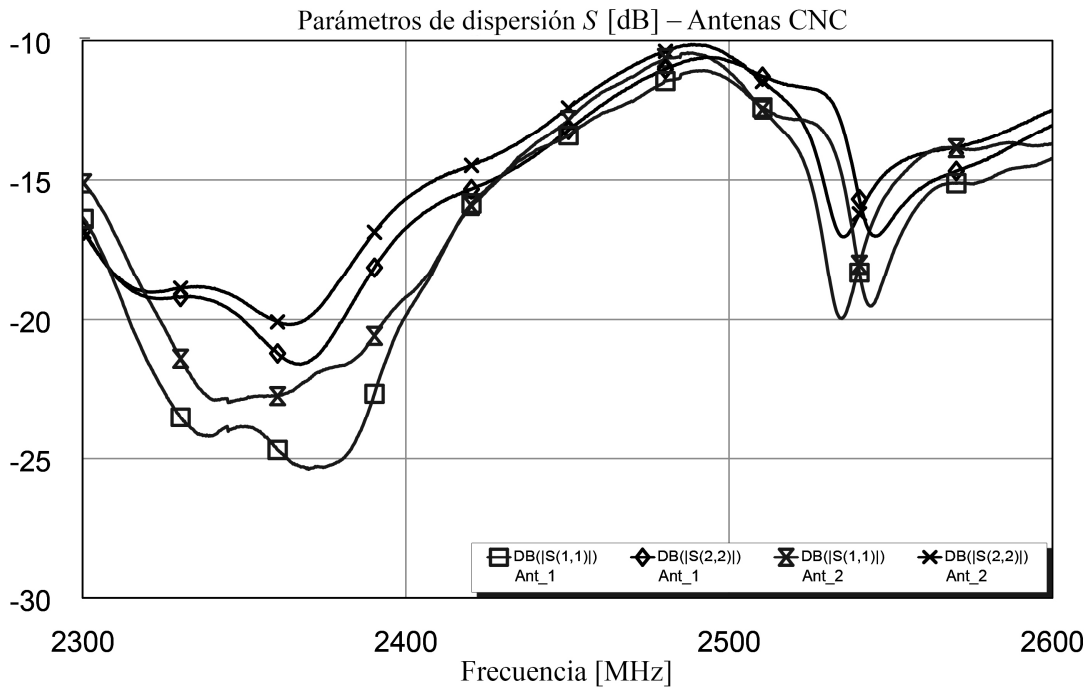


Fig. 4.31 Parámetros de dispersión S_{11} y S_{22} de las antenas fabricadas por CNC.

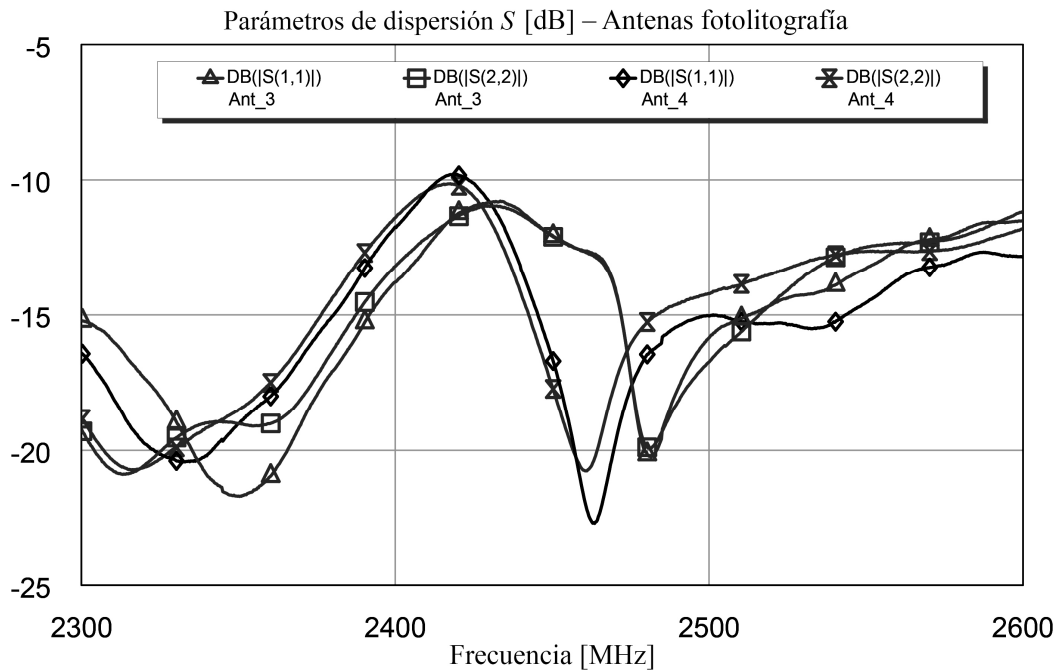


Fig. 4.32 Parámetros de dispersión S_{11} y S_{22} de las antenas fabricadas por procesos fotolitográficos.

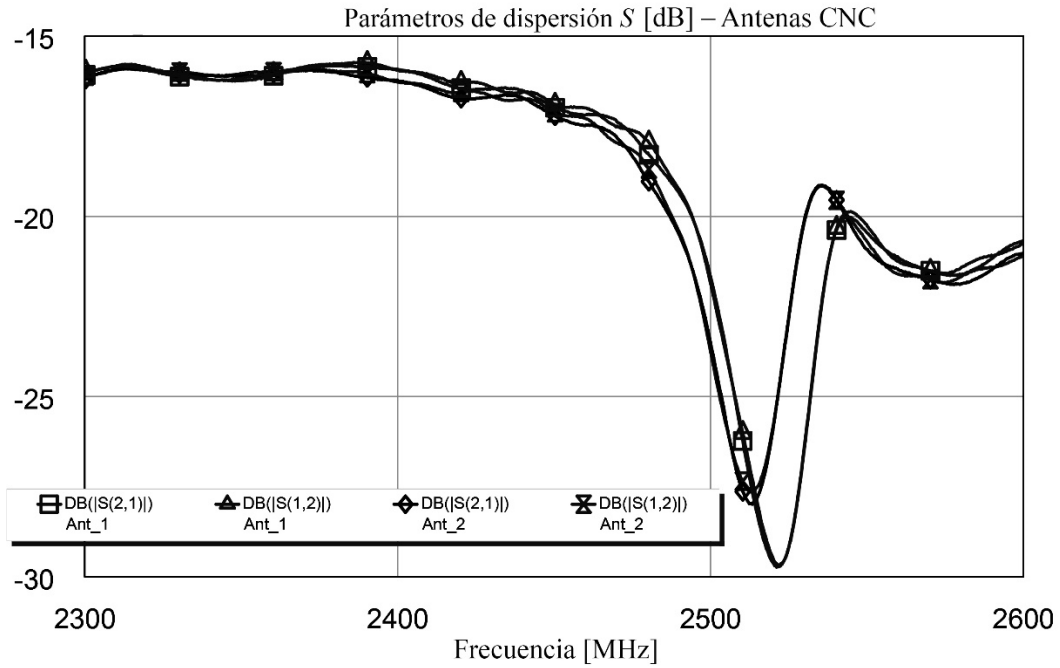


Fig. 4.33 Parámetros S_{12} y S_{21} de las antenas fabricadas con CNC.

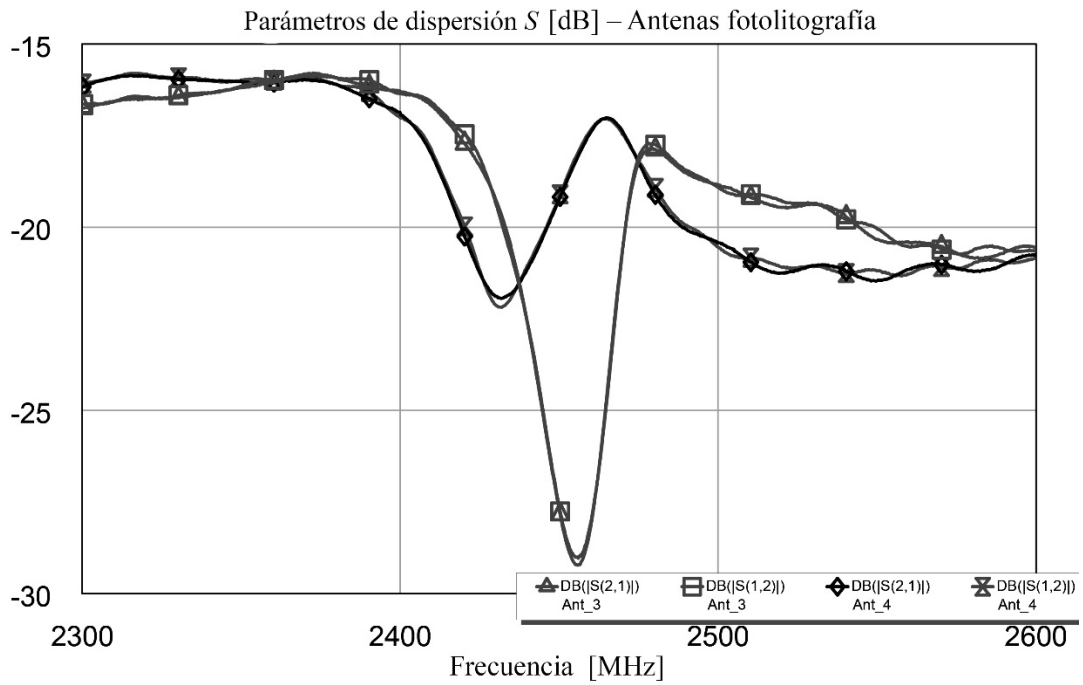


Fig. 4.34 Parámetros S_{12} y S_{21} de las antenas fabricadas por procesos fotolitográficos.

De las figuras 4.31 y 4.33 se puede observar que la fabricación de las antenas mediante mecanismos computarizados permite mantener la consistencia en los resultados de fabricación.

No obstante, la precisión está limitada por el tiempo de vida de la broca o punta de desbaste. Además, es posible observar en la figura 4.31 una deriva en frecuencia (respecto a los resultados obtenidos por simulación en la figura 4.16), lo cual se debe a que las dimensiones de los elementos radiadores y los SRR fueron modificados debido a dicha herramienta utilizada.

Por otro lado, los parámetros S obtenidos para las antenas fabricadas por procesos litográficos presentan un comportamiento más cercano al obtenido por simulación. No obstante, existe una diferencia significativa entre estas antenas. Las diferencias en la frecuencia de resonancia y los niveles de potencia acoplada (figuras 4.32 y 4.34 respectivamente) pueden deberse a errores en la impresión del fotolito, en la colocación del fotolito sobre la placa con la película fotoresistiva (error humano) y a errores provocados por refracción en la cámara de exposición de luz UV.

Durante la simulación y optimización del diseño de la antena en función del parámetro $S_{12} - S_{21}$, se observó el comportamiento descrito por la antena 4 (Ant_4 en las figuras), para la cual existen menores pérdidas por retorno a costa de la degradación del desacoplamiento mutuo.

Por otra parte, la antena 3 (Ant_3 en las figuras) fue la que presentó el comportamiento más cercano a la simulación, por lo que, con los valores medidos de los parámetros S para dicha antena y las ecuaciones 4.1a y 4.4, se calcularon los coeficientes ECC y de ganancia por diversidad respectivamente. Éstos se muestran en las figuras 4.35 y 4.36.

Debido a la deriva en frecuencia que presentan las antenas fabricadas por CNC, y dado que los parámetros de pérdidas por retorno y acoplamiento mutuo mínimos quedan fuera de la banda ISM de interés, estas fueron descartadas para la implementación del enlace de comunicaciones (capítulo 5). Sin embargo, estas presentan buenas características para operar en la banda de los 2500 – 2600 MHz.

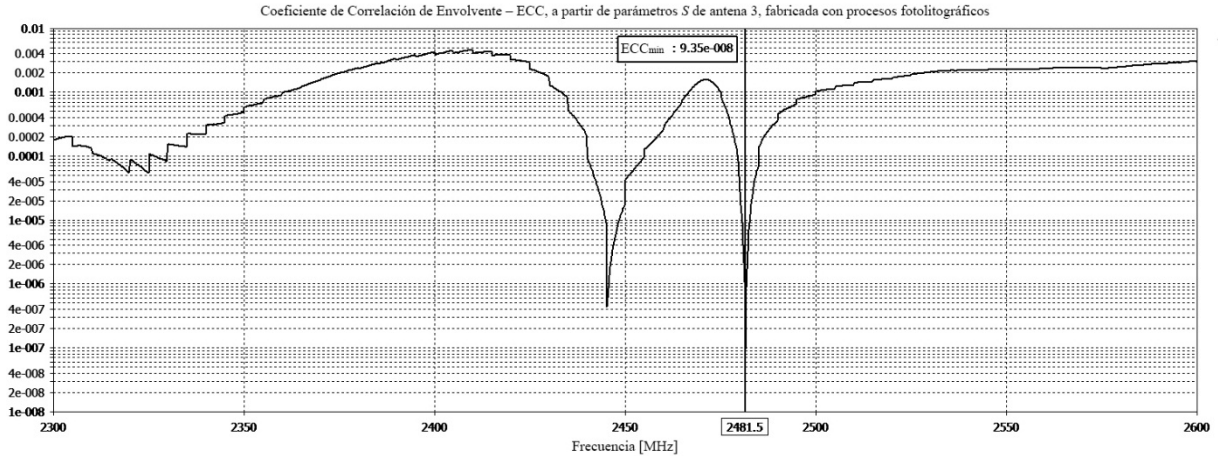


Fig. 4.35 Coeficiente de Correlación de Envoltura – ECC, de la antena 3.

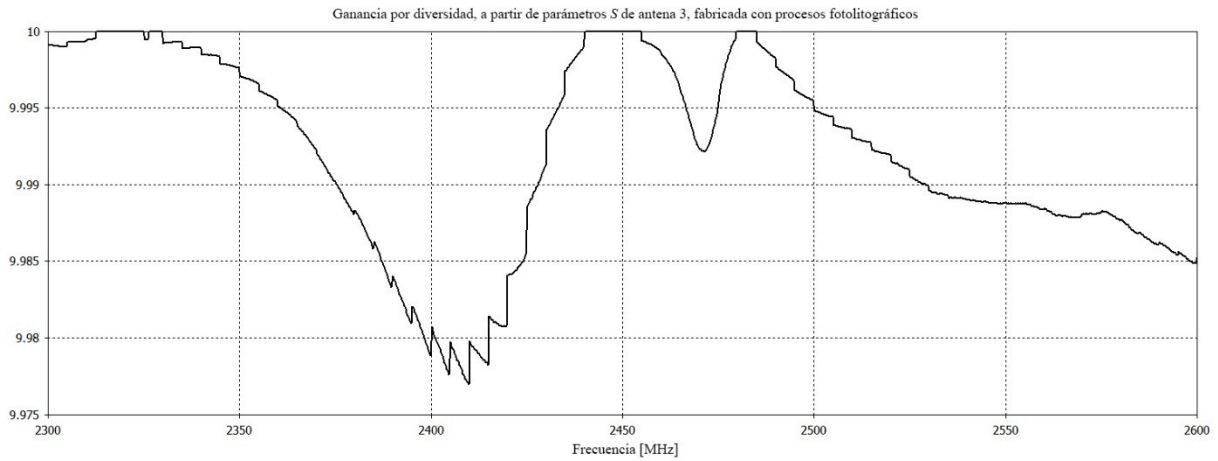


Fig. 4.36 Ganancia por diversidad de la antena 3 fabricada con procesos fotolitográficos.

Finalmente, a pesar de que los resultados obtenidos con la antena 4 fabricada no fueron los óptimos, las características que presenta son adecuadas para la implementación del enlace en el siguiente capítulo. Puesto que dicha antena presenta menores pérdidas por retorno en la banda ISM de interés, esta será utilizada en el transmisor, para asegurar que la potencia generada sea transferida de manera adecuada a las antenas. Por otra parte, en el receptor se colocará la antena 3, la cual tiene mejor desacoplamiento entre puertos, lo cual permite aprovechar de mejor manera los esquemas de diversidad y las técnicas MIMO.

4.3 Comparativa de la Antena MIMO de 2 Elementos y Antenas Omnidireccionales

Como fue establecido previamente, es la etapa de recepción la que requiere especial atención cuando se diseña un sistema de comunicaciones. Es por eso que, para el análisis de las antenas comúnmente incluidas con los RDS de manera comercial, se requiere conocer las conexiones que se tienen para éstas en los RDS.

El USRP B210 tiene 2 receptores para los cuales la separación entre los conectores para las antenas SMA es de 26 mm (fig. 4.37). Si se consideran las dimensiones como factor limitante de los sistemas implementados con esta tecnología, las antenas incluidas con estos equipos se conectan directamente, esto es, sin cableado adicional, lo cual podría permitir la separación de las antenas para incrementar el desacoplamiento mutuo. Por ello, la separación entre las antenas está determinada por la separación que se tiene en los conectores.



Fig. 4.37 Separación entre puertos de los receptores del USRP B210.

Las antenas consideradas para este análisis son: Jingchang Electron GSM Antenna JCG401, incluida en el kit de evaluación PlutoSDR de Analog Devices [66][67], y la antena tri-banda VERT400 de Ettus Research [68]. En las siguientes figuras se muestran dichas antenas.

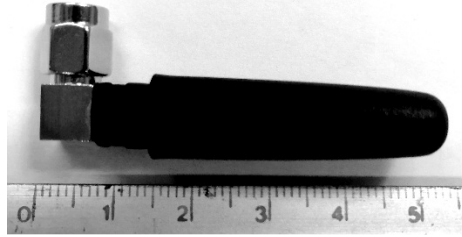


Fig. 4.38 Antena JCG401 de Jingchang Electron [66]. Dimensiones en cm.

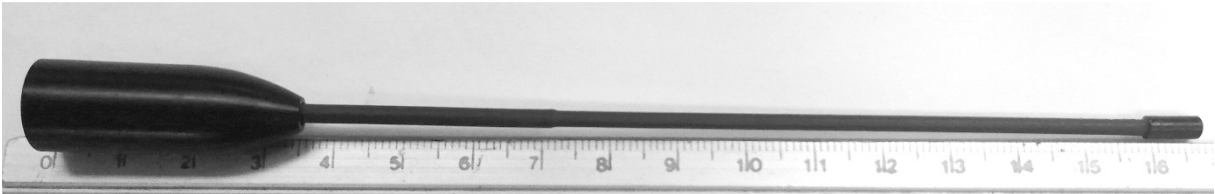


Fig. 4.39 Antena VERT400 de Ettus Research [68]. Dimensiones en cm.

Considerando la separación entre puertos del USRP B210, y mediante el analizador FieldFox RF Analyzer de Agilent Technologies [65], se obtuvieron los parámetros S en la banda ISM 2.4 GHz.

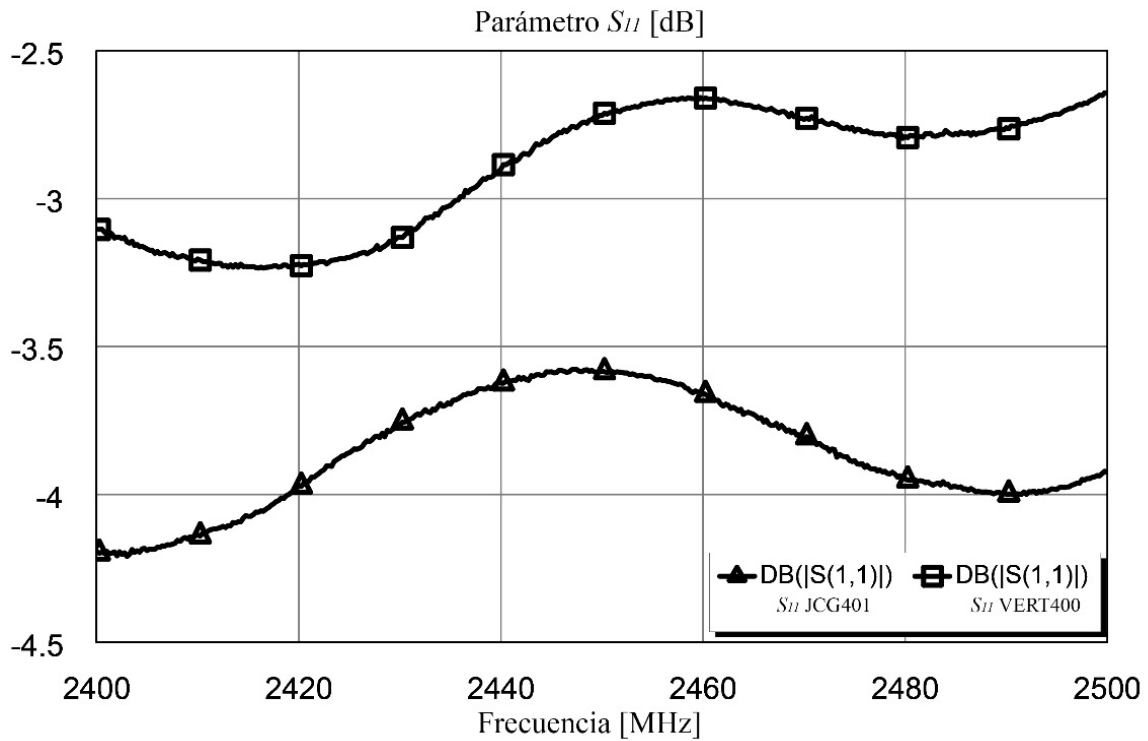


Fig. 4.40 Parámetros S_{11} de las antenas comerciales incluidas con los RDS.

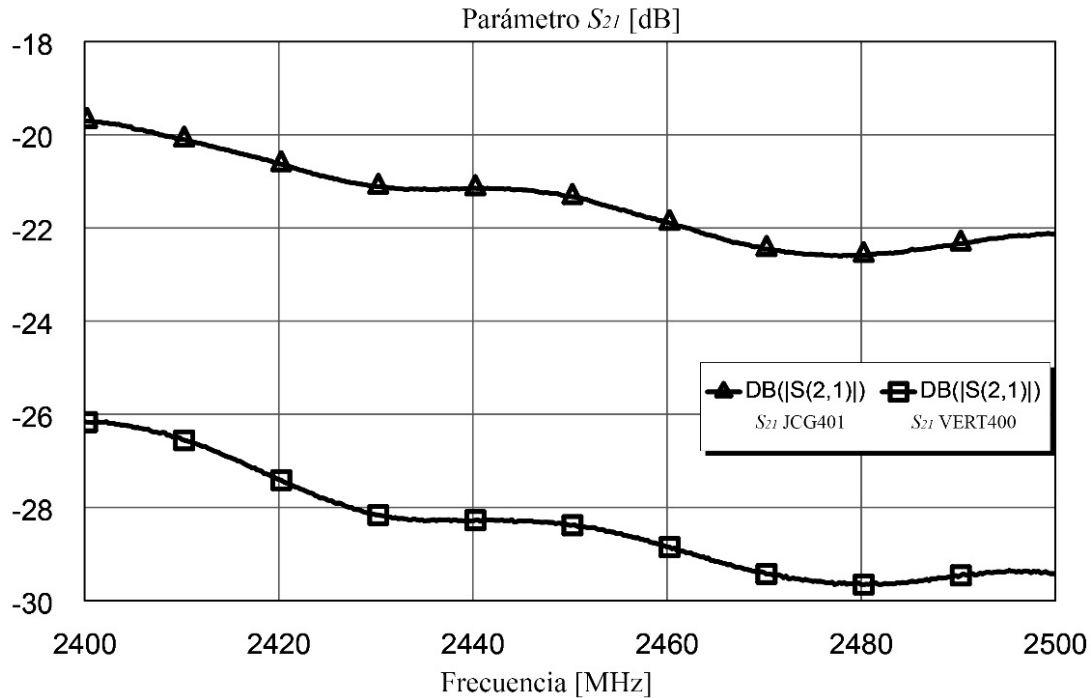


Fig. 4.41 Parámetro S_{21} de las antenas comerciales incluidas con los RDS.

De los resultados anteriores, es posible afirmar que ambos modelos de antenas no son adecuados para la implementación de un sistema de comunicaciones en la banda ISM de interés. A pesar de que el aislamiento entre puertos (parámetro S_{21}) es bueno, el parámetro S_{11} indica un pobre desempeño. Más aún, tanto el fabricante de la antena JCG401, como el de la antena VERT400 indican que las bandas de operación de las antenas se limitan a: 824-894 y 1710-2170 MHz para la primera, y 144, 400 y 1200 MHz para la segunda antena, por lo que quedan fuera de la banda ISM de interés.

Aunque los resultados reportados por Analog Devices [69] indiquen buen desempeño considerando el parámetro S_{21} (fig. 4.42) para el intervalo de frecuencias de operación del PlutoSDR, las antenas incluidas con este RDS no son adecuadas para la implementación de un enlace de comunicaciones debido a las pérdidas por retorno. Con esto, es posible vislumbrar

otra de las limitaciones tecnológicas de los RDS (en conjunto con la antena) en cuanto a su versatilidad en las frecuencias de operación.

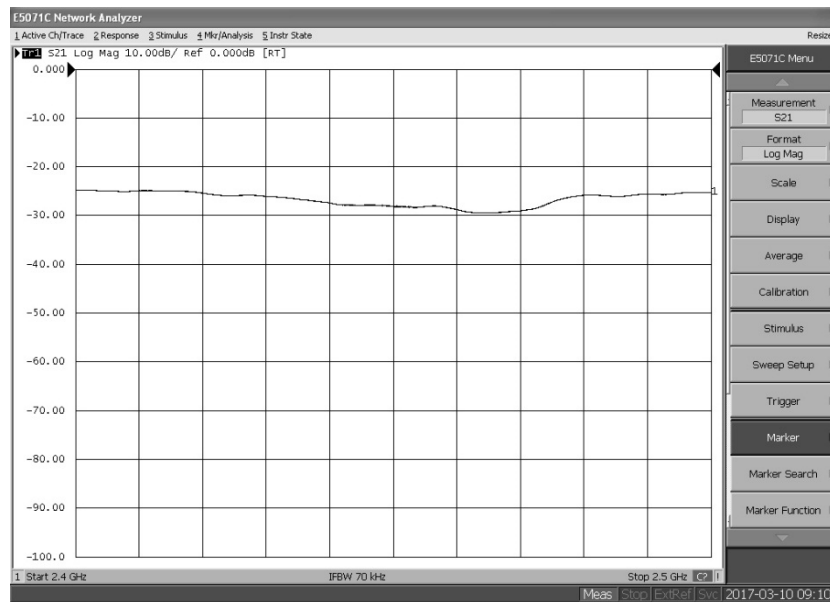


Fig. 4.42 Parámetro S_{21} reportado para las antenas JCG401 por Analog Devices [69].

CONCLUSIONES

En este capítulo se estudiaron las características que deben de tener las antenas para los sistemas de comunicación que emplean técnicas MIMO. De igual forma, se establecieron las herramientas que evalúan el desempeño de dichas antenas.

Existen limitaciones tecnológicas que impiden un desempeño óptimo de la etapa de RF de los RDS en todo el intervalo de frecuencias de operación, lo cual fue analizado con detenimiento en el capítulo 3, problema que también se presenta en la operación de las antenas. Además, existe compromisos entre las características de la antena que limitan aún más su desempeño. Debido a esto, no existe una solución todo-en-uno y constantemente se tienen propuestas, tanto

en el ambiente académico, como en la industria, de diseños de antena, técnicas de desacoplamiento, de incremento de ancho de banda, que buscan desplazar las fronteras y acercar el funcionamiento de las antenas, como de los RDS, al ideal. Esto es, la operación óptima en todo el intervalo de frecuencias.

Con ello, es posible asegurar que el diseño de una antena estará determinado fundamentalmente por: la frecuencia de operación, el ancho de banda, los requerimientos de tamaño, desacoplamiento entre puertos, patrón de radiación, requerimientos del estándar de comunicaciones, entre otros, con lo que el estudio cuidadoso de las ventajas y compromisos es necesario para encontrar la solución más adecuada.

Los procesos de fabricación tienen un impacto en el desempeño de las antenas. La facilidad de construcción, costos de fabricación y consistencia en los resultados cuando se tiene producción en masa, también deben de ser considerados. Así mismo, la resolución de los equipos empleados para la fabricación de los fotolitos y revelado, o del proceso de desbastado mediante máquina de CNC, es crítica conforme se incrementa la frecuencia de operación de las antenas. Dado que el incremento de dicha frecuencia implica una reducción en las dimensiones físicas de éstas, las tolerancias en el diseño y fabricación se reducen. Esto indudablemente orilla al desarrollo de nuevas técnicas de fabricación más sofisticadas.

Las herramientas computacionales simplifican dicho proceso de diseño y evaluación de las antenas, ya que permiten evaluar el desempeño en función de uno o varios parámetros de éstas, particularmente, las dimensiones de alguno de sus elementos. Con ello, es posible como objetivo optimizar el diseño con alguna de sus características. Dicho proceso puede ser automatizado empleando las herramientas computacionales, lo cual facilita la tarea, reduciendo tiempo y costos.

Debido al desempeño obtenido de las antenas fabricadas con procesos fotolitográficos, éstas serán utilizadas para la implementación y evaluación de los enlaces en el capítulo siguiente.

REFERENCIAS

- [1] Ettus Research, “USRP B210 USB Software Defined Radio (SDR),” *Ettus Research*. [Online]. Disponible: <http://www.ettus.com/all-products/UB210-KIT/>. [Último acceso: 24-May-2019].
- [2] “AD9361,” *AD9361 Datasheet and Product Info | Analog Devices*. [Online]. Disponible: <https://www.analog.com/en/products/ad9361.html>. [Último acceso: 24-May-2019].
- [3] “GNURadioCompanion,” *What is GNU Radio? - GNU Radio*. [Online]. Disponible: <https://wiki.gnuradio.org/index.php/GNURadioCompanion>. [Último acceso: 29-Nov-2018].
- [4] “MIMO basics for GNU Radio,” *MIMO basics for GNU Radio*. [Online]. Disponible: <https://mimognuradio.wordpress.com/>. [Último acceso: 24-May-2019].
- [5] E. Aebli, M. Williams, E. Wisniewski, “Implementation of a MIMO Transceiver Using GNU Radio,” *Final Report – Team 1604*, The MITRE Corporation, 2015.
- [6] Shi and Xinya, “Implementation of Alamouti MIMO Communication System Using USRP/GNU Radio Transceivers,” UBIR XMLUI. [Online]. Disponible: <https://ubir.buffalo.edu/xmlui/handle/10477/50794>. [Último acceso: 25-May-2019]
- [7] IEEE Std. 802.11g–2003: Wireless LAN Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) Specifications: Further Higher Data Rate Extension in the 2.4 GHz Band, *IEEE Computer Society*, 2003.
- [8] IEEE Std. 802.16: Wireless Metropolitan Area Networks, *IEEE Working Group on Broadband Wireless Access Standards*. 2018.
- [9] “The MobileBroadband Standard”, *3GPP specification series: LTE – 36series*. [Online]. Disponible: <https://www.3gpp.org/DynaReport/36-series.htm>. [Último acceso: 26-May-2019].
- [10] Malviya, R. K. Panigrahi, and M. V. Kartikeyan, “MIMO Antennas with Diversity and Mutual Coupling Reduction Techniques: A Review,” *International Journal of Microwave and Wireless Technologies*, vol. 9, no. 8, pp. 1763–1780, 2017.

- [11] D. M. Pozar, *Microwave engineering*. Hoboken, NJ: Wiley, ch. 4, sect. 4.3, pp. 178. 2012
- [12] M. Han and J. Choi, "Dual-band MIMO Antenna Using Polarization Diversity for 4g Mobile Handset Application," *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 53, no. 9, pp. 2075–2079, 2011.
- [13] S. Blanch, J. Romeu, and I. Corbella, "Exact Representation of Antenna System Diversity Performance from Input Parameter Description," *Electronics Letters*, vol. 39, no. 9, p. 705, 2003.
- [14] D.-G. Yang, D. O. Kim, and C.-Y. Kim, "Design of Dual-Band MIMO Monopole Antenna with High Isolation Using Slotted CSRR for WLAN," *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 56, no. 10, pp. 2252–2257, 2014.
- [15] R. Vaughan and J. Andersen, "Antenna Diversity in Mobile Communications," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 36, no. 4, pp. 149–172, 1987.
- [16] G. B. Arfken and H.-J. Weber, *Mathematical Methods for Physicists*, 6th ed., ch. 10, pp. 629. Amsterdam: Elsevier Acad. Press, 2011.
- [17] C. A. Balanis, *Antenna Theory - Analysis and Design*. John Wiley & Sons. 3rd Ed., ch. 2, sect. 2.2.5, pp. 36, 2005.
- [18] S. Ghosh, T.-N. Tran, and T. Le-Ngoc, "Miniaturized Four-Element Diversity PIFA," *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 12, pp. 396–400, 2013.
- [19] H. S. Singh, G. K. Pandey, P. K. Bharti, and M. K. Meshram, "A Compact Dual-Band Diversity Antenna for WLAN Applications with High Isolation," *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 57, no. 4, pp. 906–912, 2015.
- [20] M. S. Sharawi, M. U. Khan, A. B. Numan, and D. N. Aloï, "A CSRR Loaded MIMO Antenna System for ISM Band Operation," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 61, no. 8, pp. 4265–4274, 2013.
- [21] G. V. Tsoulos, *MIMO System Technology for Wireless Communications*. Boca Raton: CRC/Taylor & Francis, 2006.
- [22] H. K. Bizaki, *MIMO Systems, Theory and Applications*. InTech, 2011.
- [23] D. Manteuffel, "MIMO Antenna Design Challenges," *2009 Loughborough Antennas & Propagation Conference*, 2009.
- [24] S. Zhang, P. Zetterberg, and S. He, "Printed MIMO Antenna System of Four Closely-Spaced Elements with Large Bandwidth and High Isolation," *Electronics Letters*, vol. 46, no. 15, p. 1052, 2010.

- [25] Tsai, Cheng-Hua & Hsu, Powen and Liu, Chang-Chih. "A Polarization Diversity MIMO Antenna Design for WiMAX Dongle Application," *2010 Asia-Pacific Microwave Conference*, 2010.
- [26] J. R. Costa, E. B. Lima, C. R. Medeiros, and C. A. Fernandes, "Evaluation of a New Wideband Slot Array for MIMO Performance Enhancement in Indoor WLANs," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 59, no. 4, pp. 1200–1206, 2011.
- [27] B. K. Lau and Z. Ying, "Antenna Design Challenges and Solutions for Compact MIMO Terminals," *2011 International Workshop on Antenna Technology (iWAT)*, 2011.
- [28] A. Diallo, C. Luxey, P. L. Thuc, R. Staraj, and G. Kossiavas, "Study and Reduction of the Mutual Coupling Between Two Mobile Phone PIFAs Operating in the DCS1800 and UMTS Bands," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 54, no. 11, pp. 3063–3074, 2006.
- [29] S.-W. Su, C.-T. Lee, and F.-S. Chang, "Printed MIMO-Antenna System Using Neutralization-Line Technique for Wireless USB-Dongle Applications," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 60, no. 2, pp. 456–463, 2012.
- [30] W. Marzudi, Z.Z. Abidin¹, S.Z. Muji, Ma Yue and Raed A. Abd-Alhameed, "Minimization of Mutual Coupling Using Neutralization Line Technique for 2.4 GHz Wireless Applications," *International Journal of Digital Information and Wireless Communications*, vol. 4, no. 3, pp. 292–298, 2014.
- [31] R. T. Maximidis, C. L. Zekios, T. N. Kaifas, E. E. Vafiadis, and G. A. Kyriacou, "Characteristic Mode Analysis of Composite Metal-Dielectric Structure, Based on Surface Integral Equation/Moment Method," *The 8th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP 2014)*, 2014.
- [32] R. Bhatti, J.-H. Choi, S.-O. Park, "Quad-Band MIMO Antenna Array for Portable Wireless Communications Terminals," *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 8, pp. 129–132, 2009.
- [33] M. Pelosi, M. B. Knudsen, and G. F. Pedersen, "Multiple Antenna Systems with Inherently Decoupled Radiators," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 60, no. 2, pp. 503–515, 2012.
- [34] C.-Y. Chiu, C.-H. Cheng, R. D. Murch, and C. R. Rowell, "Reduction of Mutual Coupling Between Closely-Packed Antenna Elements," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 55, no. 6, pp. 1732–1738, 2007.
- [35] Y. Gao, X. Chen, Z. Ying, and C. Parini, "Design and Performance Investigation of a Dual-Element PIFA Array at 2.5 GHz for MIMO Terminal," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 55, no. 12, pp. 3433–3441, 2007.

- [36] C. Volmer, J. R. Weber, R. Stephan, K. Blau, and M. A. Hein, "An Eigen-Analysis of Compact Antenna Arrays and Its Application to Port Decoupling," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 56, no. 2, pp. 360–370, 2008.
- [37] B. K. Lau, J. Andersen, G. Kristensson, and A. Molisch, "Impact of Matching Network on Bandwidth of Compact Antenna Arrays," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 54, no. 11, pp. 3225–3238, 2006.
- [38] Y. Xie, L. Li, C. Zhu, C.-H. Liang, "A Novel Dual-Band Patch Antenna with Complementary Split Ring Resonators Embedded in The Ground Plane," *Progress in Electromagnetics Research Letters*, vol. 25, pp. 117–126, 2011.
- [39] K. Payandehjoo and R. Abhari, "Employing EBG Structures in Multiantenna Systems for Improving Isolation and Diversity Gain," *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 8, pp. 1162–1165, 2009.
- [40] C.-C. Hsu, K.-H. Lin, and H.-L. Su, "Implementation of Broadband Isolator Using Metamaterial-Inspired Resonators and a T-Shaped Branch for MIMO Antennas," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 59, no. 10, pp. 3936–3939, 2011.
- [41] D. Browne, M. Manteghi, M. Fitz, and Y. Rahmat-Samii, "Experiments with Compact Antenna Arrays for MIMO Radio Communications," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 54, no. 11, pp. 3239–3250, 2006.
- [42] M. S. Sharawi, S. S. Iqbal, and Y. S. Faouri, "An 800 MHz 2x1 Compact MIMO Antenna System for LTE Handsets," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 59, no. 8, pp. 3128–3131, 2011.
- [43] X.-X. Xia, Q.-X. Chu, and J.-F. Li, "Design of A Compact Wideband MIMO Antenna for Mobile Terminals," *Progress in Electromagnetics Research C*, vol. 41, pp. 163–174, 2013.
- [44] M. Chanda, K. Sarmah, S. Goswami, and K. K. Sarma, "2x1 MIMO Antenna at 2.4 GHz with Improved Isolation," *2019 6th International Conference on Signal Processing and Integrated Networks (SPIN)*, 2019.
- [45] "ANSYS HFSS," *High Frequency Electromagnetic Field Simulation Software*. [Online]. Disponible: <https://www.ansys.com/products/electronics/ansys-hfss>. [Ultimo acceso: 29-Sep-2019].
- [46] "CST Studio Suite 3D EM Analysis Software SIMULIA by Dassault Systèmes®," *CST Studio Suite 3D EM analysis software SIMULIA by Dassault Systèmes®*. [Online]. Disponible: <https://www.3ds.com/products-services/simulia/products/cst-studio-suite/>. [Ultimo acceso: 29-Sep-2019].

- [47] “Numerical Electromagnetics Code NEC2 unofficial home page,” *Numerical Electromagnetics Code NEC2 unofficial home page*. [Online]. Disponible: <https://www.nec2.org/>. [Ultimo acceso: 29-Sep-2019].
- [48] “Home – Antenna Simulator,” *AN-SOF Home Page*. [Online]. Disponible: <http://www.antennasimulator.com/>. [Ultimo acceso: 30-Sep-2019].
- [49] H. S. Mewara, M. M. Sharma, M. Sharma, and A. Dadhich, “A Novel Ultra-Wide Band Antenna Design Using Notches, Stepped Microstrip Feed and Beveled Partial Ground with Beveled Parasitic Strip,” *2013 IEEE Applied Electromagnetics Conference (AEMC)*, 2013.
- [50] L. Wei, Q. Jinghui, S. Ying, and L. Guolin, “A Strip-Line Loaded Wide Slot Ultra Wideband Antenna,” *2012 International Conference on Microwave and Millimeter Wave Technology (ICMMT)*, 2012.
- [51] S. D. Mahamine and R. P. Labade, “A Design of Integrated GSM and Bluetooth Ultra Wide Band Printed Monopole Antenna (UWB) for Wireless Applications,” *2015 IEEE Bombay Section Symposium (IBSS)*, 2015.
- [52] M. A. Peyrot-Solis, J. A. Tirado-Mendez, R. Flores-Leal, and H. Jardon-Aguilar, “Planarized Flag-Type Directive UWB Antenna,” *2013 10th International Conference on Electrical Engineering, Computing Science and Automatic Control (CCE)*, 2013.
- [53] H. Lee, D. Ren, and J. H. Choi, “Dual-Band and Polarization-Flexible CRLH Substrate-Integrated Waveguide Resonant Antenna,” *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 17, no. 8, pp. 1469–1472, 2018.
- [54] Y.-Y. Chen, Y.-C. Jiao, G. Zhao, F. Zhang, Z.-L. Liao, and Y. Tian, “Dual-Band Dual-Sense Circularly Polarized Slot Antenna with a C-Shaped Grounded Strip,” *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 10, pp. 915–918, 2011.
- [55] S. Agarwal, A. Basu, M. P. Abegaonkar, and S. K. Koul, “Frequency Reconfigurable Active Antenna,” *2014 International Symposium on Antennas and Propagation Conference Proceedings*, 2014.
- [56] A. E. Cohen, A. Uyar, S. Paralikas, and D. A. Heide, “Digital VHF/UHF Antenna Selector Implemented in Software Defined Radio,” *2018 9th IEEE Annual Ubiquitous Computing, Electronics & Mobile Communication Conference (UEMCON)*, 2018.
- [57] D. A. Ketzaki and T. V. Yioultis, “Metamaterial-Based Design of Planar Compact MIMO Monopoles,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 61, no. 5, pp. 2758–2766, 2013.
- [58] C. A. Balanis, *Antenna Theory - Analysis and Design*. John Wiley & Sons. 3rd Ed., ch. 16, sect. 16.10.3, pp. 983, 2005.

- [59] “Return Loss to VSWR Conversion Table” *Marki Microwave*. [Online]. Disponible: <https://www.markimicrowave.com/blog/wp-content/uploads/2016/11/return-loss-to-vswr.pdf>. [Ultimo acceso: 29-Nov-2018].
- [60] A. A. Roy, J. M. Mom, and D. T. Kureve, “Effect of Dielectric Constant on the Design of Rectangular Microstrip Antenna,” *2013 IEEE International Conference on Emerging & Sustainable Technologies for Power & ICT in a Developing Society (NIGERCON)*, 2013.
- [61] Circuit People, “What is Gerber File,” *Circuit People LLC*. [Online]. Disponible: <https://circuitpeople.com/Blog/WhatIsAGerberFile.aspx>. [Ultimo acceso: 29-Nov-2018].
- [62] K. Dare, “KVB30D UV Exposure Box,” *Kinsten. KVB30D UV Exposure Box*. [Online]. Disponible: <https://kinsten.co/?group=eq&page=kvb30d>. [Ultimo acceso: 29-Nov-2018].
- [63] “Software CircuitCAM v7,” *CAM*. [Online]. Disponible: <https://www.circuitcam.com/>. [Ultimo acceso: 03-Oct-2019].
- [64] “E8362B PNA Network Analyzer, 10 MHz to 20 GHz,” *E8362B PNA Series [Obsolete] | Keysight (formerly Agilent's Electronic Measurement)*. [Online]. Available: <https://www.keysight.com/en/pd-72279-pn-E8362B/pna-series?cc=US&lc=eng>. [Ultimo acceso: 03-Oct-2019].
- [65] “FieldFox Handheld RF and Microwave Analyzers,” *FieldFox Handheld RF and Microwave Analyzers | Keysight (formerly Agilent's Electronic Measurement)*. [Online]. Disponible: <https://www.keysight.com/en/pcx-x205201/fieldfox-handheld-rf-and-microwave-analyzers>. [Ultimo acceso: 03-Oct-2019].
- [66] “GSM Antenna JGC401 | Jinchang Electron Global Service” *Jiaying Jinchang Electronic Technology CO., LTD.*, [Online]. Disponible: https://wiki.analog.com/_media/university/tools/pluto/users/jcg401.pdf. [Ultimo acceso: 29-Nov-2018].
- [67] “ADALM-PLUTO,” *ADALM-PLUTO Evaluation Board | Analog Devices*. [Online]. Disponible: <https://www.analog.com/en/design-center/evaluation-hardware-and-software/evaluation-boards-kits/adalm-pluto.html>. [Ultimo acceso: 04-Oct-2019].
- [68] Ettus Research, “VERT400 Antenna,” *Ettus Research*. [Online]. Disponible: <https://www.ettus.com/all-products/vert400/>. [Ultimo acceso: 04-Oct-2019].
- [69] “Wiki,” *ADALM-PLUTO Antennas [Analog Devices Wiki]*. [Online]. Disponible: <https://wiki.analog.com/university/tools/pluto/users/antennas>. [Ultimo acceso: 04-Oct-2019].
- [70] H. S. Singh, G. K. Pandey, P. K. Bharti, and M. K. Meshram, “A compact dual-band diversity antenna for WLAN applications with high isolation,” *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 57, no. 4, pp. 906–912, 2015.

Capítulo 5. Implementación de un Sistema Punto a Punto MIMO con Radios Universales Definidos por *Software*

Uno de los diferenciadores de la tecnología de los Radios Definidos por *Software* (RDS) es que el procesamiento de las señales se realiza en el dominio digital dentro de una computadora, DSP, etc., mediante el uso de herramientas computacionales. El empleo de GNU Radio Companion [1] no sólo permite controlar a los radios, sino también realizar procesamiento de señales generadas dentro de la misma computadora. Esto es, se pueden realizar simulaciones de sistemas de comunicaciones completos, incluyendo el modelado del canal (atenuación, cambios de fase, ruidos, multitrayectorias, etc.), lo cual da mayor flexibilidad para evaluar el diseño antes de ser implementado con dispositivos físicos.

Así mismo, como es bien establecido en el área de comunicaciones digitales, una de las formas de evaluar el desempeño de un sistema de comunicaciones es mediante el BER, que es la tasa de bits erróneos. Dado que en este capítulo se evaluará el desempeño de distintos enlaces empleando RDS, es necesario establecer un valor de desempeño de referencia, por lo que la capacidad de simular enlaces dentro de la plataforma computacional resulta de gran utilidad.

5.1 Simulación y Evaluación de un Enlace dentro de la plataforma GNU Radio

Para evaluar el desempeño en un enlace de comunicaciones, es necesario comparar la señal recibida con la transmitida. Por facilidad de procesamiento, la fuente de información empleada para estas pruebas será un archivo de texto (.txt) con 10^6 caracteres aleatorios. Dado que dichos

caracteres se codifican en código ASCII (del inglés *American Standard Code for Information Interchange*) empleando 8 bits para cada uno [2], el total de bits contenidos en el archivo es de 8 millones. Esto permite extraer información estadística para establecer el BER. En las figuras 5.1 y 5.2 se muestra el diagrama a bloques de la fuente de información, la conversión de caracteres alfanuméricos a bits y el despliegue de éstos en función del tiempo [3].

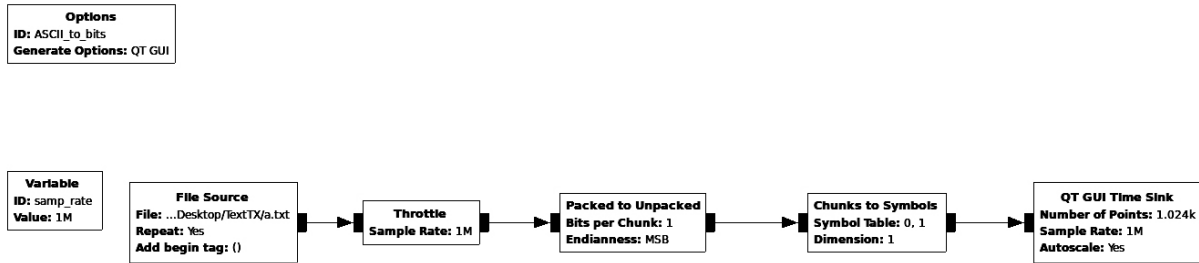


Fig. 5.1 Diagrama a bloques de la fuente de información .txt y la conversión de ASCII a bits.

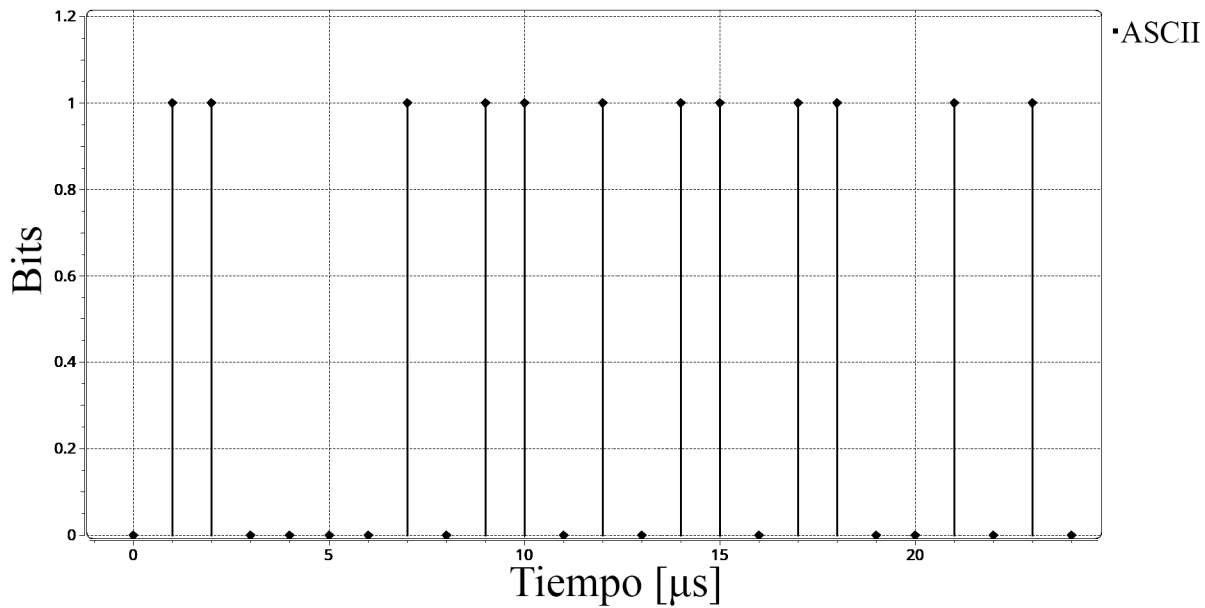


Fig. 5.2 Despliegue de los bits de la fuente de información .txt con respecto al tiempo.

De la figura 5.1, el bloque *File Source* se encarga de extraer la información contenida en el archivo de texto para su procesamiento dentro de la plataforma de GNU Radio. Para ello, en las opciones de datos de salida (*output type*) se selecciona *byte*. Posteriormente, para el despliegue de los bits, es necesario realizar la conversión de dichos datos de salida a símbolos que puedan

ser representados en el tiempo. Por ello, el bloque *Packed to Unpacked* extrae los bits que conforman cada palabra (byte) que entrega el bloque previo. Después, el bloque *Chunks to Symbols* realiza un mapeo o representación de dichos bits a un valor numérico en forma flotante (*float*). Puesto que los bits se representan con ceros y unos, en los argumentos del bloque – *Symbol table* – se establecen estos valores con los cuales se realiza el mapeo. Finalmente, el bloque *QT Time Sink* realiza el despliegue de los símbolos mapeados en función del tiempo, similar al funcionamiento de un osciloscopio (fig. 5.2).

El bloque *Variable* permite definir variables con distintos valores que pueden ser utilizadas por todos los bloques del diagrama. En la figura 5.1, este bloque define la frecuencia de muestreo con la cual se procesa la información en cada bloque. El parámetro “*ID*” de dicho bloque define el nombre de la variable (identificador) y *Value* el valor asignado a ésta. Puesto que la frecuencia de muestreo es de 1×10^6 , cada bit tendrá una duración de $1 \mu\text{s}$. Por ello, en la figura 5.2, cada muestra graficada representa un bit. De la figura 5.2 es posible observar que se tienen la siguiente secuencia de bits: 01100001, 01101011, y 01100101; los cuales corresponden a los caracteres a, k y e en la codificación antes mencionada. Como el procesamiento se realiza en una plataforma computacional, la representación de la información, sea cual sea su naturaleza, es mediante bits, por lo cual, es posible transmitir, recibir y procesar información proveniente de cualquier fuente, sin importar el tipo de archivo, formato, estructura, etc.

Basado en [4], en la siguiente figura se muestra el diagrama de un transceptor con esquema de modulación en fase binaria diferencial (DBPSK, del inglés *Differential Binary Phase Shift Keying*) con condiciones ideales, esto es, la señal transmitida no sufre cambios debido al canal (distorsión, ruido, interferencia, etc., tanto del sistema como del medio de propagación) lo cual permite corroborar el correcto funcionamiento de los bloques antes de realizar la transmisión

en enlaces reales, o en su defecto, enlaces simulados con condiciones de canal adversas con fines comparativos.

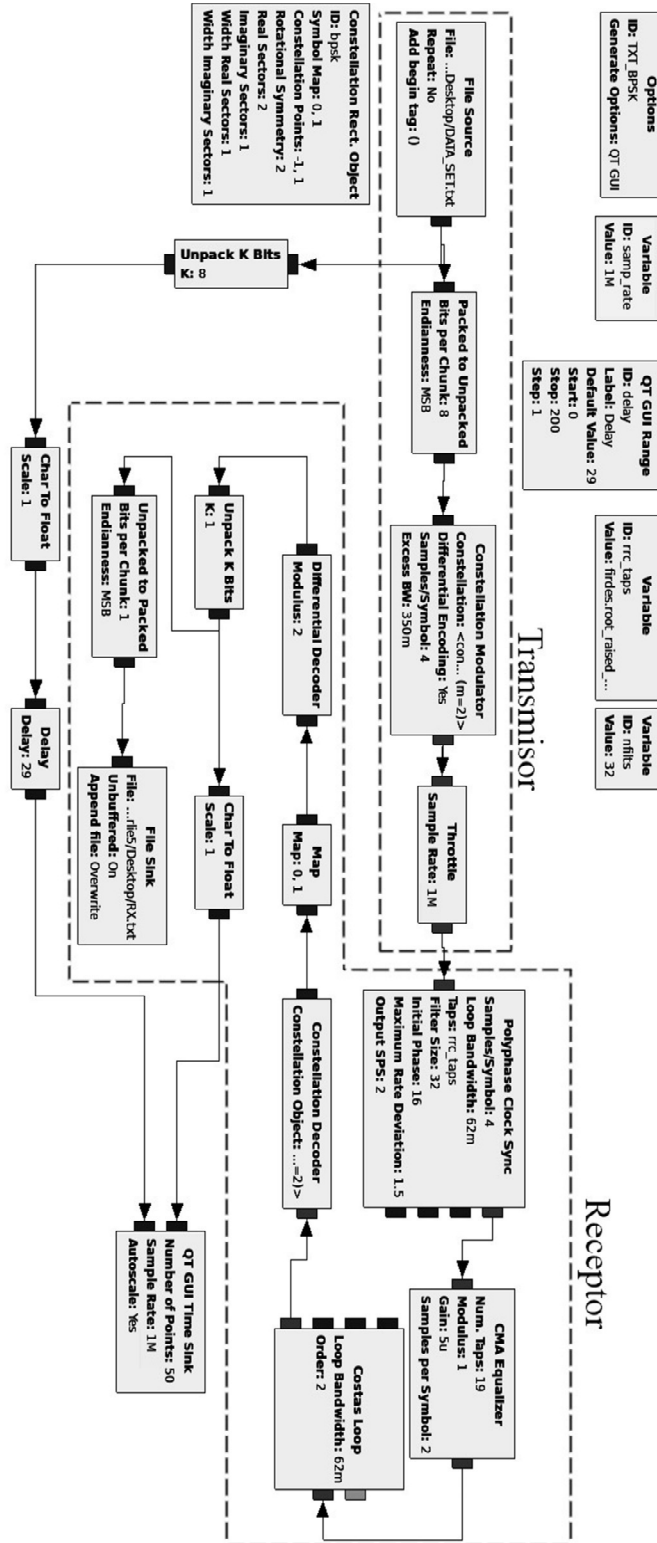


Fig. 5.3 Diagrama a bloques de un transceptor ideal en GNU Radio.

De la figura anterior, es posible observar las dos secciones que conforman al transceptor. Similar al funcionamiento del diagrama de la figura 5.1, el transmisor cuenta con una fuente de información, la cual convierte el texto contenido en el archivo con extensión .txt a una cadena de 8 bits de información (byte). Posteriormente, cada bit es agrupado con 7 bits de control en el bloque *Packed to Unpacked*, en donde el bit de información es colocado en la posición del bit más significativo (MSB, del inglés *Most Significant Bit*), esto se debe a que el modulador de fase requiere que cada bit de información sea procesado como un byte. Estos bits de control no son transmitidos. El bloque *Constellation Modulator* emplea la información contenida en el bloque *Constellation Rect. Object*, el cual describe el orden de modulación en fase (en este caso binaria – BPSK), los símbolos (0 y 1), la constelación de los símbolos (-1 y 1 en el eje Real) y descripción de la simetría de la constelación. Este bloque permite definir esquemas de modulación en fase con constelaciones de símbolos no tradicionales, lo cual incrementa la flexibilidad de los esquemas de modulación (como los esquemas QAM). En los atributos del bloque *Constellation Modulator*, en el campo *Constellation*, se escribe el nombre del objeto que define la constelación – identificador (campo *ID* del bloque *Constellation Rect. Object*), se elige el tipo de modulación (diferencial/no diferencial), se elige el valor del sobre-muestreo ($Samples/Symbol \geq 2$), con el cual se busca que sea el mínimo posible y que iguale la frecuencia de muestreo de los RDS. Finalmente, dado que el modulador emplea un filtro formador de pulso de la raíz del coseno alzado (RRC, del inglés *Root-Raised-Cosine Filter*), el cual se describe mediante el parámetro matemático alfa (α , *Excess Bandwidth* en el bloque de GNURadio), y tiene la función de reducir el ancho de banda empleado para la transmisión de la información al no transmitir pulsos cuadrados. En la siguiente figura se muestra la respuesta en frecuencia de distintos filtros formadores con diferentes valores del parámetro alfa.

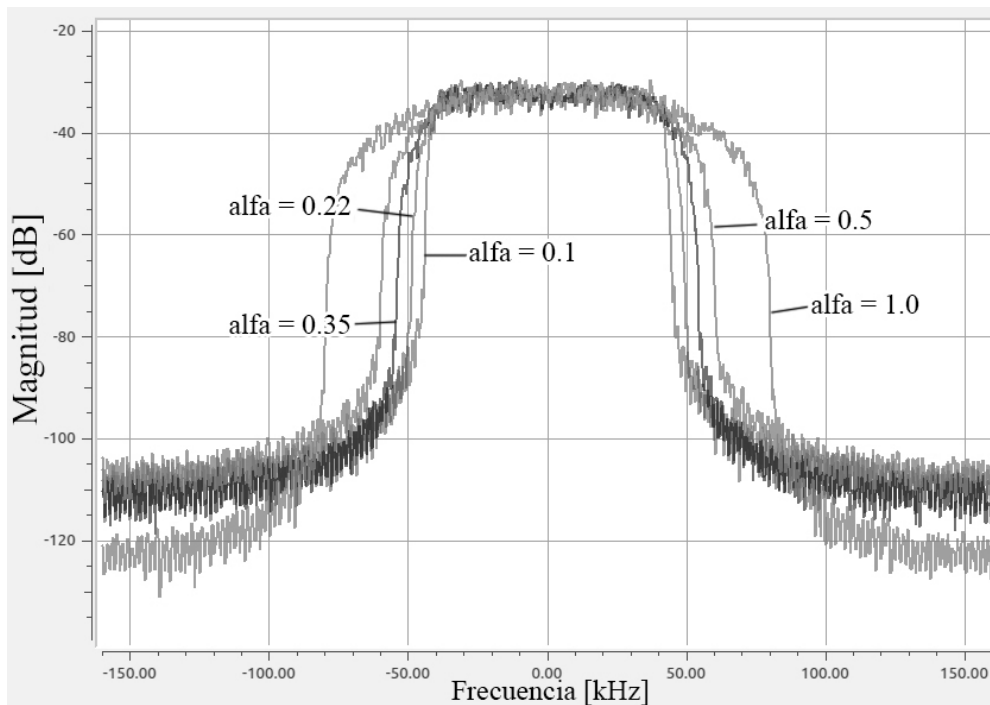


Fig. 5.4 Respuesta en frecuencia de distintos filtros RRC del bloque *Constellation Modulator* de GNU Radio para una frecuencia de muestreo de 32 kps [4].

Finalmente, el tipo de datos a la salida del modulador es de tipo complejo (*Complex*). El bloque *Throttle* emplea el mismo tipo de datos y es el que controla la velocidad de transferencia de las muestras en función de la frecuencia de muestreo seleccionada en el bloque *Variable – samp_rate*, lo cual asegura los ciclos de trabajo de los bloques y evita desbordamientos de datos en el procesador. Este bloque es imprescindible cuando no exista en el diagrama de GNU Radio otro bloque que regule el flujo de datos.

Por otro lado, el receptor está conformado por 8 bloques, los cuales se describen con detalle a continuación:

Polyphase Clock Sync: El filtro RRC empleado en el modulador introduce interferencia entre símbolos (ISI) debido a la naturaleza del mismo. En la figura 5.5 se puede ver la respuesta en el dominio del tiempo y en la frecuencia de un pulso cuadrado y un pulso formado por un filtro RRC.

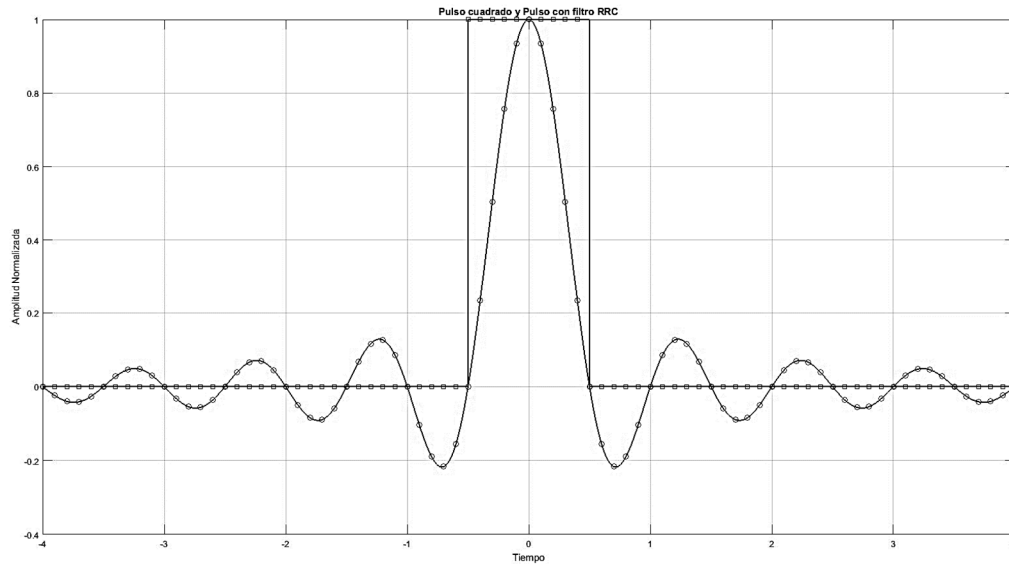


Fig. 5.5 Representación en tiempo de un pulso cuadrado y un pulso formado con filtro RRC.

Los lóbulos que se generan como consecuencia del proceso de filtrado en el modulador afectan a los símbolos siguientes. Sin embargo, al emplear filtros acoplados en el receptor, es posible reducir la interferencia inter-simbólica y recuperar la información de manera apropiada. En la figura 5.6 se muestra el proceso de transmisión de 4 bits con valor de 1, y la recepción empleando filtros acoplados, considerando que los tiempos de muestreo del receptor coinciden con los del transmisor.

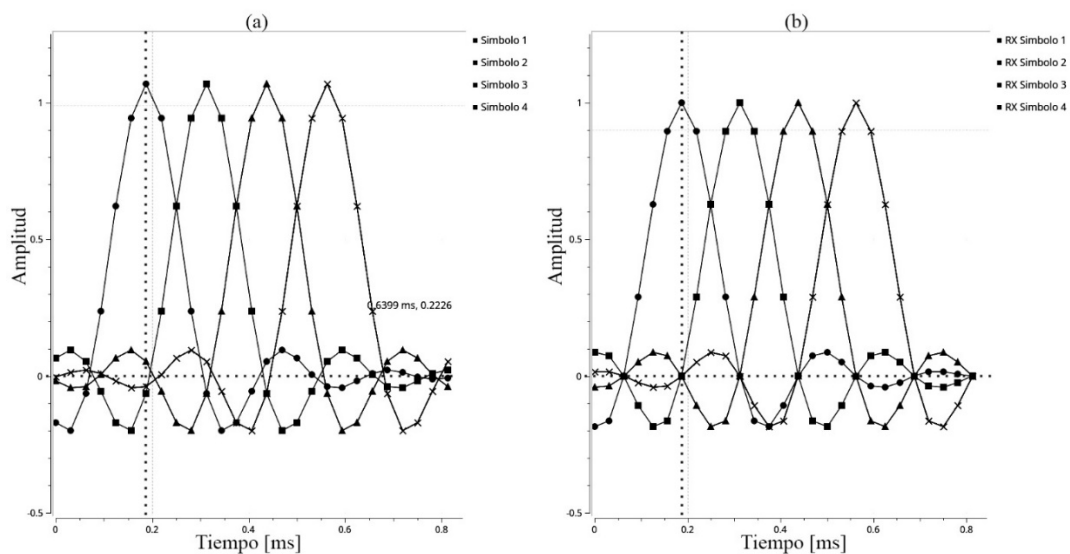


Fig. 5.6 Transmisión de 4 bits de información, donde (a) es la salida del filtro RRC del modulador y (b) es la salida del filtro acoplado en el receptor.

De la figura anterior se observa que, en condiciones ideales, a la salida del modulador (a), el valor máximo del primer símbolo presenta interferencia debido a los símbolos siguientes, lo cual degrada la SNR. Sin embargo, al emplear filtros acoplados en el receptor, los valores máximos de cada símbolo coinciden con los cruces por cero de los otros símbolos (b). Esta característica de los filtros acoplados permite maximizar la SNR y minimizar (eliminar, en el caso ideal) la interferencia inter-simbólica.

Para aprovechar esta característica, es necesario que, en el receptor, el muestreo se realice en los puntos de máximo valor del símbolo y mínima interferencia inter-simbólica. El bloque *Polyphase Clock Sync* puede observarse como un banco de n filtros, cada uno con diferente fase. Cuando la SNR de alguno de los filtros es máxima, el corrimiento en fase de dicho filtro permite ajustar el reloj de muestreo, con lo cual se logran las condiciones antes mencionadas. El número de filtros en dicho banco es inversamente proporcional al error de los tiempos de muestreo. De forma general, asignando 32 filtros a este bloque (*Variable – nfilts* en el diagrama de la figura 5.3), el intervalo dinámico determinado por la interferencia inter-simbólica es mayor al que se tiene debido al ruido de cuantización con 16 bits, lo cual es suficiente para fines prácticos. Incrementando el número de filtros se reducen los efectos de la interferencia inter-simbólica con la limitante del costo computacional.

Los argumentos que recibe este bloque son:

- *Samples/Symbol*: Determina el número de muestras por cada símbolo. Debe coincidir con el valor asignado en el bloque modulador.
- *Loop Bandwidth*: Determina el ancho de banda del filtro pasa-bajas que proporciona la señal de control para la recuperación de la sincronía [5]. Usualmente para este bloque se establece un ancho de banda $\leq 2\pi/100$ [6].

- *Taps*: Establece el tipo de filtro y el número de etapas del mismo. En el diagrama de la figura 5.3 se define con la variable *rrc_taps*, la cual describe los filtros RRC mediante la función de diseño *firdes.root_raised_cosine()*[7], donde los argumentos de dicha función son: *nfilts*, *nfilts*, $1.0/\text{float}(SPS)$, *alfa*, $11*SPS*nfilts$. Donde *nfilts* es el número de filtros de fase con el cual se recupera la sincronía (usualmente 32), *SPS* es el valor asignado a *Samples/Symbol*, y *alfa* es el parámetro que determina el ancho de banda del filtro.
- *Filter Size*: Es el número de filtros en el banco con el cual se realiza la recuperación del reloj de muestreo (*nfilts*).
- *Initial Phase*: Es el filtro de fase con el cual inicia el funcionamiento dicho bloque.
- *Output SPS*: Es la tasa de salida de las muestras. Puesto que en el modulador se hizo un sobre-muestreo de la señal (definido con el parámetro *Samples/Symbol*) es necesario regresar a la tasa de muestreo original antes de recuperar la información.

CMA Equalizer: Este bloque es un igualador de canal ciego de módulo constante, el cual no requiere información del estado del canal para su funcionamiento y permite corregir la distorsión en frecuencia provocada por los efectos de canal. Los argumentos de este bloque son:

- *Num. Taps*: Número de etapas del filtro FIR (a mayor número, mejor desempeño con mayor costo computacional). Este valor puede determinarse en función del conocimiento de canal. Mediante pruebas y simulaciones se ha determinado que 11 etapas ofrecen un buen compromiso entre desempeño/costo computacional [4].
- *Modulus*: Es el módulo de cada una de las muestras de fase y cuadratura $I^2 + Q^2$. Este bloque busca quitar las variaciones de amplitud de la portadora debido a las multi-

trayectorias. Para esquemas de modulación en fase (BPSK, QPSK, 8PSK), el valor de este parámetro es unitario.

- *Gain*: También denominado como “mu” en la documentación oficial de GNU Radio, es el valor del intervalo sobre el cual se efectúa la igualación de canal. Este parámetro depende de las estadísticas de alto orden de la señal procesada y se busca que dicho valor sea mínimo [8] (con un valor de 10^{-9} se tienen buenos resultados).
- *Samples per Symbol*: Corresponde al valor de muestras por símbolo de salida del bloque previo.

El tipo de datos para este bloque es complejo (*complex*) tanto para la entrada como para la salida.

Costas Loop: Este bloque permite recuperar la sincronía de la portadora, el cual puede tratarse como un PLL doble, en donde el primer lazo procesa la rama en fase (*I*) y el otro sobre la rama en cuadratura (*Q*). Con esto, es posible recuperar la frecuencia y fase de la portadora. Los parámetros de este bloque son:

- *Loop Bandwidth*: Es el ancho de banda del filtro pasa-bajas que entrega la señal de error del lazo. Generalmente el valor utilizado para esquemas PSK en GNU Radio es $\leq 2\pi/100$.
- *Order*: Indica el orden de modulación de la señal recibida. 2 para BPSK, 4 para QPSK y 8 para 8PSK.

El tipo de datos para este bloque es complejo (*complex*) tanto para la entrada como para la salida.

Constellation Decoder: Este bloque realiza la demodulación en función de la información contenida en el bloque *Constellation Rect. Object*. El tipo de datos de entrada para este bloque es complejo y la salida, para el diagrama mostrado en la figura 5.2 es de tipo byte.

Map: Este bloque realiza la conversión entre los símbolos detectados en la demodulación (como cambios de fase), por símbolos numéricos empleados en la representación de la información. Los símbolos definidos en este bloque deben de coincidir con los símbolos definidos en el bloque *Constellation Rect. Object*, en el campo *Symbol Map*.

Differential Decoder: Este bloque se emplea en el receptor cuando en el transmisor se utilizan esquemas de modulación diferenciales. En éstos, la información no se codifica directamente en la fase de la portadora sino en los cambios de la fase relativos al símbolo anterior. Esto facilita la recepción, ya que no se requiere una portadora perfectamente sincronizada con la señal del oscilador local del receptor. El parámetro *Modulus* determina el módulo del alfabeto utilizado (2 para DBPSK).

Para la transmisión de archivos de texto, este bloque emplea tipos de datos complejos tanto en la entrada como en la salida.

Finalmente, el bloque *Unpack K Bits* permite separar los bits agrupados en función de los esquemas de modulación. Por ejemplo, para modulación QPSK (del inglés *Quadrature Phase Shift Keying*) es necesario emplear 2 bits de información por cada símbolo, por lo que dicho bloque permite separar esos dos bits de información para su correcta recuperación. El bloque *Unpacked to Packed* agrupa bits individuales de información en bytes. El bloque *File Sink* los bytes de información recibidos en un nuevo archivo de texto (RX.txt).

Adicionalmente a los bloques correspondientes al transmisor y al receptor de la figura 5.2, se tiene el bloque *QT GUI Time Sink* el cual permite visualizar las muestras transmitidas y

recibidas durante el proceso de transmisión. Para ello, emplea tipo de datos *float*, por lo que es necesaria la conversión entre el tipo de datos *byte* de la señal de información. Esto se realiza mediante los bloques *Char to Float*. Así mismo, en la rama de procesamiento que proviene del bloque *File Source* se introduce un bloque *Delay*, el cual provoca un retraso de n muestras, esto es necesario para compensar el retraso introducido por el procesamiento de los bloques del transmisor y receptor. El valor del retraso para el esquema de modulación DBPSK es de 29 muestras.

Para la evaluación del diagrama a bloques mostrado en la figura 5.2, se generó un archivo de texto con la cadena de caracteres: “Sección de Comunicaciones – CINVESTAV” para su transmisión. El bloque *QT GUI Time Sink* permite observar los bits de información tanto del transmisor como del receptor. En la figura 5.7 se muestran los primeros bits recibidos.

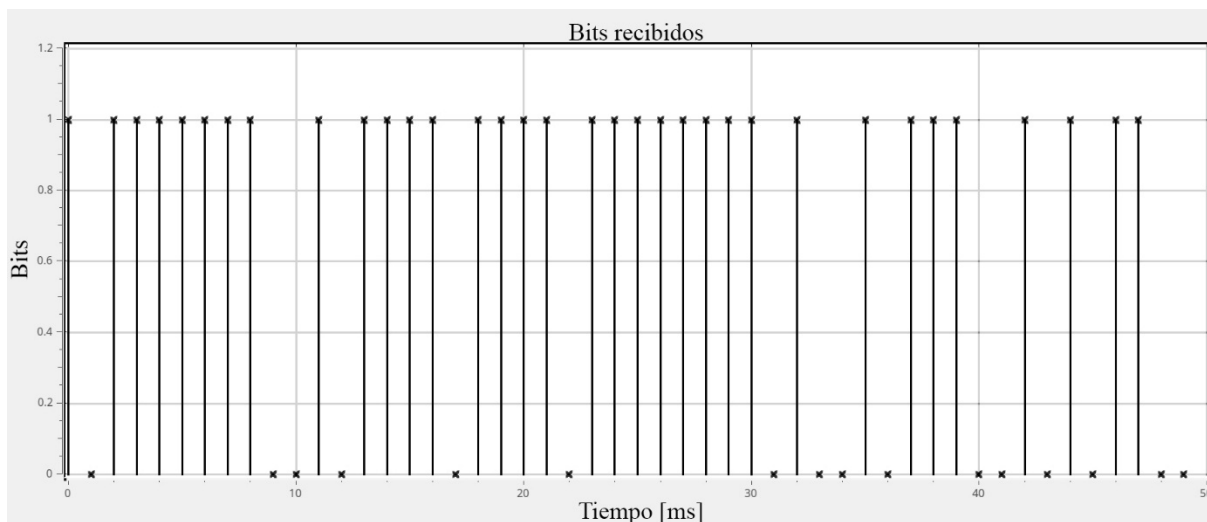


Fig. 5.7 Primeros bits de información en el receptor.

Es posible observar que los primeros 8 bits (10111111) no corresponden a la primera letra del mensaje enviado (S – 01010011), por lo cual el mensaje no puede ser recuperado adecuadamente. Esto se debe al procesamiento que se realiza en los bloques *Polyphase Clock Recovery*, *CMA Equalizer* y *Costas Loop* que tienen estados transitorios mayores a los del

tiempo de bit. Para solucionar este problema, el archivo .txt con 10^6 caracteres se generará con 500 caracteres de preámbulo y cola para proteger la información útil. Además, se agregará una cadena de identificación de inicio y término de datos, esto es, para eliminar dichos preámbulos previo a la comparación de datos transmitidos y recibidos, y a la evaluación del enlace.

En el apéndice B, se muestra el código en lenguaje Python 3 [9] de un programa (Rand_Let_Gen.py) que genera en un archivo de texto 10 millones de letras minúsculas aleatorias con los preámbulos e identificadores, aunque es posible modificar el número de caracteres generados en la línea de código correspondiente.

Dado que se busca que la fuente de información en el transmisor genere símbolos con distribución uniforme para maximizar la entropía de la fuente de información, en el apéndice C se muestra el código de un programa (Stats_Data.py) que, mediante frecuencia relativa, entrega la probabilidad de ocurrencia de cada letra. En la figura 5.8 se presentan dichas probabilidades que, en su conjunto, resultan en una distribución uniforme discreta.

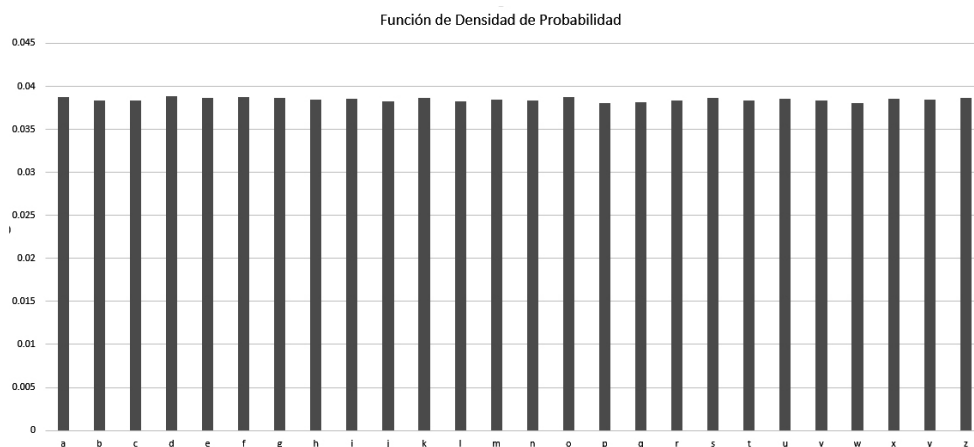


Fig. 5.8 Función de densidad de probabilidad de la fuente de información a partir de frecuencia relativa.

Finalmente, para recuperar la información a partir del archivo de texto recibido (RX.txt), el programa RX_proc.py (apéndice D), convierte los caracteres recibidos en cadenas de bits, quita los bits de preámbulo, cola y, empleando la cadena de caracteres del identificador, recupera sólo

los caracteres de la transmisión original. Con esto, es posible realizar la comparación de los archivos .txt transmitido y recibido para evaluar la tasa de errores mediante el programa Comp.py (Apéndice E).

5.1.1 Simulación de un Enlace en un Canal con Ruido Blanco Gaussiano, Deriva en Frecuencia y Multi-trayectorias.

En la figura 5.9 se muestra el diagrama de flujo del transceptor en GNU Radio con un bloque de canal con ruido blanco gaussiano, deriva en frecuencia y multi-trayectorias.

El bloque *Channel Model* simula el canal de comunicaciones [10] y cuenta con los siguientes parámetros:

- *Noise Voltage*: Describe el voltaje de ruido con distribución gaussiana. Esto con el fin de poder simular los niveles de potencia de ruido que limitan el desempeño de los receptores. Se especifica en voltaje ya que los bloques en GNU Radio son independientes entre sí, por lo que el bloque de canal no tiene información del ancho de banda de la señal proveniente del transmisor. Dado que la potencia de ruido es función de dicho ancho de banda, no es posible establecer este valor de manera automática, en cambio, el voltaje de ruido es independiente de la señal [10] y de las características del sistema de comunicaciones.
- *Frequency Offset*: Este parámetro permite simular la deriva en frecuencia debido a la diferencia en la frecuencia de los osciladores locales (LO) del transmisor y receptor, así como variaciones en frecuencia debido al efecto Doppler.

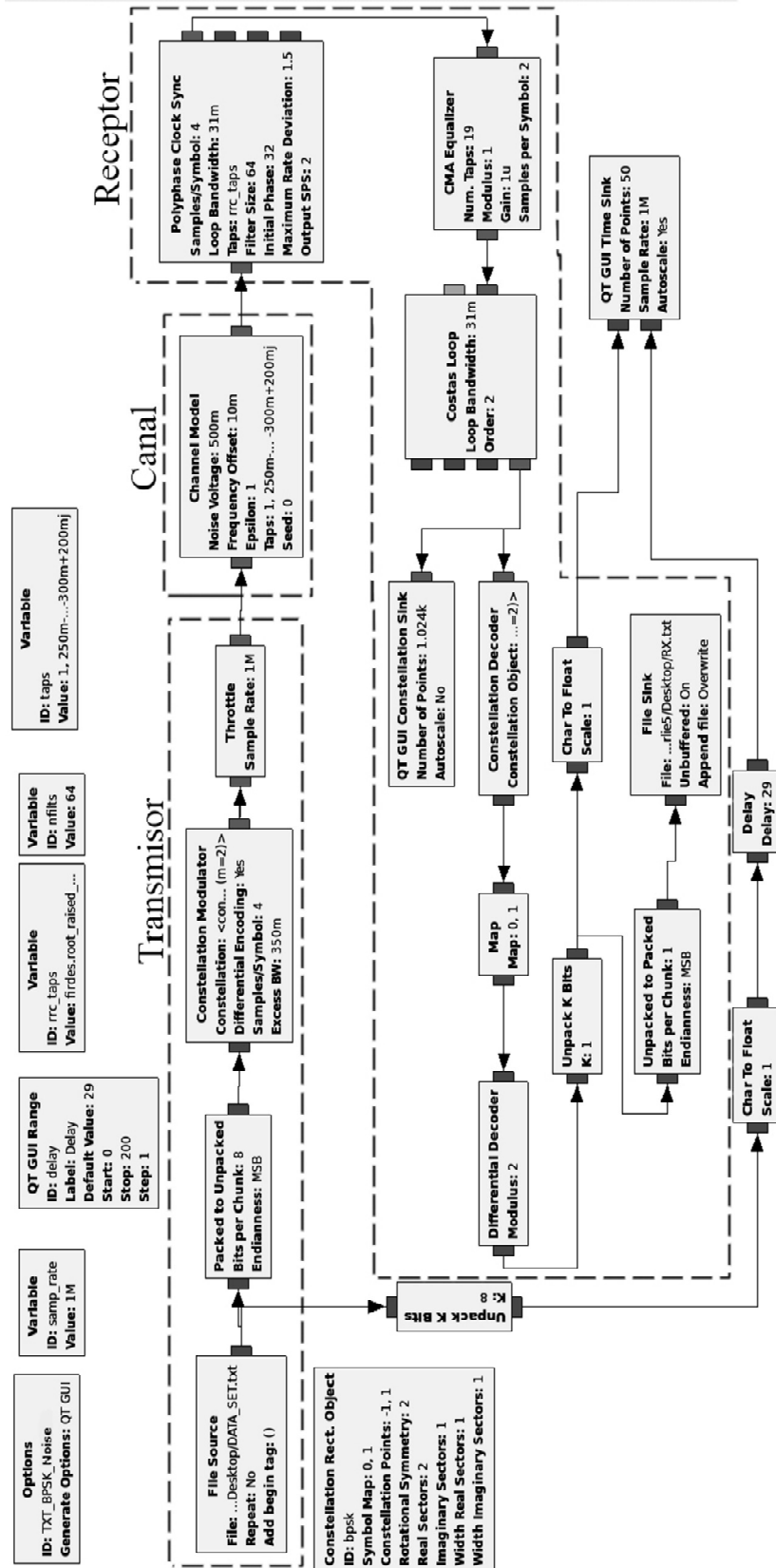


Fig. 5.9 Simulación de un transceptor DBPSK en un canal de ruido blanco gaussiano, con deriva en frecuencia y multi-trayectorias.

- *Epsilon*: Este parámetro permite simular la diferencia entre los relojes de muestreo del transmisor y receptor. Cuando el valor es 1, no existe diferencia entre éstos y el sistema se encuentra perfectamente sincronizado.
- *Taps*: Es el número de etapas de un filtro FIR para simular los retardos de la señal debido a las multitrayectorias.
- *Seed*: Es la semilla a partir de la cual se generan los números aleatorios para la fuente de voltaje de ruido.

Con este bloque es posible evaluar, por simulación, los efectos de cada uno de estos parámetros y su impacto en el desempeño del transceptor. Así mismo, permite establecer el algoritmo de procesamiento para obtener la tasa de errores del sistema de comunicaciones.

5.1.2 Algoritmo para el Procesamiento de Datos recibidos – Tasa de Error

La evaluación del desempeño del enlace de comunicaciones se realiza mediante una comparación carácter a carácter entre los datos recibidos y una copia del archivo transmitido, esto permite contabilizar el número de errores y, mediante frecuencia relativa, evaluar la probabilidad de error. Así mismo, es posible estimar el desempeño comparando los datos transmitidos y recibidos en la representación en código binario de cada uno de los caracteres, para obtener el desempeño en función de los bits erróneos recibidos, esto debido a que un carácter recibido puede ser diferente al transmitido mientras tenga uno o más bits diferentes de los 8 con los cuales se representan, por lo que evaluar el enlace considerando los bits, ofrece

información más detallada del desempeño del sistema y de las características del medio de comunicación.

En el proceso de la transmisión de información pueden ocurrir tres escenarios: transmisión exitosa del carácter (a), error en la información recibida (b), y pérdida de datos (c). En la siguiente figura se ilustran estas tres situaciones.

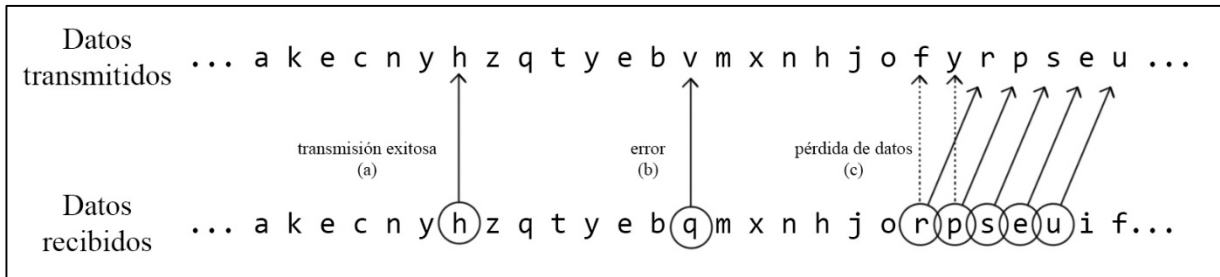


Fig. 5.10 Casos posibles que pueden ocurrir durante el proceso de transmisión de información.

Con base al análisis de dichos casos, es posible elaborar el algoritmo de análisis y comparación de la información recibida. En la figura 5.11 se muestra el diagrama a flujos simplificado del algoritmo propuesto. En el apéndice E, se muestra el código en lenguaje Python del mismo.

Esto permite establecer el desempeño del sistema en un escenario ideal mediante las simulaciones, como punto de partida de comparación para el enlace real y observar los beneficios de las técnicas de diversidad y MIMO en un ambiente controlado con la posibilidad de reproducción de resultados y sin la necesidad de emplear los RDS.

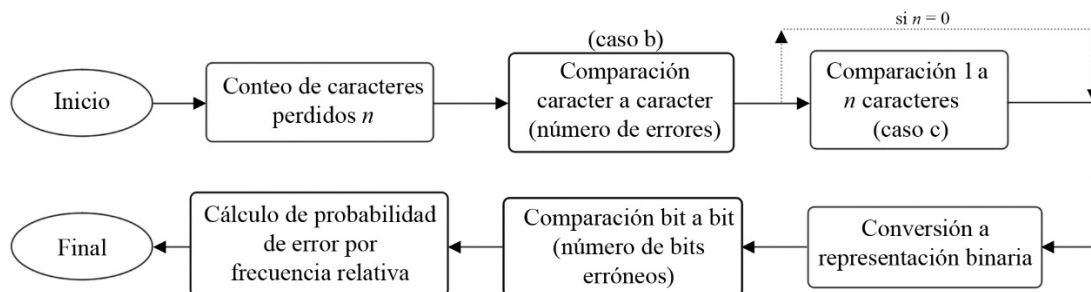


Fig. 5.11 Diagrama de flujo simplificado del algoritmo de análisis de desempeño del enlace.

Finalmente, en la figura 5.12 se muestra un caso hipotético de la curva de la probabilidad de caracteres bits erróneos en función del nivel de voltaje de ruido en el canal de comunicaciones simulado, considerando el diagrama de flujo de GNU Radio mostrado en la figura 5.9. Los parámetros del bloque *Channel Model* son: *Frequency Offset* = 0.010, *Epsilon* = 1, *Taps* = [1.0, 0.25 - 0.25j, 0.50 + 0.10j, -0.3 + 0.2j], *Seed* = 10, para todas las simulaciones [4].

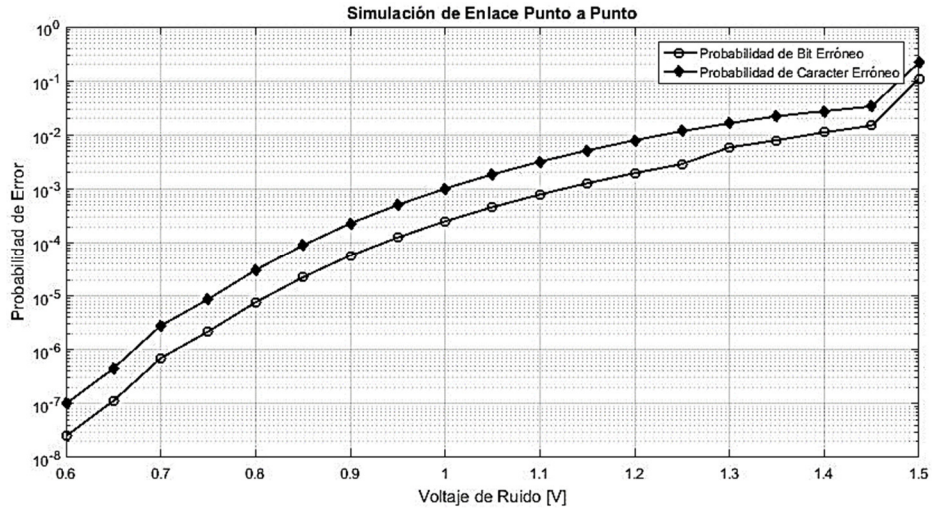


Fig. 5.12 Probabilidad de Error en función del voltaje de ruido en simulación. Enlace punto a punto.

En la figura 5.13 se muestra el efecto del ruido sobre la constelación de símbolos BPSK. La dispersión que éstos presentan es debido al ruido que dificulta la decisión del símbolo recibido.

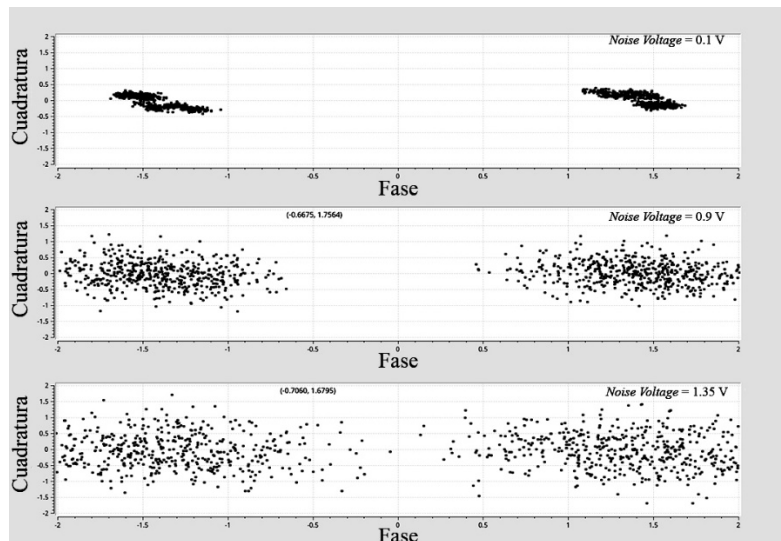


Fig. 5.13 Efectos del voltaje de ruido (*Noise Voltage*) en el bloque de canal de GNU Radio, sobre el transceptor BPSK simulado.

De los resultados anteriores, se comprueba el impacto de los niveles de potencia de ruido en los enlaces de radiocomunicación. Además, se observa una correspondencia entre la curva de probabilidad de error obtenida para los caracteres y la curva obtenida para los bits. La diferencia entre estas se debe a que para contabilizar un carácter erróneo basta con que un bit de la representación ASCII sea incorrecto para categorizarlo como erróneo, por lo que, para igualar ambas curvas, debería de haber 8 bits erróneos por cada letra, por ello, la probabilidad de bit erróneo es menor a la de los caracteres. Por otro lado, suponiendo como caso de estudio, para niveles de voltaje de ruido mayores a 1.4 V, se tiene un incremento repentino en las curvas de probabilidad de error. Este fenómeno se debe a los efectos del ruido sobre la constelación BPSK, que incrementa la pérdida de caracteres (caso c, en la fig. 5.10), lo cual se refleja en la probabilidad de error. A partir de este valor de voltaje de ruido, es posible tener simulaciones en las cuales los caracteres que se pierden son los de identificación de inicio y fin de información (preámbulo y cola – especificados en apéndices B y D), por lo que no es posible recuperar la información recibida y realizar la comparación. Cuando ocurre este escenario, se considerará que el enlace no es exitoso. En sistemas de radiocomunicación reales, estos niveles de voltaje de ruido son extremadamente elevados. No obstante, en el ambiente de simulación, permite observar la degradación del desempeño debido a este fenómeno.

Con esto, es posible vislumbrar el compromiso que existe entre la longitud del identificador de inicio y fin de información; entre mayor longitud tenga este identificador, es más sencillo distinguirlo, ya que la cadena de bits tendrá menos correlación con los bits de información transmitidos. Sin embargo, entre mayor sea la longitud, mayor es la probabilidad de perder uno de los caracteres de dicha cadena de identificación, por lo que se complica la recuperación de la información útil.

Es posible mitigar el problema de la pérdida del identificador, estableciendo un esquema de búsqueda por secciones de cadenas de bits correspondientes a secciones del identificador. Sin embargo, esto aumenta la complejidad en el algoritmo de recuperación de la información recibida.

5.1.3 Simulación de un Enlace 1x2 con Esquema de Diversidad de Ganancia Uniforme.

La diversidad en la recepción permite aprovechar el uso de múltiples antenas en el receptor para hacer frente a los desvanecimientos en el medio de comunicación, mejorando el desempeño. Al tener copias de la señal transmitida que sufren cambios independientes entre sí, al propagarse por el canal de comunicaciones, se pueden combinar de manera estratégica para maximizar la SNR, mejorando la calidad en la recepción.

Existen tres mecanismos de diversidad en el receptor en función de la manera en la que se combinan las señales recibidas: por selección, por tasa máxima, y de ganancia uniforme. En la primera, en función del estado del canal y, por tanto, el valor de la SNR, se selecciona la rama para la cual ésta es máxima. Para la segunda, cada una de las señales se pondera por un coeficiente que es directamente proporcional a la SNR en su respectiva rama, y posteriormente son sumadas. En la última (denominado EGC, del inglés *Equal Gain Combiner*), todas las ramas tienen un coeficiente de ponderación de magnitud unitaria, pero de fase contraria a la señal que se recibe en dicha rama. Con ello, se quitan las diferencias de fase y la suma de las ramas se realiza de manera coherente.

El proceso de combinación lineal de Q ramas en un receptor con diversidad se puede describir con la siguiente ecuación [38]:

$$z = \sum_{k=1}^Q \alpha_k y_k \quad (5.1)$$

Donde z es la señal de combinación, α_k son los coeficientes de ponderación y y_k es la copia de la señal recibida en cada rama de diversidad.

En el esquema de selección, el coeficiente de ponderación es 1 para la rama que tiene la SNR máxima y 0 para las ramas restantes. En el esquema de tasa máxima, todos los coeficientes son diferentes de cero y se asignan de acuerdo a la siguiente expresión:

$$\alpha_k = \sqrt{\frac{E_k}{N_0}} \quad (5.2)$$

Donde E_k es la energía de la señal en cada una de las ramas y N_0 es la densidad de potencia promedio de ruido.

Para estos dos esquemas, es necesario conocer la SNR en cada una de las ramas, mientras que para el esquema EGC sólo se requiere conocer las fases en cada una de las respectivas ramas.

En [11] se crearon los bloques para GNU Radio que implementan los esquemas de diversidad para selección y tasa máxima. El estado de canal para la generación de los coeficientes de ponderación se realiza mediante etiquetas (*stream tags*) que guardan el valor de dicho estado y es usado por los bloques siguientes del diagrama de GNU Radio. No obstante, en la evaluación de dichos bloques, las etiquetas de estado de canal fueron generadas de manera artificial. En dicha plataforma existe un bloque para la estimación de la SNR para señales con esquemas de modulación en fase [12], sin embargo, en pruebas realizadas los valores obtenidos con este bloque no fueron consistentes con los resultados entregados por el analizador de espectros, además de que el valor de la SNR es guardado en una etiqueta con identificador “snr”, mientras

que los bloques de diversidad requieren que el valor de la SNR sea entregado en una etiqueta con identificador “csi. Por ello, el empleo de dichos bloques de manera simultánea no es tarea trivial y requiere modificación del código fuente de dichos bloques.

Puesto que el esquema de ganancia uniforme (EGC) sólo requiere el conocimiento de la fase de la señal, en principio, resulta más sencillo de implementar. Para este esquema, los coeficientes de ponderación para cada una de las ramas son:

$$\alpha_k = e^{-j\theta_k} \quad (5.3)$$

En la siguiente figura se muestra el diagrama a bloques de GNU Radio de un transceptor con esquema de diversidad de ganancia uniforme, en el cual la correlación entre las ramas es cero y ambas se encuentran en fase. Este diagrama representa el caso ideal en el cual se tiene la máxima ganancia por diversidad, y permite establecer el límite teórico de ganancia de diversidad.

Similar a la evaluación realizada con la simulación de un enlace punto a punto, en la figura 5.15 se muestran las curvas de probabilidad de error de carácter y de bit, y la comparación del esquema EGC y el enlace punto a punto.

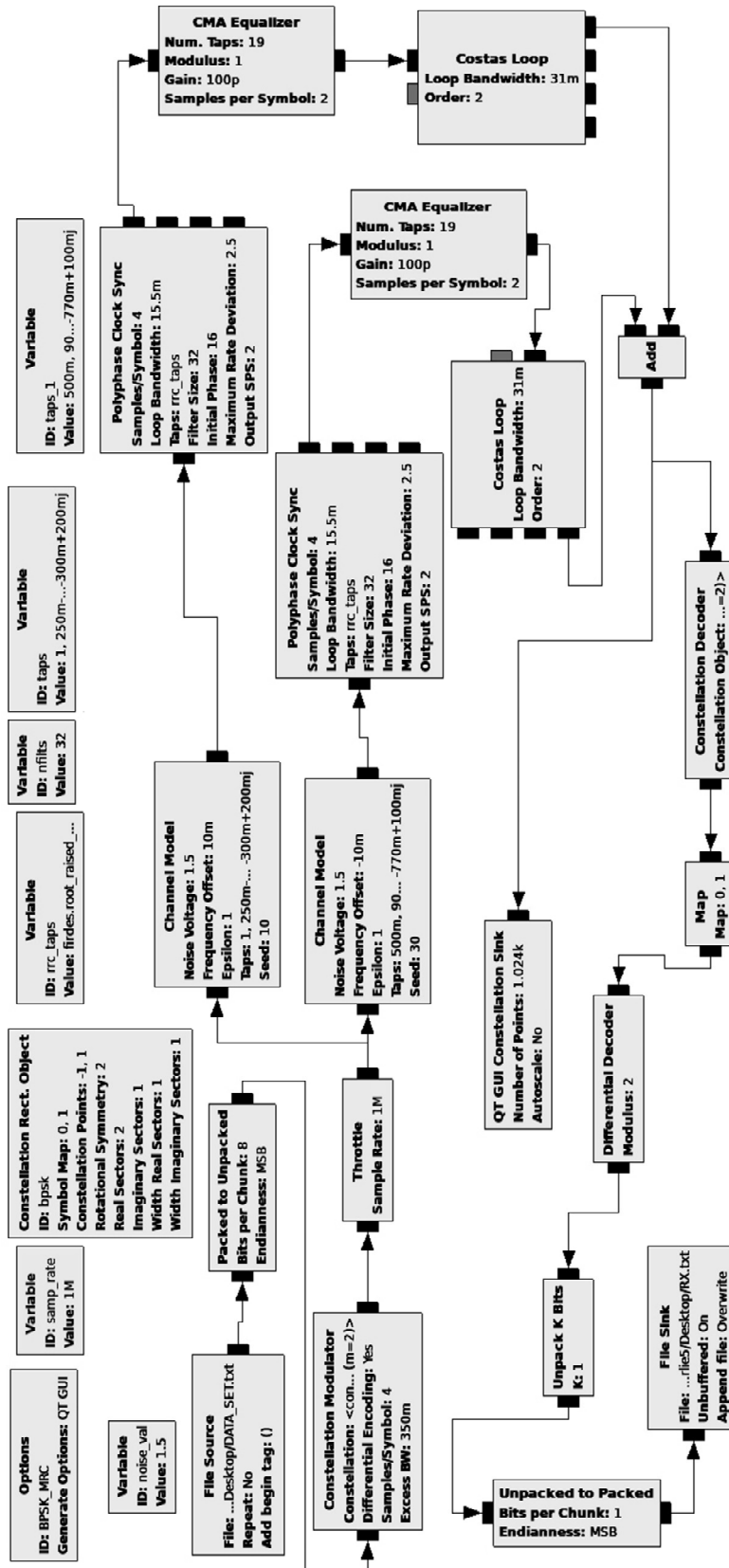


Fig. 5.14 Diagrama a bloques de un transmisor BPSK con esquema de diversidad EGC en el receptor, caso ideal.

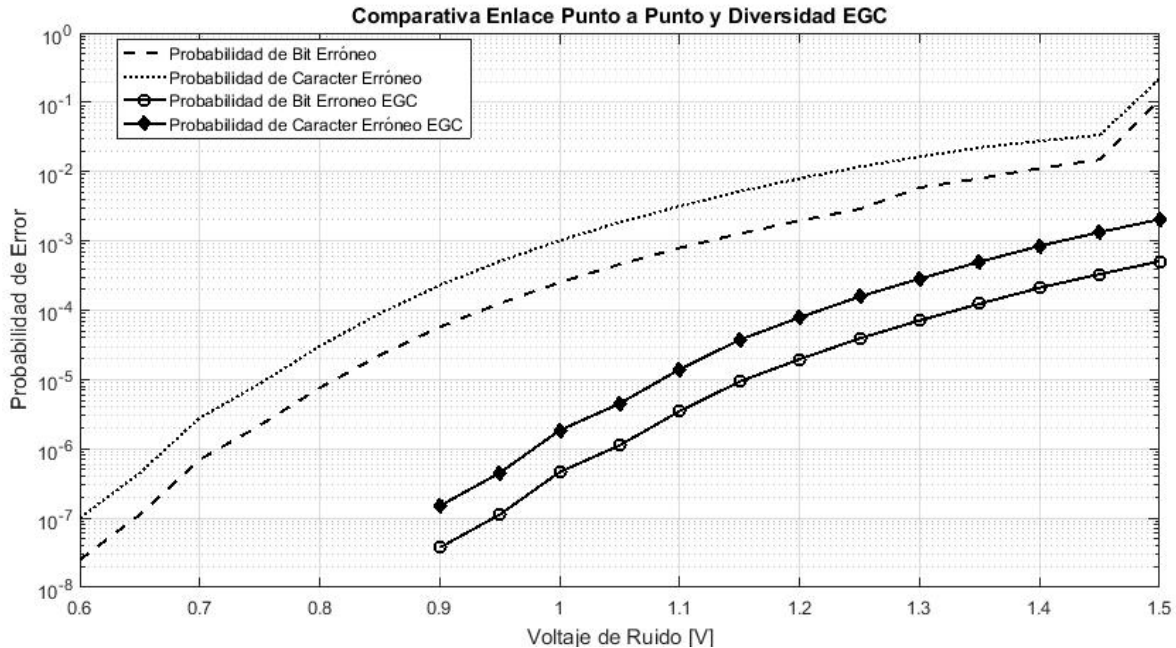


Fig. 5.15 Probabilidad de Error para el enlace BPSK con esquema EGC y comparativa con enlace punto a punto.

En el enlace simulado con el diagrama mostrado en la figura 5.14, dos ramas de diversidad se implementan con ruido gaussiano independiente entre sí, además las multitrayectorias simuladas mediante un filtro FIR con parámetros descritos por las variables *taps* y *taps_1* representan distintas multitrayectorias en cada una de las ramas. Sin embargo, en dicha simulación, se considera que ambos receptores están perfectamente sincronizados, por lo que los instantes de muestreo determinados por los bloques *Polyphase Clock Recovery* de cada rama, se realizan de manera simultánea, lo cual asegura que la suma de las señales se realiza de forma constructiva. Por ello, en la simulación del enlace no es necesaria la multiplicación de las señales por los coeficientes α_k descritos en la ecuación 5.3. Es evidente que las múltiples trayectorias en un enlace real, la diferencia entre los relojes de los receptores de un RDS y el procesamiento de las señales recibidas en la plataforma computacional, introducirá variaciones entre las fases de las dos ramas, por lo que es necesario utilizar un esquema que detecte la fase y obtener los coeficientes de ponderación para el esquema de diversidad. En la sección 5.3 se

analizan las características de este proceso. No obstante, la simulación permite establecer los valores objetivo ideales de probabilidad de error.

Por otra parte, realizando la inspección de los códigos fuentes de los bloques de combinación selectiva (SC) y de tasa máxima (MRC) de GNU Radio, es posible afirmar que el primero, establece el coeficiente de ponderación inicial igual a 1 en la entrada cero del bloque y 0 para las entradas restantes. El segundo establece coeficientes de ponderación iguales ($1/\text{número de entradas}$) para todas las entradas del bloque. Estos valores se conservan hasta que se leen nuevos valores encapsulados por la etiqueta “csi”. Puesto que los estimadores de canal contenidos en la plataforma de GNU Radio no entregan estos datos, es posible establecer una simulación en la cual se presupone que el canal no cambia, para comprobar el funcionamiento de los bloques antes mencionados. En la siguiente figura se muestra el diagrama a bloques de un enlace simulado utilizando el bloque de diversidad antes estudiado. En éste, la técnica de Combinación Selectiva es evaluada considerando la rama de diversidad que presenta la mayor atenuación de potencia ($taps_1 = [0.5, 0.9-0.1j, 0.89+0.22j, -0.77+0.1j]$), por lo que es el peor caso en dicho enlace.

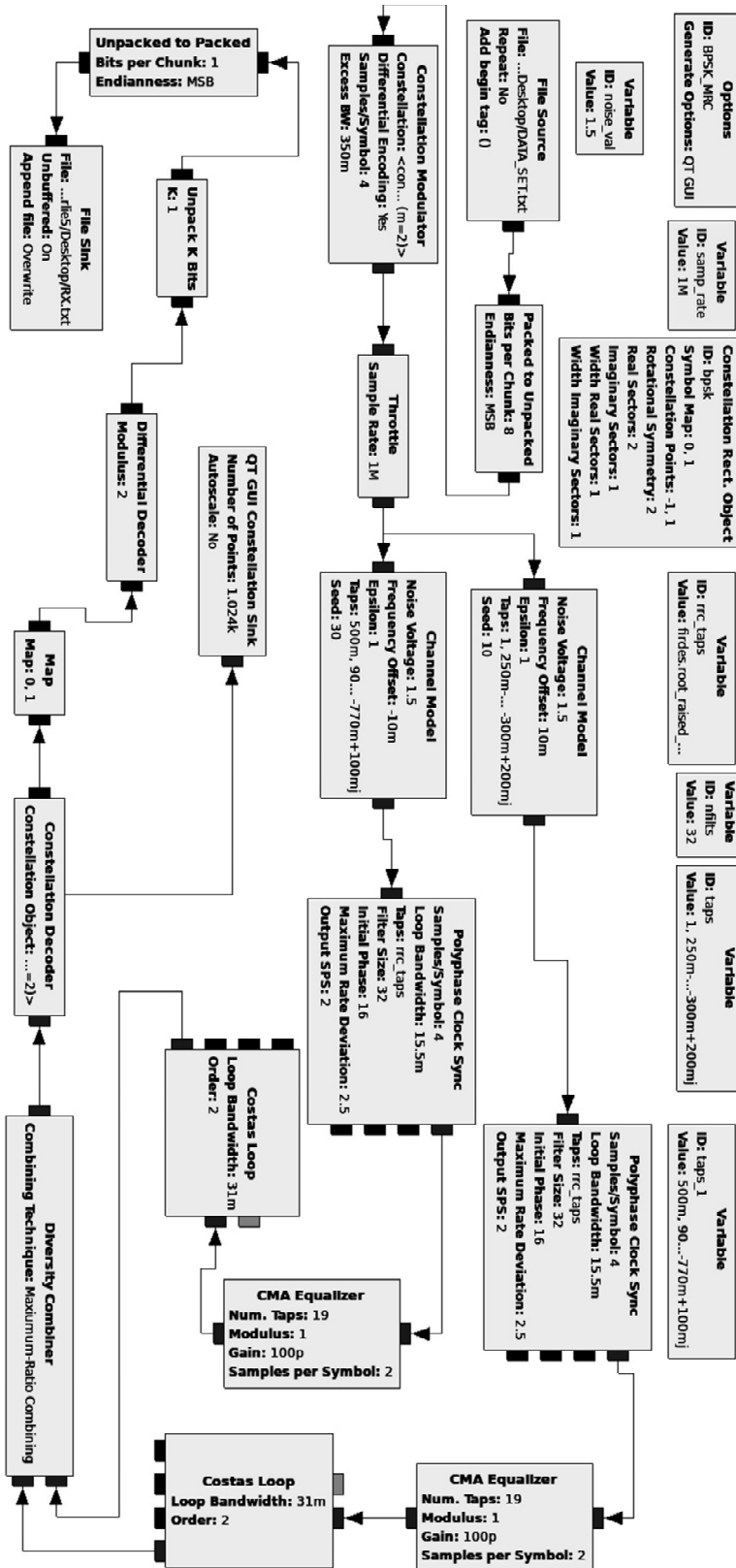


Fig. 5.16 Diagrama a bloques del enlace con esquema de diversidad utilizando el bloque *Diversity Combiner*, en combinación selectiva (SC) y tasa máxima (MRC).

En función del voltaje de ruido en cada uno de los bloques de canal, se obtuvieron las curvas de probabilidad de error (fig. 5.17) considerando el enlace punto a punto y las tres técnicas de diversidad (caso ideal) descritas anteriormente.

Dado que los valores de ponderación iniciales para el esquema MRC es igual para todas las ramas, el desempeño obtenido es igual al de ganancia uniforme. De existir ajustes en los coeficientes de ponderación debido a la información del estado de canal, es de esperarse una mejora marginal en el desempeño del esquema MRC. En la literatura se reporta que el desempeño del esquema de ganancia uniforme es marginalmente menor al esquema MRC [13][14].

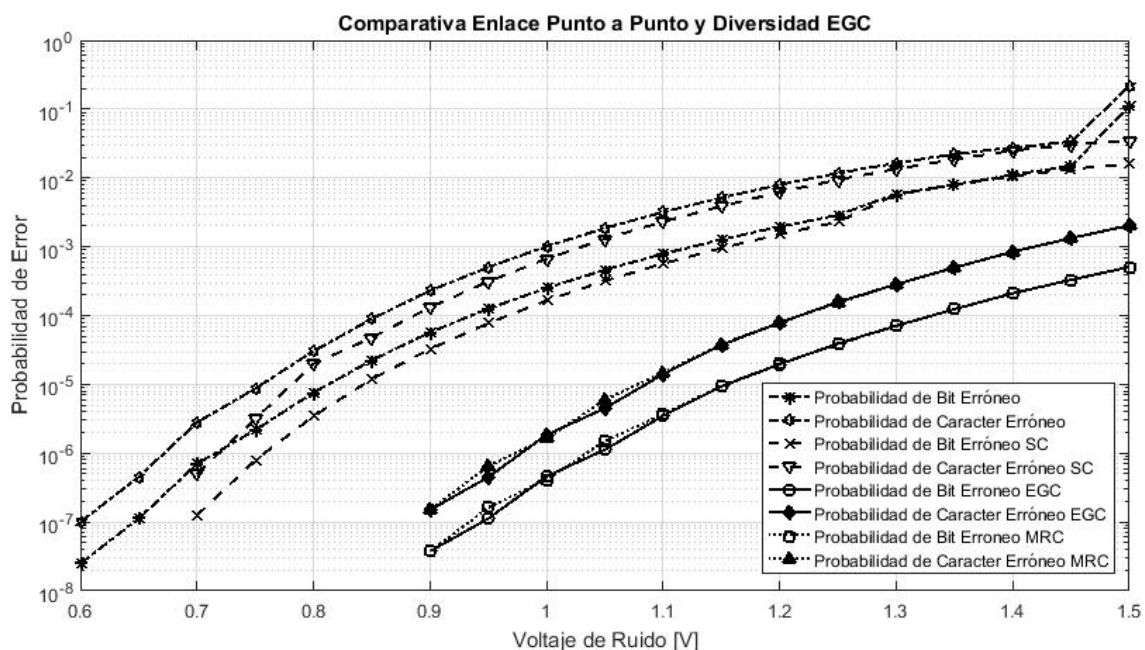


Fig. 5.17 Probabilidades de error en función del voltaje de ruido simulado. Comparativa de esquemas de diversidad en el caso ideal.

De igual manera, es posible observar la mejora que se tiene al emplear esquemas MRC o EGC comparados con el esquema de combinación selectiva. Sin embargo, el compromiso radica en la complejidad del procesamiento que se realiza en la plataforma de gestión y operación de los RDS.

Finalmente, en GNU Radio existe un bloque de estimación de canal para el esquema OFDM [15], no obstante, los valores obtenidos en dicha estimación se encapsulan con las etiquetas “ofdm_sync_chan_taps” y “ofdm_sync_carr_offset”, las cuales son distintas a las requeridas por los esquemas de diversidad SC y MRC del bloque *Diversity Combiner*.

5.1.4 Simulación de un Enlace MIMO 2x2.

La redundancia en el equipo terminal de los RDS incrementa la flexibilidad operativa de éstos de manera significativa. El empleo de múltiples antenas para la transmisión de información permite incrementar la robustez de la portadora transmitida frente a los efectos del canal de comunicaciones, incrementar la tasa de transmisión, emplear esquemas de multiplexaje, o una combinación de las anteriores, en función de los requerimientos del sistema.

Considerando las características del sistema de comunicaciones simulado en la sección 5.1.1, y añadiendo la redundancia del equipo terminal (tanto en transmisor como en receptor), se tiene que, para dos canales de comunicación totalmente independientes, la tasa de transmisión se duplica, sin que exista un incremento en el ancho de banda empleado para la transferencia de información. En la figura 5.18 se muestra el espectro de un enlace simulado con dos transmisores y dos receptores, empleando canales independientes, para el cual, el ancho de banda empleado es el mismo, el cual se obtiene a la entrada de los receptores, después de los bloques de canal.

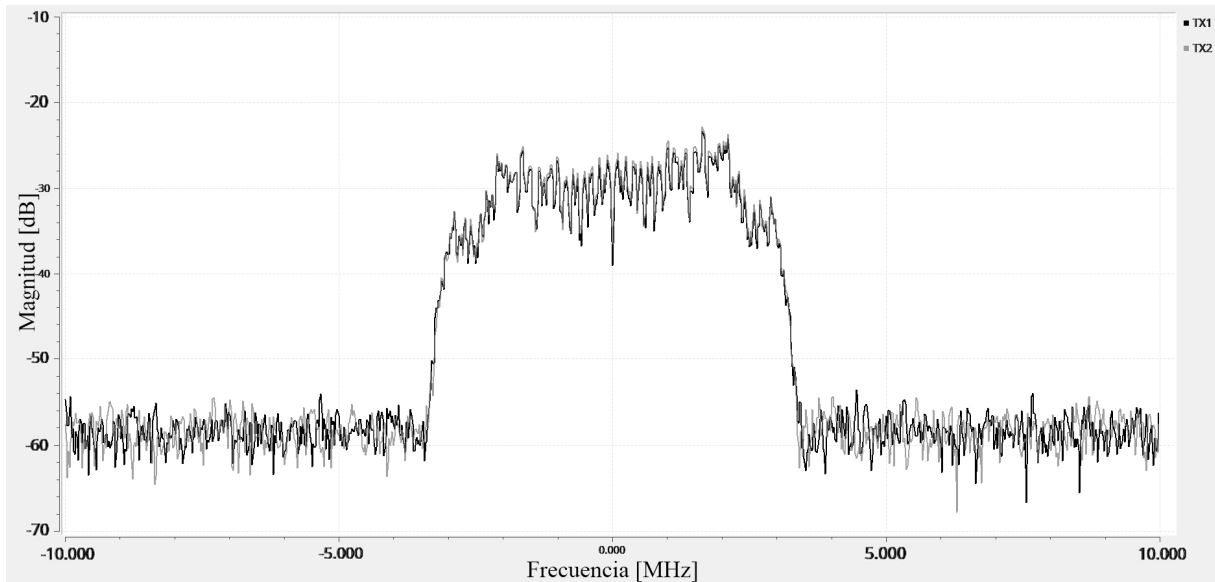


Fig. 5.18 Espectro utilizado para la transmisión de información con redundancia en el equipo terminal.

Puesto que de manera ideal se tratan de canales independientes, la información de ambos transmisores puede ser separada y recuperada por el receptor. Sin embargo, en la realidad, aunque se logre baja correlación entre los elementos del equipo terminal (antenas y etapas subsecuentes de los receptores), la propagación de las ondas electromagnéticas en el medio de comunicación afecta esta decorrelación. Por ello, y dados los requerimientos descritos en los capítulos 3 y 4 para el sistema de comunicaciones de este trabajo de tesis, las técnicas MIMO a analizar serán: diversidad/multiplexaje en frecuencia, codificación Alamouti y V-BLAST.

Para la primera técnica, la independencia entre los canales MIMO se logra mediante la separación de las frecuencias de las portadoras empleadas, las cuales pueden ser recuperadas de manera independiente por el receptor empleando filtros pasa-bandas para cada una de ellas. Evidentemente, esto impacta en el ancho de banda empleado para la transmisión de información ya que se requiere al menos dos veces el ancho de banda necesario para la transmisión con 1 sola rama de diversidad (mas las bandas de guarda en función de la selectividad de los filtros del receptor). Otra posible limitante es el intervalo de frecuencias de operación de los

transceptores empleados, no obstante, la flexibilidad en el ancho de banda de operación de los RDS permite asignar distintas frecuencias para este esquema. Además, la antena diseñada, construida y caracterizada en el capítulo 4 permite el esquema de diversidad en frecuencia dentro de la banda ISM 2.4 GHz, considerando que la transmisión de información con esquema de modulación BPSK es de banda angosta, es posible realizar la diversidad/multiplexaje en frecuencia dentro de esta banda. En la sección 5.4 se analizarán con detenimiento los aspectos fundamentales de dicha técnica.

Otra de las técnicas, la codificación Alamouti [16] aprovecha la redundancia del equipo terminal en el transmisor. En algunas aplicaciones, como en las comunicaciones celulares, resulta más viable incrementar la redundancia del equipo en las estaciones base ya que las dimensiones del equipo terminal de los usuarios son factor limitante, además del impacto en el costo, ya que es más económico incrementar el número de antenas y transmisores en una estación base que en cientos o miles de teléfonos móviles. Por tanto, en el esquema más sencillo de dicha técnica, el enlace resultante es MIMO 2x1 y presenta, teóricamente, el mismo desempeño que el esquema de diversidad 1x2 de combinación de tasa máxima (MRC).

En GNU Radio, los bloques para la implementación de la codificación Alamouti permiten establecer un enlace MIMO 2x1 [17], sin embargo, éstos requieren de la estimación de canal para la correcta detección de los símbolos. Los valores de esta estimación deben de estar encapsulados por una etiqueta con identificador “csi”, para la cual no existen bloques que realicen esta estimación. Esto ha sido un problema recurrente en los diversos esquemas presentados en este capítulo.

Puesto que el conocimiento de los efectos del canal permite mitigar y, en el caso ideal, eliminar dichos efectos, dado que no se cuenta con el bloque de estimación de canal en GNU Radio, para

la evaluación del escenario ideal de estas técnicas, se considerará sólo los efectos del ruido blanco gaussiano, los cuales no pueden ser atenuados. Con ello, utilizando los mismos valores de voltaje de ruido empleados en los esquemas de diversidad anteriores, es posible comparar el desempeño de esta técnica.

En la figura 5.19 se muestra el diagrama a bloques de GNU Radio del transceptor 2x1 simulado empleando los bloques de codificación de Alamouti, considerando que el estado de canal “csi” se mantiene constante durante la transmisión.

El segundo esquema que emplea redundancia en el equipo terminal es la codificación BLAST Vertical (V-BLAST, por sus siglas en inglés *Vertical – Bell Laboratories Layered Space-Time*) [18], la cual, en la implementación de GNU Radio [19], emplea al menos 2 antenas en el transmisor y 2 antenas en el receptor. Este esquema emplea multiplexaje espacial para la transmisión de la información en un mismo ancho de banda. En la detección del lado del receptor, es necesario tener la información del estado del canal para seleccionar el símbolo que tiene la mayor SNR y realizar cancelación sucesiva de interferencia para los símbolos siguientes. En las figuras 5.20 y 5.21 se muestran el diagrama a bloques de un transceptor empleando dicho esquema y el ancho de banda utilizado por cada una de las ramas MIMO del transmisor. En la figura 5.22 se muestra la evaluación de los enlaces empleando los esquemas de codificación Alamouti y V-BLAST y el impacto en el desempeño que sufren éstos ante la ausencia de la información del estado de canal.

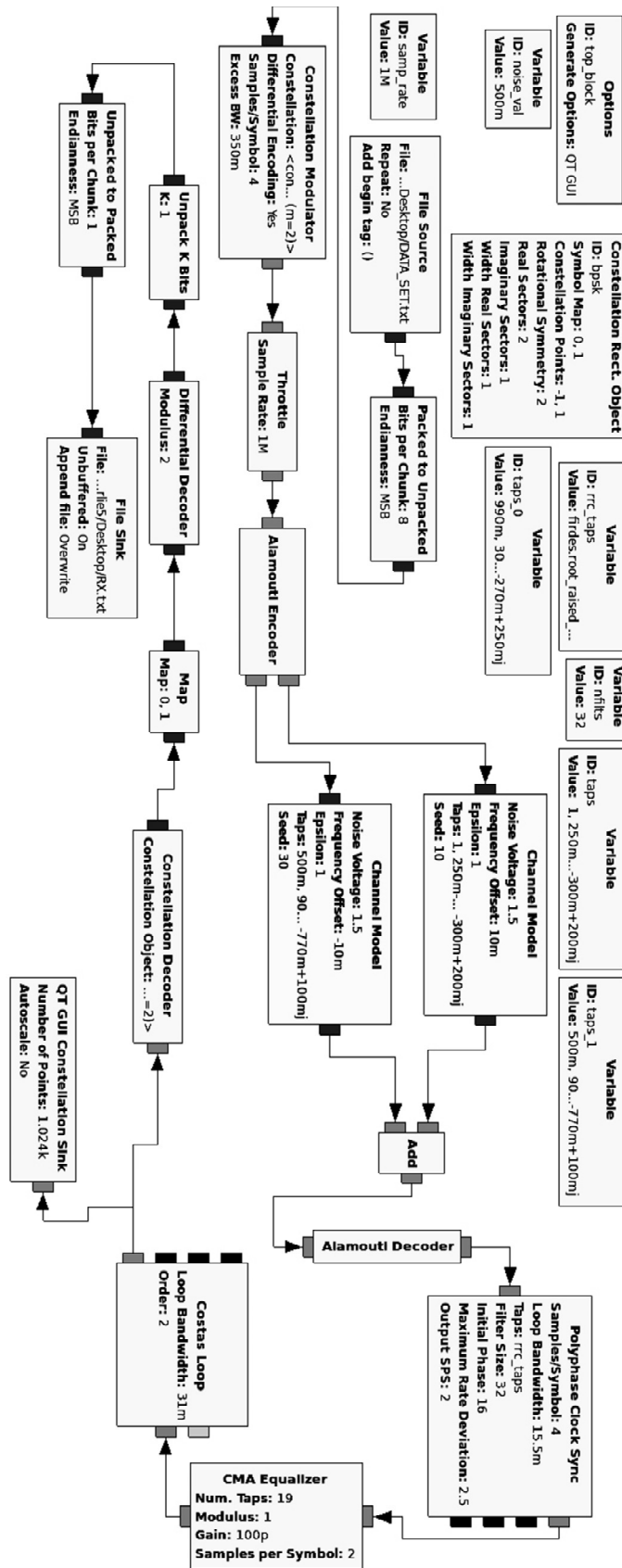


Fig. 5.19 Diagrama del transceptor con esquema Alamouti.

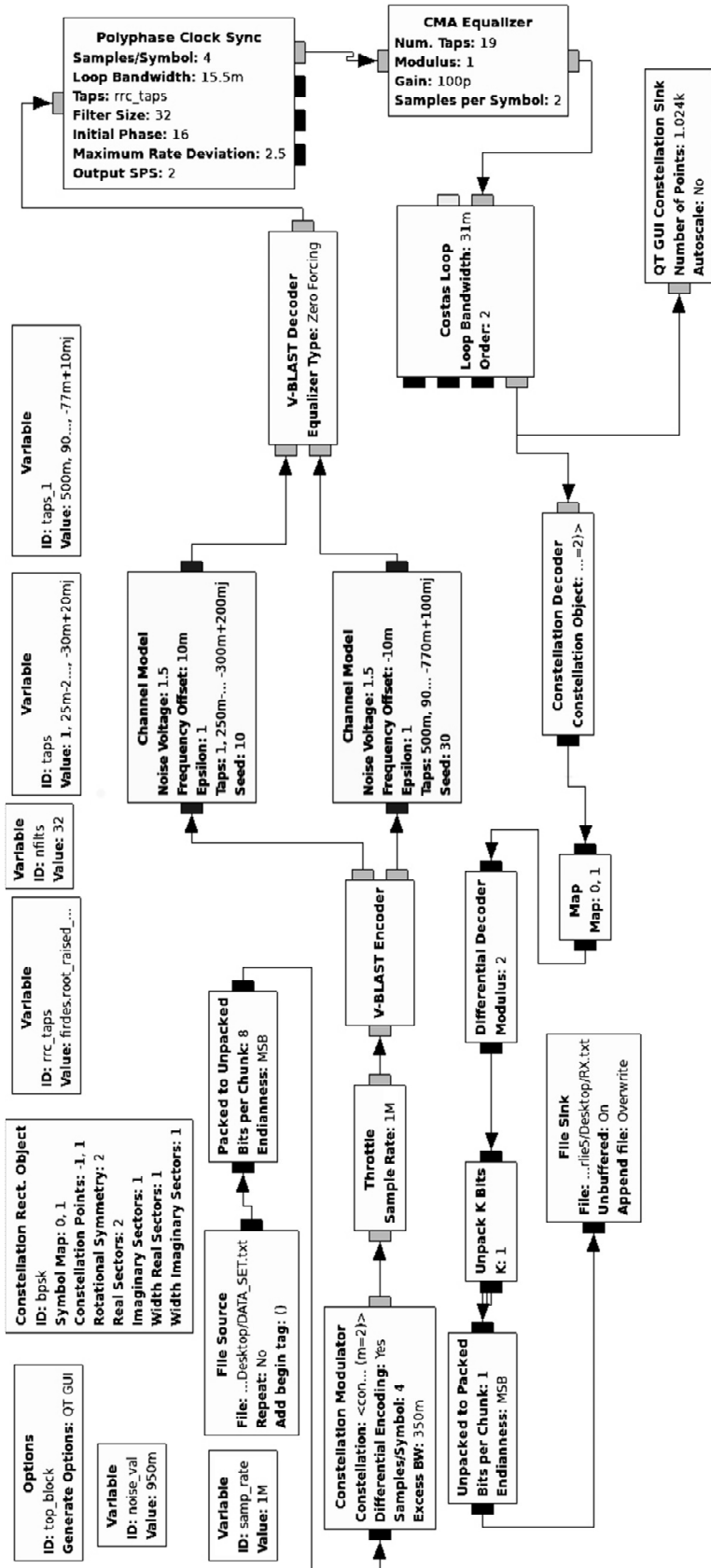


Fig. 5.20 Diagrama del transceptor con esquema V-BLAST.

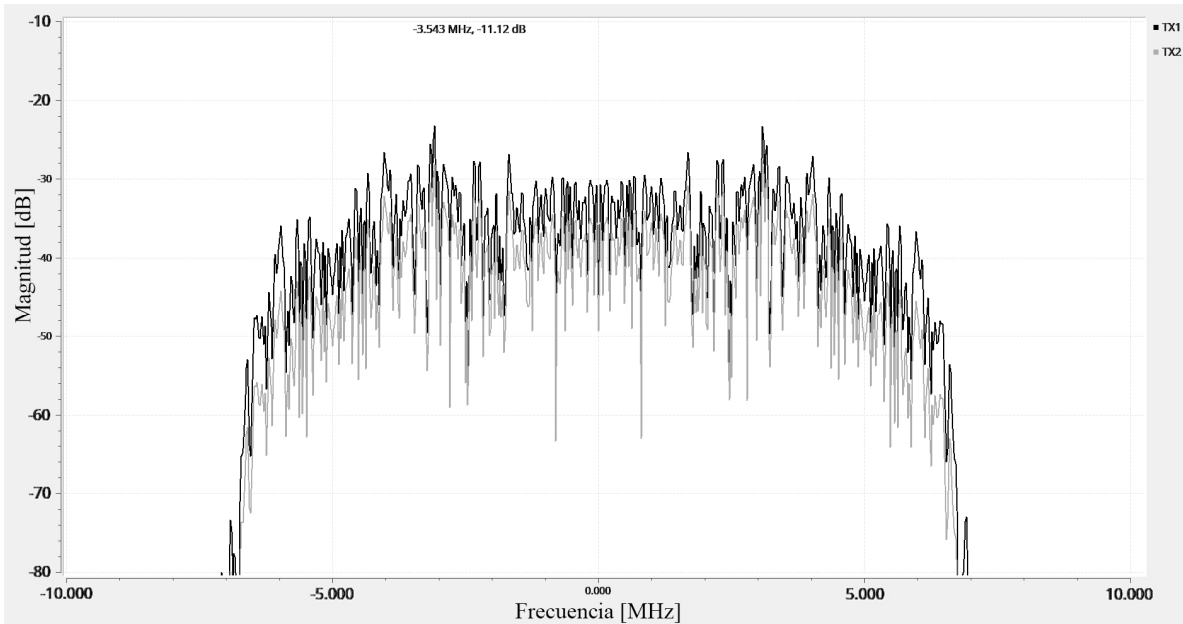


Fig. 5.21 Espectro empleado por cada uno de los transmisores con codificación V-BLAST.

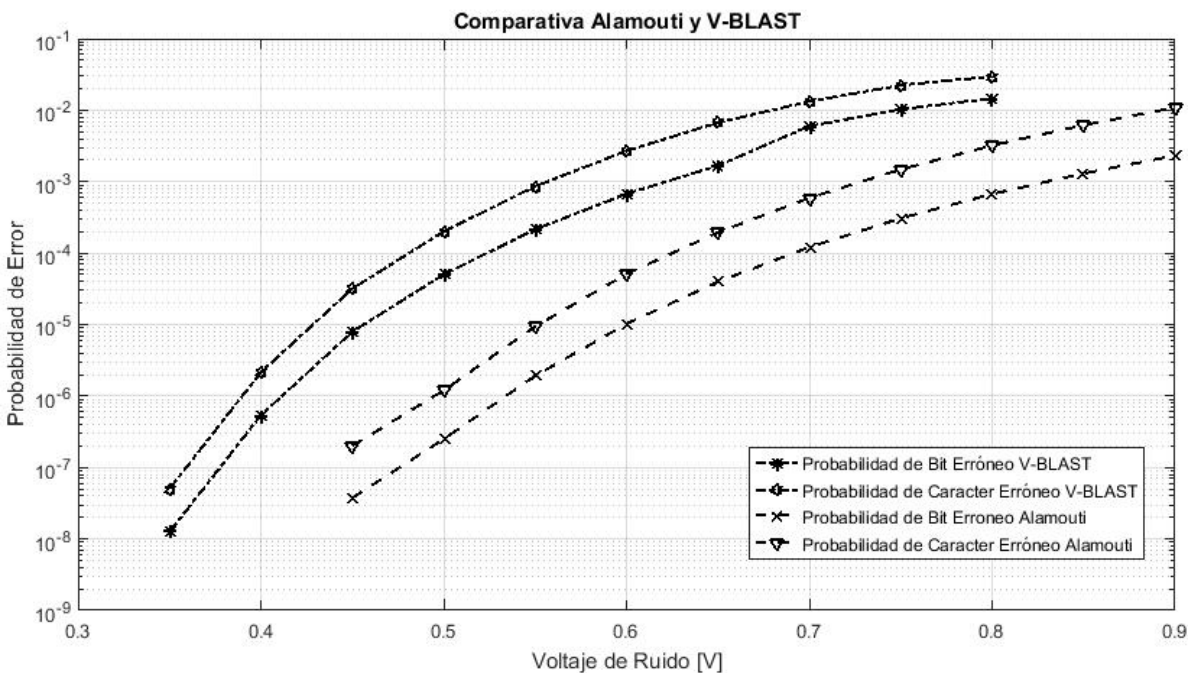


Fig. 5.22 Comparativa de desempeño esquema Alamouti y V-BLAST de los bloques de GNU Radio.

El desempeño de la técnica V-BLAST se ve altamente afectada ante la ausencia de la información del canal, ya que la detección de un símbolo depende de la correcta detección de símbolos previos, y a su vez, del conocimiento de las condiciones del canal. Por ello, esta técnica sufre de la propagación del error, lo cual degrada la probabilidad de error. El desempeño de la

codificación Alamouti se ve afectada por la ausencia de la estimación de canal, al considerar los valores iniciales de la etiqueta “csi”. Además, no es posible asegurar el correcto funcionamiento debido a la falta de documentación en estos bloques y la ausencia de la información de la metodología para la evaluación del funcionamiento de los bloques reportados en [17][19].

5.2 Implementación y Evaluación de un Enlace Punto a Punto con Radios Definidos por Software

5.2.1 Configuración del Transmisor y Receptor en GNU Radio.

Utilizando los diagramas a bloques de GNU Radio de los transceptores simulados en la sección anterior, es posible realizar la implementación de un enlace físico utilizando los RDS USRP B210. En la figura 5.23 se muestra el diagrama a bloques del transmisor para un enlace punto a punto.

La configuración del transmisor se realiza modificando los parámetros del bloque *UHD: USRP Sink*, el cual actúa como un sumidero de información, esto es, la información fluye de la computadora hacia el RDS. Los parámetros de configuración son los siguientes:

- *Mb0: Subdev Spec*: Este campo permite seleccionar la etapa de radiofrecuencia a utilizar. Puesto que este RDS cuenta con dos transmisores y dos receptores (*A* y *B* en la configuración), este bloque determina el par TX/RX a utilizar de la tarjeta. Para emplear

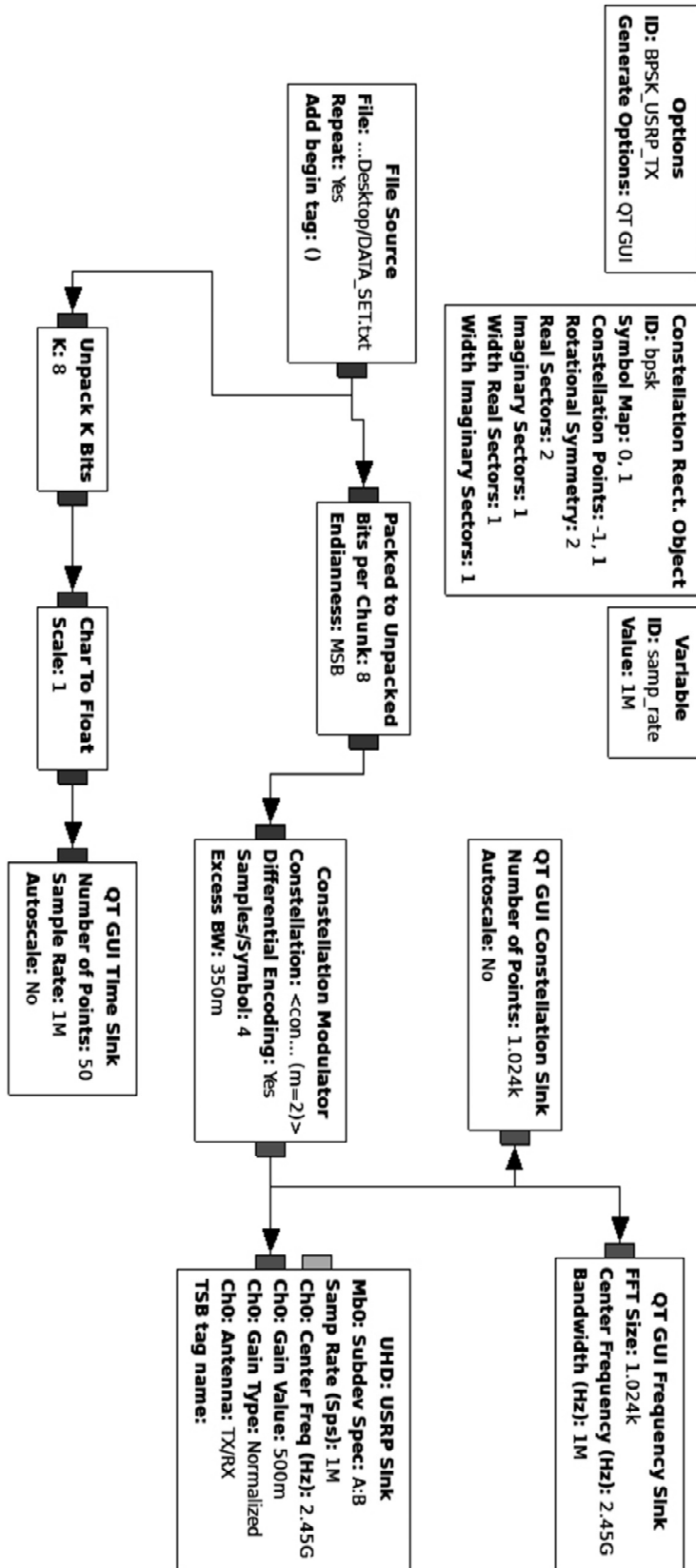


Fig. 5.23 Diagrama a bloques para el transmisor USRP B210 con esquema de modulación BPSK diferencial.

el transceptor A, a este campo se introduce la cadena "A:A". En cambio, para utilizar el transceptor B, se emplea la cadena "A:B". Si este parámetro se deja en blanco, el RDS empleará el primer transceptor disponible (usualmente A).

- *Samp Rate (SPS)*: Este campo determina el número de muestras por segundo a procesar, el cual determina el ancho de banda de los convertidores AD/DA y el ancho de banda procesado, de acuerdo a lo detallado en el capítulo 3.
- *Ch0 Center Freq*: Determina la frecuencia central de la portadora empleada para la transferencia de información. En este caso, la frecuencia central utilizada es de 2.45 GHz, la cual es el punto medio de la banda ISM 2.4 GHz.
- *Ch0 Gain Value*: Establece el valor de ganancia total de las etapas de amplificación del RDS. Este valor puede describirse de manera absoluta (en dB) o en valores normalizados. La selección de la forma de definir este valor de ganancia se realiza en el campo siguiente.
- *Ch0 Gain Type*: Mediante un menú desplegable con las opciones *Absolute* y *Normalized*, describe el valor de ganancia del campo anterior, en escala de dB (con intervalo de valores nominales reportados por el fabricante de [0, 89.9]) para el primero y en intervalo de [0,1] para el segundo. Los valores de ganancia en escala normalizada permiten mayor control sobre el RDS, ya que no se requiere conocer los valores exactos de ganancia en dB para completar este campo.
- *Ch0 Antenna*: Establece el puerto del RDS a utilizar para la transmisión de los datos.

Los bloques *QT* no tienen efecto sobre la transmisión de los datos, pero permiten el monitoreo del funcionamiento, desplegando la constelación PSK de los datos transmitidos, el ancho de

banda utilizado y los bits de manera gráfica. En figura 5.24 se muestra dicha información producida durante la transmisión de los datos.

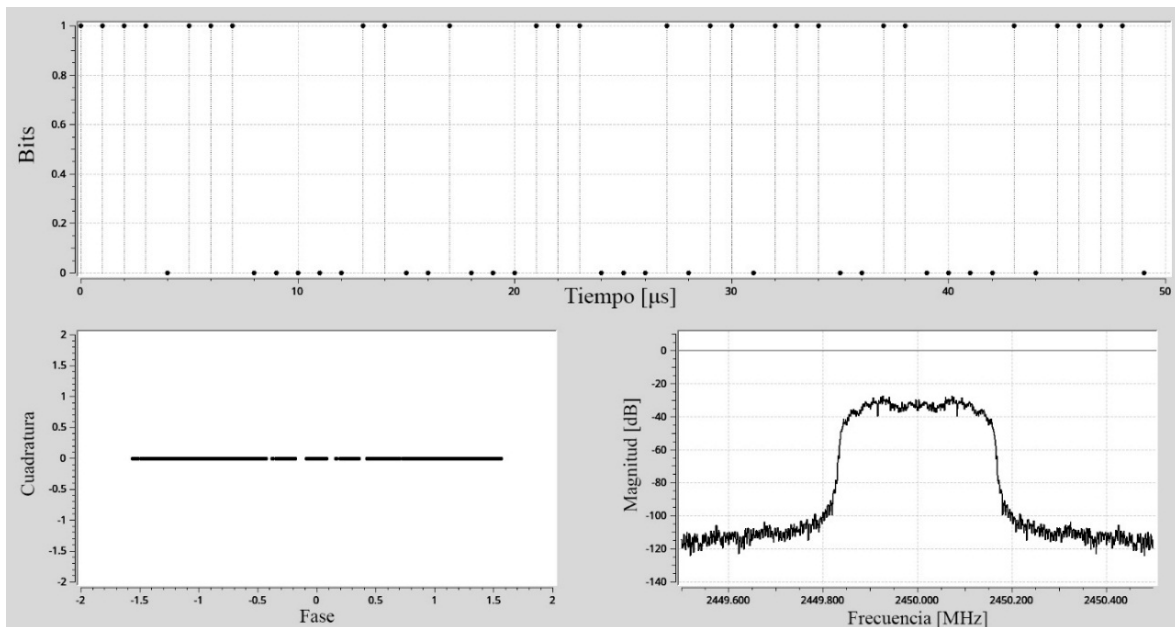


Fig. 5.24 Interfaz de usuario para el monitoreo de la transmisión de datos.

De manera similar, en la figura 5.25 se muestra el diagrama a bloques para el receptor. La configuración del USRP B210 es similar al caso del transmisor, con la diferencia de que el bloque utilizado es el *UHD: USRP Source*, el cual funciona como una fuente de información para la plataforma computacional, no obstante, los parámetros de funcionamiento son idénticos al del transmisor.

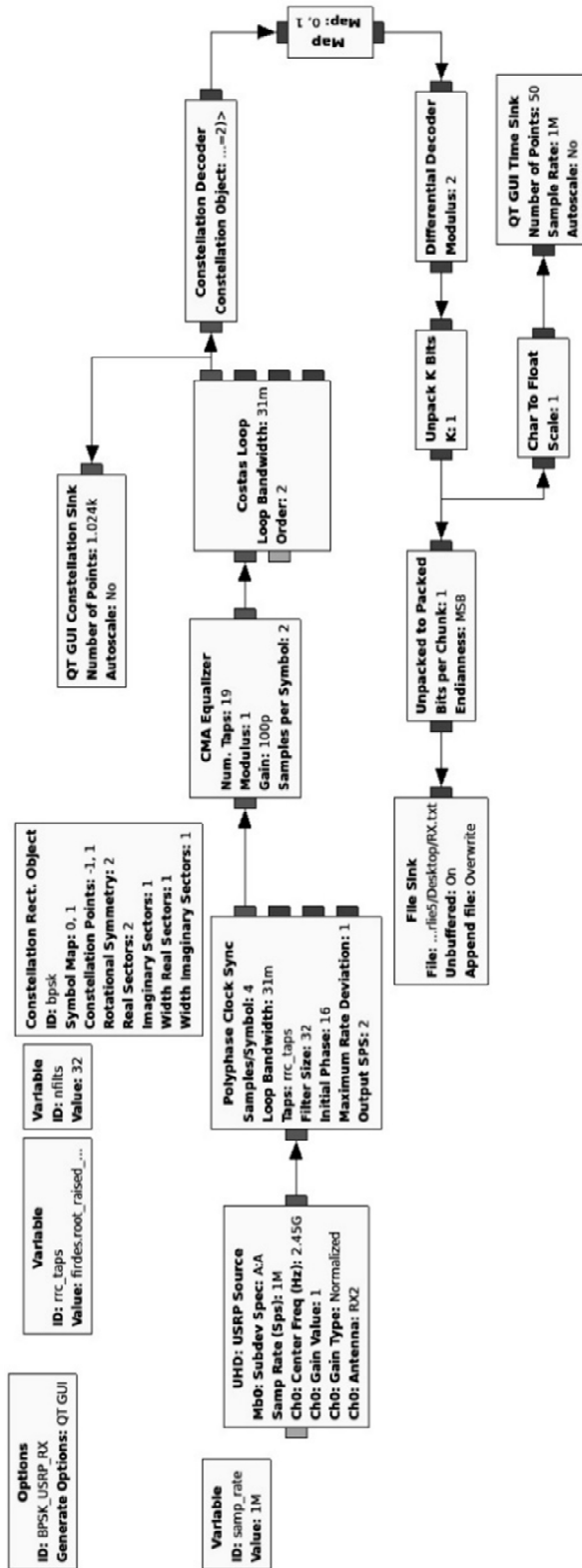


Fig. 5.25 Diagrama a bloques del receptor USRP B210 con esquema de modulación BPSK.

Del mismo modo, los bloques *QT* permiten el monitoreo de la recepción en una interfaz gráfica.

5.2.2 Condiciones Electromagnéticas para la Evaluación del Enlace

La evaluación del enlace de comunicaciones se realizó en el edificio de la Sección de Comunicaciones del CINVESTAV-IPN Zacatenco. De acuerdo a lo descrito en capítulos anteriores, la banda ISM 2.4 GHz alberga diversos servicios que deben de coexistir de acuerdo a las normas internacionales. En el área de prueba, la principal fuente de oscilaciones interferentes dentro de la banda es el servicio de redes locales inalámbricas. Utilizando la herramienta Wifi Analyzer [20] para plataformas Android, es posible observar las redes inalámbricas existentes en el área. En la siguiente figura se muestran las redes captadas en la zona de evaluación del enlace.

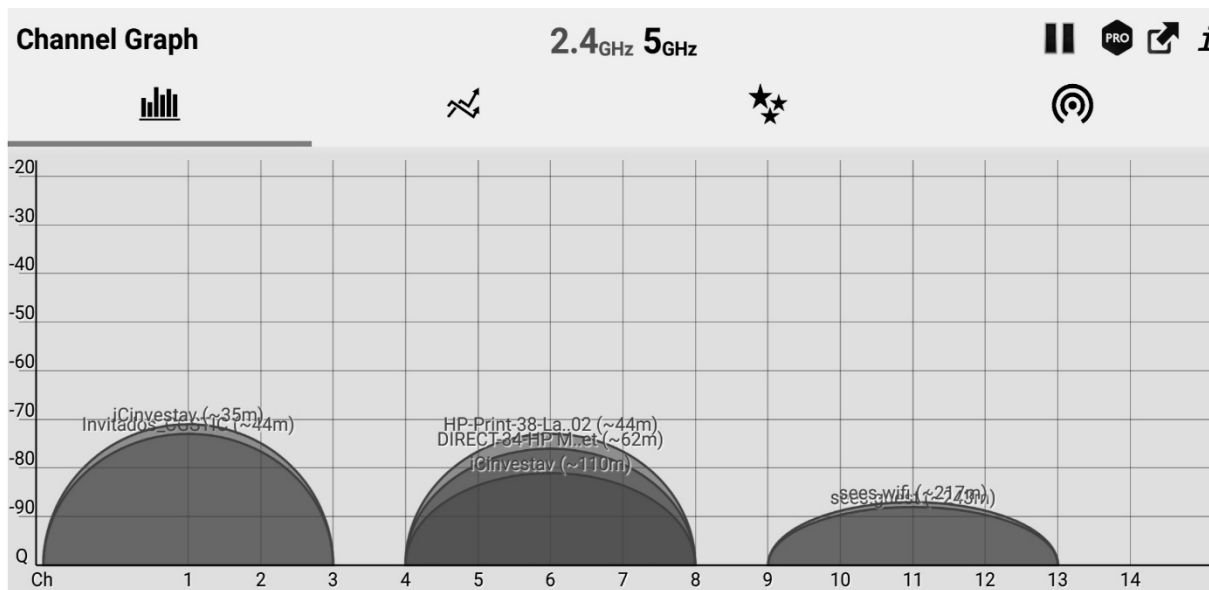


Fig. 5.26 Ocupación de canales en redes inalámbricas en la zona de evaluación del enlace empleando WiFi Analyzer [20], donde en el eje horizontal se presentan los canales de WiFi y en el eje vertical la potencia en dBm.

La figura anterior muestra la ocupación de canales del servicio de redes inalámbricas en la banda de los 2.4 GHz por las distintas redes desplegadas en la zona de pruebas de los enlaces. Los

canales utilizados son el 1, 6 y 11. En la siguiente tabla se muestran las características en frecuencia que tienen cada uno de éstos.

Tabla 5.2.1 Canales, frecuencia y ancho de banda del servicio de redes inalámbricas en la banda de los 2.4 GHz.

Canal	Frecuencia central [MHz]	Intervalo de frecuencia [MHz]
1	2412	2401 – 2423
6	2437	2426 – 2448
11	2462	2451 – 2473

Por otro lado, utilizando el analizador de espectros FSL de Rohde & Schwarz [21] y una de las antenas fabricadas (capítulo 4), se analizó el contenido espectral dentro de la banda de interés, para establecer condiciones iniciales del canal, considerando los efectos de las oscilaciones interferentes y fuentes de ruido. En la figura 5.27 se muestra el espectro captado por dicho equipo.

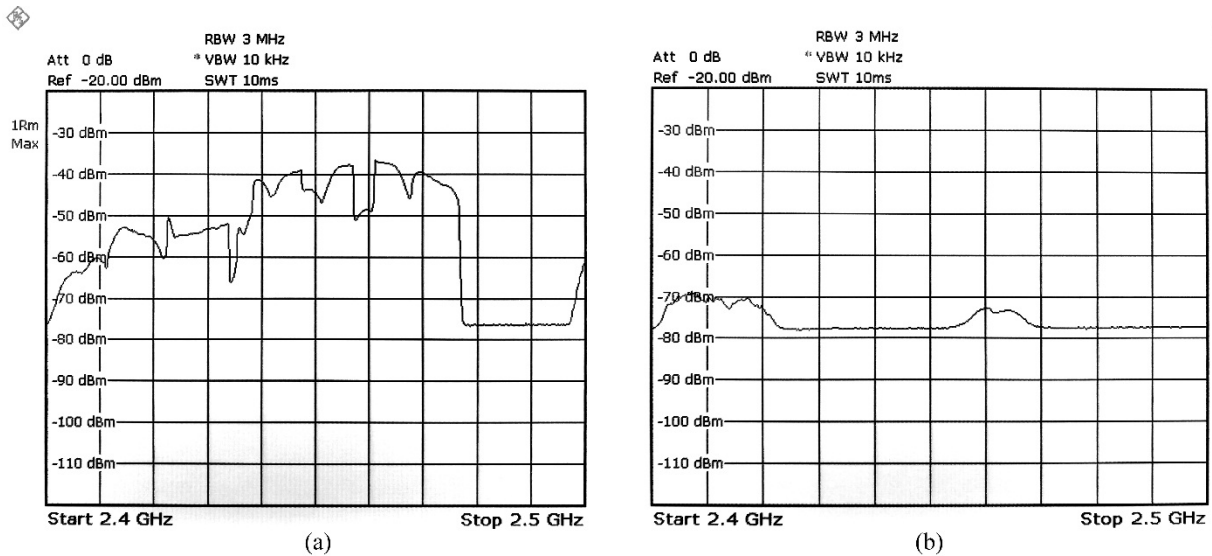


Fig. 5.27 Actividad en la banda ISM de 2.4 GHz captada por el analizador de espectros FSL de Rohde & Schwarz [21] en el edificio de la Sección de Comunicaciones del CINVESTAV-IPN Zacatenco. Donde (a) corresponde a los valores máximos de potencia detectados y (b) valores promedio.

De acuerdo a los valores de frecuencia de la tabla 5.2.1 utilizados por los servicios de redes inalámbricas, es posible observar la correspondencia entre éstos y el espectro obtenido en la figura 5.27. La frecuencia central del enlace punto a punto implementado con los RDS (2.45

GHz), debido al esquema de modulación, es de banda angosta. Con ello, se minimiza la interferencia de éste a los servicios de redes inalámbricas y viceversa. En la porción superior de dicha banda ISM, la actividad de los servicios de redes inalámbricas y otros equipos que operan en dicha banda es mínima en la zona de evaluación del enlace. Sin embargo, debido a las características de la antena descritas en el capítulo 4, en la porción superior de la banda ISM, éstas no son las óptimas para la implementación del enlace. Por ello, para maximizar el desempeño de las antenas y minimizar la interferencia de y hacia otros sistemas, la frecuencia central de 2.45 GHz cumple con estas condiciones.

Finalmente, utilizando la cámara anecoica con la que se cuenta en el Laboratorio de Radiofrecuencia de la Sección de Comunicaciones, y las herramientas disponibles para el análisis espectral de GNU Radio, se evaluó el nivel de ruido de los receptores del USRP B210 con la ganancia máxima disponible. En las figuras 5.28, 5.29 y 5.30 se muestran: la cámara anecoica, el diagrama a bloques de GNU Radio para dicha tarea y el espectro captado utilizando el bloque *QT Frequency Sink*, respectivamente. Así mismo, en esta última se realiza la comparación entre los RDS USRP B210, Nuand BladeRF xA4 Micro 2.0 [22] y PlutoSDR [23].

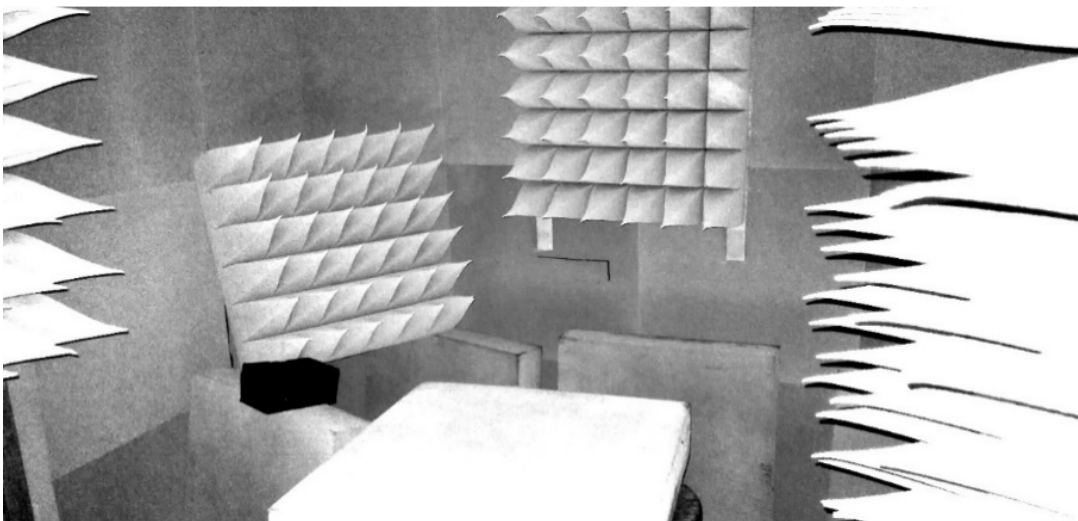


Fig. 5.28 Cámara anecoica de la Sección de Comunicaciones del CINVESTAV-IPN Zacatenco.

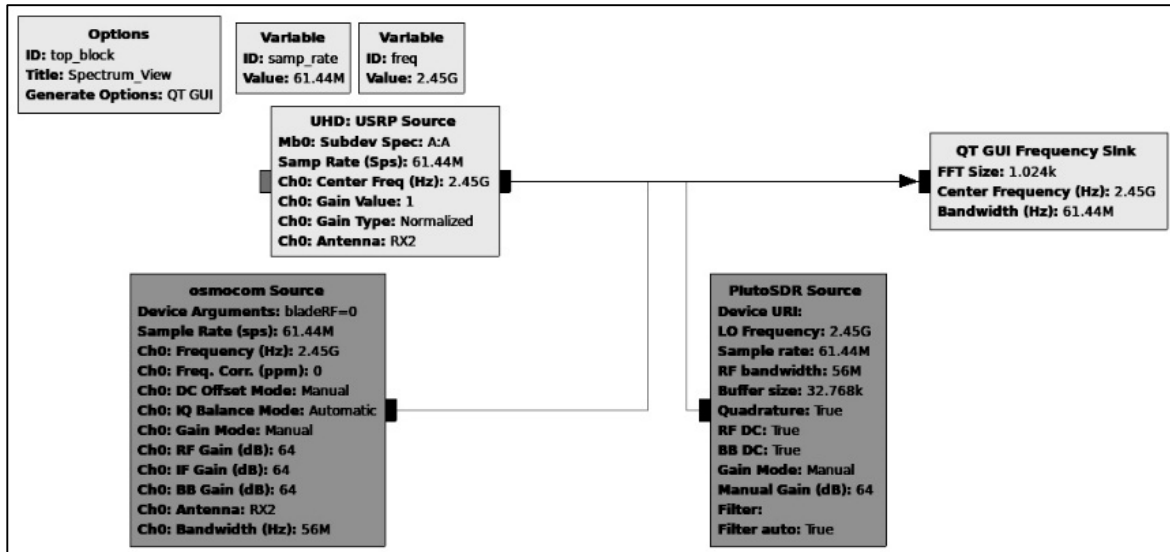


Fig. 5.29 Diagrama a bloques de GNU Radio empleado para desplegar el espectro usando los RDS con frecuencia central de 2.45 GHz y ancho de banda de 56 MHz.

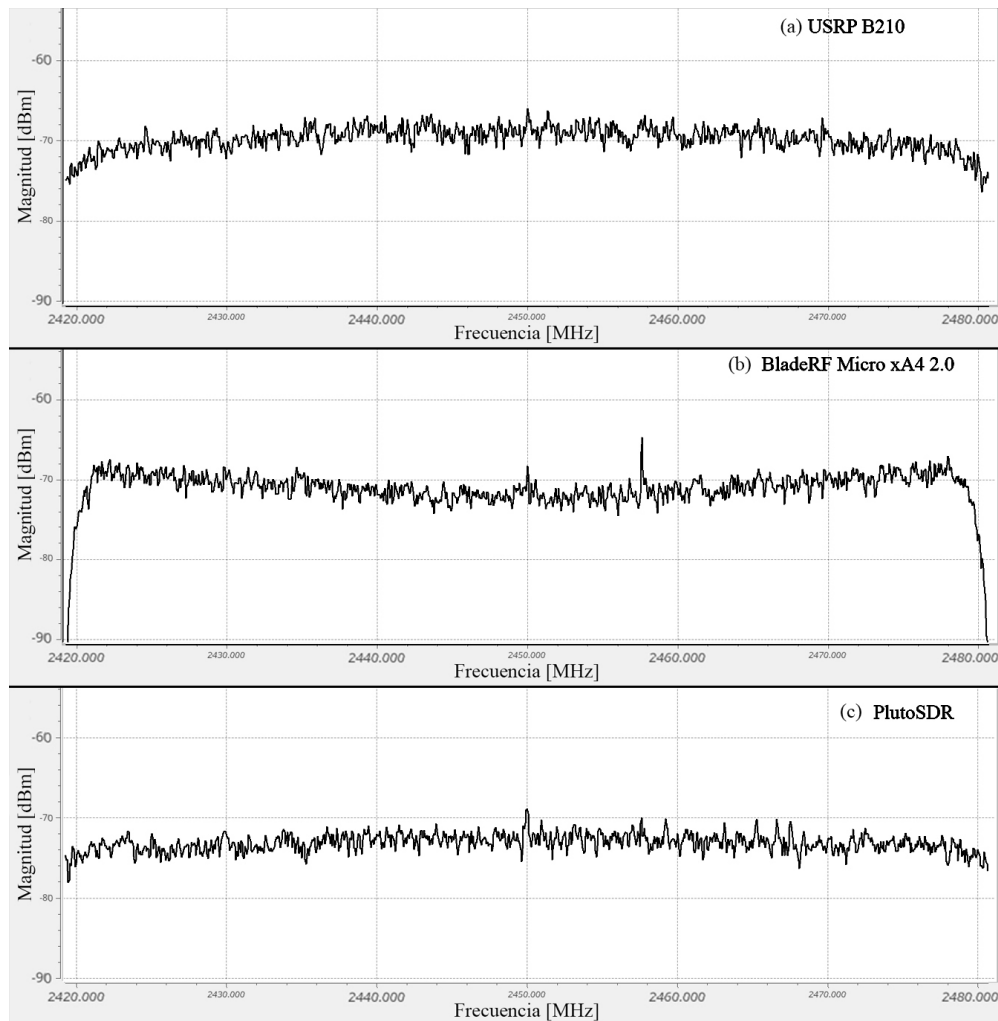


Fig. 5.30 Comparativa de Espectro obtenido con los RDS: USRP B210 (a), BladeRF Micro 2.0 (b), y PlutoSDR (c).

Aunque los valores de magnitud mostrados en la figura 5.30 no corresponden a valores reales de potencia de ruido en función de la frecuencia debido a la calibración de los equipos, es posible comparar el desempeño descrito por la figura de ruido para cada uno de los RDS anteriores, detallados en el capítulo 3.

5.2.3 Implementación y Evaluación del Enlace Punto a Punto.

Dado que las antenas fabricadas (capítulo 4) son de circuito impreso y su patrón de radiación es normal al plano de la antena, se fabricaron soportes para éstas para que durante la evaluación del enlace fuera posible orientar dicho patrón, con lo que se busca hacer repetible el enlace maximizar el desempeño de éste. En la figura 5.31, se muestra la configuración de la antena, el soporte y el RDS USRP B210.

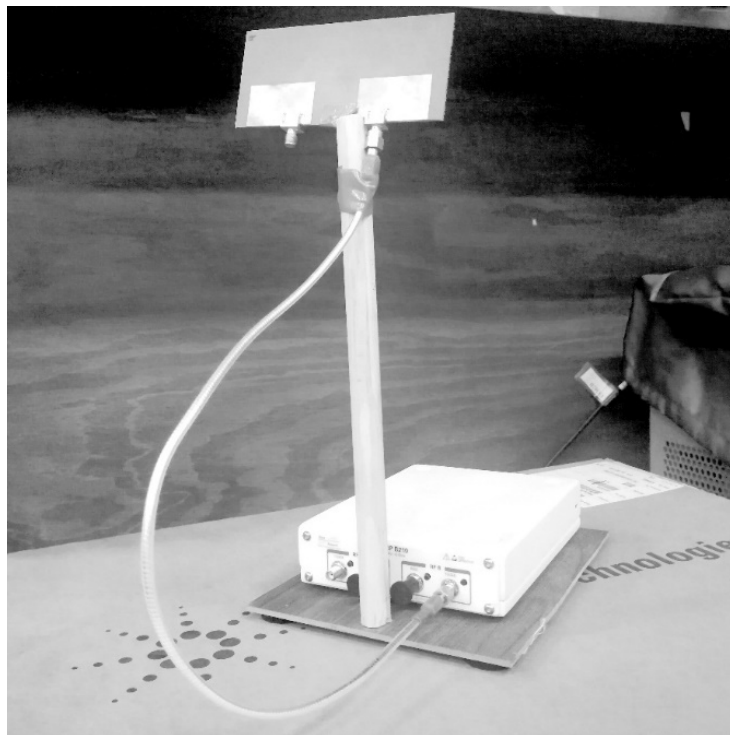


Fig. 5.31 Configuración de Antena, soporte y RDS USRP B210.

Empleando la configuración descrita, en la tabla 5.2.2 se muestran los resultados promediados del enlace punto a punto con esquema de modulación BPSK diferencial en condiciones de línea de vista (LOS) y sin línea de vista (NLOS) a diferentes distancias. La ganancia tanto del transmisor como del receptor fue de 1 en la configuración normalizada.

Tabla 5.2.2 Resultados obtenidos del enlace punto a punto.

Distancia [m]	Condición	BER	Probabilidad de Caracter Erróneo
1	LOS	0	0
6	LOS	0	0
10	LOS	0	0
20	LOS	1.71×10^{-6}	5.35×10^{-6}
1	NLOS	5.80×10^{-7}	1.575×10^{-6}
6	NLOS	8.12×10^{-6}	2.275×10^{-5}
10	NLOS	6.53×10^{-5}	1.498×10^{-4}
20*	NLOS	--	--

*Enlace no exitoso, pérdida de identificadores de preámbulo y/o cola.

De acuerdo a los valores de la tabla anterior, la principal limitante del enlace en las condiciones descritas anteriormente, es la atenuación por la propagación a través de obstáculos. Esto indica que la actividad de las redes inalámbricas que comparten la banda ISM de los 2.4 GHz, juega un papel secundario. En los enlaces de corta distancia (menores a 6 m), el valor de ganancia de la configuración del transmisor afecta la recepción. Para valores cercanos a la unidad en la configuración normalizada, la constelación de los símbolos BPSK sufre dispersión por fenómenos no lineales en el receptor y a causa de las multitrayectorias. En la figura 5.32 se muestra este efecto. Para evitar este problema, la configuración de la ganancia en el transmisor y receptor se seleccionan de acuerdo a la distancia del enlace. Además, el bloque de igualación de canal (*CMA Equalizer*) no es capaz de procesar las múltiples trayectorias cuando éstas presentan un nivel de potencia significativo relativo al de la trayectoria principal, con lo que se dificulta la recuperación de la constelación BPSK. En la figura 5.33 se muestra la dispersión de los símbolos obtenida por simulación del enlace, modificando los valores del vector *taps* que determinan las multitrayectorias en el bloque de canal. De la misma manera, este efecto alcanza

su punto máximo cuando el enlace se realiza dentro de la jaula de Faraday con la que cuenta la Sección de Comunicaciones.

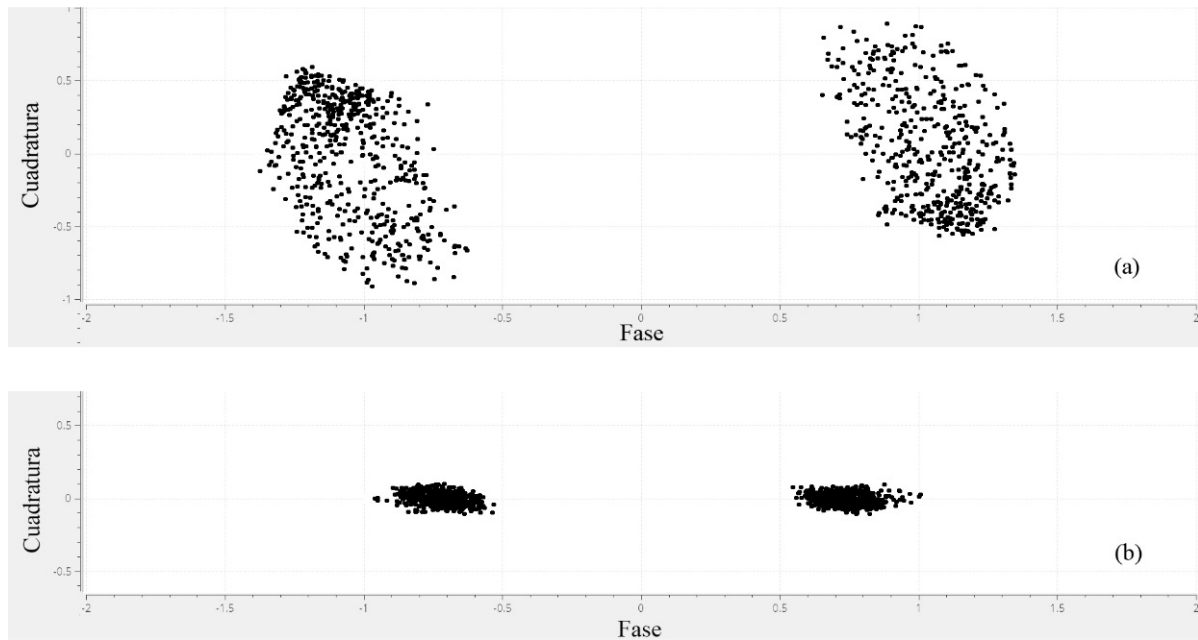


Fig. 5.32 Dispersión de la constelación BPSK debido a la configuración de la ganancia del transmisor USRP B210. Donde (a) con ganancia máxima y (b) con ganancia reducida en función de la distancia del enlace.

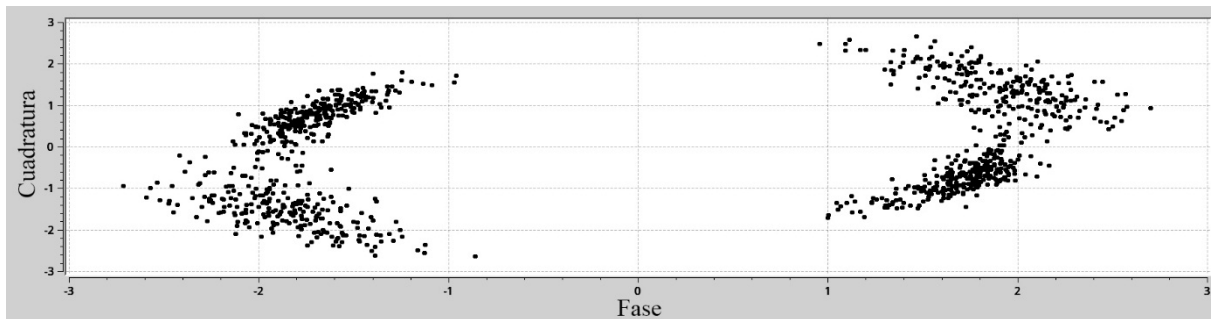


Fig. 5.33 Dispersión de la constelación BPSK debido a la potencia con la que arriban las multitrayectorias en el receptor del enlace simulado.

El valor nominal de potencia máxima para el transmisor del USRP B210 reportado por el fabricante es de +20 dBm y la configuración de ganancia de su respectivo bloque en GNU Radio permite un intervalo de valores de [0, 89.9] en dB y de [0,1] como valores normalizados. Puesto que el esquema de modulación es de banda angosta, la regulación internacional establece que la potencia isotrópica radiada efectiva (EIRP, del inglés *Effective Isotropic Radiated Power*) debe ser de -23 dBm [24][25][26] para la banda ISM de 2.4 GHz, por lo que dicho valor de

ganancia establecida en el bloque debe ser ≤ 44.26 dB para cumplir con dichas regulaciones, tomando en consideración la ganancia de la antena empleada (caracterizada en el capítulo 4).

Con los resultados obtenidos, mostrados en la tabla 5.2.2 es posible afirmar que la implementación del enlace punto a punto con esquema de modulación BPSK diferencial funciona de manera adecuada dentro del intervalo de distancias descrito. También, es posible mejorar la distancia del enlace incrementando la potencia de transmisión de los USRP B210, como fue detallado en el capítulo 3, o empleando antenas direccionales si se tratase de un enlace punto a punto fijo. Así mismo, el desempeño del enlace está en función del ambiente electromagnético debido a la actividad de los servicios que coexisten en la banda ISM de interés. Durante el día, cuando hay actividades en el edificio de la Sección de Comunicaciones, la probabilidad de error se incrementa al menos en un 30% en comparación de la tarde o de la noche (para las mismas condiciones de ubicación del transmisor y receptor), cuando la red inalámbrica de internet no es utilizada. En la figura 5.27a es posible vislumbrar la razón por la cual el enlace se ve afectado, esto es, debido a la actividad de las redes inalámbricas.

5.3 Implementación y Evaluación de un Enlace MIMO 1x2 con Radios Definidos por *Software*

La simulación de este enlace en la sección 5.1.3 permite destacar la importancia de que las ramas de diversidad del receptor presenten la misma fase para aprovechar este esquema. Puesto que los procesos de fabricación de los RDS no son ideales, existen variaciones en la operación de los relojes de sincronía, los convertidores analógico-digital de cada una de las ramas de

diversidad y variaciones en la transferencia de muestras hacia el *host*. Además, los estados transitorios de los bloques *Polyphase Clock Sync*, el igualador de canal ciego *CMA Equalizer* y el Lazo Costas introducen variaciones en la fase que requieren ser cuantificados y compensados para tener un esquema de diversidad funcional. En la figura 5.34 se muestra la diferencia de fase entre las ramas de diversidad del receptor. Esto se obtiene a partir de la terminal del bloque *Costas Loop*, e indica que el proceso que realizan los bloques de cada una de estas ramas opera de manera independiente. Puesto que los bloques de cada una de las ramas inician con los mismos valores (de los 32 filtros definidos del bloque *Polyphase Clock Sync*, comienzan en el filtro número 16, misma fase inicial del lazo costas y mismas condiciones iniciales del igualador de canal), si la transmisión ocurre antes de que comience el funcionamiento del receptor, y la señal llega con suficiente potencia en ambas ramas, es posible tener ganancia de diversidad, ya que ambas ramas operarían de manera similar, con lo que la fase es, para fines prácticos, la misma.

No obstante, esta situación no es realista ya que, en los sistemas de comunicación, el receptor siempre se encuentra a la espera del inicio de transmisión, por lo que se requiere etapas adicionales de procesamiento que aseguren la igualdad de fase entre ramas.

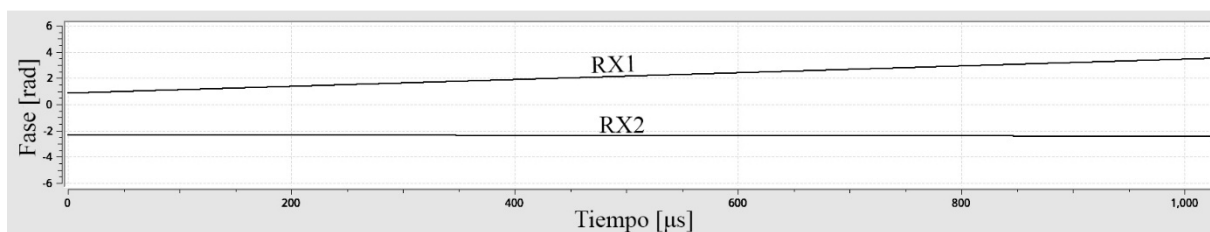


Fig. 5.34 Diferencia de fase entre los dos receptores antes de iniciar la transmisión.

Una de las soluciones que existen en la literatura para obtener la diferencia de fases entre las dos ramas es realizando la operación de autocorrelación, y obtener el valor del retraso para la cual ésta es máxima [27]. Esto requiere alto procesamiento computacional ya que el

comportamiento de los RDS y las variaciones en el canal son aleatorias, además del impacto en el consumo de potencia, el cual es crítico para algunas aplicaciones. Además, en GNU Radio no existen bloques que realicen la autocorrelación de señales complejas, por lo que la implementación de esta técnica requeriría la programación de bloques adicionales.

Otra de las soluciones propuestas en la literatura para la extracción de fase de una señal es a partir de la transformada rápida de Fourier FFT [28][29]. Sin embargo, el costo computacional es elevado y cuando se emplea con esquemas de diversidad en GNU Radio provoca sobre flujos en la operación de los USRP B210, lo cual impide la correcta operación de los radios, por ende, no es posible tener transmisiones de datos exitosas (Fig. 5.35).

Finalmente, la solución propuesta para este trabajo de tesis es la extracción de la fase muestreando la información entregada por el bloque *Costas Loop* en la terminal de salida *Phase* cada cierto número de muestras (o intervalo de tiempo, en función de la frecuencia de muestreo establecida por la variable *samp_rate* en los diagramas de GNU Radio y el vector de control, descrito más adelante). En la figura 5.36 se muestra el diagrama a bloques del receptor con la técnica de extracción de fase propuesta. El valor instantáneo de fase muestreado es utilizado como el coeficiente de ponderación para el esquema de diversidad de ganancia uniforme. Estos coeficientes multiplican a las señales provenientes de los bloques de igualación de canal de cada una de las ramas. Para asegurar el funcionamiento previsto de este esquema, estas señales son separadas en sus componentes de magnitud y fase, esta última es ponderada, sustrayendo el valor de fase instantáneo muestreado. Posteriormente, las señales ponderadas son sumadas y se realiza la detección de los símbolos BPSK.

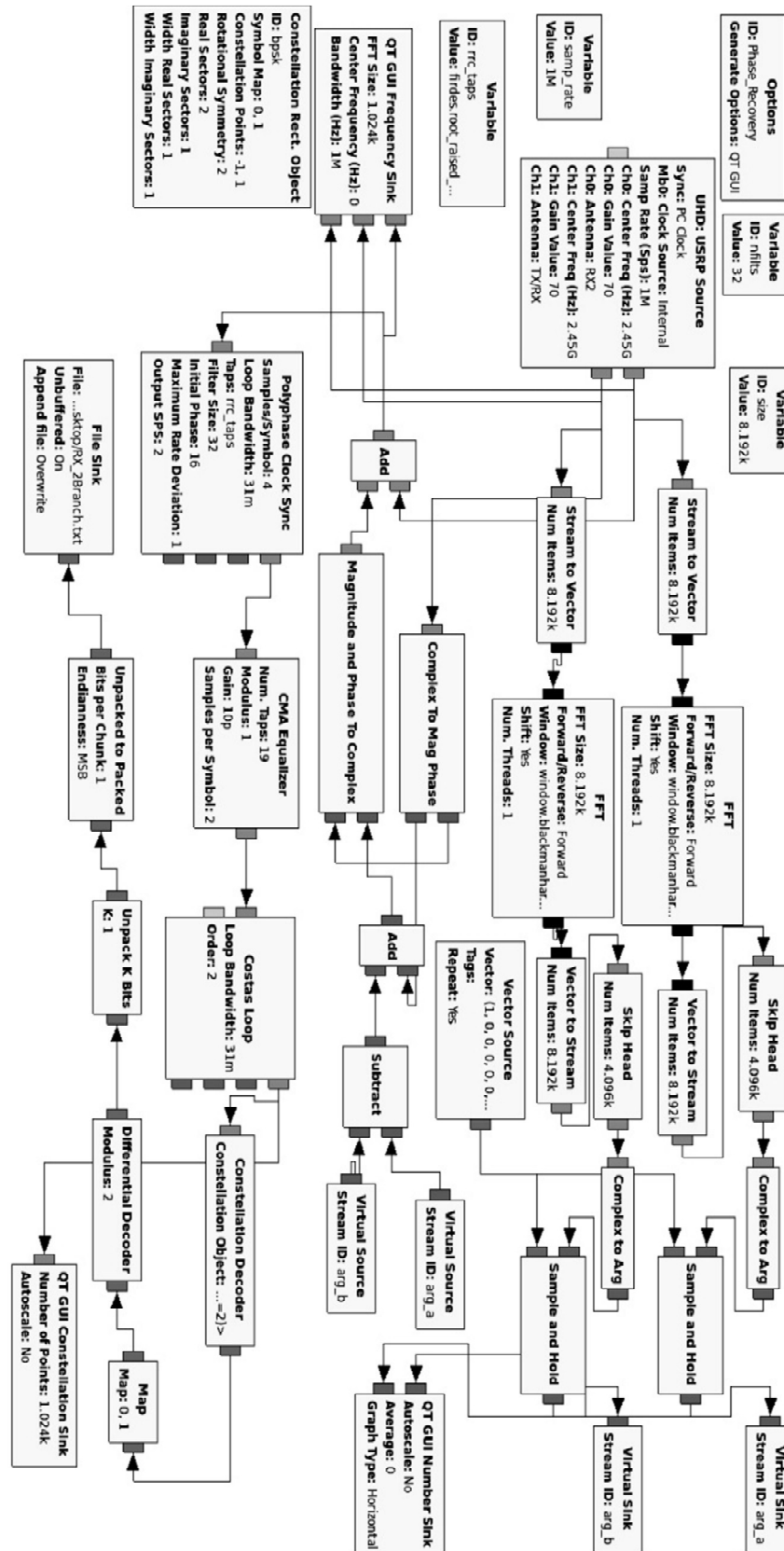


Fig. 5.35 Diagrama a bloques para la estimación de fase mediante la Transformada Rápida de Fourier (FFT) y esquema de diversidad EGC basado en [29].

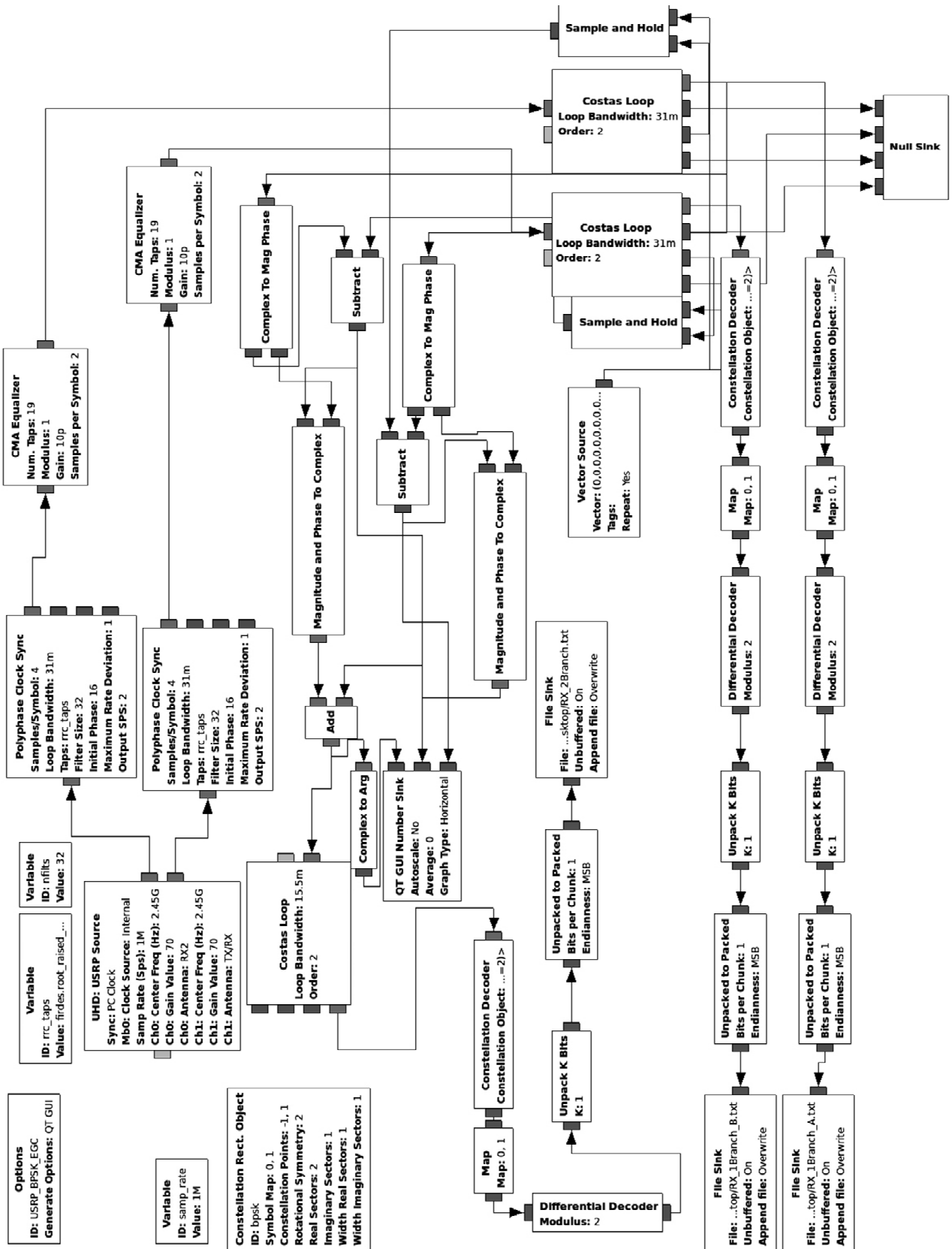


Fig. 5.36 Diagrama a bloques del receptor con técnica EGC. Estimación de fase con información del lazo costas. Muestreo y retención del valor instantáneo de fase.

El bloque *Sample and Hold*, presente en la figura 5.36, tiene la función de muestrear el valor presente en la entrada *In0* del mismo bloque y mantenerlo en la terminal de salida. Este proceso es regulado mediante una señal de control presente en la terminal de entrada *In1*, la cual acepta valores codificados como bytes. Si la señal de control es 1, el bloque realiza el muestreo y la retención hasta que se presente nuevamente un 1 en la terminal de control. Por ello, para controlar el tiempo de muestreo y retención, se utiliza el bloque *Vector Source*, el cual genera un flujo de valores determinados por el usuario. A continuación, se muestra el diagrama a bloques (fig. 5.37) que permite comprobar el funcionamiento de estos dos bloques, el cual genera una señal senoidal y la despliega en tiempo (fig. 5.38). A su vez, se realiza de manera paralela el muestreo y retención de los valores de dicha señal mediante un vector de control, el cual presenta los valores (1,0,0,0), los cuales se repiten durante toda la ejecución del diagrama a bloques.

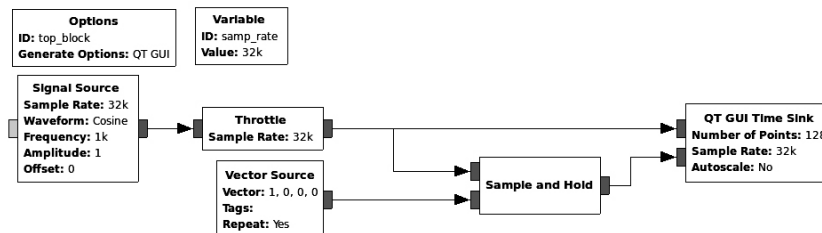


Fig. 5.37 Diagrama a bloques para la generación de una señal senoidal y su despliegue en tiempo de manera gráfica, utilizando muestreo y retención.

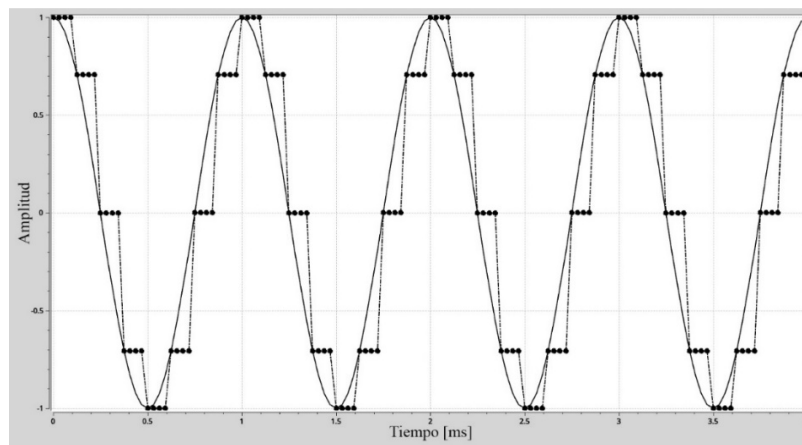


Fig. 5.38 Gráfica en tiempo de señal generada y resultado del muestreo y retención de dicha señal con vector de control (1,0,0,0).

En la figura 5.36, la señal de control, definida en el bloque *Vector Source*, presenta 32 ceros seguido de un 1. Con ello, se evita muestrear el estado transitorio, descrito previamente, que presentan los bloques del diagrama del receptor. El número de ceros determina el periodo de muestreo del valor de fase del Lazo Costas, esto es, con la cantidad de ceros es posible incrementar o reducir el tiempo de muestreo de la fase en cada una de las ramas. Sin embargo, existe un compromiso entre la corrección de la fase y la integridad de la información. Si el muestreo se hace en períodos muy cortos, el ajuste de fase ocurre en un mayor número de veces, lo cual disminuye la variación de fase entre las dos ramas, pero destruye la información transmitida, ya que el esquema de modulación es de fase diferencial. Estas variaciones de fase pueden provocar cambios tales que, en la etapa de detección se interpretan como símbolos BPSK, con lo que se introducen bits de información erróneos que no existían en el archivo .txt transmitido. Este fenómeno puede ser observado durante el análisis de los datos recibidos con el programa del Apéndice E, el cual realiza un conteo de los caracteres recibidos. En cambio, si el muestreo de la fase se realiza en períodos más largos, la integridad de la información se mantiene, pero la diferencia de fases entre las dos ramas de diversidad no es del todo corregida, por lo cual se reduce el desempeño de dicho esquema de diversidad.

Debido a la flexibilidad de la plataforma de GNU Radio, es posible guardar las muestras de cada una de las ramas y del esquema de diversidad de manera simultánea (mostrado en la figura 5.36) y realizar la comparación en post-procesamiento. Esta característica puede observarse como la delegación de dichos procesos a bloques siguientes en el diagrama de flujo y, en un panorama más general, a capas superiores si se considera el modelo OSI para la descripción de sistemas de comunicación. Con esta característica se puede evaluar el desempeño del esquema

de diversidad comparado con el desempeño de los enlaces 1x1 de manera simultánea, ya que las condiciones de canal son las mismas para todos los enlaces.

En promedio, el desempeño del esquema de diversidad fue marginalmente mejor que el de las ramas individuales, por ejemplo, la tasa de bits erróneos para el esquema EGC fue de 5×10^{-5} mientras que para las ramas individuales fue de 5.4×10^{-5} , manteniendo esta proporción en la mayoría de las pruebas. En algunos casos, hubo ventaja considerable al usar el esquema de diversidad (con tasa de bits erróneos de 6.22×10^{-6} de dicho esquema y 2.85×10^{-4} para el enlace sin diversidad), no obstante, éstos fueron extremadamente escasos por lo cual no presentan relevancia estadística. El comportamiento de este esquema se debe a que las variaciones de fase de las portadoras de interés que inciden sobre el receptor, varían de manera aleatoria, mientras que el muestreo se realiza de forma periódica. Una posible forma de mitigar este problema sería teniendo un intervalo de muestreo dinámico en función de las condiciones del canal, lo cual orillaría a tener conocimiento del mismo. Sin embargo, el esquema propuesto opera con los bloques existentes en GNU Radio y, dada la flexibilidad del almacenamiento de datos, es posible realizar esquemas de selección de la rama que presente el mejor desempeño.

Finalmente, los USRP B210 cuentan con un ancho de banda de operación máximo de 56 MHz, lo cual permite realizar diversidad en frecuencia de portadoras de banda angosta dentro del mismo, empleando enlaces 1x1 o utilizando la redundancia del equipo terminal (enlaces 1x2, 2x1 o 2x2). Además, permite establecer distintas tasas de transmisión, esquemas de modulación, potencia de transmisión, lo cual permite priorizar alguna de las fuentes de información. Por otro lado, es posible emplear técnicas de espectro disperso dentro del ancho de banda de operación de los RDS, los cuales, de acuerdo a lo estudiado en el capítulo 2, permiten la coexistencia de varias portadoras de manera simultánea. Sin embargo, el proyecto a cargo de los bloques de

GNU Radio de estas técnicas no ha tenido actualizaciones ni cuenta con documentación detallada respecto a los bloques, por lo cual no es posible tener enlaces exitosos con éstos. Finalmente, la programación de nuevos bloques permitiría el empleo de otras técnicas de estimación de fase [30][31][32], o nuevos esquemas como el acceso múltiple no ortogonal [33][34] o diversidad espacial empleando antenas inteligentes [35].

5.4 Implementación y Evaluación de un Enlace MIMO 2x2 con Radios Definidos por Software

Durante la simulación de este tipo de enlace con esquemas de codificación Alamouti o V-BLAST quedó demostrada la necesidad de tener conocimiento del estado del canal. Esto no es posible con los bloques contenidos en GNU Radio y requiere la programación de bloques adicionales. La estimación de canal es un tema ampliamente estudiado y reportado en la literatura (eg. [36][37]), sin embargo, existe un rezago en las herramientas existentes de dicha plataforma para la implementación de estas técnicas.

Puesto que el ancho de banda de operación de los RDS y como el esquema de modulación BPSK diferencial es de banda angosta, es posible implementar de manera sencilla esquemas de diversidad, multiplexaje, o acceso múltiple en frecuencia utilizando los bloques con los que cuenta GNU Radio.

En la figura 5.40 se muestra el diagrama a bloques de la simulación de un enlace, empleando la traslación en frecuencia para realizar el esquema de diversidad antes mencionado, empleando una misma fuente de información para ambas ramas.

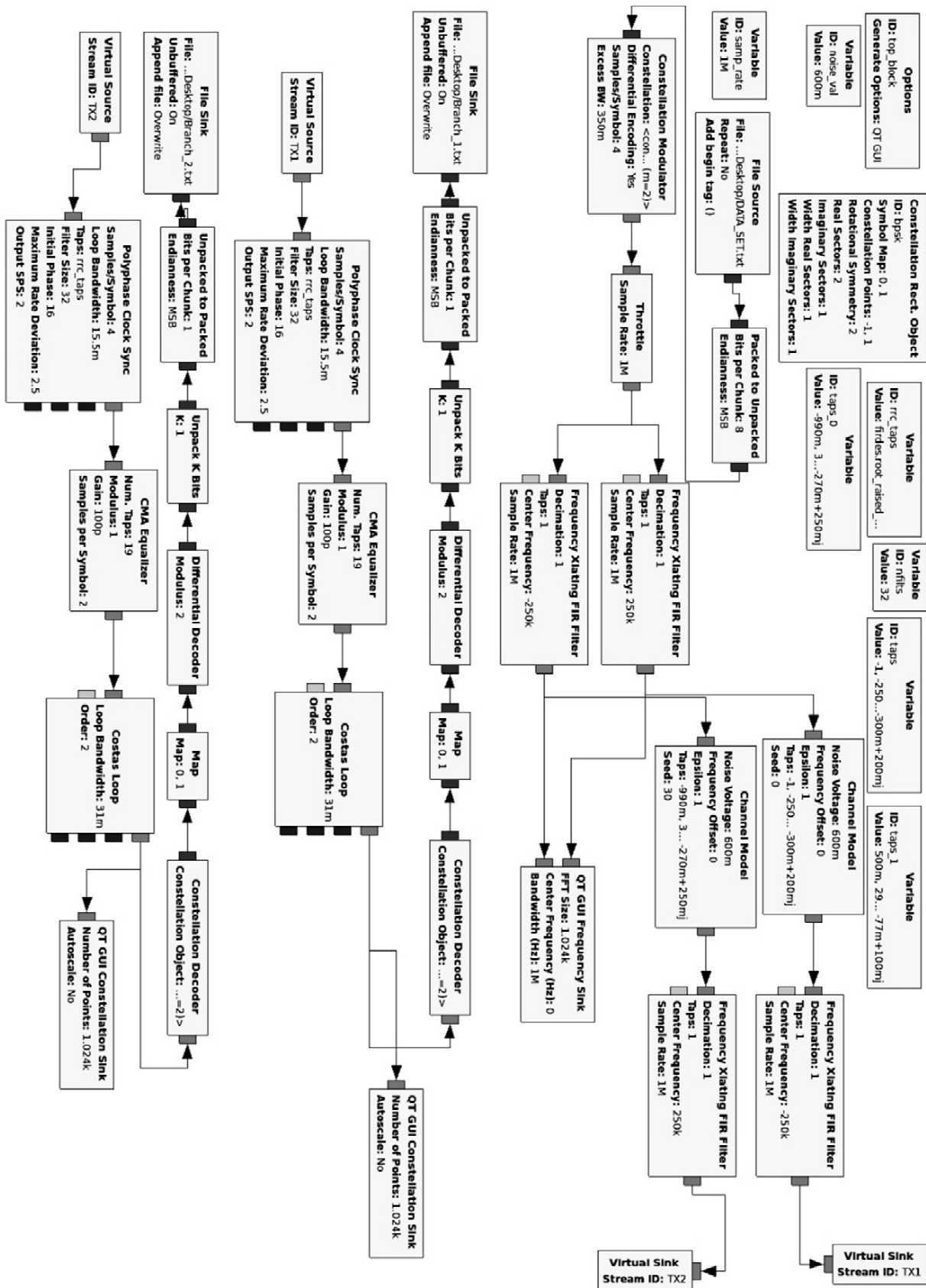


Fig. 5.40 Diagrama a bloques de enlace simulado empleando diversidad en frecuencia.

El bloque que realiza la traslación en frecuencia antes de la transmisión de la información es el bloque *Frequency Xlating FIR Filter*, el cual realiza tareas de traslación de frecuencia en función del parámetro *Center Frequency*, filtrado y diezmado (empleados en la conversión de bajada para esquemas superheterodinos), definidos por los parámetros *Taps* y *Decimation*. Puesto que el bloque de *Constellation Modulator* realiza la función de filtrado de la portadora, basta con realizar la traslación en frecuencia con el bloque correspondiente, por tanto, a los parámetros de filtrado y diezmado se les asigna el valor de 1.

La tasa de muestras, definido por la variable *samp_rate* determina el ancho de banda empleado por los RDS. El valor para ésta en la figura 5.40 es 1×10^6 , con lo cual se tiene un ancho de banda de 1 MHz. Esto indica que el espectro útil bajo estas condiciones abarca el intervalo de -500 kHz a los 500 kHz en la representación del espectro en banda base. Con esto, el valor para la traslación de frecuencia en cada uno de los bloques se asigna como ± 250 kHz. En la siguiente figura, se despliega gráficamente en frecuencia el resultado de este proceso.

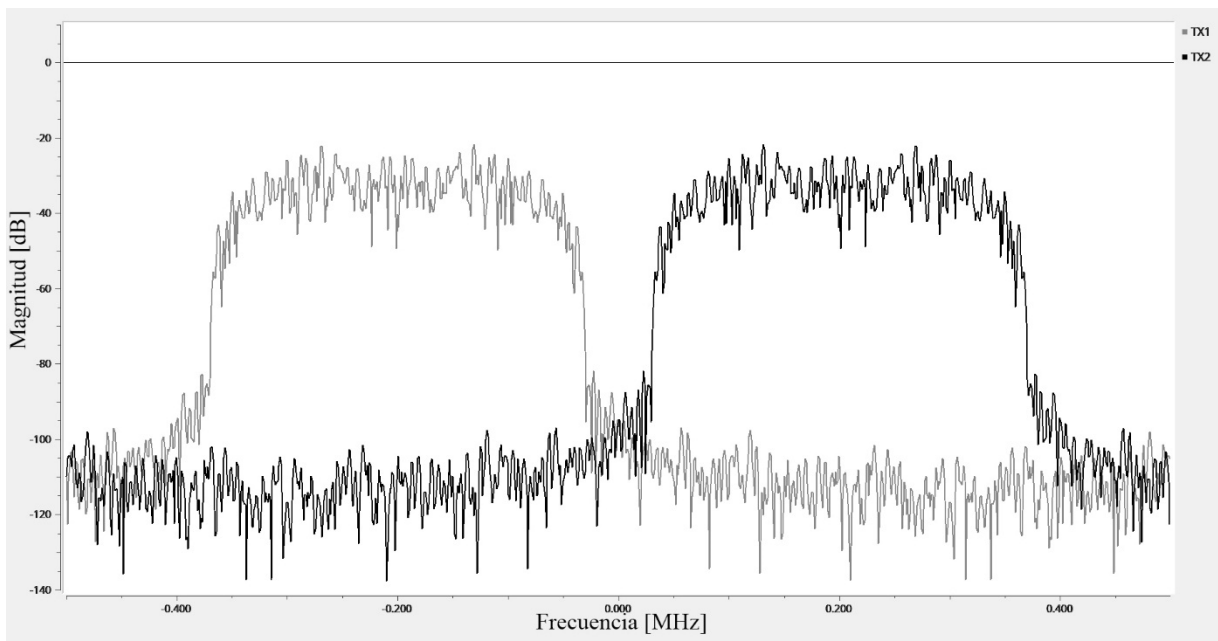


Fig. 5.41 Espectro resultante de la traslación de las portadoras empleadas en diversidad en frecuencia.

El ancho de banda necesario para cada uno de los esquemas de modulación BPSK diferencial es de aproximadamente 350 kHz, el cual está determinado por el parámetro *Excess Bandwidth* y la tasa de muestras del diagrama (figura 5.41). Con la traslación en frecuencia, los espectros correspondientes a cada una de las ramas de diversidad quedan separados y dentro del ancho de banda de operación de los RDS, con lo cual, en el receptor, pueden ser separados y procesados. En las siguientes figuras (5.42 y 5.43) se muestran los diagramas a bloques de un transmisor y un receptor implementados con los USRP B210 y el esquema de diversidad en frecuencia.

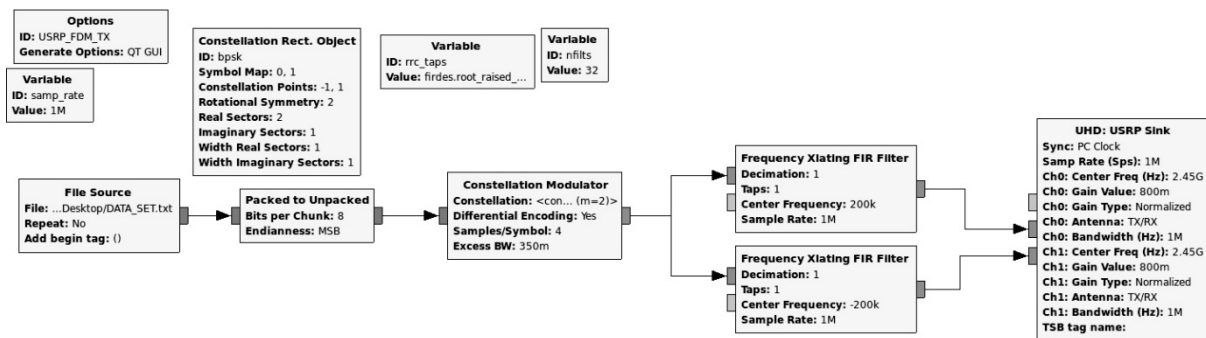


Fig. 5.42 Diagrama a bloques de un transmisor empleando el USRP B210 y esquema de diversidad en frecuencia.

Puesto que en el diagrama de la figura 5.43 las ramas de diversidad procesan la información de manera independiente, el desempeño de los enlaces fue similar al del enlace punto a punto descrito en la sección 5.2.3. No obstante, la flexibilidad de la plataforma permite la implementación del esquema propuesto de ganancia uniforme EGC o, de otros esquemas de diversidad en conjunto con el de frecuencia. Por otro lado, en las figuras 5.41 y 5.42, la fuente de información es la misma para ambas ramas de diversidad. Sin embargo, es posible emplear diferentes fuentes de información para realizar multiplexaje o acceso múltiple en frecuencia, y dado que el procesamiento de los bloques es independiente entre sí, es posible implementar diferentes esquemas de modulación, tasas de transmisión, etc., con la necesidad de que en el receptor se tienen que realizar las tareas inversas para la recuperación de la información, lo cual

introduce mayor complejidad en los diagramas de GNU Radio e incrementa el costo computacional debido al procesamiento.

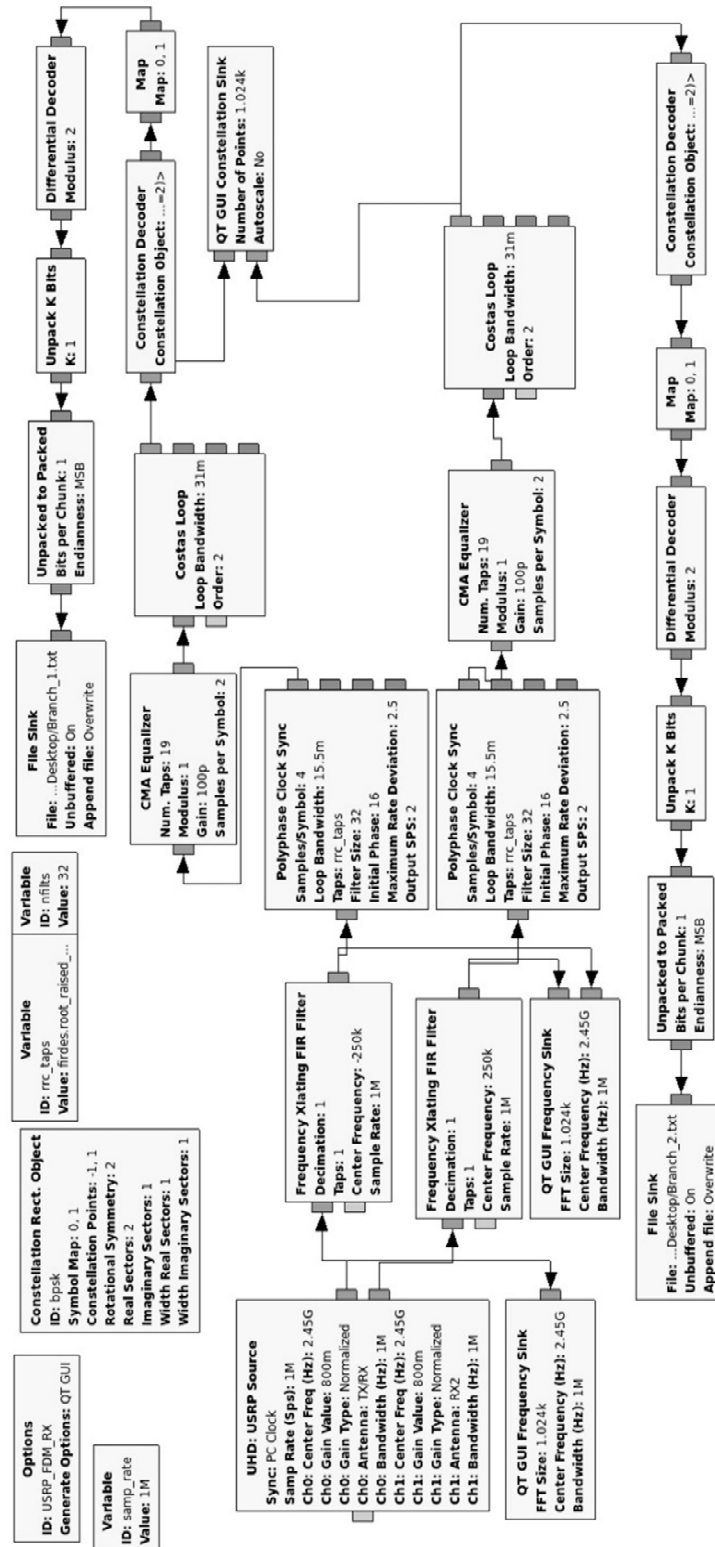


Fig. 5.43 Diagrama a bloques de un receptor empleando el USRP B210 y esquema de diversidad en frecuencia.

En la siguiente figura se muestran la interfaz de usuario implementada en el receptor de la figura 5.43. En ésta, se muestra el espectro captado por cada una de las antenas (a) del USRP B210, el espectro después de la traslación en frecuencia (b), y la constelación BPSK en cada una de las ramas de diversidad (c).

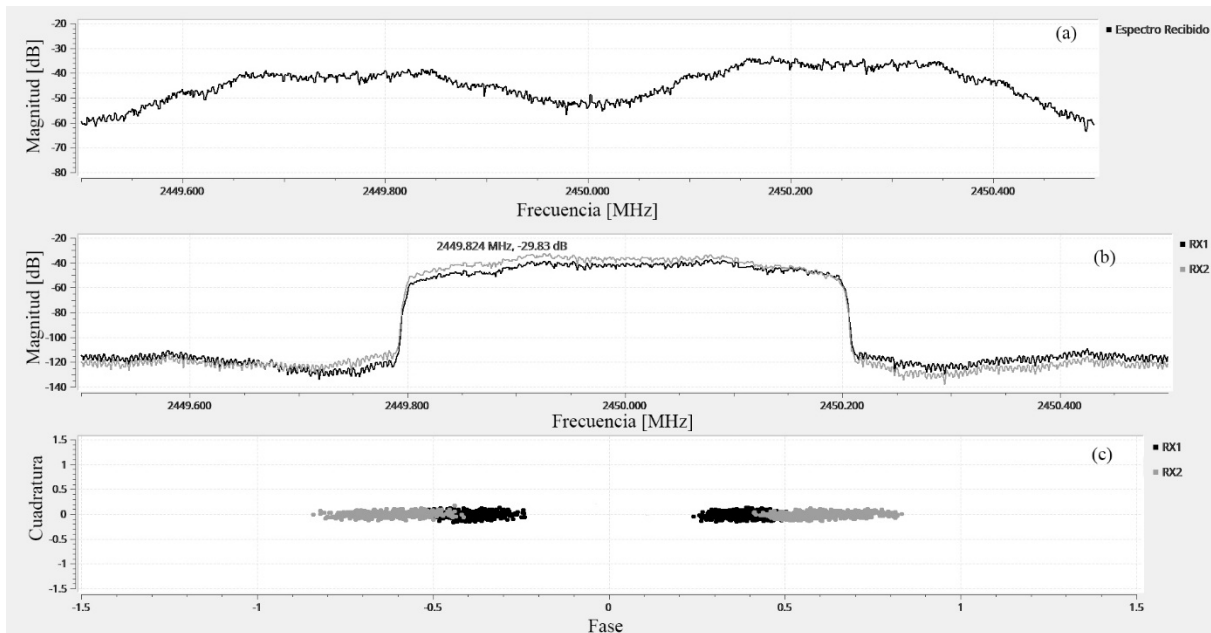


Fig. 5.44 Interfaz gráfica de usuario del receptor implementado con el USRP B210 y esquema de diversidad en frecuencia. Donde (a) es el espectro captado por las antenas, (b) los espectros de cada una de las ramas de diversidad después de la traslación en frecuencia y (c) la constelación BPSK de cada una de las ramas.

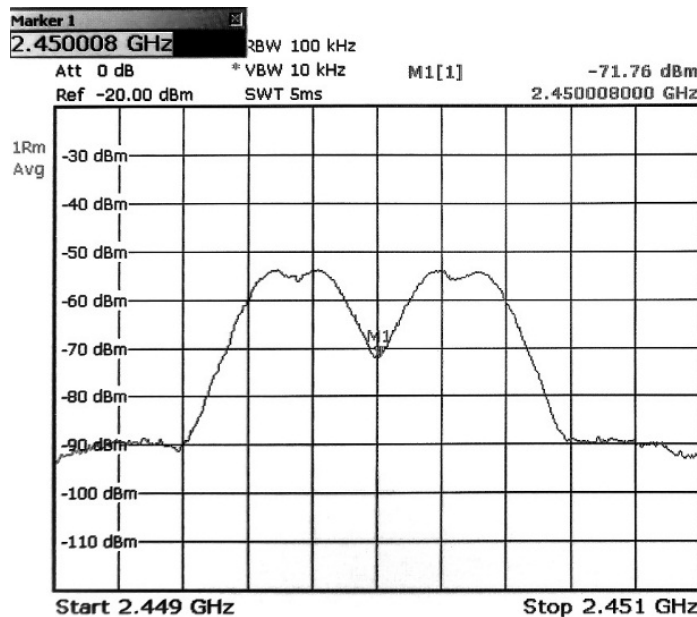


Fig. 5.45. Espectro captado por el analizador de espectros FSL de Rohde & Schwarz [21] de la señal transmitida con esquema de diversidad en frecuencia.

Finalmente, en la figura 5.45 se muestra el espectro captado por el analizador de espectros FSL de Rohde & Schwarz [21] donde se observa la separación de las portadoras BPSK de cada una de las ramas de diversidad.

Dado que el esquema de diversidad en frecuencia se realiza dentro de la plataforma de GNU Radio, esto es, en banda base, es posible implementarlo en cualquiera de los otros diagramas presentados a lo largo de este capítulo. Con ello, se comprueba la flexibilidad que se tiene al emplear dicha plataforma.

CONCLUSIONES

El estudio por computadora de enlaces de comunicaciones empleando la plataforma computacional de GNU Radio permite evaluar el desempeño de los diferentes esquemas de modulación, así como su robustez ante el ruido, eficiencia espectral, tasas de transmisión, etc., en un ambiente controlado en el cual se pueden reproducir los resultados tantas veces como sea necesario. Además, permite valorar el desempeño de las técnicas de procesamiento y establecer límites de desempeño en condiciones ideales como valores de referencia para la comparación con los enlaces físicos.

También, permite la configuración, gestión y operación de diferentes Radios Definidos por *Software*, no obstante, puesto que en el mercado existe un gran número de dispositivos con características, configuraciones y parámetros diferentes, y dado que en GNU Radio se busca que los bloques sean completamente independientes entre sí, por lo que las diferentes configuraciones de dichos dispositivos son transparentes para los bloques. Por ello, el conjunto

de los RDS con la dicha plataforma permite establecer enlaces funcionales de comunicaciones, pero los resultados entregados distan de ser precisos, por lo que los resultados desplegados por los bloques de monitoreo no son confiables y es necesario el uso de equipo de laboratorio especializado para caracterizar los diferentes parámetros de los enlaces (ie. potencia de transmisión, potencia de recepción, niveles de ruido, etc.).

Por otra parte, la independencia de los bloques de GNU Radio, tanto de procesamiento como de gestión de los RDS ofrece alta flexibilidad en el diseño de los diagramas de flujo dentro de la plataforma, ya que cada uno de los bloques recibe y procesa la información de manera transparente, siempre y cuando se respete el tipo de datos empleado (*float*, *complex*, *byte*), permitiendo distintas técnicas de procesamiento. A su vez, esto posibilita diferentes niveles de integración dentro de la plataforma, ya que se puede emplear GNU Radio en conjunto con los RDS para captar el espectro y almacenar las muestras de fase y cuadratura para realizar el procesamiento de las mismas en otro ambiente computacional, o se puede realizar todo el procesamiento en un mismo algoritmo. Con ello, es posible la integración de distintas plataformas de procesamiento de datos, en función de los requerimientos del sistema de comunicaciones y limitaciones de la infraestructura. En este capítulo, la evaluación del desempeño de los diferentes enlaces implementados se hizo fuera de la plataforma de GNU Radio, con programas escritos en lenguaje Python, el cual fue seleccionado ya que es posible integrar estos programas como bloques de procesamiento para dicha plataforma en un futuro. Además, este lenguaje es altamente intuitivo y poderoso, lo cual facilita la implementación de esquemas de procesamiento de datos de manera rápida y eficiente.

Por otra parte, se demostró que la versión 3.7 de GNU Radio con los bloques adicionales de técnicas MIMO y de diversidad no operan de manera adecuada debido a la falta de los bloques

de estimación de canal. Sin embargo, es posible aprovechar la redundancia del equipo terminal de los RDS para incrementar la robustez de los enlaces o la tasa de transmisión, etc., con lo cual fueron establecidos distintos enlaces de comunicación.

En el capítulo siguiente, se profundizará en el análisis de los resultados obtenidos y las ventajas y limitaciones en el uso de dicha plataforma computacional en conjunto con los RDS.

REFERENCIAS

- [1] “GNURadioCompanion,” *What is GNU Radio? - GNU Radio*. [Online]. Disponible: <https://wiki.gnuradio.org/index.php/GNURadioCompanion>. [Último acceso: 29-Sep-2019].
- [2] “ANSI INCITS 4-1986 (R2012)” *American National Standard for Information Systems – Coded Character Set – 7-Bit American National Standard Code for Information Interchange (7-Bit ASCII)*. American National Standard Institute. 2012.
- [3] “gnuradio.gr: Type Conversions,” *gnuradio.gr: Type Conversions - GNU Radio 3.6.1git-94-g598a843a documentation*. [Online]. Disponible: https://www.gnuradio.org/doc/sphinx-3.6.1/gr/converter_blk.html. [Último acceso: 29-Sep-2019].
- [4] “Guided Tutorial PSK Demodulation,” *Guided Tutorial PSK Demodulation - GNU Radio*. [Online]. Disponible: https://wiki.gnuradio.org/index.php/Guided_Tutorial_PSK_Demodulation. [Último acceso: 29-Sep-2019].
- [5] V. K. Mazover, Luis Ramos Alarcón Barroso, and Michel Ramón Parra, *Fundamentos de Comunicaciones Digitales*, 2nd ed., p. 364, México: Limusa, 2015.
- [6] T. Rondeau, “Control Loop Gain Values,” *Rondeau Research, 13-Aug-2011*. [Online]. Disponible: <http://www.trondeau.com/blog/2011/8/13/control-loop-gain-values.html>. [Último acceso: 29-Sep-2019].
- [7] “gr::filter::firdes Class Reference” *GNU Radio Manual and C API Reference: gr::filter::firdes Class Reference*. [Online]. Disponible: https://www.gnuradio.org/doc/doxygen/classgr_1_1filter_1_1firdes.html. [Último acceso: 29-Sep-2019].

- [8] “CMA Equalizer,” *Re: [Discuss-gnuradio] CMA equalizer*. [Online]. Disponible: <https://lists.gnu.org/archive/html/discuss-gnuradio/2009-11/msg00062.html>. [Último acceso: 30-Sep-2019].
- [9] “Welcome to Python.org,” *Python.org*. [Online]. Disponible: <https://www.python.org/about/>. [Último acceso: 30-Sep-2019].
- [10] “Introduction,” *GNU Radio Manual and C API Reference: Channel Model Blocks*. [Online]. Disponible: https://www.gnuradio.org/doc/doxygen/page_channels.html. [Último acceso: 01-Oct-2019].
- [11] Moritzlucaschmid, “Week 00 – Diversity Combining,” *MIMO basics for GNU Radio, 02-Sep-2018*. [Online]. Disponible: <https://mimognuradio.wordpress.com/2018/05/11/week-0-diversity-combining/>. [Último acceso: 01-Oct-2019].
- [12] “MPSK SNR Estimator,” *MPSK SNR Estimator - GNU Radio*. [Online]. Disponible: https://wiki.gnuradio.org/index.php/MPSK_SNR_Estimator. [Último acceso: 01-Oct-2019].
- [13] Y. Ma and J. Jin, “Performance of MRC and EGC M-QAM with imperfect channel estimation,” *IEEE Wireless Communications and Networking Conference, 2006. WCNC 2006.*, 2006.
- [14] J. Ali and O. Ertug, “Performance of MRC and EGC Antenna Diversity Reception for M-QAM over Ricean Fading Environment with PSAM and LMMSE Channel Estimation,” *2009 International Conference on Electrical and Electronics Engineering - ELECO 2009*, 2009.
- [15] “OFDM Channel Estimation,” *OFDM Channel Estimation - GNU Radio*. [Online]. Disponible: https://wiki.gnuradio.org/index.php/OFDM_Channel_Estimation. [Último acceso: 01-Oct-2019].
- [16] S. Alamouti, “A Simple Transmit Diversity Technique for Wireless Communications,” *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 16, no. 8, pp. 1451–1458, 1998.
- [17] Moritzlucaschmid, “Week 01 – Alamouti Code,” *MIMO basics for GNU Radio, 02-Sep-2018*. [Online]. Disponible: <https://mimognuradio.wordpress.com/2018/05/18/week-01-alamouti-code/>. [Último acceso: 10-Oct-2019].
- [18] G. Foschini, G. Golden, R. Valenzuela, and P. Wolniansky, “Simplified Processing for High Spectral Efficiency Wireless Communication Employing Multi-Element Arrays,” *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 17, no. 11, pp. 1841–1852, 1999.
- [19] Moritzlucaschmid, “Week 04 – Spatial Multiplexing,” *MIMO basics for GNU Radio, 02-Sep-2018*. [Online]. Disponible: <https://mimognuradio.wordpress.com/2018/06/08/week-04-v-blast/>. [Último acceso: 10-Oct-2019].

[20] Farproc, “Wifi Analyzer,” *Apps on Google Play*. [Online]. Disponible: <http://wifianalyzer.mobi/>. [Último acceso: 10-Oct-2019].

[21] Rohde & Schwarz International, “R&S@FSL Spectrum Analyzer - Overview,” *Overview | Rohde & Schwarz*. [Online]. Disponible: https://www.rohde-schwarz.com/uk/product/fsl-productstartpage_63493-8042.html. [Último acceso: 19-Oct-2019].

[22] “bladeRF 2.0 micro xA4,” *Nuand*. [Online]. Disponible: <https://www.nuand.com/product/bladeRF-xA4/>. [Último acceso: 10-Oct-2019].

[23] “ADALM-PLUTO,” *ADALM-PLUTO Evaluation Board | Analog Devices*. [Online]. Disponible: <https://www.alaog.com/en/design-center/evaluation-hardware-and-software/evaluation-boards-kits/adalm-pluto/html>. [Último acceso: 10-Oct-2019].

[24] M. Loy, R. Karingattil, L. Williams, “ISM-Band and Short Range Device Regulatory Compliance Overview” *Texas Instruments Application Report SWRA048*. High Speed and RF, Texas Instruments Inc. 2005.

[25] “CFR-2013, Title 47 Vol. 1, Sec. 15-247”, *Code of Federal Regulations | Federal Communications Commission*. [Online]. Disponible: <https://www.govinfo.gov/content/pkg/CFR-2013-title47-vol1/pdf/CFR-2013-title47-vol1-sec15-247.pdf>. [Último acceso: 10-Oct-2019].

[26] “CFR-2009, Title 47 Vol. 1, Sec. 15-249”, *Code of Federal Regulations | Federal Communications Commission*. [Online]. Disponible: <https://www.govinfo.gov/content/pkg/CFR-2009-title47-vol1/pdf/CFR-2009-title47-vol1-sec15-249.pdf>. [Último acceso: 10-Oct-2019].

[27] “Complex Phase Shift,” *Output phase difference between two complex input signals - Simulink*. [Online]. Disponible: https://www.mathworks.com/help/comm/ref/complexphasedifference.html?s_tid=doc_ta. [Último acceso: 10-Oct-2019].

[28] A. Boughambouz, A. Bellabas, B. Magaz, T. Menni, and M. E. M. Abdelaziz, “Improvement of Radar Signal Phase Extraction Using All Phase FFT Spectrum Analysis,” *2017 Seminar on Detection Systems Architectures and Technologies (DAT)*, 2017.

[29] G. Godby, “Using GNU Radio for Signal Phase Measurements,” *ECE 480 Senior Design Application Note*. [Online]. Disponible: <https://www.egr.msu.edu/classes/ece480/capstone/spring14/group02/docs/Application%20Note%20-%20Phase%20George%20Godby%20Team%202.pdf>. [Último acceso: 10-Oct-2019].

[30] M. Sedlacek, M. Krumpholz. “Digital Measurement of Phase Difference – A Comparative Study of DSP Algorithms”. *Metrology and Measurement Systems*, vol. XII, no. 4, pp. 427-448, 2005.

[31] M. Sedlacek. “Digital Measurement of Phase Difference of LF Signals a Comparison of DSP Algorithms”. *Proceedings of XVII IMEKO World Congress*, pp. 639-644, 2003.

- [32] Yizheng Liao, “Phase and Frequency Estimation: High-Accuracy and Low-Complexity Techniques”, *M. Sc. Thesis, Worcester Polytechnic Institute, 2011*. [Online]. Disponible: https://web.stanford.edu/~yzliao/pub/master_thesis.pdf. [Último acceso: 10-Oct-2019].
- [33] Y. Saito, Y. Kishiyama, A. Benjebbour, T. Nakamura, A. Li, and K. Higuchi, “Non-Orthogonal Multiple Access (NOMA) for Cellular Future Radio Access”, *2013 IEEE 77th Vehicular Technology Conference (VTC Spring)*, 2013.
- [34] Z. Ding, X. Lei, G. K. Karagiannidis, R. Schober, J. Yuan, and V. K. Bhargava, “A Survey on Non-Orthogonal Multiple Access for 5G Networks: Research Challenges and Future Trends”, *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 35, no. 10, pp. 2181–2195, 2017.
- [35] C. A. Balanis, *Antenna Theory – Analysis and Design*. John Wiley & Sons. 3rd ed., ch. 16, pp. 945, 2005.
- [36] J. Cavers, “An Analysis of Pilot Symbol Assisted Modulation for Rayleigh Fading Channels (Mobile Radio),” *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 40, no. 4, pp. 686–693, 1991.
- [37] F. Dietrich and W. Utschick, “Pilot-assisted Channel Estimation Based on Second-Order Statistics,” *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol. 53, no. 3, pp. 1178–1193, 2005.
- [38] V. Kontorovich M., F. L. R. Alarcón B., and M. Ramón P., “Fundamentos de Comunicaciones Digitales”. 2nd ed., Limusa, Mx, pp. 334, 2015.

Capítulo 6. Resultados, Conclusiones y Trabajo a Futuro

6.1 Discusión de Resultados y Conclusiones Generales.

En el capítulo 1 se estudiaron las características principales de los Radios Definidos por *Software* y las diferencias que se tienen con los sistemas de radiocomunicación tradicionales. Así mismo, se estudiaron las arquitecturas que éstos presentan y las limitaciones de cada una de ellas, analizando el estado del arte y algunas plataformas disponibles comercialmente. Por otro lado, se examinaron las técnicas MIMO y la aplicación de éstas en algunos de los estándares que se encuentran operando en la actualidad.

En el capítulo 2 se estudiaron las diferentes bandas del espectro radioeléctrico, la reglamentación y los organismos que regulan su uso, y las características físicas que presentan las ondas electromagnéticas y su impacto en los sistemas de radiocomunicación. Con ello, se establecieron las razones de empleo de la banda ISM de 2.4 GHz.

Considerando dicha banda, en el capítulo 3 se estudiaron los parámetros que determinan el desempeño de los Radios Definidos por *Software* y las estrategias para mejorar alguno de estos parámetros. Como caso de estudio, se consideró el RDS USRP B210 de Ettus Research haciendo una comparativa con otras plataformas disponibles en el mercado.

En el capítulo 4 se examinaron los parámetros que evalúan el desempeño de las antenas MIMO y algunas de las estrategias que existen para mejorar el desacoplamiento entre sus elementos. Con ello, se diseñó, simuló, construyó, y caracterizó una antena MIMO de dos elementos que opera en la banda 2.4 GHz, mediante dos procesos de fabricación diferentes, lo cual permitió evaluar su impacto en el desempeño. Esta antena fue comparada con antenas omnidireccionales

disponibles comercialmente, comúnmente incluidas con los RDS y se determinó que estas últimas no son adecuadas para su uso en la banda de 2.4 GHz, por lo que las antenas construidas mediante proceso fotolitográfico fueron las más apropiadas para la implementación de los enlaces.

En esta tesis se estudiaron por computadora, implementaron y evaluaron distintos enlaces de comunicaciones punto a punto empleando Radios Definidos por *Software* modelo USRP B210 y GNU Radio dentro de la banda ISM 2.4 GHz de manera exitosa.

Para ello, fue necesario realizar un análisis de las características y condiciones de propagación de las distintas bandas del espectro radioeléctrico, la regulación internacional que regula su uso, las limitaciones en las frecuencias y anchos de banda de operación de los RDS, y los requerimientos del sistema de comunicaciones implementado, por lo que la selección de la banda ISM 2.4 GHz resultó adecuada para cubrir estas necesidades.

Además, se realizó un estudio de las limitaciones tecnológicas de los RDS particulares a la banda antes mencionada, fundamentalmente en la etapa de radiofrecuencia del receptor. Así mismo, se hizo un estudio comparativo con los estándares establecidos para los servicios que dicha banda alberga, para evaluar la calidad de la etapa de RF de los RDS.

Por otro lado, los resultados experimentales obtenidos en el capítulo 5 se lograron gracias a la construcción de antenas de propósito específico para dicha banda, ya que, como fue analizado, las antenas incluidas con los radios no operan de manera adecuada en ésta.

Finalmente, el capítulo 5 permitió analizar las ventajas y limitaciones que presenta GNU Radio como plataforma computacional para la gestión y operación de los RDS. De éstas, destaca que es una plataforma de código abierto por lo cual no requiere licencia comercial y es totalmente gratuita, lo cual permite que sea accesible para todo el mundo. También, es una plataforma

altamente intuitiva, con una interfaz gráfica sencilla de aprender y manipular, lo cual permite que el entendimiento del procesamiento de la señal mediante diagramas de flujo con bloques. Finalmente, al ser de código abierto y puesto que permite la construcción de nuevos bloques en lenguaje Python, GNU Radio ofrece un abanico sin fin de opciones para la implementación de técnicas de procesamiento de señal, filtrado, modulación y demodulación, traslación en frecuencia, multiplexaje, tasas de error, análisis espectral, la gestión y control de distintos RDS. Sin embargo, como fue estudiado en el capítulo 5, aunque fue posible aprovechar la redundancia del equipo terminal de los RDS, tanto en el transmisor como en el receptor, para la implementación de los enlaces, las técnicas de diversidad y MIMO no fueron explotadas, ni los resultados esperados de acuerdo al análisis teórico de las técnicas ni la simulación, debido a las limitaciones de los bloques de GNU Radio. El problema fundamental es la estimación de canal que éstos requieren para realizar su función.

La estimación de canal es un tema estudiado y ampliamente reportado en la literatura especializada en el área de las radiocomunicaciones. Sin embargo, puesto que la plataforma de GNU Radio es de código abierto, y cualquier usuario puede aportar con la programación de nuevos bloques, se tiene una brecha entre los conocimientos de los lenguajes y estructuras computacionales y los conocimientos especializados en el área de comunicaciones, ya que este proyecto es mantenido por profesionales especializados en programación y sistemas computacionales, por lo que la plataforma carece de algunos bloques fundamentales de procesamiento requeridos por diversas técnicas empleadas en los sistemas de comunicaciones. Sumado a esto, la plataforma empleada no cuenta con documentación detallada y debidamente organizada, lo cual dificulta su operación y entendimiento, lo cual retrasa la solución de problemas existentes con la creación de nuevos bloques.

La filosofía operativa de GNU Radio busca la completa independencia entre los bloques de procesamiento, esto es, mientras se respete el tipo de dato a procesar, puedan ser interconectados como el usuario desee. Esto incrementa significativamente la flexibilidad ya que se pueden formar múltiples ramas de procesamiento de manera simultánea, como las que fueron mostradas en el capítulo 5. Por otro lado, el empleo de etiquetas (*stream tags*) para la transferencia de información de control empleada por algunos bloques de manera subyacente a la operación del diagrama diseñado por el usuario, ocurre de manera transparente, la flexibilidad de la plataforma se ve altamente afectada, ya que estas etiquetas no pueden ser modificadas desde los bloques, ni los valores que éstas encapsulan de manera directa. Los bloques de diversidad y técnicas MIMO analizados en el capítulo anterior, que emplean información contenida en estas etiquetas para su correcta operación, resultan inservibles debido a la inexistencia de bloques que las generen.

La solución para este problema es crear bloques que, en vez de encapsular los valores en etiquetas, los transfieran a través de vías paralelas en los mismos bloques. Por ejemplo, la información de fase obtenida para el esquema EGC del capítulo anterior a partir del bloque *Costas Loop* empleando la terminal de salida de información de fase. La programación de bloques de estimación de canal y cálculo de SNR que entreguen el valor a través de una nueva terminal de salida del bloque mantendría la filosofía operativa de GNU Radio, por lo que se tendría la máxima flexibilidad en la creación de flujos de procesamiento, en función de los requerimientos del sistema.

En el mercado existen otras plataformas para el control y operación de los RDS que son más poderosas puesto que tienen mayor abanico de opciones de procesamiento, y/o cuentan con documentación más detallada. Sin embargo, estas plataformas no son de acceso libre y no

permiten que los usuarios generen sus propios bloques de procesamiento, lo cual es una gran ventaja de la plataforma de código abierto.

Los transceptores de la serie AD 93XX de Analog Devices, aunque cuentan con múltiples transmisores y receptores, presentan la limitante de que estos comparten el oscilador local, por lo que no pueden ser sintonizados de manera independiente a diferentes frecuencias. Las técnicas analizadas en el capítulo anterior de codificación Alamouti o V-BLAST no requieren que las ramas de diversidad sean sintonizadas en diferentes porciones del espectro. No obstante, esto limita la flexibilidad operativa de los RDS, sobre todo cuando se quieren integrar diversos servicios en un mismo enlace de comunicaciones o tener técnicas de transmisión oportunista en un intervalo de frecuencias amplio.

En el capítulo anterior fue demostrado que las técnicas de procesamiento de GNU Radio en banda base permiten mitigar este problema, aunque la solución propuesta es determinada por el ancho de banda de operación de los RDS, esto es, aunque sea posible sintonizar un RDS en un intervalo amplio de frecuencias (76 MHz – 6 GHz para el USRP B210), éste se encuentra limitado a una sola frecuencia a la vez y el ancho de banda determinado por los convertidores analógico digital. Por ello, desde este punto de vista, esta tecnología aún se encuentra lejos del concepto de RDS Ideal.

Así mismo, como fue analizado en el capítulo 4, el desempeño de los RDS se encuentra acotado por el desempeño de las antenas. Para tener una solución flexible de radiocomunicación, es necesario que las antenas empleadas en estos sistemas, tengan la capacidad de operar en el mismo intervalo amplio de frecuencias. Por ello, es necesario analizar con detenimiento los requerimientos para elegir la solución óptima, ya sea antenas de ultra banda ancha, múltiples

antenas, antenas sintonizables, etc. Por ello, el concepto de RDS Ideal debe de considerar una antena capaz de operar eficientemente en todo el espectro radioeléctrico.

La dependencia de las redes inalámbricas de comunicaciones de los distintos servicios ha crecido exponencialmente en los últimos años, y dado que se busca migrar hacia frecuencias cada vez más altas para aprovechar el espectro, los RDS deberán de contar con especificaciones de desempeño mucho mejores que el estándar más exigente en cada una de las bandas atribuidas a los distintos servicios. Puesto que no hay manera de predecir el desarrollo de los estándares, es tarea de los diseñadores analizar los requerimientos, explorar las limitaciones tecnológicas, y buscar soluciones para lograr los objetivos impuestos por las necesidades de los usuarios de dichas redes.

Aunque los RDS sean capaces de operar en todo el intervalo de frecuencias del espectro radioeléctrico de manera eficiente, existen limitaciones físicas que demarcan las propiedades de cada una de las bandas, así como restricciones impuestas por los organismos regulatorios internacionales. Por ello, en el diseño e implementación de un nuevo sistema de comunicaciones es imperativo considerar los fenómenos de propagación de las distintas bandas, las tasas de transmisión en función del ancho de banda, niveles de ruido por fuentes artificiales y naturales, así como la restricción por asignación de frecuencias a distintos servicios para asegurar la coexistencia entre los sistemas de radiocomunicación y la correcta operación del sistema diseñado. Finalmente, para acercar la tecnología de los RDS al concepto ideal, es necesario considerar todos los aspectos expuestos anteriormente.

Con esto, los objetivos marcados al inicio de este trabajo de tesis fueron cumplidos satisfactoriamente.

6.2 Trabajo a Futuro.

Uno de los problemas recurrentes en este trabajo de tesis fue el de estimación de canal en GNU Radio. Sumado a esto, la masificación de las redes de comunicaciones inalámbricas exige que el conocimiento del estado del canal aporte no solo información acerca de la relación señal a ruido SNR, sino también de la ocupación del canal y la coordinación entre dispositivos para aprovechar eficientemente los recursos de comunicaciones. Por ello, se propone generar bloques en GNU Radio que realicen dicha estimación de canal manteniendo la filosofía de total independencia entre bloques, esto es, que su operación no dependa de otros bloques y que a su vez no afecte el funcionamiento de bloques subsecuentes en el diagrama. Con ello, es posible realizar múltiples bloques que realicen las tareas antes mencionadas y operen de manera simultánea y coordinada, de acuerdo con las necesidades del diseñador del sistema. Además, puesto que diferentes bandas de frecuencia tienen diversas propiedades, la estimación de canal se debe de realizar en función de dichas bandas, considerando la flexibilidad operativa de los RDS. Por ello, esta tarea puede beneficiarse de la flexibilidad que ofrecen los sistemas de inteligencia artificial, ya que pueden ser entrenados para reconocer los diferentes fenómenos propios de cada una de las bandas y entregar la información requerida por los bloques subsecuentes sin intervención de un operador, lo cual facilitaría la implementación de enlaces de comunicaciones en distintos ambientes electromagnéticos sin la necesidad de ajustes de configuración por parte de un operador, ya sea del proveedor de servicios de telecomunicaciones o del usuario final. Con ello, se tendría la filosofía de conectar y usar (*plug and play*) en cualquier parte del globo. Por otra parte, dado que los bloques de GNU Radio se programan con lenguajes tradicionales como C o Python, es posible emplear las condiciones lógicas

tradicionales para definir casos de funcionamiento, automatizando el proceso de ajuste de operación de los radios en función de dichas condiciones de manera sencilla. Con esto, es posible implementar sistemas de comunicación con esquemas de modulación adaptiva a las condiciones de canal, requerimientos de tasas de transmisión, potencia, ancho de banda, etc., de manera sencilla en dicha plataforma. Con ello, la automatización del funcionamiento de los bloques acercaría al objetivo de operación transparente para el usuario final, descrito previamente.

Finalmente, para maximizar el uso de la plataforma de GNU Radio, es necesario desarrollar documentación estandarizada debidamente detallada, por lo que cualquier aportación a los bloques de procesamiento, exige que se genere la información de descripción y se otorgue el mantenimiento para la corrección de errores en la operación de estos. Para ello, de generar bloques para la automatización de la selección de parámetros en función de condiciones lógicas establecidas o el empleo de sistemas de inteligencia artificial para la generación de información del estado del canal, es necesario describir de forma rigurosa el funcionamiento de cada uno de los bloques, así como las condiciones de prueba de los mismos, para que el usuario final pueda implementar diagramas de procesamiento de forma exitosa y, en caso de que exista alguna falla, sea sencillo reproducir las condiciones de prueba y realizar el seguimiento de las posibles soluciones.

Puesto que la plataforma de GNU Radio se encuentra en un proceso de actualización debido a la migración de lenguaje Python versión 2 a versión 3, algunos de los bloques no estarán disponibles en esta nueva versión. Además, la documentación existente puede quedar obsoleta, por lo que, de crearse los bloques antes mencionados, es necesario considerar las nuevas directivas para la generación de la documentación respectiva. Así mismo, es posible esperar

que, con esta actualización, se mejore la base de datos de la documentación existente, facilitando la tarea de implementación de enlaces dentro de esta plataforma, por lo que se requiere un estudio de los cambios entre las versiones.

APÉNDICE A

- **Parámetros del Convertidor Analógico Digital**

De la hoja de datos se obtiene que el voltaje en escala completa FS = 1 V_{p-p}. Para obtener el valor a -1dB a partir de la escala completa (-1dBFS), se realiza la siguiente conversión:

$$V_{\text{RMS}} = \frac{1}{2\sqrt{2}} V_{\text{p-p}} = \frac{1}{2\sqrt{2}} (1) = 0.3535534 \text{ V}$$

Con esto, y considerando que ADC₁ presenta una impedancia de entrada R_{ADC1} de 50 Ω y ADC₂ presenta una impedancia de entrada de 800 Ω acoplada a las etapas previas mediante un transformador 1:16, la potencia en escala completa P_{FS} es:

$$P_{\text{FS}} = \frac{V_{\text{RMS}}^2}{R_{\text{ADC}}}$$

$$P_{\text{FS_ADC1}} = \frac{0.3535534^2 [\text{V}]}{50 [\Omega]} = 2.5 \text{ mW}$$

$$P_{\text{FS_ADC2}} = \frac{0.3535534^2 [\text{V}]}{800 [\Omega]} = 0.15625 \text{ mW}$$

Realizando la conversión a dB:

$$P_{\text{FS_ADC1_dB}} = 10 \log(2.5) = 3.9794 \text{ dBm}$$

$$P_{\text{FS_ADC2_dB}} = 10 \log(0.15625) = -8.0618 \text{ dBm}$$

La relación entre el transformador de impedancias y los parámetros de RF se obtiene mediante la expresión:

$$\Delta_{\text{Parámetro}} = 10 \log\left(\frac{R_{\text{ADC2}}}{R}\right)$$

Tal que para el caso de ADC₂, la reducción del valor de los parámetros de RF (\overline{NF} , IIP3 y I_{-dB}) es:

$$\Delta_{\text{Parámetro}} = 10 \log\left(\frac{800}{50}\right) = 12.0414 \text{ dB} \approx 12 \text{ dB}$$

- **Cálculo de la Figura de Ruido \overline{NF}**

Realizando la conversión de las características de los bloques de la etapa de RF propuesta empleando la ecuación 3.16:

Bloque	Figura de Ruido \overline{NF} [dB]	Factor de Ruido F
Filtro RF	2	1.584893
LNA	0.7	1.174898
Mezclador	9.9	9.772372
Filtro Pasa-Bajas	1	1.258925
ADC ₁	30.98	1253.141174
ADC ₂	18.98	79.06786

De igual forma, transformando las ganancias a escala lineal se tiene:

Bloque	Ganancia [dB]	Ganancia Lineal
Filtro RF	-2	0.630957
LNA	18.1	64.565422
Mezclador	8	6.309573
Filtro Pasa-Bajas	-1	0.794328
ADC ₁	0	1
ADC ₂	0	1

Empleando la ecuación 3.23, el factor de ruido total considerando ADC₁ es:

$$\begin{aligned}
F_{\text{Tot}_1} = & 1 + (1.584893 - 1) + \frac{(1.174898 - 1)}{0.630957} + \frac{(9.772372 - 1)}{(0.630957)(64.565422)} \\
& + \frac{(1.258925 - 1)}{(0.630957)(64.565422)(6.309573)} \\
& + \frac{(1253.141174 - 1)}{(0.630957)(64.565422)(6.309573)(0.794328)} = 8.211159
\end{aligned}$$

Realizando la conversión a figura de ruido:

$$\overline{NF}_{\text{Tot}_1} = 10 \log(8.211159) = 9.144045 \text{ dB}$$

Considerando ADC₂:

$$\begin{aligned}
F_{\text{Tot}_2} = & 1 + (1.584893 - 1) + \frac{(1.174898 - 1)}{0.630957} + \frac{(9.772372 - 1)}{(0.630957)(64.565422)} \\
& + \frac{(1.258925 - 1)}{(0.630957)(64.565422)(6.309573)} \\
& + \frac{(79.06786 - 1)}{(0.630957)(64.565422)(6.309573)(0.794328)} = 2.460792
\end{aligned}$$

La figura de ruido es:

$$\overline{NF}_{\text{Tot}_2} = 10 \log(2.460792) = 3.910748 \text{ dB}$$

- **Cálculo del punto IIP3 total**

Considerando los puntos de IIP3 de cada uno de los bloques:

Bloque	IIP3 [dBm]	IIP3 Lineal
Filtro RF	100	10000000000
LNA	-7	0.199526
Mezclador	26.8	478.630092
Filtro Pasa-Bajas	100	10000000000
ADC ₁	42.97	19815.270258
ADC ₂	30.97	1250.259030

Mediante la ecuación 3.41, el punto de intersección de tercer orden total es:

$$\frac{1}{\text{IIP3}_{\text{Tot_ADC1}}} = \frac{1}{10000000000} + \frac{0.630957}{0.199526} + \frac{(0.630957)(64.565422)}{478.630092} + \frac{(0.630957)(64.565422)(6.309573)}{10000000000} + \frac{(0.630957)(64.565422)(6.309573)(0.794328)}{19815.270258} = 3.257697$$

$$\frac{1}{\text{IIP3}_{\text{Tot_ADC2}}} = \frac{1}{10000000000} + \frac{0.630957}{0.199526} + \frac{(0.630957)(64.565422)}{478.630092} + \frac{(0.630957)(64.565422)(6.309573)}{10000000000} + \frac{(0.630957)(64.565422)(6.309573)(0.794328)}{1250.259030} = 3.410698$$

Despejando y convirtiendo a dBm:

$$\text{IIP3}_{\text{Tot_ADC1}} = 10 \log \left(\frac{1}{3.257697} \right) = -5.129107 \text{ dBm}$$

$$\text{IIP3}_{\text{Tot_ADC2}} = 10 \log \left(\frac{1}{3.410698} \right) = -5.328433 \text{ dBm}$$

- **Cálculo del punto de compresión *1-dB***

Considerando los puntos *1-dB* de cada uno de los bloques:

Bloque	<i>1-dB</i> [dBm]	<i>1-dB</i> Lineal
Filtro RF	100	10000000000
LNA	-17	0.0199526
Mezclador	14.7	29.51209
Filtro Pasa-Bajas	100	10000000000
ADC ₁	32.97	1981.527025
ADC ₂	20.97	125.025903

$$\begin{aligned} \frac{1}{1-dB_{Tot_{ADC1}}} &= \frac{1}{10000000000} + \frac{0.630957}{0.0199526} + \frac{(0.630957)(64.565422)}{29.51209} \\ &+ \frac{(0.630957)(64.565422)(6.309573)}{10000000000} \\ &+ \frac{(0.630957)(64.565422)(6.309573)(0.794328)}{1981.527025} = 33.106218 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \frac{1}{1-dB_{Tot_{ADC2}}} &= \frac{1}{10000000000} + \frac{0.630957}{0.0199526} + \frac{(0.630957)(64.565422)}{29.51209} \\ &+ \frac{(0.630957)(64.565422)(6.309573)}{10000000000} \\ &+ \frac{(0.630957)(64.565422)(6.309573)(0.794328)}{125.025903} = 34.636230 \end{aligned}$$

Despejando ambos valores y realizando conversión a dBm:

$$1-dB_{Tot_{ADC1}} = 10 \log\left(\frac{1}{33.106218}\right) = -15.199095 \text{ dBm}$$

$$1-dB_{Tot_{ADC2}} = 10 \log\left(\frac{1}{34.636230}\right) = -15.395306 \text{ dBm}$$

APÉNDICE B

- **Código de programa Rand_Let_Gen.py para la generación de 10⁶ caracteres aleatorios en minúscula con preámbulo e identificadores.**

```
#Centro de Investigacion y Estudios Avanzados
#del Instituto Politecnico Nacional - Zacatenco
#
#Generador de caracteres aleatorios en minusculas
#
#Manfredo Manuelievich Ceja Pachinski
#Septiembre, 2019

def main ():
    import string
    import random
    letters = string.ascii_lowercase
    f = open("DATA_SET.txt", "+w")

#Creación de caracteres preámbulo
    for i in range(5):
        for j in range (100):
            f.write("#")
        f.write("\r")

#Identificador inicio de información
    f.write("-#@-#@-#@-\r")
    for i in range(10000):
        for j in range (100):
            rand_letter = random.choice(letters)
            f.write(rand_letter)
        f.write("\r")

#Identificador Fin de información
    f.write("-#@-#@-#@-\r")

#Creación de caracteres de cola
    for i in range(5):
        for j in range (100):
            f.write("#")
        f.write("\r")
    f.close()
if __name__ == "__main__":
    main()
```

APÉNDICE C

- **Código de programa Stats_Data.py para la evaluación estadística de los caracteres aleatorios generados con el programa Rand_Let_Gen.py**

```
#Centro de Investigacion y Estudios Avanzados
#del Instituto Politecnico Nacional - Zacatenco
#
#Evaluación estadística de caracteres generados de forma aleatoria.
#
#Manfredo Manuelievich Ceja Pachinski
#Septiembre, 2019

def main ():
    import string
    letters = string.ascii_lowercase
    f_data = open('DATA_SET.txt','r')
    f_stats = open("STATS_Data.txt",'w+')
    ml = f_data.read().replace('\n','')
    for i in range (26):
        counter = ml.count(letters[i])
        percentage = counter/1000000.0
        print(" Count of '%s' is: %d \r" % (letters[i], counter))
        f_stats.write("%s      %d      %f\r" % (letters[i], counter,
percentage))
    f_data.close
    f_stats.close
    print("\n\n La informacion estadistica fue guardada en el
archivo 'STATS_Data.txt' \r")
if __name__ == "__main__":
    main()
```


APÉNDICE D

- **Código de programa RX_proc.py para el procesamiento de los datos recibidos.**

Localización de identificadores, eliminación de caracteres preámbulo y cola.

```
#Centro de Investigacion y Estudios Avanzados
#del Instituto Politecnico Nacional - Zacatenco
#
#Procesamiento de datos recibidos
#
#Manfredo Manuelievich Ceja Pachinski
#Septiembre, 2019

def main ():
    import string
    letters = string.ascii_lowercase
    letters = '#' + letters + '\r'
    #print(letters)
    f_data = open('DATA_SET.txt','r')
    f_data_DSP = open("DSP_DATA_SET.txt",'w+')
    f_RX_data = open("RX_DATA_SET.txt",'w+')
    f_Received = open('RX.txt','rb')
    ml_data = f_data.read()
    preamble = '-#@-#@-#@-'
    print(preamble)
    ml_Received = f_Received.read()
    ml_Received = ml_Received.decode('latin-1','ignore')
    #f_RX_data.write(ml_Received)
    #print(ml_Received)
    #Conversion a bits a partir del archivo de texto, incluyendo
saltos de linea
    ml_data_bit = bin(int.from_bytes(ml_data.encode('latin-
1','surrogatepass'), 'big'))
    preamble_bit = bin(int.from_bytes(preamble.encode('latin-
1','surrogatepass'), 'big'))
    ml_Received_bit = bin(int.from_bytes(ml_Received.encode('latin-
1','surrogatepass'), 'big'))
    ml_data_bit = ml_data_bit.replace('b','0')
    #print(len(ml_data_bit))
    preamble_bit = preamble_bit.replace('b','0')
    ml_Received_bit = ml_Received_bit.replace('b','0')
    #print(ml_Received_bit)
    #print(len(ml_Received_bit))
    preamble_pos = ml_data_bit.find(preamble_bit)
    print(preamble_pos)
```

```

ml_data_bit = ml_data_bit[preamble_pos+len(preamble_bit)+8 : :]
preamble_pos = ml_data_bit.find(preamble_bit)
print(preamble_pos)
ml_data_bit = ml_data_bit[ : preamble_pos :]
#print(len(ml_data_bit))
preamble_pos = ml_Received_bit.find(preamble_bit)
print(preamble_pos)
ml_Received_bit =
ml_Received_bit[preamble_pos+len(preamble_bit)+8 : :]
preamble_pos = ml_Received_bit.find(preamble_bit)
print(preamble_pos)
ml_Received_bit = ml_Received_bit[ : preamble_pos :]
#print(ml_Received_bit)
#print(len(ml_Received_bit))
DSP_data =
int(ml_data_bit,2).to_bytes((int(ml_data_bit,2).bit_length() + 7)
//8, 'big').decode()
DSP_data = DSP_data.replace('#','')
DSP_data = DSP_data.replace('\n','\r')
RX_data =
int(ml_Received_bit,2).to_bytes((int(ml_Received_bit,2).bit_length()
+ 7) //8, 'big').decode('latin-1','ignore')
RX_data = RX_data.replace('#','')
f_data_DSP.write (DSP_data)
f_RX_data.write (RX_data)
f_data.close
f_data_DSP.close
f_RX_data.close
if __name__ == "__main__":
    main()

```

APÉNDICE E

- **Código de programa Comp.py para la comparación entre los datos transmitidos y los datos recibidos. Cálculo de la probabilidad de carácter erróneo y el BER.**

```
#Centro de Investigacion y Estudios Avanzados
#del Instituto Politecnico Nacional - Zacatenco
#
#Procesamiento de datos recibidos
#
#Manfredo Manuelievich Ceja Pachinski
#Septiembre, 2019

def main ():
    f_RX = open('RX_DATA_SET.txt','r')
    f_DSP = open('DSP_DATA_SET.txt','r')
    RX = f_RX.read()
    DSP = f_DSP.read()
    drop = len(DSP)-len(RX)
    print(drop)
    count = 0
    for i in range (len(RX)):
        j = 0
        while DSP[i+j] != RX[i] and j <= drop:
            j += 1
        if j == drop+1:
            count += 1
            print('    Tx = %s          RX = %s \r' % (DSP[i],
            RX[i]))
    print(' Total de errores: %d' % (count+drop))
    f_RX.close
    f_DSP.close
if __name__ == "__main__":
    main()
```