

**ANÁLISIS DEL DESEMPEÑO DE UN ENLACE DE COMUNICACIONES  
INALÁMBRICO CON DIVERSIDAD EN RECEPCIÓN BASADO EN RADIO  
DEFINIDO POR SOFTWARE**



**Juan Manuel Guzmán Ruíz  
Cristhian Javier Garzón Jiménez**

*Universidad del Cauca*  
**Facultad de Ingeniería Electrónica y Telecomunicaciones  
Departamento de Telecomunicaciones  
Grupo de Radio e Inalámbricas-GRIAL  
Sistema de Comunicaciones Móviles e Inalámbricas  
Popayán 2023**



**ANÁLISIS DEL DESEMPEÑO DE UN ENLACE DE  
COMUNICACIONES INALÁMBRICO CON DIVERSIDAD EN  
RECEPCIÓN BASADO EN RADIO DEFINIDO POR SOFTWARE**

**Juan Manuel Guzmán Ruíz  
Cristhian Javier Garzón Jiménez**

**Tesis presentada a la Facultad de Ingeniería Electrónica y Telecomunicaciones  
de la Universidad del Cauca para obtención del título de Ingeniero en:  
Electrónica y Telecomunicaciones.**

**Director:  
Víctor Manuel Quintero Florez**

**Popayán  
2023**



---

# AGRADECIMIENTOS

*A Dios por guiarme por el buen camino, llenarme de sabiduría y darme fortaleza en momentos de dificultad, a mis padres, Ary Alfonso y Lila Margoth, por su apoyo incondicional, enseñanzas de vida y compromiso en mi formación académica, a mi hermana, Johana, por ser una segunda Madre que me ha enseñado el valor de la formación académica, a mi sobrino, Manuel, por hacerme feliz en momentos de estrés, a mis maestros por la dedicación, el esfuerzo de transmitir el conocimiento y aportar con nuestra carrera a la sociedad, al ingeniero Víctor Manuel Quintero, por su dedicación y dirección en el desarrollo del proyecto y a todos mis familiares, amigos y personas que han aportado de alguna manera en mi vida.*

**Juan Manuel Guzmán R..**

*A mi mamá Carmen Jiménez y mi hermana Yuliet Arteaga, por ser mi inspiración y motor en cada paso que doy, por toda su dedicación, apoyo y compromiso con mi formación académica y personal; A mis compañeros de carrera, por ser un apoyo en todo momento y convertirse en esa segunda familia que forja la universidad; A mis maestros, por compartir sus conocimientos y experiencias con nosotros a lo largo de toda la carrera, al igual que nuestro director de grado por su dedicación y compromiso con la contribución de una nueva investigación en este trabajo de grado.*

**Cristhian Javier Garzón J..**

---

# TABLA DE CONTENIDO

<b>AGRADECIMIENTOS</b>	<b>v</b>
<b>LISTA DE FIGURAS</b>	<b>xii</b>
<b>LISTA DE TABLAS</b>	<b>xii</b>
<b>LISTA DE ACRÓNIMOS</b>	<b>xii</b>
<b>1 INTRODUCCIÓN</b>	<b>1</b>
1.1 CONTRIBUCIÓN . . . . .	2
1.2 ORGANIZACIÓN . . . . .	2
<b>2 GENERALIDADES</b>	<b>4</b>
2.1 MODELO GENERAL DE UN ENLACE DE COMUNICACIONES . . . . .	4
2.2 MODELO DEL CANAL . . . . .	5
2.2.1 Desvanecimiento . . . . .	6
2.2.2 Interferencia Intersimbólica . . . . .	8
2.2.3 Procesamiento de Señales en un Receptor Basado en SDR . . . . .	9
2.3 MODULACIÓN DIGITAL . . . . .	10
2.3.1 Modulación BPSK . . . . .	11
2.3.2 Filtros de Conformación de Pulsos . . . . .	12
2.4 DIVERSIDAD EN RECEPCIÓN . . . . .	17
2.4.1 Principio de la Diversidad . . . . .	18
2.4.2 Coeficiente de Correlación de Pearson . . . . .	18
2.4.3 Tipos de Diversidad . . . . .	19
2.5 DIVERSIDAD POR SELECCIÓN . . . . .	20
2.5.1 Diversidad Impulsada por el RSSI . . . . .	20
2.5.2 Diversidad por Selección Impulsada por la BER . . . . .	23
2.6 DIVERSIDAD POR COMBINACIÓN . . . . .	25
2.6.1 Combinación de Máxima Relación . . . . .	25
2.6.2 Combinación de Igual Ganancia . . . . .	28
2.6.3 Caso Especial: MRC - EGC . . . . .	29

<b>3</b>	<b>METODOLOGÍA DE PROTOTIPADO</b>	<b>33</b>
3.1	ETAPAS EN EL DESARROLLO DE UN PROTOTIPO . . . . .	33
3.2	ANÁLISIS DE REQUERIMIENTOS . . . . .	34
3.2.1	Requerimientos Funcionales del Sistema . . . . .	35
3.2.2	Requerimientos No Funcionales del Sistema . . . . .	36
3.3	DISEÑO DEL PROTOTIPO . . . . .	36
3.3.1	Componentes Básicos de un Enlace de Comunicación Digital . . . . .	36
3.4	IMPLEMENTACIÓN DEL PROTOTIPO . . . . .	40
3.4.1	Selección de Plataforma Hardware . . . . .	41
3.4.2	Selección de Plataforma Software . . . . .	45
3.4.3	Modelo General del Enlace a Implementar . . . . .	47
3.4.4	Pruebas Unitarias . . . . .	48
3.5	IMPLEMENTACIÓN DE TÉCNICAS DE DIVERSIDAD EN MATLAB - SIMULINK . . . . .	66
3.5.1	Implementación de la Técnica de Selección Impulsada por el RSSI . . . . .	67
3.5.2	Implementación de Técnica de Selección Impulsada por la BER . . . . .	69
3.5.3	Implementación de MRC - EGC . . . . .	71
3.5.4	Implementación de Caso Especial MRC - EGC . . . . .	74
3.5.5	Validación, Corrección y Refinamiento . . . . .	75
3.6	DEFINICIÓN DE ESCENARIO Y PLAN DE PRUEBAS . . . . .	76
3.6.1	Escenarios de Exteriores y Plan de Pruebas . . . . .	76
3.6.2	Escenario de Interiores y Plan de Pruebas . . . . .	78
3.6.3	Escenario Alternativo MRC-EGC y Plan de Pruebas . . . . .	80
<b>4</b>	<b>EVALUACIÓN Y ANÁLISIS DEL DESEMPEÑO</b>	<b>82</b>
4.1	EVALUACIÓN Y ANÁLISIS DEL DESEMPEÑO EN ESCENARIO DE EXTERIORES . . . . .	82
4.1.1	Distancia entre Transmisor y Receptor de 1 y 2 m con una Separación entre Antenas Receptoras de $\lambda$ . . . . .	82
4.1.2	Distancia entre Transmisor y Receptor de 1 y 2 m con una Separación entre Antenas Receptoras de $2\lambda$ . . . . .	86
4.1.3	Distancia entre Transmisor y Receptor de 1 y 2 m con una Separación entre Antenas Receptoras de $4\lambda$ . . . . .	88
4.2	EVALUACIÓN Y ANÁLISIS DEL DESEMPEÑO EN ESCENARIO DE INTERIORES . . . . .	90
4.2.1	Distancia entre Transmisor y Receptor de 1 m con una Separación entre Antenas Receptoras de $\lambda$ y $2\lambda$ y sin Presencia de Obstáculos . . . . .	90
4.2.2	Distancia entre Transmisor y Receptor de 1 m con una Separación entre Antenas Receptoras de $\lambda$ y $2\lambda$ y con Presencia de Obstáculo . . . . .	92
4.3	EVALUACIÓN Y ANÁLISIS DEL DESEMPEÑO EN ESCENARIO ALTERNATIVO MRC-EGC . . . . .	96

<b>5</b>	<b>CONCLUSIONES Y TRABAJOS FUTUROS</b>	<b>98</b>
5.1	CONCLUSIONES . . . . .	98
5.2	TRABAJOS FUTUROS . . . . .	100

---

# LISTA DE FIGURAS

Figura 2.1	Diagrama de Bloques General de un Enlace de Comunicaciones Digital.	4
Figura 2.2	Diagrama de Bloques de un Enlace de Comunicaciones Digital. . . . .	5
Figura 2.3	Modelo del Canal Filtro Lineal Invariante en el Tiempo. . . . .	5
Figura 2.4	Propagación por Multitrayecto . . . . .	7
Figura 2.5	Principio de Desvanecimiento a Pequeña Escala. . . . .	7
Figura 2.6	Magnitud de la Respuesta al Impulso del Canal. . . . .	8
Figura 2.7	Interferencia entre Símbolos. . . . .	9
Figura 2.8	Campos del Paquete . . . . .	10
Figura 2.9	Funciones Adicionales del Receptor Basado en SDR . . . . .	10
Figura 2.10	Modulaciones Digitales: ASK, FSK y PSK. . . . .	11
Figura 2.11	Diagrama de Constelación BPSK. . . . .	12
Figura 2.12	Funciones de Transferencia de un Enlace de Comunicaciones. . . . .	12
Figura 2.13	Función de Transferencia $H_t(f)$ Filtro de Nyquist Ideal. . . . .	13
Figura 2.14	Respuesta del filtro de Nyquist ideal a $\delta(t)$ y $\delta(t - T)$ . . . . .	13
Figura 2.15	Características del Filtro Raíz Cuadrada de Coseno Alzado. . . . .	15
Figura 2.16	Estructura de un Modulador 2D. . . . .	15
Figura 2.17	Ancho de Banda de la Señal Modulada. . . . .	16
Figura 2.18	Principio de Diversidad. . . . .	18
Figura 2.19	Diversidad por Selección Impulsada por el RSSI, $N_r = 2$ . . . . .	21
Figura 2.20	Función de Distribución Acumulativa de la SNR. . . . .	22
Figura 2.21	Diversidad por Selección Impulsada por el RSSI. . . . .	23
Figura 2.22	Diversidad por Selección Impulsada por la BER. . . . .	23
Figura 2.23	Diversidad por Selección Impulsada por la BER. . . . .	24
Figura 2.24	Combinación de Máxima Relación, $N = 2$ . . . . .	26
Figura 2.25	Diversidad por Combinación de Máxima Relación. . . . .	27
Figura 2.26	Combinación de Igual Ganancia. . . . .	28
Figura 2.27	Diversidad por Combinación de Igual Ganancia. . . . .	29
Figura 2.28	Escenario Ideal. . . . .	30
Figura 2.29	Diversidad para Caso Especial MRC-EGC. . . . .	31
Figura 3.1	Metodología de Prototipado. . . . .	33
Figura 3.2	Diagrama de Bloques General de un Sistema de Comunicaciones Digital.	36

Figura 3.3	Diagrama de Bloques de un Enlace de Comunicaciones Digital. . . . .	37
Figura 3.4	Modelo General del Transmisor. . . . .	38
Figura 3.5	Modelo General del Receptor. . . . .	39
Figura 3.6	Técnica de Diversidad Antes de la Demodulación. . . . .	39
Figura 3.7	Técnica de Diversidad Después de la Demodulación. . . . .	40
Figura 3.8	Periféricos de la Tarjeta USRP B210. . . . .	42
Figura 3.9	Diagrama de Bloques de la Arquitectura de Tarjeta USRP B210. . . . .	43
Figura 3.10	Dispositivo USRP B210. . . . .	43
Figura 3.11	Antena VERT2450. . . . .	44
Figura 3.12	Modelo General de los Componentes Software. . . . .	47
Figura 3.13	Modelo General del Enlace de Comunicaciones. . . . .	47
Figura 3.14	Escenario Conexión Punto a Punto. . . . .	49
Figura 3.15	Diagramas de Bloques del Transmisor y Receptor con USRP. . . . .	49
Figura 3.16	Sincronización de Frecuencia para el Transmisor y Receptor. . . . .	50
Figura 3.17	Recepción en un Enlace de Comunicación Punto a Punto. . . . .	51
Figura 3.18	Enlace de Comunicaciones con Modulación por QPSK. . . . .	52
Figura 3.19	Modificación Parámetros Generales. . . . .	53
Figura 3.20	Modificación Parámetros de la Trama. . . . .	54
Figura 3.21	Parámetros del Transmisor. . . . .	54
Figura 3.22	Parámetros del Canal. . . . .	54
Figura 3.23	Modificación Parámetros del Receptor. . . . .	55
Figura 3.24	Cálculo del Umbral del Detector de Preámbulo. . . . .	55
Figura 3.25	Parámetros del Cálculo de la BER. . . . .	56
Figura 3.26	Modificación Bloque Transmisor. . . . .	56
Figura 3.27	Modificación Bloque Modulador de Bit. . . . .	57
Figura 3.28	Bloques del Receptor. . . . .	58
Figura 3.29	Modificación Bloque Compensador de Frecuencia (Antes). . . . .	58
Figura 3.30	Modificación Bloque Compensador de Frecuencia (Después). . . . .	59
Figura 3.31	Modificación Bloque Sincronizador de Portadora (Antes). . . . .	59
Figura 3.32	Modificación Bloque Sincronizador de Portadora (Después). . . . .	60
Figura 3.33	Modificación Bloque Detector de Preámbulo (Antes). . . . .	60
Figura 3.34	Modificación Bloque Detector de Preámbulo (Después). . . . .	61
Figura 3.35	Bloque Decodificador de Datos. . . . .	61
Figura 3.36	Modificación Bloque Generador de Datos. . . . .	62
Figura 3.37	Bloque Estimador de Compensación de Fase. . . . .	62
Figura 3.38	Modificación Bloque Estimador de Compensación de Fase. . . . .	63
Figura 3.39	Modificación Bloque Resolución de Ambigüedad de Fase (Antes). . . . .	63
Figura 3.40	Modificación Bloque Resolución de Ambigüedad de Fase (Después). . . . .	64
Figura 3.41	Adaptación Modelo QPSK a BPSK. . . . .	64
Figura 3.42	Zonas del Campo Electromagnético. . . . .	65
Figura 3.43	Diagrama del Transmisor General en Simulink. . . . .	66

Figura 3.44	Parámetros de los Bloques SDRu del Transmisor. . . . .	67
Figura 3.45	Parámetros de los Bloques SDRu del Receptor. . . . .	67
Figura 3.46	Bloque Comparador de Potencia. . . . .	68
Figura 3.47	Receptor para Técnica de Selección Impulsada por el RSSI. . . . .	68
Figura 3.48	Bloque Data Decoding. . . . .	69
Figura 3.49	Bloque Selector de Correlación. . . . .	70
Figura 3.50	Receptor para Técnica de Selección Impulsada por la BER. . . . .	70
Figura 3.51	Receptor para MRC - EGC. . . . .	71
Figura 3.52	Bloque Principal <i>Receivers</i> . . . . .	71
Figura 3.53	Bloque Data Decoding . . . . .	72
Figura 3.54	Bloque <i>Phase Ambiguity Resolution and Demodulation</i> . . . . .	72
Figura 3.55	Configuración Parámetros Bloque SISO. . . . .	73
Figura 3.56	Bloque Subsistema Controlador (MRC). . . . .	73
Figura 3.57	Bloque Subsistema Controlador (EGC). . . . .	74
Figura 3.58	Rx para Caso Especial MRC - EGC. . . . .	74
Figura 3.59	Trama. . . . .	76
Figura 3.60	Modelo de Escenario en Exteriores. . . . .	77
Figura 3.61	Montaje de Escenario en Exteriores con Distancia entre Transmisor y Receptor de 1m. . . . .	77
Figura 3.62	Montaje de Escenario en Exteriores con Distancia entre Transmisor y Receptor de 2m. . . . .	78
Figura 3.63	Modelo de Escenario en Interiores. . . . .	78
Figura 3.64	Modelo de Escenario en Interiores. . . . .	79
Figura 3.65	Montaje de Escenario en Interiores con Distancia entre Transmisor y Receptor de 1m y Separación Entre Antenas Receptoras de $\lambda$ . . . . .	79
Figura 3.66	Montaje de Escenario en Interiores con Distancia entre Transmisor y Receptor de 1m y Separación Entre Antenas Receptoras de $2\lambda$ . . . . .	80
Figura 3.67	Modelo y Montaje Escenario Alternativo MRC-EGC. . . . .	80
Figura 4.1	Distancia entre Transmisor y Receptor de 1 m con una Separación entre Antenas Receptoras de $\lambda$ . . . . .	83
Figura 4.2	Distancia entre Transmisor y Receptor de 2 m con una Separación entre Antenas Receptoras de $\lambda$ . . . . .	83
Figura 4.3	Errores - Técnica de Selección Impulsada por la BER. . . . .	84
Figura 4.4	Caso especial MRC-EGC, Distancia entre Transmisor y Receptor de 1 m. . . . .	85
Figura 4.5	Caso especial MRC-EGC, Distancia entre Transmisor y Receptor de 2 m. . . . .	86
Figura 4.6	Distancia entre Transmisor y Receptor de 1 m con Separación entre Antenas Receptoras de $2\lambda$ . . . . .	87
Figura 4.7	Distancia entre Transmisor y Receptor de 2 m con Separación entre Antenas Receptoras de $2\lambda$ . . . . .	87

---

Figura 4.8	Distancia entre Transmisor y Receptor de 1 m con Separación entre Antenas Receptoras de $4\lambda$ . . . . .	89
Figura 4.9	Distancia entre Transmisor y Receptor de 2 m con Separación entre Antenas Receptoras de $4\lambda$ . . . . .	89
Figura 4.10	Diagrama de Constelación Símbolos Recibidos. . . . .	90
Figura 4.11	Distancia entre Transmisor y Receptor de 1 m con una Separación entre Antenas Receptoras de $\lambda$ y sin Presencia de Obstáculos. . . . .	91
Figura 4.12	Distancia entre Transmisor y Receptor de 1 m con una Separación entre Antenas Receptoras de $2\lambda$ y sin Presencia de Obstáculos. . . . .	91
Figura 4.13	Distancia entre Transmisor y Receptor de 1 m con una Separación entre Antenas Receptoras de $\lambda$ y con Presencia de Obstáculos. . . . .	92
Figura 4.14	Distancia entre Transmisor y Receptor de 1 m con una Separación entre Antenas Receptoras de $2\lambda$ y con Presencia de Obstáculos. . . . .	93
Figura 4.15	Desempeño Escenario Alternativo MRC-EGC. . . . .	96
Figura 4.16	Diagrama de Constelación en Diferentes Instantes de Tiempo. . . . .	97

## LISTA DE TABLAS

Tabla 3.1	Especificaciones técnicas de la tarjeta USRP B210. . . . .	44
Tabla 3.2	Valores Configuración USRP. . . . .	75
Tabla 3.3	Resumen Escenarios y Plan de Pruebas. . . . .	81
Tabla 4.1	Ganancias de las Técnicas de Diversidad en recepción con Respecto a la Rama con Mayor Desempeño para Escenarios de Exteriores. . . . .	94
Tabla 4.2	Ganancias de las Técnicas de Diversidad en recepción con Respecto a la Rama con Mayor Desempeño para Escenarios de Interiores. . . . .	94

---

# LISTA DE ACRÓNIMOS

ASK	<i>Amplitude Shift Keying</i> , Modulación por Desplazamiento de Amplitud.
AWGN	<i>Additive White Gaussian Noise</i> , Ruido Gaussiano Blanco Aditivo.
BEE	<i>Berkeley Emulation Engine</i> , Motor de Emulación de Berkeley.
BER	<i>Bit Error Rate</i> , Tasa de Error de Bit.
BPSK	<i>Binary Phase Shift Keying</i> , Modulación por Desplazamiento de Fase Binaria.
BS	<i>Base Station</i> , Estación Base.
BSC	<i>Binary Symmetric Channel</i> , Canal Binario Simétrico.
CATV	<i>Community Antenna Television</i> , Televisión por Cable.
CDF	<i>Cumulative Distribution Function</i> , Función de Distribución Acumulativa.
CDMA	<i>Code Division Multiple Access</i> , Acceso Múltiple por División de Código.
CIR	<i>Channel Impulse Response</i> , Respuesta al Impulso del Canal.
CPLD	<i>Complex Programmable Logic Device</i> , Dispositivo Lógico Programable Complejo.
CSI	<i>Channel Status Information</i> , Información del Estado del Canal.
DC	<i>Direct Current</i> , Corriente Continua.
DS	<i>Delay Spread</i> , Dispersión de Retardo.
EGC	<i>Equal Gain Combining</i> , Combinación de Igual Ganancia.
FDMA	<i>Frequency Division Multiple Access</i> , Acceso Múltiple por División de Frecuencia.
FFT	<i>Fast Fourier Transform</i> , Transformada Rápida de Fourier.
FM	<i>Frequency Modulation</i> , Modulación de Frecuencia.
FPGA	<i>Field Programmable Gate Array</i> , Matriz de Compuertas Programables.

FSK	<i>Frequency Shift Keying</i> , Modulación por Desplazamiento de Frecuencia.
GPS	<i>Global Positioning System</i> , Sistema de Posicionamiento Global.
GPSDO	<i>Global Positioning System Disciplined Oscillator</i> , Oscilador Disciplinado del Sistema de Posicionamiento Global.
HDL	<i>Hardware Description Language</i> , Lenguaje de Descripción Hardware.
HF	<i>High Frequency</i> , Alta Frecuencia.
IDE	<i>Integrated Development Environment</i> , Entorno de Desarrollo Integrado.
IEEE	<i>Institute of Electrical and Electronic Engineers</i> , Instituto de Ingenieros Eléctricos y Electrónicos.
IO	<i>Interacting Objects</i> , Objetos Interactivos.
ISI	<i>Intersymbol Interference</i> , Interferencia Entre Símbolos.
KUAR	<i>Kansas University Agile Radio</i> , Radio Ágil de la Universidad de Kansas.
LOS	<i>Line Of Sight</i> , Línea De Vista.
LTI	<i>Linear Time Invariant</i> , Lineales Invariantes en el Tiempo.
LTV	<i>Linear Time Variant</i> , Lineales Variantes en el Tiempo.
MIMO	<i>Multiple-Input Multiple-Output</i> , Múltiples Entradas y Múltiples Salidas.
MISO	<i>Multiple-Input Single-Output</i> , Múltiples Entradas y Única Salida.
MPC	<i>Multi Path Components</i> , Componentes de Multitrayectoria.
MRC	<i>Maximum Rate Combination</i> , Combinación de Máxima Relación.
MS	<i>Mobile Station</i> , Estación Móvil.
NLOS	<i>Non Line of Sight</i> , No Línea de Vista.
PDF	<i>Probability Density Function</i> , Función de Densidad de Probabilidad.
PGA	<i>Programmable Gate Array</i> , Controlador de Hardware USRP.
PS	<i>Pulse Shaping</i> , Conformación de Pulso.
PSK	<i>Phase Shift Keying</i> , Modulación por Desplazamiento de Fase.
QAM	<i>Quadrature Amplitude Modulation</i> , Modulación de Amplitud en Cuadratura.
QPSK	<i>Quadrature Phase-Shift Keying</i> , Modulación por Desplazamiento de Fase en Cuadratura.

---

RF	<i>Radio-Frequency</i> , Radiofrecuencia.
RLB	<i>Radio Link Budget</i> , Balance del Radio Enlace.
RMS	<i>Root Mean Square</i> , Raíz Cuadrática Media.
RSSI	<i>Received Signal Strength Indicator</i> , Indicador de Intensidad de la Señal Recibida.
SC	<i>Selection Combining</i> , Combinación de Selección.
SDR	<i>Software Defined Radio</i> , Radio Definido por Software.
SER	<i>Symbol Error Rate</i> , Tasa de Error de Símbolo.
SIMO	<i>Single-Input Multiple-Output</i> , Única Entrada y Múltiples Salidas.
SIR	<i>Signal Interference Ratio</i> , Relación Señal Interferencia.
SNR	<i>Signal to Noise Ratio</i> , Relación Señal a Ruido.
SRRC	<i>Square-Root-Raised-Cosine</i> , Raíz Cuadrada de Coseno Alzado.
TDMA	<i>Time Division Multiple Access</i> , Acceso Múltiple por División de Tiempo.
UHD	<i>USRP Hardware Driver</i> , Controlador de Hardware USRP.
UHF	<i>Ultra High Frequency</i> , Ultra Alta Frecuencia.
USB	<i>Universal Serial Bus</i> , Bus Universal en Serie.
USRP	<i>Universal Software Radio Peripheral</i> , Periférico de Radio Software Universal.
VHF	<i>Very High Frequency</i> , Muy Alta Frecuencia.
WARP	<i>Wireless Open Access Research Platform</i> , Plataforma Inalámbrica de Investigación de Acceso Abierto.
Wi-Fi	<i>Wireless Fidelity</i> , Fidelidad Inalámbrica.

---

# Capítulo 1

## INTRODUCCIÓN

La transmisión de información a través de un enlace de comunicaciones inalámbrica se hace a través de un medio de transmisión no guiado, en el cual se presentan diferentes tipos de fenómenos, entre ellos, ruido, interferencia y multitrayecto; siendo este último caracterizado por la presencia en el receptor de múltiples versiones de una misma señal, cada una afectada de manera independiente en amplitud y tiempo (fase). El fenómeno de multitrayectoria puede limitar el funcionamiento y desempeño de un sistema de comunicaciones (interferencia destructiva de las señales), como también puede garantizar la comunicación en situaciones en las cuales no existe Línea de Vista (NLOS, *Non Line of Sight*).

Por lo tanto, se hace necesario utilizar técnicas en transmisión y recepción que permitan mitigar los efectos no deseados de la multitrayectoria, tomando ventaja de las múltiples versiones de una misma señal en recepción, con el objeto de mejorar o robustecer el desempeño de un enlace de comunicación. El presente trabajo de grado se basa en el estudio de las técnicas de diversidad en recepción [1].

El principio de la diversidad busca mejorar el desempeño de un enlace de comunicaciones, por medio del uso de las diferentes versiones estadísticamente independientes (y no correlacionadas) de una señal en el receptor. En un escenario real, las versiones de una misma señal o replicas no son totalmente independientes (existe correlación entre las señales), por lo cual existe la probabilidad de que se generen desvanecimientos profundos<sup>1</sup>; sin embargo, un bajo coeficiente de correlación entre las diferentes versiones de una misma señal, es suficiente para tomar ventaja de éstas, logrando una mejora de la Relación Señal a Ruido (SNR, *Signal to Noise Ratio*), y con ello, una mejora del desempeño del enlace en términos de la disminución de la Tasa de Error de Bit (BER, *Bit Error Rate*), y por lo tanto, una mayor disponibilidad del enlace.

En ambientes académicos el análisis de señales y su correspondiente procesamiento

---

<sup>1</sup>En comunicaciones inalámbricas, el desvanecimiento (*fading*) es un proceso estocástico que modela la variación en la amplitud que experimenta la señal resultante en diferentes puntos entre el transmisor y el receptor. En particular, el desvanecimiento puede ser el resultado del multitrayecto, es decir, que la señal resultante en recepción es la superposición o suma vectorial de un gran número de señales dispersas, cada una con una determinada amplitud y retardo en función del trayecto de propagación. De esta manera, en el caso de que las señales estén correlacionadas y en contra fase se produce un desvanecimiento de tipo profundo (*deep fading*).

se hace con frecuencia de forma teórica y a través de simulación. Es importante resaltar que la teoría es indispensable; sin embargo, los modelos de simulación, generalizan y simplifican ciertos aspectos del enlace de comunicaciones para su entendimiento y análisis, y por ello, es igual de importante experimentar con sistemas reales, en escenarios reales y de esta manera, interactuar de forma directa con fenómenos del canal de comunicaciones o limitaciones de los elementos del enlace.

Existe la necesidad de encontrar modos más versátiles para el estudio de las señales y los sistemas de comunicación en ambientes académicos, con equipos económicos, portátiles, flexibles, configurables y accesibles; que permitan realizar mediciones de señales en tiempo real, y complementen la teoría y los modelos de simulación. Los sistemas de Radio Definido por Software (SDR, *Software Defined Radio*) han demostrado ser un aliado en el estudio de señales y sistemas de comunicación, pues permiten configurar vía software componentes hardware de un sistema de comunicaciones, evaluar algoritmos de procesamiento digital de señales, e implementar diferentes técnicas de transmisión y recepción por medio de prototipos que pueden ser fácilmente reconfigurados.

El desarrollo de este trabajo de grado involucra el estudio de algunas técnicas de diversidad en recepción por selección y por combinación de señales. El prototipo de comunicaciones desarrollado hace uso de dispositivos SDR, los cuales permiten implementar un enlace de comunicación que hace uso de la Modulación por Desplazamiento de Fase Binaria (BPSK, *Binary Phase Shift Keying*) y de las diferentes técnicas de diversidad en recepción consideradas por el trabajo de grado, con el fin de evaluar el desempeño del enlace de comunicaciones al hacer uso de cada una de ellas.

## 1.1. CONTRIBUCIÓN

Este trabajo de grado aporta al Departamento de Telecomunicaciones y al Grupo de Radio e Inalámbricas (GRIAL) con resultados prácticos obtenidos de la implementación de un enlace de comunicaciones inalámbrico basado en SDR. Este trabajo de grado busca analizar la mejora de desempeño a nivel físico de un enlace que hace uso de diversidad espacial en recepción. Además, el desarrollo del trabajo de grado permite contar con una herramienta que soporte los procesos de enseñanza y aprendizaje en asignaturas relacionadas con comunicaciones digitales y sistemas de comunicaciones inalámbricos.

## 1.2. ORGANIZACIÓN

El presente documento se organiza de la siguiente manera: en el Capítulo 1 se hace una introducción al trabajo de grado en relación con la pregunta de investigación y descripción del mismo; en el Capítulo 2 se introducen los conceptos teóricos que son la base del trabajo de grado; en el Capítulo 3 se define, se adapta y se implementa una metodología para obtener el prototipo de un enlace de comunicaciones, de igual manera, se incluyen resultados

de simulaciones previas; en el Capítulo 4 se presentan los resultados de la evaluación del desempeño de un enlace de comunicaciones haciendo uso de técnicas de diversidad en recepción y se analizan los resultados; y en el Capítulo 5 se presentan las conclusiones del trabajo de grado, y se especifican posibles trabajos a futuro, siguiendo la misma línea de investigación.

---

## Capítulo 2

# GENERALIDADES

En este capítulo se establecen las generalidades de un enlace de comunicaciones con modulación digital, haciendo especial énfasis en BPSK, los filtros de conformación de pulso y los fenómenos adversos que se presentan en el canal. Adicionalmente, se explora la aplicación de las técnicas de diversidad espacial en enlaces de comunicaciones inalámbricos, con el objetivo de mejorar la calidad de la señal recibida y reducir los efectos del multitrajecto, y para lograrlo, se realiza una revisión teórica de los fundamentos de la diversidad espacial y se evalúa diferentes técnicas de diversidad a nivel de simulación, como punto de partida para el desarrollo.

### 2.1. MODELO GENERAL DE UN ENLACE DE COMUNICACIONES

En la Figura 2.1 se muestra el modelo general de un enlace de comunicaciones. Este modelo se compone de un transmisor, un canal y un receptor. En cuanto a la comunicación digital y como se puede apreciar en la Figura 2.2, el transmisor consta de una fuente digital, un modulador Banda Base (BB, *Base Band*) y una etapa de radiofrecuencia. Por su parte, el receptor cuenta con una etapa de radiofrecuencia, un demodulador banda base y, por último, un destino.

El modulador BB del transmisor consta de un modulador y un filtro de Conformación de Pulso (PS, *Pulse Shaping*). En el caso del receptor, el demodulador BB está compuesto por el filtro de PS y el demodulador.



Fig 2.1: Diagrama de Bloques General de un Enlace de Comunicaciones Digital.

Elaborado por: Autor.

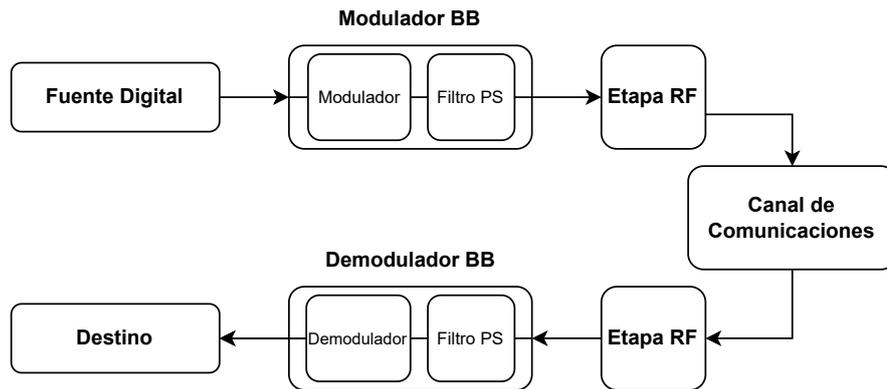


Fig 2.2: Diagrama de Bloques de un Enlace de Comunicaciones Digital.  
Elaborado por: Autores.

## 2.2. MODELO DEL CANAL

Los sistemas inalámbricos transmiten señales a través de canales cuyas características están afectadas por diversos factores, entre ellos, climáticos, características del entorno físico, parámetros eléctricos de la transmisión o el movimiento relativo de los dispositivos. Las señales que se propagan por estos canales sufren de desvanecimiento, el cual se manifiesta como variación aleatoria de la amplitud de la señal en el receptor, como resultado de obstrucciones y de la suma de los múltiples ecos de señal que llegan con diferentes amplitudes y retardos [8].

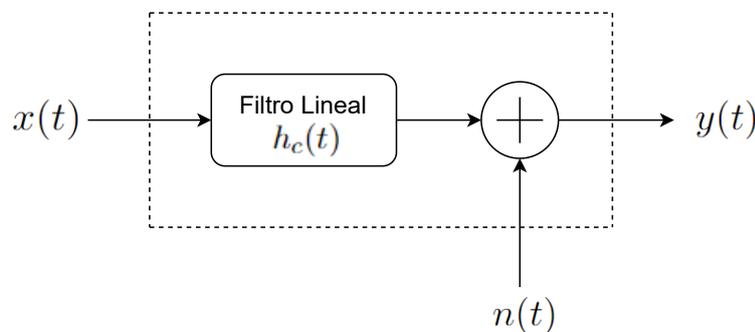


Fig 2.3: Modelo del Canal Filtro Lineal Invariante en el Tiempo.  
Elaborado por: Autores.

La Figura 2.3 representa un canal Lineal Invariante en el Tiempo (LTI, *Linear Time Invariant*). Este tipo de canal hace referencia a un canal estacionario, es decir, su respuesta no varía con el tiempo. La expresión de la salida del canal de la Figura 2.3 está dada por:

$$y(t) = x(t) * h_c(t) + n(t) = \int_{-\infty}^{\infty} h_c(\tau)x(t - \tau)d\tau + n(t), \quad (2.1)$$

donde,  $x(t)$  es la señal transmitida;  $n(t)$  es la señal de ruido; y  $y(t)$  es la señal recibida.

Si el filtro del modelo en la Figura 2.3 presenta una respuesta constante para todo el rango de frecuencias, corresponde a un modelo matemático que simplemente considera atenuación de la señal y las perturbaciones causadas por el Ruido Gaussiano Blanco Aditivo (AWGN<sup>1</sup>, *Additive White Gaussian Noise*), cuya intensidad depende del ancho de banda del canal.

Si el filtro del modelo en la Figura 2.3 presenta una respuesta no constante para todo el rango de frecuencias, corresponde a un modelo matemático que considera atenuación, multitrayecto y las perturbaciones causadas por el ruido.

El multitrayecto se caracteriza por múltiples componentes de una misma señal que llegan por diferentes caminos, en diferentes tiempos y con diferentes atenuaciones al receptor. Su efecto sobre la señal resultante depende de la interacción entre esos múltiples componentes.

Para analizar el multitrayecto se considera la Dispersión de Retardo (DS, *Delay Spread*), la cual se define como el conjunto de valores de tiempo entre las diferentes componentes de multitrayecto y la primera componente de señal (usualmente la componente por línea de vista).

En la caracterización de los canales inalámbricos se utiliza el ancho de banda de coherencia ( $B_c$ ), que es el ancho de banda sobre el cual el canal puede considerarse plano, es decir, un canal que pasa todas las componentes espectrales con ganancia constante y fase lineal en función de la frecuencia. El ancho de banda de coherencia es inversamente proporcional a la DS, esto es, cuanto menor sea la DS (menor dispersión en el tiempo por multitrayecto), mayor será el ancho de banda de coherencia.

Es importante tener en cuenta que en un entorno inalámbrico, la propagación de la señal puede verse afectada tanto por la dispersión en tiempo como por la dispersión en frecuencia debido al Efecto Doppler (*Doppler shift*). Cuando los dispositivos se mueven, la frecuencia de la señal recibida puede cambiar, lo que puede causar una dispersión en frecuencia en la señal. Sin embargo, si las condiciones estáticas del escenario en el que se encuentran los dispositivos no generan cambios significativos en la respuesta en frecuencia del canal, la propagación de la señal es afectada solo por multitrayecto.

En este trabajo de grado se considera únicamente la dispersión en tiempo, debido a que los dispositivos que harán parte del enlace estarán en posiciones fijas. En otros escenarios que incluyan movilidad, la dispersión en frecuencia debida al efecto Doppler debe ser considerada.

### 2.2.1. Desvanecimiento

Un receptor simple no puede distinguir entre las diferentes Componentes Multitrayecto (MPC, *Multi Path Components*) de una señal (ver Figura 2.4), simplemente las suma, de

---

<sup>1</sup>El AWGN representa una señal aleatoria natural no deseada, caracterizada porque sus valores en instantes de tiempo distintos no tienen relación alguna entre sí, es decir, no existe correlación estadística entre sus valores, y tiene una Función de Densidad de Probabilidad (PDF, *Probability Density Function*) de tipo normal o gaussiana.

modo que las MPC interfieren entre sí, como se observa en la Figura 2.7. La interferencia entre ellas puede ser constructiva o destructiva, dependiendo de las amplitudes y fases de las MPC, como se presenta en la Figura 2.5. Las amplitudes y las fases de las MPC dependen principalmente de la longitud del trayecto recorrido por las MPC y, por lo tanto, depende de la posición de la Estación Móvil (MS, *Mobile Station*) y los objetos con los que interactúa la señal. Por esta razón, la amplitud de la señal resultante cambia si se mueve el transmisor, el receptor o la posición de los objetos con los que ésta interactúa. El cambio de la amplitud de la señal resultante debido a la interferencia de los diferentes MPC se denomina desvanecimiento a pequeña escala.

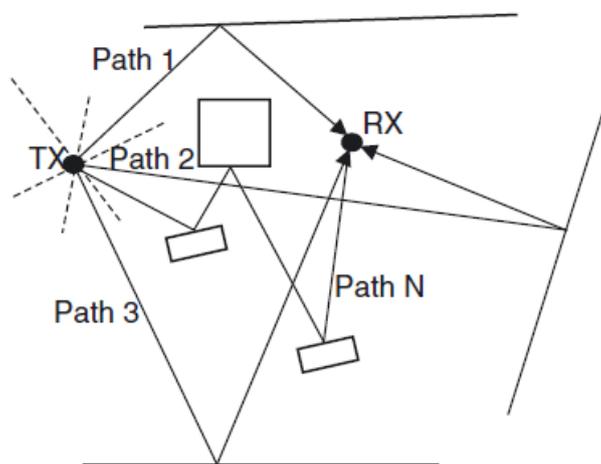


Fig 2.4: Propagación por Multitrayecto

Tomada de [12].

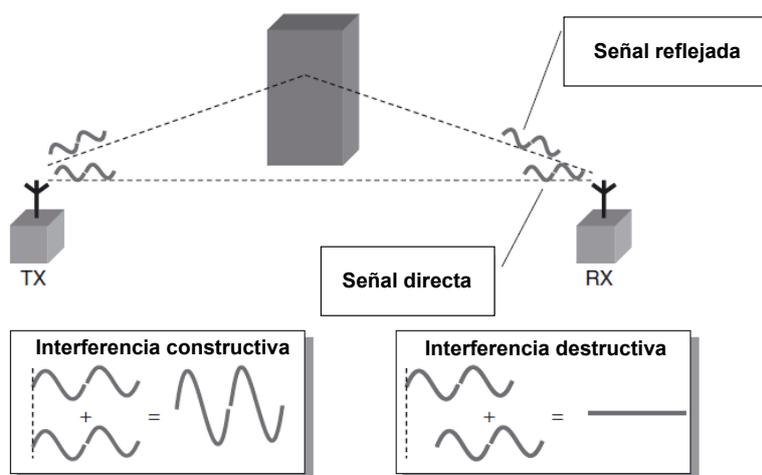


Fig 2.5: Principio de Desvanecimiento a Pequeña Escala.

Adaptada de [12].

En un enlace de comunicación digital, cuando la señal en la entrada del receptor se atenúa o se desvanece, la SNR disminuye y con ello se incrementa la BER. Una opción para disminuir la BER es incrementar la potencia de transmisión, lo cual no siempre es posible, y no es una solución cuando el desvanecimiento es debido al multitrayecto. Por lo tanto, es necesario contar con esquemas de transmisión y recepción más sofisticados e implementar técnicas de diversidad. El objeto de estudio de este trabajo de grado son las técnicas de diversidad en recepción.

### 2.2.2. Interferencia Intersimbólica

En sistemas de banda ancha, y por lo tanto, con elementos de señal de corta duración, la principal consecuencia es la dispersión o ensanchamiento de la señal (evaluada por la DS), en otras palabras, la respuesta al impulso del canal no es solo un impulso sino una secuencia de impulsos, correspondientes a ecos asociados a las MPC, cada uno con una amplitud y un tiempo de llegada distinto, como se observa en la Figura 2.6. Esta dispersión o ensanchamiento de la señal conduce a Interferencia Entre Símbolos (ISI, *Intersymbol Interference*) en el receptor.

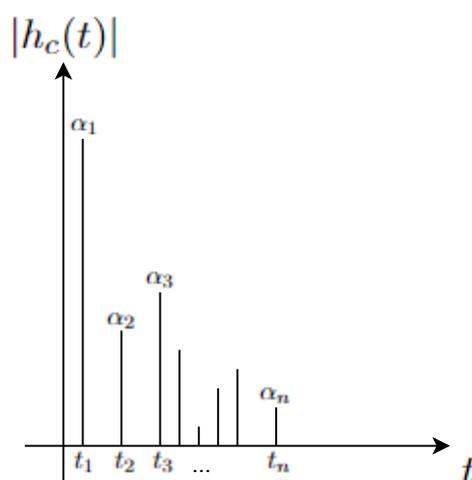


Fig 2.6: Magnitud de la Respuesta al Impulso del Canal.

Elaborado por: Autores.

Las MPC con tiempos de propagación mayor y que transportan información de un bit  $n$ , y las MPC con tiempos de propagación menor y que transportan información de un bit  $n + 1$ , hacen que los dos elementos de señal se interfieran entre sí, como se presenta en la Figura 2.7. Suponiendo que no se adopten medidas especiales, esta ISI conduce a un incremento de la BER que no puede ser reducida con un simple incremento de la potencia de transmisión, es decir, una BER irreductible.

La ISI está determinada esencialmente por la duración del símbolo y la respuesta al impulso del canal. Si la duración del símbolo es menor que la duración de la respuesta al

impulso del canal, entonces la ISI se vuelve importante, afectando la calidad de la señal recibida.

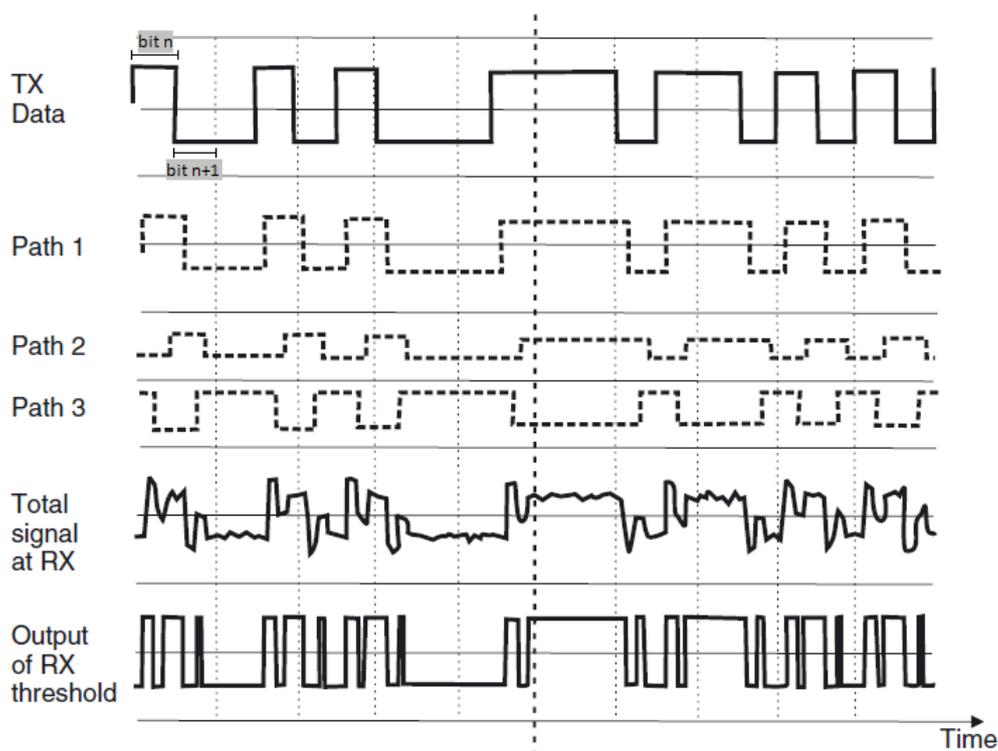


Fig 2.7: Interferencia entre Símbolos.

Tomada de [12].

### 2.2.3. Procesamiento de Señales en un Receptor Basado en SDR

En sistemas reales basados en SDR, el procesamiento de señales tanto a nivel de banda base como de radiofrecuencia requiere de funcionalidades adicionales para garantizar una correcta estimación de la información a procesar. Entre estas funcionalidades que se realizan, se tiene un sincronizador de símbolos, un sincronizador de portadora, un detector de preámbulo y un sincronizador de tramas [9].

- **Sincronizador de símbolos**, el cual sincroniza los símbolos para que puedan ser muestreados en instantes óptimos.
- **Sincronizador de portadora**, el cual permite compensar las desviaciones de fase y frecuencia de la portadora.
- **Detector de preámbulo**, el cual permite detectar el campo de preámbulo<sup>2</sup> en las tramas. En su forma más simple, una trama consta de preámbulo y datos de usuario, tal como se observa en la Figura 2.8.

<sup>2</sup>Un preámbulo es un conjunto de símbolos o bits utilizados en el formato de trama para indicar el inicio de ésta.



Fig 2.8: Campos del Paquete  
Elaborado por: Autores.

- **Sincronizador de tramas**, el cual se encarga de generar tramas de tamaño fijo a partir de tramas de tamaño variable o fijo. La salida de este componente corresponde a la carga útil de las tramas, la cual es procesada en etapas posteriores.

De esta manera, las funciones adicionales implementadas en un receptor basado en SDR, antes de la demodulación y decodificación, son las indicadas en la Figura 2.9.

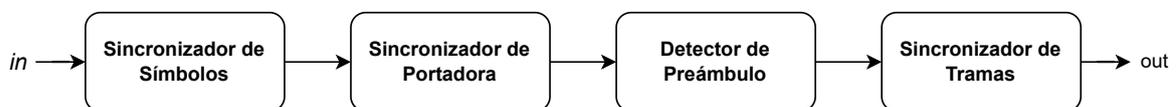


Fig 2.9: Funciones Adicionales del Receptor Basado en SDR  
Tomado de MATLAB.

## 2.3. MODULACIÓN DIGITAL

La modulación digital corresponde al proceso por el cual una secuencia de bits, que representa una señal de información, es convertida en una forma de onda adecuada para ser enviada a través del canal de comunicación [2]. Este proceso corresponde a la variación de uno o más parámetros (amplitud, frecuencia o fase) de una señal portadora analógica sinusoidal de acuerdo a la señal de información.

Partiendo de los parámetros de variación de la señal, se tienen tres tipos de técnicas básicas de modulación: Modulación por Desplazamiento de Amplitud (ASK, *Amplitude Shift Keying*), Modulación por Desplazamiento de Frecuencia (FSK, *Frequency Shift Keying*) y Modulación por Desplazamiento de Fase (PSK, *Phase Shift Keying*), donde los bits digitales son transformados en formas de onda sinusoidal con duración  $T_b$ , como se muestra en la Figura 2.10. Por otra parte, a partir de la combinación de algunas de ellas, se pueden obtener técnicas más avanzadas como la Modulación de Amplitud en Cuadratura (QAM, *Quadrature Amplitude Modulation*), la cual trabaja con símbolos que representan variaciones de amplitud y fase.

Las modulaciones digitales se clasifican en modulaciones binarias y modulaciones M-arias, de acuerdo al número posible de estados o símbolos que afectan la señal portadora para representar la señal de información. En el caso de las modulaciones binarias (objeto de estudio de este trabajo de grado), el número de símbolos es dos, lo que significa el uso

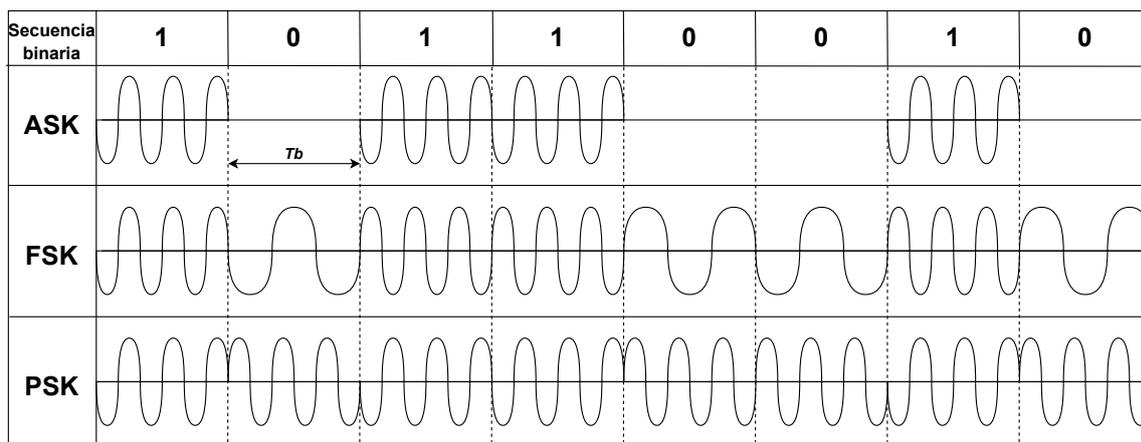


Fig 2.10: Modulaciones Digitales: ASK, FSK y PSK.  
Elaborado por: Autores.

de un solo bit por símbolo; y en el caso de las modulaciones M-arias, el número de símbolos es igual a  $M$ , lo que implica el uso de  $m = \log_2(M)$  bits por símbolo.

Representar cada símbolo transmitido con la mayor cantidad de bits, permite incrementar la eficiencia espectral ( $\eta = R/B$ , en bits por segundo (bps) por unidad de ancho de banda (Hz)), lo cual se refleja en una mayor velocidad de transmisión de datos para un mismo ancho de banda. Lo anterior implica que se requiere una SNR mayor para diferenciar y detectar correctamente los diferentes símbolos en el receptor.

La modulación y la codificación juegan un papel importante en la determinación de la BER. Una modulación más eficiente y una codificación adecuada pueden mejorar significativamente la BER, incluso en un canal con una SNR baja.

### 2.3.1. Modulación BPSK

El presente trabajo de grado considera el uso de la modulación BPSK, la cual utiliza dos fases distintas:  $\theta = 0$  para representar un 1 lógico y  $\theta = \pi$  para representar un 0 lógico [3]. Así mismo, la modulación BPSK se representa a través del diagrama de constelación mostrado en la Figura 2.11 y matemáticamente de la siguiente manera:

$$\begin{aligned} S_0 &= \sqrt{2} \cos(\pi) = -\sqrt{2}, \\ S_1 &= \sqrt{2} \cos(0) = \sqrt{2}, \end{aligned} \tag{2.2}$$

donde,  $\sqrt{2}$  es la amplitud pico de la portadora sinusoidal, la cual permite normalizar la potencia en el receptor.

En la Figura 2.11 se puede apreciar la separación entre los símbolos de la constelación y la frontera de decisión, la cual se encuentra en el eje vertical. Esta separación refleja la resistencia de la modulación frente a ruido e interferencias, a mayor separación entre símbolos, es más fácil para el receptor distinguir entre ellos.

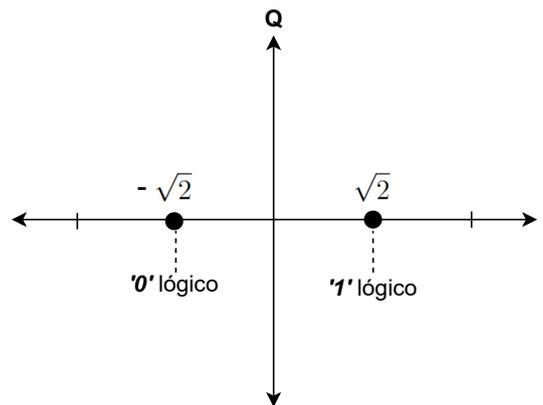


Fig 2.11: Diagrama de Constelación BPSK.  
Elaborado por: Autores.

### 2.3.2. Filtros de Conformación de Pulsos

En un enlace de comunicación digital típico se agrupan todos los efectos de filtrado en una función de transferencia equivalente:

$$H(f) = H_t(f)H_c(f)H_r(f), \quad (2.3)$$

donde,  $H(f)$  es la función de transferencia equivalente del enlace, la cual se compone de tres elementos:  $H_t(f)$ , la función de transferencia que caracteriza el filtro en transmisión;  $H_c(f)$ , la función de transferencia que caracteriza el canal; y  $H_r(f)$ , la función de transferencia que caracteriza el filtro en recepción. La Figura 2.12 muestra las funciones de transferencia de un enlace de comunicaciones.

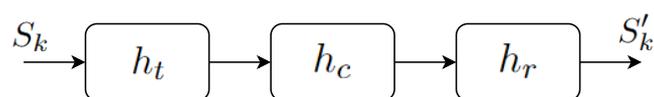


Fig 2.12: Funciones de Transferencia de un Enlace de Comunicaciones.  
Elaborado por: Autores.

La conformación de pulso es el proceso de cambiar la forma de onda de los pulsos transmitidos [4], con el propósito de limitar el ancho de banda de la señal transmitida y disminuir el efecto de la ISI en canales con multitrayectoria, propósito que se puede cumplir mediante el uso de filtros de conformación de pulsos.

Los filtros de conformación de pulsos permiten modelar la función de transferencia del enlace  $h(t)$  en banda base.

Para enlaces donde el filtro en transmisión  $H_t(f)$  es un filtro de Nyquist ideal, la función de transferencia puede representarse con una forma rectangular en el dominio de la frecuencia con ancho banda igual a  $\frac{1}{2T}$ , tal como se observa en la Figura 2.13. La trans-

formada inversa de Fourier de  $H_t(f)$  es igual a  $h_t(t) = \text{sinc}\left(\frac{t}{T}\right)$ , la cual se presenta en la curva azul de la Figura 2.14.

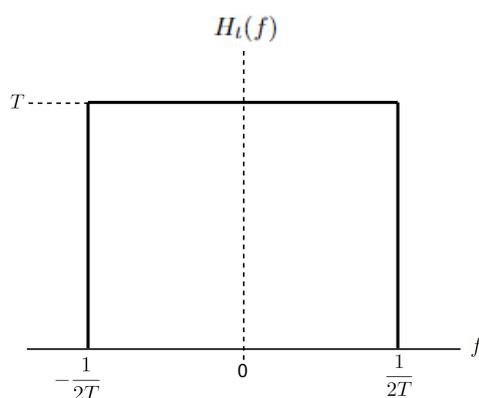


Fig 2.13: Función de Transferencia  $H_t(f)$  Filtro de Nyquist Ideal.

Elaborado por: Autores.

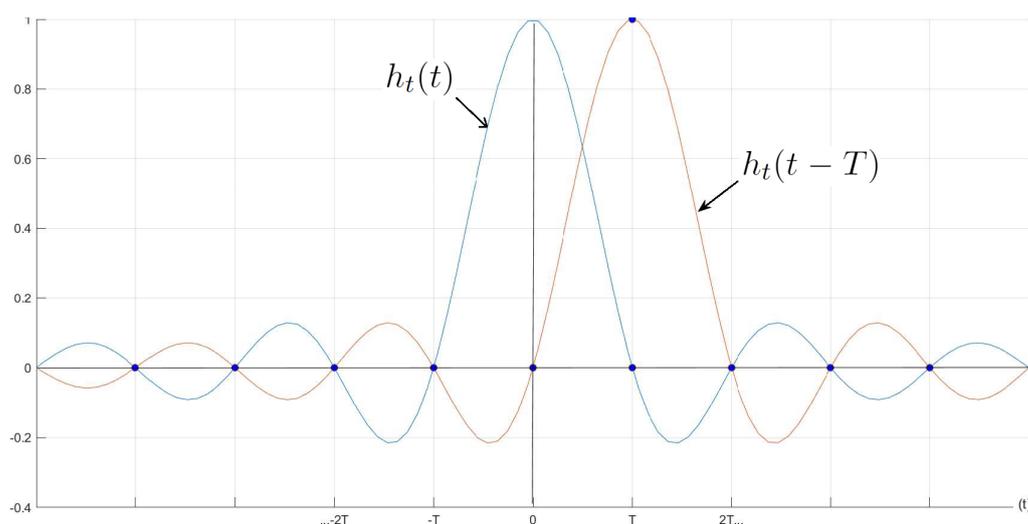


Fig 2.14: Respuesta del filtro de Nyquist ideal a  $\delta(t)$  y  $\delta(t - T)$ .

Elaborado por: Autores.

En la Figura 2.14 se representa la respuesta al impulso  $h_t(t)$  para un impulso que actúa en  $t = 0$  y un impulso que actúa en  $t = T$ . Se observa que la respuesta al impulso corresponde a un lóbulo principal y, pre y post lóbulos laterales (sistema no causal). Nyquist estableció que si la respuesta al impulso es de la forma  $\text{sinc}\left(\frac{t}{T}\right)$ , los impulsos pueden ser detectados sin ISI si ellos son generados cada  $T$  segundos, dado que donde la respuesta al impulso tiene una amplitud máxima, la respuesta al impulso de los otros impulsos tiene una amplitud igual a cero, lo cual permite definir los instantes significativos de muestreo. La Figura 2.14 presenta que  $h_t(t)$  tiene una amplitud igual a cero en el instante  $t = T$ , instante

en el que debe ser muestreado el impulso que actuó en  $t = T$ . De manera general, la respuesta al impulso tendrá una amplitud igual a cero en  $t = kT$ , excepto para  $h_t(t - kT)$  que corresponde a la respuesta del impulso que actúa en  $t = T$ , la cual logra su máximo en ese instante de muestreo, donde  $k \in \{\pm 1, \pm 2, \dots\}$ , evitando la ISI [5]. Considerando lo anterior, los símbolos representados por impulsos pueden ser generados cada  $T$  segundos, lo que está relacionado con la velocidad de transmisión de símbolos.

### 2.3.2.1. Filtros raíz cuadrada de coseno alzado

El filtro de Raíz Cuadrada de Coseno Alzado (SRRC, *Square-Root-Raised-Cosine*) presenta una función de transferencia  $H_t(f)$  de la clase Nyquist, i.e., cero ISI en los instantes de muestreo.

Este tipo de filtros se utiliza en transmisión y recepción de enlaces de comunicación digital, con el objeto de lograr una transmisión de información digital sin ISI a través de canales limitados en ancho de banda.

La expresión matemática (2.4) presenta la función de transferencia en función del factor de exceso de ancho de banda o *roll-off*  $r$ , con  $0 \leq r \leq 1$ , y el periodo de símbolo  $T$ .

$$H_t(f) = \begin{cases} 1, & \text{para } |f| \leq \frac{1-r}{2T} \\ \frac{1}{2} \left[ 1 + \cos \left( \frac{\pi T}{r} \left[ |f| - \frac{1-r}{2T} \right] \right) \right], & \text{para } \frac{1-r}{2T} < |f| \leq \frac{1+r}{2T} \\ 0, & \text{demás valores} \end{cases} \quad (2.4)$$

La característica de transferencia del filtro de raíz de coseno alzado se muestra en la Figura 2.15(a) para valores de exceso de ancho de banda (*roll-off*) de  $r = 0$ ,  $r = 0.5$  y  $r = 1$ , respectivamente. La respuesta al impulso del filtro de raíz de coseno alzado  $h_t(t)$  se presenta en la Figura 2.15(b) y se define en (2.5).

Cuando  $r = 0$ , se tiene el mínimo ancho de banda de Nyquist, el cual es igual a  $\frac{1}{2T}$  y cuando  $r = 1$ , el ancho de banda en exceso es del 100%, y el ancho de banda es igual a  $\frac{1}{T}$ . En el último caso, los lóbulos laterales de la respuesta al impulso tienen una menor amplitud, como se observa en la Figura 2.15(b).

Este tipo de filtro, proporciona un ancho de banda, a nivel de banda base que está dado por la expresión  $\frac{1+r}{2T}$  o su equivalente  $\frac{R_s(1+r)}{2T}$ , tal como se muestra en (2.4).

$$h_t(t) = \begin{cases} \frac{\pi}{4T} \operatorname{sinc} \left( \frac{1}{2r} \right), & t = \pm \frac{T}{2r} \\ \frac{1}{T} \operatorname{sinc} \left( \frac{t}{T} \right) \frac{\cos \left( \frac{\pi r t}{T} \right)}{1 - \left( \frac{2r t}{T} \right)^2}, & \text{demás valores.} \end{cases} \quad (2.5)$$

Este filtro elimina la ISI ya que su respuesta al impulso es cero en los múltiplos enteros del periodo de símbolo, i.e.,  $nT$  con  $n \in \mathbb{Z} - \{0\}$ . Por lo tanto, si la forma de onda transmitida se muestrea correctamente en el receptor, los valores originales del símbolo se pueden

recuperar por completo.

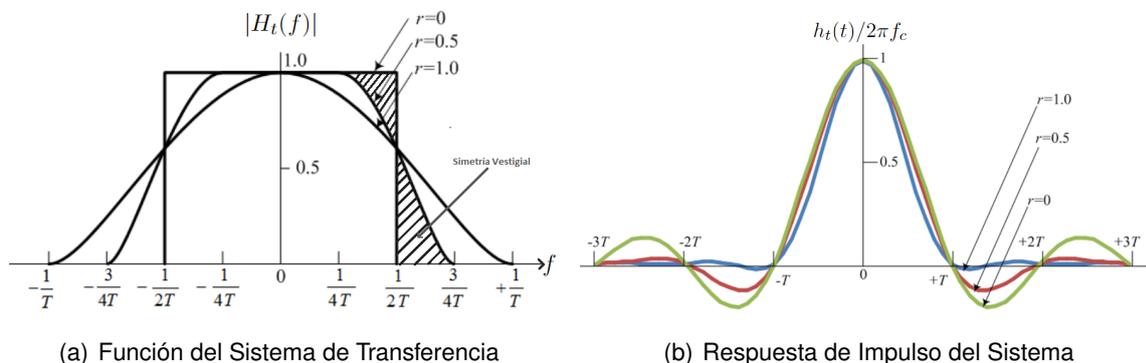


Fig 2.15: Características del Filtro Raíz Cuadrada de Coseno Alzado.  
Adaptada de [5].

### 2.3.2.2. Ancho de banda de la señal

El ancho de banda es el rango de frecuencia medido en hercios (Hz), en el que se concentran las componentes con mayor cantidad de energía de una señal. El ancho de banda particular de una señal se puede estimar por medio de la teoría de análisis de señales de Fourier.

Para estimar el ancho de banda de la señal transmitida, se utiliza como punto de partida los modelos mostrados en las Figuras 2.1 y 2.2, los cuales detallan los procesos necesarios para llevar a cabo una comunicación. En particular, se analizan el modulador banda base y la etapa de radiofrecuencia, representados en la Figura 2.16, donde se explica la composición de los procesos mostrados en la Figura 2.2.

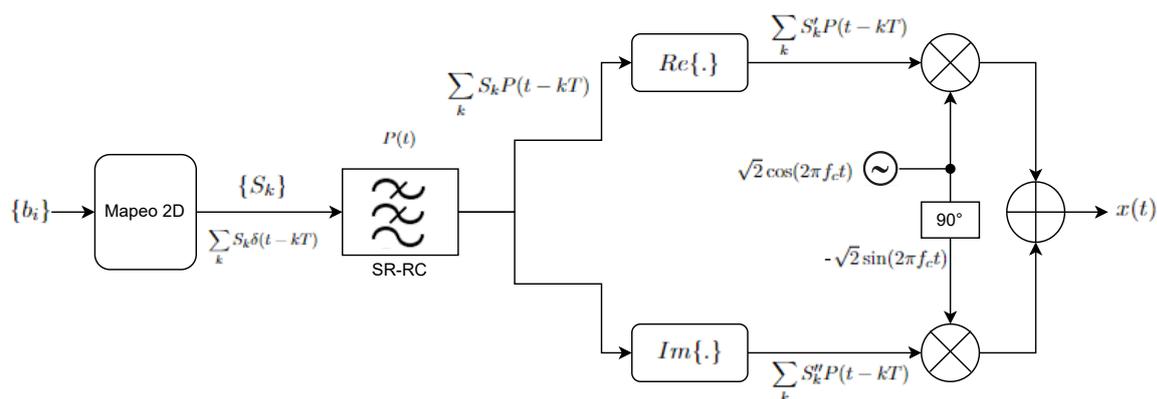


Fig 2.16: Estructura de un Modulador 2D.  
Elaborado por: Autores.

En la Figura 2.16 se muestra una secuencia de bits representada por  $\{b_i\}$ , donde  $i$  es la cantidad de bits a transmitir. Posteriormente, esta secuencia se somete a un proceso de

mapeo que produce una secuencia de símbolos  $\{S_k\}$ , donde  $k$  es la cantidad de símbolos transmitidos y depende del orden de la modulación. En este trabajo de grado se utiliza la modulación BPSK, por lo que la cantidad de símbolos es igual a la cantidad de bits.

De esta manera, la señal modulada es:

$$x(t) = \sqrt{2} \cos(2\pi f_c t) \sum_k S'_k P(t - kT) - \sqrt{2} \sin(2\pi f_c t) \sum_k S''_k P(t - kT). \quad (2.6)$$

El espectro de la señal modulada está dado por la expresión:

$$\begin{aligned} X(f) &= \frac{1}{\sqrt{2}} P(f - f_c) \sum_k (S'_k + jS''_k) \exp^{-j2\pi kT(f - f_c)} \\ &\quad + \frac{1}{\sqrt{2}} P(f + f_c) \sum_k (S'_k - jS''_k) \exp^{-j2\pi kT(f + f_c)} \\ &= \frac{1}{\sqrt{2}} P(f - f_c) \sum_k S_k \exp^{-j2\pi kT(f - f_c)} \\ &\quad + \frac{1}{\sqrt{2}} P(f + f_c) \sum_k S_k^* \exp^{-j2\pi kT(f + f_c)}, \end{aligned} \quad (2.7)$$

donde,  $S_k^*$  representa el conjugado de  $S_k$ .

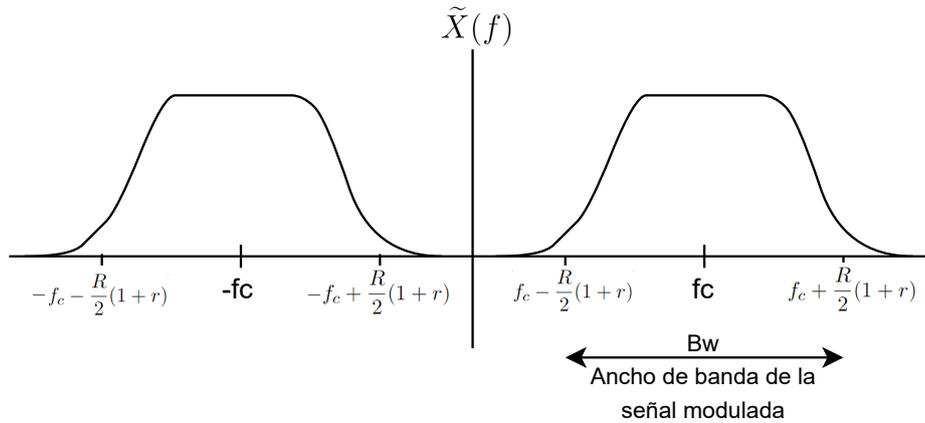


Fig 2.17: Ancho de Banda de la Señal Modulada.

Elaborado por: Autores.

Por tanto, el ancho de banda representado en la Figura 2.17 esta determinado por:

$$Bw = f_c + \frac{R}{2}(1+r) - \left[ f_c - \frac{R}{2}(1+r) \right] = R(1+r) = \frac{R_b(1+r)}{\log_2 M}, \quad (2.8)$$

donde,  $R$  es la velocidad de transmisión de símbolos y  $R_b$  es la velocidad de transmisión de bit.

Se concluye entonces que, el ancho de banda de  $x(t)$  es el doble de ancho de banda del pulso conformado.

$$\underbrace{R}_{r=0} \leq Bw \leq \underbrace{2R}_{r=1} \quad (2.9)$$

Por tanto, para transmitir sin ISI a una tasa de  $R$  símbolos por segundo, se requiere un ancho de banda de al menos  $R$  Hz. Visto de otra forma, si se dispone de un ancho de banda de  $Bw$  se puede transmitir sin ISI a una velocidad de transmisión máxima de  $Bw$  símbolos por segundo, es decir, la restricción de Nyquist de transmisión libre de ISI continua siendo válida [7].

## 2.4. DIVERSIDAD EN RECEPCIÓN

La diversidad es una técnica comúnmente utilizada en los sistemas de radio móvil para combatir el desvanecimiento de la señal. Es decir, si se tiene un receptor y se reciben varias versiones o réplicas de la misma señal por diferentes caminos, existe una alta probabilidad de que al menos una de estas señales llegue al receptor con un nivel de potencia adecuado, la cual permitirá obtener un desempeño aceptable del enlace de comunicación.

En un sistema de comunicaciones, pueden existir zonas en las que la señal se desvanece profundamente, es decir, su nivel de potencia se reduce significativamente por la suma de las réplicas de una señal con diferentes amplitudes y fases. Lo anterior puede generar una caída de la SNR, lo que dificulta la recuperación de la información transmitida. Para combatir esto, se pueden utilizar técnicas de diversidad, las cuales buscan recibir varias réplicas de la misma señal por diferentes caminos, y seleccionar las de mayor intensidad o combinar de manera coherente las diferentes réplicas para obtener una señal mucho más robusta. Si no se utilizan estas técnicas, la única manera de asegurar una SNR mínima en los intervalos de desvanecimiento es incrementar la potencia de transmisión, lo que a su vez puede generar problemas de interferencia con otros sistemas cercanos y aumentar los costos de operación. Incluso con una modulación y codificación óptimas, la diversidad sigue siendo una técnica importante para mejorar la SNR y con ello la BER, garantizando así una comunicación confiable en condiciones adversas.

Existen diferentes técnicas de diversidad, las cuales se subdividen de manera principal en dos clases: Las primeras son técnicas explícitas en las que se utiliza redundancia en la señal transmitida, por ejemplo, la transmisión y recepción de señales con diferente polarización (horizontal y vertical); en la segunda clase están las técnicas de diversidad implícita en las que la señal se transmite sin redundancia y se toma ventaja de los efectos no correlacionados del canal de comunicación con cada réplica generada por el multitrayecto [14], un buen ejemplo de diversidad implícita es el receptor RAKE en los sistemas de Acceso Múltiple por División de Código (CDMA, *Code Division Multiple Access*), en el cual las diferentes réplicas de la señal busca compensar la atenuación y los retardos que cada réplica ha sufrido de manera independiente, y suma las señales para obtener una señal resultante más robusta, logrando una ganancia por diversidad.

### 2.4.1. Principio de la Diversidad

Los principios básicos de la diversidad se conocen desde 1927, cuando se reportaron los primeros experimentos en diversidad espacial [11].

El principio de la diversidad se basa en que la información transmitida llega al receptor por canales estadísticamente independientes. Considerando el caso de un receptor con dos antenas, y suponiendo que las antenas están lo suficientemente separadas entre sí para que el desvanecimiento sufrido por la señal que llega a cada antena sea independiente, el receptor puede seleccionar la antena que percibe la señal con mayor amplitud o hacer una combinación de ellas.

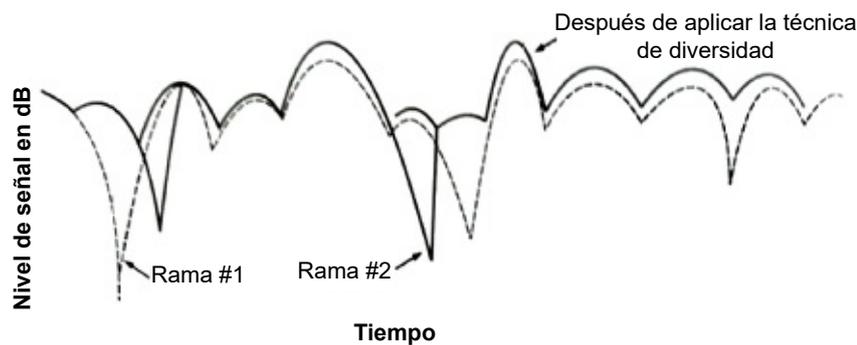


Fig 2.18: Principio de Diversidad.  
Adaptada de [14].

La Figura 2.18 ilustra el principio de diversidad, en la cual se muestran dos señales que han sufrido desvanecimiento de manera independiente, y la selección o combinación de señales por aplicación de técnicas de diversidad en recepción. Dado que las señales son estadísticamente independientes, la probabilidad de que ambas presenten desvanecimiento profundo es baja, y menor que al considerar una sola señal. La diversidad mejora la calidad de la señal recibida al cambiar las estadísticas de la SNR en la entrada del receptor o detector. Esto suaviza los desvanecimientos de la señal y aumenta su potencia promedio en la entrada del receptor, logrando así una mayor SNR y, por ende, una menor BER.

### 2.4.2. Coeficiente de Correlación de Pearson

La diversidad es más eficiente cuando los diferentes trayectos de propagación (también llamados ramas de diversidad) transportan copias o replicas de la misma señal que se atenúan y desvanecen de forma independiente. Esto significa que la Función de Densidad de Probabilidad Conjunta (JPDF, *Joint Probability Density Function*) de la intensidad de campo (o potencia)  $f_{R_1, R_2, \dots}(r_1, r_2, \dots)$  es igual al producto de las PDF marginales de intensidad de campo o potencia recibida, es decir,  $f_{R_1}(r_1), f_{R_2}(r_2), \dots$ . Cualquier correlación entre las señales de los diferentes trayectos disminuye la efectividad de la técnica de diversidad. El coeficiente de correlación de Pearson caracteriza la correlación entre las señales por di-

ferentes trayectos de propagación. Para señales  $X$  y  $Y$ , el coeficiente de correlación de Pearson está dado por:

$$\rho_{X,Y} = \frac{\mathbb{E}[XY] - \mathbb{E}[X]\mathbb{E}[Y]}{\sqrt{\mathbb{E}[X^2] - (\mathbb{E}[X])^2}\sqrt{\mathbb{E}[Y^2] - (\mathbb{E}[Y])^2}}, \quad (2.10)$$

donde  $-1 \leq \rho_{X,Y} \leq 1$  [16], y lo siguiente puede ser concluido de su valor:

- Si  $\rho = 1$ , existe una correlación positiva perfecta. El coeficiente indica una dependencia total entre las dos variables aleatorias denominada relación directa: cuando una de ellas aumenta, la otra también lo hace en proporción constante.
- Si  $0 < \rho < 1$ , entonces existe una correlación positiva.
- Si  $\rho = 0$ , significa que no es posible determinar algún sentido de covariación. Por lo tanto las dos variables aleatorias se consideran no correlacionadas.
- Si  $-1 < \rho < 0$ , existe una correlación negativa.
- $\rho = -1$ , existe una correlación negativa perfecta. El índice indica una dependencia total entre las dos variables aleatorias llamada relación inversa: cuando una de ellas aumenta, la otra disminuye en proporción constante.

Para dos señales estadísticamente independientes, se cumple la relación  $\mathbb{E}[XY] = \mathbb{E}[X]\mathbb{E}[Y]$  y por lo tanto, el coeficiente de correlación se vuelve cero.

### 2.4.3. Tipos de Diversidad

La clasificación de los sistemas de diversidad depende del tipo de parámetro de interés. De esta forma, las siguientes clasificaciones son usadas generalmente en la literatura:

- *De acuerdo con el extremo del sistema en que se implemente:* diversidad en transmisión y diversidad en recepción.
- *De acuerdo con el fenómeno físico usado para lograr diferenciar las réplicas de la señal:* diversidad espacial o de antena, diversidad en frecuencia, diversidad en tiempo y diversidad por polarización.
- *De acuerdo con la forma en que se utilizan las diferentes réplicas:* diversidad por selección (SC, *Selection Combining*), diversidad por realimentación, diversidad por Combinación de Máxima Relación (MRC, *Maximum Rate Combination*) y diversidad por Combinación de Igual Ganancia (EGC, *Equal Gain Combining*).

Ahora se dirige la atención a la cuestión de cómo usar las señales de diversidad, de manera que mejore la calidad total de la señal que se va a detectar. En general, se pueden distinguir dos formas de explotar las señales a través de las diferentes ramas de diversidad:

1. *Diversidad Por Selección*: se selecciona y procesa (demodula y decodifica) la copia o replica de la "mejor" señal, mientras que todas las demás copias se descartan. Hay diferentes criterios para definir lo que constituye la "mejor" señal.
2. *Diversidad Por Combinación*: se combinan todas las copias o replicas de la señal (antes o después del demodulador) y se decodifica la señal combinada. Nuevamente, existen diferentes algoritmos para la combinación de las señales.

La diversidad por combinación conduce a un mejor desempeño, ya que se explota toda la información disponible, teniendo como costo receptores más complejos que en la diversidad por selección. En la mayoría de los receptores todo el procesamiento de señal se realiza a nivel de banda base. Por lo tanto, un receptor con diversidad por combinación necesita convertir todas las señales disponibles a nivel de banda base para combinarlas de manera adecuada. A continuación, se realiza una descripción más detallada de los criterios y algoritmos de estos tipos de diversidad. Se asume que las diferentes copias de la señal experimentan un desvanecimiento estadísticamente independiente, lo cual simplifica enormemente la discusión tanto de las explicaciones intuitivas como de las matemáticas en la combinación de señales.

## 2.5. DIVERSIDAD POR SELECCIÓN

Para la diversidad por selección se tiene: diversidad impulsada por el Indicador de Intensidad de la Señal Recibida (RSSI, *Received Signal Strength Indicator*) y diversidad impulsada por la BER.

### 2.5.1. Diversidad Impulsada por el RSSI

En este método, el receptor selecciona la señal con la mayor potencia instantánea o mayor RSSI y la procesa. Este método requiere  $N_r$  elementos de antena,  $N_r$  sensores RSSI, un comparador y un conmutador con  $N_r$  entradas, como se muestra en la Figura 2.19. Este método permite un seguimiento simple del criterio de selección, incluso en canales con desvanecimiento rápido. Por lo tanto, a partir del RSSI se puede conmutar a la señal recibida con el mayor nivel de intensidad.

1. Si el enlace es limitado por ruido, entonces la diversidad impulsada por el RSSI es el mejor de todos los métodos de diversidad de selección, ya que la maximización del RSSI también maximiza la SNR y por lo tanto, minimiza la BER.
2. Si el enlace es limitado por interferencia co-canal, entonces el RSSI ya no es un buen criterio de selección. La alta potencia de recepción puede ser causada por un alto nivel de interferencia, de modo que el criterio del RSSI hace que el sistema seleccione ramas con una baja Relación Señal Interferencia (SIR, *Signal Interference Ratio*).

3. La diversidad impulsada por el RSSI es sub-óptima si los errores son causados por la dispersión temporal del canal, es decir, que existe interferencia destructiva entre las diferentes réplicas de la señal generadas por el multitrayecto.

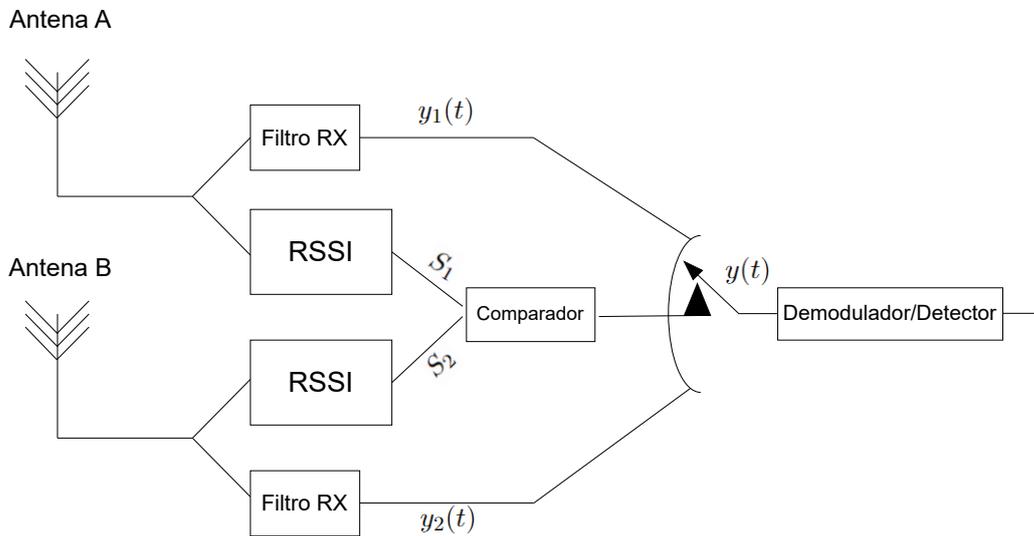


Fig 2.19: Diversidad por Selección Impulsada por el RSSI,  $N_r = 2$ .  
Adaptada de [17].

Para una evaluación exacta del desempeño, es importante obtener la PDF de la SNR a la salida del conmutador.

Si se supone que la amplitud de la señal instantánea tiene una distribución de Rayleigh, tal que la PDF de la SNR de la señal de la  $n$ -ésima rama de diversidad  $\gamma_n$ , es:

$$f_{\Gamma_n}(\gamma_n) = \frac{1}{\bar{\gamma}} \exp\left(-\frac{\gamma_n}{\bar{\gamma}}\right), \quad (2.11)$$

donde,  $\bar{\gamma}$  es la SNR promedio de la señal en una rama de diversidad (se asume que es idéntica para todas las ramas de diversidad). La Función de Distribución Acumulativa (CDF, *Cumulative Distribution Function*) es entonces:

$$F_{\Gamma_n}(\gamma_n) = 1 - \exp\left(-\frac{\gamma_n}{\bar{\gamma}}\right). \quad (2.12)$$

La CDF es, por definición, la probabilidad de que la SNR instantánea de la señal se encuentre por debajo de un nivel determinado. Como el receptor selecciona la rama de diversidad o antena con la mayor SNR, la probabilidad de que la señal elegida se encuentre por debajo del umbral es el producto de las probabilidades de que la SNR en cada rama de diversidad o antena esté por debajo del umbral. En otras palabras, la CDF de la señal seleccionada es el producto de las CDF de cada rama de diversidad o antena. De esta manera se disminuye la probabilidad de que la SNR instantánea de la señal se encuentre por debajo de un nivel determinado:

$$F_{\gamma}(\gamma) = \left[ 1 - \exp\left(-\frac{\gamma}{\bar{\gamma}}\right) \right]^{N_r}. \quad (2.13)$$

En la Figura 2.20 se puede observar cómo, a medida que se aumenta el número de antenas receptoras, la probabilidad de que la señal elegida se encuentre por debajo de un umbral es menor.

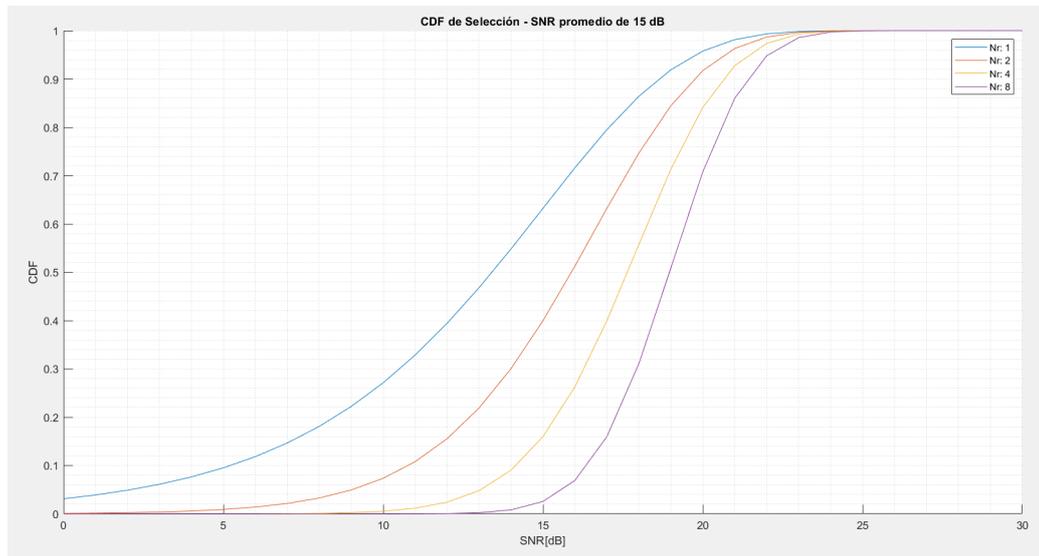


Fig 2.20: Función de Distribución Acumulativa de la SNR.

Elaborado por: Autores.

La Diversidad por Selección en el receptor puede utilizar  $m$  demoduladores y  $m$  cadenas de Radiofrecuencia (RF, *Radio-Frequency*) para proveer  $m$  ramas de diversidad, seleccionando la señal con mayor SNR, o se pueden utilizar  $m$  antenas y sólo un demodulador y una cadena de RF, seleccionando la antena con la mayor SNR. En caso que todas las antenas o ramas de diversidad tengan la misma SNR media, la amplitud de la señal de salida del conmutador simplemente es la señal de mayor potencia.

Para validar esta técnica, se desarrolló un *script* en MATLAB en el que se transmite una señal a través de dos ramas distintas, cada una con un valor de amplitud aleatoria en cada instante de tiempo. En recepción, se realiza el muestreo de las señales en cada rama en diferentes instantes de tiempo, para posteriormente calcular el valor de RSSI de señal en cada rama, a través del valor efectivo de la señal o más usualmente llamado valor de Raíz Cuadrática Media (RMS, *Root Mean Square*).

Finalmente, se aplica la técnica de diversidad para seleccionar la señal en la rama con la mayor RSSI. La Figura 2.21 muestra el resultado de esta técnica en términos de la selección de la mejor rama de diversidad.

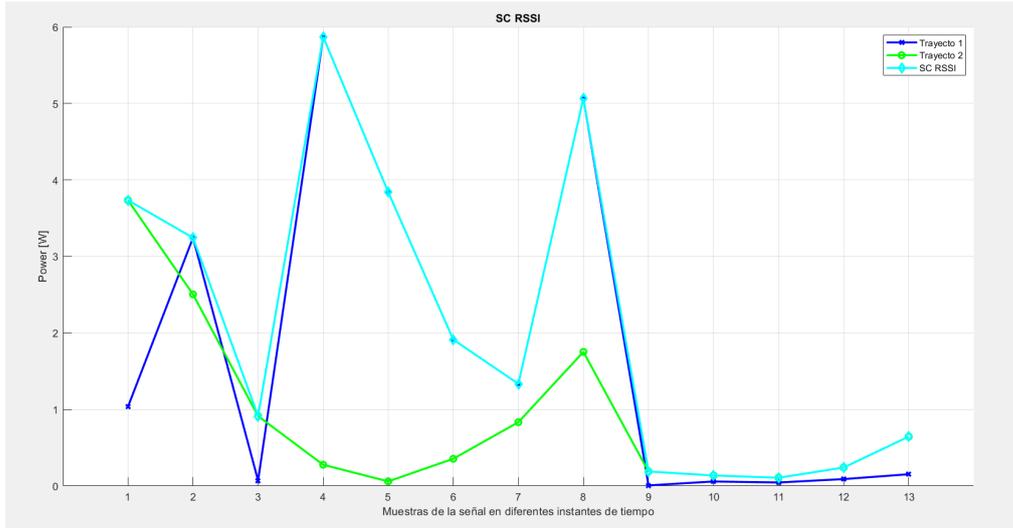


Fig 2.21: Diversidad por Selección Impulsada por el RSSI.  
Elaborado por: Autores.

### 2.5.2. Diversidad por Selección Impulsada por la BER

Para la diversidad impulsada o controlada por la BER, primero se transmite una secuencia de entrenamiento, es decir, una secuencia de bits que se conoce a priori en el receptor. El receptor demodula la señal correspondiente a la secuencia de entrenamiento de cada elemento de antena de recepción y la compara con la secuencia de entrenamiento original, como se observa en la Figura 2.22.

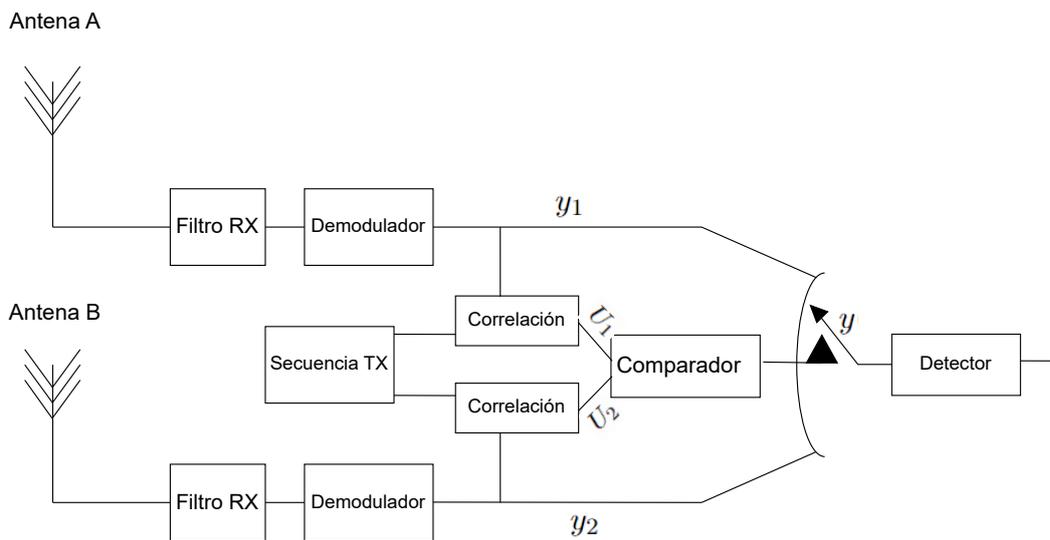


Fig 2.22: Diversidad por Selección Impulsada por la BER.  
Adaptada de [17].

La rama de diversidad cuya señal asociada obtenga la correlación más alta, tendrá la

menor BER. Dicha selección se utiliza para la recepción posterior de la señal de enlace. Un enfoque similar es el uso del error cuadrático medio de la señal demodulada de decisión suave, o la correlación entre la señal del transmisor y receptor.

Si el canal es variable en el tiempo, la secuencia de entrenamiento debe repetirse a intervalos regulares y la selección de la mejor antena debe realizarse nuevamente.

La diversidad impulsada por la BER tiene varios inconvenientes:

1. El receptor necesita  $N_r$  cadenas de RF (lo que hace que el receptor sea más complejo), o la secuencia de entrenamiento debe repetirse  $N_r$  veces (lo que disminuye la eficiencia espectral), para evaluar la señal de manera no simultánea en todos los elementos de la antena.
2. Si el receptor tiene solo un demodulador, entonces no es posible monitorear continuamente la BER en todas las ramas. Esto es especialmente crítico si el canal cambia rápidamente.
3. Dado que la duración de la secuencia de entrenamiento es finita, la BER no se puede determinar con exactitud. La varianza de la BER disminuye a medida que aumenta la duración de la secuencia de entrenamiento, lo que afecta la eficiencia espectral. Por lo tanto, existe un compromiso entre el desempeño del enlace y la eficiencia espectral.

Se desarrolló un *script* en MATLAB similar al caso anterior, en el que se transmite una señal a través de dos ramas distintas, cada una con un valor de SNR distinto en cada instante de tiempo. En recepción, se realiza el muestreo de las señales en cada rama en diferentes instantes de tiempo, se demodula la señal y se calcula la correlación con la secuencia de entrenamiento. Luego, se selecciona la señal con la mayor correlación, lo que resulta en una BER más baja, tal como se muestra en la Figura 2.23.

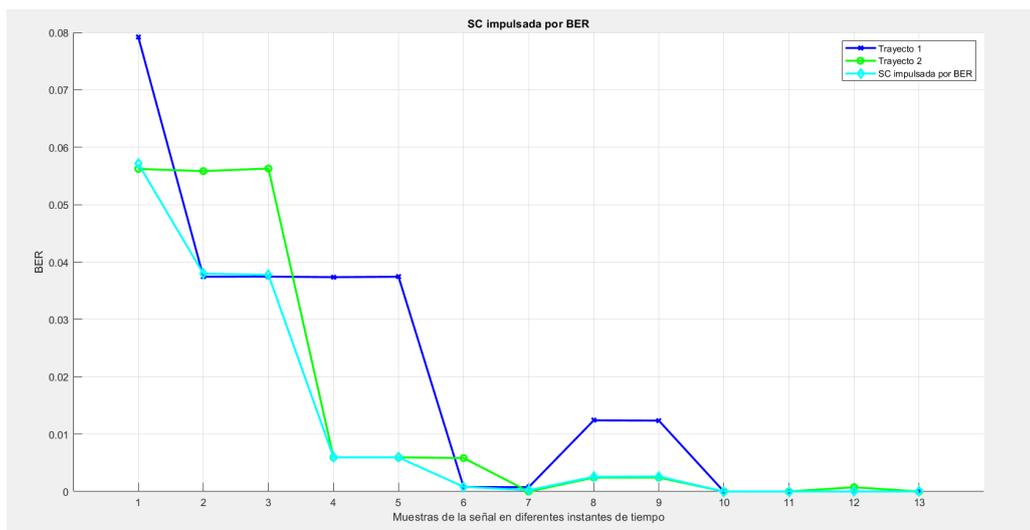


Fig 2.23: Diversidad por Selección Impulsada por la BER.

Elaborado por: Autores.

## 2.6. DIVERSIDAD POR COMBINACIÓN

**Principio Básico:** La diversidad por selección desperdicia energía de la señal descartando  $N_r - 1$  copias de la señal recibida. Este inconveniente se evita combinando todas las copias de señal disponibles, donde cada copia o replica de señal se multiplica por un peso (complejo) y luego se suman. Cada peso complejo,  $\omega_n$ , permite compensar el cambio de amplitud o el cambio de fase generado por el canal sobre la señal en la rama correspondiente.

- La corrección de fase hace que las amplitudes de la señal se sumen de manera coherente, sin embargo, las señales de ruido son no correlacionadas y por ello se suman las diferentes contribuciones de ruido.
- Para la corrección de la amplitud, se utilizan dos métodos: MRC, el cual pondera todas las copias o replicas de la señal por su amplitud y se puede demostrar que bajo algunos supuestos, ésta es una estrategia de combinación óptima; y EGC, en el cual todos los pesos de amplitud son iguales, en otras palabras, no hay ponderación, sino sólo una corrección de fase.

### 2.6.1. Combinación de Máxima Relación

MRC compensa las fases y pondera las señales de las diferentes antenas de acuerdo con su SNR. Esta es la forma óptima de combinar las señales provenientes por las diferentes ramas de diversidad. Suponiendo un canal de propagación con desvanecimiento lento y desvanecimiento plano [14], cuya única perturbación es el ruido AWGN, cada rama de diversidad puede modelarse como un filtro lineal invariante en el tiempo con respuesta al impulso igual a:

$$h_{c_n}(T) = \alpha_n \delta(T), \quad (2.14)$$

donde  $\alpha_n$  es la ganancia (instantánea) de cada rama de diversidad.

La técnica de combinación de máxima relación utiliza todos los  $N$  elementos de señal recibidos como se muestra en la Figura 2.24, los estima y combina las señales ponderadas para maximizar la SNR de salida,  $\gamma_{out}$ . Al requerir el conocimiento de los canales individuales  $h_{c_k}$ , los pesos se eligen como:

$$\omega_k = h_{c_k}; k = 1, \dots, N.$$

Con los pesos establecidos como  $\mathbf{w} = \mathbf{h}_c$ , la salida del combinador MRC es:

$$\begin{aligned} y &= \sum_{k=1}^N \omega_k^* r_k = \vec{\mathbf{w}}^H \vec{\mathbf{h}}_c \vec{\mathbf{x}} + \vec{\mathbf{w}}^H \vec{\mathbf{n}} \\ &= (|h_{c_1}|^2 + |h_{c_2}|^2 + \dots + |h_{c_N}|^2)x + n_f \\ &= \left( \sum_{k=1}^N |h_{c_k}|^2 \right) x + n_f, \end{aligned} \quad (2.15)$$

donde,  $\omega_k$  equivale a  $h_{c_k}$ , y  $n_f$ , es el ruido que se vió afectado por el multitrayecto.

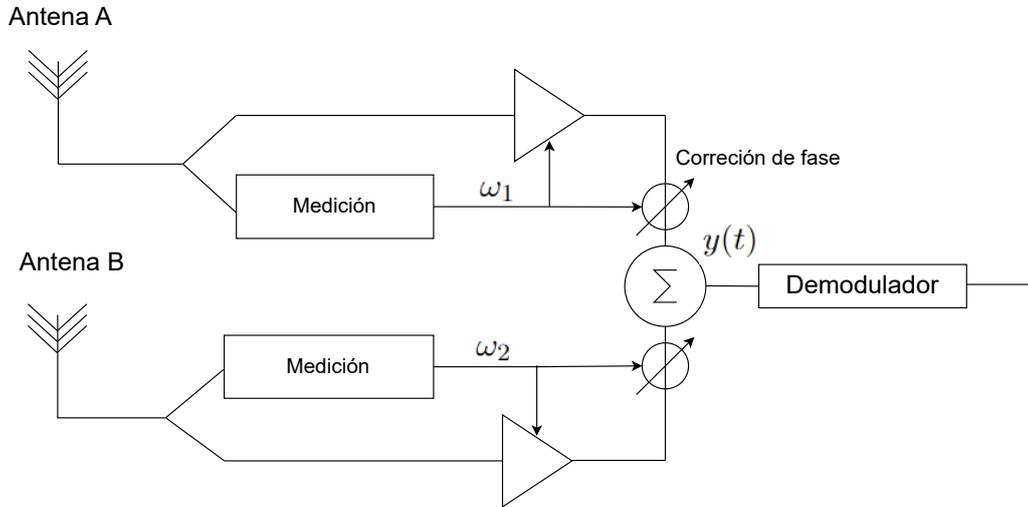


Fig 2.24: Combinación de Máxima Relación,  $N = 2$ .  
Adaptada de [17].

Ahora por tanto, la SNR de salida después del procesamiento de MRC es:

$$\gamma_{out} = \sum_{k=1}^N \frac{\mathbb{E}\{|x|^2\} |h_{c_k}|^2}{\sigma_n^2} = \sum_{k=1}^N \gamma_k. \quad (2.16)$$

Las señales de las diferentes ramas se multiplican con el conjugado de los pesos  $\omega_n^*$  y se suman, de modo que la SNR es igual a:

$$\gamma = \frac{\left| \sum_{n=1}^N \omega_n^* \alpha_n \right|^2}{P_n \sum_{n=1}^N |\omega_n|^2}, \quad (2.17)$$

donde  $P_n$  es la potencia de ruido por cada rama de diversidad (se asume igual en cada rama). De acuerdo con la desigualdad de Cauchy Schwartz [15]:

$$\left| \sum_{n=1}^N \omega_n^* \alpha_n \right|^2 \leq \sum_{n=1}^N |\omega_n^*|^2 \sum_{n=1}^N |\alpha_n|^2, \quad (2.18)$$

donde la igualdad se cumple si y solo si  $\omega_n = \alpha_n$ . Por lo tanto, la SNR se maximiza eligiendo los pesos como:

$$\omega_{MRC} = \alpha_n, \quad (2.19)$$

es decir, las señales se alinean en fase (las señales recibidas se multiplican por  $\omega$  y se ponderan por la amplitud. Entonces, se puede ver fácilmente que en ese caso la SNR de

salida del combinador de diversidad es la suma de las SNR de los trayectos:

$$\gamma_{\text{MRC}} = \sum_{n=1}^{N_r} \gamma_n. \quad (2.20)$$

Si los trayectos son estadísticamente independientes, la función generadora de momentos de la SNR total puede calcularse como el producto de las funciones características de las SNR de las ramas. Si, además, la distribución SNR en cada rama es exponencial (correspondiente al desvanecimiento tipo Rayleigh), y todas las ramas tienen la misma SNR media  $\overline{\gamma}_n = \overline{\gamma}$ , se tiene entonces que:

$$f_{\Gamma}(\gamma) = \frac{1}{(N_r - 1)!} \frac{\gamma^{N_r - 1}}{\overline{\gamma}^{N_r}} \exp\left(-\frac{\gamma}{\overline{\gamma}}\right). \quad (2.21)$$

La SNR media a la salida del combinador es solo la SNR de rama media, multiplicada por el número de antenas o ramas de diversidad:

$$\overline{\gamma}_{\text{MRC}} = N_r \overline{\gamma} \quad [19]. \quad (2.22)$$

Se desarrolló un *script* en MATLAB donde se modeló un enlace limitado por ruido, y un enlace limitado por ruido y efecto de multitrayecto, como se definió en la sección 2.2. A partir del canal tipo Rayleigh se aplicó la técnica MRC con el proceso matemático descrito anteriormente, y se obtuvo el desempeño del enlace observado en la Figura 2.25.

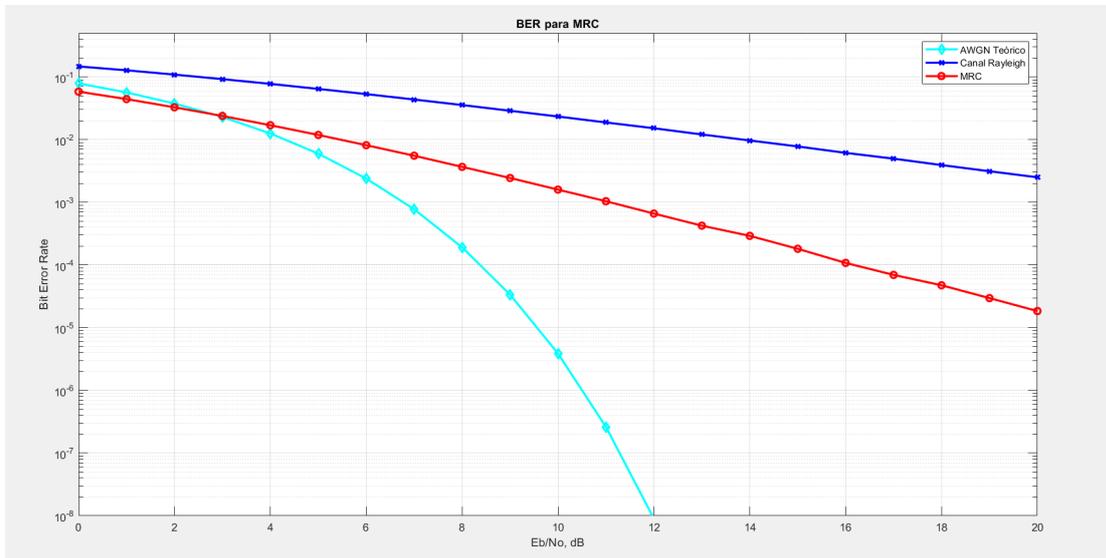


Fig 2.25: Diversidad por Combinación de Máxima Relación.

Elaborado por: Autores.

### 2.6.2. Combinación de Igual Ganancia

La técnica MRC requiere la coincidencia de la magnitud y la fase del canal. Las magnitudes pueden fluctuar significativamente. En la combinación de igual ganancia, sólo se cancela la fase del canal (ver Figura 2.26). Los pesos se eligen como:

$$\omega_n = \exp^{j \arg(h_{c_n})} = \exp^{j\theta} \quad (2.23)$$

donde,  $\theta = \arg(h_{c_n})$ , es la información de fase del canal. Por tanto, la señal de salida está dada por:

$$\begin{aligned} y &= \sum_{n=1}^{n=N} \omega_n^* r_n = \sum_{n=1}^{n=N} \omega_n^* (h_{c_n} x + n) \\ &= \sum_{n=1}^{n=N} \exp^{-j\theta} (\exp^{j\theta} |h_{c_n}| x + n) \\ &= \sum_{n=1}^{n=N} \exp^{-j\theta} \exp^{j\theta} |h_{c_n}| x + n_f \\ &= x \left( \sum_{n=1}^{n=N} |h_{c_n}| \right) + n_f, \end{aligned} \quad (2.24)$$

donde,  $n_f$ , es el ruido que se vió afectado por el multitrayecto.

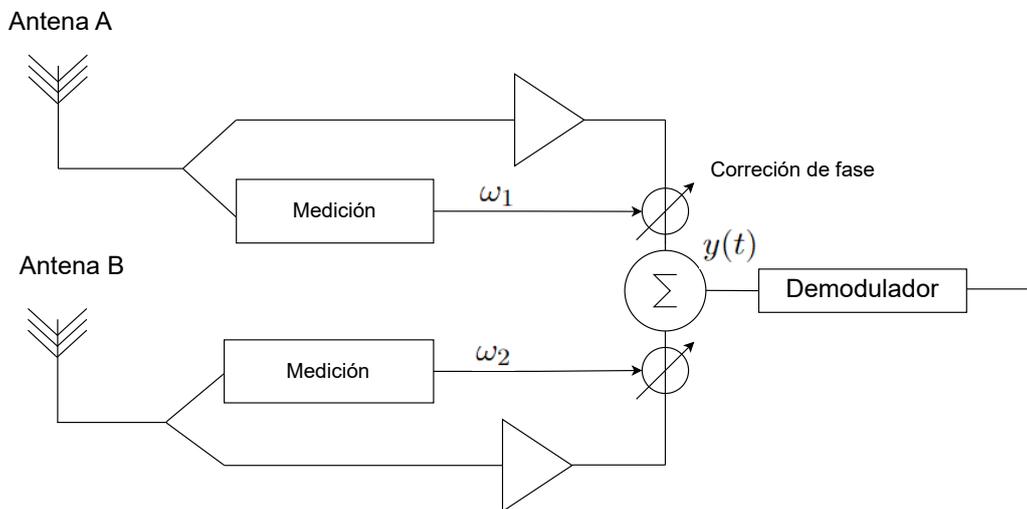


Fig 2.26: Combinación de Igual Ganancia.

Adaptada de [17].

Por tanto para EGC se tiene que la SNR de la salida del combinador es:

$$\gamma_{\text{EGC}} = \frac{\left( \sum_{n=1}^{N_r} \sqrt{\gamma_n} \right)^2}{N_r}, \quad (2.25)$$

donde, se asume que la potencia de ruido es igual en todas las ramas de diversidad. La SNR promedio de la salida del combinador es:

$$\bar{\gamma}_{\text{EGC}} = \bar{\gamma} \left( 1 + (N_r - 1) \frac{\pi}{4} \right) \quad [19], \quad (2.26)$$

si todas las ramas sufren el desvanecimiento tipo Rayleigh con la misma SNR  $\bar{\gamma}$ , se debe tener presente que aquí sólo se asume que la SNR media es la misma en todas las ramas, mientras que las SNR de las ramas (que representan realizaciones de canales diferentes) pueden ser diferentes. Se puede notar que EGC funciona peor que MRC por un factor  $\frac{\pi}{4}$  (en términos de SNR media). La diferencia de desempeño entre EGC y MRC se vuelve mayor cuando las SNR de rama media también son diferentes.

Al igual que en el caso anterior (ver Figura 2.25), se desarrolló un *script* en MATLAB en el que la única diferencia fue la aplicación de la técnica de EGC mediante los procesos matemáticos. En esta técnica no se tuvieron en cuenta las atenuaciones introducidas por el canal y sólo se compensó la fase introducida por el mismo. Como resultado, en la Figura 2.27 se observa que el desempeño de esta técnica resulta ser un poco inferior al de MRC.

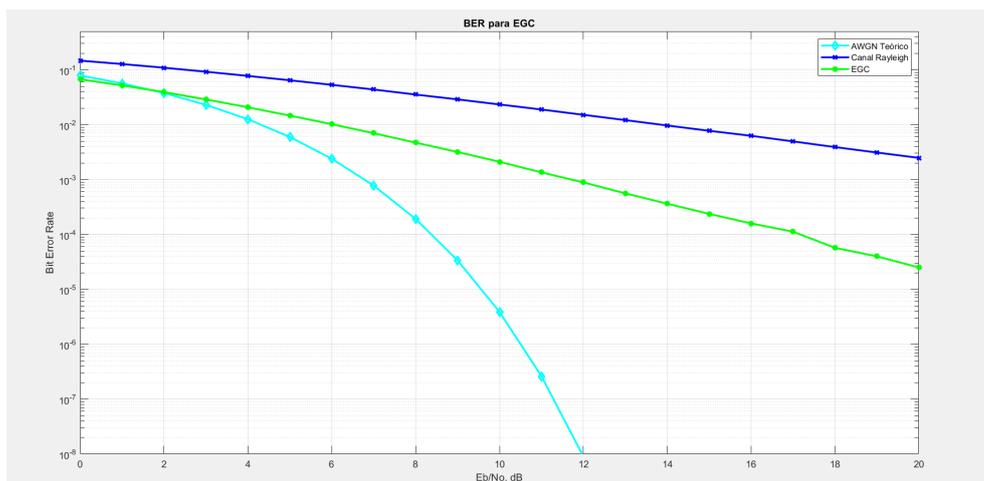


Fig 2.27: Diversidad por Combinación de Igual Ganancia.

Elaborado por: Autores.

### 2.6.3. Caso Especial: MRC - EGC

Una de las desventajas de las técnicas de diversidad por combinación es la complejidad de estimar el canal o contar con Información del Estado del Canal (CSI, *Channel Status Information*), lo que requiere un procesamiento de alta demanda y estimación del mismo. Por lo tanto, se propuso un escenario ideal en el que se asume que no hay atenuación ni desvanecimiento por multitrayecto. Esto permite aplicar las técnicas de combinación equivalentes de forma más simple.

Partiendo del modelo general de un canal de comunicaciones que se muestra en la

Figura 2.3, con las consideraciones anteriores, se tiene:

$$Y = h_c X + N, \quad (2.27)$$

donde,  $X$  es una variable aleatoria con media 0 y varianza  $P_S$ , es decir,  $X \sim \mathcal{N}(0, P_S)$ , que representa la señal transmitida;  $h_c$  es la respuesta del canal, que para efectos prácticos y por simplicidad se asume igual a 1;  $N$  es una variable aleatoria con media 0 y varianza  $P_N$ , es decir,  $N \sim \mathcal{N}(0, P_N)$ , que representa el ruido;  $Y$  es la variable aleatoria que representa la señal recibida; y considerando la independencia entre las variables aleatorias que representan la señal y el ruido, y sus distribuciones, se puede concluir de  $Y$  lo siguiente:

$$\begin{aligned} \mathbb{E}[Y] &= 0, & (2.28) \\ \text{Var}(Y) &= \mathbb{E}[|Y|^2] - \mathbb{E}[Y]^2 \\ &= \mathbb{E}[|Y|^2] \\ &= \mathbb{E}[YY^*] \\ &= \mathbb{E}[(X + N)(X + N)^*] \\ &= \mathbb{E}[|X|^2] + \mathbb{E}[XN^*] + \mathbb{E}[NX^*] + \mathbb{E}[|N|^2] \\ &= P_S + \mathbb{E}[X]\mathbb{E}[N^*] + \mathbb{E}[N]\mathbb{E}[X^*] + P_N \\ &= P_S + P_N, & (2.29) \end{aligned}$$

donde \* corresponde al operador conjugado, entonces,  $Y \sim \mathcal{N}(0, P_S + P_N)$  y  $\gamma_{pp} = \frac{P_S}{P_N}$ .

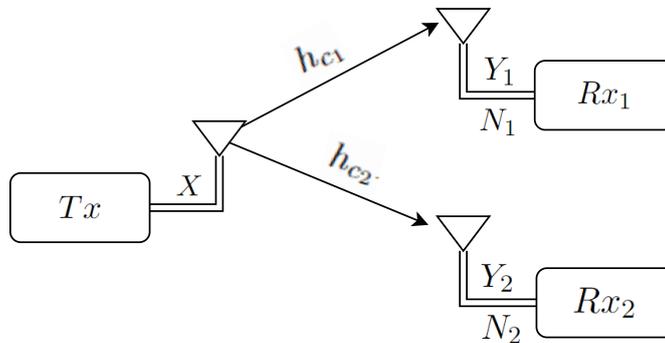


Fig 2.28: Escenario Ideal.

Elaborado por: Autores.

Un modelo general que representa la diversidad del caso especial en recepción se presenta en la Figura 2.28, donde,  $Y_1 = h_{c1}X + N_1$  y  $Y_2 = h_{c2}X + N_2$ , con  $X \sim \mathcal{N}(0, P_S)$ ;  $h_{c1}$  y  $h_{c2}$  corresponden a las respuestas del canal de las ramas 1 y 2, respectivamente, las cuales se asumen igual a 1; y  $N_1 \sim \mathcal{N}(0, P_N)$  y  $N_2 \sim \mathcal{N}(0, P_N)$  son variables aleatorias independientes que representan el ruido en la entrada de antena de cada receptor.

Aplicando la técnica EGC o MRC, se considera la variable aleatoria auxiliar  $Y =$

$\frac{Y_1 + Y_2}{2}$ , por lo tanto,

$$Y = X + \frac{N_1}{2} + \frac{N_2}{2}, \quad (2.30)$$

y lo siguiente puede ser indicado:

$$\begin{aligned} \mathbb{E}[Y] &= 0, \\ \text{Var}(Y) &= \mathbb{E}[|Y|^2] \\ &= \mathbb{E}[YY^*] \\ &= \mathbb{E}\left[\left(X + \frac{N_1}{2} + \frac{N_2}{2}\right)\left(X + \frac{N_1}{2} + \frac{N_2}{2}\right)^*\right] \\ &= \mathbb{E}[|X|^2] + \frac{1}{4}\mathbb{E}[|N_1|^2] + \frac{1}{4}\mathbb{E}[|N_2|^2] \\ &= P_S + \frac{P_N}{4} + \frac{P_N}{4}, \\ &= P_S + \frac{P_N}{2}, \end{aligned} \quad (2.32)$$

Por lo tanto, la SNR es igual a:

$$\gamma_{\text{diversidad}} = \frac{P_S}{\frac{P_N}{2}} = 2 \frac{P_S}{P_N} = 2\gamma_{pp}, \quad (2.33)$$

La diversidad espacial en recepción con dos antenas permite una máxima ganancia por diversidad de 2 (3 dB). Nótese además que (2.33) tiene relación directa con (2.20) y (2.25) de MRC y EGC, respectivamente, para este caso especial, es decir, estas dos técnicas tienen el mismo comportamiento cuando se considera un canal ideal.

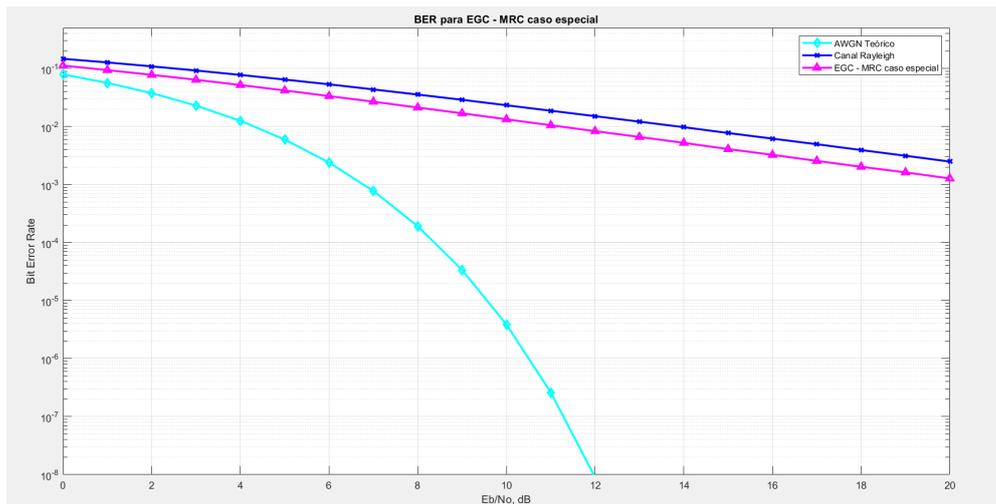


Fig 2.29: Diversidad para Caso Especial MRC-EGC.

Elaborado por: Autores.

Se desarrolló un *script* en MATLAB donde se evaluó el desempeño de este caso especial

con dos ramas de igual SNR, se asumió un canal ideal ( $h_c = 1$ ), sin desvanecimientos o atenuaciones causadas por multitrayecto, y se realizó un promedio de éstas señales que llegan por los diferentes caminos, y como se observa en la Figura 2.29, se evidenció una mejora de 3 dB con respecto a la BER, como lo indica la teoría.

---

## Capítulo 3

# METODOLOGÍA DE PROTOTIPADO

En este capítulo se abarca y desarrollan las etapas de la metodología seleccionada con el fin de obtener un prototipo del enlace inalámbrico de comunicaciones.

Se hace uso de la metodología de prototipado [20], la cual está relacionada con la mejora continua y el ciclo de Deming [21]. Este enfoque se basa en un proceso iterativo que involucra el diseño, implementación, medición y evaluación del prototipo. Se utiliza una planificación ágil que permite la retroalimentación durante el proceso, con el objetivo de mejorar el prototipo hasta cumplir con los requerimientos del sistema.

Se tienen 4 etapas en el desarrollo de un prototipo:

- Análisis de requerimientos.
- Diseño prototipo.
- Implementación prototipo.
- Definición escenarios y plan de pruebas.

Las cuales siguen la secuencia, como se muestra en la Figura 3.1.

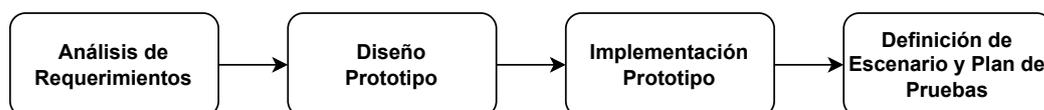


Fig 3.1: Metodología de Prototipado.

Elaborado por: Autores.

### 3.1. ETAPAS EN EL DESARROLLO DE UN PROTOTIPO

En el diseño de un enlace de comunicaciones inalámbrico es fundamental tener en cuenta diversas consideraciones. Estas consideraciones incluyen, entre otras, las condiciones del escenario de implementación, la presencia de obstáculos, la distancia entre transmisores y receptores, y el ruido, entre otros otros factores. Además, es importante considerar el

efecto del multitrayecto. Para aprovechar este efecto de manera beneficiosa, es necesario aplicar algoritmos de procesamiento de señal, así como técnicas de diversidad, como la diversidad espacial, temporal y de frecuencia. Estas medidas ayudan a mejorar la calidad y confiabilidad de la comunicación inalámbrica. En resumen, es esencial considerar estos diferentes aspectos en el análisis de requerimientos para garantizar un funcionamiento exitoso del enlace de comunicaciones inalámbrico.

Como parte del proceso metodológico, y un estudio previo tanto de las configuraciones de cada técnica de diversidad y los resultados esperados, se hizo uso de herramientas de simulación como MATLAB y Simulink.

Finalmente, para lograr el objetivo de evaluar el desempeño de un enlace de comunicaciones inalámbrico con diversidad en recepción, se hace necesario la implementación de un prototipo basado en SDR, es decir, un hardware que se encargue de la transmisión y recepción de las ondas electromagnéticas; así como también un componente software encargado de los algoritmos de procesamiento de señal, técnicas de diversidad y medición de variables.

A continuación se describen de manera general las etapas de desarrollo de un prototipo.

1. **Análisis de Requerimientos:** etapa necesaria para identificar y conocer lo que se va a explorar, cuál es el propósito del prototipo y cuáles son las características generales del mismo.
2. **Diseño Prototipo:** etapa en la que se analiza cuál es el tipo de prototipo y se define de manera general cuáles son sus componentes, características y comportamientos que se implementarán.
3. **Implementación Prototipo:** etapa en la que se seleccionan las herramientas de hardware y software necesarias para desarrollar el prototipo definido. Se procede a convertir el diseño en un prototipo funcional, tanto a nivel de hardware como de software. Además, se realizan pruebas unitarias para evaluar el comportamiento del prototipo y obtener una mejor comprensión de su funcionamiento. Durante esta etapa, se realizan correcciones y se establecen parámetros que no cambiarán en las siguientes fases del desarrollo.
4. **Definición Escenarios y Plan de Pruebas:** etapa en la que se establece los posibles escenarios en los cuales se va a evaluar el desempeño del prototipo, considerando las características del entorno o escenario de implementación, y se define un plan de pruebas con algunas métricas para evaluar el desempeño.

## 3.2. ANÁLISIS DE REQUERIMIENTOS

El análisis de requerimientos es una etapa fundamental en el proceso de diseño de un enlace de comunicaciones inalámbrico. Durante esta fase, se identifican y definen los requerimientos funcionales y no funcionales del sistema.

Los requerimientos funcionales se refieren a las funcionalidades específicas que el sistema debe cumplir. Estos incluyen aspectos como la capacidad de transmisión, las configuraciones adecuadas, y los protocolos de comunicación, entre otros. Estos requerimientos definen cómo debe comportarse el sistema y qué tareas debe ser capaz de realizar para cumplir con los objetivos establecidos.

Por otro lado, los requerimientos no funcionales se centran en los atributos de calidad del sistema. Estos incluyen aspectos como el desempeño, la flexibilidad, y la escalabilidad, entre otros. Estos requerimientos definen las características deseables del sistema en términos de su desempeño, confiabilidad y usabilidad.

Es importante considerar tanto los requerimientos funcionales como los no funcionales durante el análisis de requerimientos, ya que ambos juegan un papel crucial en el diseño y la implementación exitosa del enlace de comunicaciones inalámbrico. La documentación clara y precisa de estos requerimientos proporciona una guía para el desarrollo del prototipo y asegura que el sistema cumpla con todas las necesidades y expectativas.

### **3.2.1. Requerimientos Funcionales del Sistema**

El enlace de comunicaciones inalámbrico a implementar debe cumplir con los siguientes requerimientos funcionales, los cuales están acorde a los objetivos de este trabajo de grado:

1. El sistema de comunicaciones debe corresponder a un enlace de comunicaciones vía radio punto a punto con un módulo transmisor con una antena y un módulo receptor con dos antenas, donde cada uno de ellos es un sistema aislado.
2. El sistema debe garantizar una comunicación unidireccional (en un solo sentido) entre los módulos transmisor y receptor para cada rama de diversidad.
3. Los módulos transmisor y receptor deben estar implementados sobre algún dispositivo hardware reconfigurable.
4. El componente software debe implementar algoritmos de procesamiento de señales y técnicas de diversidad basadas en combinación y selección de señales a nivel de banda base.
5. El componente software debe permitir visualizar de forma clara las variables que van a ser medidas en la evaluación del desempeño del prototipo.
6. El enlace de comunicaciones debe transmitir una secuencia de bits conocida a priori por el receptor.
7. En el módulo receptor deben existir mecanismos, y algoritmos que implementen la diversidad en recepción.

### 3.2.2. Requerimientos No Funcionales del Sistema

El enlace de comunicaciones a implementar debe satisfacer ciertos requisitos, que garanticen la calidad del mismo, teniendo así que:

1. El sistema prototipo debe cumplir con un desempeño óptimo en términos de velocidad de transmisión y capacidad de procesamiento, para garantizar una correcta estimación de la información transmitida.
2. El sistema debe ser escalable, lo que significa que debe poder adaptarse y mantener o mejorar su desempeño incluso cuando se agreguen bloques de recepción adicionales, es decir, cuando se añadan un número mayor de antenas al sistema prototipo.

Una vez establecidos los requerimientos funcionales y no funcionales del enlace de comunicación inalámbrico, se da paso al diseño del mismo.

## 3.3. DISEÑO DEL PROTOTIPO

Un enlace de comunicaciones, para llevar a cabo su función de comunicar, independiente de las técnicas, mecanismos, o procesamientos que se realicen, requiere de tres componentes fundamentales: un transmisor o emisor, un canal y un receptor, los cuales son los encargados de transmitir, transportar y recibir y procesar la información, respectivamente [13]. Al efectuarse la transmisión a través de un canal inalámbrico, éste ofrece muchas degradaciones y restricciones, por lo cual son importantes los procesamientos y algoritmos ejecutados tanto en el transmisor como en el receptor que garanticen una comunicación eficiente y confiable, de tal forma que dicha información llegue al destino con la menor cantidad de errores [22]. En la Figura 3.2 se presenta el diagrama de bloques de un sistema de comunicación general, donde se evidencia los tres componentes mencionados anteriormente.



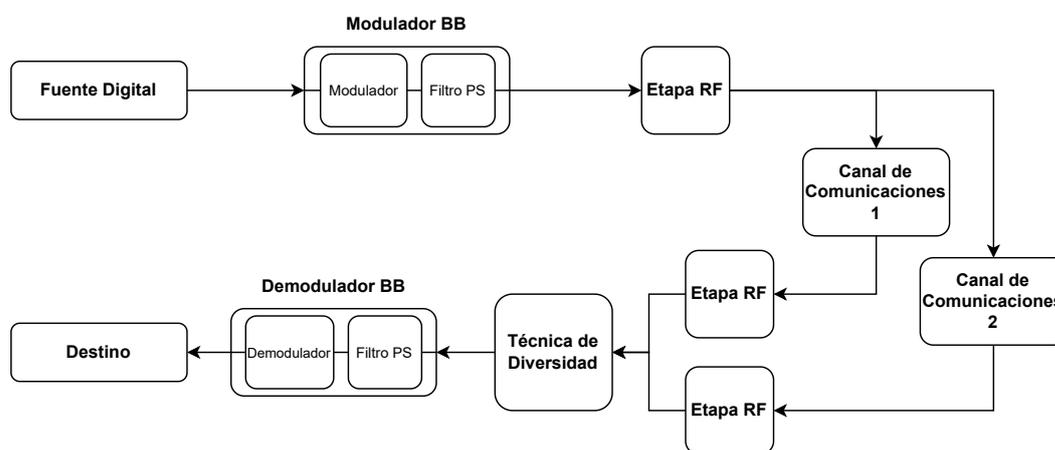
Fig 3.2: Diagrama de Bloques General de un Sistema de Comunicaciones Digital.

Elaborado por: Autor.

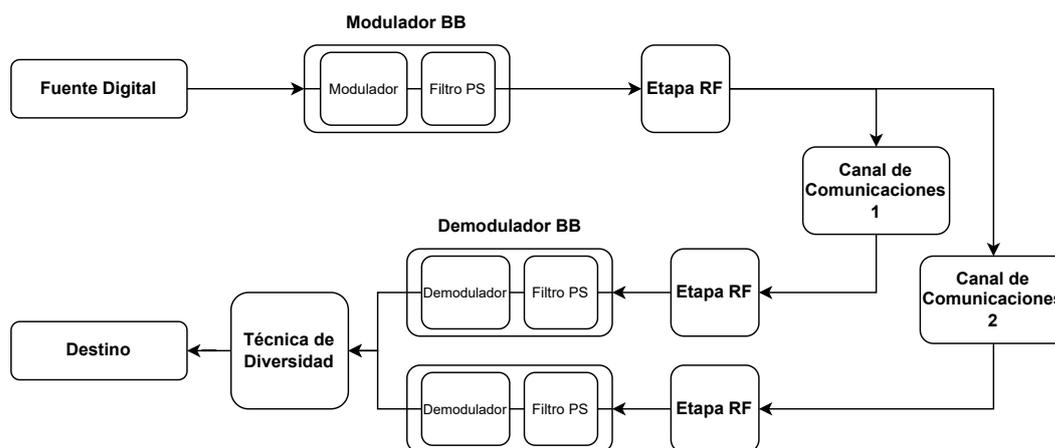
### 3.3.1. Componentes Básicos de un Enlace de Comunicación Digital

Partiendo del diagrama de bloques mostrado en la Figura 3.2, se definen los elementos básicos que componen todo enlace de comunicaciones digital, que hace uso de técnicas de diversidad en recepción, como se muestra en la Figura 3.3, donde se presenta de forma general los procesos aplicados a la información desde el origen hasta el destino [23].

Es importante destacar que, en la técnica de diversidad de SC impulsada por la BER, se utiliza el esquema representado en la Figura 3.3(b), pues es necesario obtener la secuencia de bits para calcular la correlación. Por el contrario, en las otras técnicas de diversidad consideradas en este trabajo, se utiliza el esquema representado en la Figura 3.3(a), es decir, la técnica se aplica posterior a la etapa de RF.



(a) Técnica de Diversidad Antes de la Demodulación



(b) Técnica de Diversidad Después de la Demodulación

Fig 3.3: Diagrama de Bloques de un Enlace de Comunicaciones Digital.

Elaborado por: Autores.

A continuación se realiza una breve descripción de los elementos básicos que componen el diagrama de bloques de un enlace de comunicación digital:

- **Fuente Digital:** es el elemento encargado de generar la secuencia de bits a transmitir, a la cual se le aplica todo tipo de procesamientos que le permitan llegar al destino con la mayoría de sus características y así ser replicada.
- **Modulador/Transmisor:** tiene como función principal realizar el procesamiento nece-

sario sobre la secuencia de bits que provienen de la fuente de datos. Esto se logra mediante el mapeo de la secuencia de bits en símbolos, de acuerdo al tipo de modulación a utilizar. Posteriormente, el filtro de conformación de pulsos convierte reversiblemente la secuencia de símbolos en una forma de onda conveniente para la transmisión a través del canal.

- **Canal de Comunicaciones:** se encarga de proveer la conexión entre el transmisor y el receptor, y corresponde al medio físico a través del cual viaja la información. El canal puede ser implementado por un medio de transmisión guiado o no guiado, como por ejemplo, un par de cables que transportan señales eléctricas, o un hilo de fibra óptica que transporta la información sobre un haz de luz modulada, o también, el espacio libre sobre el cual una portadora modulada por información es radiada a través de una antena.

Se debe aclarar que como consecuencia del paso de la información a través del canal, ésta se ve afectada por agentes contaminantes tales como: ruido, interferencia, desvanecimiento, retardos, entre otros; y limitada en ancho de banda por características del canal de comunicaciones dadas por el escenario de comunicación.

- **Receptor/Demodulador:** es el elemento encargado tanto de la correcta recepción de la señal proveniente del canal de transmisión, como de su procesamiento, para que pueda ser interpretada en el destino. En general, se aplican procesamientos inversos a los realizados en el modulador.
- **Técnica de Diversidad:** representa la técnica de diversidad que se aplicará a las señales que lleguen al receptor, dependiendo si se realiza antes o después del proceso de demodulación.
- **Destino:** representa el elemento que obtiene la información del receptor y tiene la capacidad de interpretarla.

Los modelos del transmisor y receptor se muestran en las Figuras 3.4 y 3.5, respectivamente, donde el transmisor está conformado por un conversor de secuencias de bits a símbolos, un filtro SRRC y un modulador balanceado [24]; y el receptor está conformado por un modulador balanceado, un filtro SRRC y un conversor de símbolos a secuencias de bits [25], además, lleva un bloque que representa la técnica de diversidad, y se ubica dependiendo si se realiza antes o después del proceso de demodulación.



Fig 3.4: Modelo General del Transmisor.

Elaborado por: Autores.

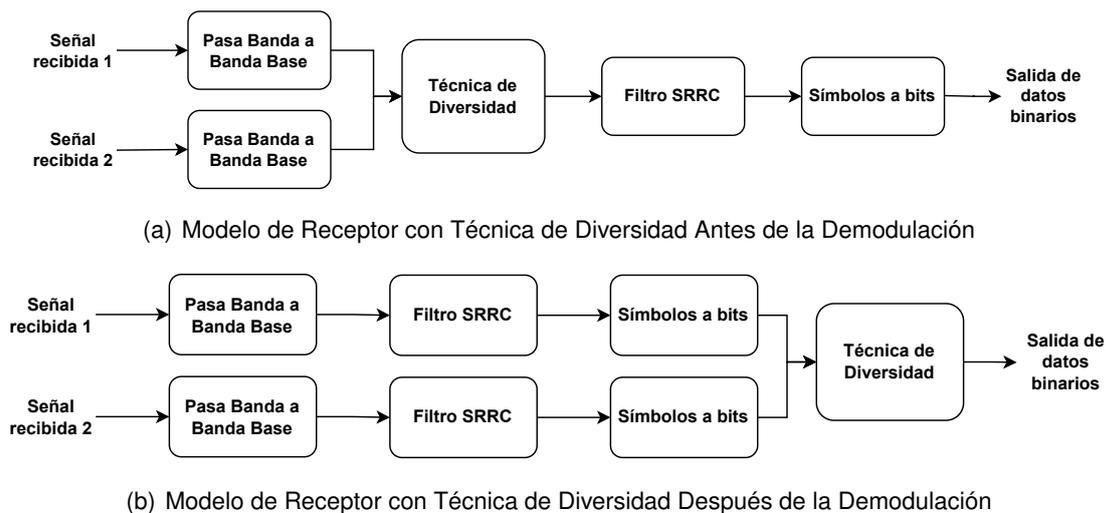


Fig 3.5: Modelo General del Receptor.

Elaborado por: Autores.

El transmisor debe incluir la etapa que permite el traslado de las formas onda de banda base a pasa banda o radiofrecuencia (RF) [2], obteniendo así las correspondientes formas de onda en pasa banda, para posteriormente en el receptor pasar dichas formas de onda de pasa banda a banda base, como se observa en las etapas de transmisión y recepción de las Figuras 3.6 y 3.7.

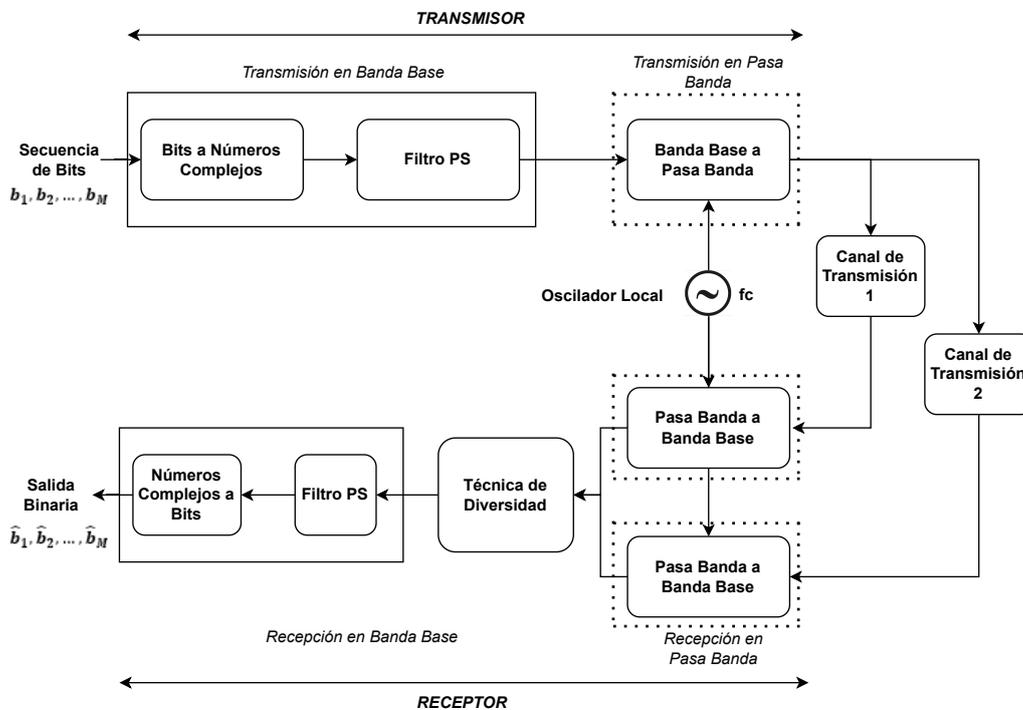


Fig 3.6: Técnica de Diversidad Antes de la Demodulación.

Elaborado por: Autores.

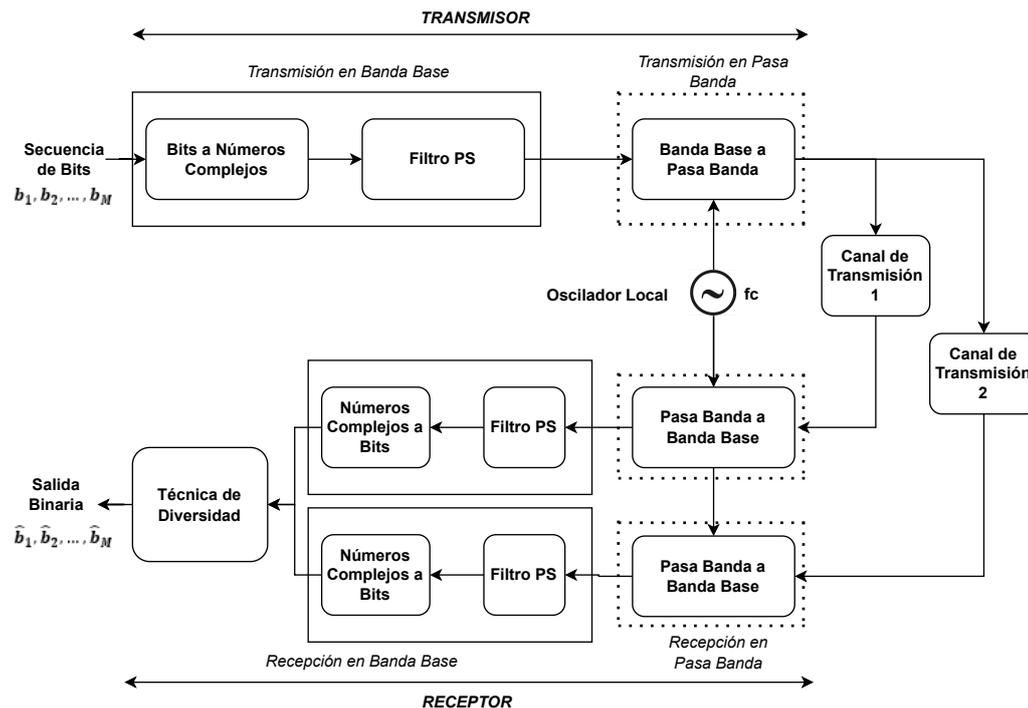


Fig 3.7: Técnica de Diversidad Después de la Demodulación.

Elaborado por: Autores.

Los sistemas de comunicación pueden ser clasificados en dos grupos dependiendo del rango de frecuencias utilizadas para su transmisión de información: banda base y pasa banda. En la transmisión en banda base, la secuencia de bits se envía en su forma original en términos de frecuencia, sin traslación en el dominio de la frecuencia. En cambio, en la transmisión pasa banda, la secuencia de símbolos se desplaza a una frecuencia mucho más alta (una frecuencia portadora mucho más alta que la componente de mayor frecuencia de la señal en banda base), para ser transmitida. Luego, en el receptor, la señal se desplaza nuevamente a su frecuencia original. Este trabajo de grado se enfoca en el procesamiento y análisis de la información en banda base a nivel de software <sup>1</sup>.

### 3.4. IMPLEMENTACIÓN DEL PROTOTIPO

Considerando los requisitos funcionales, no funcionales y los objetivos de este trabajo de grado, se realizan tareas que satisfacen dichas necesidades. Uno de los objetivos principales de este trabajo es implementar el sistema en hardware reconfigurable, lo que implica seleccionar un dispositivo hardware y una plataforma software que lo controle.

<sup>1</sup>Se aclara que el modelo del canal es el indicado en la Figura 2.3.

### 3.4.1. Selección de Plataforma Hardware

Para la selección de la plataforma hardware se realizó una búsqueda y se encontró que los principales dispositivos que existen en el mercado se pueden dividir en dos grupos: en primer lugar los *Sistemas Embebidos*, los cuales son diseñados para realizar funciones específicas, y cuyos componentes se encuentran integrados en una tarjeta principal; el procesamiento central del sistema se lleva a cabo gracias a un microcontrolador, es decir, un microprocesador que incluye además interfaces de entrada/salida, así como una memoria de tamaño reducido en el mismo chip. Entre ellos se tienen como ejemplos: Arduino<sup>2</sup>, Raspberry<sup>3</sup>, Microcontroladores<sup>4</sup> y la Matriz de Compuertas Programables (FPGA<sup>5</sup>, *Field Programmable Gate Array*); y en segundo lugar los SDR, los cuales se consideran como un sistema de comunicaciones vía radio en el cual los componentes son implementados vía software, utilizando un computador personal u otros dispositivos embebidos. Algunos de los dispositivos de SDR son: la Plataforma Inalámbrica de Investigación de Acceso Abierto<sup>6</sup> (WARP, *Wireless Open Access Research Platform*), los dispositivos de Motor de Emulación de Berkeley<sup>7</sup> (BEE, *Berkeley Emulation Engine*), los dispositivos de Radio Ágil de la Universidad de Kansas<sup>8</sup> (KUAR, *Kansas University Agile Radio*) y los Periféricos de Radio Software Universal (USRP, *Universal Software Radio Peripheral*).

En los sistemas embebidos se pueden implementar diseños a través del uso de un Lenguaje de Descripción Hardware (HDL, *Hardware Description Language*), pero estos sistemas no poseen las características técnicas suficientes para la implementación requerida en este trabajo de grado como, por ejemplo, ninguno de ellos cuentan con módulo de radiofrecuencia incorporado, ni tampoco cuentan con un módulo que permita la conexión de más de una antena para la transmisión y recepción de información, sin mencionar que con dichos dispositivos no es posible obtener respuestas en tiempo real y su alcance es relativamente limitado con respecto a los de SDR.

La Universidad del Cauca dispone de tarjetas USRP<sup>9</sup>, entre ellas, las series B210 y N210. Al realizar una comparación en cuanto a las prestaciones y características de ambas, y tomando como base el enlace de comunicaciones inalámbrico a implementar, se

<sup>2</sup>Es una plataforma de hardware libre basada en un circuito impreso con un microcontrolador y un entorno de desarrollo, diseñada para facilitar el uso de la electrónica en proyectos multidisciplinarios [26].

<sup>3</sup>Es un computador en una tarjeta de circuito impreso de bajo costo desarrollado en Reino Unido, con el objetivo de estimular la enseñanza de ciencias de la computación en las escuelas [26].

<sup>4</sup>Son circuitos integrados programables capaces de ejecutar los comandos almacenados en su memoria [26].

<sup>5</sup>Es un dispositivo programable que contiene bloques de lógica cuya interconexión y funcionalidad puede ser configurada mediante un lenguaje de descripción especializado [26].

<sup>6</sup>Es una plataforma inalámbrica programable, escalable y extensible, construida desde cero, para prototipos de redes inalámbricas avanzadas. Combina hardware programable de alto desempeño con un repositorio de código abierto de diseños de referencia y materiales de soporte [27].

<sup>7</sup>plataforma informática modular y escalable basada en FPGA con una metodología de diseño de software que se dirige a una amplia gama de aplicaciones de alto desempeño tales como: procesamiento de señales y radio cognitivo [28].

<sup>8</sup>Es un dispositivo de SDR específicamente diseñado para abordar y solucionar algunas necesidades de las redes inalámbricas y realizar aportes investigativos en el área de los sistemas de RF [41].

<sup>9</sup>Estos dispositivos inicialmente fueron diseñados y fabricados por *Ettus Research*, la cual luego fue adquirida por *National Instruments*

encontró que, tanto la USRP B210 como la N210, satisfacen los requerimientos para la implementación del prototipo. Finalmente, por temas de disponibilidad, se hizo uso de la USRP B210.

### 3.4.1.1. USRP B210

La tarjeta USRP B210 permite la experimentación en telecomunicaciones en múltiples bandas de frecuencia, convirtiéndose en herramientas muy versátiles usadas en desarrollo e investigación [29].

Dicho dispositivo cuentan con varios puertos periféricos, específicamente 9, como se muestra en la Figura 3.8.

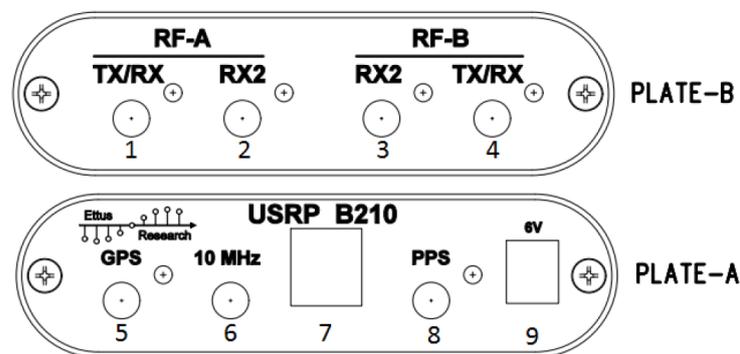


Fig 3.8: Periféricos de la Tarjeta USRP B210.  
Tomada de [29].

Los 9 puertos periféricos tienen las siguientes funcionalidades:

- Los puertos del 1 al 4 son utilizados para transmitir y recibir información ofreciendo un total de 2 canales de transmisión y 2 canales de recepción.
- El puerto 5 es utilizado para conectar una antena de recepción del Sistema de Posicionamiento Global (GPS, *Global Positioning System*), con el fin de obtener una señal de sincronismo y de esta manera ajustar el reloj interno de la USRP. El uso de esta antena es opcional y se usa con mayor frecuencia cuando las aplicaciones requieren altos niveles de sincronismo.
- Los puertos 6 y 8 son utilizados para inyectar señales de reloj externas, como por ejemplo, las señales generadas por el dispositivo OctoClock.
- El puerto 7 es un puerto Bus Universal en Serie (USB, *Universal Serial Bus*) en su versión 3.0 y es usado para la comunicación del USRP con el computador.
- El puerto 9 es un conector de Corriente Continua (DC, *Direct Current*) para alimentación, en caso que la energía proveniente del computador a través del puerto USB sea insuficiente.

El funcionamiento de estos dispositivos está basado en el diagrama de bloques que se muestra en la Figura 3.9, constituido por una serie de módulos que tienen funciones específicas y diferentes, las cuales en conjunto le brindan la versatilidad y funcionalidad característica del dispositivo.

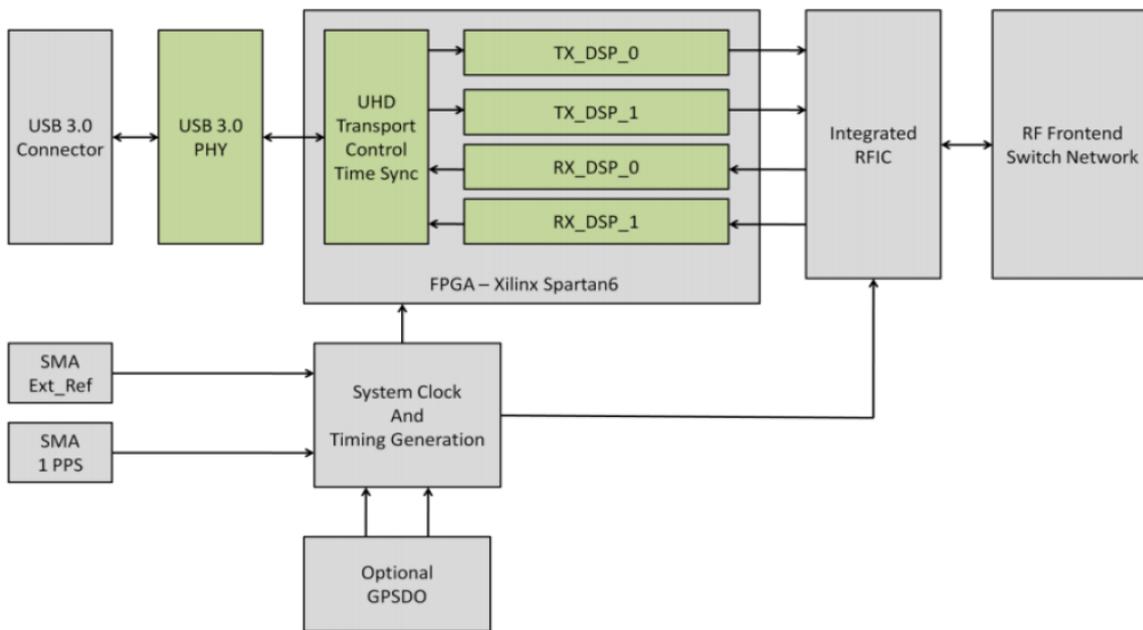


Fig 3.9: Diagrama de Bloques de la Arquitectura de Tarjeta USRP B210. Tomada de [29].

Como se muestra en la Figura 3.9, la tarjeta USRP B210 cuenta con dos elementos muy importantes para su funcionamiento. El primero, la FPGA encargada del procesamiento de las señales, de ejecutar los comandos especificados por el computador y del envío de la información a la plataforma SDR, específicamente, la FPGA incorporada es la *Xilinx Spartan 6 XC6SLX150*. El segundo elemento importante es el integrado AD9361 RFIC, el cual es encargado de la conversión analógica-digital, digital-analógica de las señales de información, además del proceso de transmisión y recepción de señales en RF.



Fig 3.10: Dispositivo USRP B210. Tomada de [29].

Las USRP permiten la experimentación con una amplia gama de señales de comunicaciones, incluyendo señales con Modulación de Frecuencia (FM, *Frequency Modulation*), de televisión, celulares, de Fidelidad Inalámbrica (Wi-Fi, *Wireless Fidelity*), entre otras; además, trabaja en un rango de frecuencias de 70 MHz a 6 GHz, el cual es compatible con la tecnología de Múltiples Entradas y Múltiples Salidas (MIMO, *Multiple-Input Multiple-Output*)  $2 \times 2$  y puede transmitir señales con hasta 56 MHz de ancho de banda.

Adicionalmente, las tarjetas USRP B210 son compatibles con el Controlador de Hardware USRP (UHD, *USRP Hardware Driver*), el cual es de código abierto y multiplataforma que puede ejecutarse en Windows, Linux y MacOS y le permite al dispositivo interactuar con plataformas SDR desarrolladas para MATLAB y GNU Radio. En la Figura 3.10 se muestra una imagen de la USRP B210 y en la Tabla 3.1 se presentan las especificaciones técnicas de la misma.

Tabla 3.1: Especificaciones técnicas de la tarjeta USRP B210.

Especificaciones Técnicas	Valores
Entrada DC	6 – 30 V
Tasa muestreo ADC (máx)	61.44 MS/s
Resolución ADC	12 bits
Tasa muestreo DAC (máx.)	61.44 MS/s
Resolución DAC	12 bits
Potencia máxima de salida	10 dBm
Figura de ruido en el receptor	< 8 dB
Frecuencia de operación	70 MHz – 6 GHz
Frecuencia de Reloj	100 MHz

#### 3.4.1.2. Antenas

Para realizar efectivamente la transmisión en RF, los dispositivos USRP requieren de antenas en sus puertos de Transmisión/Recepción. *Ettus Research* provee varios modelos de antenas. En este trabajo de grado se hizo uso de las antenas VERT2450, las cuales son monopolos que trabajan en la banda de frecuencia de 2.4 a 2.5 GHz. Las antenas presentan un patrón de radiación omnidireccional y 3 dBi de ganancia. Las USRP B210 soportan el uso de 4 antenas de manera simultánea. La antena VERT2450 se presenta en la Figura 3.11.



Fig 3.11: Antena VERT2450.

Tomada de [29].

### 3.4.2. Selección de Plataforma Software

Luego de haber seleccionado la USRP B210 como plataforma hardware a utilizar, fué necesario definir las plataformas software compatibles para el trabajo a utilizar con estos dispositivos.

A nivel comercial existen 3 plataformas relevantes con las cuales es posible realizar implementaciones prácticas sobre las tarjetas USRP, entre las cuales se encuentran:

- **LabView Communications:** esta plataforma ofrece un entorno de desarrollo basado en diagramas de flujo e integra múltiples lenguajes de programación, tales como: C, VHDL y MATLAB, permitiendo su combinación, sin conversión entre ellos. Adicionalmente, es una plataforma compatible con Windows, Mac y Linux y ofrece un entorno gráfico que busca minimizar el tiempo de desarrollo. Requiere licencia y no es gratuita.
- **GNU Radio:** esta plataforma proporciona un entorno de desarrollo basado en diagramas de bloques, con la posibilidad de creación y modificación de los mismos. Permite combinar lenguajes de programación, tales como: C++ y Python, lo que posibilita la optimización del procesamiento digital de señales. Esta plataforma permite la exportación de información en formatos como MATLAB, Octave y WireShark. Además, no requiere licencia y es un software de código libre diseñado específicamente para el desarrollo e implementación de sistemas SDR.
- **MATLAB:** esta plataforma ofrece un entorno de desarrollo integrado y usa su propio lenguaje de programación llamado Lenguaje M. Ofrece una amplia gama de herramientas y funciones especializadas en procesamiento de señales, siendo compatible con Unix, Windows, Mac OS X y GNU/Linux. Requiere licencia y no es gratuita.

Conociendo las características de las plataformas, su entorno de desarrollo, el conocimiento y experiencia adquirida a lo largo de la carrera, y, además, como previamente se estableció en el anteproyecto, se hizo uso de la herramienta de software MATLAB.

A continuación se detallan algunas características de funcionamiento de la herramienta, para tener un conocimiento más profundo de la misma.

#### 3.4.2.1. MATLAB

MATLAB es una plataforma de programación y cálculo numérico utilizada por millones de ingenieros y científicos para analizar datos, desarrollar algoritmos y crear modelos. MATLAB combina un entorno de escritorio para el análisis iterativo y el diseño con un lenguaje de programación basado en matemáticas de matrices, vectores y escalares [30].

Entre sus prestaciones básicas se hallan: la manipulación de matrices, la representación de datos y funciones, la implementación de algoritmos, la creación de interfaces de usuario a través del Entorno de Desarrollo Integrado (IDE, *Integrated Development Environment*) y la comunicación con programas en otros lenguajes y con otros dispositivos hardware. MATLAB dispone de dos herramientas adicionales que expanden sus prestaciones:

Simulink (plataforma de simulación multidominio) y GUIDE (editor de interfaces de usuario). Además, se puede ampliar las capacidades de MATLAB con las cajas de herramientas (*toolboxes*); y las de Simulink con los paquetes de bloques (*blocksets*). Es un software muy usado en universidades y centros de investigación y desarrollo.

El uso de SDR junto con MATLAB y Simulink para el diseño, la simulación y el análisis de sistemas de comunicaciones inalámbricos permite a ingenieros y estudiantes:

- Configurar el hardware SDR con funciones de radio preconfiguradas.
- Transmitir y recibir señales basadas en estándares y generadas de forma personalizada.
- Probar los diseños en presencia de interferencias y otras condiciones del mundo real.
- Realizar tareas de análisis y medición de señales en tiempo real.
- Desplegar, prototipar y verificar diseños personalizados en hardware SDR mediante la generación de código HDL y C, a partir de los modelos de los algoritmos.
- Verificar la implementación con pruebas de *radio-in-the-loop* (técnica en la que las señales reales de un controlador son conectadas a un sistema de pruebas que simula la realidad).

#### 1. Capacidades y características

- MATLAB y Simulink proporcionan paquetes de soporte para la comunicación directa con hardware SDR, la realización de pruebas de *radio-in-the-loop*, la creación de prototipos y el aprendizaje de forma práctica.
- MATLAB y Simulink se conectan a la USRP y proporcionan un entorno de modelado, diseño e implementación de sistemas radio. Con el paquete de soporte: *Communications Toolbox* y una USRP se puede desarrollar un sistema radio práctico.
- El paquete de soporte de MATLAB y Simulink para USRP Radio incluye:
  - Uso de USRP como un periférico independiente para entradas y salidas de RF, que incluye: funciones y objetos del sistema para conectar MATLAB a radios USRP.
  - Bloques para conectar Simulink a radios USRP.

#### 2. Radios compatibles:

- Serie B200 y B200mini de *Ettus Research*.
- Serie X300 de *Ettus Research* y series USRP-294X y USRP-295X de *National Instruments*.
- Serie N200 de *Ettus Research* y series USRP-292X y USRP-293X de *National Instruments*.

- Serie N300 de Ettus Research.

En la Figura 3.12 se presenta el modelo general de los componentes de software del prototipo de un enlace de comunicaciones inalámbrico basado en SDR sobre MATLAB, el cual consta de dos partes: transmisión, en donde se realiza la selección de la información (Secuencia binaria para este caso), la adaptación de la señal de información para ser transmitida a través del canal inalámbrico, y finalmente la configuración de los dispositivos USRP para una correcta transmisión; por otra parte, en recepción, de igual forma se configura el dispositivo USRP, se visualizan las variables o métricas de interés y se evalúa el desempeño del sistema, objetivo de este trabajo de grado.

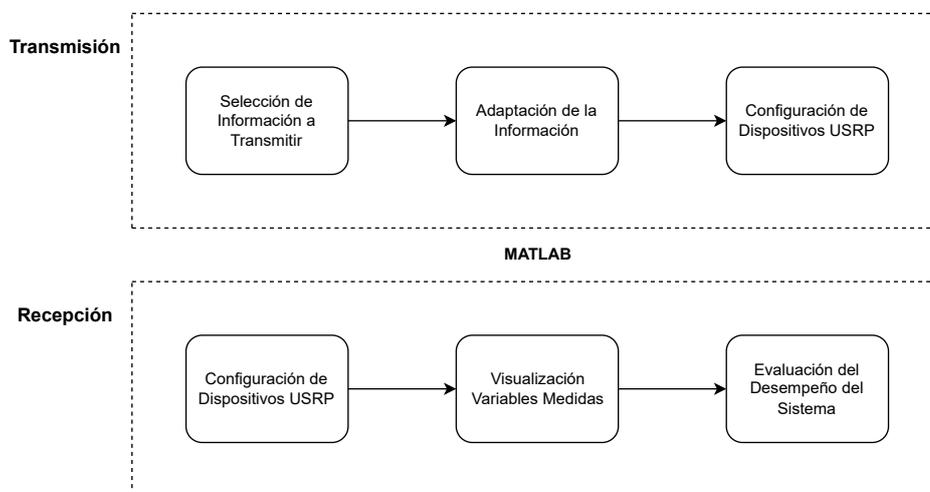


Fig 3.12: Modelo General de los Componentes Software.

Elaborado por: Autores.

### 3.4.3. Modelo General del Enlace a Implementar

A partir del diseño general presentado en la Figura 3.2 y considerando los dispositivos hardware y plataformas de desarrollo de software seleccionados (Ver Sección 3.3), se plantea un modelo general del enlace especificando cada uno de sus componentes.

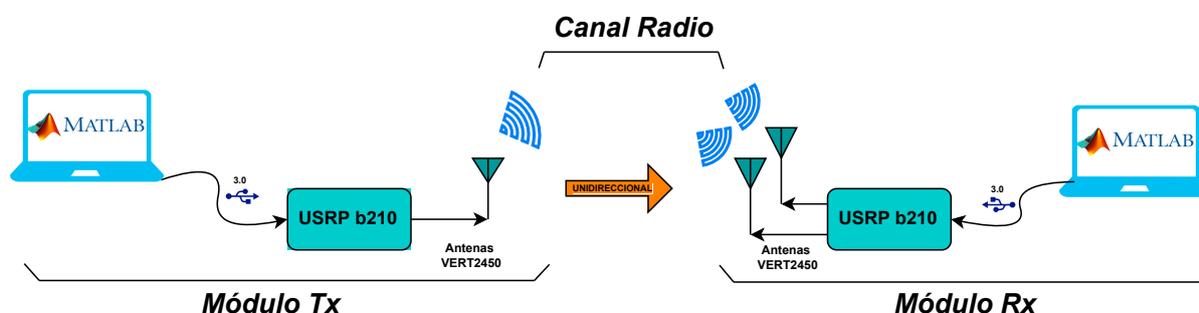


Fig 3.13: Modelo General del Enlace de Comunicaciones.

Elaborado por: Autores.

Como se aprecia en la Figura 3.13, el enlace de comunicaciones unidireccional cuenta con un módulo transmisor y un módulo receptor separados por un canal inalámbrico. El modelo general cuenta con un computador, dos tarjetas USRP B210 configuradas como transmisor y receptor, dos cables USB 3.0 y tres antenas tipo monopolo VERT2450.

En los computadores se encuentra instalada la plataforma software MATLAB, en la cual se implementan los códigos y algoritmos necesarios para realizar el procesamiento de la señal en banda base. La señal en banda base generada por el computador del módulo transmisor es enviada a la USRP a través del cable USB 3.0 utilizando el controlador UHD (también instalado en los computadores). La USRP se encarga de modular la señal a nivel de RF de acuerdo a los parámetros de configuración definidos, entre ellos, frecuencia de operación, y ganancia, entre otros. Esta señal de RF es efectivamente radiada al canal mediante las antenas VERT2450 que están conectadas a los puertos de Tx/Rx de la tarjeta USRP. Una vez la señal de RF viaja por el canal inalámbrico, es captada por las antenas VERT2450 del módulo receptor, y pasan a la tarjeta USRP configurada con la misma frecuencia de operación, la cual realiza la conversión a banda base y finalmente, las señales pasan al computador que se encarga del procesamiento de las señales y la implementación de la técnica de diversidad seleccionada, para posteriormente evaluar el desempeño del enlace.

#### 3.4.4. Pruebas Unitarias

Durante el desarrollo del trabajo de grado se llevaron a cabo diversas pruebas para verificar el correcto funcionamiento de los dispositivos USRP. Estas pruebas abarcaron desde simples comunicaciones para transmitir y recibir datos con ejemplos preestablecidos en MATLAB, hasta pruebas más avanzadas que implicaron modificar la modulación, la frecuencia, la velocidad de transmisión de datos, la potencia y la distancia entre dispositivos. El objetivo de estas pruebas fue adquirir la experiencia necesaria en el uso de los dispositivos USRP antes de implementar un prototipo de sistema y definir un escenario final de pruebas.

##### 3.4.4.1. Comunicación Punto a Punto

Se conectan las USRP B210 a los computadores y en la plataforma MATLAB se instala el paquete de comunicaciones para USRP *Communications Toolbox Support Package for USRP Radio*. En la carpeta *sdrudemos*<sup>10</sup> se encuentran los ejemplos para *sdr* de MATLAB. Ahora, al tener cada USRP conectada a su respectivo computador como se muestra en la Figura 3.14, se abren los ejemplos de simulink *sdrupsktx* 3.15(a) y *sdrupskrx* 3.15(b), se selecciona la referencia de cada USRP y se ejecutan los programas.

<sup>10</sup>En la ruta *C:\ProgramData\MATLAB\SupportPackages\R2020b\toolbox\shared\sdr\sdrudemos*.

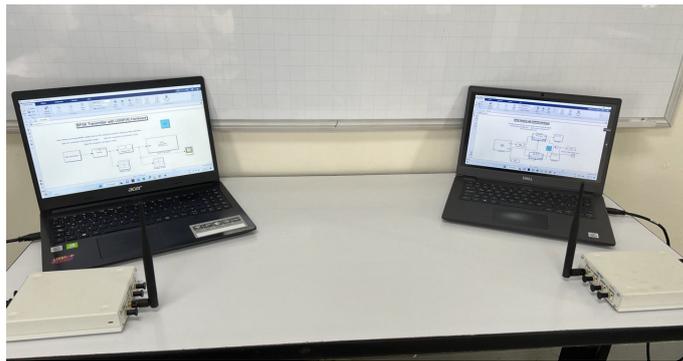
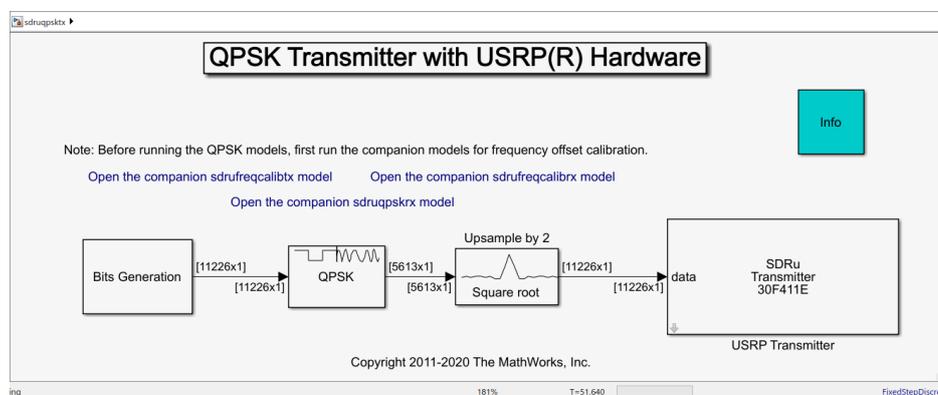
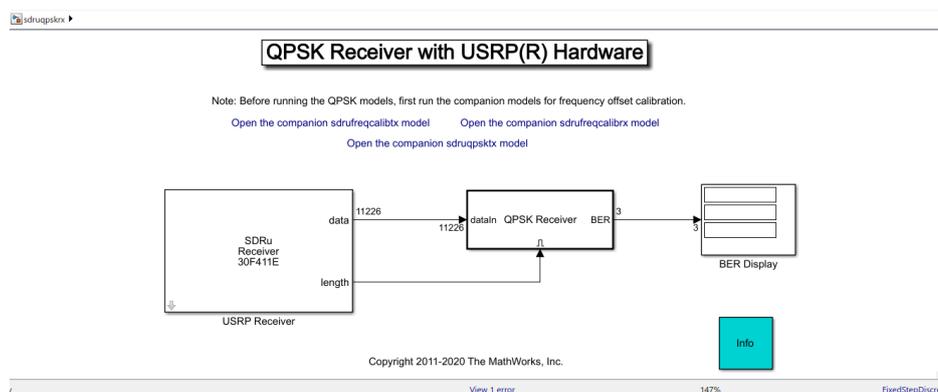


Fig 3.14: Escenario Conexión Punto a Punto.  
Elaborado por: Autores.



(a) Diagrama de Bloques Transmisor



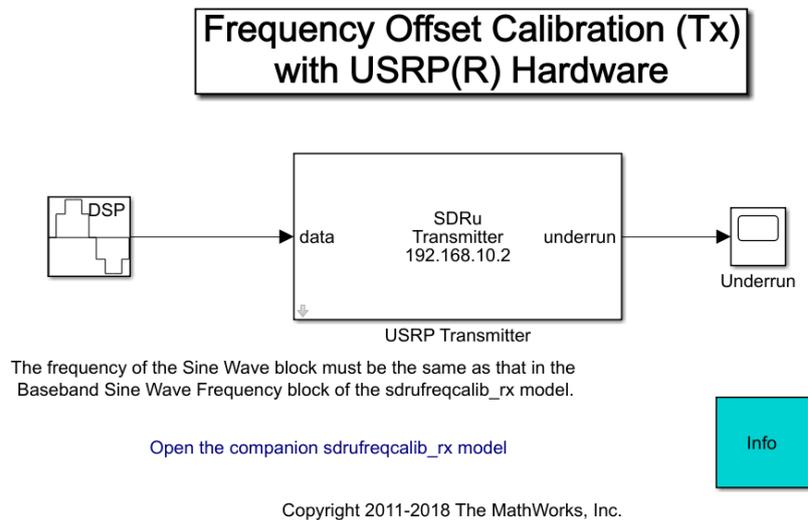
(b) Diagrama de Bloques Receptor

Fig 3.15: Diagramas de Bloques del Transmisor y Receptor con USRP.  
Tomado: Ejemplos MATLAB.

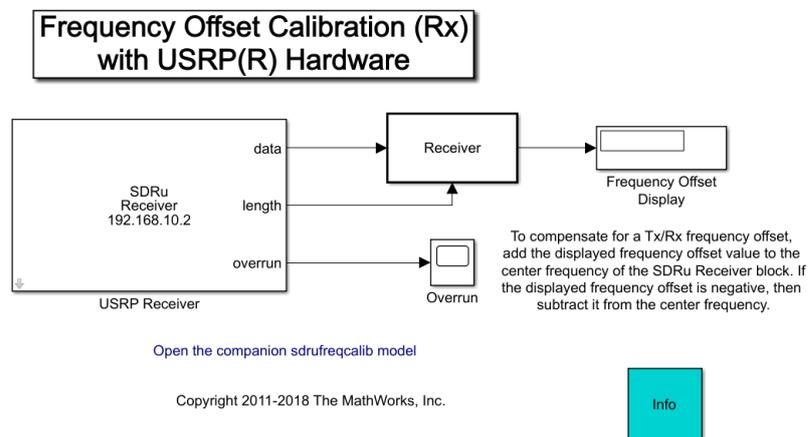
Dentro de las pruebas, se hace necesario realizar una previa sincronización de las USRP, pues, en caso contrario los resultados obtenidos son variables y tienden a dar errores significativos. Los ejemplos cuentan con esquemas de sincronización tanto para el transmisor como para el receptor denotados como:

- *sdrufreqcalibtx model.*
- *sdrufreqcalibrx model.*

Al abrir dichos modelos se visualizan los esquemas de sincronización en frecuencia, como se aprecia en la Figura 3.16.



(a) Bloque sincronización frecuencia del Transmisor



(b) Bloque sincronización frecuencia del Receptor

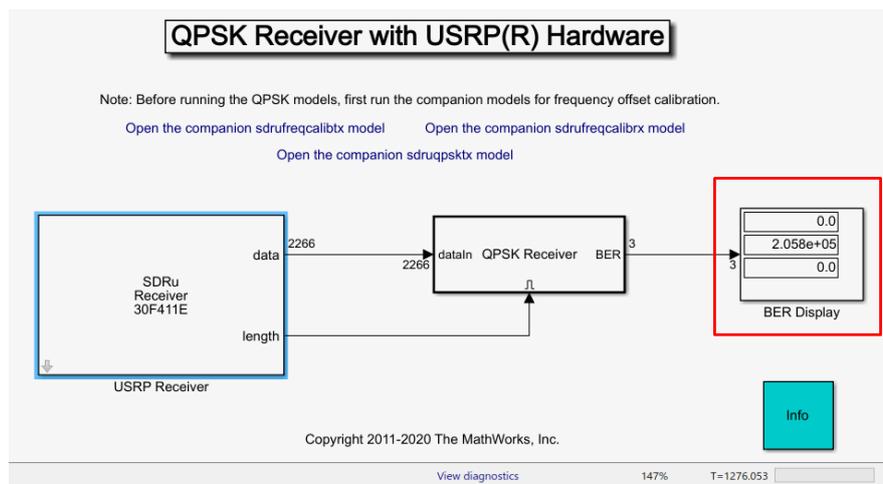
Fig 3.16: Sincronización de Frecuencia para el Transmisor y Receptor.  
Tomado: Ejemplos MATLAB.

Una vez se ejecutan los esquemas de sincronización tanto en transmisión como recepción, el sistema indica el valor a compensar (Figura 3.16(b) (*Frequency Offset Display*)) en el receptor, el cual se debe adicionar a la frecuencia central de 2450 MHz configurada en el bloque SDR del receptor.

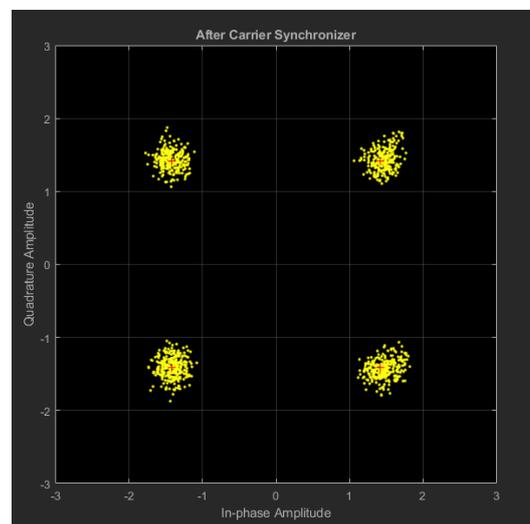
Posterior a la anterior configuración, se realiza una transmisión punto a punto, en la cual se envía cíclicamente una trama con un mensaje preestablecido. De esta manera, el

receptor, el cual tiene conocimiento del mensaje configurado en el transmisor, realiza la adaptación, las compensaciones en frecuencia, la sincronización de los símbolos y de la portadora, y la demodulación/decodificación, para finalmente comparar la secuencia recibida y calcular la BER.

En la Figura 3.17 se puede observar que no se presentaron errores en la comunicación, pues se obtuvo una BER con valor cero. Dicha información brinda un indicio de que el nivel de la SNR del enlace es considerablemente alto, lo cual es corroborado en el diagrama de constelación, en el que la dispersión de los símbolos recibidos con referencia a los ideales es baja, permitiendo así, que el decodificador tome una decisión correcta.



(a) BER en Rx



(b) Diagrama de Constelación

Fig 3.17: Recepción en un Enlace de Comunicación Punto a Punto.  
Tomado: Ejemplos MATLAB.

### 3.4.4.2. Adaptación Ejemplo del Enlace QPSK a BPSK con Dispositivos USRP

Una de las contribuciones del trabajo de grado fue la adaptación del ejemplo de MATLAB ya preestablecido *QPSKReceiverWithUSRPHardwareExample*, a un sistema con modulación por BPSK basado en SDR.

Por esta razón, se realiza un estudio riguroso de los *Scripts* y esquemas de bloques suministrados en el ejemplo de MATLAB, tanto a nivel de transmisión como recepción, para lograr la adaptación a la modulación BPSK.

A partir del esquema de la Figura 3.18 suministrado por las herramientas MATLAB y Simulink, se procede a analizar cada una de sus secciones para evaluar el funcionamiento del sistema y adaptarlo al esquema BPSK.

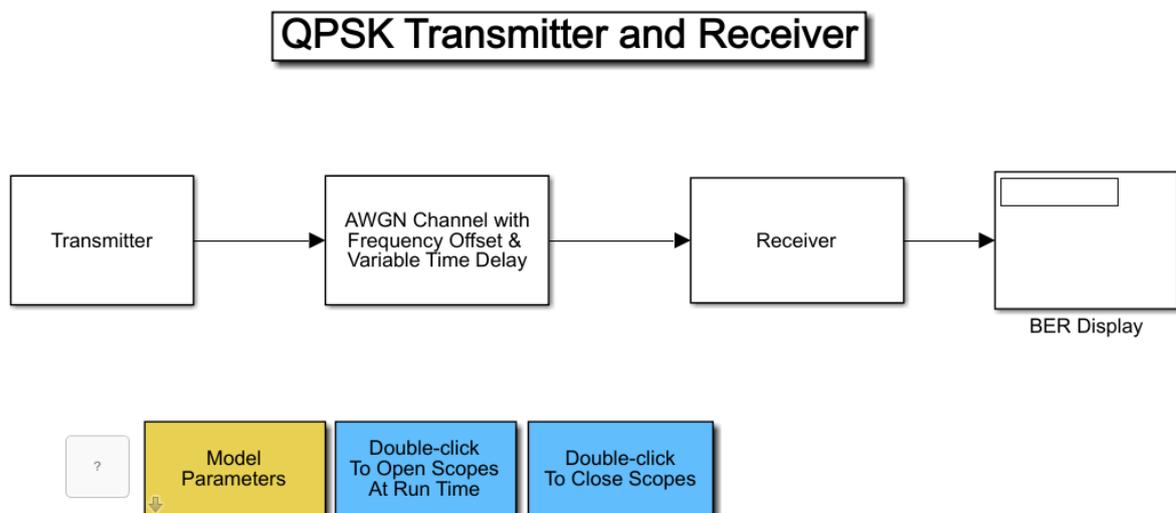


Fig 3.18: Enlace de Comunicaciones con Modulación por QPSK.

Tomado: Ejemplo MATLAB.

Es importante destacar que el ejemplo del esquema de QPSK está compuesto tanto por *Scripts* de parametrización como de funcionamiento. Empezando por la parte de la parametrización de las variables del enlace, se dispone del *Scripts QPSKTransmitterAndReceiverSimulinkExample.m*, en el cual se inician y definen los parámetros necesarios para la implementación del enlace. La definición e inicialización de variables se realiza a través del *Scripts commqpsktxrx\_init.m*, que es el que se modifica para definir BPSK en el enlace de comunicaciones.

Como primer paso, se procede a modificar los parámetros generales de simulación, que para este caso es el orden de la modulación, como se presenta en la Figura 3.19.

```
function SimParams = sdrugpsktransmitter_init(platform, useCodegen)
% Copyright 2021-2022 Juan Manuel Guzmán - Cristhian Garzón.

%% General simulation parameters
if useCodegen
    SimParams.Rsym = 0.4e6; % Symbol rate in Hertz
else
    SimParams.Rsym = 0.2e6; % Symbol rate in Hertz
end

SimParams.ModulationOrder = 4; % BPSK alphabet size
SimParams.Interpolation = 2; % Interpolation factor
SimParams.Decimation = 1; % Decimation factor
SimParams.Tsym = 1/SimParams.Rsym; % Symbol time in sec
SimParams.Fs = SimParams.Rsym * SimParams.Interpolation; % Sample rate
```

(a) Antes

```
function SimParams = sdrugpsktransmitter_init(platform, useCodegen)
% Copyright 2021-2022 Juan Manuel Guzmán - Cristhian Garzón.

%% General simulation parameters
if useCodegen
    SimParams.Rsym = 0.4e6; % Symbol rate in Hertz
else
    SimParams.Rsym = 0.2e6; % Symbol rate in Hertz
end

SimParams.ModulationOrder = 2; % BPSK alphabet size
SimParams.Interpolation = 2; % Interpolation factor
SimParams.Decimation = 1; % Decimation factor
SimParams.Tsym = 1/SimParams.Rsym; % Symbol time in sec
SimParams.Fs = SimParams.Rsym * SimParams.Interpolation; % Sample rate
```

(b) Después

Fig 3.19: Modificación Parámetros Generales.

Elaborado por: Autores.

También, se realizan cambios en la sección de los parámetros de especificación de la trama, específicamente en el preámbulo de la trama llamado *BakerCode* en el *script*, duplicando sus bits para el enlace BPSK. En el esquema de Simulink de QPSK se realiza el mismo proceso, pero a nivel de bloques. Por tanto, para mayor facilidad se coloca en código. Seguido de la anterior modificación, también se modifica el parámetro conocido como *HeaderLength*, y ya no se duplica como en QPSK. Los demás parámetros se dejan iguales, ya que estos dependen de la información previamente establecida. Dichos cambios se presentan en la Figura 3.20.

```

%% Frame Specifications
% [BarkerCode*2 | 'Hello world 000\n' | 'Hello world 001\n' ...];
SimParams.BarkerCode = [+1 +1 +1 +1 +1 +1 -1 -1 +1 +1 -1 -1 +1]; % Bipolar Barker Code
SimParams.BarkerLength = length(SimParams.BarkerCode);
SimParams.HeaderLength = SimParams.BarkerLength * 2; % Duplicate 2 Barker codes to be
SimParams.Message = 'Hello world';
SimParams.MessageLength = length(SimParams.Message) + 5; % 'Hello world 000\n'...
SimParams.NumberOfMessage = 20; % Number of messages in a frame
SimParams.PayloadLength = SimParams.NumberOfMessage * SimParams.MessageLength * 7; % 7 bits per characters
SimParams.FrameSize = (SimParams.HeaderLength + SimParams.PayloadLength) ...
/ log2(SimParams.ModulationOrder); % Frame size in symbols
SimParams.FrameTime = SimParams.Tsym*SimParams.FrameSize;

```

(a) Antes

```

%% Frame Specifications
% [BarkerCode*2 | 'Hello world 000\n' | 'Hello world 001\n' ...]; % Bipolar Barker Code
SimParams.BarkerCode = [+1 +1 +1 +1 +1 +1 +1 +1 +1 +1 -1 -1 -1 +1 +1 +1 +1 -1 -1 +1 +1];
SimParams.BarkerLength = length(SimParams.BarkerCode);
SimParams.HeaderLength = SimParams.BarkerLength;
SimParams.Message = 'Hello world';
SimParams.MessageLength = length(SimParams.Message) + 5; % 'Hello world 000\n'...
SimParams.NumberOfMessage = 20; % Number of messages in a frame
SimParams.PayloadLength = SimParams.NumberOfMessage * SimParams.MessageLength * 7; % 7 bits per characters
SimParams.FrameSize = (SimParams.HeaderLength + SimParams.PayloadLength) ...
/ log2(SimParams.ModulationOrder); % Frame size in symbols
SimParams.FrameTime = SimParams.Tsym*SimParams.FrameSize;

```

(b) Después

Fig 3.20: Modificación Parámetros de la Trama.

Elaborado por: Autores.

En cuanto a los parámetros del transmisor, no fue necesario modificarlos ya que, como se puede apreciar en la Figura 3.21, estos establecen el factor de *roll-off* del filtro raíz de coseno alzado y no dependen de la modulación utilizada.

```

%% Tx parameters
SimParams.RolloffFactor = 0.5; % Rolloff Factor of Raised Cosine Filter
SimParams.ScramblerBase = 2;
SimParams.ScramblerPolynomial = [1 1 1 0 1];
SimParams.ScramblerInitialConditions = [0 0 0 0];
SimParams.RaisedCosineFilterSpan = 10; % Filter span of Raised Cosine Tx Rx filters (in symbols)

```

Fig 3.21: Parámetros del Transmisor.

Elaborado por: Autores.

De igual forma, para los parámetros del canal no fue necesario realizar modificaciones, pues el canal a simular es el mismo, como se muestra en la Figura 3.22.

```

%% Channel parameters
SimParams.PhaseOffset = 47; % in degrees
SimParams.EbNo = 13; % in dB
SimParams.FrequencyOffset = 5000; % Frequency offset introduced by channel impairments in Hertz
SimParams.DelayType = 'Triangle'; % select the type of delay for channel distortion

```

Fig 3.22: Parámetros del Canal.

Elaborado por: Autores.

Ahora, en los parámetros del receptor, se cambiaron 2 parámetros, como se muestra en la Figura 3.23: Uno conocido como *TimingErrorDetectorGain* y otro como *Preamble-DetectorThreshold*. En el primer caso, según [31], la ganancia del detector de errores de temporización está dada por la expresión  $2KA^2 \times 2.7$ , para el esquema binario 2-PAM, que es equivalente a la modulación por BPSK.

```
%% Rx parameters
SimParams.DesiredPower      = 2;           % AGC desired output power (in watts)
SimParams.AveragingLength   = 50;         % AGC averaging length
SimParams.MaxPowerGain      = 20;         % AGC maximum output power gain
SimParams.MaximumFrequencyOffset = 6e3;
% Look into model for details for details of PLL parameter choice. Refer equation 7.30 of
%"Digital Communications - A Discrete-Time Approach" by Michael Rice.
K = 1;
A = 1/sqrt(2);
SimParams.PhaseRecoveryLoopBandwidth = 0.01; % Normalized loop bandwidth for fine
SimParams.PhaseRecoveryDampingFactor = 1;    % Damping Factor for fine frequency
SimParams.TimingRecoveryLoopBandwidth = 0.01; % Normalized loop bandwidth for timi
SimParams.TimingRecoveryDampingFactor = 1;    % Damping Factor for timing recovery
% K_p for Timing Recovery PLL, determined by 2KA^2*2.7 (for binary PAM),
% QPSK could be treated as two individual binary PAM
% 2.7 is for raised cosine filter with roll-off factor 0.5
SimParams.TimingErrorDetectorGain = 2.7*2*K*A^2+2.7*2*K*A^2;
SimParams.PreambleDetectorThreshold = 20;
```

(a) Antes

```
%% Rx parameters
SimParams.DesiredPower      = 2;           % AGC desired output powe
SimParams.AveragingLength   = 50;         % AGC averaging length
SimParams.MaxPowerGain      = 20;         % AGC maximum output powe
SimParams.MaximumFrequencyOffset = 6e3;
% Look into model for details for details of PLL parameter choice. Refer equatio
%"Digital Communications - A Discrete-Time Approach" by Michael Rice.
K = 1;
A = 1/sqrt(2);
SimParams.PhaseRecoveryLoopBandwidth = 0.01; % Normalized loop bandwi
SimParams.PhaseRecoveryDampingFactor = 1;    % Damping Factor for fin
SimParams.TimingRecoveryLoopBandwidth = 0.01; % Normalized loop bandwi
SimParams.TimingRecoveryDampingFactor = 1;    % Damping Factor for tim
% K_p for Timing Recovery PLL, determined by 2KA^2*2.7 (for binary PAM),
SimParams.TimingErrorDetectorGain = 2.7*2*K*A^2;
SimParams.PreambleDetectorThreshold = 26;
```

(b) Después

Fig 3.23: Modificación Parámetros del Receptor.

Elaborado por: Autores.

Para el segundo caso, para poder calcular el umbral del detector de preámbulo se diseñó el *Script* presentado en la Figura 3.24, el cual, a partir de un preámbulo configurado calcula el umbral del detector de preámbulo.

```
preamble = pskmod([1 1 1 1 1 1 1 1 1 0 0 0 0 1 1 1 1 0 0 1 1 0 0 1 1], 2);
thr_preamble = sum(preamble.*conj(preamble));
```

Fig 3.24: Cálculo del Umbral del Detector de Preámbulo.

Elaborado por: Autores.

Finalmente, como se muestra en la Figura 3.25, para los parámetros del cálculo de la BER, no fue necesario realizar cambios, pues estos no dependen de la modulación.

```

%% Message generation and BER calculation parameters
msgSet = zeros(100 * SimParams.MessageLength, 1);
for msgCnt = 0 : 99
    msgSet(msgCnt * SimParams.MessageLength + (1 : SimParams.MessageLength)) = ...
        sprintf('%s %03d\n', SimParams.Message, msgCnt);
end
bits = de2bi(msgSet, 7, 'left-msb');
SimParams.MessageBits = bits(:);

% For BER calculation masks
SimParams.BerMask = zeros(SimParams.NumberOfMessage * length(SimParams.Message) * 7, 1);
for i = 1 : SimParams.NumberOfMessage
    SimParams.BerMask( (i-1) * length(SimParams.Message) * 7 + (1 : length(SimParams.Message) * 7) ) = ...
        (i-1) * SimParams.MessageLength * 7 + (1 : length(SimParams.Message) * 7);
end

```

Fig 3.25: Parámetros del Cálculo de la BER.

Elaborado por: Autores.

Ahora, pasando a la configuración de los bloques del esquema, se cambia tanto el esquema del transmisor como del receptor. En el transmisor, como se muestra en la Figura 3.26(a), se utilizaba un modulador QPSK, y se reemplazó por un modulador BPSK (Figura 3.26(b)).

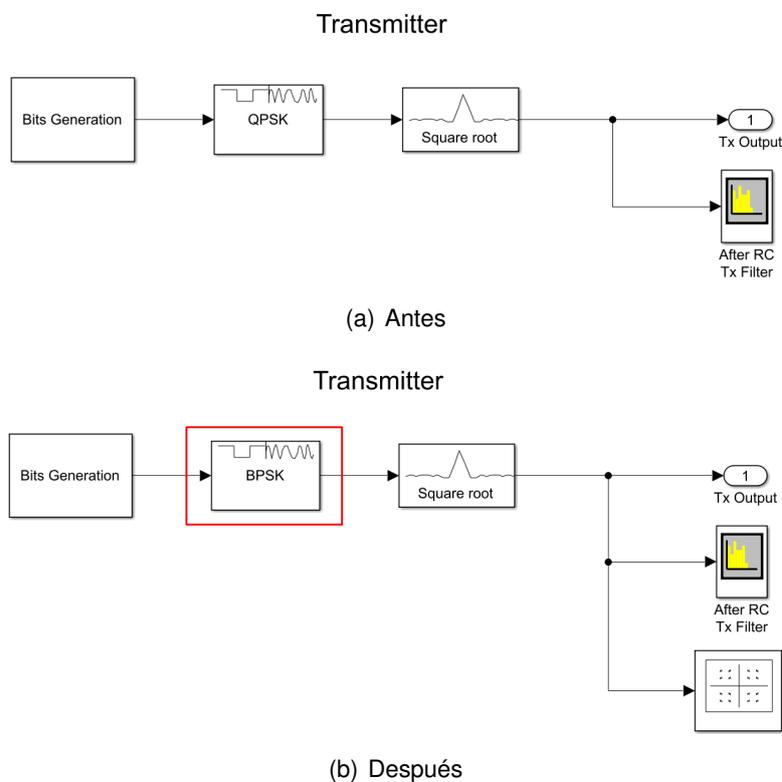
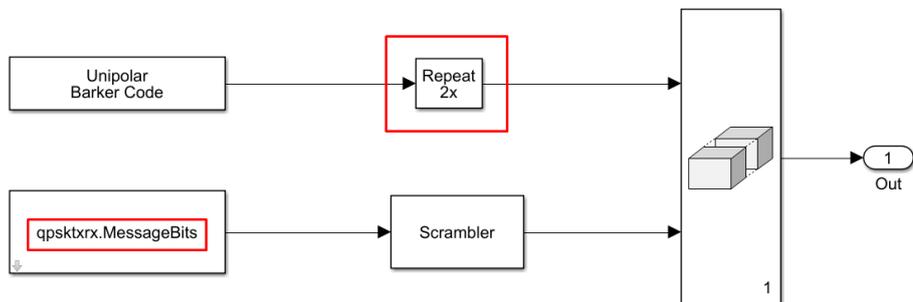


Fig 3.26: Modificación Bloque Transmisor.

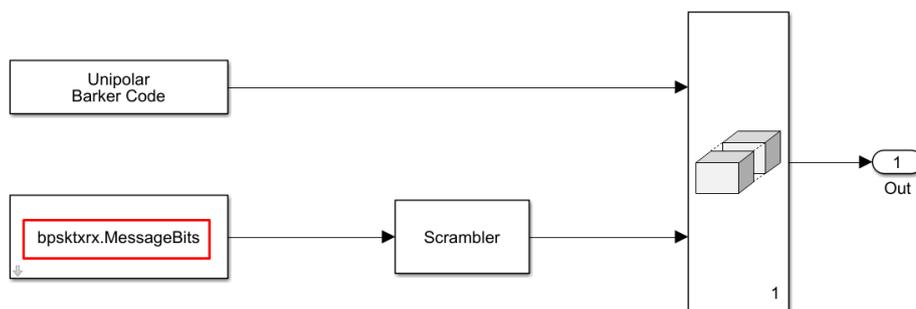
Elaborado por: Autores.

Además, como se muestra en la Figura 3.27, dado que en el *Scripts* se duplicaron los bits del preámbulo, no fue necesario agregar un bloque adicional para duplicar una secuencia de bits en el esquema de simulación.



Each data frame contains 26 bits header (For Sync Purpose) and 112 bits data bits contain "Hello world ###" message. Scrambler is there to improve data transition density and frequency offset estimation.

(a) Antes



Each data frame contains 26 bits header (For Sync Purpose) and 112 bits data bits contain "Hello world ###" message. Scrambler is there to improve data transition density and frequency offset estimation.

(b) Después

Fig 3.27: Modificación Bloque Modulador de Bit.

Elaborado por: Autores.

En cuanto al receptor, se realizaron las configuraciones correspondientes a cada bloque de la Figura 3.28.

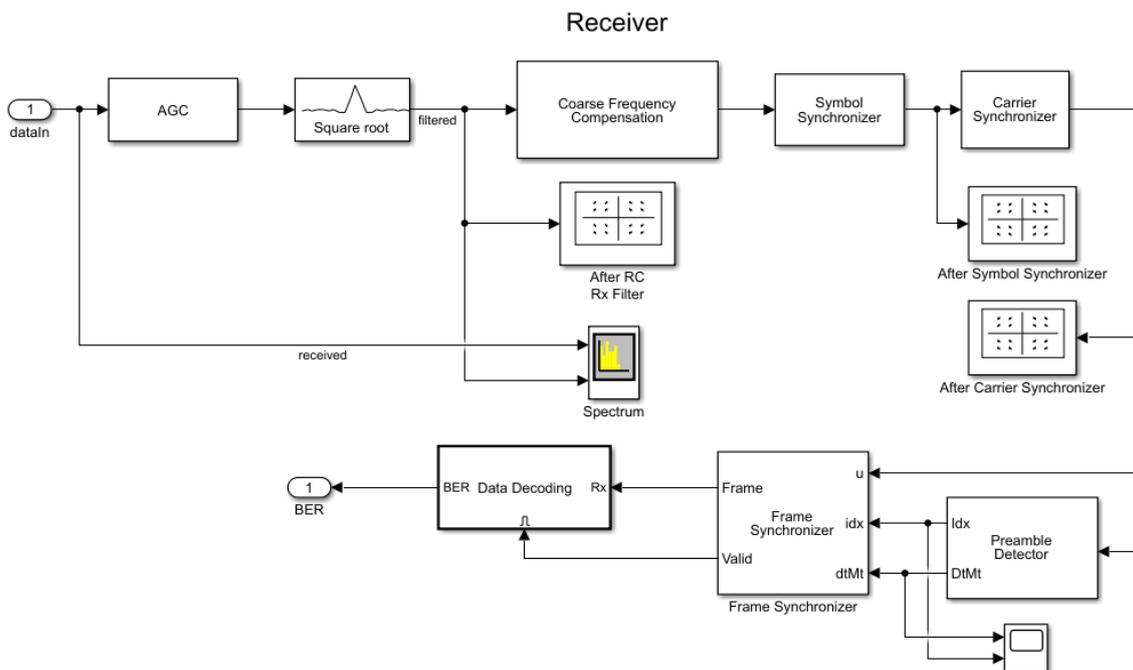


Fig 3.28: Bloques del Receptor.

Elaborado por: Autores.

- Compensador de frecuencia:** en relación a este subsistema, se realiza una modificación en el bloque denominado *Coarse Frequency Compensator*, consistente en cambiar el tipo de modulación, como se muestra en las Figuras 3.29 y 3.30.

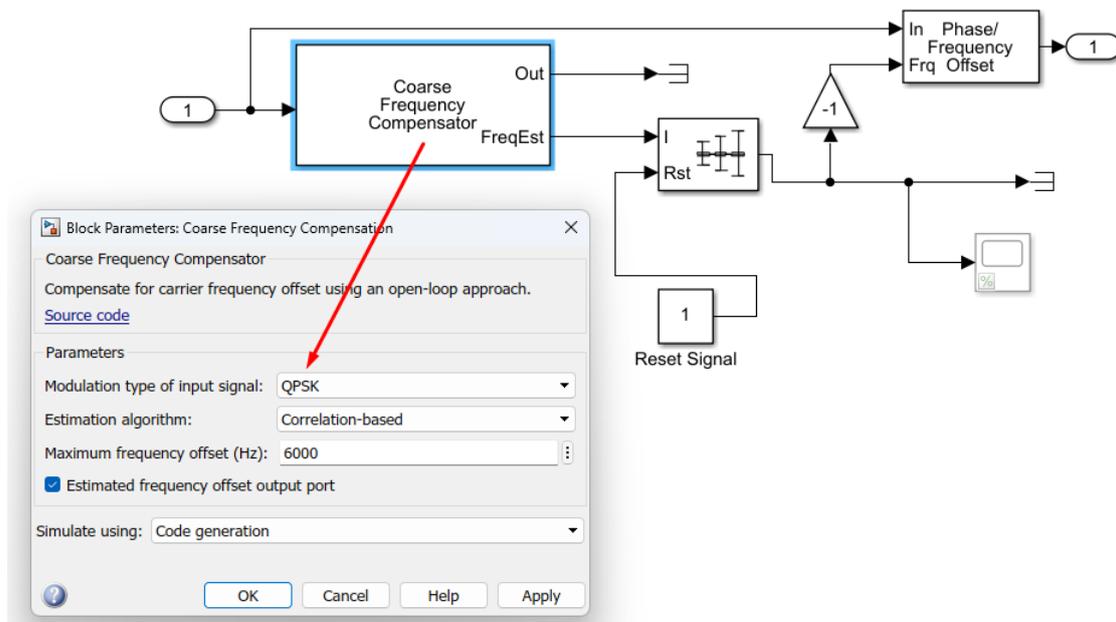


Fig 3.29: Modificación Bloque Compensador de Frecuencia (Antes).

Elaborado por: Autores.

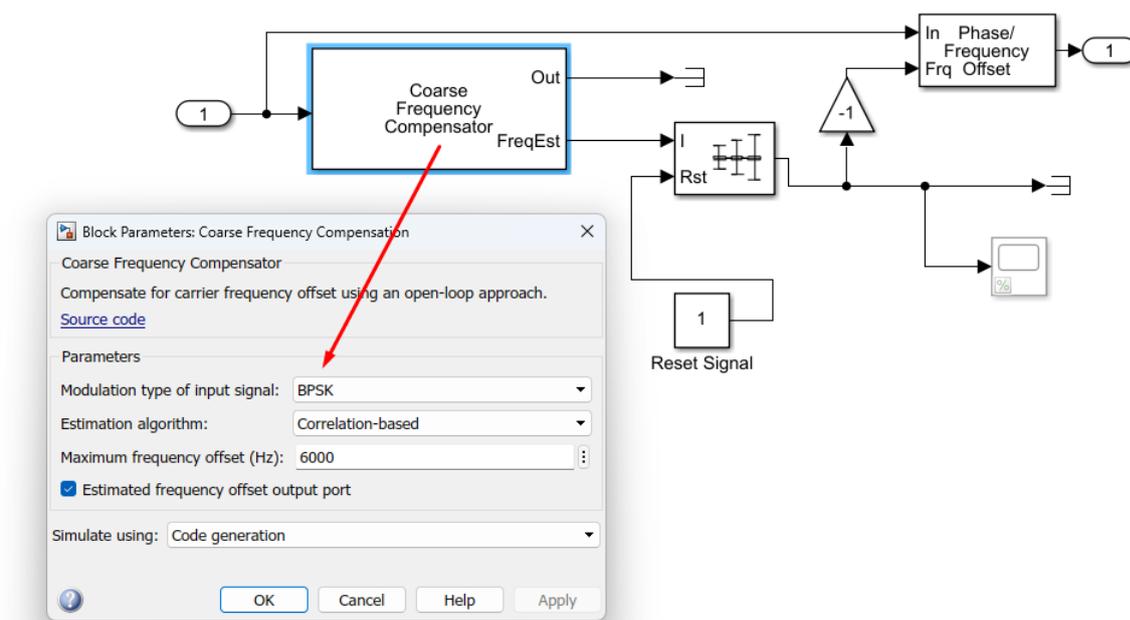


Fig 3.30: Modificación Bloque Compensador de Frecuencia (Después).  
Elaborado por: Autores.

- **Sincronizador de la portadora:** en este caso, al igual que para el compensador de frecuencia, solo es necesario cambiar el tipo de modulación, como se muestra en las Figuras 3.31 y 3.32.

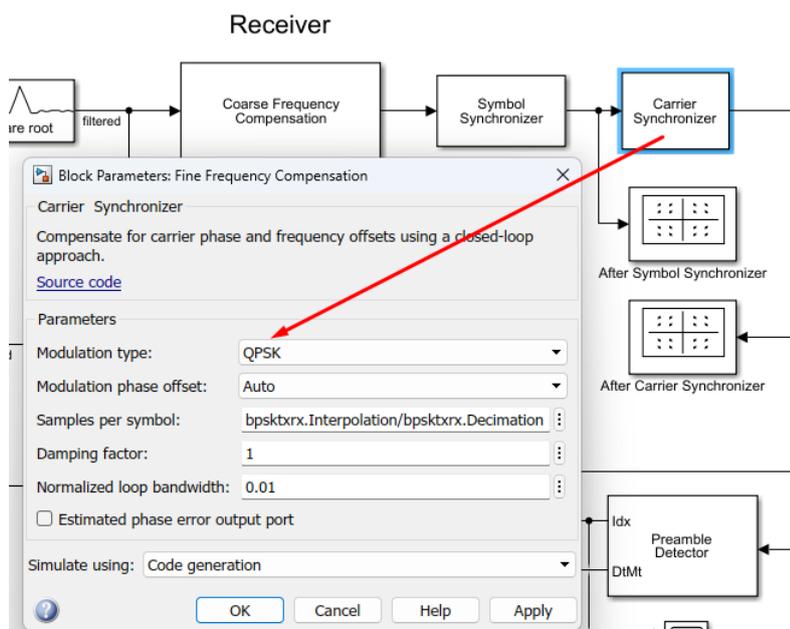


Fig 3.31: Modificación Bloque Sincronizador de Portadora (Antes).  
Elaborado por: Autores.

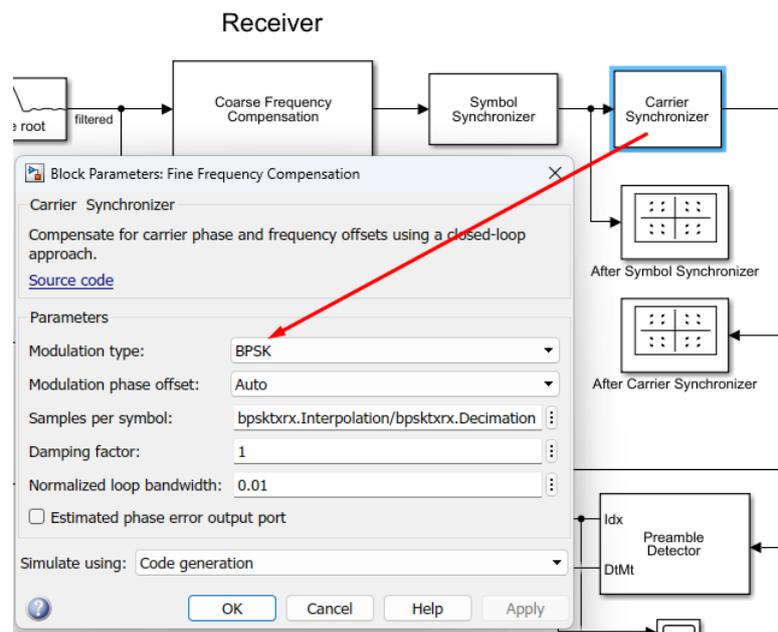


Fig 3.32: Modificación Bloque Sincronizador de Portadora (Después).  
Elaborado por: Autores.

- Detector del preámbulo:** en este caso, como el tipo de modulación es diferente, también lo es el alfabeto de modulación. Dado que la modulación es binaria, basta con configurar la secuencia del preámbulo, como se muestra en las Figuras 3.33 y 3.34.

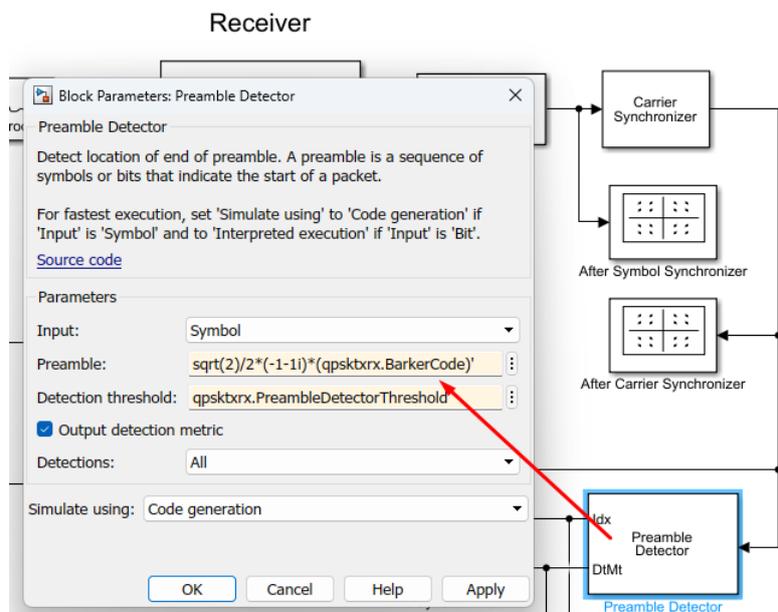


Fig 3.33: Modificación Bloque Detector de Preámbulo (Antes).  
Elaborado por: Autores.

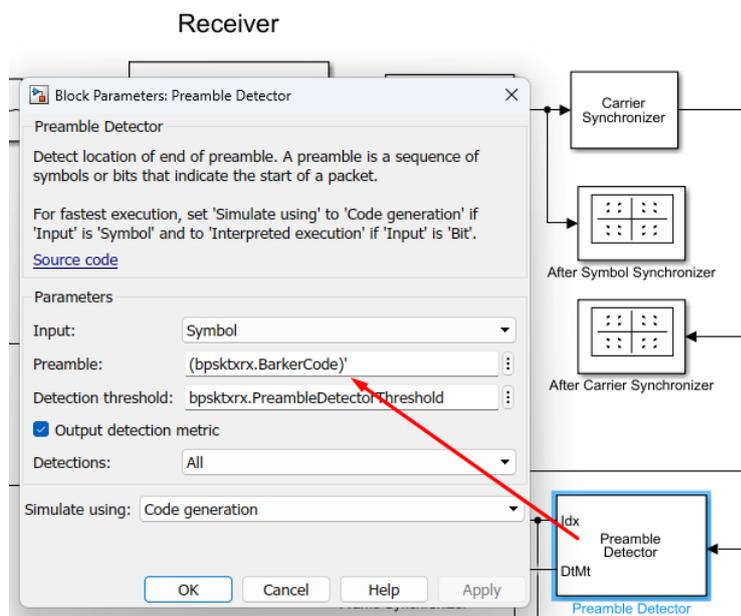


Fig 3.34: Modificación Bloque Detector de Preámbulo (Después).  
Elaborado por: Autores.

- Decodificador de datos:** en este subsistema conformado por varios bloques y mostrado en la Figura 3.35, se hace énfasis en aquellos en los que se identifica la necesidad de un cambio.

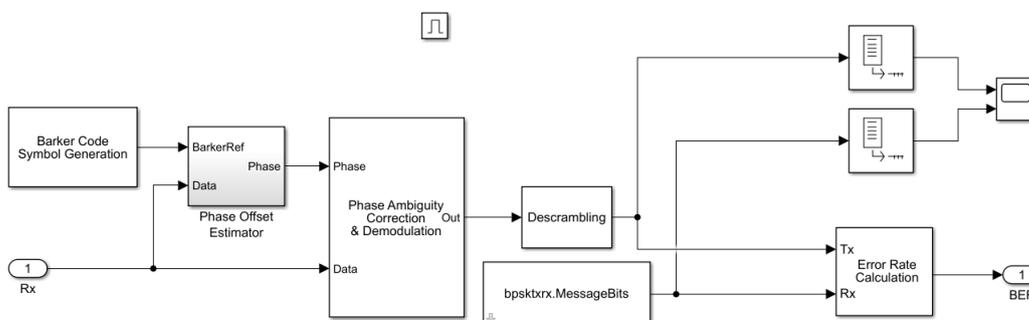
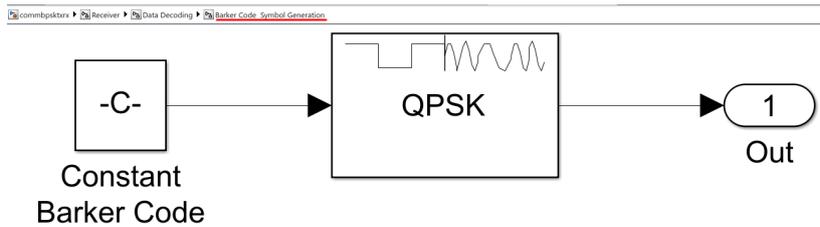


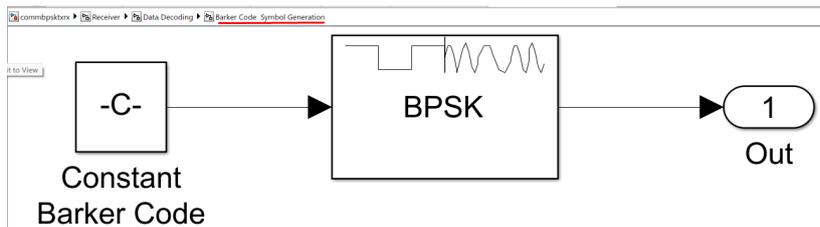
Fig 3.35: Bloque Decodificador de Datos.  
Elaborado por: Autores.

- Generador de datos:** para lograr la adaptación, se ajusta la configuración del bloque denominado *Barker Code Symbol Generation*, como se muestra en la Figura 3.36. La secuencia utilizada para configurar este bloque es la misma que se emplea en el transmisor, como se muestra en la Figura 3.27(b), ya que es con esta secuencia con la que se compara la información recibida.



Regenerate a QPSK-modulated unipolar Barker code sequence to be compared with the received data

(a) Antes



Regenerate a BPSK-modulated unipolar Barker code sequence to be compared with the received data

(b) Después

Fig 3.36: Modificación Bloque Generador de Datos.  
Elaborado por: Autores.

- *Estimador de compensación de fase*: en el subsistema del estimador de compensación de fase, mostrado en la Figura 3.37, se procede a cambiar la función de la decisión de fase, de acuerdo a la modulación a implementar (BPSK), dando como resultado el *Scripts* de la Figura 3.38(b).

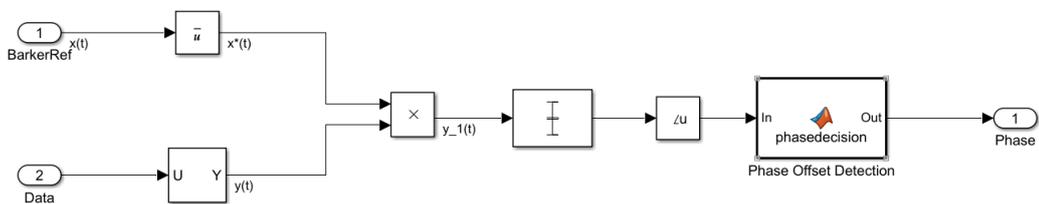


Fig 3.37: Bloque Estimador de Compensación de Fase.  
Elaborado por: Autores.

```

function Out = phasedecision(In)
% Map the estimated phase to one of -pi, -pi/2, 0, pi/2,
%#codegen
Out = round(In.*2./pi)./2.*pi;
%Out = round(In.*2./pi)./2.*pi;
% The above processing is equivalent to the following processing using
% if/else statements

```

(a) Antes

```

function Out = phasedecision(In)
% Map the estimated phase to one of -pi, -pi/2, 0, pi/2,
%#codegen
if(In >= -pi/2 && In < pi/2)
    Out = 0;
else
    Out = pi;
end
%Out = round(In.*2./pi)./2.*pi;
% The above processing is equivalent to the following processing using
% if/else statements

```

(b) Después

Fig 3.38: Modificación Bloque Estimador de Compensación de Fase.

Elaborado por: Autores.

- *Resolución de ambigüedad de fase y demodulación*: finalmente, en el subsistema denominado *Phase Ambiguity Resolution and Demodulation*, es suficiente con cambiar el tipo de modulación, como se muestra en las Figuras 3.39 y 3.40.

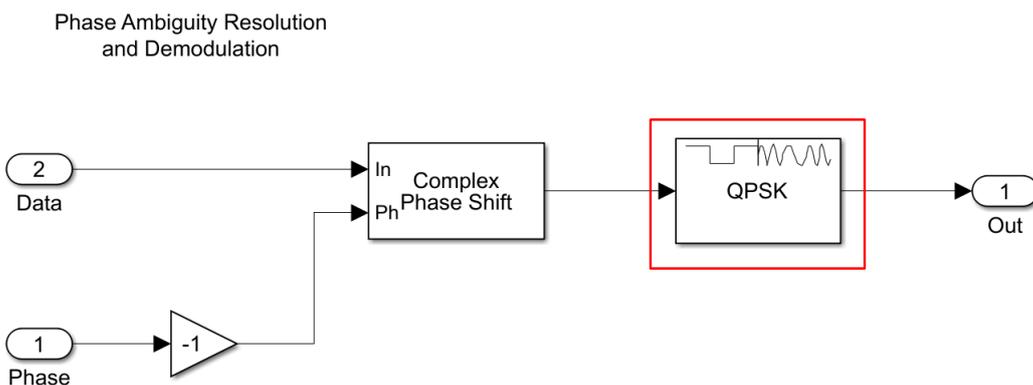


Fig 3.39: Modificación Bloque Resolución de Ambigüedad de Fase (Antes).

Elaborado por: Autores.

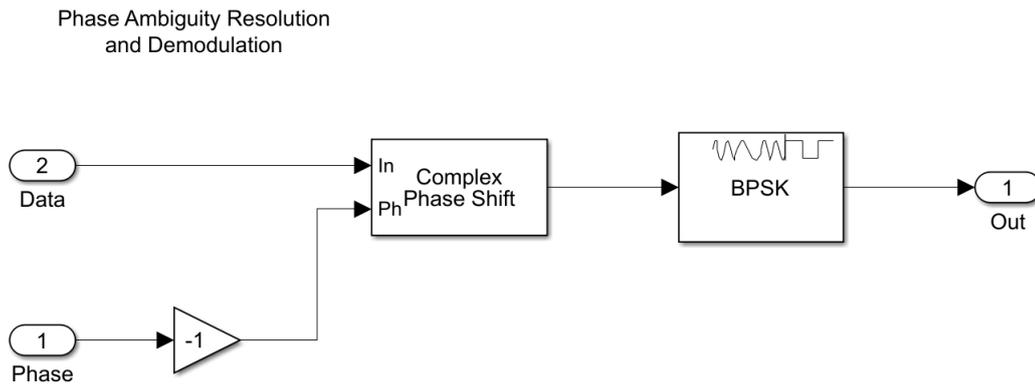


Fig 3.40: Modificación Bloque Resolución de Ambigüedad de Fase (Después).  
Elaborado por: Autores.

Además de la definición de variables y la configuración previa del esquema, es necesario disminuir la velocidad de transmisión de datos, pues en caso contrario, el computador encargado del procesamiento de las señales recibidas se satura, lo que conlleva a resultados con datos variables y no esperados.

Finalmente, se obtiene el esquema de Simulink tanto para transmisión como para recepción, tal como se muestra en la Figura 3.41.

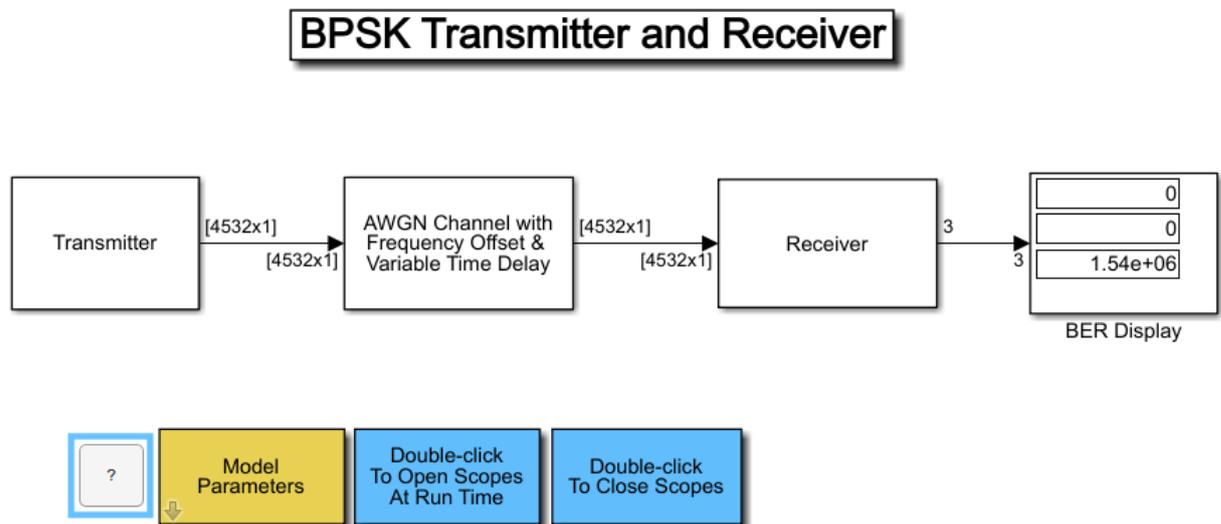


Fig 3.41: Adaptación Modelo QPSK a BPSK.  
Elaborado por: Autores.

### 3.4.4.3. Distancias entre Dispositivos USRP Transmisor y Receptor

Partiendo del principio de las zonas del campo electromagnético, se tiene una zona conocida como la "Zona Lejana", en la cual el punto de observación se encuentra a una distancia mayor o igual a  $2\frac{L^2}{\lambda}$ , que es una región en la cual la forma de la onda es esférica,

como se observa en la Figura 3.42, donde,  $D$  es la separación entre el transmisor y el receptor;  $L$  es la longitud de la antena que para este caso es de 19.7 cm; y  $\lambda$  es la longitud de onda.

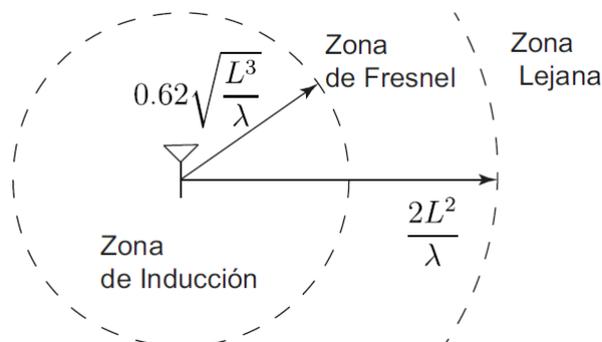


Fig 3.42: Zonas del Campo Electromagnético.

Elaborado por: Autores.

$$D = 2 \frac{L^2}{\lambda}, \quad (3.1)$$

En el presente trabajo de grado se establece una frecuencia de operación de 2450 MHz, obteniendo así una longitud de onda de 0.1224 m  $\cong$  12.24 cm.

Por tanto, aplicando (3.1) se puede determinar que la zona lejana se encuentra a partir de los 66.666 cm  $\cong$  67 cm de distancia entre la estación transmisora y la estación receptora.

Para garantizar que las USRP estén a una distancia óptima que satisfaga la sensibilidad del receptor, se realiza un Balance del Radio Enlace (RLB, *Radio Link Budget*) con una sola antena en el transmisor para estimar el rango de distancias adecuado de prueba.

Al hacer el RLB, se consideraron únicamente las pérdidas de espacio libre, ya que la línea de transmisión que alimenta a la antena es muy corta, y la antena de la estación receptora está conectada directamente al puerto. La potencia de transmisión configurada antes de antena es la máxima permitida por el USRP, la cual es igual a 20 dBm, es decir, 100 mW. De esta manera, la distancia máxima se puede obtener a partir de la siguiente ecuación:

$$d = 10^{\frac{1}{20}(P_{tx} - S_{rx} + G_{tx} - 20 \log(\frac{4\pi}{\lambda}) + G_{rx})}, \quad (3.2)$$

donde,  $P_{tx}$  es la potencia del transmisor en dBm antes de antena;  $S_{rx}$  es la sensibilidad del receptor en dBm después de antena;  $G_{tx}$  y  $G_{rx}$  son las ganancias de la antena en el transmisor y receptor en dBi, respectivamente; y  $\lambda$  es la longitud de onda en metros. En consecuencia, se obtuvo que la máxima distancia entre las USRP es de aproximadamente 2 m. De esta manera, para el desarrollo de las pruebas, se consideró un rango de distancias entre 0.67 m y 2 m.

### 3.5. IMPLEMENTACIÓN DE TÉCNICAS DE DIVERSIDAD EN MATLAB - SIMULINK

Partiendo de la adaptación del ejemplo de Simulink de modulación QPSK a BPSK (Ver Sección 3.4.4.2), se realiza la implementación de las técnicas anteriormente mencionadas.

Es importante resaltar que no se hace gran énfasis en la configuración del dispositivo transmisor presentado en la Figura 3.43, pues en todos los escenarios en los que se hace uso de las técnicas de diversidad en recepción estudiadas, los parámetros de configuración del transmisor de manera general no cambian. Sin embargo, si se realizan cambios en la posición del transmisor y en la ganancia de la USRP.

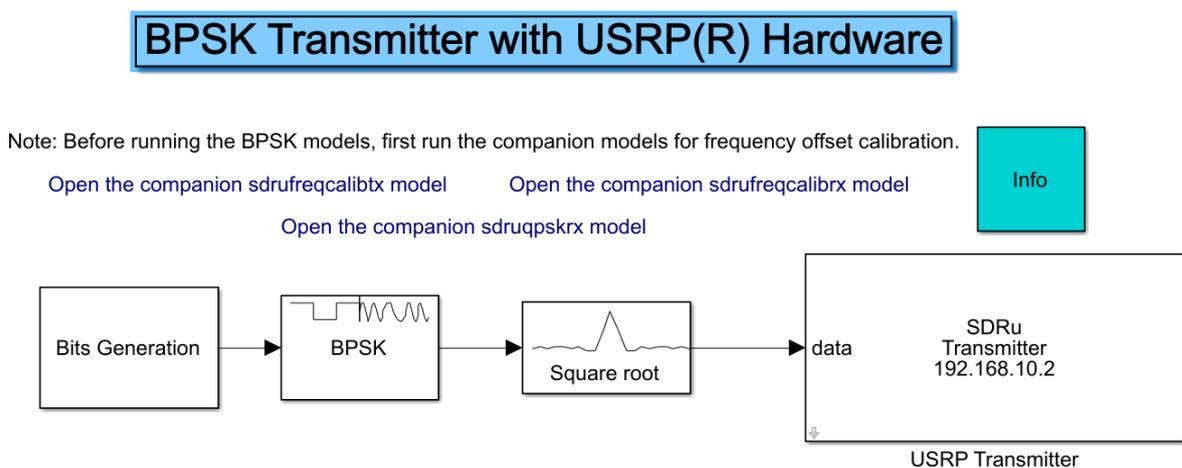


Fig 3.43: Diagrama del Transmisor General en Simulink.

Elaborado por: Autores.

Por otra parte, en el receptor se habilitan 2 puertos de la USRP como receptores simultáneos, garantizando así, el sincronismo entre los dos receptores, y la no necesidad de considerar elementos externos.

Las configuraciones en la herramienta de Simulink de los bloques de *SDRu Transmitter* y *SDRu Receiver* se presentan en las Figuras 3.44 y 3.45, respectivamente. Se puede apreciar en la Figura 3.45 que el vector resaltado [1 2] hace referencia a la habilitación de 2 puertos como receptores. Dicha configuración de salida del bloque *SDRu Receiver* consiste en una matriz que contiene la información de los dos puertos. Por lo tanto, se hace necesario hacer uso de un bloque *Select Columns*, el cual separa la información recibida de cada rama o camino.

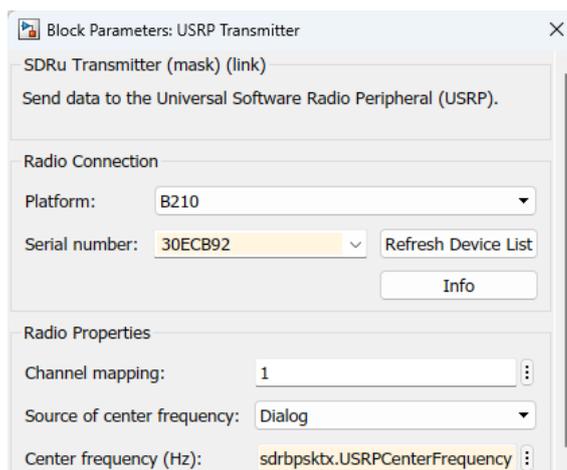


Fig 3.44: Parámetros de los Bloques SDRu del Transmisor.  
Elaborado por: Autores.

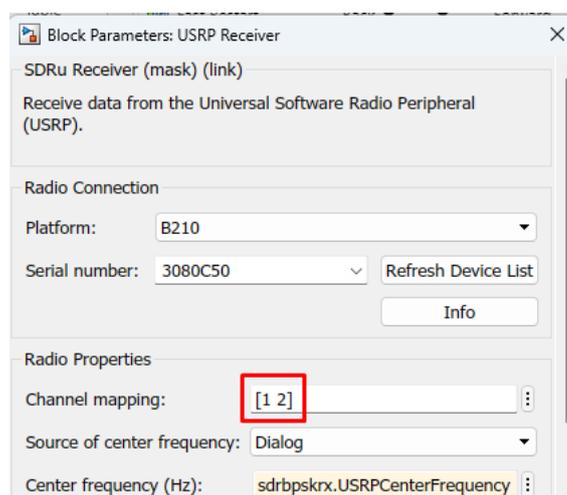


Fig 3.45: Parámetros de los Bloques SDRu del Receptor.  
Elaborado por: Autores.

### 3.5.1. Implementación de la Técnica de Selección Impulsada por el RSSI

En la implementación de la primera técnica de SC impulsada por el RSSI, se monitorea y se mide la magnitud de cada vector de señal en recepción antes de la demodulación. El objetivo de esta medición es identificar la señal con mayor nivel de intensidad y hacer la selección.

En el esquema del transmisor, se han programado transmisiones periódicas de una señal de prueba predefinida. Esto permite que, cada vez que se recibe una trama completa, el receptor pueda estimar los niveles de potencia de cada señal.

Una vez obtenidos los niveles de potencia, se compara cuál de las señales recibidas tiene la mayor intensidad. Se selecciona dicha señal y se procede a su demodulación y

decodificación. Para llevar a cabo este proceso, se ha implementado el subsistema que se muestra en la Figura 3.46, el cual calcula la potencia mediante una función hecha en MATLAB y procede a realizar la selección de la señal con mayor intensidad para finalmente pasar al demodulador y decodificador.

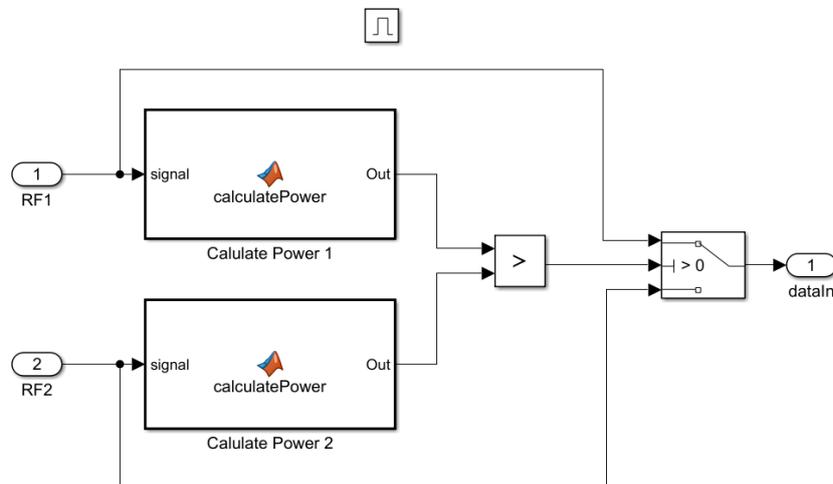


Fig 3.46: Bloque Comparador de Potencia.  
Elaborado por: Autores.

En el diagrama de bloques en Simulink se utilizaron 3 bloques de recepción, como se muestra en la Figura 3.47: *Receiver 1* y *Receiver 2* son los bloques que demodulan y decodifican las señales que llegan a los dos puertos; el bloque llamado *SC-RSSI* utiliza la técnica de selección impulsada por RSSI para determinar la señal con mayor intensidad. Luego, la señal seleccionada pasa al bloque *Receiver SC RSSI* donde finalmente se mide la BER.

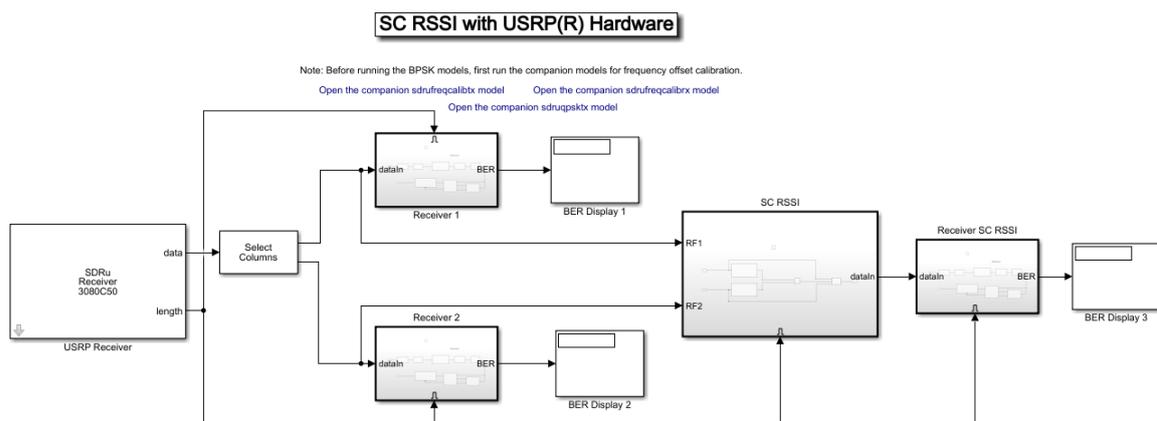


Fig 3.47: Receptor para Técnica de Selección Impulsada por el RSSI.  
Elaborado por: Autores.

### 3.5.2. Implementación de Técnica de Selección Impulsada por la BER

En el caso de la diversidad SC con correlación o impulsada por la BER, con el fin de calcular la correlación, se configura una secuencia de entrenamiento en el transmisor que es conocida en el receptor y que se va a utilizar para tratar de determinar cuál es la señal que tiene mayor correlación y menor cantidad de errores. Esta secuencia se define, para este caso, como la misma carga útil de la trama transmitida, pues, al comparar directamente la carga útil es posible elegir la señal con menor cantidad de errores.

Por tanto, para calcular la correlación de las señales decodificadas en los receptores, se ha implementado una funcionalidad adicional en cada uno de los decodificadores, como se muestra en la Figura 3.48(b).

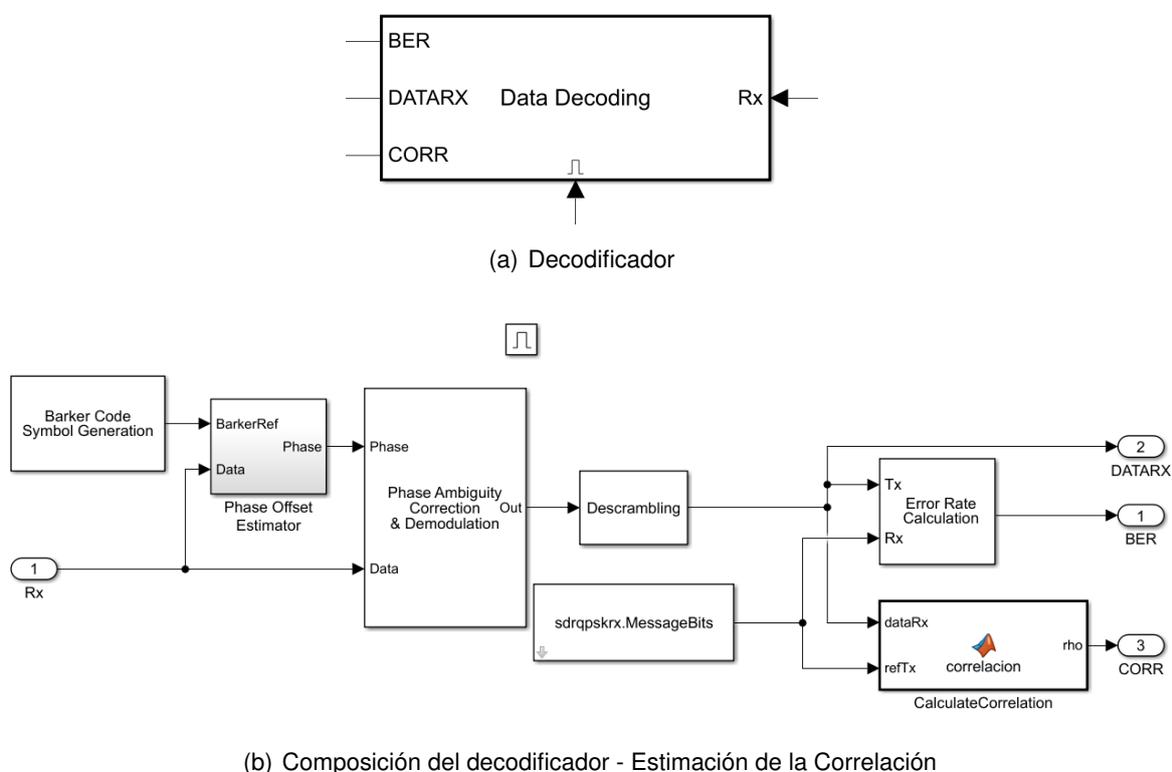


Fig 3.48: Bloque Data Decoding.

A través de la función diseñada en MATLAB se calcula el coeficiente de correlación de Pearson. Posteriormente, mediante el subsistema mostrado en la Figura 3.49, se compara la información recibida y se selecciona aquella que tenga la mayor correlación con la información transmitida.

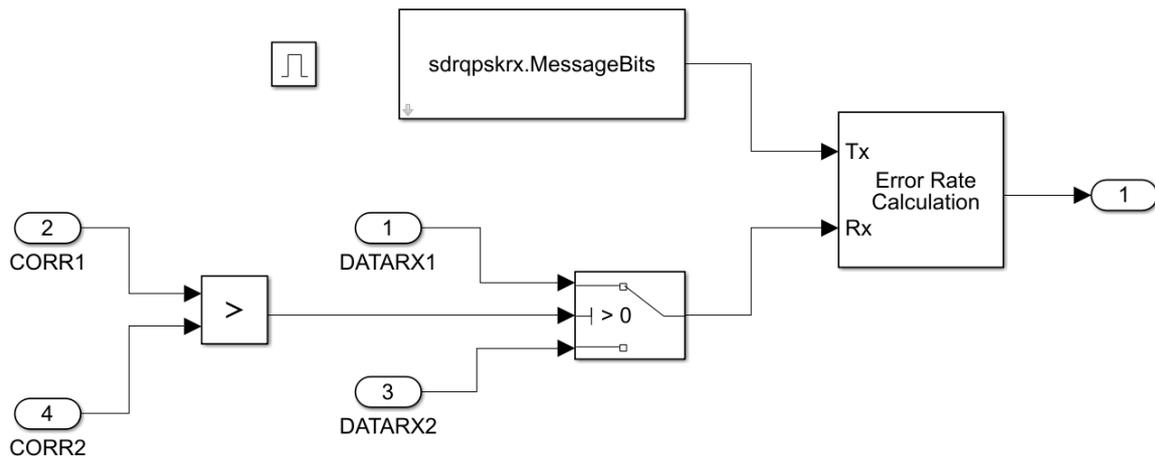


Fig 3.49: Bloque Selector de Correlación.  
Elaborado por: Autores.

Por tanto, el modelo completo que presenta la implementación de la técnica de diversidad en recepción se presenta en la Figura 3.50.

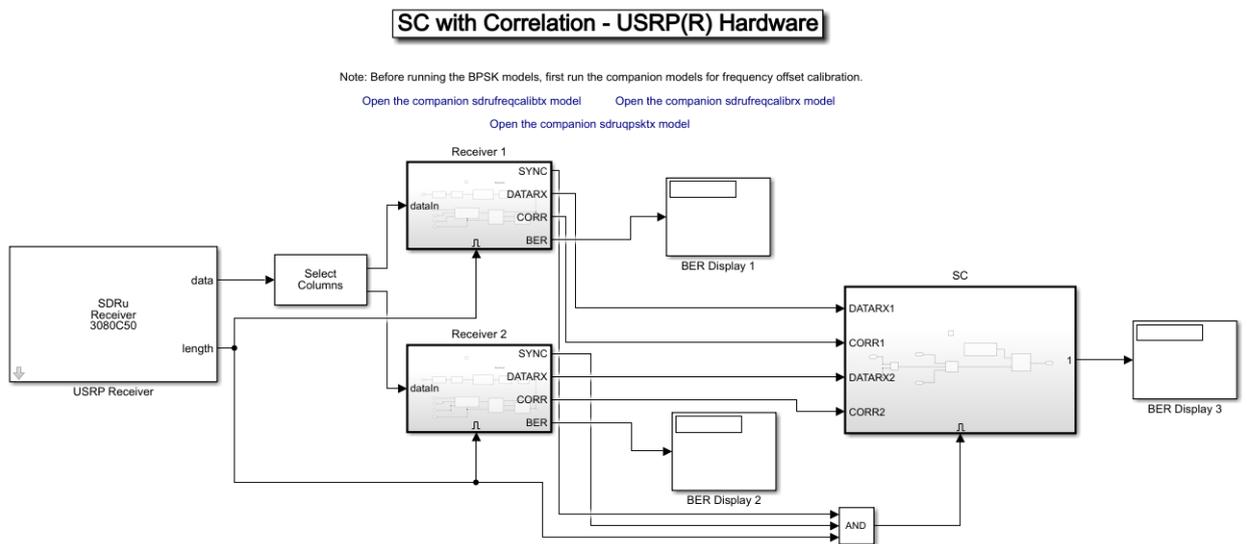


Fig 3.50: Receptor para Técnica de Selección Impulsada por la BER.  
Elaborado por: Autores.

Es importante destacar que la sincronización de las señales es crucial para obtener resultados precisos y favorables al implementar esta técnica. Por esta razón, se utilizó un operador AND de 3 entradas, que genera una señal de salida sólo cuando coinciden todas las señales de sincronización de entrada.

### 3.5.3. Implementación de MRC - EGC

Para la implementación de las técnicas de diversidad por MRC - EGC se dispone de dos secciones. La primera corresponde a la demodulación de las señales realizada por la USRP, y la segunda es donde se aplica, a nivel de software, un desvanecimiento tipo Rayleigh, para que posteriormente se implemente la técnica de diversidad que corresponda.

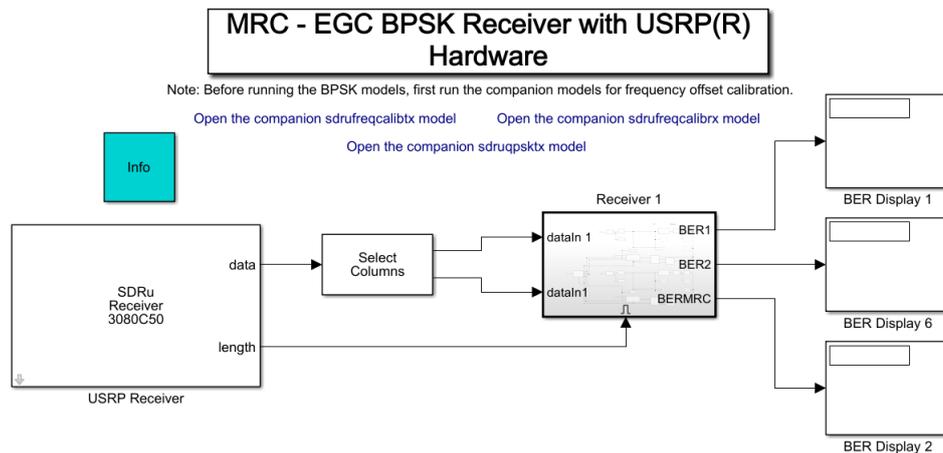


Fig 3.51: Receptor para MRC - EGC.

Elaborado por: Autores.

Se diseñó y se planteó de esta manera, ya que resulta muy complejo realizar un estimador de canal o contar con la CSI; no obstante, así, es posible obtener una aproximación del desempeño de la técnica. Se tiene un bloque general para el Rx tanto para MRC como para EGC, prácticamente igual, mostrado en la Figura 3.51, con la diferencia del proceso matemático de cada técnica correspondiente (Ver Sección 2.6). El bloque principal *Receivers* se detalla en la Figura 3.52.

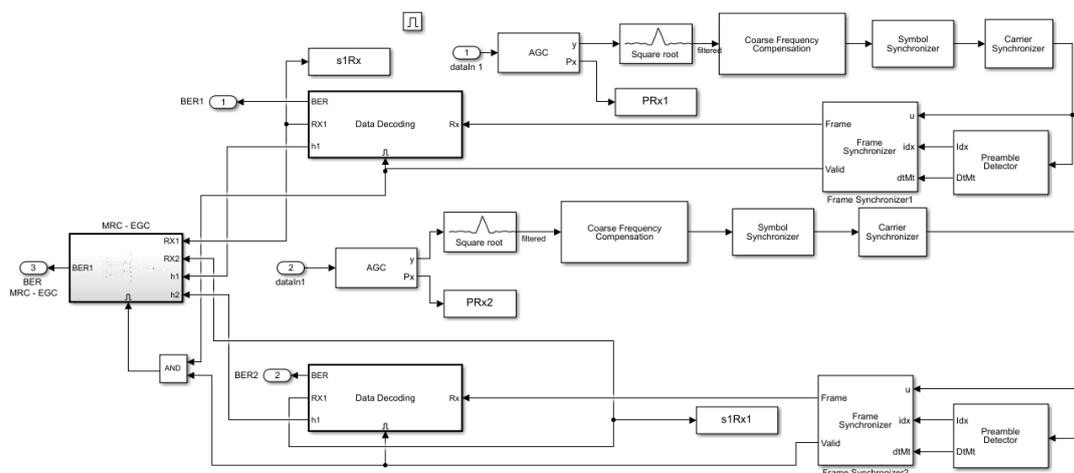


Fig 3.52: Bloque Principal *Receivers*.

Elaborado por: Autores.

Los detalles del bloque *Data Decoding* se muestran en la Figura 3.53.

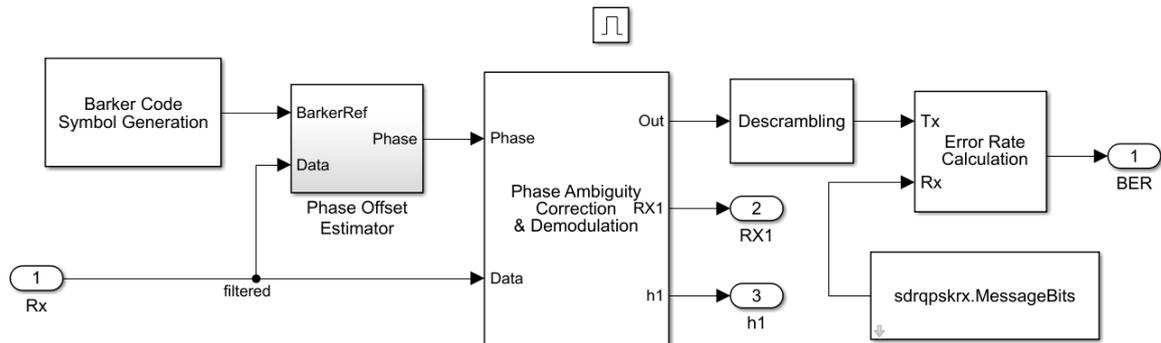


Fig 3.53: Bloque Data Decoding

Elaborado por: Autores.

En la Figura 3.53 se puede apreciar un bloque denominado como *Phase Ambiguity Resolution and Demodulation*, donde se agrega un desvanecimiento tipo Rayleigh mediante el bloque *SISO Fading Channel*, de la librería *Communications toolbox* de Simulink, presentado en la Figura 3.54.

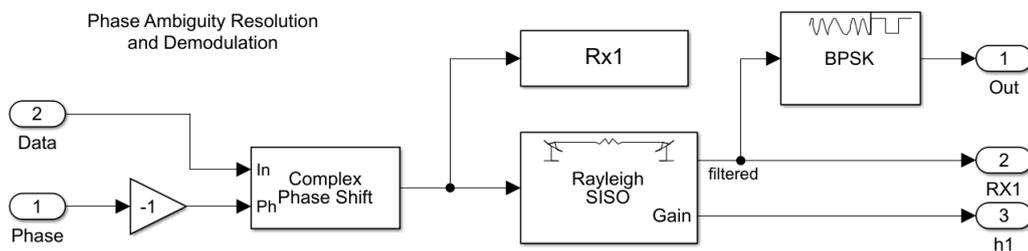


Fig 3.54: Bloque *Phase Ambiguity Resolution and Demodulation*

Elaborado por: Autores.

Es importante mencionar que el canal de multitrayecto se simula con una distribución tipo Rayleigh y se aplica antes de la demodulación, ya que en este punto la señal ya está sincronizada y compensada. Por otro lado, como no fue posible implementar un estimador de canal para las técnicas de MRC y EGC, se transmitieron las señales a través de un cable coaxial, con el fin de mitigar efectos del multitrayecto y obtener un nivel de SNR alto. Para proteger los puertos de las USRP, se reconfiguraron las ganancias del transmisor y receptor a 20 y 25 dB respectivamente.

Para que los resultados sean mucho más completos, los parámetros de estudio para evaluar el desempeño del enlace son las pérdidas por trayecto y el corrimiento Doppler, como se muestra en la Figura 3.55.

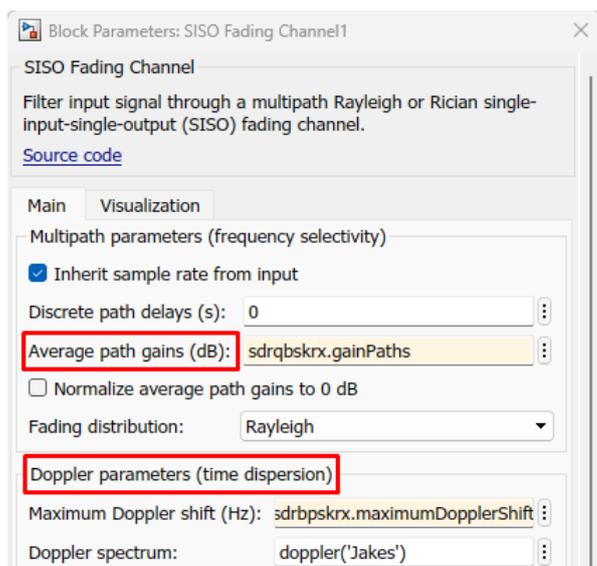


Fig 3.55: Configuración Parámetros Bloque SISO.

Elaborado por: Autores.

En cuanto a la implementación de las técnicas de diversidad por MRC - EGC, cada técnica se controla a través de un subsistema separado, encargado del procesamiento matemático de la técnica correspondiente. Para la técnica de MRC, el proceso matemático se implementa en el esquema que se muestra en la Figura 3.56, mientras que para EGC se usa el esquema que se muestra en la Figura 3.57.

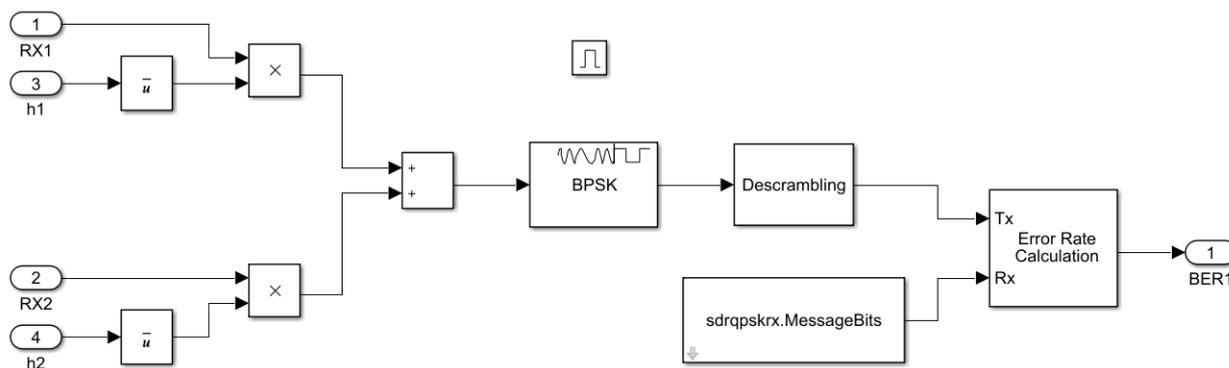


Fig 3.56: Bloque Subsistema Controlador (MRC).

Elaborado por: Autores.

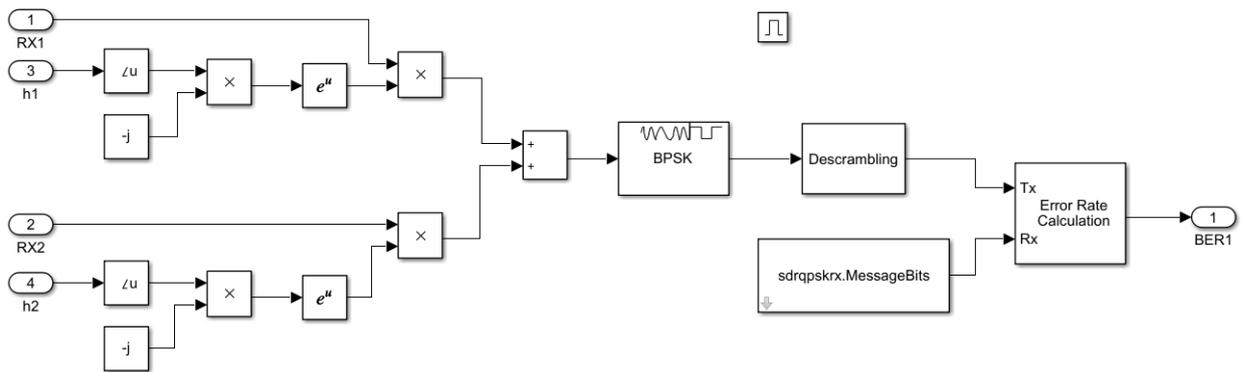


Fig 3.57: Bloque Subsistema Controlador (EGC).  
Elaborado por: Autores.

Para finalmente, calcular la BER.

### 3.5.4. Implementación de Caso Especial MRC - EGC

En la implementación de este método no se tiene en cuenta la ganancia de ninguno de los canales de los receptores. Partiendo de (2.30), y asumiendo que la respuesta al canal es la de un conductor ideal ( $h = 1$ ), EGC tiene la misma respuesta que MRC. De esta manera, se adicionan de manera coherente las señales que llegan a los receptores antes de la demodulación.

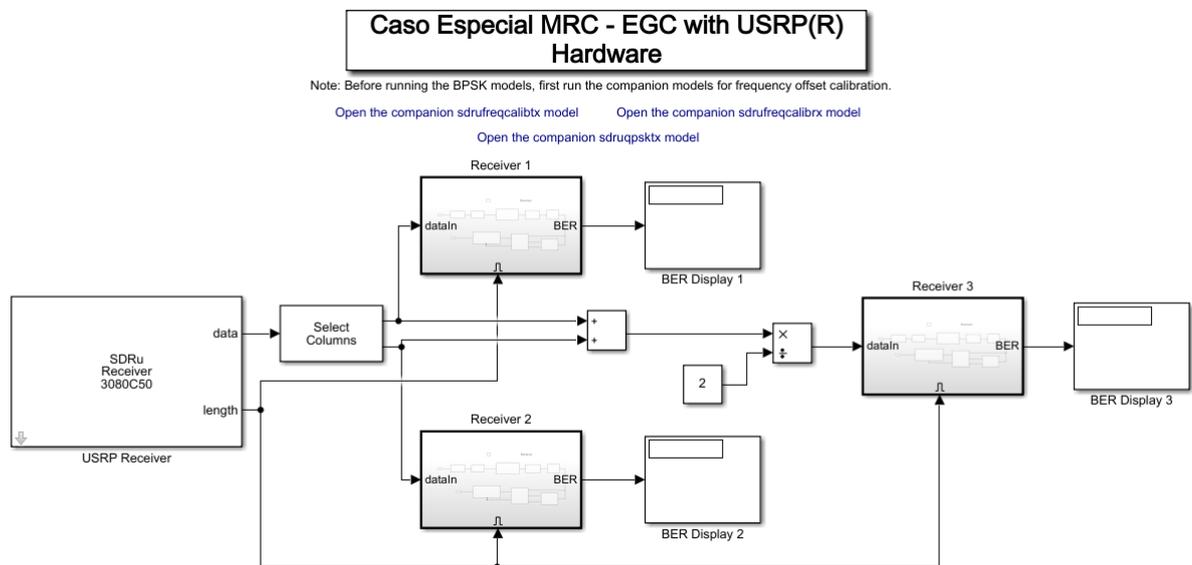


Fig 3.58: Rx para Caso Especial MRC - EGC.  
Elaborado por: Autores.

Este método maximiza la distancia de salida del filtro coincidente de los símbolos BPSK desde el origen, lo que hace que la decisión para el demodulador BPSK sea mucho más

certera. El diagrama de bloques para el receptor se presenta en la Figura 3.58, donde cada bloque *Receiver* tiene la misma funcionalidad explicada en la adaptación a BPSK (Ver Sección 3.4.4.2).

### 3.5.5. Validación, Corrección y Refinamiento

En las pruebas de validación unitarias, las USRP se configuraron con los parámetros fijos y variables, que se muestran en la Tabla 3.2.

Tabla 3.2: Valores Configuración USRP.

DESCRIPCIÓN	VALOR
Frecuencia de Operación	2450 MHz
Ganancia de USRP	Tx: 35 – 60 dB, Rx: 30 dB
Número de elementos de antena	Tx: 1, Rx: 2
Ganancia Antenas	3 dBi
Tipo de Antenas	Monopolos
Separación Antenas	De acuerdo al Plan de Pruebas por Definir
Tipo Modulación	BPSK
Desfase de los Símbolos	$\frac{\pi}{4}$
Técnica Diversidad	SC-RSSI, SC-BER, EGC, MRC
Tipo de mensaje	Texto
Cantidad de bits a transmitir	$10^8$

Se observa algunos parámetros que se mantienen constantes a lo largo de las pruebas de validación, como la frecuencia de operación, la ganancia de las USRP (recepción), el número de elementos de antena (de acuerdo al modelo general presentado en la Figura 3.13), el tipo de antena, la ganancia de las antenas (de acuerdo a la descripción de las mismas), el tipo de modulación, el desfase de los símbolos y el tipo de mensaje; de igual forma, se tienen algunos parámetros variables para evaluar el desempeño correctamente, como la ganancia de las USRP (transmisión), la separación de las antenas de recepción, la separación entre la antena de transmisión y las antenas de recepción, y la técnica de diversidad.

Para cada técnica se realizaron pruebas utilizando las configuraciones específicas del receptor. En las pruebas se emplearon dos puertos de recepción,  $RFA(Rx)$  y  $RFB(Rx)$ , mientras que para el transmisor se utilizó el puerto  $RFA(Tx/Rx)$ .

Para validar el funcionamiento del enlace con cada una de las técnicas de diversidad analizadas, se aplicó el método Montecarlo [45], considerando la transmisión de una gran cantidad de información. La BER se registró mediante pruebas que involucraron ajustes de ganancia que variaron de 35 a 60 dB en incrementos de 5 dB. En cuanto a los receptores, se fijó la ganancia en 30 dB y se mantuvo constante en todos los casos. Este valor se seleccionó como un punto medio dentro del rango permitido de ganancia del transmisor,

que va desde 0 a 76 dB.

Luego de realizar las pruebas de validación y funcionamiento, considerando la máxima distancia (ver Sección 3.4.4.3), se obtuvieron resultados relevantes e informativos a una distancia de 1 m. Cuando se probó a distancias menores de 1 m, la ganancia no pudo ser reducida lo suficiente como para obtener altos valores de BER. Por otro lado, más allá de 2 m, la señal recibida era demasiado débil para el receptor, lo que afectaba la sincronización y proporcionaba resultados bastante variables. Además, fue importante ajustar tanto la velocidad de transmisión de bits como la cantidad de bits a enviar en cada trama, tal y como se observa en la Figura 3.59, para asegurar el correcto procesamiento de la información por parte del computador encargado de implementar las técnicas.



Fig 3.59: Trama.  
Elaborado por: Autores.

## 3.6. DEFINICIÓN DE ESCENARIO Y PLAN DE PRUEBAS

Partiendo del modelo general presentado en la Figura 3.13 y con el objetivo de evaluar el desempeño del sistema prototipo, se plantearon dos escenarios posibles de pruebas generales: exteriores e interiores. Cabe aclarar que las pruebas se llevaron a cabo en una oficina con ciertas adecuaciones para satisfacer las necesidades del proyecto. Además de los dos escenarios principales mencionados, se estableció un escenario especial (Alternativo MRC-EGC) en donde las USRP están conectadas por un medio físico guiado a través de un cable coaxial, para tener control sobre el canal de comunicaciones.

### 3.6.1. Escenarios de Exteriores y Plan de Pruebas

Se planteó un esquema de pruebas donde se evaluaron 3 casos posibles, cada uno con dos distancias de separación entre dispositivos USRP de 1 y 2 m, respectivamente, como se observa la Figura 3.60. En las Figuras 3.60(b) y 3.60(c) se observa un ángulo  $\theta$  que, mediante el uso de identidades trigonométricas fue calculado para cada escenario con el objetivo de cumplir con la condición de separación entre antenas ( $2\lambda$  y  $4\lambda$ ), siendo  $60^\circ$  y  $42^\circ$ , respectivamente. Cabe destacar que en la Figura 3.60 se establece una distancia de 1 m entre el transmisor y el receptor. En el caso de las pruebas con una distancia de 2 m, las condiciones de separación de antenas y ángulo se mantuvieron exactamente iguales.

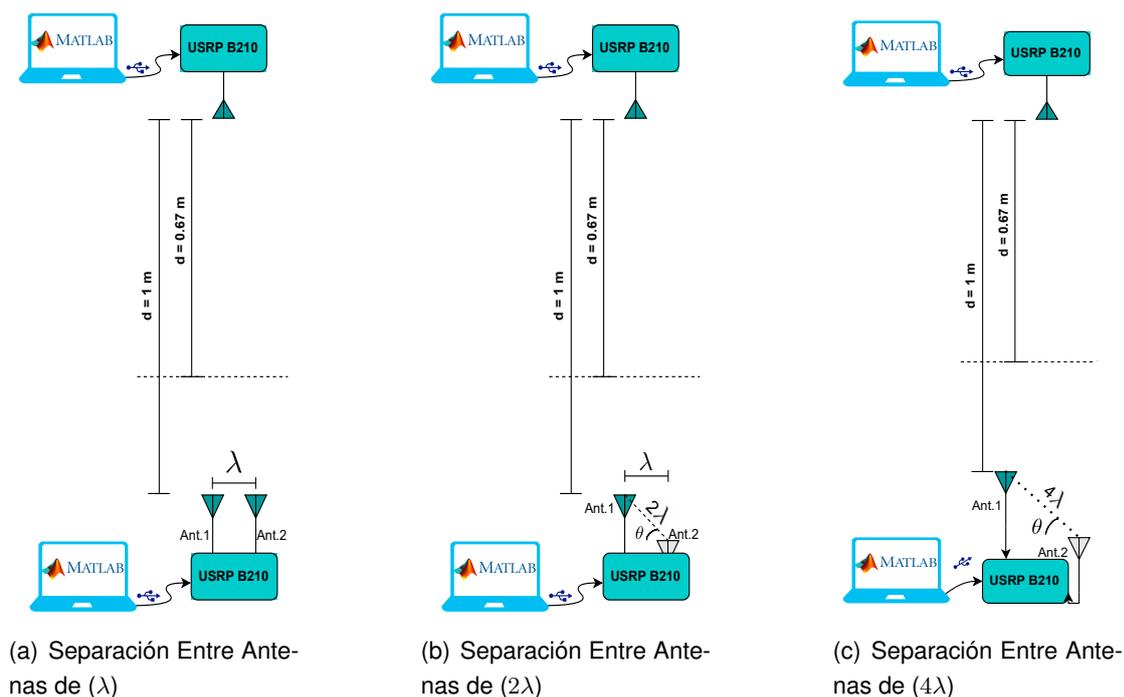


Fig 3.60: Modelo de Escenario en Exteriores.

Elaborado por: Autores.

Para este caso, se adecuaron los escenarios como se observa en las Figuras 3.61 y 3.62.



(a) Separación Entre Antenas de  $(\lambda)$

(b) Separación Entre Antenas de  $(2\lambda)$

(c) Separación Entre Antenas de  $(4\lambda)$

Fig 3.61: Montaje de Escenario en Exteriores con Distancia entre Transmisor y Receptor de 1m.

Elaborado por: Autores.



Fig 3.62: Montaje de Escenario en Exteriores con Distancia entre Transmisor y Receptor de 2m.

Elaborado por: Autores.

### 3.6.2. Escenario de Interiores y Plan de Pruebas

Para este escenario, se realizaron algunos cambios. Se utilizó una separación fija de 1 m entre el transmisor y el receptor, así como una separación de  $\lambda$  y  $2\lambda$  entre las antenas receptoras. No obstante, se llevaron a cabo algunas adaptaciones en el entorno para simular un pasillo con obstáculos y generar efectos de multitrayecto que pudieran ser analizados posteriormente, tal y como se puede apreciar en los modelos de las Figuras 3.63 y 3.64.

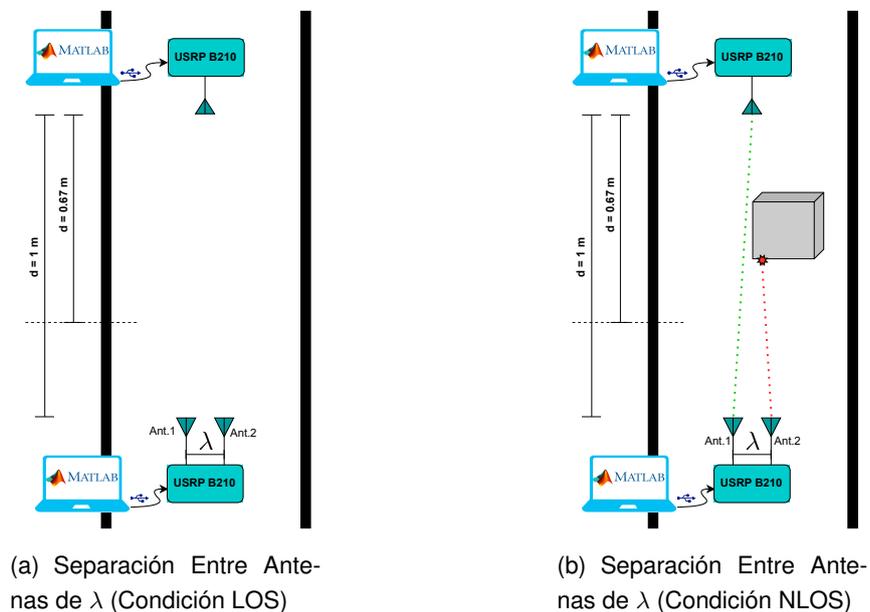


Fig 3.63: Modelo de Escenario en Interiores.

Elaborado por: Autores.

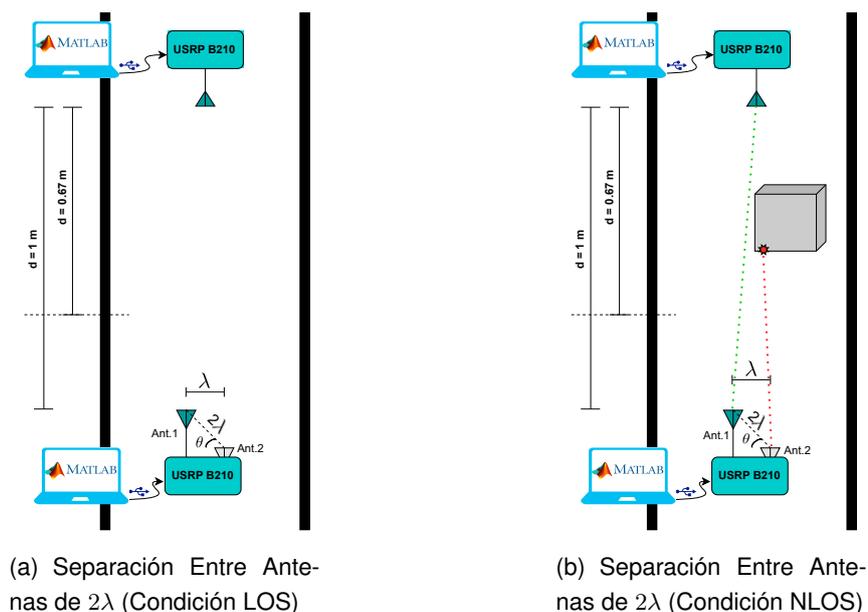


Fig 3.64: Modelo de Escenario en Interiores.

Elaborado por: Autores.

En las Figuras 3.63(b) y 3.64(b) se puede observar que una lámina obstaculiza la vista de la antena transmisora desde la antena receptora 2.

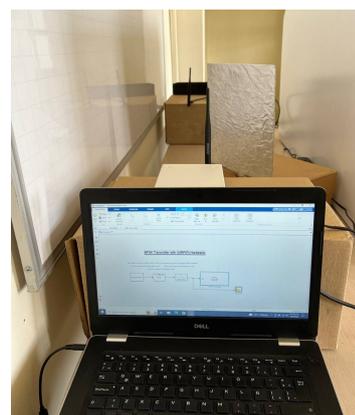
El escenario se adecuó con láminas metálicas y un tablero acrílico para simular el pasillo y los obstáculos deseados en el modelo. Los casos obtenidos se presentan en la Figura 3.65.



(a) Transmisor y Receptor Condición LOS



(b) Transmisor y Receptor Condición NLOS (Vista 1)



(c) Transmisor y Receptor Condición NLOS (Vista 2)

Fig 3.65: Montaje de Escenario en Interiores con Distancia entre Transmisor y Receptor de 1m y Separación Entre Antenas Receptoras de  $\lambda$ .

Elaborado por: Autores.

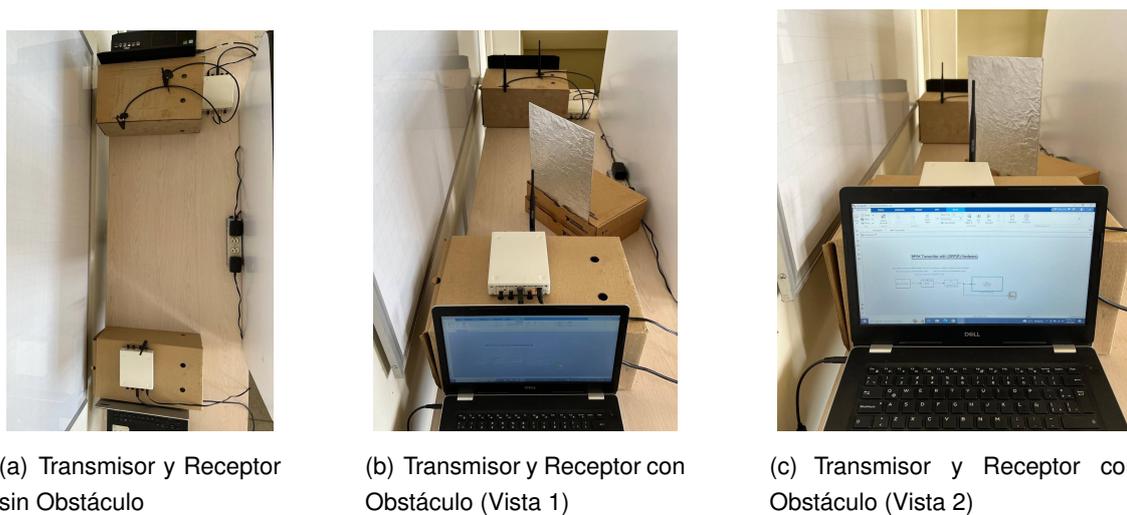


Fig 3.66: Montaje de Escenario en Interiores con Distancia entre Transmisor y Receptor de 1m y Separación Entre Antenas Receptoras de  $2\lambda$ .

Elaborado por: Autores.

### 3.6.3. Escenario Alternativo MRC-EGC y Plan de Pruebas

Para este escenario se estableció un canal guiado entre las USRP haciendo uso de dos cables coaxiales, con una longitud de 60 cm y un conector tipo T-SMA, implementando así el montaje presentado en las Figuras 3.67(a) y 3.67(b), respectivamente.

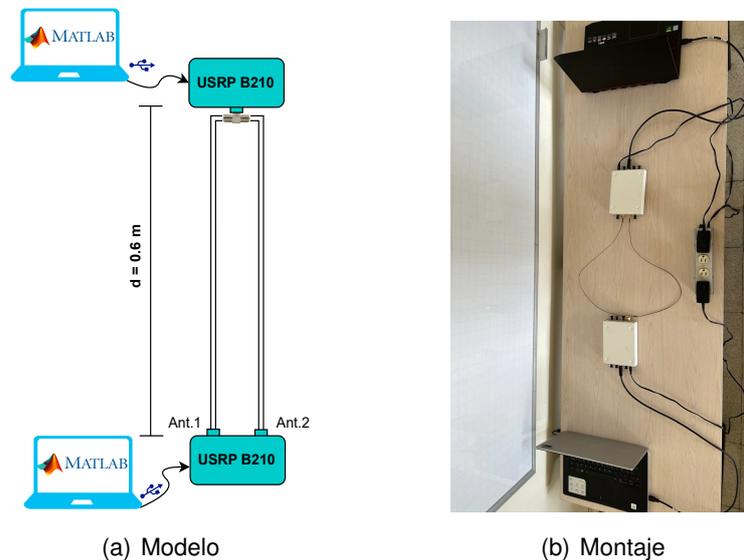


Fig 3.67: Modelo y Montaje Escenario Alternativo MRC-EGC.

Elaborado por: Autores.

Entre los parámetros de estudio en este escenario se encuentran el corrimiento Doppler

y la pérdida introducida por el canal, las cuales fueron configuradas a nivel de software en el canal simulado. Para las pérdidas de canal se estableció un valor de  $-5$  dB, mientras que para el corrimiento Doppler se consideraron valores de 0.001, 0.01, 0.1, 0.5 y 1 segundos.

A continuación se presenta un resumen de las configuraciones de los escenarios tanto para exteriores como interiores que se utilizaron en la evaluación de cada una de las técnicas de diversidad en recepción. Estas configuraciones se detallan en la Tabla 3.3.

Tabla 3.3: Resumen Escenarios y Plan de Pruebas.

<b>PLAN DE PRUEBAS</b>													
		SC RSSI				SC BER				MRC-EGC (h=1)			
EXTERIORES	d=1m	$\lambda$	$2\lambda$	$4\lambda$	$\lambda$	$2\lambda$	$4\lambda$	$\lambda$	$2\lambda$	$4\lambda$			
	d=2m	$\lambda$	$2\lambda$	$4\lambda$	$\lambda$	$2\lambda$	$4\lambda$	$\lambda$	$2\lambda$	$4\lambda$			
INTERIORES	d=1m	$\lambda_{LOS}$	$\lambda_{NLOS}$	$2\lambda_{LOS}$	$2\lambda_{NLOS}$	$\lambda_{LOS}$	$\lambda_{NLOS}$	$2\lambda_{LOS}$	$2\lambda_{NLOS}$	$\lambda_{LOS}$	$\lambda_{NLOS}$	$2\lambda_{LOS}$	$2\lambda_{NLOS}$

		MRC					EGC				
Alternativo MRC-EGC	Doppler	0.001	0.01	0.1	0.5	1	0.001	0.01	0.1	0.5	1
	$\alpha$	-5 dB					-5 dB				

Es importante destacar que para implementar de forma correcta el método Montecarlo en cada escenario presentado en la Tabla 3.3, se configuró una cantidad de  $10^8$  bits, para cada valor de ganancia de transmisión. De esta manera, se obtuvieron resultados estadísticamente válidos, teniendo en cuenta los parámetros definidos en la Tabla 3.2.

---

## Capítulo 4

# EVALUACIÓN Y ANÁLISIS DEL DESEMPEÑO

Este capítulo aborda la evaluación del desempeño del enlace de comunicaciones inalámbrico que hace uso de técnicas de diversidad en recepción y SDR, e incluye un análisis detallado de los resultados obtenidos. Además, se destacan las consideraciones clave a tener en cuenta durante la evaluación del desempeño del enlace de comunicaciones.

### 4.1. EVALUACIÓN Y ANÁLISIS DEL DESEMPEÑO EN ESCENARIO DE EXTERIORES

Para el escenario exterior, siguiendo el modelo planteado en la Figura 3.60, se evalúa y analiza el desempeño del enlace haciendo uso de las técnicas previamente vistas, con distancias entre transmisor y receptor de 1 y 2 m, y separación de antenas receptoras de  $\lambda$ ,  $2\lambda$  y  $4\lambda$ .

#### 4.1.1. Distancia entre Transmisor y Receptor de 1 y 2 m con una Separación entre Antenas Receptoras de $\lambda$

En este escenario se evaluaron las técnicas de SC impulsada por el RSSI, SC impulsada por la BER y el caso especial de MRC-EGC en exteriores. No fue posible implementar las técnicas de combinación de MRC y EGC, ya que se requiere un estimador de canal. En su lugar, se propuso evaluar el caso especial de MRC-EGC bajo la suposición de tener la CSI, donde no hay obstáculos u objetos presentes en el enlace de comunicaciones (Ver Sección 2.6.3). Dicha suposición considera que, las reflexiones son muy pocas en escenarios de exteriores, y, por lo tanto, el efecto del multitrajecto es despreciable.

Se considera que hay LOS entre el transmisor y el receptor, y se varía la distancia entre las antenas de recepción para considerar diferentes condiciones y de esta manera ver el comportamiento de las técnicas en cada una de ellas.

Para una distancia de  $\lambda$  entre las antenas en el receptor, con una distancia de 1 y 2 m entre el transmisor y el receptor, se obtuvieron las gráficas presentadas en las Figuras 4.1 y 4.2, respectivamente.

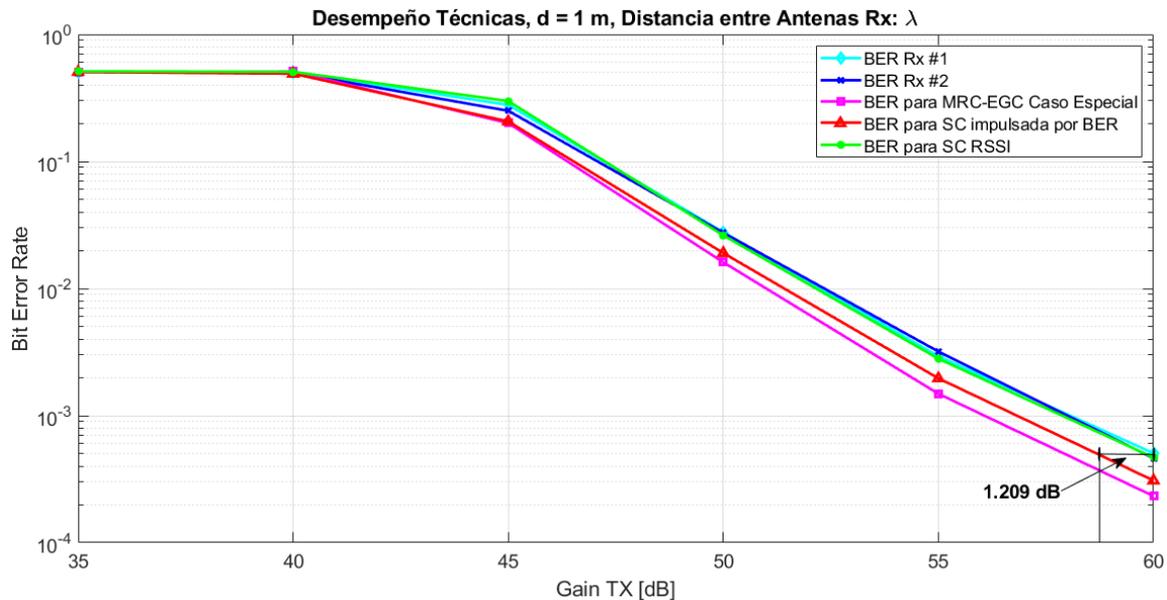


Fig 4.1: Distancia entre Transmisor y Receptor de 1 m con una Separación entre Antenas Receptoras de  $\lambda$ .  
Elaborado por: Autores.

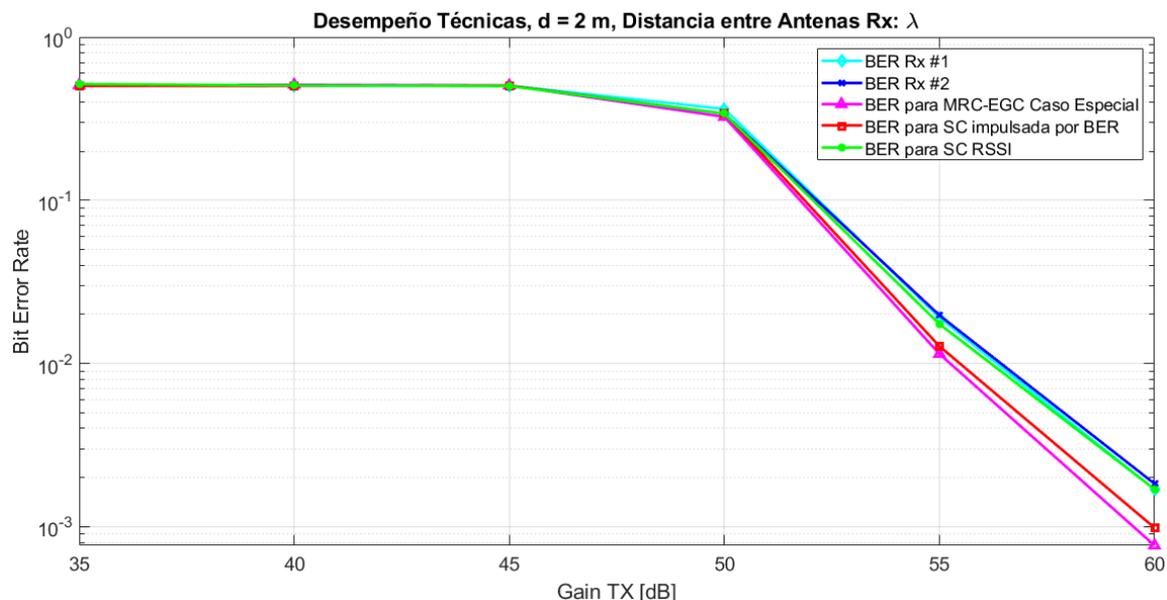


Fig 4.2: Distancia entre Transmisor y Receptor de 2 m con una Separación entre Antenas Receptoras de  $\lambda$ .  
Elaborado por: Autores.

En la Figura 4.1 se puede observar que el desempeño es ligeramente mejor que en la Figura 4.2. Esto se debe a que el nivel de potencia en los receptores es menor en el escenario con 2 m de separación entre el transmisor y receptor en comparación con el escenario con 1 m de separación, lo que resulta en una menor SNR. Además, se encontró que para lograr una sincronización adecuada de las USRP, se requiere un nivel de potencia en recepción superior a un valor umbral. En la configuración con una mayor separación entre los receptores, los dispositivos están operando cerca del valor de potencia umbral definido en (3.2), lo que tiene implicaciones en la calidad de la señal recibida. En la Figura 4.2 la BER empieza a disminuir con una ganancia de transmisión de 45 dB, mientras que en la Figura 4.1, en la que los receptores están mucho más cerca del transmisor, lo hace desde los 40 dB.

Analizando el desempeño de cada una de las técnicas de diversidad en recepción mostrado en las Figuras 4.1 y 4.2, la mejora para SC RSSI (curva verde) es aproximadamente igual a 0 dB dentro de la ventana de 55 a 60 dB, siendo 0.134 dB y 0.123 dB para una BER de  $4.582 \times 10^{-4}$  y  $1.709 \times 10^{-3}$ , y una distancia de separación entre transmisor y receptor de 1 m y 2 m, respectivamente. Debido a la configuración del escenario, la potencia con la que se recibe la información es prácticamente igual, por tanto, sin importar que trayecto se seleccione el desempeño es el mismo.

La técnica de diversidad en recepción se vuelve relevante y una opción adecuada cuando el escenario experimenta cambios dinámicos, especialmente cuando existen objetos que interactúan con la señal. Por ejemplo, si una de las ramas se encuentra obstruida durante un período de tiempo, la potencia disminuirá en esa rama, mientras que la otra rama mantendrá una potencia más alta, y viceversa. En consecuencia, al utilizar dos antenas de recepción, se incrementa la disponibilidad del enlace radio. Sin embargo, en escenarios estáticos donde no hay cambios significativos en los niveles de potencia de la señal, la complejidad adicional que implican las técnicas de diversidad no se ven compensadas por el valor de ganancia.

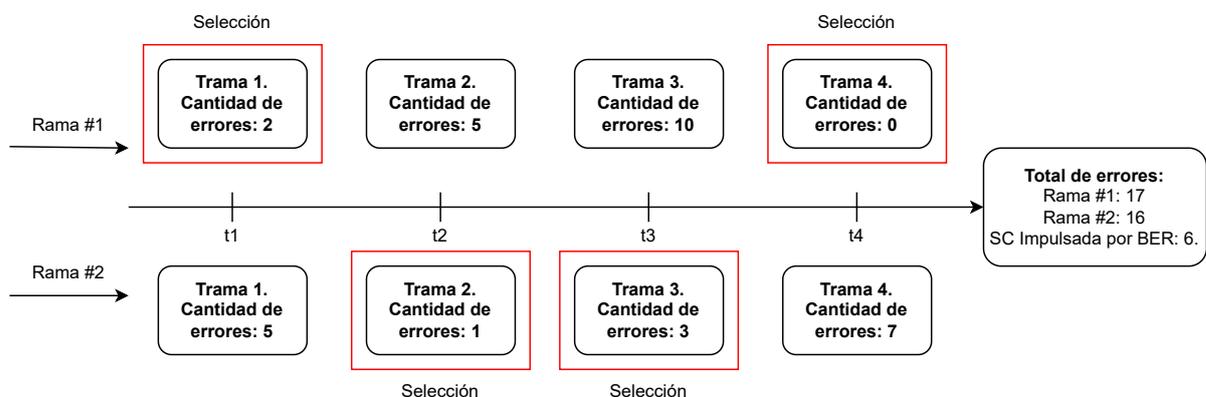


Fig 4.3: Errores - Técnica de Selección Impulsada por la BER.

Elaborado por: Autores.

En el caso de la técnica de SC impulsada por la BER (curva roja), se observa una mejora en el desempeño dentro de la ventana de 55 a 60 dB, con una ganancia de 1.209 dB y 1.154 dB, para una BER de  $4.312 \times 10^{-4}$  y  $1.745 \times 10^{-3}$ , y una distancia de separación entre transmisor y receptor de 1 m y 2 m, respectivamente. Esto se debe a que la comparación de las correlaciones se realiza cada vez que llega una trama y además, a que la secuencia conocida a priori por el receptor corresponde a la misma carga útil. De esta forma, el proceso de selección a través de la correlación da como resultado la transmisión con la menor cantidad de errores, como se muestra en la Figura 4.3.

Al recibir cada trama por los diferentes caminos o ramas, es más probable que la cantidad de errores obtenidos sean diferentes, lo que permite que, al realizar la conmutación entre las ramas, la cantidad de errores sea menor que la obtenida por cada rama por separado. Esto es especialmente útil en caso de que un trayecto agregue distorsión a la señal o se desincronice la USRP, ya que el sistema seleccionará la rama que obtenga la menor cantidad de errores.

Finalmente, en el caso especial de MRC-EGC (curva violeta), en el cual se asume un canal ideal por razones prácticas y demostrativas, si bien la mejora no es de 3 dB (Ver Sección 2.33), sí se observa una ganancia significativa, como se muestra en la Figura 4.4. Esto se debe a que para el análisis teórico no se tuvo en cuenta un modelo de pérdidas, y además no se modeló el patrón de radiación que, para este caso con las antenas utilizadas, es omnidireccional.

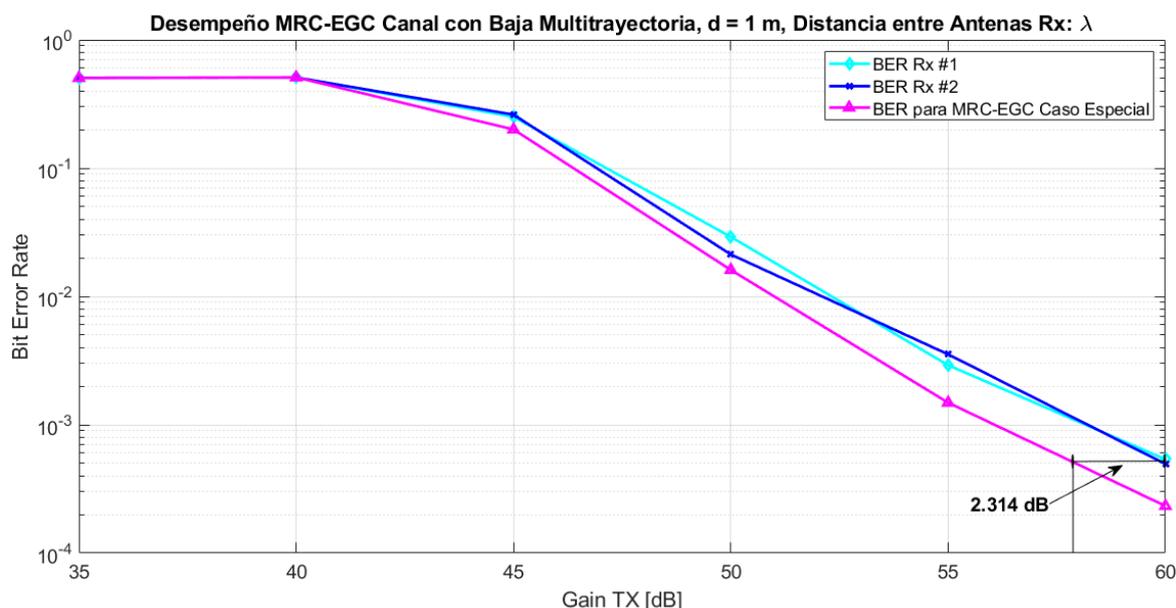


Fig 4.4: Caso especial MRC-EGC, Distancia entre Transmisor y Receptor de 1 m.

Elaborado por: Autores.

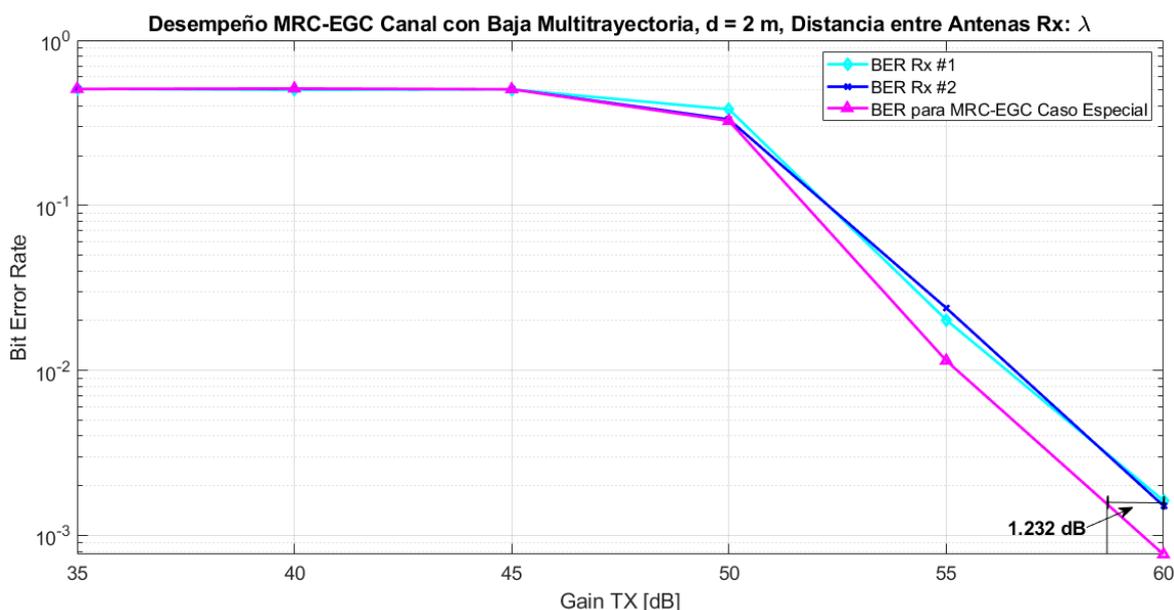


Fig 4.5: Caso especial MRC-EGC, Distancia entre Transmisor y Receptor de 2 m.  
Elaborado por: Autores.

En las Figuras 4.4 y 4.5, correspondientes a la implementación de la técnica del caso especial de MRC-EGC se puede observar una mejora en el desempeño dentro de la ventana de 55 a 60 dB, con una ganancia de de 2.314 dB y 1.232 dB, para una BER de  $4.945 \times 10^{-4}$  y  $1.509 \times 10^{-3}$ , y una distancia de separación entre transmisor y receptor de 1 m y 2 m, respectivamente. Como era de esperarse, en el escenario en el que la distancia entre el transmisor y el receptor es mayor, se obtuvo un desempeño inferior debido a los mayores valores de pérdidas de propagación en el enlace y a la menor potencia disponible en recepción para que los dispositivos procesen la información correctamente.

#### 4.1.2. Distancia entre Transmisor y Receptor de 1 y 2 m con una Separación entre Antenas Receptoras de $2\lambda$

En este escenario en particular, se propusieron entornos en los que una de las antenas receptoras estuviera mucho más cerca del transmisor para evidenciar mejor el funcionamiento de las técnicas de selección. Siguiendo los anteriores lineamientos, pero ahora, con una separación de antenas en el receptor igual a  $2\lambda$ , se obtuvieron las curvas de desempeño mostradas en las Figuras 4.6 y 4.7.

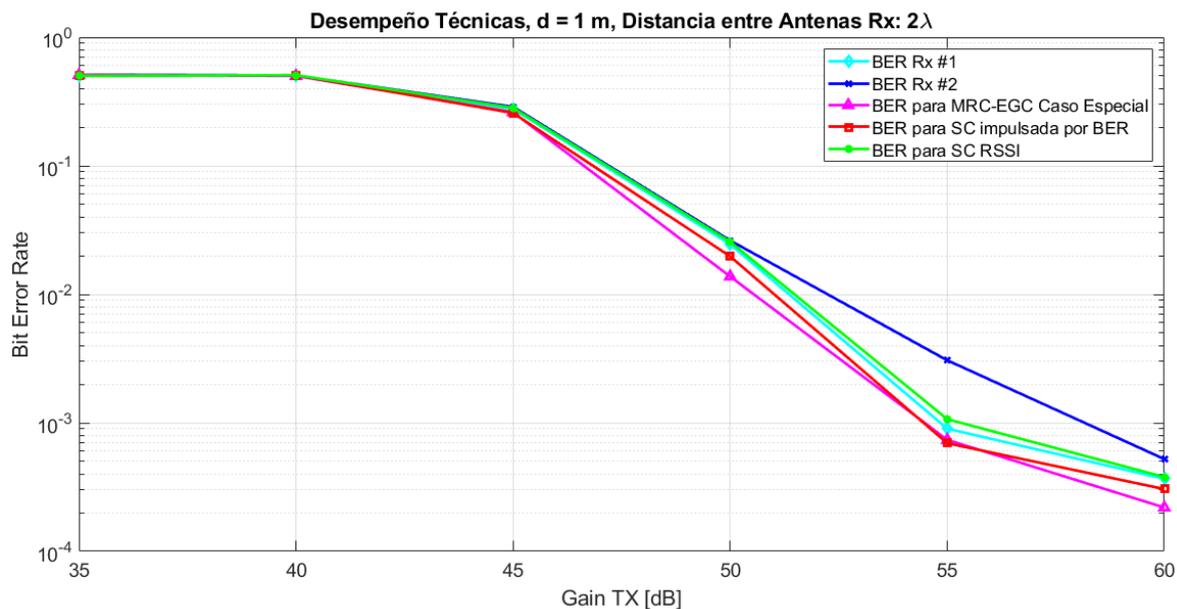


Fig 4.6: Distancia entre Transmisor y Receptor de 1 m con Separación entre Antenas Receptoras de  $2\lambda$ .  
Elaborado por: Autores.

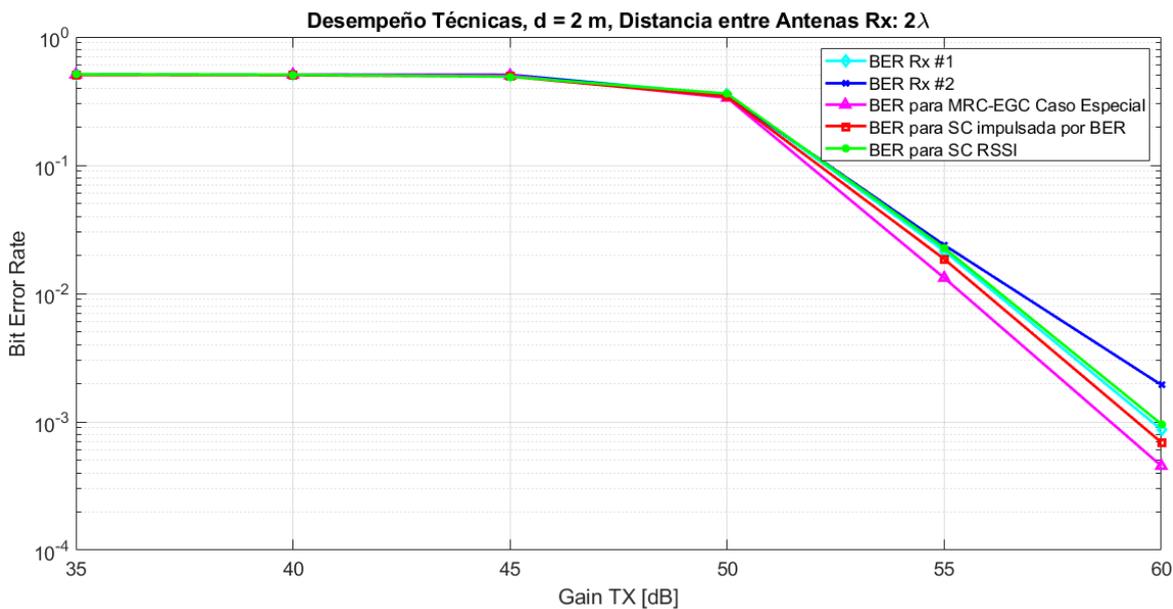


Fig 4.7: Distancia entre Transmisor y Receptor de 2 m con Separación entre Antenas Receptoras de  $2\lambda$ .  
Elaborado por: Autores.

En las Figuras 4.6 y 4.7, se observa una mejora menor, en comparación con el anterior escenario, donde las antenas de recepción estaban alineadas y a la misma distancia del

transmisor. Por ejemplo, en el caso especial de MRC-EGC, se puede observar una mejora en el desempeño dentro de la ventana de 55 a 60 dB, con un incremento en la ganancia de 2.029 dB y 0.982 dB, para una BER de  $3.667 \times 10^{-4}$  y  $8.701 \times 10^{-4}$ , y una distancia de separación entre el transmisor y receptor de 1 m y 2 m, respectivamente. En la técnica SC RSSI (curva verde), el sistema se enfoca en la antena de recepción más cercana al transmisor, ya que la potencia de la señal recibida es mayor en toda la transmisión realizada. Es por esta razón que la curva de desempeño se superpone en gran parte sobre la curva del receptor 1. En la técnica SC impulsada por la BER (curva roja), aunque hay una mejora, no es tan significativa como en el escenario anterior. Se obtuvo una ganancia de 0.89 dB y 0.22 dB, para una BER de  $3.667 \times 10^{-4}$  y  $8.701 \times 10^{-4}$ , y una distancia de separación entre el transmisor y receptor de 1 m y 2 m, respectivamente, aclarando que esta ganancia es medida respecto a la curva con mayor desempeño. Debido a que la antena del receptor 2 está más alejada del transmisor, el desempeño del receptor 2 es menor que el del receptor 1, lo que hace que la técnica seleccione en la mayoría de los casos el receptor 1, y por lo tanto, la curva de desempeño está más cerca de la curva del receptor 1. En el caso especial de MRC-EGC (curva violeta), en la cual se asume un canal ideal, como se observa en la Tabla 4.1, el desempeño disminuye debido a que al combinarse las dos ramas, la rama 2 introduce más ruido en la señal y conlleva a cometer más errores en la decisión del decodificador.

En resumen, las técnicas de selección eligen la rama con mejor desempeño. En el caso especial de MRC-EGC, la diferencia de potencia entre las dos antenas conduce a dos SNR diferentes en las ramas, lo cual implica que la mejora obtenida no es tan significativa como cuando las ramas tienen la misma SNR.

#### 4.1.3. Distancia entre Transmisor y Receptor de 1 y 2 m con una Separación entre Antenas Receptoras de $4\lambda$

Finalmente, para los últimos escenarios en exteriores, las Figuras 4.8 y 4.9 confirman el análisis realizado en el escenario anterior, donde la distancia entre las antenas de recepción era de  $2\lambda$ . En la técnica SC RSSI (curva verde) se obtuvo una ganancia de 0.036 dB y 0.024 dB, para una BER de  $2.959 \times 10^{-4}$  y  $3.861 \times 10^{-4}$ , y una distancia de separación entre transmisor y receptor de 1 m y 2 m, respectivamente. En la técnica SC impulsada por la BER (curva roja) se obtuvo una ganancia de 0.004 dB y 0.014 dB, para una BER de  $2.959 \times 10^{-4}$  y  $3.861 \times 10^{-4}$ , y una distancia de separación entre transmisor y receptor de 1 m y 2 m, respectivamente. Por último, en el caso especial de MRC-EGC (curva violeta) se obtuvo una ganancia de 1.471 dB y  $-0.969$  dB, para una BER de  $2.959 \times 10^{-4}$  y  $3.861 \times 10^{-4}$ , y una distancia de separación entre transmisor y receptor de 1 m y 2 m, respectivamente. Esto se debe a que las técnicas de selección eligen la rama con mejor desempeño, y en el caso especial de MRC-EGC se observa una disminución de la ganancia, llegando incluso a una pérdida. Esto se debe a la diferencia de potencia entre las dos antenas, lo que resulta en dos relaciones SNR diferentes en las ramas.

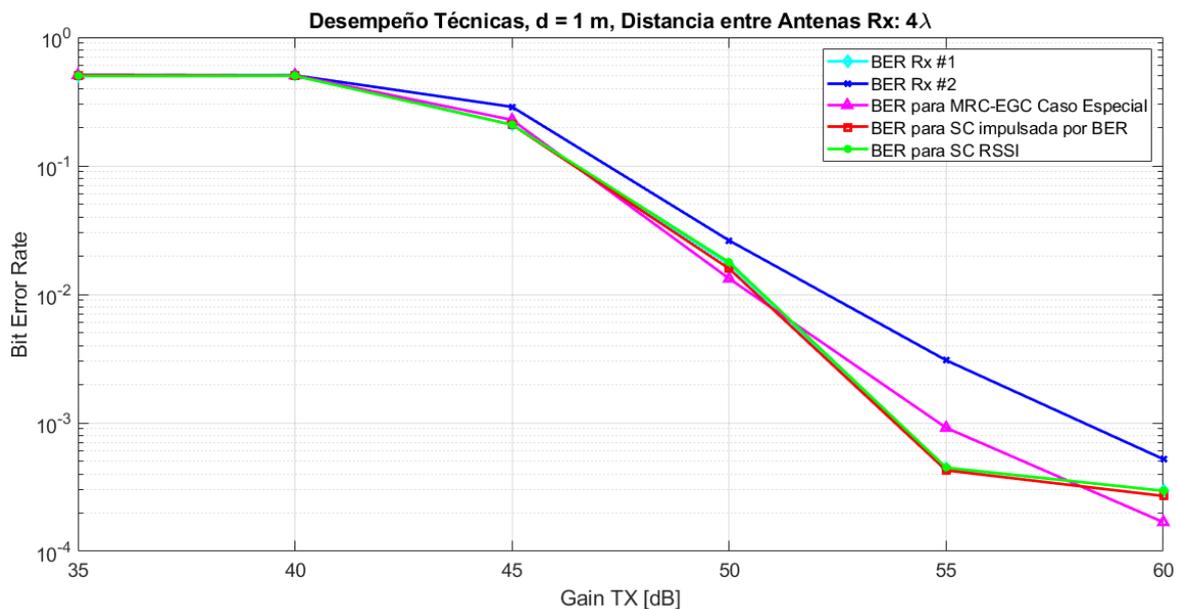


Fig 4.8: Distancia entre Transmisor y Receptor de 1 m con Separación entre Antenas Receptoras de  $4\lambda$ .  
Elaborado por: Autores.

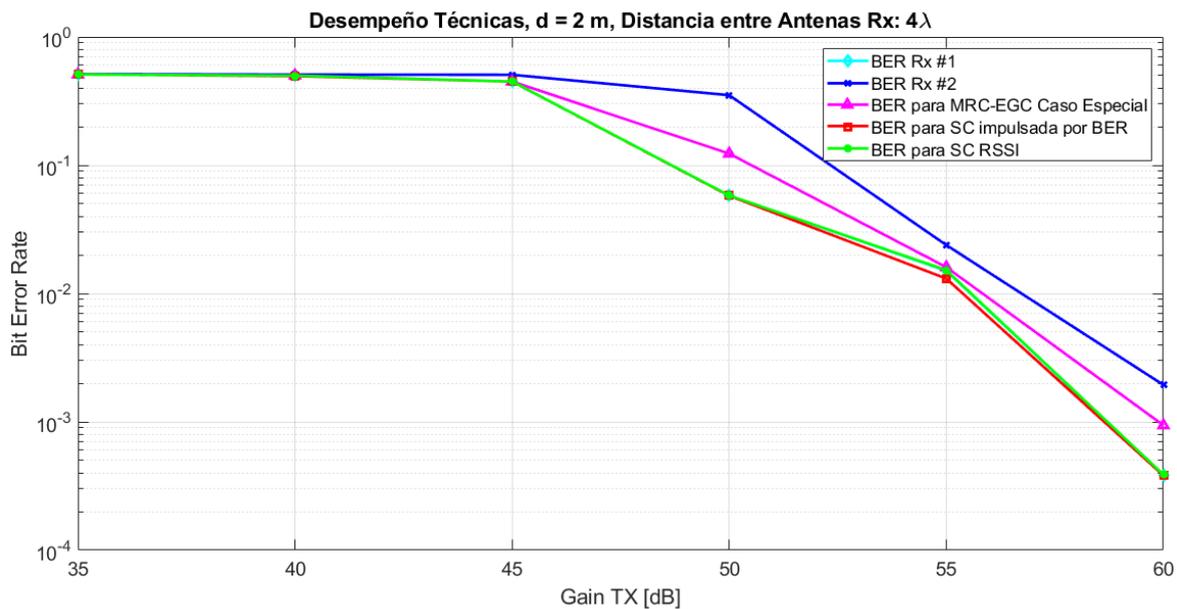
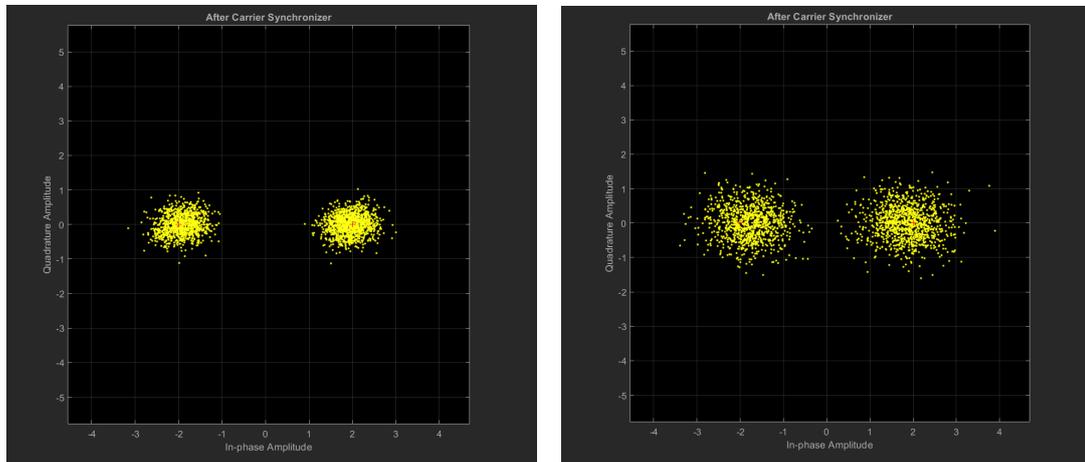


Fig 4.9: Distancia entre Transmisor y Receptor de 2 m con Separación entre Antenas Receptoras de  $4\lambda$ .  
Elaborado por: Autores.

Es importante destacar que, por un lado, las técnicas de selección hacen que el enlace presente un desempeño similar al del enlace entre el transmisor y el receptor que tiene

la antena más cercana al transmisor. Por otra parte, en el caso especial de MRC-EGC, la diferencia en el nivel de SNR entre las ramas limita su desempeño, ya que se tiene una mayor dispersión de símbolos en la rama que corresponde a la antena receptora más alejada del transmisor, como se muestra en la Figura 4.10.



(a) Diagrama de Constelación Símbolos Recibidos Rama 1 (b) Diagrama de Constelación Símbolos Recibidos Rama 2

Fig 4.10: Diagrama de Constelación Símbolos Recibidos.

Elaborado por: Autores.

## 4.2. EVALUACIÓN Y ANÁLISIS DEL DESEMPEÑO EN ESCENARIO DE INTERIORES

Estos escenarios, en donde se emuló un pasillo con obstáculos, se consideraron con el fin de evaluar el desempeño del enlace haciendo uso de las técnicas previamente vistas, en un escenario con multitrayecto, con LOS y NLOS.

### 4.2.1. Distancia entre Transmisor y Receptor de 1 m con una Separación entre Antenas Receptoras de $\lambda$ y $2\lambda$ y sin Presencia de Obstáculos

En el caso de no contar con obstrucciones (condición LOS), se puede observar en las Figuras 4.11 y 4.12 que el efecto del multitrayecto tiene una contribución positiva en comparación con los escenarios de exteriores. Esto se debe a que, en escenarios de interiores, el patrón de radiación omnidireccional hace que se generen múltiples réplicas de la señal original en diferentes direcciones. Si estas copias se suman constructivamente, el nivel de potencia recibido es mayor. Por otra parte, en ausencia de reflexiones, es decir en escenarios de exteriores, la potencia de la señal recibida está limitada por el patrón de radiación omnidireccional de las antenas. Aunque la sincronización de las USRP también afecta el desempeño del enlace, este factor no representa una limitación importante en este caso, ya

que las distancias involucradas no son muy grandes y el entorno no cuenta con obstáculos que produzcan múltiples reflexiones que podrían generar interferencias destructivas.

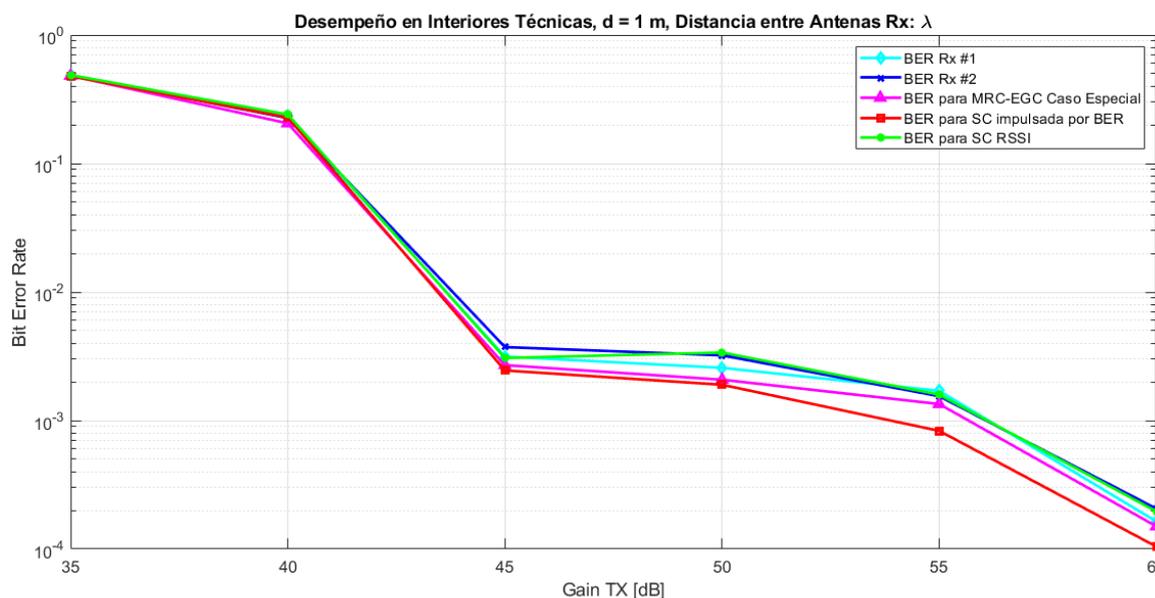


Fig 4.11: Distancia entre Transmisor y Receptor de 1 m con una Separación entre Antenas Receptoras de  $\lambda$  y sin Presencia de Obstáculos.

Elaborado por: Autores.

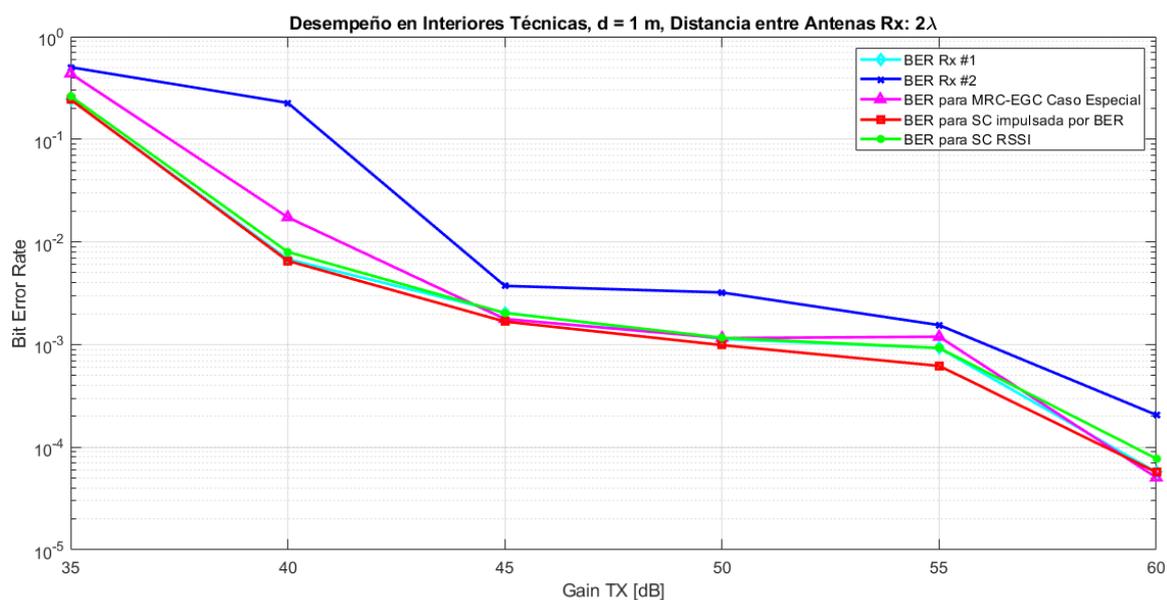


Fig 4.12: Distancia entre Transmisor y Receptor de 1 m con una Separación entre Antenas Receptoras de  $2\lambda$  y sin Presencia de Obstáculos.

Elaborado por: Autores.

Al observar el desempeño de las técnicas en este escenario, se encontró que la técnica que obtuvo mejor desempeño fue SC impulsada por la BER (curva roja) con una ganancia de 1.002 dB y 0.212 dB, para una BER de  $1.64 \times 10^{-4}$  y  $5.712 \times 10^{-5}$ , y una distancia entre antenas de recepción de  $\lambda$  y  $2\lambda$ , respectivamente. Esto sugiere que la técnica SC impulsada por la BER es más robusta en escenarios con multitrayecto. Como se analizó anteriormente, en escenarios de exteriores, la implementación de esta técnica, por las condiciones en que se diseñó, permite que la detección y comparación de la señal se realice de tal manera que se seleccione siempre la secuencia de bits con la menor cantidad de errores. Esto conlleva a que la selección obtenga un mejor desempeño que los dos caminos o ramas por separado. Por otro lado, el desempeño de SC RSSI (curva verde), se mantuvo igual que para el receptor con mayor nivel de potencia en la Figura 4.12, que es el primer receptor. Finalmente, para el caso especial de MRC-EGC (curva violeta), no se obtuvo mejora al considerar un canal ideal. Como se mencionó anteriormente, en escenarios de multitrayecto, la respuesta al impulso del canal genera múltiples réplicas que llegan al receptor en diferentes instantes de tiempo (filtro lineal invariante en el tiempo). Por lo tanto, asumir un canal ideal para este tipo de escenarios ya no es válido. Además, el nivel de SNR es diferente en cada rama.

#### 4.2.2. Distancia entre Transmisor y Receptor de 1 m con una Separación entre Antenas Receptoras de $\lambda$ y $2\lambda$ y con Presencia de Obstáculo

Al incluir un obstáculo entre una de las antenas del receptor y el transmisor (Condición NLOS), se observaron cambios significativos en el desempeño de las técnicas utilizadas. Los resultados se muestran en las Figuras 4.13 y 4.14, los cuales obtuvieron un menor desempeño en comparación con los casos sin obstáculos (Figuras 4.11 y 4.12).

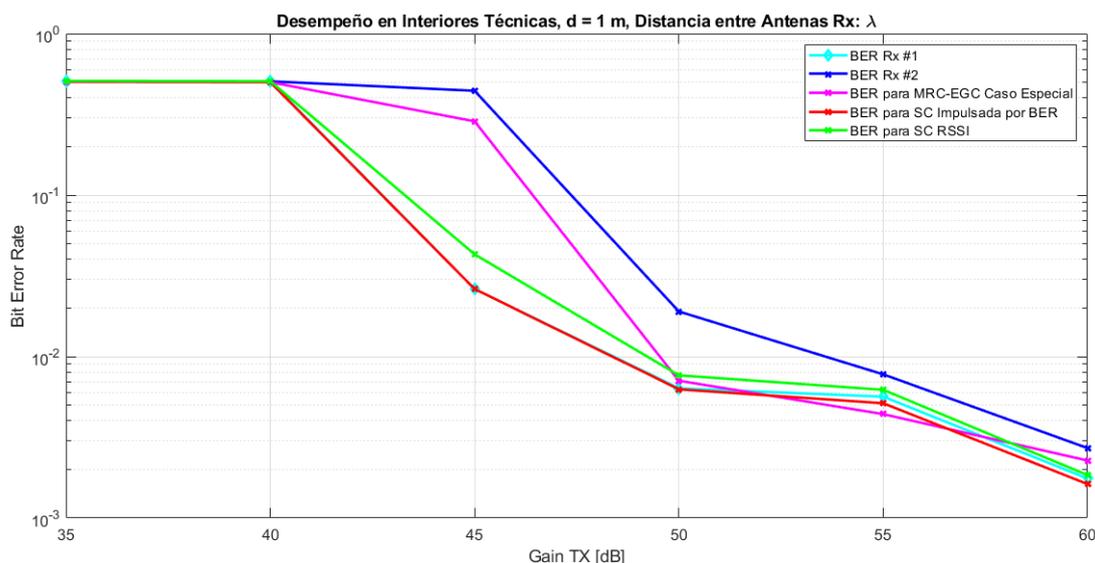


Fig 4.13: Distancia entre Transmisor y Receptor de 1 m con una Separación entre Antenas Receptoras de  $\lambda$  y con Presencia de Obstáculos.

Elaborado por: Autores.

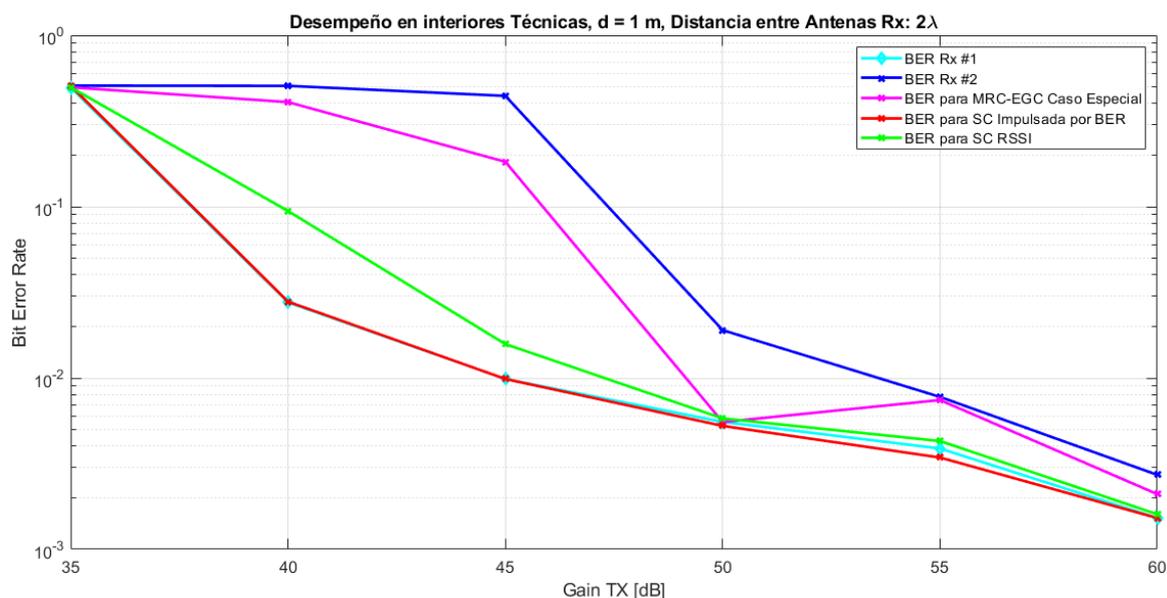


Fig 4.14: Distancia entre Transmisor y Receptor de 1 m con una Separación entre Antenas Receptoras de  $2\lambda$  y con Presencia de Obstáculos.

Elaborado por: Autores.

En este escenario, el efecto del multitrayecto es más visible debido a que el receptor 2 no tiene condición de LOS, lo que implica que, por una parte, la técnica de SC RSSI (curva verde) elige la rama que tiene LOS, y por otra parte, para el caso de SC impulsada por BER (curva roja), el obstáculo deteriora el desempeño del receptor en condición NLOS, lo que conduce a que la técnica de diversidad seleccione la otra rama. Finalmente, en el caso especial de MRC-EGC (curva violeta), como se analizó en el escenario de interiores sin obstáculos, el efecto del multitrayecto disminuye la ganancia de la técnica. En este caso, debido a que el deterioro de las señales es mayor, no se presentan mejoras sino pérdidas, ya que el receptor no puede detectar correctamente los símbolos debido a que el canal no es ideal, lo contrario de lo que se asumió para diseñar e implementar la técnica. Por lo tanto, el desempeño se ubica entre las curvas de los caminos por separado.

En la técnica SC RSSI (curva verde), se obtuvo una ganancia de 0.053 dB y  $-0.045$  dB, para una BER de  $1.756 \times 10^{-3}$  y  $1.526 \times 10^{-3}$ , y una distancia de separación entre antenas receptoras de  $\lambda$  y  $2\lambda$ , respectivamente. En la técnica SC impulsada por la BER (curva roja), se obtuvo una ganancia de 0.302 dB y 0.068 dB, para una BER de  $1.756 \times 10^{-3}$  y  $1.526 \times 10^{-3}$ , y una distancia de separación entre antenas receptoras de  $\lambda$  y  $2\lambda$ , respectivamente. Por último, en el caso especial de MRC-EGC (curva violeta), se obtuvo una ganancia de  $-1.576$  dB y  $-1.631$  dB, para una BER de  $1.756 \times 10^{-3}$  y  $1.526 \times 10^{-3}$ , y una distancia de separación entre antenas receptoras de  $\lambda$  y  $2\lambda$ , respectivamente.

Después de haber realizado las respectivas pruebas tanto para escenarios de exteriores como de interiores, se presenta un resumen de valores de ganancia por uso de las técnicas de diversidad en recepción, basándose en la ganancia respecto a la rama con mayor

desempeño, los cuales se presentan en las Tablas 4.1 y 4.2.

Tabla 4.1: Ganancias de las Técnicas de Diversidad en recepción con Respecto a la Rama con Mayor Desempeño para Escenarios de Exteriores.

<b>Ganancia Respecto a la Rama con Mayor Desempeño (dB) - BER (Ventana de 55 a 60 dB)</b>				
<b>Técnica</b>		<b>1 m</b>		
		$\lambda$	$2\lambda$	$4\lambda$
MRC-EGC (Asumiendo Canal con Baja Multitrayectoria)	Gain:	2.314	2.029	1.471
	BER:	$4.945 \times 10^{-4}$	$3.667 \times 10^{-4}$	$2.959 \times 10^{-4}$
SC Impulsada por BER	Gain:	1.209	0.89	0.004
	BER:	$4.312 \times 10^{-4}$	$3.667 \times 10^{-4}$	$2.959 \times 10^{-4}$
SC RSSI	Gain:	0.134	0.022	0.036
	BER:	$4.582 \times 10^{-4}$	$3.667 \times 10^{-4}$	$2.959 \times 10^{-4}$
<b>Técnica</b>		<b>2 m</b>		
		$\lambda$	$2\lambda$	$4\lambda$
MRC-EGC (Asumiendo Canal con Baja Multitrayectoria)	Gain:	1.232	0.982	- 0.969
	BER:	$1.509 \times 10^{-3}$	$8.701 \times 10^{-4}$	$3.861 \times 10^{-4}$
SC Impulsada por BER	Gain:	1.154	0.22	0.014
	BER:	$1.745 \times 10^{-3}$	$8.701 \times 10^{-4}$	$3.861 \times 10^{-4}$
SC RSSI	Gain:	0.123	- 0.06	0.024
	BER:	$1.709 \times 10^{-3}$	$8.701 \times 10^{-4}$	$3.861 \times 10^{-4}$

Tabla 4.2: Ganancias de las Técnicas de Diversidad en recepción con Respecto a la Rama con Mayor Desempeño para Escenarios de Interiores.

<b>Ganancia Respecto a la Rama con Mayor Desempeño (dB) - BER (Ventana de 55 a 60 dB)</b>					
<b>Técnica</b>		<b>Condición LOS</b>		<b>Condición NLOS</b>	
		$\lambda$	$2\lambda$	$\lambda$	$2\lambda$
MRC-EGC (Asumiendo canal con Baja Multitrayectoria)	Gain:	0.136	0.183	-1.576	-1.631
	BER:	$1.64 \times 10^{-4}$	$5.712 \times 10^{-5}$	$1.756 \times 10^{-3}$	$1.526 \times 10^{-3}$
SC Impulsada por BER	Gain:	1.002	0.212	0.302	0.068
	BER:	$1.64 \times 10^{-4}$	$5.712 \times 10^{-5}$	$1.756 \times 10^{-3}$	$1.526 \times 10^{-3}$
SC RSSI	Gain:	- 0.163	0.06	0.053	- 0.045
	BER:	$1.64 \times 10^{-4}$	$5.712 \times 10^{-5}$	$1.756 \times 10^{-3}$	$1.526 \times 10^{-3}$

- Al analizar la información proporcionada en la Tabla 4.1, que muestra las ganancias por diversidad en recepción haciendo uso de diferentes técnicas y la BER asociada para diferentes distancias de separación entre transmisor y receptor, y entre antenas en recepción, para escenarios de exteriores, se puede observar lo siguiente:
  - *MRC-EGC (Canal con Baja Multitrayectoria)*: Logra las mayores ganancias en la calidad de la señal. Se observan mejoras significativas en todas las configuraciones de separación entre antenas receptoras. Sin embargo, al aumentar la distancia de separación entre los dispositivos transmisor y receptor, las ganancias

disminuyen, e incluso se obtienen valores negativos de ganancia para algunas configuraciones.

- *SC Impulsada por BER*: SC Impulsada por BER también muestra mejoras notables en las ganancias. Las ganancias son más altas en configuraciones con una menor separación entre antenas receptoras.
- *SC RSSI*: En cuanto a SC RSSI, las ganancias son más modestas en general. Aunque se observa una mejora en la calidad de la señal recibida, las ganancias son más bajas en comparación con las otras técnicas. Además, las ganancias pueden variar dependiendo de las configuraciones de separación entre antenas receptoras.

En resumen, MRC-EGC destaca por lograr las mayores ganancias en la calidad de la señal en diversas configuraciones de separación entre antenas receptoras. SC Impulsada por BER también muestra mejoras notables, aunque con ganancias más moderadas en comparación con MRC-EGC. Por su parte, SC RSSI presenta ganancias más modestas en general.

- Al analizar la información proporcionada en la Tabla 4.2, que muestra las ganancias por diversidad en recepción haciendo uso de diferentes técnicas y la BER asociada para diferentes distancias de separación entre antenas receptoras, para escenarios de interiores, se puede observar lo siguiente:
  - En la condición LOS, la técnica SC Impulsada por BER muestra mejores resultados en comparación con MRC-EGC y SC RSSI, lo cual indica que es más efectiva para mejorar la calidad de la señal en escenarios con multitrayecto y LOS.
  - En la condición NLOS, se observa que MRC-EGC presenta ganancias negativas, lo cual implica una pérdida en la calidad de la señal en comparación con la rama de mayor desempeño. Por otro lado, tanto SC Impulsada por BER como SC RSSI muestran ganancias muy pequeñas y cercanas a cero, lo que indica una mejora mínima o nula en la calidad de la señal en escenarios con NLOS.
  - Comparando las tres técnicas en general, SC Impulsada por BER sigue siendo la más efectiva en condiciones NLOS, ya que muestra las mayores ganancias (aunque sean cercanas a cero) en comparación con MRC-EGC y SC RSSI. MRC-EGC presenta ganancias negativas, lo cual indica un empeoramiento de la calidad de la señal, y SC RSSI muestra ganancias muy modestas en comparación con las otras técnicas.

En resumen, en escenarios con LOS, la técnica SC Impulsada por BER se destaca por proporcionar mejoras en la calidad de la señal en comparación con MRC-EGC y SC RSSI. Sin embargo, en escenarios con NLOS, tanto SC Impulsada por BER como SC RSSI presentan ganancias mínimas o nulas, mientras que MRC-EGC muestra pérdidas en la calidad de la señal.

### 4.3. EVALUACIÓN Y ANÁLISIS DEL DESEMPEÑO EN ESCENARIO ALTERNATIVO MRC-EGC

Como se comentó anteriormente en la sección 3.6.3, este escenario se planteó con el fin de observar el comportamiento de las técnicas MRC y EGC simulando el canal, pues al no contar con un estimador de canal se planteó dicha alternativa. De esta manera, contando con el corrimiento Doppler y la pérdida introducida por el canal como variables de estudio, se obtuvo la gráfica mostrada en la Figura 4.15.

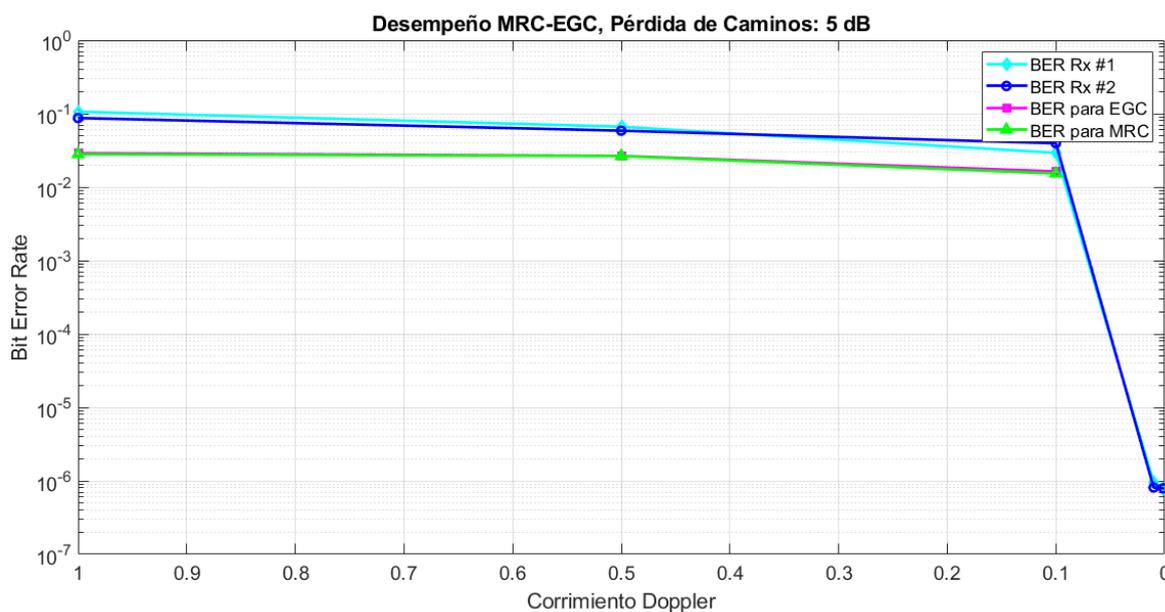


Fig 4.15: Desempeño Escenario Alternativo MRC-EGC.

Elaborado por: Autores.

En la Figura 4.15 se puede observar que el efecto del corrimiento Doppler es muy influyente, ya que la curva no tiene un comportamiento gradual, sino que los cambios son abruptos. Es posible establecer una buena comunicación solo con pequeños corrimientos Doppler. Además, es importante destacar que este fenómeno hace que el canal sea lineal y variante en el tiempo, como se puede observar en las Figuras 4.16(a) y 4.16(b), donde los símbolos se expanden, se contraen y además están en un constante cambio en la fase, que se traduce en rotaciones.

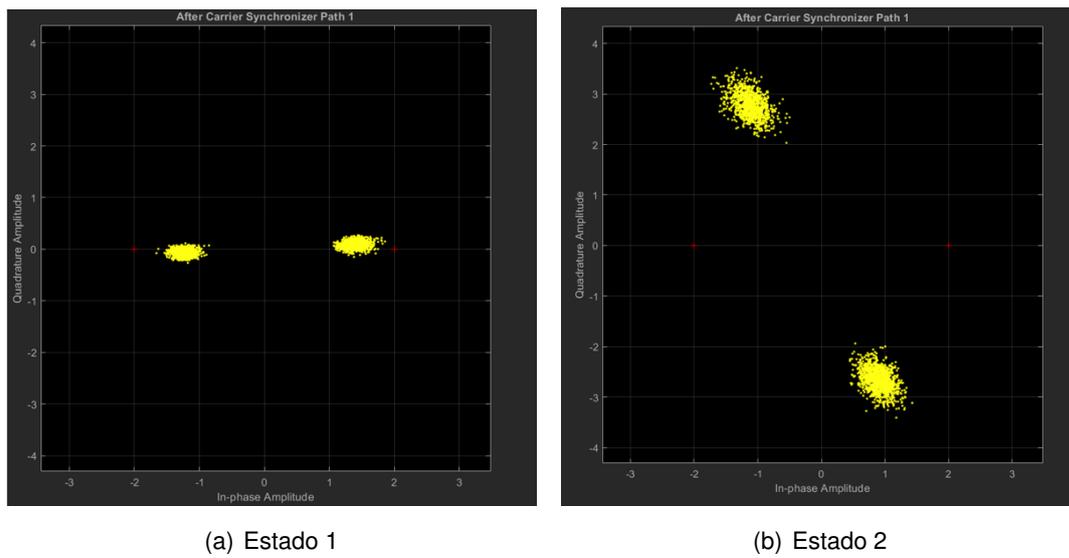


Fig 4.16: Diagrama de Constelación en Diferentes Instantes de Tiempo.  
Elaborado por: Autores.

---

## Capítulo 5

# CONCLUSIONES Y TRABAJOS FUTUROS

En este capítulo se presentan las conclusiones obtenidas durante el desarrollo de las diferentes etapas de este trabajo de grado, y los posibles trabajos futuros que puedan llevarse a cabo con base en el enlace de comunicaciones implementado, el uso de la plataforma MATLAB y el uso de los dispositivos USRP.

### 5.1. CONCLUSIONES

- Los resultados obtenidos en simulaciones demuestran que las técnicas de diversidad por combinación tienen una ganancia considerable, lo cual se puede ver reflejado en términos de una menor SNR requerida. Esto se debe en gran medida a que en el entorno de simulación se conoce con precisión el comportamiento del canal, lo que permite aprovechar al máximo las ventajas de las técnicas de diversidad. Sin embargo, es importante tener en cuenta que en un escenario real, el canal es más complejo y variable, y por lo tanto, la ganancia de estas técnicas es menor.
- La metodología de prototipado [20], que forma parte de las metodologías ágiles y es adaptable según las necesidades, resultó muy útil para implementar un prototipo funcional basado en SDR y evaluar el desempeño de las diferentes técnicas de diversidad espacial en recepción que se consideraron en este trabajo de grado, pues en cada una de las etapas se realizó una retroalimentación basada en los requerimientos del sistema. La implementación se facilitó gracias a los dispositivos hardware reconfigurables, las tarjetas USRP B210, y a la capacidad de procesamiento de MATLAB, que permitieron desarrollar un sistema prototipo fiable y con buen desempeño debido a su versatilidad y capacidad de recepción. Sin embargo, se encontraron limitaciones en la sincronización de señales en el toolbox SDR de MATLAB, lo que implicó la necesidad de realizar un mayor número de pruebas en cada uno de los escenarios considerados.

- Mediante pruebas de un enlace de comunicaciones con y sin técnicas de diversidad, se comprobó que cada una de las técnicas de diversidad requiere una gran capacidad de procesamiento en el computador que se encarga de procesar la información y aplicarlas. Además, es importante contar con una capacidad adicional para sincronizar la recepción simultánea a través de los dos puertos de la USRP. Si los receptores no están sincronizados las USRP funcionan de forma intermitente, limitando la ganancia obtenida por diversidad. Para abordar este problema, se redujo la velocidad de transmisión de datos y la cantidad de bits por trama.
- A nivel teórico, en sistemas de comunicaciones inalámbricos, las técnicas de diversidad MRC y EGC, mejoran significativamente la calidad de la señal recibida en escenarios afectados por multitrayecto. Aunque se tuvo la intención de implementar un estimador de canal para una evaluación práctica de las técnicas, la complejidad del mismo impidió su implementación. En su lugar, se diseñaron escenarios alternativos para emular un canal afectado por multitrayecto y contar con la CSI.
- El análisis experimental realizado en este trabajo de grado permitió evaluar el desempeño de distintas técnicas de diversidad en diferentes escenarios de comunicaciones inalámbricos. De acuerdo con los resultados obtenidos y presentados, se observó que en escenarios con multitrayecto y condición de LOS, y asumiendo un canal ideal, las técnicas de MRC y EGC para el caso especial mostraron una ligera ganancia de la calidad de la señal recibida, de aproximadamente 0.136 dB para una distancia de separación de 1 m entre transmisor y receptor. Sin embargo, en escenarios con obstáculos, en los cuales el multitrayecto es mucho más significativo y con condición de NLOS, la técnica de SC impulsada por BER demostró ser la más apropiada, al permitir la selección del receptor con menor cantidad de errores y obtener una ganancia aproximada de 0.302 dB para una distancia de separación entre transmisor y receptor de 1 m. La razón de esta mejora se debe a la correlación que se realizan en el receptor en cada trama con una secuencia conocida a priori en el mismo, que corresponde a la carga útil. Al recibir cada trama por diferentes caminos o ramas, la cantidad de errores obtenidos pueden ser diferentes, lo que permite que, al realizar la conmutación entre las ramas, la cantidad de errores sea menor que la obtenida por cada rama por separado. Esto resulta especialmente útil en situaciones donde un trayecto agrega distorsión a la señal o se desincroniza la USRP, ya que el sistema seleccionará automáticamente la rama con la menor cantidad de errores.
- El estudio de las técnicas de diversidad en recepción presentado en este trabajo de grado es fundamental para la implementación de un enlace de comunicaciones inalámbrico en un escenario real. Sin embargo, es importante tener en cuenta que las medidas obtenidas en los escenarios de prueba pueden no ser replicables debido a las interferencias de otros sistemas y a los obstáculos presentes en un escenario. Además, muchas señales en sistemas reales están moduladas con esquemas de

modulación de orden mayor, lo cual aumenta la eficiencia espectral pero dificulta la distinción de los diferentes símbolos transmitidos. Por lo tanto, se requiere de una mayor SNR.

- Los resultados obtenidos para el escenario de interiores con NLOS sugieren que el multitrayecto es beneficioso en dichos escenarios, ya que las múltiples réplicas de señal se pueden sumar de manera constructiva, lo que aumenta el nivel de potencia recibido en las antenas. Por otra parte, en escenarios de exteriores, donde no hay reflexiones, la potencia de la señal recibida se limita por el patrón de radiación omnidireccional de las antenas, lo que se ve reflejado en una menor ganancia. Además, se observó que la sincronización de las USRP puede afectar el desempeño del enlace, aunque en este caso no se consideró una limitación importante debido a las distancias involucradas.
- En conclusión, este trabajo de grado permitió profundizar en el conocimiento teórico y práctico de las técnicas de diversidad espacial en recepción para enlaces de comunicaciones inalámbricos, y ha evidenciado la importancia de considerar la capacidad de procesamiento y sincronización en la implementación de estas técnicas. Se espera que los resultados obtenidos puedan contribuir al desarrollo de sistemas de comunicaciones más eficientes y robustos en entornos con condiciones de propagación adversas.

## 5.2. TRABAJOS FUTUROS

A partir de los resultados y conclusiones obtenidas mediante el desarrollo del trabajo de grado, se podrían plantear los siguientes trabajos futuros:

- Desarrollo de un estimador de canal basado en SDR para su uso en la evaluación del desempeño de enlaces que hacen uso de las técnicas de diversidad en recepción MRC y EGC.
- Evaluación del desempeño de técnicas de diversidad en recepción con más de 2 antenas en el receptor.

---

# Bibliografía

- [1] Andreas F. Molisch, "Diversity", en *Wireless Communications*. University of Southern California, USA: Wiley, 2011, pp. 249-275.
- [2] R. Gallager, "Channels Modulations and Demodulations", en *Principles of Digital Communications*. MIT Courses: Massachusetts Institute of Technology: 2006.
- [3] A. Torres and L. Herrera, "Diseño e Implementación de un Modulador y Demodulador BPSK", Trabajo de Grado, Universidad Tecnológica de Bolívar, Facultad de Ingeniería, Cartagena de Indias, 2011.
- [4] W. Tomasi; traducción, G. Hernández, V. González, *Sistemas de comunicaciones electrónicas*, 4th ed., México: Pearson Educación, 2003, p. 891. ISBN 970-26-0316-1.
- [5] B. Sklar, "Baseband Demodulation/Detection", en *Digital Communications, Fundamentals and Applications*, 2th ed. New Jersey: Prentice Hall P T R, 1998, p. 1079. ISBN 0-13-084768-7.
- [6] *Ancho de banda*. (2022, 23 de agosto). Wikipedia, La enciclopedia libre. Fecha de consulta: 23:47, marzo 26, 2023 desde [https://es.wikipedia.org/w/index.php?title=Ancho\\_de\\_banda&oldid=145544551](https://es.wikipedia.org/w/index.php?title=Ancho_de_banda&oldid=145544551).
- [7] J. D. Gibson, "Digital Modulation Techniques", en *The Communication Hand Book*, 2th ed. Dalas, Texas: CRC Press, 2002. ISBN 0-8493-0967-0.
- [8] Union Internacional de Telecomunicaciones. (1990), Características del Desvanecimiento en Radiodifusión Sonora en la Zona Tropical. (Informe 304-3). Autor.
- [9] MathWorks. (s.f.). *QPSK Receiver with USRP™ Hardware*. Recuperado el 22 de marzo de 2023 de <https://la.mathworks.com/help/supportpkg/usrpradio/ug/qpsk-receiver-with-usrp-tm-hardware.html#d124e20131>.
- [10] O. Fernandez, "Caracterización Experimental y Modelado de Canal MIMO para aplicaciones WLAN y WMAN", Tesis Doctoral, Universidad de Cantabria, Santander, 2007.
- [11] J. Mora Cuevas, "Contribución a la Caracterización Espacial de Canales con Sistemas MIMO-OFDM en la Banda de 2.45 GHz", Tesis Doctoral, Universidad Politécnica de Madrid, Madrid, 2015.

- [12] A. F. Molish, "Technical Challenges of Wireless Communications", en *Wireless Communications*, 2th ed. Universidad de California, USA: WILEY, 2011.
- [13] V. Mirama, "El Sistema de Comunicaciones", en *Teoría de Telecomunicaciones I, Sistemas Analógicos*. Popayán: Departamento de Telecomunicaciones, Universidad del Cauca, 2010.
- [14] J. D. Gibson, "Diversity", en *The Communication Hand Book*, 2th ed. Dalas, Texas: CRC Press, 2002. ISBN 0-8493-0967-0.
- [15] L. Martinez Sandoval. (21 de octubre de 2020). Seminario de Resolución de Problemas: Desigualdad de Cauchy-Schwarz. *El blog de Leo*. <https://blog.nekomath.com/seminario-de-resolucion-de-problemas-desigualdad-de-cauchy-schwarz/>
- [16] J. Cohen, P. Cohen, S. West and L., Aiken, *Applied Multiple Regression/Correlation Analysis for the Behavioral Sciences*, 3rd ed., New York: Routledge, 2002, <https://doi.org/10.4324/9780203774441>.
- [17] J. D. Gibson, "Combination Signals", en *The Communication Hand Book*, 2th ed. Dalas, Texas: CRC Press, 2002. ISBN 0-8493-0967-0.
- [18] "Energía eléctrica: conceptos y principios basicos", "*Laboratorio Binacional para la Gestin Inteligente de la Sustentabilidad Energética y la Formacin Tecnolgica*", Instituto Tecnológico y de Estudios Superiores de Monterrey, 2018. <http://hdl.handle.net/11285/631144>.
- [19] G. Karagiannidis, D. Zogas, N. Sagias, S. Kotsopoulos and G. Tombras, "Equal-Gain and Maximal-Ratio Combining Over Nonidentical Weibull Fading Channels", *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 4, no. 3, pp. 841-846, 2005. [En línea]. Disponible en: <https://citeseerx.ist.psu.edu/document?repid=rep1type=pdfdoi=6eda6558b33c94fd2a02-f0d1f651960df7f7d8b0>.
- [20] EG. Pacienza, "Metodologías y Procesos de Análisis de Software", Tesis de Licenciatura en Sistemas y Computación. Facultad de Química e Ingeniería "Fray Rogelio Bacon". Universidad Católica Argentina, 2015.
- [21] L. Castillo Pineda, "El modelo Deming (PHVA) como estrategia competitiva para realzar el potencial administrativo"., Trabajo de Grado, Universidad Militar Nueva Granada, Bogotá, 2019.
- [22] T. Cover and J. Thomas, *Elements of Information Theory, A modern text on information theory*, 2th ed. Wiley, 2006. ISBN: 978-0-471-24195-9.
- [23] B. Carlson, P. Crilly and J. Rudlege, *Communication Systems, an Introduction to Signals and Noise in Electrical Communication*. New York, EEUU: McGraw-Hill, 2002.

- [24] T. Wayne, "Comunicaciones Digitales", en *Sistemas de Comunicaciones Electrónicas*, 4th ed. Mexico: Pearson Education, 2003. ISBN: 970-26-0316-1.
- [25] F. Legarda and J. Cardona, "Diseño e Implementación de Demoduladores Digitales", Trabajo de Grado, Universidad del Cauca, Facultad de Ingeniería electrónica y telecomunicaciones, Popayán, 2004.
- [26] A. Guerrero Aguirre y P. Ramos Giraldo, *Sistema embebido de bajo costo para visión artificial*, ST, vol. 19, n.º 2, pp. 163-173, jun. 2014.
- [27] Edgwall Software, (2020). *WARP: Wireless Open Access Research Platform*. Recuperado el 25 de enero de 2023 de <https://warpproject.org/trac>.
- [28] C. Chang, K. Kuusilinna, B. Richards and R. Brodersen. "Complete Design y Prototype Environment for Communication Systems" en *Berkeley Emulation Engine*. 2003. Recuperado el 15 de enero de 2023 de [http://bwrcs.eecs.berkeley.edu/Classes/EE225C/Lectures/Lec4\\_Bee.pdf](http://bwrcs.eecs.berkeley.edu/Classes/EE225C/Lectures/Lec4_Bee.pdf).
- [29] Ettus Research, "USRP b210 Board Only", *USRP B210 USB Software Defined by Radio (SDR)-Ettus Research*. [En línea]. Disponible en <https://www.ettus.com/product/details/UB210-KIT>.
- [30] MathWorks. (s.f.). *¿Qué es MATLAB?*. Recuperado el 20 de enero de 2023 de <https://la.mathworks.com/products/matlab.html>.
- [31] M. Rice, *Digital Communications - A Discrete Time Approach*. New Jersey: Brigham Young University, 2009. ISBN: 0-13-030497-2.
- [32] A. López, A. Parada and F. Simonetti, *Introducción a la Psicología de la Comunicación*, 3th ed. Santiago de Chile: Universidad Católica de Chile, 2004. ISBN: 9789561402607.
- [33] F. Miraya, *Conversores D/A y A/D*, 2th ed. Rosario, Argentina: Universidad Nacional de Rosario, 2004. Cod interno: B09.01.
- [34] J. Proakis and M. Salehi, "Introduction", en *Digital Communications*, 5th ed. New York, EEUU: McGraw-Hill, 2007. ISBN: 978-0-07-295716-7.
- [35] A. Rodriguez and F. Gonzalez, *Comunicaciones Digitales*. Universidad Carlos III and Universidad de Vigo, Madrid, España, 2012.
- [36] J. M. Ramirez, "Esquema de Modulación Digital de Constelación n-dimensional basado en Wavelets", Tesis de Maestría, Universidad del Cauca, Facultad de Ingeniería electrónica y telecomunicaciones, Popayán, 2014.
- [37] J. M. Ramirez, *Teoría de Telecomunicaciones II, Sistemas Digitales*. Popayán: Departamento de Telecomunicaciones, Universidad del Cauca, 2012.

- [38] J. Wozencraft and I. Jacobs, *Principles of Communication Engineering*, 1th ed. Wave-land Pr Inc, 1990. ISBN: 978-0881335545.
- [39] J. D. Gibson, "Channel Models", en *The Communication Hand Book*, 2th ed. Dalas, Texas: CRC Press, 2002. ISBN 0-8493-0967-0
- [40] A. F. Molish, "Diversity", en *Wireless Communications*, 2th ed. Universidad de California, USA: WILEY, 2011.
- [41] J. Machado Fernandez, *Software defined radio: Basic principles and applications*, vol. 24, no 38, p. 79-96, 2015.
- [42] Ettus Research, "USRP N210 Board Only", *USRP N210 USB Software Defined by Radio (SDR)-Ettus Research*. [En línea]. Disponible en <https://www.ettus.com/product/details/UN210-KIT>.
- [43] R. Bracewell, *The Fourier Transform and Its Applications*, 3rd ed., Boston: McGraw-Hill, 2000, ISBN 978-0-07-116043-8.
- [44] J. D. Gibson, "Information Theory", en *The Communication Hand Book*, 2th ed. Dalas, Texas: CRC Press, 2002. ISBN 0-8493-0967-0.
- [45] P. Sánchez, "Deducción de distribuciones: el método de Monte Carlo", en *Fundamentos de Estadística*. Madrid: Alianza Editorial. ISBN 84-206-8696-4.