WIMAX SISO PHY-OFDM IEEE 802.16-2004 SOBRE SDR GEO-REFERENCIADO

JAVIER FERNANDO SILVA ROBLES

FACULTAD DE INGENIERÍA ELÉCTRICA Y ELECTRÓNICA
DEPARTAMENTO DE INGENIERÍA
UNIVERSIDAD DE LOS ANDES
BOGOTÁ DC – ABRIL DE 2009

PHY-OFDM IEEE 802.16-2004 SOBRE SDR GEO-REFERENCIADO

JAVIER FERNANDO SILVA ROBLES

Trabajo de Grado para optar al título de Maestría en Ingeniería Electrónica y de Computadores

DIRECTOR: Dr. ROBERTO BUSTAMANTE MILLER M.Sc

FACULTAD DE INGENIERÍA ELÉCTRICA Y ELECTRÓNICA
DEPARTAMENTO DE INGENIERÍA
UNIVERSIDAD DE LOS ANDES
BOGOTÁ DC – ABRIL DE 2009

PHY-OFDM IEEE 802.16-2004 SOBRE SDR GEO-REFERENCIADO

Aprobado por:

_____

Dr. Roberto Bustamante Miller M.Sc

Asesor

Fecha de Aprobación: _____

A todas las personas que hicieron esto posible,
por su apoyo, interés y participación en este largo proceso de investigación.
A mi familia, y en especial a mi esposa Lucía,
quienes incondicionalmente me han brindado todo su apoyo, paciencia y comprensión.
A mi director Roberto, por su entrega y dedicación
para que este proyecto se hiciera realidad y sirva como fundamento para futuras investigaciones.

CONTENIDO

INTRODUCCIÓN		**1**
1	**MARCO TEÓRICO**	**1-1**
1.1	**ESTADO ACTUAL DEL DESARROLLO WIMAX EN OCCIDENTE**	**1-3**
1.2	**CAPA PHY-OFDM DEL ESTÁNDAR IEEE 802.16-2004**	**1-4**
1.2.1	**Proceso de Transmisión**	**1-5**
1.2.2	**Codificación del Canal**	**1-6**
1.2.2.1	**Aleatorización**	**1-6**
1.2.2.2	**FEC (Corrección de Errores hacia adelante)**	**1-7**
1.2.3	**Intercalación**	**1-8**
1.2.4	**Modulación**	**1-9**
1.2.4.1	**Estructura de una trama OFDM TDD**	**1-10**
1.2.5	**Modelamiento del Canal**	**1-12**
1.2.5.1	**Modelo de Pérdidas por Trayectoria**	**1-13**
1.2.5.2	**Modelo Cost-231**	**1-14**
1.2.5.3	**Modelo de Canal SUI**	**1-15**
1.3	**SISTEMAS DE GEO-REFERENCIACIÓN**	**1-15**
2	**DESARROLLO DEL SISTEMA**	**2-1**
2.1	**MÓDULO DE TRANSMISIÓN**	**2-3**
2.1.1	**GENERACIÓN DE DATOS**	**2-5**
2.1.2	**CODIFICACIÓN DEL CANAL (FEC Tx)**	**2-7**
2.1.3	**GENERADOR DE SÍMBOLOS OFDM**	**2-9**
2.1.3.1	**Modulador OFDM**	**2-10**
2.1.3.2	**Modulador QAM**	**2-11**
2.1.3.3	**Insertar Frecuencias Piloto**	**2-11**
2.1.3.4	**Insertar Bandas de Guarda**	**2-12**
2.1.3.5	**Transformada inversa de Fourier (iFFT)**	**2-12**
2.1.3.6	**Inserción de Prefijo Cíclico**	**2-12**
2.1.3.7	**Secuencia de Entrenamiento**	**2-13**
2.1.4	**TRANSMISOR PXI OFDM**	**2-13**
2.2	**MÓDULO DE RECEPCIÓN**	**2-14**
2.2.1	**RECEPTOR PXI OFDM**	**2-15**
2.2.2	**INTÉRPRETE OFDM**	**2-17**

2.2.2.1 Demodulador OFDM 2-17
2.2.3 DECODIFICACIÓN DEL CANAL (FEC Rx) 2-19
2.2.4 RECUPERACIÓN DE LOS DATOS TRANSMITIDOS 2-20
2.2.5 SISTEMA DE GEO-REFERENCIACIÓN 2-21
2.2.5.1 Configuración del puerto de Comunicación 2-22
2.2.5.2 Configuración de los Parámetros de Geo-Referenciación 2-22
2.2.5.3 Asociación a Cartografía 2-23
2.2.6 REGISTRO Y PROCESAMIENTO DE DATOS 2-24
2.3 PROTOCOLO DE PRUEBAS 2-25
2.3.1 Canal de Transmisión 2-27
3 ANÁLISIS DE RESULTADOS 3-1
3.1 GENERACIÓN DE BITS 3-1
3.2 SIMULACIÓN DEL SISTEMA 3-3
3.3 TRANSMISIÓN Y RECEPCIÓN CON EL SISTEMA PXI 3-10
3.4 GEO-REFERENCIACIÓN 3-16
3.5 TRABAJO FUTURO 3-18
4 CONCLUSIONES 4-1
5 BIBLIOGRAFÍA 5-1

LISTA DE TABLAS

Tabla 1-1: características de la familia de estándares IEEE 802.16. 1-2
Tabla 1-2: parámetros del símbolo OFDM. 1-6
Tabla 1-3: configuración de la Perforación de datos para FEC Tx 1-8
Tabla 1-4: codificación de canal obligatoria por modulación 1-8
Tabla 1-5: tamaño de bloque del Intercalador y factores de Normalización 1-9
Tabla 1-6: ejemplo de codificación, intercalación y modulación para QPSK ¾ 1-10
Tabla 1-7: valores TLV para los perfiles de ráfaga UL y DL 1-12
Tabla 1-8: síntesis de los modelos de canal más usados 1-13
Tabla 1-9: parámetros para el modelo Hata-Okumura 1-14
Tabla 1-10: parámetros del modelo SUI-4 1-15
Tabla 1-11: comparativo entre tecnologías de geo-referenciación 1-17
Tabla 2-1: síntesis de los módulos del sistema de geo-referenciación 2-23
Tabla 3-1: lista de componentes y equipos para la implementación de WiMAX discreto 3-20
Tabla 3-2: características de algunos equipos comerciales para BWA 3-21

LISTA DE FIGURAS

Figura 1-1: evolución de los estándares inalámbricos[18]. 1-1
Figura 1-2: evolución del estándar 802.16 1-2
Figura 1-3: diagrama en bloques general del proceso de transmisión. 1-5
Figura 1-4: inserción del prefijo cíclico al símbolo OFDM generado. 1-5
Figura 1-5: a) diagrama del aleatorizador, y b) vector de inicio downlink/uplink 1-6
Figura 1-6: código convolucional con tasa ½. 1-7
Figura 1-7: constelaciones a) BPSK, b) QPSK, c) 16-QAM y d) 64-QAM 1-9
Figura 1-8: formato del preámbulo para a) DL y b) UL 1-10
Figura 1-9: estructura de una trama OFDM TDD 1-11
Figura 1-10: traza de las 3 trayectorias del canal SUI 1-15
Figura 1-11: posicionamiento en interiores mediante a) Bluetooth y b) Wi-Fi 1-16
Figura 1-12: posicionamiento mediante a) Cell-ID, b E-OTD, y c) MAPS 1-16
Figura 1-13: posicionamiento mediante a) GPS, y b) GPS Asistido 1-17
Figura 2-1: módulos PXI utilizados el el sistema SDR PXI-OFDM 2-2
Figura 2-2: a) sistema PXI y terminales remotas, b) instalación de un módulo 2-2
Figura 2-3: diagrama en bloques del sistema implementado 2-3
Figura 2-4: Panel de Control del Módulo de Transmisión 2-4
Figura 2-5: diagrama de jerarquías del Módulo de Transmisión 2-4
Figura 2-6: diagrama del Generador de Datos 2-5
Figura 2-7: diagrama del Generador de bits a partir de una imagen 2-5
Figura 2-8: diagrama del visualizador de la imagen a transmitir 2-5
Figura 2-9: diagrama del generador de bits a partir de un Texto 2-6
Figura 2-10: generador de datos aleatorios (Bernoulli o Galois) 2-6
Figura 2-11: diagrama en bloques del módulo FEC Tx 2-7
Figura 2-12: diagrama del Aleatorizador 2-7
Figura 2-13: detalle del codificador Reed-Solomon 2-8
Figura 2-14: diagrama del Codificador Convolucional 2-8
Figura 2-15: diagrama en bloques del Generador de Símbolos OFDM 2-10
Figura 2-16: diagrama en bloques del Modulador OFDM 2-10
Figura 2-17: diagrama del Modulador QAM 2-11
Figura 2-18: inserción de frecuencias piloto 2-11
Figura 2-19: inserción de las Bandas de Guarda 2-12
Figura 2-20: diagrama con las sub-portadoras de OFDM 2-12

Figura 2-21: diagrama del módulo de Inserción del Prefijo Cíclico 2-12
Figura 2-22: generación de la Secuencia de Entrenamiento 2-13
Figura 2-23: diagrama del Transmisor PXI OFDM 2-13
Figura 2-24: diagrama en bloques del Generador OFDM 2-13
Figura 2-25: configuración de los parámetros del sistema PXI OFDM 2-14
Figura 2-26: Panel de Control del Módulo de Recepción 2-15
Figura 2-27: diagrama del Receptor PXI OFDM 2-16
Figura 2-28: configuración de los parámetros del sistema PXI de Recepción 2-16
Figura 2-29: diagrama en bloques del Intérprete OFDM 2-17
Figura 2-30: diagrama del proceso de Demodulación OFDM 2-17
Figura 2-31: bloques utilizados en la Demodulación OFDM 2-18
Figura 2-32: remoción del Prefijo Cíclico 2-18
Figura 2-33: remoción de frecuencias piloto 2-18
Figura 2-34: diagrama del Demodulador QAM. 2-19
Figura 2-35: diagrama del proceso de FEC Rx 2-19
Figura 2-36: detalle del Decodificador VIterbi 2-20
Figura 2-37: detalle del Estimador Reed-Solomon 2-20
Figura 2-38: diagrama del proceso de conversión de bits a Imagen 2-21
Figura 2-39: diagrama del proceso de conversión de bits a Texto 2-21
Figura 2-40: receptor GPS GlobalSat BU-353 2-21
Figura 2-41: diagrama del Sistema de Geo-Referenciación 2-22
Figura 2-42: proceso de configuración del puerto de Comunicaciones del GPS 2-22
Figura 2-43; configuración del GPS 2-23
Figura 2-44: asociación de la posición a la imagen de cartografía 2-23
Figura 2-45: registro y procesamiento de Datos – Primera Parte 2-24
Figura 2-46: registro y procesamiento de datos - Segunda Parte 2-24
Figura 2-47: diagrama del sistema con el canal simulado 2-25
Figura 2-48: Protocolo de Pruebas, Parte 1 2-26
Figura 2-49: Protocolo de Pruebas, Parte 2 2-26
Figura 2-50: Protocolo de Pruebas, Indicadores de Desempeño 2-27
Figura 2-51: diagrama del modelo del canal (AWGN, SUI1-6) 2-27
Figura 2-52: modelo del canal SUI en LabView 2-28
Figura 3-1: comparación de parámetros en distintos formatos de imágenes 3-1
Figura 3-2: imagen BMP a a) 16 colores b) 256 colores y c) 24 bits 3-2
Figura 3-3: BER para recepción de imágenes mediante el Protocolo de Pruebas 3-3
Figura 3-4: Velocidad de Procesamiento para el segmento de transmisión (ms) 3-4
Figura 3-5: Velocidad de Procesamiento de Imágenes para el segmento de Recepción 3-4
Figura 3-6: Constelaciones y Espectros de Potencia para BPSK 3-5
Figura 3-7: Constelaciones y Espectros de Potencia para QPSK 3-6
Figura 3-8: dispersión de símbolos para a) AWGN 16-QAM y b) SUI-4 64-QAM 3-6
Figura 3-9: Constelaciones y Espectros de Potencia para 16-QAM 3-7
Figura 3-10: Constelaciones y Espectros de Potencia para 64-QAM 3-7
Figura 3-11: BER AWGN sin codificación 3-8

Figura 3-12: BER SUI-4 **3-8**
Figura 3-13: BER BPSK para varias codificaciones **3-9**
Figura 3-14: BER QPSK para varias codificaciones **3-9**
Figura 3-15: sistema de pruebas del Generador de Señales PXI-5651 **3-10**
Figura 3-16: espectro de potencia y constelación de una transmisión PSK **3-10**
Figura 3-17: Generador Vectorial PXI-5671 **3-11**
Figura 3-18: Constelación y Espectro de Potencia para BPSK SUI-4 y Real **3-12**
Figura 3-19: BER BPSK para AWGN, SUI-4 y canal real, con varias codificaciones **3-13**
Figura 3-20: comparación entre BER para SUI-4 y real, con y sin codificación **3-14**
Figura 3-21: imágenes recibidas a) con y b) sin codificación a 2m de distancia. **3-14**
Figura 3-22: imágenes recibidas a) con y b) sin codificación a 2.5m de distancia. **3-15**
Figura 3-23: imágenes recibidas a) con y b) sin codificación a 3m de distancia. **3-15**
Figura 3-24: imágenes recibidas a) con y b) sin codificación a 4m de distancia. **3-15**
Figura 3-25: imágenes recibidas a) con y b) sin codificación a 5m de distancia. **3-15**
Figura 3-26: recorrido de prueba del sistema GPS, mapa satelital. **3-17**
Figura 3-27: resultado de la Geo-Referenciación con el Sistema PXI, mapa callejero. **3-18**
Figura 3-28: diagrama en bloques de un sistema BWA discreto **3-19**
Figura 3-29: ejemplos de diseño con equipos comerciales **3-20**

INTRODUCCIÓN

Una de las más importantes evoluciones a las que ha sido sujeto el sector de las Tecnologías de la Información y las Comunicaciones, TICs, involucra la convergencia de redes y servicios en torno a aplicaciones basadas en el protocolo IP (IPTV, VoIP, etc), lo que naturalmente ha forzado a los proveedores de servicio a invertir en su infraestructura, con el fin de mantener una capacidad mínima en términos de velocidad de acceso muy superior a los de las redes IP iniciales.

Asimismo, la reducción de costos en el desarrollo y fabricación de componentes y terminales han permitido que toda esta convergencia se concentre en el acceso a través de dispositivos móviles; cada vez es más común encontrar equipos en los que se integran GPS, cámara, navegador, reproductor de música y uno o varios módulos de comunicación inalámbrica. Ahora es muy sencillo poder visualizar video en teléfonos celulares y reproductores de música, u obtener información de localización a través de módulos GPS y geo-referenciación asistida.

En consecuencia, actualmente se tiene todo un abanico de opciones de servicio, muy difícilmente previsibles en el momento en que se diseñaron e implementaron las primeras redes móviles. Esta misma convergencia está generando una insaciable demanda por más ancho de banda, así como una necesidad de ubicuidad de las redes de acceso, lo que ha redundado en una oleada creciente de estándares y protocolos de transmisión inalámbrica: Bluetooth, Wi-Fi, CDMA, WiMAX, GSM, EDGE, LTE, entre muchos otros.

El auge de estos estándares ha fomentado un desarrollo continuo y acelerado sobre las redes inalámbricas de banda ancha (BWA), lo que ha llevado a algunos fabricantes a liberar dispositivos incluso antes que los estándares de transmisión estén completos, lo que ha ocasionado que los sistemas de pruebas estándares utilizando instrumentación tradicional se vean obsoletos, ya que el proceso tradicional de liberar un estándar, diseñar prototipos de pruebas y finalmente desarrollar el equipo final de uso comercial demanda mucho tiempo.

En vista de esto, los ingenieros se han visto forzados a buscar soluciones que sean más flexibles y fáciles de usar. Dichas soluciones contemplan el uso de ***modelos de simulación en software***, que ya forman una parte importante en el desarrollo de estas redes, pues proporcionan un muy conveniente análisis de comportamiento y desempeño, y además permiten implementar nuevas técnicas y algoritmos de codificación, modulación, predicción y corrección de errores, lo que sin duda es una clara ventaja en términos de costos y velocidad de operación.

La Universidad de Los Andes, a través de la línea de investigación en Telecomunicaciones del grupo GEST (Grupo de Electrónica y Sistemas de Telecomunicaciones), ha tenido una notable participación en la construcción de estos modelos. En los desarrollos más recientes se han considerado diversos aspectos de topología y diseño, y se explora la aplicación de diferentes técnicas de transmisión tales como el re-uso de frecuencias, la segmentación de celdas y la adaptación del enlace, que permiten un uso eficiente del espectro y de los recursos físicos. Adicionalmente, se consideran los efectos de propagación e interferencia sobre las señales transmitidas, tales como la atenuación en el medio, la interferencia co-canal, la interferencia de canal adyacente, entre otras.

A pesar de su conveniencia, estos modelos eventualmente encuentran un límite tanto en funcionalidad como en practicidad, dado que los resultados obtenidos siempre están sujetos a los parámetros de los simuladores, y la comparación de éstos respecto a los obtenidos con hardware específico demandaría mucho tiempo y costos. Por tanto, el siguiente paso lógico en el escalamiento de estas soluciones es el uso de software que permita generar y medir señales a través de equipos modulares de RF y de propósito general. Esta alternativa se conoce como radio definido por software (**SDR**, por sus siglas en inglés) [12], y permite realizar pruebas completas mediante instrumentos definidos por software, completamente basados en la aplicación de desarrollo, y con la misma flexibilidad de las herramientas de simulación.

La investigación descrita en este documento hace uso de esta alternativa: se ha construido un sistema que permite la transmisión y recepción de señales SISO PHY-OFDM del estándar WiMAX IEEE 802.16-2004, utilizando equipos modulares bajo la plataforma abierta PXI de National Instruments. En el capítulo 2 se describe en detalle la implementación del sistema, que ha sido desarrollado en 2 etapas principales: *simulación*, e *integración total con hardware*. Para estas 2 etapas se ha segmentado el sistema en 2 módulos principales: *módulo de transmisión*, compuesto por un generador de datos multifuncional, un codificador, y un generador de símbolos OFDM, que permite seleccionar distintas opciones de composición, con miras a evaluar el desempeño de cada una de estas funciones; de forma semejante, se ha implementado el *receptor*, que además de las funciones recíprocas del transmisor, implementa un sistema de geo-referenciación, donde se visualiza la posición de la estación móvil en una cartografía de acceso abierto en línea.

Finalmente, en el capítulo 3 se muestran los resultados obtenidos con el sistema, tanto en las simulaciones, utilizando distintos modelos de canal, como en el hardware PXI, para diferentes parámetros del sistema, incluyendo la codificación del canal, la composición de los símbolos OFDM, los niveles de potencia y nivel de ruido, con el fin de determinar el desempeño del sistema, su velocidad de respuesta y su eficiencia, principalmente.

Esta investigación pretende abrir un nuevo camino en la línea de desarrollo en el área de Telecomunicaciones en la Universidad de Los Andes, dado que sienta las bases para el desarrollo de nuevos modelos y funcionalidades, que pueden ser probados y evaluados directamente en hardware.

1 MARCO TEÓRICO

La tecnología de las Telecomunicaciones ha experimentado un crecimiento vertiginoso desde hace al menos 2 décadas, debido en gran parte a las mejoras en los procesos de desarrollo y fabricación de semiconductores y equipos electrónicos; esto a su vez se refleja en un número de estándares y protocolos de comunicación cada vez mayor: Bluetooth, Zig-Bee, RFID, Wi-Fi, CDMA, GSM, HSPA y 3G, entre muchos otros (Figura 1-1). Sin embargo, los países menos desarrollados se han quedado relativamente rezagados en esta carrera, lo que hace que la Brecha Digital[1] sea cada vez mayor.

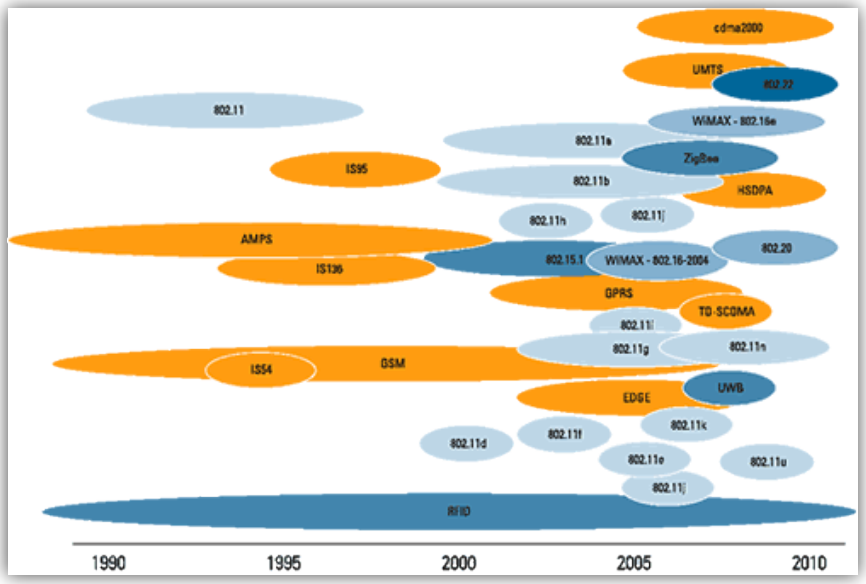


Figura 1-1: evolución de los estándares inalámbricos[18].

Esta brecha ha persistido debido principalmente al elevado costo de instalación de una infraestructura moderna de telecomunicaciones, además del hecho que existen una serie de servicios disponibles donde cada uno requiere de su propia tecnología y su propia red. En consecuencia, tecnologías existentes como Wi-Fi, DSL, GSM, ISDN, y más recientemente 3G, no han sido capaces de proporcionar una solución definitiva para ayudar a reducir la Brecha Digital. En este sentido, la ***Interoperabilidad Mundial del Acceso por Microondas*** (WiMAX, por sus siglas en inglés) puede

[1] Durante la primera Cumbre Mundial sobre la Sociedad de la Información (CMSI), celebrada en Ginebra en diciembre de 2003, la brecha digital se define como la desigualdad en el acceso a Tecnologías de Información y Comunicación (TIC), donde los países menos adelantados están separados de los países desarrollados a causa de la falta de tecnología en particular la tecnología de la información y la comunicación[44].

proporcionar la tecnología para soluciones de Última Milla: WiMAX ha sido considerada como la próxima etapa de BWA (Acceso Inalámbrico de Banda Ancha) dado que ofrece tanto acceso fijo como móvil, llegando a ser el complemento o incluso la sustitución de las aplicaciones 3G. WiMAX impulsará el hoy fragmentado mercado de BWA, y WiMAX móvil promete ofrecer una solución al abordar las necesidades de rentabilidad, alta velocidad de transmisión de datos, y soportes a usuarios fijos, nómadas y móviles, en consecuencia generando una convergencia para las redes Fijas y Móviles[2]; adicionalmente, es fácil de implementar y tiene arquitecturas de red flexibles[18], por lo que según muchos expertos [40][47] está destinada a ser la primera red verdaderamente mundial de banda ancha inalámbrica WiMAX[53].

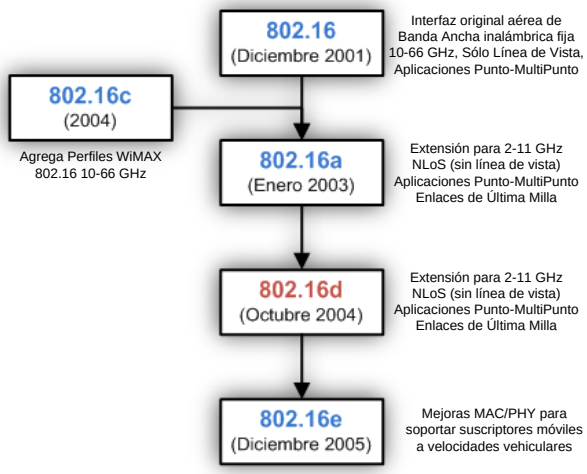


Figura 1-2: evolución del estándar 802.16

La norma original de WiMAX, publicada en 2001 sólo se define para servicios fijos y nómadas; fue revisada posteriormente para hacer frente a aplicaciones móviles, bajo el estándar 802.16e, conocido también como *Mobile WiMAX* y que soporta usuarios fijos, nómadas y móviles, para competir principalmente contra DSL y para cubrir zonas aisladas, sectores rurales y redes universitarias privadas. La Figura 1-2 muestra la evolución del estándar WiMAX desde su creación, y la Tabla 1-1 sintetiza las características de esta familia. Se espera[52] que *Mobile WiMAX* se implemente como una red celular que ofrezca servicios omnipresentes de banda ancha a los usuarios móviles a lo largo de grandes áreas geográficas.

Estándar	802.16	802.16a	802.16-2004	802.16e-2005
Espectro [GHz]	10 – 66	2 – 11	2 – 66	2 – 6
Modelo	LOS	NLOS	NLOS	NLOS
Tasa de Bits	32-134 Mbps @ 28 MHz	≤75 Mbps @ 20 MHz	≤15 Mbps @ 5 MHz	≤15 Mbps @ 5 MHz
Modulación	OFDM	OFDM	OFDM / OFDMA	OFDMA
BW/Ch	20,25,28 MHz	Escalable 1.75 hasta 20 MHz	Escalable 1.75 hasta 20 MHz con canales de subida	Escalable 1.75 hasta 20 MHz con canales de subida
Radio [Km]	2 – 5	7 – 40	2 – 40	0.1 – 5

Tabla 1-1: características de la familia de estándares IEEE 802.16.

1.1 ESTADO ACTUAL DEL DESARROLLO WIMAX EN OCCIDENTE

En una iniciativa liderada por los gobiernos de algunas de las mayores ciudades norteamericanas (Chicago, Cincinnati, Houston, San Francisco y St Louis, entre otras), se pretendía dotar de acceso vía Wi-Fi gratuito, con el fin de crear ciudades completamente conectadas 24 horas al día, los 365 días del año, y de esta forma ofrecer servicios como VoIP, Push eMail, o navegación a alta velocidad, a velocidades superiores a las proporcionadas por la telefonía tradicional GPRS/EDGE e incluso UMTS/HSDPA. Sin embargo, después de un arduo trabajo, los gobiernos de estas ciudades han abandonado sus respectivos proyectos. El principal inconveniente radica en la complejidad para situar los puntos de acceso y el elevado costo final.

De todas formas, el abandono de este conjunto de proyectos, ha dado lugar al desplegamiento, de una manera más rápida y efectiva, de la tecnología WiMAX, con mayores rangos de cobertura, y por lo tanto, menores dificultades técnicas de implantación en los grandes núcleos urbanos. Sprint Nextel, en colaboración con Samsung, ya están poniendo en marcha esta tecnología en las ciudades de Nueva York, Washington, Filadelfia, Providence y Baltimore.

En América Latina ya se ha implementado, tanto experimental como comercialmente WiMAX en varios países:

- En Colombia, Orbitel ofrece comercialmente el servicio en Cúcuta, Cali, Cartagena, Manizales, Barranquilla, Medellín, Ibagué y Bogotá. Además, Telebucaramanga, filial de Telefónica Telecom provee una red mixta de WiMax-WiFi en Bucaramanga.
- Las empresas Ertach y Velocom, ofrecen el servicio en casi toda Argentina.
- En Paraguay, la empresa Telecel S.A con su marca TIGO, da cobertura a prácticamente la totalidad del territorio.
- En Costa Rica, Radiográfica Costarricense (RACSA) ofrece WiMax desde Junio de 2006.
- Telmex, en Marzo de 2007, lanzó WiMax para PYMES en Chile.
- En Venezuela, Omnivisión desplegó la red WiMAX en Caracas junto a Samsung en la banda de 2.5 Ghz, Sin embargo, recientemente CONATEL (ente regulador de las telecomunicaciones en ese país) asignó las bandas de 3.5 y 3.7 Ghz para el uso de esta tecnología, lo que ha retrasado el lanzamiento comercial.
- En El Salvador, Telecom (del grupo América Móvil) y Telefónica Móviles ofrecen WiMAX en algunas zonas.
- AXTEL está en vías de implementación en México. En las ciudades de Puebla, Aguascalientes y Veracruz ya se comercializa WIMax a través de Ultranet2go.
- En Ecuador, Intel y CONATEL mantienen acuerdos, pero aún no está desplegada la red.
- En República Dominicana, Tricom ofrecerá, próximamente el servicio WiMax exclusivamente a sus clientes de negocios en su primera etapa; la misma estará disponible en Bavaro, Haina y Santo Domingo Norte, Oeste y Distrito Nacional.
- En Uruguay la empresa de telecomunicaciones privada Dedicado, junto a Intel, están trabajando actualmente en el proyecto WiMax para toda Montevideo y parte de la Costa de Oro, a finales del 2007 el servicio podría quedar activo.

1.2 CAPA PHY-OFDM DEL ESTÁNDAR IEEE 802.16-2004

El sistema desarrollado en esta investigación se ha construido sobre la capa física (**PHY**) del estándar **802.16-2004**[24]. Este estándar define el uso de OFDM (Multiplexación por División en Frecuencia Ortogonal), que además de hacer un uso muy eficiente del espectro, ha mostrado ser un tipo de modulación robusto frente a fenómenos de multi-trayectoria (*multipath*) y desvanecimiento selectivo en frecuencia (FSF – *frequency selective fading*); adicionalmente, utiliza una técnica de modulación adaptativa, que permite mejorar el desempeño cuando cambian las características del enlace.

La *capa MAC* (*Acceso de Control al Medio*) del estándar establece el modo de operación *PMP* (arquitectura punto a multipunto), que se caracteriza por la centralización de la operación mediante una *estación base* (BS), y los suscriptores (SSs) se conectan a ella utilizando determinados mensajes de control y gestión enviados por la BS a través de la interfaz de radio; adicionalmente, establece un modo de operación opcional, que es la topología en malla (*Mesh*), donde a diferencia del modo PMP, el tráfico se puede enrutar entre SSs, y las estaciones suscriptoras pueden comunicarse entre sí. Una descripción más detallada de la capa MAC y su desempeño se puede encontrar en [10].

La capa MAC está diseñada para soportar múltiples especificaciones de la *capa PHY*, que se definen de acuerdo al ambiente de operación: para frecuencias de operación entre los 10 y los 66 GHz, la capa física se basa en la modulación de *portadora única*; para frecuencias por debajo de los 11 GHz, donde se presenta propagación sin línea de vista (NLoS), se tiene además de la *portadora única (SCa)*, las *modulaciones OFDM* y *OFDMA*, muy eficientes en el uso del espectro y robustas frente a fenómenos de *multi-trayectoria* y *Desvanecimiento Selectivo en Frecuencia*., tal como se había establecido previamente en [21] y [23]. Adicionalmente, el estándar define el uso tanto de FDD (*frequency domain duplexing*) como de TDD (*time domain duplexing*). En TDD, el UL (*uplink*, enlace de subida) y el DL (*downlink*, enlace de bajada) utilizan el mismo canal, pero no transmiten simultáneamente; en FDD, por su parte, el UL y el DL transmiten por canales separados y a veces simultáneamente[11].

Dado que este sistema hace uso de en frecuencias no licenciadas, el desarrollo de esta investigación se ha decantado por la implementación de la especificación WirelessHUMAN PHY-OFDM, bajo la definición TDD, como se describe en las secciones 8.3 y 8.5 de [24], que hace uso de la modulación OFDM con sub-portadoras piloto y de datos, junto con una banda de guarda.

En la transmisión TDD, la BS transmite básicamente una señal TDM en una serie de *time-slots* asignados a cada SS. El acceso en UL es TDMA. La sub-trama DL inicia con un preámbulo que se utiliza para la sincronización, y lo sigue una sección de control que contiene los DL_MAP y UL_MAP, que especifica cuándo una transmisión de la capa física (Modulación y FEC) ocurre dentro de la trama de DL, así mismo como del UL_MAP. La porción del TDD es la carga útil a ser transmitida por los SSs. Las tramas en la porción TDMA pueden diferir en su ancho de banda, debido a la demanda dinámica del ancho de banda y la variedad de servicios que pueden estar activos. Como las SSs están identificadas implícitamente en los encabezados MAC y los DL_MAP, todas la SSs escuchan la BS y determinan si la porción del DL_MAP es para sí misma.

1.2.1 Proceso de Transmisión

La Figura 1-3 muestra los pasos generales involucrados en el proceso de transmisión. Los datos generados inicialmente son aleatorizados, siguiendo una secuencia determinada, para luego ser codificados y mapeados en una constelación QAM: en estos 2 procesos, se agregan bits de *padding*, con el fin de ajustar el tamaño de los bytes al requerido para completar una ráfaga (*burst*) completa.

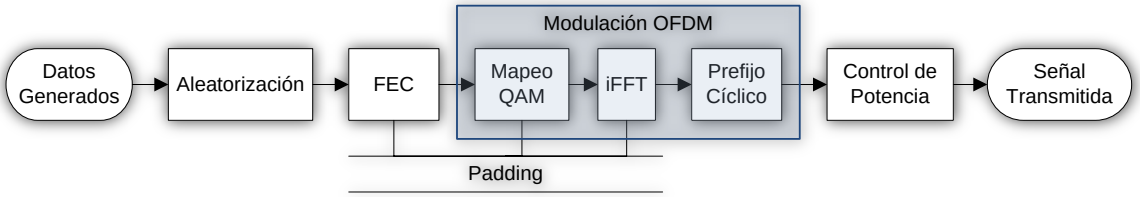


Figura 1-3: diagrama en bloques general del proceso de transmisión.

A los bits mapeados se les aplica la transformada inversa de Fourier (iFFT), luego de la que ya se tienen los símbolos OFDM. Posteriormente, una copia del símbolo se inserta al comienzo del mismo, con el fin de minimizar los efectos del multi-trayecto, manteniendo a su vez la ortogonalidad de los símbolos: este proceso se denomina *inserción del Prefijo Cíclico (CP)*. Finalmente, estos símbolos son escalados en frecuencia y amplificados, utilizando un control de potencia

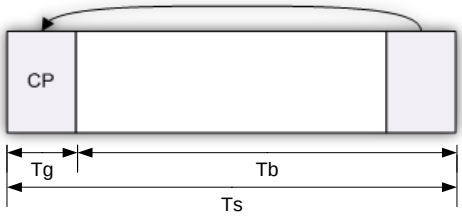


Figura 1-4: inserción del prefijo cíclico al símbolo OFDM generado.

La onda de voltaje de la señal transmitida se define mediante la relación:

$$s(t) = Re\left\{e^{j2\pi f_c t}\sum_{\substack{k=N_{usados}/2 \\ k\neq 0}}^{N_{usados}/2} c_k \cdot e^{j2\pi k\Delta f(t-T)}\right\} \quad (1.1)$$

donde:

- t es el tiempo transcurrido desde el comienzo del símbolo OFDM, con $0 < t < T_s$.
- c_k es un número complejo, que representa un punto en la constelación QAM. En transmisiones con subcanales, c_K es 0 para todas las subportadoras sin ubicar.
- f_c es la frecuencia central del espectro de transmisión.
- N_{usados} es el número de subportadoras utilizadas
- Δf corresponde al espaciamiento de las subportadoras: $\Delta f = F_S / N_{FFT}$.
- F_S es la frecuencia de muestreo: $F_S = piso(n \cdot BW/8000)\cdot 8000$
- N_{FFT} es la mínima potencia de 2 que es mayor que N_{usados}.
- BW es el ancho de banda nominal del canal.

- n es un factor de muestreo. Este parámetro, en conjunto con BW y N_{usadas}, determinan el espaciamiento entre las subportadoras y el tiempo de duración del símbolo T_S: $T_S = T_b + T_g$.
- T_b es el tiempo útil del símbolo OFDM: $T_b = 1/\Delta f$.
- T_g es el tiempo de duración del prefijo cíclico: $T_g = G \cdot T_b$.
- Finalmente, G es el factor de escalamiento del tiempo útil del símbolo OFDM.

Los valores requeridos para algunos de estos parámetros se muestran en la Tabla 1-2:

Parámetro	Valor					
N_{FFT}	256					
N_{usados}	200					
N	Múltiplo BW					
	1.75 MHz	1.5 MHz	1.25 MHz	2.75 MHz	2 MHz	otro
	8/7	86/75	144/125	316/275	57/50	8/7
G	¼, 1/8, 1/16, 1/32					

Tabla 1-2: parámetros del símbolo OFDM.

1.2.2 Codificación del Canal

La codificación del canal se compone de 3 etapas: aleatorización, FEC, e intercalado, que deben ser aplicados en este orden para la transmisión, y de forma complementaria para la recepción.

1.2.2.1 Aleatorización

La aleatorización de los datos se aplica a cada ráfaga de los datos transmitidos y recibidos, y debe ser usada independientemente en cada asignación, que en este caso corresponde a un bloque de símbolos OFDM. Si la cantidad de datos no se ajusta exactamente a la cantidad de datos asignada, se debe agregar un relleno de 0xFF al final de cada bloque de transmisión: en el caso de codificación *Reed-Solomon* y *FEC Concatenado*, este relleno se añade hasta la cantidad de datos asignada ***menos*** un *byte*, que se reserva para que el FEC agregue una cola 0x00. La secuencia pseudo-aleatoria del aleatorizador es $b_0 + b_1 + b_{14}$, que se muestra en la Figura 1-5a, donde los datos entran secuencialmente (excepto los preámbulos, que no se aleatorizan).

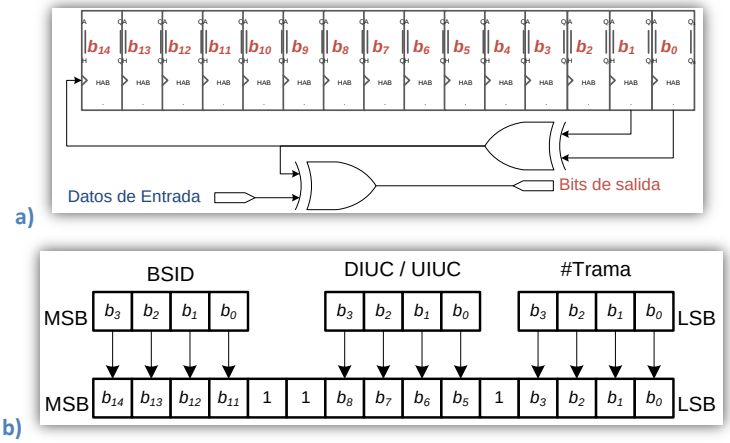


Figura 1-5: a) diagrama del aleatorizador, y b) vector de inicio downlink/uplink

En el enlace descendente (*downlink*), el aleatorizador se reiniciará al inicio de cada trama con el vector 0x4A80. Al comienzo de cada ráfaga (excepto la primera ráfaga del enlace descendente, donde el aleatorizador no debe ser reiniciado.), el aleatorizador se debe iniciar con el vector mostrado en la Figura 1-5b: el campo BSID corresponde al código que identifica a la estación base con la que se encuentra asociado en el momento de la transmisión; el campo DIUC/UIUC (*downlink/uplink interval usage code*), es el código que identifica el perfil de una ráfaga en particular que puede ser usado en un intervalo de transmisión ascendente o descendente; finalmente, *#Trama* se relaciona con el número de la trama con la que se transmite la ráfaga *downlink*, ó es el campo del UL_MAP que especifica el número de la trama en que se transmitió la ráfaga *uplink*[24] *Cap.8.2.2.3*.

1.2.2.2 FEC (Corrección de Errores hacia adelante)

El bloque de corrección de errores implementado en el estándar consiste en la conexión en cascada de un Codificador *Reed-Solomon* y un Codificador Convolucional con compatibilidad de tasas de codificación, dejando como uso opcional codificaciones BTC (turbo-código en bloque) CTC (turbo-código convolucional). El ***codificador Reed-Solomon*** se deriva de un código sistemático RS[33] utilizando Campos Finitos (o de Galois), con características *N* = 255 el número de bytes codificados, *K* = 239 los bytes antes de la codificación, y *T* = 8 el número de bytes que pueden ser corregidos.

Los polinomios generadores del codificador RS son:

- Para el código: $g(x) = (x + \lambda^0)(x + \lambda^1)(x + \lambda^2) \cdots (x + \lambda^{2T-1}), \lambda = 02_{HEX}$.
- Para los campos: $p(x) = x^8 + x^4 + x^3 + x^2 + 1$.

Este código RS es abreviado y ***perforado***[2] para habilitar tamaños de bloque y capacidades de corrección variables: en el caso que sea acortado a *K'* bytes, se deben agregar 239-*K'* bytes en cero *como prefijo* antes de la codificación, que luego deben ser eliminados. Posteriormente, los bytes codificados por el bloque *RS* pasan por un ***codificador binario convolucional***, con tasa nativa ½, longitud 7 y polinomios generadores $G_X = 171_{OCT}$ y $G_Y = 133_{OCT}$, como se observa en la Figura 1-6.

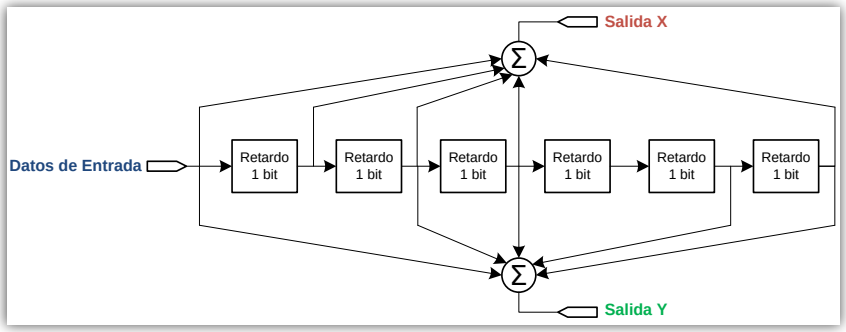


Figura 1-6: código convolucional con tasa ½.

[2] Traducción de *"puncturing"*, que denota el proceso de eliminar algunos bits de paridad después de la codificación. Esto tiene el mismo efecto que codificar con una tasa más elevada o menor redundancia, lo que aumenta considerablemente la flexibilidad del sistema sin aumentar significativamente su complejidad.

Tasas de código	X	Y	XY
½	1	1	X_1Y_1
$^2/_3$	10	11	$X_1Y_1Y_2$
¾	101	110	$X_1Y_1Y_2X_3$
$^5/_6$	10101	11010	$X_1Y_1Y_2X_3Y_4X_5$
$^7/_8$	1000101	1111010	$X_1Y_1Y_2Y_3Y_4X_5Y_6X_7$

Tabla 1-3: configuración de la Perforación de datos para FEC Tx

Este código convolucional también se perfora para permitir diferentes tasas de codificación. Sin embargo, cuando se utiliza **sub-canalización**, se omite el codificador RS, y la tasa de código total se procesa como la tasa del código convolucional. La Tabla 1-3 muestra las matrices resultantes para las tasas de código requeridas, y la muestra los tamaños de bloque utilizados para diferentes modulaciones y tasas de código:

Modulación	Tasa de código total	Tamaño		Código		Rate_ID
		Sin codificar	Codificado	Reed-Solomon	Convolucional	
BPSK	1/2	12	24	(12, 12, 0)	1/2	0
QPSK	1/2	24	48	(32, 24, 4)	2/3	1
QPSK	3/4	36	48	(40, 36, 2)	5/6	2
16-QAM	1/2	48	96	(64, 48, 8)	2/3	3
16-QAM	3/4	72	96	(80, 72, 4)	5/6	4
64-QAM	2/3	96	144	(108, 96, 6)	3/4	5
64-QAM	3/4	108	144	(120, 108, 6)	5/6	6

Tabla 1-4: codificación de canal obligatoria por modulación

1.2.3 Intercalación

Los datos codificados por el bloque FEC deben ser intercalados mediante un bloque de tamaño N_{bpsc}, número de bits codificados por canal asignado por símbolo OFDM. El intercalador se define mediante una permutación de 2 pasos: la primera permutación garantiza que bits codificados adyacentes se mapean en sub-portadoras no contiguas; la segunda, asegura que bits codificados adyacentes se mapean alternadamente en bits de mayor o menor importancia de la constelación, evitando de esta manera largos recorridos de bits con baja confiabilidad.

En un bloque de transmisión de N_{bcc} bits, donde N_{bcc} representa el número de bits codificados por sub-canal (1, 2, 4 o 6 para BPSK, QPSK, 16-QAM o 64-QAM respectivamente), sea k el índice del bit codificado antes de la primera permutación, m_k el índice del mismo bit luego de la primera permutación, j_k el bit al final de la intercalación, justo antes del mapeo QAM, y $s = ceiling(N_{bcc}/2)$. Entonces, la primera permutación está dada por:

$$m_k = \frac{N_{bpsc}}{12} k_{mod12} + floor\left(\frac{k}{12}\right), \qquad k = 0,1,\dots,N_{bpsc} - 1 \tag{1.2}$$

Y la segunda permutación es de la forma:

$$j_k = s \cdot floor\left(\frac{m_k}{s}\right) + \left(m_k + N_{bpsc} - floor\left(\frac{12m_k}{N_{bpsc}}\right)\right)_{mod(s)} \tag{1.3}$$

La Tabla 1-5 muestra los tamaños del Intercalador de acuerdo con el tipo de modulación:

Modulación	N_{bpsc} #Sub-canales					N_{bcc}	Factor de Normalización
	16	8	4	2	1		
BPSK	192	96	48	24	12	1	1
QPSK	384	192	96	48	24	2	$1/\sqrt{2}$
16-QAM	768	384	192	96	48	4	$1/\sqrt{10}$
64-QAM	1152	576	288	144	72	6	$1/\sqrt{42}$

Tabla 1-5: tamaño de bloque del Intercalador y factores de Normalización

1.2.4 Modulación

Luego de hacer la intercalación de bits, los datos se mapean en un modulador QAM, que soporte las constelaciones mostradas en la Figura 1-7[3]. Estas constelaciones deben normalizarse utilizando los factores mostrados en la Tabla 1-5. Posteriormente, los datos deben ser modulados en todas las sub-portadoras asignadas, en el orden que indique el índice de desplazamiento de frecuencia (*frequency offset index*): esto es, el primer símbolo de la constelación se modulará en la sub-portadora asignada con menor índice de desplazamiento.

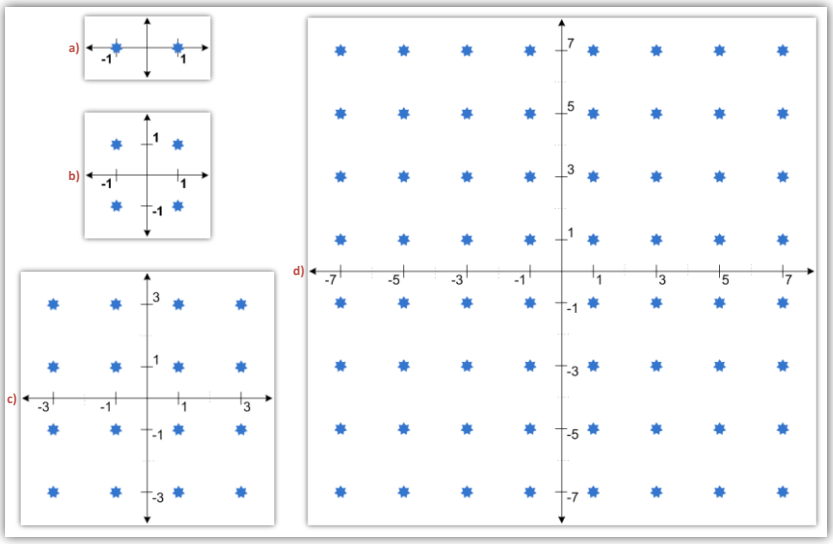


Figura 1-7: constelaciones a) BPSK, b) QPSK, c) 16-QAM y d) 64-QAM

En la Tabla 1-6: se muestra el desarrollo de los procesos descritos en las secciones 1.2.2 a 1.2.4, utilizando modulación QPSK ¾, con 5 símbolos por ráfaga, UIUC = 7 de la primera trama (#Trama = 1), y 0b0001 como índice del sub-canal (suponiendo que se tiene sólo 1 sub-canal); debe tenerse en cuenta que, de acuerdo con lo descrito en la sección 1.2.2.2, al utilizar sub-canalización, se omite el codificador *Reed-Solomon*, y sólo se utiliza el codificador convolucional.

[3] Aunque la modulación 64-QAM se considera opcional para bandas de frecuencia libres de licencia.

Estado	Valor											
Entrada	0 x 45 29 C4 79 AD 0F 55 28 AD 87											
Aleatorización	0 x D4 BA A1 12 F2 74 96 30 27 D4 00 00											
Codificación	0 x EE C6 A1 CB 7E 04 73 6C BC 61 95 D3 B7 DF 00											
Intercalación	0 x BC EC A1 F4 8A 3A 7A 4F 78 39 53 87 DF 2A A2											
Mapeo en Sub-portadoras (I, Q)	**Índice**	**-100**	**-99**	**-98**	**-37**	**-36**	**-35**	**1**	**2**	**3**	**64**	**65**	**66**
	Símbolo 1	(-1,1)	(-1,-1)	(-1,-1)	(1,1)	(-1,-1)	(-1,1)	(-1,-1)	(1,1)	(-1,1)	(-1,1)	(1,1)	(1,-1)
	Símbolo 2	(-1,-1)	(-1,-1)	(1,-1)	(1,1)	(-1,1)	(1,1)	(-1,1)	(-1,1)	(1,1)	(-1,-1)	(-1,1)	(-1,1)
	Símbolo 3	(1,-1)	(-1,-1)	(-1,1)	(-1,1)	(1,-1)	(1,1)	(-1,-1)	(-1,-1)	(1,-1)	(-1,-1)	(-1,1)	(1,1)
	Símbolo 4	(1,1)	(-1,-1)	(-1,1)	(1,-1)	(1,-1)	(1,-1)	(1,1)	(-1,-1)	(-1,1)	(1,1)	(1,-1)	(-1,-1)
	Símbolo 5	(-1,-1)	(1,-1)	(-1,-1)	(-1,-1)	(1,1)	(-1,1)	(-1,1)	(-1,1)	(-1,1)	(-1,1)	(1,1)	(-1,1)

Tabla 1-6: ejemplo de codificación, intercalación y modulación para QPSK ¾

Para obtener los símbolos OFDM a transmitir, es necesario agregar un preámbulo, que se estructura como 1 o 2 símbolos OFDM, de acuerdo con el segmento seleccionado (*uplink* o *downlink*). Los símbolos OFDM se definen mediante los valores de las sub-portadoras que los componen, y cada símbolo posee un prefijo cíclico, de acuerdo con lo mostrado en la Figura 1-4 y la ecuación 1.1.

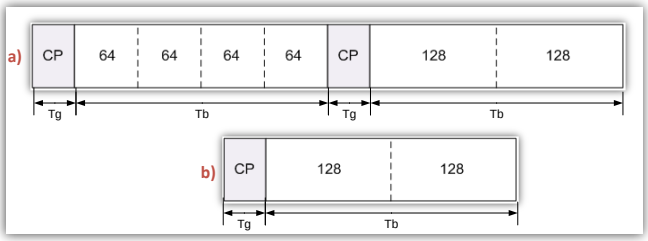


Figura 1-8: formato del preámbulo para a) DL y b) UL

El primer preámbulo en el enlace descendente, denominado como ***preámbulo largo*** (Figura 1-6a), se compone de 2 símbolos OFDM consecutivos: el primer símbolo solamente utiliza las sub-portadoras con índices múltiplos de 4 (64 muestras), y se repite 4 veces consecutivas; el segundo símbolo, por su parte, es la repetición del muestreo del símbolo OFDM utilizando las 128 sub-portadoras pares.

El preámbulo en el enlace ascendente, en el que se utilizan todos los 16 sub-canales, consta del muestreo de un símbolo OFDM utilizando sub-portadoras impares, de acuerdo con la relación:

$$P_{impar(k)} = \begin{cases} \sqrt{2}P_{Todas(k)} & k_{mod2} = 0 \\ 0 & k_{mod2} \neq 0 \end{cases} \quad (1.4)$$

Este preámbulo también se conoce como ***preámbulo corto***, y se debe usar como preámbulo de la ráfaga en el enlace descendente, de acuerdo con lo indicado en el campo DL-MAP_IE[24] pág.461. $P_{Todas(k)}$ se define en la ecuación 77 de [24].

1.2.4.1 Estructura de una trama OFDM TDD

El sistema desarrollado en esta investigación hace uso de transmisión dúplex mediante TDD tal como se establece en la sección 8.3.5.1 de [24], dado que las bandas de frecuencia que se utilizan no son licenciadas. La capa PHY OFDM permite transmisiones basadas en tramas, que se componen de una sub-trama descendente y una sub-trama ascendente. La sub-trama descendente se compone de solamente un paquete de datos (PDU, *Packet Data Unit*), mientras que la sub-trama ascendente se

compone de intervalos de contención, reservados para propósitos de alcance inicial y solicitud de ancho de banda, y uno o varios PHY PDUs, transmitidos desde diferentes SSs.

Un PHY PDU descendente comienza con un preámbulo largo (Figura 1-8a) que se utiliza para sincronización de la capa PHY, que precede a una **ráfaga FCH (Encabezado de Trama de Control)**: esta ráfaga tiene la longitud de un símbolo OFDM, y se transmite en formato BPSK ½ con su codificación respectiva; la ráfaga FCH contiene el campo `DL_Frame_Prefix`, que determina el perfil de la trama y la longitud de la o las ráfagas que están inmediatamente después de la ráfaga FCH. Si se transmite un DL-MAP en la trama, debe ser el primer MAC PDU en la ráfaga siguiente al FCH; un mensaje UL-MAP debe estar luego de un DL-MAP ó del prefijo DLFP. Si se transmiten mensajes UCD y DCD[4], deben estar a continuación del UL-MAP.

Aunque la ráfaga #1 de la sub-trama DL contiene mensajes de control de radiodifusión (*broadcast*) MAC, no es necesario el uso de las modulaciones y codificaciones más robustas: en su lugar, se puede utilizar un esquema más eficiente, siempre que lo soporten todas las SSs de una BS. Luego de la ráfaga FCH, se transmiten una o varias ráfagas DL, cada una con diferentes perfiles, que se especifica mediante el **Prefijo de la Trama Descendente (DLFP)**, compuesto ya sea por el campo `Rate_ID` de 4 bytes (Tabla 1-4), ó bien en el campo DIUC (Figura 1-5). Finalmente, el último byte lo compone un campo HCS (*Header Check Sequence*, Secuencia de Verificación del Encabezado[13] –Figura 1-9).

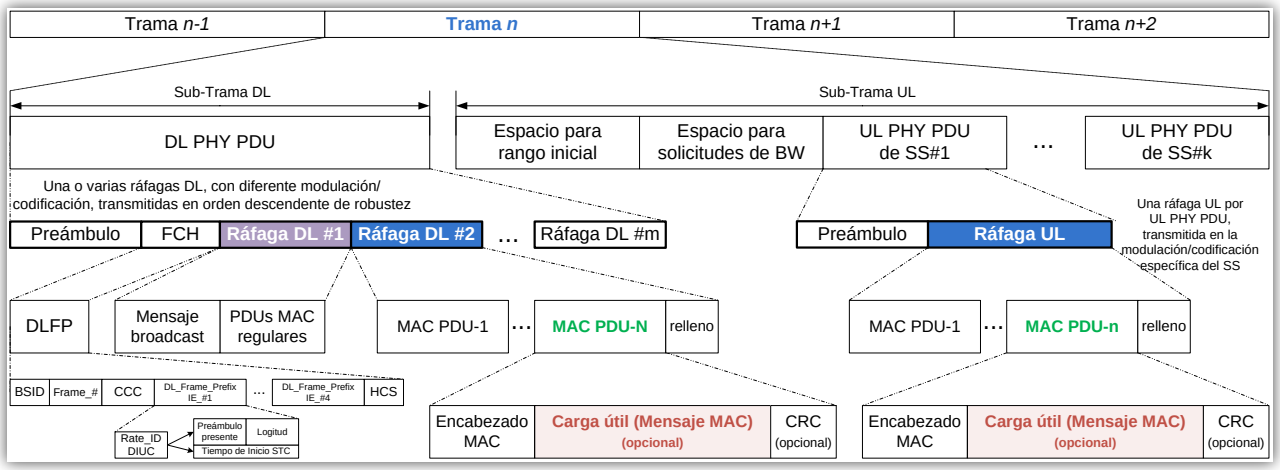


Figura 1-9: estructura de una trama OFDM TDD

Cada ráfaga (ascendente o descendente) consiste en un número entero de símbolos OFDM que transportan mensajes MAC (MAC PDUs). Para completar un número entero de símbolos OFDM, los bytes no utilizados en la Carga Útil se pueden rellenar con `0xFF`; esta carga útil es la que se aleatoriza, codifica y modula siguiendo los procedimientos descritos en las secciones anteriores. Un ejemplo de la estructura de una trama PHY OFDM TDD se muestra en la Figura 1-9: debe tenerse en

[4] Descriptores ascendente y descendente del canal que transmite la BS periódicamente para definir las características de un canal físico descendente (EIRP e ID de la BS, duración de la trama, descripción de perfiles de ráfaga en el enlace descendente (tipo de modulación, tipo de código FEC, etc).

cuenta que en cada trama TDD deben agregarse los márgenes de tiempo TTG (*transmit/receive transition gap*) y RTG (*receive/transmit transition gap*) entre las sub-tramas ascendente y descendente respectivamente, para permitir a la BS cambiar entre los modos de transmisión y recepción. Los valores TLV (Tipo/Longitud/Valor) para los perfiles de ráfaga de los enlaces ascendente y descendente sobre la especificación PHY OFDM se muestran en la Tabla 1-7, donde están los valores para los tipos de codificación y modulación, los umbrales para los intervalos de uso de los códigos en el enlace descendente, y la activación de la sub-capa de transmisión convergente (TCS)[38].

Nombre	Tipo (1 byte)		Longitud (bytes MAC SDU)	Valor
	UCD	DCD		
Tipo de código FEC y tipo de modulación	150	150	1	0=BPSK (CC) ½ 1=QPSK (RS+CC/CC) ½ 2=QPSK (RS+CC/CC) ¾ 3=16-QAM (RS+CC/CC) ½ 4=16-QAM (RS+CC/CC) ¾ 5=64-QAM (RS+CC/CC) 2/3 6=64-QAM (RS+CC/CC) ¾ 7-12=~BTC 13-19=~CTC 20-255=*reservado*
Umbral obligatorio DIUC de salida	-	151	1	0-63.75 dB – No se puede seguir usando este DIUC si CINR está en o por debajo de este valor, y se requiere cambiar a un DIUC más robusto, en unidades de 0.25 dB.
Umbral mínimo DIUC de entrada	-	152	1	0-63.75 dB – Para comenzar a usar este DIUC se requiere un CINR de mínimo este valor.
TCS habilitado	152	153	1	0=TCS deshabilitado 1=TCS habilitado 2-255=*reservado*

Tabla 1-7: valores TLV para los perfiles de ráfaga UL y DL

1.2.5 Modelamiento del Canal

Una vez se ha definido el funcionamiento del sistema de transmisión, es necesario realizar una descripción precisa del Canal de Transmisión Inalámbrico, dado que el ello depende la precisión obtenida en la evaluación del desempeño del sistema. Para estos modelos, mecanismos de propagación como Trayectoria de Pérdidas (*path loss*), retrasos por dispersión multi-trayecto, desvanecimiento (*fading*) de la señal, dispersión Doppler, y la Interferencia co-canal y de canal adyacente siempre deben considerarse[54], en especial cuando no hay línea-de-vista (NLoS) entre la BS y las SSs. Casi todos estos parámetros son aleatorios, y se deben caracterizar probabilísticamente[40] (en términos de media y varianza, principalmente), y son dependientes de factores como la vegetación, el terreno[43], la altura de las antenas, y la velocidad del viento, entre otros.

Hay tres acercamientos básicos utilizados en la predicción de fuerza señalada y área de cobertura: empírico, estadístico, y la combinación de ambos. El primer acercamiento es el más fácil de llevar a cabo, dado que requiere sólo el uso de modelos teóricos, sin embargo el terreno real es ignorado. El segundo acercamiento es el más intensivo en la medida en que acerca de la cantidad de trabajo que se requiere, aunque arroja resultados más exactos que el acercamiento empírico. Hay varios modelos que pueden usarse para este estudio: ellos son *Hata-Okumura*, *Walfisch-Ikegami*, *Bullington*, *Elgi*, *Epstien-Peterson*, y *Longley-Rice*. Los modelos determinísticos son útiles cuando el multi-trayecto es causado por un número pequeño de trayectorias, en tanto que cuando se tiene un número grande de trayectorias entre el transmisor y receptor, se prefieren los modelos estocásticos. La Tabla 1-8 muestra una síntesis de estos modelos, y en la sección 1.2.5.1 se describe el modelo utilizado en esta investigación[12].

Modelo	Tipo	Frecuencias	Distancias	Características	Desventajas
Hata-Okumura	Estadístico	150 MHz 1920 GHz	30 m 1 km	Ampliamente utilizado para predicción en áreas urbanas (grupo de curvas), es un estándar en Japón. Se adapta muy bien para diseño a gran escala, pero no para sistemas PCS (~1 Km de radio).	Totalmente basado en mediciones de datos, no provee una explicación analítica. Buen modelo en zonas urbanas, no así en zonas rurales. Lenta respuesta a cambios rápidos del terreno.
Davidson		30 MHz 1.5 GHz	≤300 km	Ignora algunos factores de ajuste incluidos en Okumura (pendiente del terreno, orientación de calles, corrección para situación en colinas). Factores principales incluidos: tipo de área, correcciones para altura de SS.	
Carey		≤300 MHz	3 km 16 km	Primera aproximación a simulaciones de sistemas de tipo móvil. Conceptos nuevos como *zonas de servicio* (disponibilidad), y *de coordinación*, mediante el tratamiento de curvas especiales (F(50,50), F(50,10)).	Uso principal para aplicaciones de licencias, coordinación de frecuencias y procesos de la FCC. No considera obstáculos en terreno, y no considera atenuaciones a menos de 3 km.
Durkin	Semi-Determinístico	20 MHz 20 GHz	1 km 2000 km	Uso importante de información del terreno sobre sistemas de comunicación celular y sistemas de propagación de RF.	No provee una forma de determinar correcciones debido a factores ambientales en las proximidades del receptor. No predice adecuadamente efectos de propagación debido a edificios, árboles y otras estructuras, ni ***efecto multi-trayectoria***.
Longley-Rice				Se aplica a sistemas punto a punto, utiliza la misma lógica que el modelo *2-ray* para propagación en el espacio libre. Una de las últimas mejoras es la inclusión del factor urbano (UF), que relaciona la atenuación debida a obstáculos que se presentan antes de llegar a la antena receptora.	

Tabla 1-8: síntesis de los modelos de canal más usados

1.2.5.1 Modelo de Pérdidas por Trayectoria

También conocido como Hata-Okumura, este modelo es el más utilizado para predicción de intensidades de señal y en simulaciones. Este modelo es válido para frecuencias entre 500 y 1500 MHz, distancias mayores a 1 km y alturas de BS y SSs de más de 30 metros. La pérdida por trayectoria (*path loss*) corregida media está dada por:

$$PL[dB] = 20\log_{10}\left(\frac{4\pi d_0}{\lambda}\right) + 10\gamma\log_{10}\left(\frac{d}{d_0}\right) + s + \Delta PL_f + \Delta PL_h \qquad (1.5)$$

donde:

- λ es la longitud de onda.
- $\gamma = \left(a - bh_b + \frac{c}{h_b}\right)$ es el exponente de pérdidas por trayecto.
- h_b es la altura de la estación base.
- d_0 es la distancia de acercamiento.
- $\Delta PL_f = 6\log\left(\frac{f}{2000}\right)$ es el factor de corrección para frecuencias.
- $\Delta PL_h = -10.8\log\left(\frac{h}{2}\right)$ es el factor de corrección para alturas de BS y SSs.

Los factores de corrección permiten extender el uso de este modelo a frecuencias de hasta 2.2 GHz, antenas de menos de 15m de altura, radios de pico-celda. Las constantes a, b y c (Tabla 1-9) dependen de la naturaleza del terreno: el Terreno A es el más usado para regiones urbanas. La constante s es el efecto de sombra, con distribución normal logarítmica, y tiene valores típicos de desviación estándar entre 8 y 10 dB.

Parámetro	Terreno Tipo A Muy montañoso	Terreno Tipo B Ligeramente montañoso	Terreno Tipo C Plano/Pocos árboles
a	4.6	4	3.6
b	0.0075	0.0065	0.005
c	12.6	17.1	20
Canal SUI	SUI-1, SUI-2	SUI-3, SUI-4	SUI-5, SUI-6

Tabla 1-9: parámetros para el modelo Hata-Okumura

Con los factores de corrección, es posible agregar un elemento muy importante para obtener un modelo de canal apropiado: este factor es la ***Dispersión por Retardo Multi-Trayectoria***, y se compone de los siguientes elementos:

- **Factor K:** se define como la razón entre la BS y la SS. Si es cero, el canal se modela como Rayleigh. Para valores mayores, la naturaleza del canal se asume como Rice.
- **Duración promedio de desvanecimiento:** es el periodo de tiempo durante el que la señal recibida está por debajo de un valor determinado; usualmente respecto a la potencia media.
- **Tasa de cruces de nivel:** es el número de veces por segundo que una señal cruza un nivel de potencia determinado.
- **Espectro Doppler:** este factor se utiliza cuando las SSs son móviles, dado que a medida que una SS se desplaza, los valores de frecuencia cambian (en el orden de 1Hz para un modelo SUI) debido principalmente por la velocidad del viento y la densidad del tráfico.
- **Desvanecimiento espacial:** este factor incluye la interferencia co-canal, distancia coherente y el factor de reducción de ganancia de la antena.

1.2.5.2 Modelo Cost-231

Este modelo es una corrección del modelo Hata-Okumura, y se usa frecuentemente en sistemas móviles inalámbricos para representar áreas urbanas y sub-urbanas, y se describe mediante:

$$PL[dB] = 46.3 + 33.9 \log f - 13.82 \log h_M - C_H + (44.9 - 6.55 \log h_B) \log d + C \qquad (1.6)$$

donde:

- $C = \begin{cases} 0dB & \text{ciudades medias y áreas suburbanas} \\ 3dB & \text{áreas urbanas} \end{cases}$
- f es la frecuencia de transmisión en MHz.
- h_B y h_M son la altura de la antena de la BS (típicamente 35m) y de la SS (1.5 metros).
- d es la distancia del enlace en Km.
- C_H es el factor de corrección para la altura de la antena de la SS.

1.2.5.3 Modelo de Canal SUI

Los factores anteriores se han consolidado en el modelo de canal SUI (*Stanford University Interim*), que posee un conjunto de 6 canales típicos de acuerdo al terreno, como se ve en la Tabla 1-9. Este modelo permite extender el rango de uso del modelo Hata-Okumura hasta 4GHz, y considera el uso de 3 derivaciones (*taps*) multi-trayectoria, en el rango de 0 a 20µs, que es resultado del valor RMS para un retardo por dispersión entre 0.1 y 5.2µs:

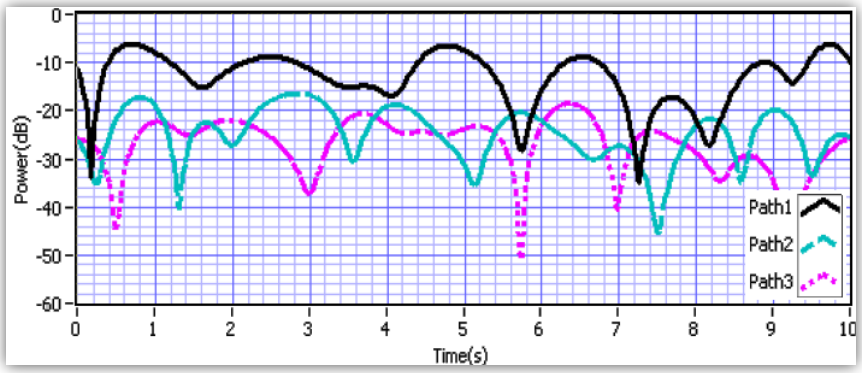


Figura 1-10: traza de las 3 trayectorias del canal SUI

Para valores T_S (duración de símbolo OFDM) típicos de 32µs, el canal experimenta desvanecimiento selectivo por frecuencia, debido a que la duración del símbolo es menor a 10 veces al retardo por dispersión RMS. Para los modelos SUI-1 y SUI-2, no se requiere que el receptor tenga un ecualizador, no así para el modelo SUI-6. La Tabla 1-10 muestra los parámetros del canal SUI-4, utilizado en esta investigación:

Modelo SUI-4				
	Tap 1	Tap 2	Tap 3	Unidades
Retardo	0	$-5\cdot10^{-6}$	$4\cdot10^{-6}$	[µs]
Potencia (omni-direccional)	0	-4	-8	[dB]
90% Factor K	0	0	0	[dB]
Doppler	0.2	0.15	0.25	[Hz]

Tabla 1-10: parámetros del modelo SUI-4

1.3 SISTEMAS DE GEO-REFERENCIACIÓN

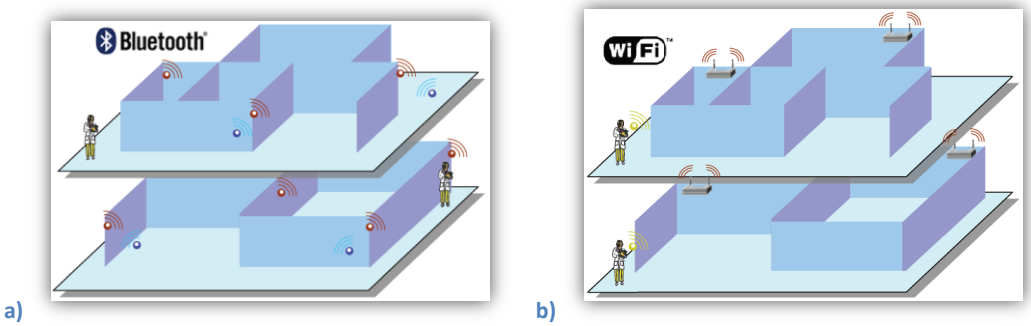
El desarrollo de investigaciones que involucran dispositivos móviles o portátiles, trajo como consecuencia la necesidad de sistemas de localización. Las primeras soluciones utilizaron odometría, que consiste en acumular mediciones de desplazamiento respecto al punto de partida del dispositivo; sin embargo, éste método tiene un error inherente que se acumula rápidamente, por lo que no resulta ser muy preciso para la mayoría de los casos.

Una fuerte tendencia en el área de Robótica, ha sido la emulación de comportamientos que se encuentran en la naturaleza, tales como el uso de sonido para la ubicación de objetos, o *eco-localización*[43]. A pequeña escala resulta ser poco práctico; sin embargo, a gran escala, es posible determinar la posición de un objeto con bastante precisión mediante la observación del efecto

Doppler. A partir de esta idea se han desarrollado múltiples sistemas de localización, que van desde triangulación de señales acústicas, hasta la correlación de señales transmitidas por satélite cuya precisión varía de acuerdo a las limitaciones de cada tecnología.

Las tecnologías más conocidos y difundidas son:

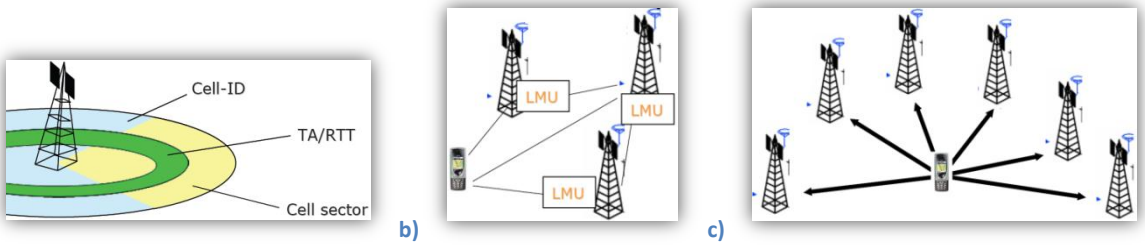
- **Bluetooth:** este sistema funciona mediante posicionamiento discreto (detección de paso -Figura 1-11a). Aún cuando este estándar se encuentra bastante extendido en dispositivos móviles, es un sistema que requiere el despliegue de numerosas balizas, limitándose su utilidad a ubicación en interiores.
- **Wi-Fi:** este sistema provee posicionamiento continuo, obteniendo mayor precisión en la ubicación (errores inferiores a 5m). También es una tecnología bastante difundida, pero al igual que Bluetooth su alcance lo limita a ubicación en interiores.



a) b)

Figura 1-11: posicionamiento en interiores mediante a) Bluetooth y b) Wi-Fi

- **Cell-ID:** es un sistema universal para redes de telefonía celular y sistemas de radio, barato y de fácil implementación, pero no es suficientemente preciso (200m a 20km). Basa la posición en una medida de señal entre la torre (BTS) y la terminal (MS).
- **E-OTD (Enhanced Observed Time Difference):** utiliza el mismo principio de Cell-ID, mejorando la precisión a menos de 20 metros, y utiliza hasta 3 BTS (Figura 1-12b). Sin embargo, es necesario sincronismo de reloj (LMU), y un software específico en el terminal (MS).
- **OTDOA (Observed Time Difference of Arrival):** aplica a redes GSM, 3G y UMTS; funciona de manera semejante a E-OTD, sólo que no se hace necesario el sincronismo de reloj, dado que éste ya es intrínseco en la red.



a) b) c)

Figura 1-12: posicionamiento mediante a) Cell-ID, b E-OTD, y c) MAPS

- **GPS (Global Positioning System):** es un sistema global de Navegación por Satélite (GNSS), y funciona mediante una red de 27 satélites (Figura 1-13, 24 operativos -4x6 órbitas- y 3 de respaldo). La señal transmitida por los satélites es de my baja potencia (del orden de pW), que sin

embargo tiene un carácter estocástico que la hace única para los receptores. La precisión lograda con GPS puede ser inferior a 1m, de acuerdo a la cantidad de satélites visibles (LOS). Sin embargo, tiene un TTFF (*time to first* fix) bajo, dado que el receptor GPS puede tomar hasta 1 minuto en posicionarse luego de encenderse por primera vez, mientras adquiere las efemérides[5] de los satélites visibles. Sistemas similares han sido implementados por Rusia (GLONASS) y la comunidad Europea (Galileo), aunque no cuentan con la universalidad y diversificación inherente al sistema GPS.

- **A-GPS (Aided GPS):** suele utilizarse en los teléfonos móviles, y además del receptor GPS, se vale de un Servidor de Asistencia, que puede hacer saber al dispositivo dónde se encuentra mediante Cell-ID, e incluso puede proveer de los datos orbitales GPS al dispositivo, lo que mejora notablemente la sensibilidad de los receptores, permitiendo posicionarse incluso bajo techo, con precisiones inferiores a 1m.

a) b)

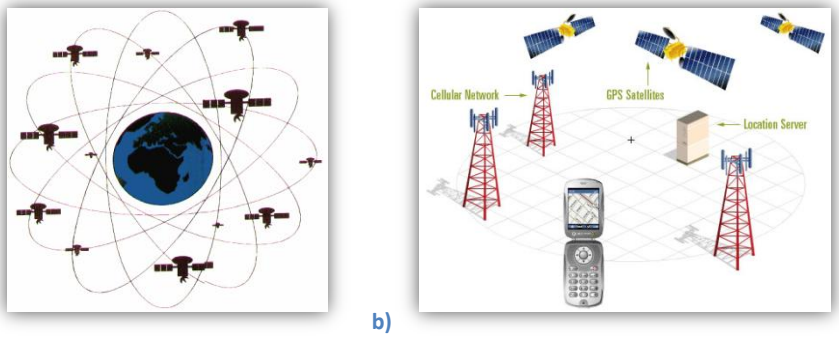


Figura 1-13: posicionamiento mediante a) GPS, y b) GPS Asistido

La Tabla 1-11 resume y cuantifica las características de las tecnologías descritas anteriormente. De esta tabla es posible concluir que, por simplicidad, es suficiente con emplear tecnología GPS para geo-referenciación. Sin embargo, en caso de requerirse, es factible el uso de A-GPS, teniendo siempre en cuenta que en éste la autonomía se va a ver atenuada, pero con una mejora sensible en la precisión y disponibilidad.

	Requisito	Bluetooth	Wi-Fi	Cell-ID	E-OTD/OTDOA	GPS	A-GPS	Galileo
Tecnología	Precisión [1]	4	4	1	3	5	5	4
	Consistencia [2]	2	2	5	1	5	5	4
	Disponibilidad [3]	I	I	I/E	I/E+	E	I/E+	E
Dispositivo	Autonomía [4]	2	1	4	4	4	4	2
	Tamaño [5]	4	4	3	4	5	5	3
	Versatilidad [6]	4	4	5	5	3	3	3
	Independencia [7]	4	2	4	4	3	3	2
Usuario	Sencillez [8]	3	2	3	3	5	5	3
	Servicios [9]	3	3	4	5	5	5	3
	Economía [10]	2	1	5	5	4	4	2
	Total	**28**	**23**	**34**	**34+**	**39**	**39+**	**26**

Tabla 1-11: comparativo entre tecnologías de geo-referenciación

[5] Las efemérides hacen referencia a la posición astronómica de los satélites, referida a 5 parámetros orbitales Keplerianos.

Notas:

En la tabla se resaltan en **rojo** los peores resultados, y en **azul** los mejores

[1] *Error en la posición:* **1** ≥ 100m, **2** entre 100 y 20m, **3** entre 20 y 5 metros, **4** entre 5 y 2 metros, **5** menor a 2 metros

[2] *Error homogéneo:* **1** muy baja, **2** baja, **3** regular, **4** alta, **5** muy alta

[3] *Operatividad y cobertura:* **I** interior, **E** exterior, **I/E** interior y exterior, **I/E+** interior y exterior con alta disponibilidad

[4] *Duración de la batería:* **1** muy baja, **2** baja, **3** regular, **4** alta, **5** muy alta

[5] *Del dispositivo o del conjunto:* **1** muy grande, **2** grande, **3** normal, **4** pequeño, **5** muy pequeño

[6] *Uso alterno del dispositivo:* **1** muy baja, **2** baja, **3** regular, **4** alta, **5** muy alta

[7] *Uso de dispositivos genéricos o propietarios:* **1** muy baja, **2** baja, **3** regular, **4** alta, **5** muy alta

[8] *Facilidad de uso e interfaz:* **1** muy baja, **2** baja, **3** regular, **4** alta, **5** muy alta

[9] *Mantenimientos y actualizaciones:* **1** muy baja, **2** baja, **3** regular, **4** alta, **5** muy alta

[10] *Costos de adquisición y desarrollo:* **1** muy caro, **2** caro, **3** normal, **4** barato, **5** muy barato

Para el alcance del proyecto, es suficiente emplear tecnología GPS para geo-referenciación; sin embargo, futuras implementaciones deberían considerar el uso de A-GPS, teniendo siempre en cuenta que la autonomía se va a ver reducida, pero con una mejora sensible en la precisión.

2 DESARROLLO DEL SISTEMA

Existen diferentes paquetes de *software* para la simulación, análisis y diseño de Sistemas de Comunicación: NS-2, MatLab y LabView entre los más conocidos[6]. Se ha decidido utilizar LabView (***Lab****oratory* ***V****irtual* ***I****nstrument* ***E****ngineering* ***W****orkbench*) debido a las ventajas que ofrece como herramienta de programación visual (VPT): flexibilidad, escalabilidad y la habilidad de modificar parámetros del sistema en tiempo real. Adicionalmente, permite la integración directa con Radio definido por Software (SDR) tanto del propio creador (National Instruments) como de otros fabricantes, bajo los estándares de instrumentación PXI y PXI-e. Los equipos seleccionados son:

- ***Chasis PXI-1042:*** es un bastidor de 8 espacios que incorpora un reloj interno de referencia de 10 MHz (com precisión de 25 partes por millón), así como buses de señales de disparo PXI, topología en estrella y bus local; permite la instalación tanto de módulos PXI como de CompactPCI 3U. La impedancia de entrada es de 50±5Ω, y soporta la sincronización de señales de hasta 10MHz con amplitud desde 200mV_{pp} a 5V_{pp} para niveles TTL de señalización.
- ***Controlador PXI-8160:*** es un controlador embebido Intel Core 2 Duo de alto rendimiento basado en la arquitectura T7400, con memoria RAM de doble canal e interfaz Gigabit Ethernet para conexión remota; soporta la ejecución de aplicaciones de instrumentación modular y de adquisición de datos en tiempo real, ya sea con sistema operativo Windows, ó LabView RealTime; en éste último es posible ejecutar múltiples hilos, con el fin de separar aplicaciones en *threads* individuales para cada núcleo.
- ***Generador de Señales PXI-5651:*** es un generador de onda continua con capacidad para modulación FM, 2-FSK y OOK (*On/Off Key*), brinda desfase de ruido y elevadas velocidades de sintonización (menor a 2ms). Permite transmisiones con un rango de frecuencia desde 500 kHz hasta 3.3 GHz con una sensibilidad de -110 dBm y resoluciones de 1 parte por millón, y tasas de símbolo desde 153 Hz a 100 kHz.
- ***Analizador de Señales PXI-5661:*** es un analizador modular de señales vectoriales I/Q de 2.7GHz con un amplio ancho de banda. Permite hacer *downconversion* digital con rápidos tiempos de respuesta y transferencia, optimizando los tiempos de procesamiento del controlador del sistema; incluye arranque de disparo de frecuencia selectiva, y utilerías de software (*toolkits*) para Modulación y Medición de Espectro.

[6] Ns es un simulador de eventos discretos, de código abierto, que corre bajo sistemas Linux, que provee soporte para los protocolos TCP, de enrutamiento y multidifusión, tanto en redes LAN como WLAN. El desarrollo de los modelos bajo este simulador está dado por la colaboración entre diferentes investigadores, como DARPA, NSF, ACIRI, UCB Daedelus, CMU Monarca y SUN Microsystems, entre otros.

Figura 2-1: módulos PXI utilizados el el sistema SDR PXI-OFDM
a) Chasis PXI-1042; b) controlador PXI-8106RT; c) Generador de Señales CW PXI-5651; y d) Analizador de Señales PXI-5661

En la Figura 2-1 se observan estos dispositivos, y en la Figura 2-2a se muestra el sistema conectado a una terminal remota: la conexión se hace a través de una interfaz Gigabit Ethernet, aunque el controlador embebido permite que el sistema pueda trabajar de forma autónoma al conectar un teclado, un ratón USB, y un monitor VGA o DVI; por lo tanto, es posible habilitar la ejecución de procesos aún cuando no haya un equipo remoto como supervisor. La Figura 2-2b muestra el detalle de la instalación de un módulo PXI al chasis; debido al estándar en que se fundamenta, el sistema soporta módulos tanto del fabricante como de terceros, siempre que se cumpla la especificación PCI para instrumentación y control.

Figura 2-2: a) sistema PXI y terminales remotas, b) instalación de un módulo

El uso de estas herramientas permite controlar directamente los parámetros del sistema en tiempo real, incluyendo la codificación del canal, potencia de transmisión y nivel de recepción, y tasas de transferencia, además de poder agregar atenuaciones e interferencias a los canales para simular y estudiar el desempeño del sistema y su respuesta. Asimismo, es posible transmitir datos e información en vivo y observar los efectos de ajustar los parámetros de la capa PHY-OFDM, e incluso generar un algoritmo base que permita soportar otras plataformas e implementaciones de implementaciones posteriores de la familia WiMAX (OFDMA, MIMO BPSK *Spread-Spectrum*) y de otros estándares de transmisión de Banda Ancha Inalámbrica (BWA), lo que es posible solamente en un sistema de hardware definido por software.

El sistema se ha desarrollado de acuerdo con la arquitectura mostrada en la ; en la sección 2.1 se describe el funcionamiento del Módulo de Transmisión, detallando la implementación de la Generación de Datos, la Codificación del Canal y el Proceso de Modulación OFDM, para finalmente mostrar su ejecución en el sistema PXI. Este mismo proceso se realiza en el Módulo de Recepción, describiendo además la recuperación de los datos transmitidos y el Sistema de Geo-Referenciación. La sección 2.3 muestra la simulación del sistema completo PHY OFDM sobre un canal AWGN y sobre un modelo SUI-4; los parámetros de estas simulaciones se muestran en la sección 2.3.1, así como el protocolo de pruebas tanto para el hardware PXI, como de los sistemas de Geo-Referenciación y de Visualización de Datos, que se muestra en la sección 2.2.6. Los resultados obtenidos se muestran en la sección 3, incluyendo las restricciones del sistema actual y el trabajo futuro a partir de esta investigación.

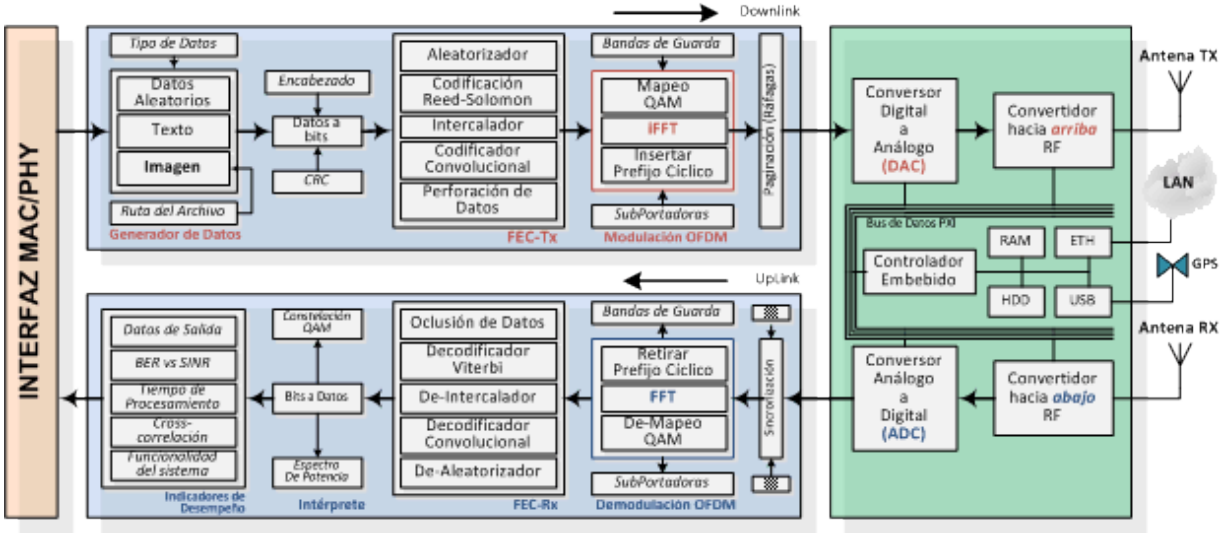


Figura 2-3: diagrama en bloques del sistema implementado

2.1 MÓDULO DE TRANSMISIÓN

El Módulo de Transmisión PHY-OFDM implementa las diferentes etapas del proceso de transmisión WiMAX fijo, sujeto a las especificaciones descritas en las secciones 8.2, 83 y 8.5 de [24]; estas etapas van desde la generación y codificación de bits, el mapeo a una constelación QAM, la generación de símbolos OFDM a partir de esta constelación, y finalmente la configuración y puesta en funcionamiento del sistema PXI para la transmisión de estos símbolos.

El Panel de Control del Módulo de Transmisión se muestra en la Figura 2-4, y se compone de 2 secciones principales:

- ***Configuración de Parámetros:*** contiene los controles que conforman los parámetros de transmisión: las opciones de modulación (tipo de modulación, longitud del Prefijo Cíclico, número de tonos, habilitar/deshabilitar inserción de frecuencias piloto y bandas de guarda), las opciones de codificación (habilitar/deshabilitar aleatorización, intercalación, perforación, FEC, y tipo de codificación para el FEC Tx), y las opciones del sistema PXI (nombre del dispositivo, configuración del reloj, frecuencia central y potencia de transmisión).

- ***Área de Visualización:*** contiene dos carpetas principales: *Tipo de Datos*, y Datos de Salida. La carpeta de *Tipo de Datos* permite seleccionar la forma de los datos a transmitir: imagen, texto, o datos aleatorios. La carpeta *Datos de Salida*, por su parte, permite registrar algunas trazas referentes a los símbolos transmitidos, tales como la constelación QAM en que se mapean y el espectro de potencia de los símbolos generados, así como indicadores sobre el número de bits a transmitir, número de ráfagas, y la ráfaga transmitiéndose actualmente.

Figura 2-4: Panel de Control del Módulo de Transmisión

La Figura 2-5 muestra el diagrama de jerarquías del Módulo de Transmisión. En el nivel superior se muestra al ícono que representa la aplicación principal, y en los niveles subsecuentes se muestran los íconos de las funciones que utiliza el sistema, que se detallarán a lo largo de este capítulo; estos íconos se agrupan de acuerdo a su precedencia y asociación respecto al ícono principal.

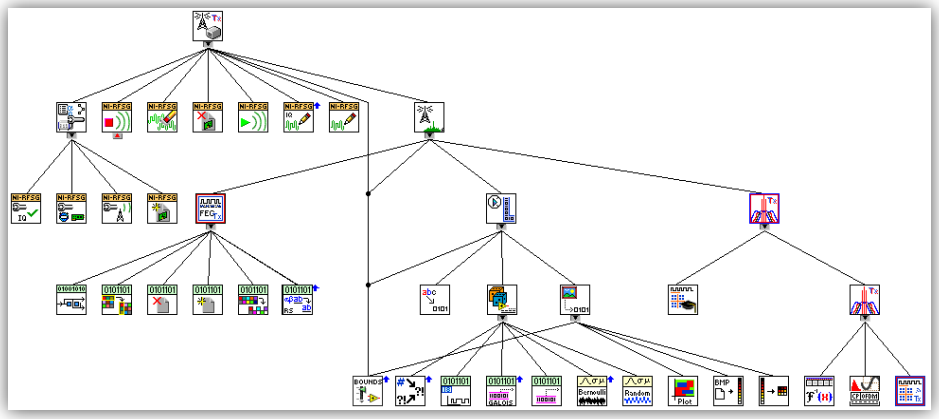


Figura 2-5: diagrama de jerarquías del Módulo de Transmisión

2.1.1 GENERACIÓN DE DATOS

Esta función corresponde al primer bloque del diagrama mostrado en la Figura 1-3, y permite generar bits a partir de 3 fuentes de información: imagen, texto ASCII, ó datos aleatorios. Estas fuentes las escoge el usuario a través de los fichas en la carpeta *Tipo de Datos*, como se muestra en la Figura 2-6. Además de los bits generados, se incluye un campo de 6 bytes de encabezado, indicando el tamaño del arreglo, y 8 bytes al final, que conforman un campo CRC (comprobación de redundancia cíclica).

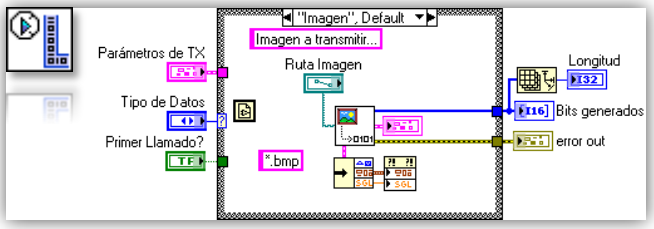


Figura 2-6: diagrama del Generador de Datos

- ***Imagen:*** esta función lee un archivo de mapa de bits de 256 colores (*.bmp), y extrae la información referente al color RGB (en decimal) de cada pixel; el archivo se escoge mediante una ruta fija donde se encuentra la imagen, o bien, mediante un cuadro de diálogo (opcional). La longitud del arreglo generado es de 691.200 bits para una imagen de 360x240 píxles. Archivos de más de 360 píxeles de ancho o 240 píxeles de alto como su mayor dimensión se ajustan en la pantalla pero no se comprimen, por lo que la función *Imagen* incluye un encabezado adicional que indica sus dimensiones, para ajustar el algoritmo de procesamiento BERT (bit error rate tracer). Finalmente, la información de cada pixel se transforma de tipo *entero* a tipo *booleano* (*True* o *False*), y luego a bits, ya que LabView no posee una función de conversión directa.

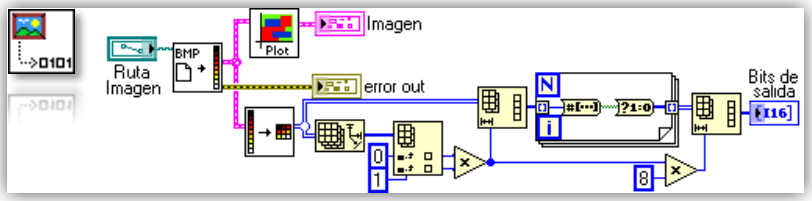


Figura 2-7: diagrama del Generador de bits a partir de una imagen

La imagen leída del archivo también se visualiza en el Panel de Control, utilizando la función mostrada en la Figura 2-8, que también escala la imagen para ajustarse o bien a un ancho de 360 píxeles, o a un alto de 240. Adicionalmente, genera un *cluster* de propiedades que se heredan a todas las funciones que hacen uso de esta sub-función:

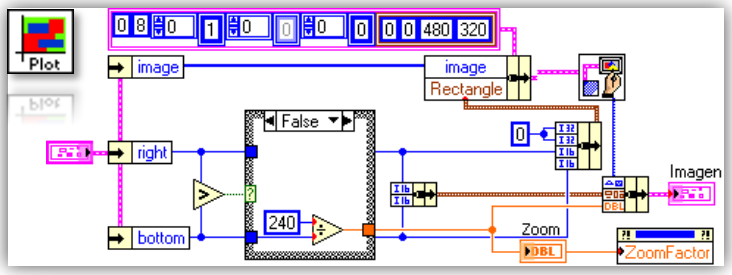


Figura 2-8: diagrama del visualizador de la imagen a transmitir

- ***Texto:*** el Panel de Control contiene una carpeta en la que se encuentra un campo donde se puede ingresar el texto que se desea transmitir; o bien, en la parte superior de este campo, se encuentra un control donde se puede seleccionar el archivo de texto en formato ASCII y con extensión *.txt que se desea transmitir (deshabilitado por defecto).

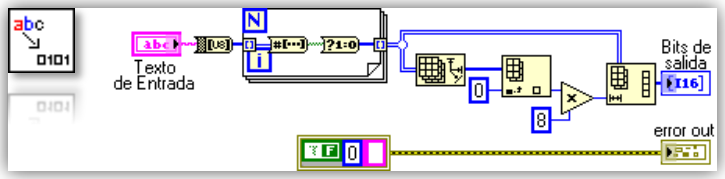


Figura 2-9: diagrama del generador de bits a partir de un Texto

De forma semejante a como sucede en el caso de la generación de bits a partir de una imagen, los caracteres ASCII son convertidos a bits mediante un ciclo *for*, como se muestra en la Figura 2-9. Posteriormente, el arreglo obtenido es redimensionado para que su tamaño corresponda con los bloques de codificación posteriores, agregando un campo que indica la tabla ASCII a usar (por defecto *Universal*), pero sin rellenar los bits faltantes para completar un bloque de palabras código. Este relleno se hace en el Aleatorizador, explicado más adelante.

- ***Datos Aleatorios:*** esta función genera secuencias pseudo-aleatorias utilizando 2 mecanismos distintos: el primero, genera pseudo-ruido (PN) del tipo Galois, utilizando registros de desplazamiento con realimentación lineal (LFSR, *Linear Feedback Shift Register*), a partir de un polinomio primitivo y una semilla definidas por el usuario (Figura 2-10); por defecto, el polinomio utilizado es $1 + x^{14} + x^{15}$, y la semilla inicial es 0xA9, que es la misma definida por el estándar [24] en la sección 8.3.3.1.

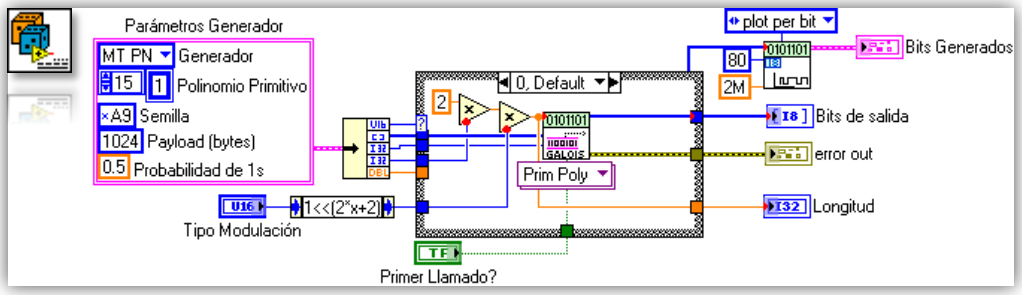


Figura 2-10: generador de datos aleatorios (Bernoulli o Galois)

El segundo mecanismo, genera un arreglo de bits a partir de una distribución de Bernoulli, donde el usuario establece la probabilidad de éxito (o de 1s, en este caso). El tamaño del arreglo, lo determina el valor de la carga útil (*payload*) configurado por el usuario, que por defecto es 1024: con este valor, el generador produce 8192 bits. Sin embargo, si el usuario escoge generar datos aleatorios, el sistema omite por defecto el uso del bloque de *Aleatorización* (sección 1.2.2.1) en la Codificación del Canal, dado que comparten el polinomio generador de datos.

2.1.2 CODIFICACIÓN DEL CANAL (FEC Tx)

La codificación del canal se compone de 3 pasos: aleatorización, corrección de errores hacia adelante (FEC), e intercalación (Figura 2-11); adicionalmente, se tiene un módulo de perforación de datos, con el fin de habilitar diferentes tasas de codificación en el transmisor. La codificación FEC consta de un codificador Reed-Solomon, concatenado mediante un Intercalador (opcional) con un Codificador Convolucional con una tasa nativa de ½ y longitud 7, para luego a través de un bloque de perforación de datos, generar tasas de codificación de 2/3, 3/4, 5/6 y 7/8, de acuerdo con el tipo de modulación[24]. Todos los módulos han sido implementados a partir de la utilería de Modulación de LabView (*Modulation toolkit*), excepto el Codificador Convolucional, dado que éste no soportaba los parámetros establecidos por el estándar para su configuración, y ha sido su construcción a partir de los diagramas de codificación detallados en [15] y [27].

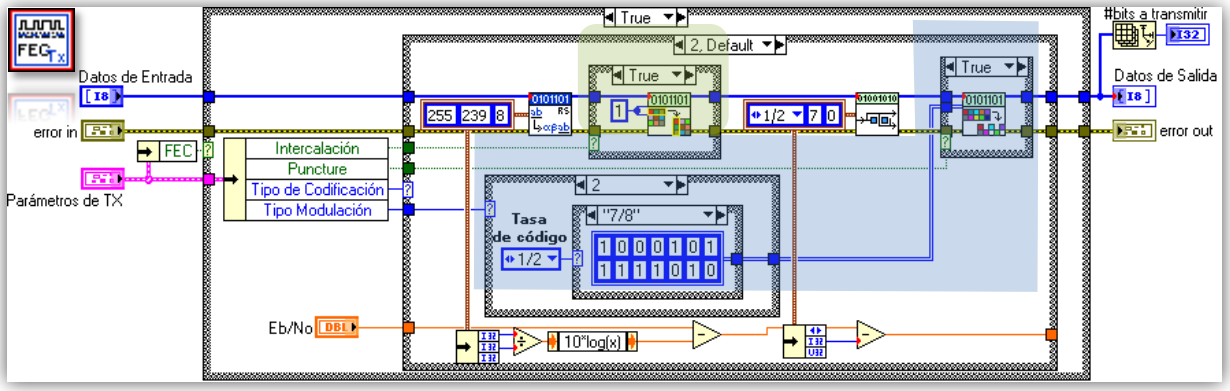


Figura 2-11: diagrama en bloques del módulo FEC Tx

De igual forma ha ocurrido con la **Aleatorización de Datos**, pues el incluido en la utilería, no permitía la ejecución mediante registros de desplazamiento, como se ha explicado en la sección 1.2.2.1 de este documento. Esta función ha sido implementada utilizando el código mostrado en la Figura 2-12, donde se establece qué ráfaga se va a transmitir, para definir si se reinicializa o no el Aleatorizador; el ciclo *for* interno implementa la secuencia pseudo-aleatoria mostrada en la Figura 1-5: esta secuencia no se aplica si los datos provienen del Generador de Datos Aleatorios, pues el polinomio generador es el mismo para las 2 funciones.

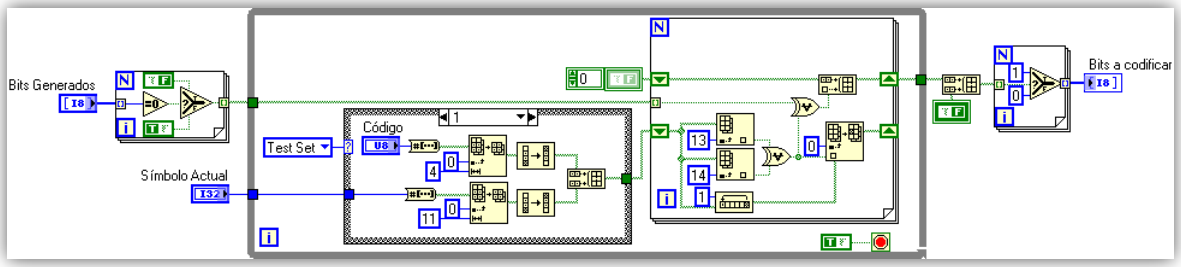


Figura 2-12: diagrama del Aleatorizador

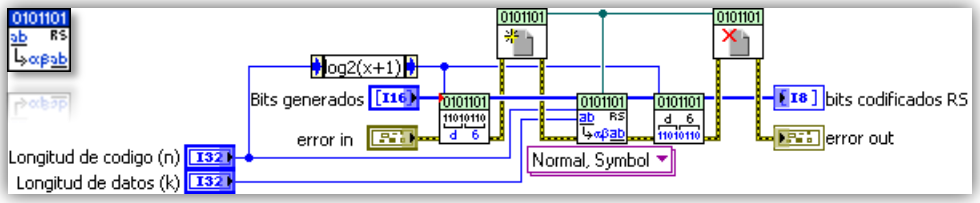


Figura 2-13: detalle del codificador Reed-Solomon

El **Codificador Reed-Solomon**, resaltado en la Figura 2-13, ha sido implementado a partir del código Bose-Chaudhari-Hocquenghem (BCH) donde los elementos se derivan del campo de Galois GF(2m)[17][33][35][37]; esto le provee un muy buen desempeño en la corrección de errores en ráfagas transmitidas. La longitud establecida por defecto para el código es 255, y la longitud de los bits luego de la codificación es 239, utilizando un polinomio generador de la forma $x^8 + x^4 + x^3 + x^2 + 1$. El algoritmo inicialmente empaqueta en orden MSB los bits generados, relacionados mediante la ecuación:

$$a_n = \sum_{j=0}^{M-1} b_{Mn+j} 2^{(M-1)-j}, \quad n = 0, \dots, N-1 \tag{2.1}$$

Esto es, si los bits por entero son 3, y el arreglo es [1 0 0], el arreglo se empaqueta como un "4"; si el orden fuese LSB, el arreglo se empaquetaría como "1". Una vez empaquetados los bits, es necesario generar una variable de referencia global a una sesión de modulación, para poder comenzar a ejecutar la codificación Reed-Solomon, como se ha especificado en 1.2.2.2. Finalmente se desempaquetan los bits y se cierra la sesión de modulación.

Por su parte, el **Intercalador** (opcional, resaltado en **verde** en la Figura 2-11), escribe los datos de entrada en una matriz de *m* x *n*, fila por fila, y una vez se ha llenado esta matriz, la lee columna por columna; por defecto, el número de columnas es equivalente a la longitud del código Reed-Solomon, en tanto que el número de filas es el máximo número de palabras código que el codificador RS pueda almacenar.

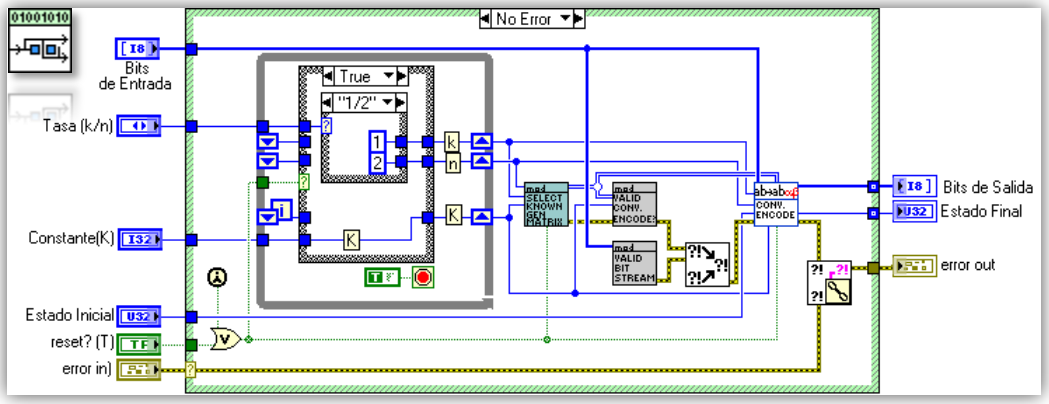


Figura 2-14: diagrama del Codificador Convolucional

La Figura 2-14 muestra en detalle el **Codificador Convolucional** del diagrama de la Figura 2-11. Como se ha mencionado anteriormente, este codificador ha debido ser modificado respecto al incluido en la

utilería de Modulación de LabView, para garantizar la compatibilidad con el intercalador y el Codificador Reed-Solomon precedentes; este codificador ha sido configurado para tener una tasa de codificación de ½ y la longitud restringida a 7. El número de iteraciones requerido para estas especificaciones está dado por:

$$\#interaciones = floor\left(\frac{longitud(Bits_{Entrada})}{k}\right) \tag{2.2}$$

Finalmente, se tiene un bloque de **Perforación de Datos** (resaltado en **azul** en la Figura 2-11); este proceso es un incremento artificial de la tasa de código, al eliminar selectivamente ciertos elementos del arreglo de entrada. Las posiciones donde son eliminados los elementos se definen mediante una ***Matriz de Perforación***: los elementos de la entrada que correspondan a un valor '0' en la matriz, son eliminados. Si el arreglo de entrada tiene una tasa de código R_{in}, y la matriz de perforación es de tamaño p x q y tiene L ceros, entonces la tasa de código del arreglo de salida está dada por:

$$R_{out} = R_{in} \cdot \frac{pq}{pq-L} \tag{2.3}$$

La Tabla 1-3 en la sección 1.2.2.2 muestra las matrices resultantes para las tasas de código requeridas.

2.1.3 GENERADOR DE SÍMBOLOS OFDM

En la Figura 2-11 se observa que los bits generados por una serie de bloques para ser codificados, pero no han sido ajustados para encajarse dentro de las ráfagas a transmitir. Este proceso se hace justo antes de los ciclos *for* en el diagrama de la Figura 2-15. Los parámetros a tener en cuenta son:

- L_{cod}: tamaño del arreglo codificado.
- N_T: número de tonos.
- N_{bcc}: número de bits codificados por sub-canal.
- $T_{training}$: periodo por símbolos de la secuencia de entrenamiento.
- N_{sym}: número de símbolos sin la secuencia de entrenamiento.
- $N_{sym,T}$: número de símbolos, incluyendo la secuencia de entrenamiento

El número de ráfagas se calcula de la siguiente forma:

$$N_{burst} = ceiling\left(\frac{\frac{L_{cod}}{N_T \cdot N_{bpsc}}}{N_{sym}}\right) \tag{2.4}$$

Este valor es el número máximo de iteraciones del ciclo *for* exterior en la Figura 2-15. Asimismo, el número de símbolos incluyendo la Secuencia de Entrenamiento está dado por:

$$N_{sym,T} = N_{sym}\left(\frac{T_{training}}{T_{training}-1}\right) \tag{2.5}$$

Éste es el valor de *N* para el ciclo *for* interno. Considerando estos 2 elementos, se agrega un relleno (*padding*) al arreglo total de bits codificados, de forma que su longitud sea:

$$L_{sym} = N_{burst} \cdot T_{training} \cdot N_T \cdot N_{bpsc} \tag{2.6}$$

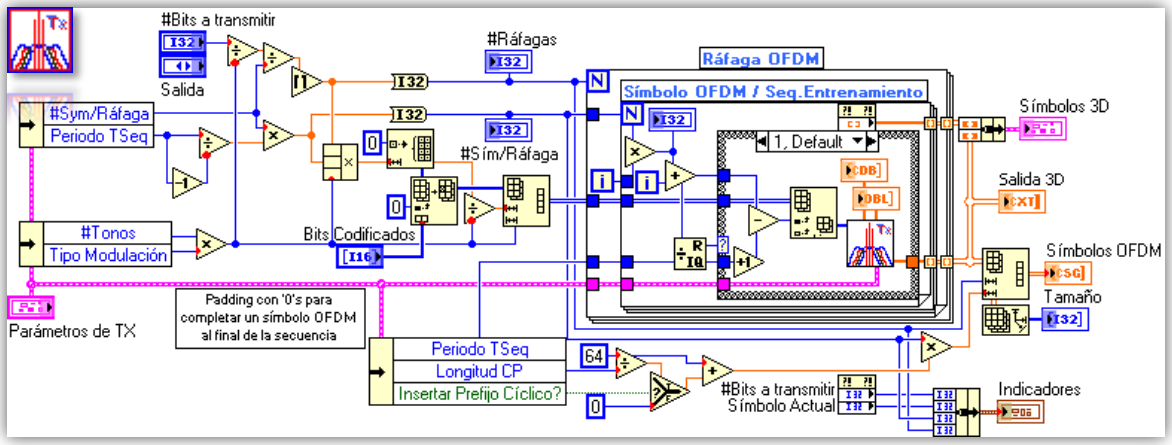


Figura 2-15: diagrama en bloques del Generador de Símbolos OFDM

Luego, se redimensiona este arreglo, de forma que las filas (*m*) constituyan las ráfagas a transmitir, en tanto que las columnas (*n*) representen los símbolos por ráfaga; esto es:

$$m = \frac{L_{sym}}{N_T N_{bpsc}},\ n = N_T N_{bpsc} \tag{2.7}$$

En el ciclo *for* interno, se hace la modulación OFDM de los bits codificados. A la salida de este ciclo se tienen estos símbolos ó una secuencia de entrenamiento, de acuerdo al ***número del símbolo*** que se está procesando. Esta selección se hace de la siguiente forma:

$$R = \left(N_{sym,T}(j) + N_{sym,T} \cdot N_{burst}(i)\right) - T_{training} \cdot floor\left(\frac{N_{sym,T}(j) + N_{sym,T} \cdot N_{burst}(i)}{T_{training}}\right) \tag{2.8}$$

siendo *i* la variable incremental del ciclo exterior, y *j* la variable del ciclo interno. Cuando este valor es cero, se agrega a la ráfaga la secuencia de entrenamiento; en los demás casos, se hace la modulación OFDM del elemento $c_{i,j}$ del arreglo redimensionado. Al final de este proceso se obtiene un arreglo tridimensional, donde las filas corresponden a cada elemento de un símbolo OFDM (incluyendo la secuencia de entrenamiento) representado en las columnas, y las páginas designan cada ráfaga conformada: el arreglo de conforma de esta manera para así aligerar el proceso de generación de símbolos OFDM y controlar el proceso de transmisión sobre el generador PXI.

2.1.3.1 Modulador OFDM

La Figura 2-16 muestra el proceso de generación de símbolos OFDM[24], que consiste en mapear los bits codificados a una constelación QAM determinada en el Panel de Control del Transmisor. Luego, si se ha habilitado la opción en el Panel, se insertan las Frecuencias Piloto y las Bandas de Guarda, para posteriormente aplicar la transformada inversa rápida de Fourier (iFFT), e insertar el Prefijo Cíclico.

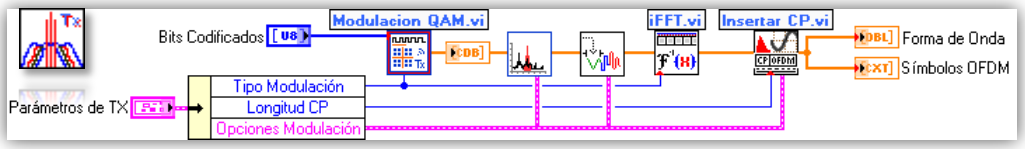


Figura 2-16: diagrama en bloques del Modulador OFDM

2.1.3.2 Modulador QAM

Este bloque permite hacer un mapeo discreto de bits a símbolos QAM, utilizando las constelaciones BPSK, QPSK, 16-QAM y 64-QAM (no se soporta BPSK disperso, ni 256-QAM). Inicialmente, se realiza una pre-conversión de bits a datos tipo *booleano*, dado que el proceso se ejecuta mucho más rápido en este tipo de datos. Luego, el arreglo *booleano* se procesa en un ciclo *for*, donde se utilizan como filtro para un conjunto de matrices de símbolos QAM (en color naranja, en la Figura 2-17), de acuerdo a la constelación; para este filtro, es necesario decimar el arreglo *booleano*, en partes del mismo orden de la potencia de la modulación (esto es, si se elige 16-QAM, se decima en $\log_2 16 = 4$ arreglos), y posteriormente hacer una conversión adicional, tomando un conjunto de datos booleanos determinado por el tipo de modulación, donde se transponen y se convierten a enteros decimales, que a su vez son los índices de la matriz de símbolos de la constelación. Finalmente, los símbolos QAM se normalizan de acuerdo con lo establecido en la Tabla 1-5:

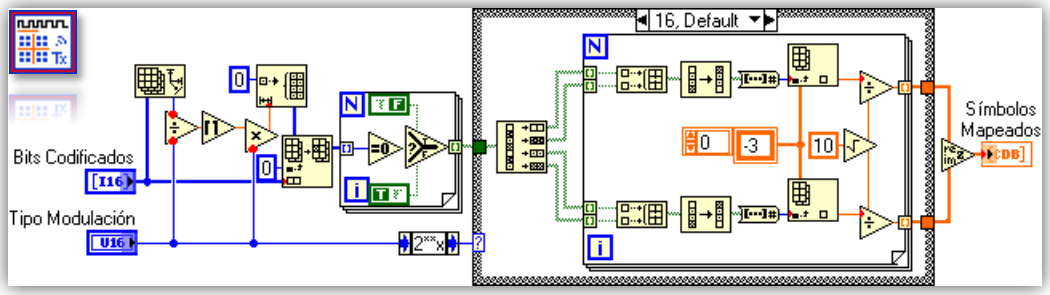


Figura 2-17: diagrama del Modulador QAM

2.1.3.3 Insertar Frecuencias Piloto

Este bloque, habilitado o deshabilitado por el usuario en el Panel de Control, inserta las componentes piloto, símbolo por símbolo de sub-portadora (sección 8.3.1.1.2 de [24]), en los espacios designados para ello, tal como se muestra en la Figura 2-18, completando los símbolos QAM generados. Este algoritmo es una adaptación del desarrollo hecho por Wong (Universidad de Texas) en [51]:

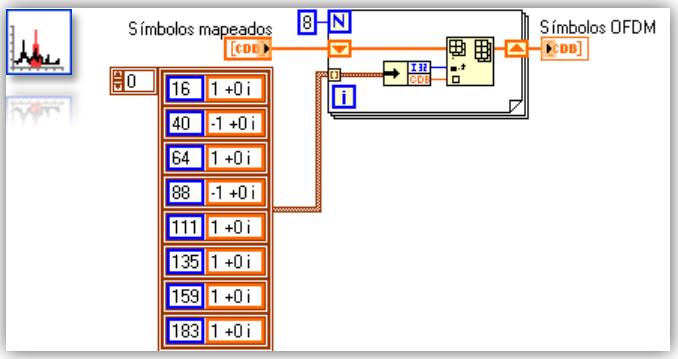


Figura 2-18: inserción de frecuencias piloto

2.1.3.4 Insertar Bandas de Guarda

Acá se agregan las guardas establecidas por el estándar [24] en la tabla 213. La banda de guarda se establece como un periodo de tiempo en el que la señal se mantiene constante, repitiendo un símbolo. De esta forma las señales que lleguen con un retardo menor que ese tiempo de guarda se pueden aprovechar como señales constructivas para mejorar la recepción. La Figura 2-19 muestra este proceso, que ocurre en 3 bloques, donde se inserta la banda inferior, la sub-portadora DC, y la banda de guarda superior, respectivamente (Figura 2-20):

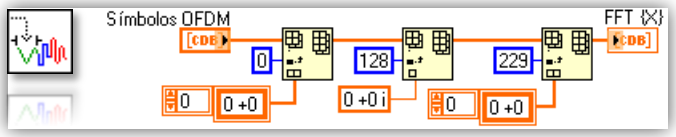


Figura 2-19: inserción de las Bandas de Guarda

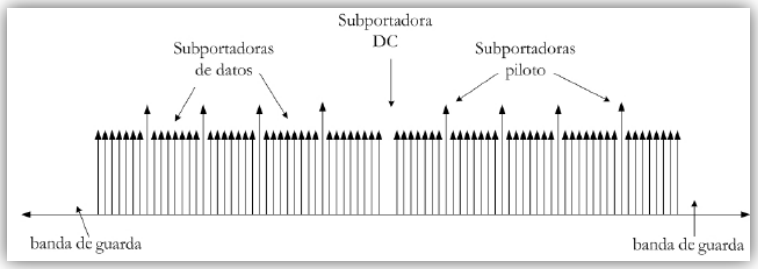


Figura 2-20: diagrama con las sub-portadoras de OFDM

2.1.3.5 Transformada inversa de Fourier (iFFT)

Esta función aplica la transformada iFFT a los símbolos QAM, junto con las frecuencias piloto y las bandas de guarda, si se han habilitado en el Panel de Control. De acuerdo con el tipo de modulación elegido, se agrega un relleno en la mitad del arreglo de símbolos, y cuya longitud está dada por:

$$L_{padding,iFFT} = 400 - ceiling\left(\frac{256}{\log_2 N_{bpsc}}\right) \tag{2.9}$$

2.1.3.6 Inserción de Prefijo Cíclico

En el Panel de Control se escoge la longitud del Prefijo Cíclico: los valores soportados son ¼, 1/8, 1/16 y 1/32. Sin embargo, el mismo control se encarga de transferir el inverso multiplicativo de este valor al bloque de Insertar CP (Figura 2-21). Entonces, la longitud del prefijo cíclico se calcula a partir de la longitud de los símbolos transformados (iFFT), y extrae la porción final de este arreglo, para luego agregárselo a este mismo arreglo desde la posición 0:

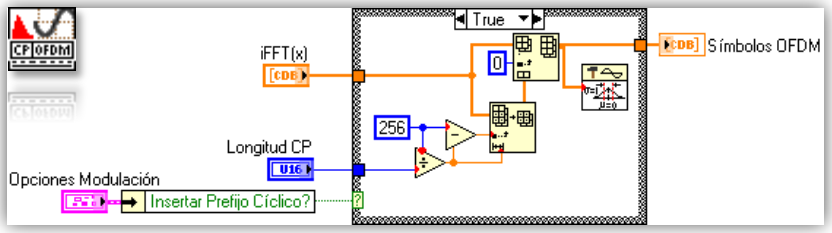


Figura 2-21: diagrama del módulo de Inserción del Prefijo Cíclico

2.1.3.7 Secuencia de Entrenamiento

La generación de los símbolos de la Secuencia de Entrenamiento sigue los mismos pasos a los que se han sometido los bits codificados, ya detallados en las secciones 2.1.3.2 a 2.1.3.6, a partir del vector generador definido en [24], como se muestra en la Figura 2-22:

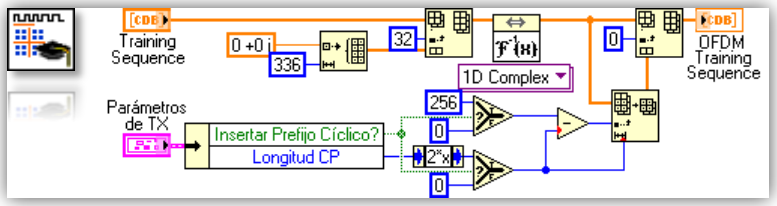


Figura 2-22: generación de la Secuencia de Entrenamiento

2.1.4 TRANSMISOR PXI OFDM

Finalmente, los símbolos OFDM generados por el transmisor detallado en la sección 2.1.3, se adecúan para poderse transmitir utilizando el sistema PXI. Esta función se muestra en la Figura 2-23:

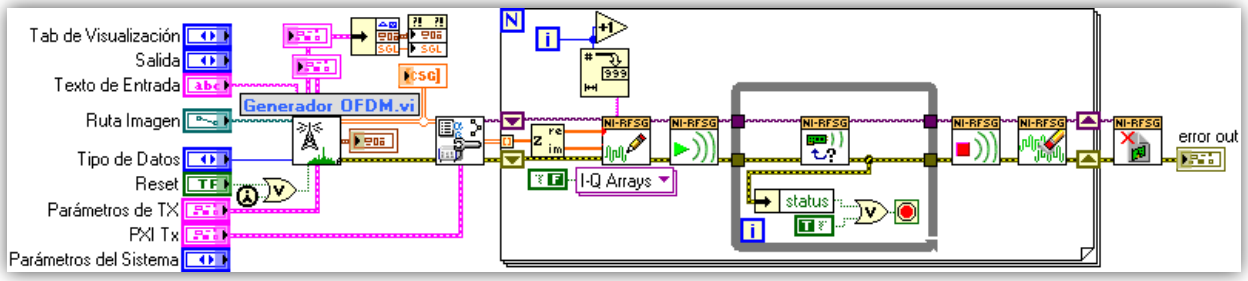


Figura 2-23: diagrama del Transmisor PXI OFDM

Este sistema funciona de la siguiente forma:

Se generan los símbolos OFDM a transmitir, a partir de la fuente especificada en el Panel de Control, utilizando las funciones mostradas en la Figura 2-24 y detalladas en las secciones anteriores. Adicionalmente, esta función ajusta los datos para ser visualizados en sendas trazas de Espectro de Potencia y Constelación QAM, y prepara los datos para ser leídos por el protocolo de pruebas detallado en la sección 2.3. Finalmente, ajusta los datos de origen para ser visualizados correctamente en el Panel de Control:

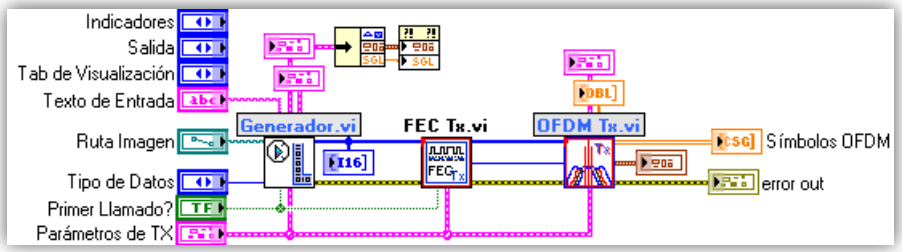


Figura 2-24: diagrama en bloques del Generador OFDM

A continuación, se inicializan y configuran los módulos PXI con los parámetros especificados, tales como fuente del reloj de sincronización (interno, del controlador PXI, ó del generador

vectorial de señales), frecuencia central de transmisión (para el *UpConverter*), y nivel de Potencia de transmisión (Figura 2-25). Una vez se han configurado estos parámetros, se habilita la Generación I-Q, que consiste en aplicar una modulación vectorial a la señal RF de salida, y sobre-escribir la señal arbitraria existente en el Generador de Señales.

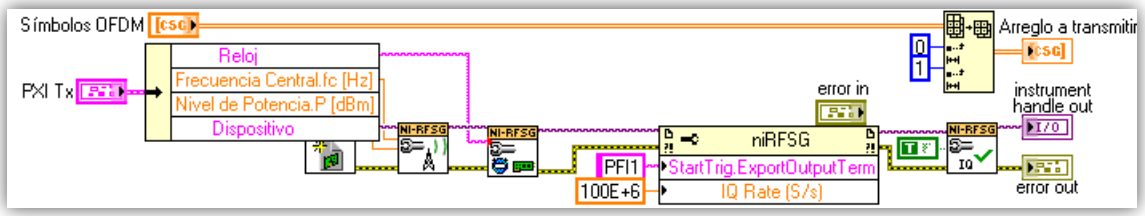


Figura 2-25: configuración de los parámetros del sistema PXI OFDM

Los símbolos OFDM generados se dividen en real (I) e Imaginario (Q), y se habilita la escritura de estos símbolos en el Generador de Señales.

Luego, se inicia la generación de la señal, sacando al generador de su estado de Configuración, y se da inicio a la transmisión de la señal generada.

Cada segundo, el sistema verifica si hay errores o inconsistencias en el funcionamiento del hardware: de ser así, aborta la transmisión.

Una vez se han transmitido los datos, se detiene la generación de señales, se borran los datos remanentes del generador, y se cierra la sesión niRFSG.

Este ciclo se repite para las ráfagas que se hayan generado, mediante un ciclo *for* controlado por la indización del arreglo tridimensional explicado en la sección 2.1.3.

2.2 MÓDULO DE RECEPCIÓN

El Módulo de Recepción PHY-OFDM implementa de forma complementaria las diferentes etapas de transmisión WiMAX fijo detalladas en la sección anterior. Este proceso se detallará de forma inversa a como se hizo con el Módulo de Transmisión, comenzando desde el receptor PXI como tal, hasta llegar a la reconstrucción de los datos, la comparación con los datos generados inicialmente, y la generación de los indicadores de desempeño y funcionamiento del sistema (BERT). El Panel de Control del Módulo de Recepción se muestra en la Figura 2-26; la distribución de este panel es consistente con el Módulo de Transmisión, aunque agrega los módulos correspondientes a los indicadores del sistema, y el módulo de geo-referenciación, que se detallará en la sección 2.2.5:

- ***Configuración de Parámetros:*** en este panel se han configurado un conjunto de indicadores que conforman los parámetros de transmisión, detectados y decodificados al recibir el preámbulo de transmisión con los perfiles de cada ráfaga, transmitidos en formato BPSK en la ráfaga FCH descrita en la sección 1.2.4.1, donde se especifica el tipo de modulación, la longitud del prefijo cíclico y las opciones de codificación habilitadas; asimismo, contiene los controles del receptor PXI (identificador del dispositivo, configuración del reloj, frecuencia central y ancho de banda del

filtro de recepción, nivel de potencia, atenuación y ajuste de fase), y los controles de configuración del GPS (restringidos a estado y configuración del puerto, con el fin de reducir la frecuencia de interrupciones).

- ***Área de Visualización:*** esta área está destinada a la visualización de los datos transmitidos, ya sea imagen, texto o datos aleatorios, y está conformada por 4 carpetas: *Tipo de Datos*, quepermite pre-visualizar los datos transmitidos (asumiendo que se conocen previamente), *Datos de Salida*, que muestra el resultado de los datos interpretados en la recepción, con el fin de hacer una comparación visual; *Indicadores*, que realiza una muestra del Espectro de Potencia y la Constelación para algunas de las ráfagas recibidas, así como indicadores de BER (*bit error rate*), símbolo y ráfaga que están siendo procesadas, y longitudes de los arreglos de bits transmitido y recibido; y finalmente, *Geo-Rerferenciación,* que muestra las coordenadas y la trayectoria del receptor, supuerpuestas sobre una cartografía abierta, que en este caso es Google Maps.

Figura 2-26: Panel de Control del Módulo de Recepción

2.2.1 RECEPTOR PXI OFDM

Para poder comenzar a recibir datos, el sistema PXI debe ser configurado, inicializado, puesto en funcionamiento y verificando que en su ejecución no se presenten errores. De este proceso se encarga el bloque mostrado en la Figura 2-27, y consiste en lo siguiente:

Configuración del sistema PXI: inicia una sesión con el sistema ni5661, configura el reloj de referencia (interno, del controlador RealTime, ó del generador vectorial de señales), y configura el sistema para recepción de señales I-Q (Figura 2-28):

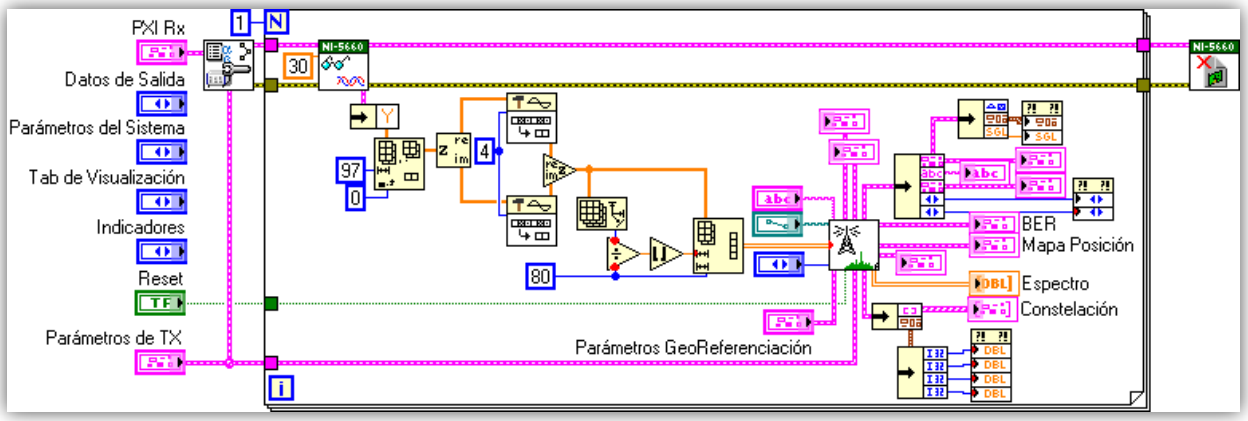


Figura 2-27: diagrama del Receptor PXI OFDM

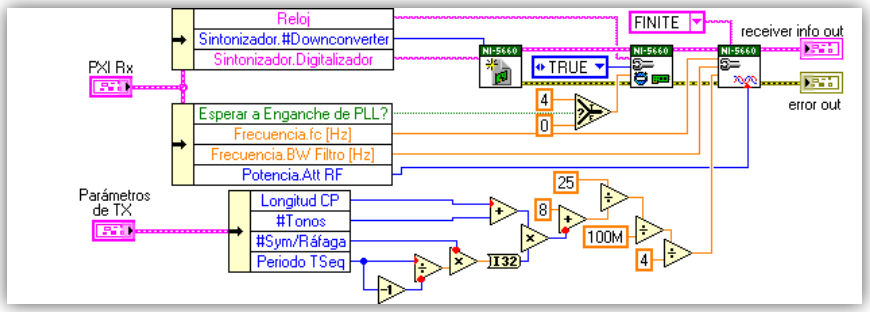


Figura 2-28: configuración de los parámetros del sistema PXI de Recepción

Asimismo, configura los parámetros de frecuencia central, ancho de banda del filtro de recepción, nivel de potencia, el sistema de enganche PLL, y configura el intervalo de adquisición de los datos I-Q; este tiempo se determina de la siguiente forma:

$$t_{I-Q}[s] = \frac{25\left(8+(L_{CP}+N_T)\left(N_{sym}\frac{T_{training}}{T_{training}{}^{-1}}\right)\right)}{400\cdot 10^3} \qquad (2.10)$$

Posteriormente, se da inicio a la recepción de los datos. Este bloque arroja los datos como una onda continua (con un vector de tiempo y de diferenciales de tiempo), y como un arreglo I-Q luego de un proceso interno de filtrado, decimación y DownConversion. A los datos recibidos se les elimina alguna basura remanente, se vuelven a decimar y a reescribir en notación rectangular: este proceso puede obviarse si el receptor se calibra y configura de forma adecuada. Finalmente, se mapean a una matriz cuyas filas corresponden a las ráfagas recibidas.

Finalmente estos datos son interpretados, para determinar los símbolos, desensamblar y decodificar la secuencia OFDM, para obtener y graficar los bits recibidos, y extraer indicadores relevantes al proceso, que se detalla en la siguiente sección.

2.2.2 INTÉRPRETE OFDM

En la Figura 2-29 se muestra el diagrama en bloques del Intérprete OFDM. En este proceso se involucra el Generador de Datos explicado en la sección 2.1.1, dado que se utiliza para la generación de los indicadores de desempeño; los símbolos recibidos por el Analizador Vectorial son alimentados al Demodulador OFDM, y posteriormente al módulo de FEC Rx. Finalmente, los bits resultantes entran el proceso de generación de trazas e indicadores, que se detalla en la sección 2.2.6.

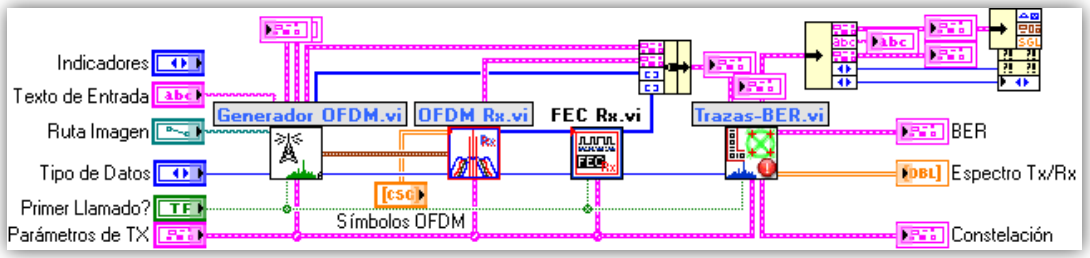


Figura 2-29: diagrama en bloques del Intérprete OFDM

2.2.2.1 Demodulador OFDM

Para el proceso del demodulador OFDM mostrado en la Figura 2-30, el arreglo de símbolos OFDM se ajusta para ocupar 3 dimensiones: una para las ráfagas, otra para los símbolos, y otra con los índices de los símbolos OFDM. De esta forma se van adquiriendo los símbolos uno por uno al procesarse en los dos ciclos *for* del demodulador. Dentro de los ciclos, se tiene un selector controlado por el valor de R explicado en la sección 2.1.3. De esta forma, a la salida se tienen los bits demodulados, retirando la secuencia de entrenamiento en los puntos donde sea indicado:

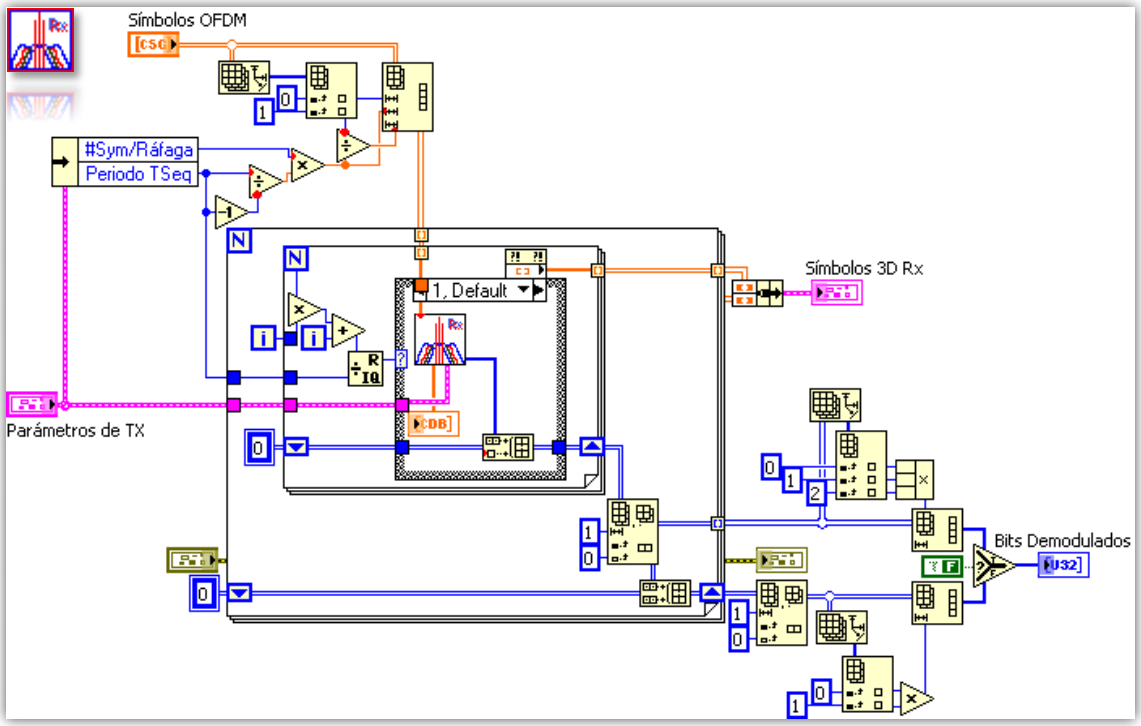


Figura 2-30: diagrama del proceso de Demodulación OFDM

Al arreglo de bits resultante, se le quita la primera posición, debido al efecto que produce la inicialización del registro de desplazamiento. Asimismo, se redimensiona este arreglo mediante registros de desplazamiento, dado que la indización de los ciclos *for* hace que este arreglo se construya en 3 dimensiones, de forma semejante al arreglo con el que se alimentó.

Al interior del caso selector, se tiene el demodulador OFDM como tal (Figura 2-31), que funciona cuando el valor de *R* es distinto de cero. Este demodulador está compuesto por un bloque que retira el Prefijo Cíclico, seguido por una función FFT; a los símbolos transformados se les retira la banda de guarda, así como las frecuencias piloto, para finalmente hacer una estimación QAM a bits:

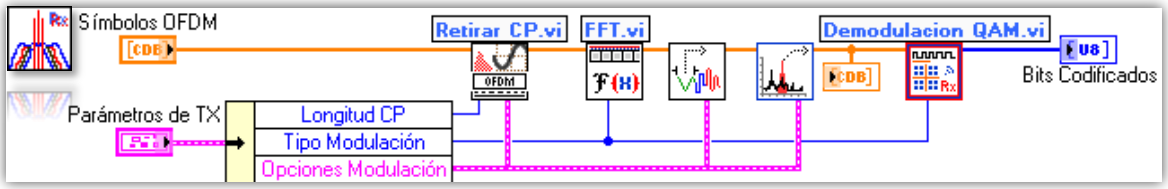


Figura 2-31: bloques utilizados en la Demodulación OFDM

El primer proceso, la remoción del Prefijo Cíclico, es relativamente sencillo, ya que sólo consta de un bloque que borra los primeros elementos del arreglo de símbolos, de acuerdo con el valor de G seleccionado; este proceso se muestra en la Figura 2-32:

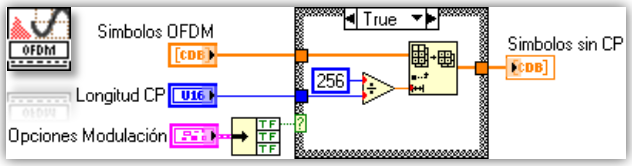


Figura 2-32: remoción del Prefijo Cíclico

Luego, a estos símbolos se les aplica la transformada rápida de Fourier (FFT), donde su longitud la determina el tipo de modulación seleccionado; de esta forma, se retira el relleno aplicado a los símbolos transmitidos, como se describió en la sección 2.1.3.5. A los símbolos transformados se les retiran las Bandas de Guarda y las Frecuencias Piloto (Figura 2-33):

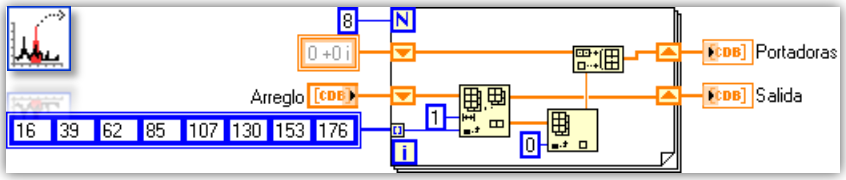


Figura 2-33: remoción de frecuencias piloto

Finalmente, los símbolos entran a un proceso como el mostrado en la Figura 2-34, que estima los bits a partir de sus valores QAM; para ello, los símbolos se dividen en sus componentes real e imaginaria, separadas en sendos sub-arreglos. Entonces, cada símbolo se multiplica por el factor de normalización descrito en la Tabla 1-5, se somete a un discriminador, que hace un barrido del valor más alto al más bajo en la constelación QAM, y de acuerdo a la tolerancia de cada punto en la constelación, se ajusta al más cercano, que a su vez está representado por un conjunto de valores binarios que se interpolan y finalmente conforman el arreglo de bits del símbolo procesado:

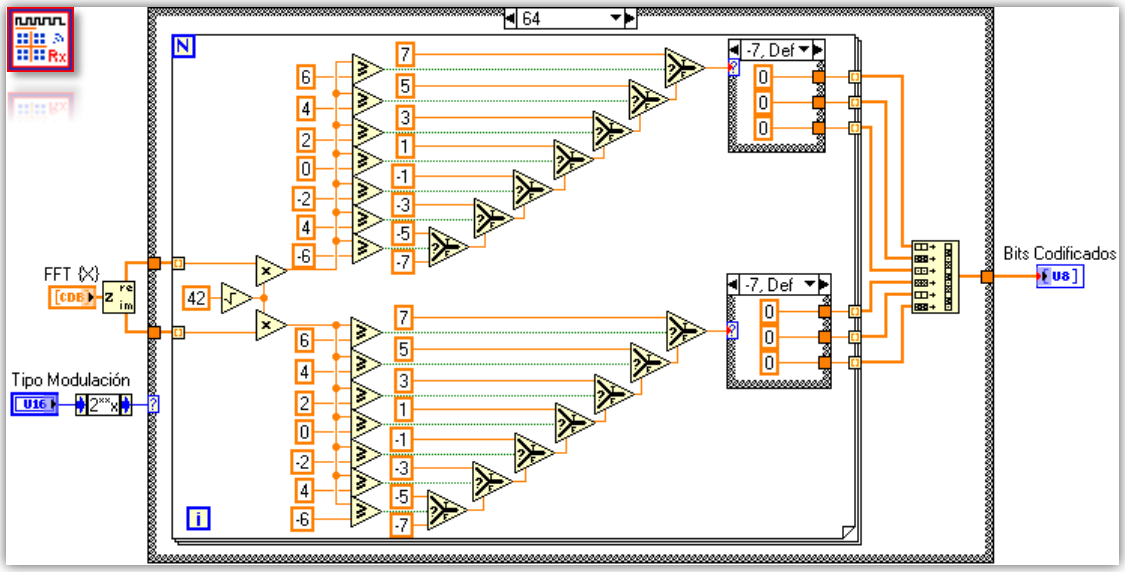


Figura 2-34: diagrama del Demodulador QAM.

2.2.3 DECODIFICACIÓN DEL CANAL (FEC Rx)

La decodificación de los bits estimados sucede de manera inversa al proceso mostrado en la Figura 2-11: se hace una ***oclusión*** de datos (en transparencia azul, en la Figura 2-35), luego se hace una estimación mediante un algoritmo de Viterbi (en rojo), construido de forma discreta, recíproco a la Codificación Convolucional del FEC Tx. De estos bits estimados, se pasa a un proceso opcional de de-intercalado (en verde), que finalmente estima los mediante un decodificador Reed-Solomon (en púrpura), para así cerrar la sesión de modulación y permitir que los bits sean de-aleatorizados.

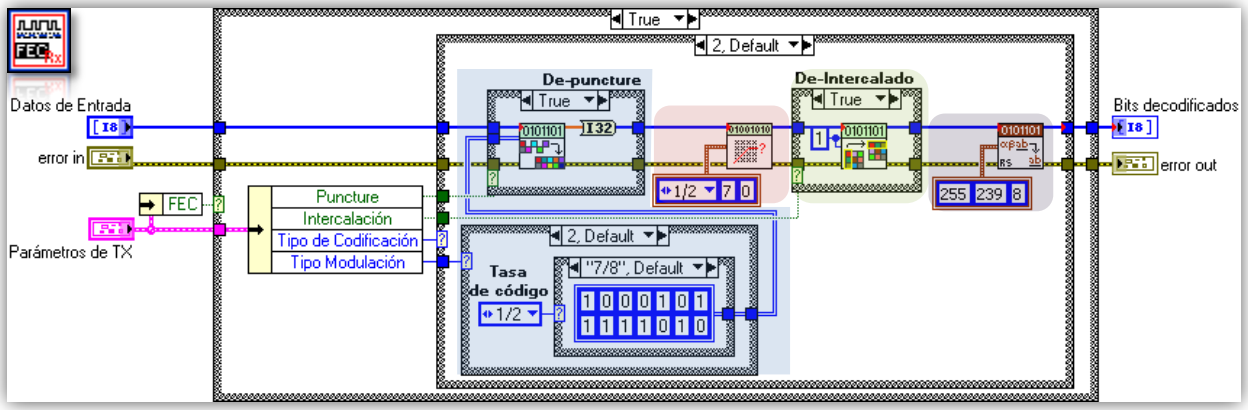


Figura 2-35: diagrama del proceso de FEC Rx

La **Oclusión de Datos** es el proceso inverso a la Perforación de Datos, y ajusta la tasa de código a ½, restaurando los bits eliminados con base en la matriz que ha definido la tasa de código establecida en la ráfaga FCH. El **Decodificador Viterbi**, por su parte (Figura 2-36), es una adaptación de la implementación hecha por Wong en [51], que funciona con 2 ciclos *for*, cada uno de los cuales hacen un barrido del arreglo de símbolos, y hace un proceso de verosimilitud (*likelihood*) y una cuantización mediante un proceso de Trellis discreto.

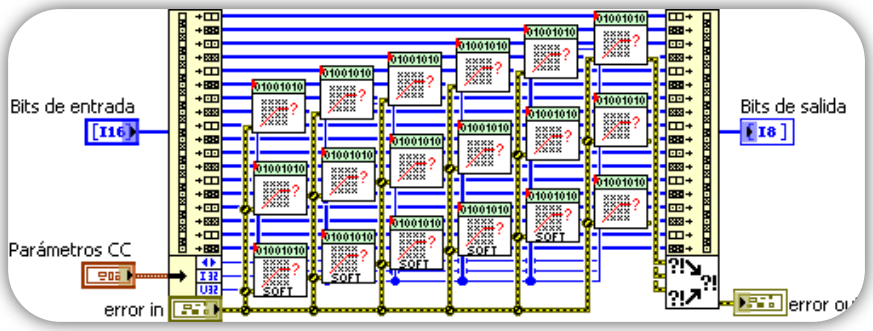


Figura 2-36: detalle del Decodificador VIterbi

La adaptación hecha en este sistema se ha estructurado para que permita decimar los bits de entrada en 18 paquetes, con el fin de realizar sendas decodificaciones en paralelo y reducir así el tiempo de ejecución. Esta modificación, sin embargo, sólo ha permitido reducir en un 76% el tiempo que toma la decodificación Viterbi, por lo que es necesario estudiar otros mecanismos de decodificación, que se ajusten al estándar y a su vez reduzcan notoriamente el tiempo de ejecución.

A continuación, el **De-intercalador** escribe los bits en una matriz de *m* x *n*, fila por fila, y una vez se ha llenado esta matriz, la lee columna por columna; por defecto, y de forma análoga al *Intercalador*, el número de columnas es equivalente a la longitud del código Reed-Solomon, en tanto que el número de filas es el máximo número de palabras código que el codificador Reed-Solomon pueda almacenar. Finalmente, el **Decodificador Reed-Solomon** (Figura 2-37) hace una decodificacipon con base en el algoritmo BCH, donde cada símbolo codificado, de longitud *n*, corresponde a un conjunto de bits de longitud *m* dada por $\log_2(n+1)$, y una capacidad de corrección de errores dada por $(n-k)/2$:

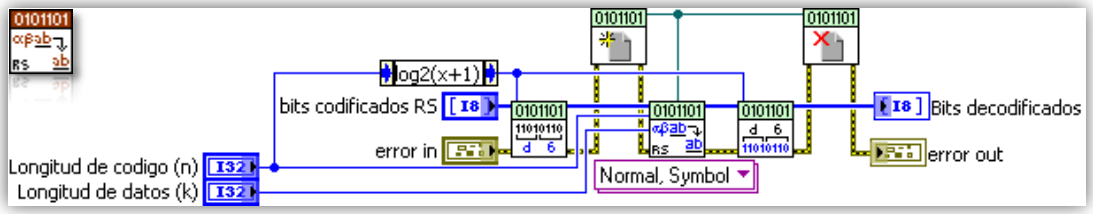


Figura 2-37: detalle del Estimador Reed-Solomon

De esta forma, se obtienen los bits listos para pasar por el módulo de de-aleatorización, que funciona de manera semejante al mostrado en la Figura 2-12.

2.2.4 RECUPERACIÓN DE LOS DATOS TRANSMITIDOS

El arreglo de bits decodificado se pasa posteriormente por un Intérprete, que los convierte a imagen o texto, según corresponda, o deja los bits intactos si corresponden a datos aleatorios. En la Figura 2-38 se muestra el proceso de conformación de una imagen: en primer lugar, se extrae la parte del encabezado correspondiente a las dimensiones de la ***imagen***; luego, en un ciclo *for* se procesan conjuntos de 8 bits: cada elemento obtenido se multiplica por 2^n, de acuerdo a la posición que ocupe (MSB o LSB), y finalmente se suman, con lo que se obtiene un arreglo de enteros. Este arreglo se procesa mediante la función mostrada en la Figura 2-8, y es visualizada en el Panel de Control:

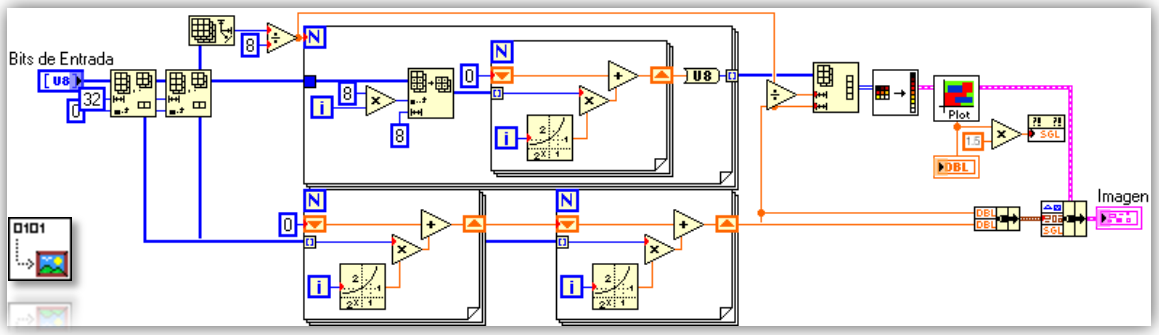


Figura 2-38: diagrama del proceso de conversión de bits a Imagen

Si los datos corresponden a un ***texto***, se procesan utilizando la función mostrada en la Figura 2-39. Acá, el arreglo de bits se decima y se transponte; luego, utilizando 2 ciclos *for*, se procesan las filas, generando un arreglo de tipo *booleano*, que posteriormente se convierte a entero, obteniendo así el código ASCII de cada carácter en el texto:

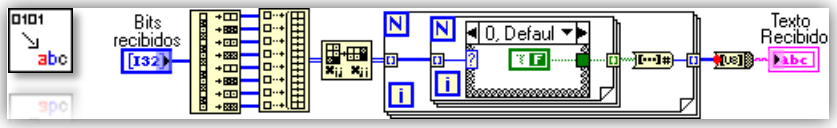


Figura 2-39: diagrama del proceso de conversión de bits a Texto

Si los datos son ***generados aleatoriamente***, se grafican directamente en una traza digital. Sobre el arreglo de bits obtenido, se procede a hacer la comprobación de integridad, al verificar su longitud a partir de la información del encabezado de 6 bytes descrito en la sección 2.1.1 (aunque el formato del encabezado no se apega a ninguno de los estándares ISO/OSI o TCP/IP), así como la suma de verificación (*checksum*) utilizando los 8 bytes al final de dicho arreglo. Finalmente, con este arreglo decodificado se procede a extraer los indicadores del proceso, detallados en la sección 2.2.6.

2.2.5 SISTEMA DE GEO-REFERENCIACIÓN

El sistema de geo-referenciación implementado acá, hace uso de una unidad GPS compacta para uso en exteriores, basada en el chip de navegación SiRF Star III (Figura 2-40). Esta unidad utiliza la especificación NMEA 0183, y se comunica con el sistema PXI mediante un puerto USB, a través del que también recibe la energía de alimentación. Su antena está integrada a la estructura, es de tipo activo, y tiene una sensibilidad de -159 dBm:

Figura 2-40: receptor GPS GlobalSat BU-353

La integración entre el receptor GPS y el sistema PXI se hace utilizando la función mostrada en la Figura 2-41. Este bloque permite asociar una posición geográfica absoluta a cada conjunto de símbolos transmitidos; en el Panel de Control del Módulo de Recepción, se pueden alterar los parámetros de funcionamiento de este dispositivo:

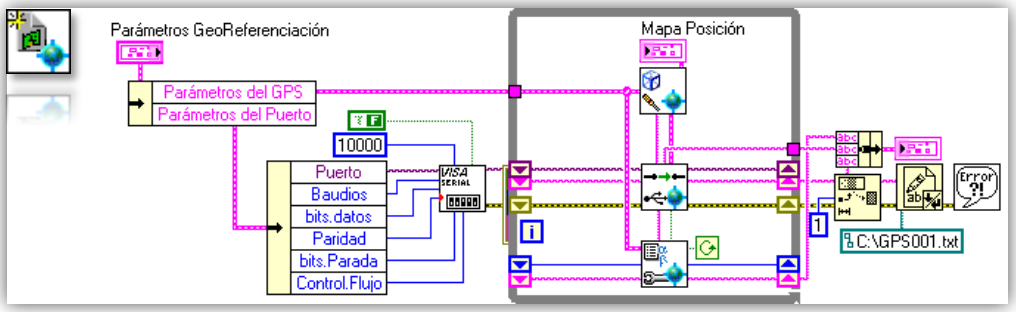


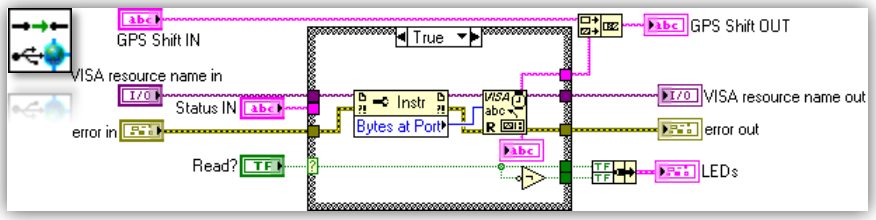
Figura 2-41: diagrama del Sistema de Geo-Referenciación

Este sistema consta de 3 módulos principales: *Configuración del puerto USB*, *Ciclo de Lectura y Escritura*, y *Ciclo de Geo-Referenciación*. Adicionalmente, se está relacionando la información de latitud y longitud a un sistema de cartografía, con el fin de visualizar la posición actual y la trayectoria del transmisor en un mapa; sin embargo, es necesario contar con una conexión a Internet, pues la cartografía se invoca desde un servicio de cartografía en línea, que en este caso es Google Maps.

2.2.5.1 Configuración del puerto de Comunicación

Inicialmente, se abre el canal de comunicación con el GPS, utilizando la implementación MAC del protocolo serial RS-232, puesto que el driver de configuración del GPS emula un puerto serial para comunicación (típicamente COM4). En la Figura 2-42a se muestra el proceso de lectura, que es el estado por defecto por el sistema, que cambia únicamente a escritura (Figura 2-42b) cuando se envían datos de configuración al GPS (cambio de modo VTG, WAAS/EGNOS y Ahorro de Energía):

a)



b)

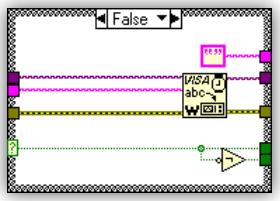


Figura 2-42: proceso de configuración del puerto de Comunicaciones del GPS

2.2.5.2 Configuración de los Parámetros de Geo-Referenciación

En este bloque se generan los mensajes de configuración en el formato de interpretación del GPS. Estos mensajes son los siguientes:

- ***Encendido / Apagado:*** permite establecer en modo de espera al GPS.
- ***Inicio en frío:*** reinicia el GPS, eliminando efemérides y las variables temporales.
- ***VTG:*** habilita recepción de velocidad y dirección de desplazamiento.

- ***WAAS / EGNOS:*** incrementa la precisión en la posición al habilitar el uso de los satélites complementarios a la red GPS, junto con estaciones terrestres, y de acuerdo al número de satélites enganchados, permite establecer la altura del GPS, aunque la frecuencia de reporte disminuya; algunas de las posiciones de este sistema deben ajustarse al estándar NMEA.
- ***Power Safe:*** habilita el modo de ahorro de energía, que permite al GPS adquirir las posiciones en sincronismo con menos satélites. Útil cuando el GPS se conecta a dispositivos portátiles.

La implementación de esta función se muestra en la Figura 2-43:

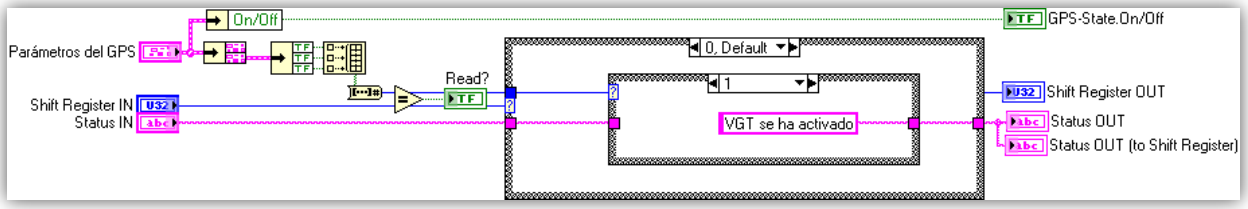


Figura 2-43; configuración del GPS

2.2.5.3 Asociación a Cartografía

Una vez se tiene la posición geográfica, el sistema emula una terminal HTML y envía los datos de latitud y longitud al servidor de Google Maps a través del protocolo TCP/IP. El servidor entonces devuelve información en formato CSS, que es necesario interpretar para poder extraer el mapa cartográfico, que luego de procesarse, genera una imagen PNG con la cartografía asociada a la posición GPS, y el sistema superpone un punto de localización sobre este mapa (Figura 2-44):

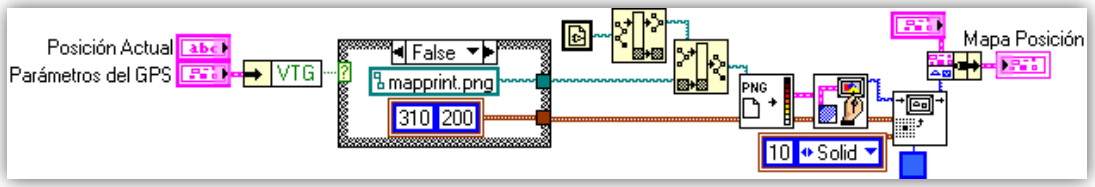


Figura 2-44: asociación de la posición a la imagen de cartografía

El objetivo de asociar la latitud y longitud de las tramas con un mapa cartográfico, es el de permitir que el usuario corrobore que la posición geoestacionaria que está obteniendo del GPS, corresponda con una referencia conocida, como una dirección, calle o punto de interés. Este sistema funciona en tiempo real, y en la Tabla 2-1 se muestra una síntesis de los módulos que ejecuta:

Módulo	Descripción	Parámetros
Geo-referenciación		
Cartografía	Importa y ajusta la información de cartografía del servidor web	HTTP y HTTPS, scripts AJAX
Configuración Comm	Configura el puerto de comunicaciones con el GPS (USB o Bluetooth)	4800 bps, 8bits, no paridad y no control de flujo
Configuración GPS	Establece los parámetros de funcionamiento del GPS	WAAS, EGNOS, Low-Power, Validación
Correlación PHY-OFDM	Asocia las posiciones LAT-LON y trayectoria a las tramas PHY-OFDM	Estándar LabView
Lectura/Escritura GPS	Maneja el enlace con el GPS, y envía los datos de configuración	Estándar NMEA 0183
Sesión HTTP	Maneja la comunicación web con el servidor de cartografía	Estándar TCP/IP
Trazado	Procesa y visualiza los datos LAT/LON del GPS para la trayectoria	Mensajes VTG del GPS

Tabla 2-1: síntesis de los módulos del sistema de geo-referenciación

2.2.6 REGISTRO Y PROCESAMIENTO DE DATOS

Este módulo es el último bloque que incorpora el demodulador OFDM, mostrado en la Figura 2-29. Su función es la de generar indicadores y gráficos del funcionamiento del sistema, tales como la visualización de los datos recibidos (Imagen, Texto o Datos Aleatorios), su comparación con los datos transmitidos, verificar la integridad de los datos recibidos, y realizar una muestra del espectro de potencia y de la constelación QAM de dichos datos, para compararla con las trazas respectivas de los datos transmitidos, y verificar cómo se han visto afectadas por el ruido del canal y las interferencias de transmisión, entre otros factores.

Con el fin de facilitar la visualización de su funcionamiento, el desarrollo de este módulo se ha dividido en 2 partes: la primera se muestra en la Figura 2-45, y consiste en comparar bit a bit los datos transmitidos y recibidos: verificar su longitud, la integridad de los datos mediante CRC, y generar un indicador de *Tasa de Error de Bits* (BER); asimismo, se muestra la relación de Señal a Ruido e Interferencia (SINR) resultante, y establece un nivel de confiabilidad de la transmisión.

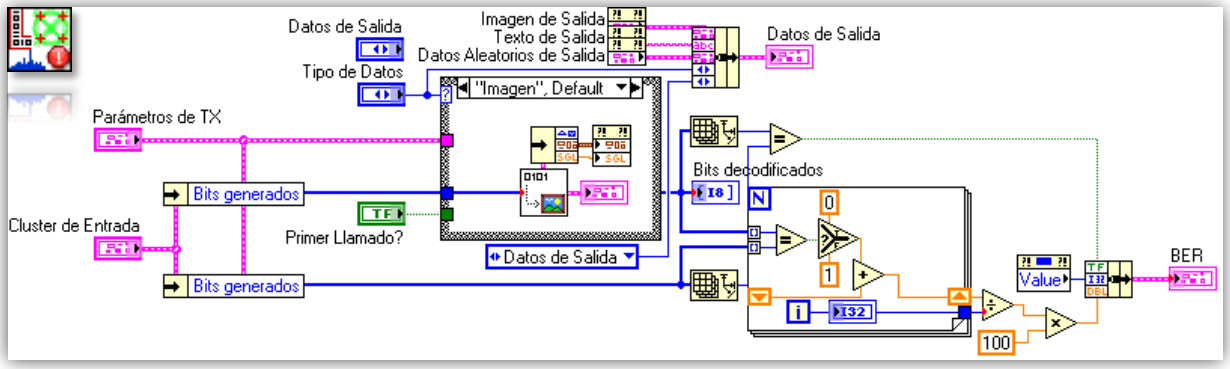


Figura 2-45: registro y procesamiento de Datos – Primera Parte

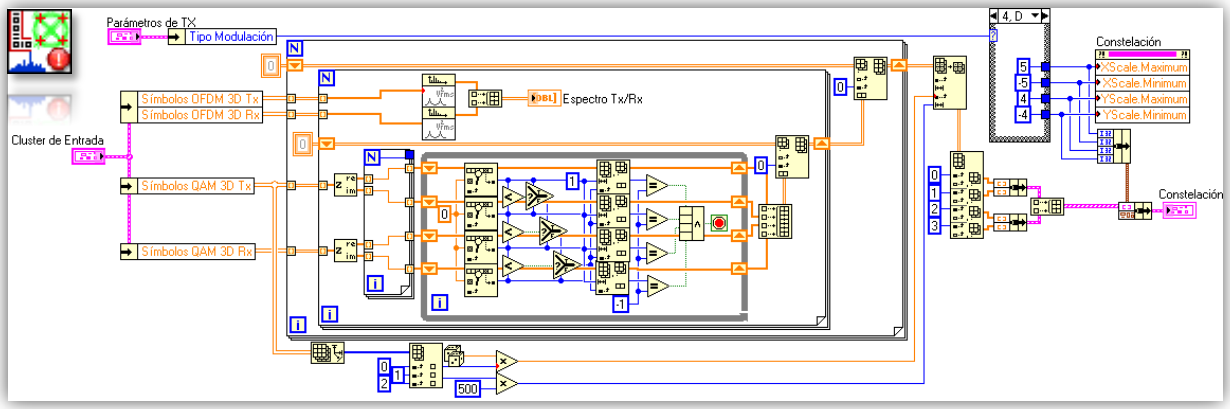


Figura 2-46: registro y procesamiento de datos - Segunda Parte

La segunda parte, en la Figura 2-46, permite realizar gráficos sintetizados de los datos, tales como Espectro de Potencia y Constelación QAM; el sistema permite escoger la forma en que se realizan estas gráficas: superponer todas las trazas correspondientes a todas las ráfagas, a una ráfaga tomada

aleatoriamente, o a un conjunto de símbolos también aleatorios, pero no necesariamente de la misma ráfaga; además, permite superponer estas trazas respecto a gráficos tomados de los datos transmitidos, con el fin de permitir una primera comparación visual del comportamiento del sistema; estas gráficas están controladas por el mismo sistema, para hacer auto escala, ajuste de ejes, y enfoque en los puntos de interés.

2.3 PROTOCOLO DE PRUEBAS

Dada la naturaleza modular del sistema desarrollado, fue necesario establecer un conjunto de pruebas sistemáticas que permitan verificar su correcta implementación y validar su funcionamiento tanto en simulación como en hardware, comparando los resultados obtenidos con las especificaciones del estándar IEEE, y con investigaciones similares

Mediante el Protocolo de Pruebas, es posible establecer el alcance y los resultados esperados, así como los cambios necesarios en el software y los ajustes requeridos en el hardware. De esta forma, se han evaluado los siguientes aspectos:

- Evaluar a través de ciclos condicionales complementarios la correcta implementación de bloques y módulos de transmisión y recepción sobre el estándar SISO PHY-OFDM en LabView, comparando su funcionamiento con los resultados especificados en el estándar, y con otras investigaciones desarrolladas en BWA.
- Definir la Arquitectura del Sistema y establecer el formato de las entradas y salidas, así como de los indicadores de funcionamiento y desempeño, tales como las trazas de Constelación, Espectro de Potencia y BER.
- Simular el funcionamiento integrado de los Módulos de Transmisión y Recepción (Figura 2-47), y establecer el alcance y los resultados esperados en las pruebas utilizando 3 tipos de canal: Ideal, AWGN y SUI-4; verificar además la carga de procesamiento de cada módulo.

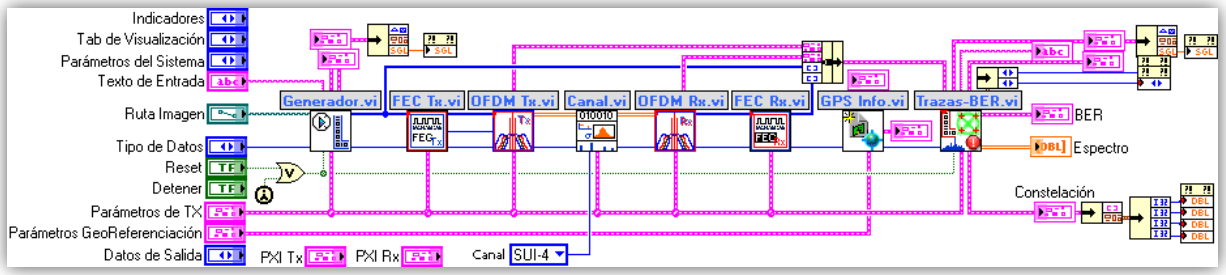


Figura 2-47: diagrama del sistema con el canal simulado

- Establecer los parámetros fijos y variables en la distribución física del sistema y los parámetros manipulados por software, y además determinar cuáles son los parámetros relevantes en los que se deben concentrar las pruebas.
- Asimismo, estudiar la confiabilidad del almacenamiento en arreglos de páginas de las ráfagas de Transmisión.
- Comprobar la compatibilidad y el correcto funcionamiento del hardware SDR PXI, y ejecutar la lista de chequeo antes de proceder con los algoritmos del sistema PHY-OFDM.

- Verificar que el sistema interprete los parámetros de transmisión en los preámbulos y encabezados de la trama.
- Desarrollar las pruebas de funcionamiento y desempeño del sistema utilizando el hardware SDR PXI: establecer los valores de SINR, BER y generar las trazas de Constelación, Espectro de Potencia e Intérprete de Datos.
- Estudiar la operatividad del sistema a diferentes distancias entre las antenas del Transmisor y del Receptor.
- Examinar el adecuado funcionamiento del GPS en conjunto con el receptor PXI, comprobando la ejecución del polling de la trama GPS y la visualización de la cartografía.
- Finalmente, comparar los resultados obtenidos en las simulaciones con los distintos modelos de canal, con los resultados observados utilizando el hardware SDR PXI, y establecer la ganancia y operatividad del sistema bajo diferentes parámetros de modulación y codificación.

La Figura 2-48 muestra el detalle de la generación de datos, y la conformación de cada uno de los bloque en la generación de símbolos OFDM, para el caso en que se transponen cuando se envían al generador PXI, pero cuando no se usa la secuencia de entrenamiento:

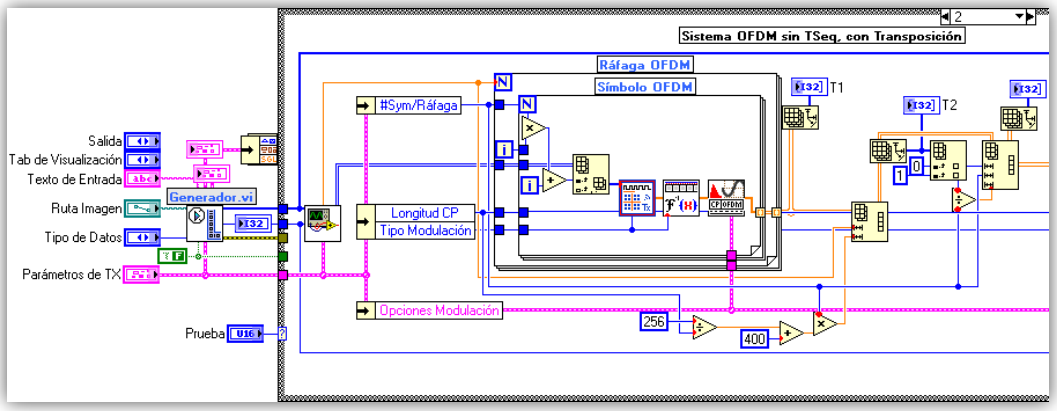


Figura 2-48: Protocolo de Pruebas, Parte 1

La Figura 2-49, por su parte, muestra la conformación de la prueba en el segmento de Recepción, mostrando el caso 1, cuando no se usan ni la Secuencia de Entrenamiento, ni la transposición de datos (antes de ser enviados o recibidos al hardware PXI):

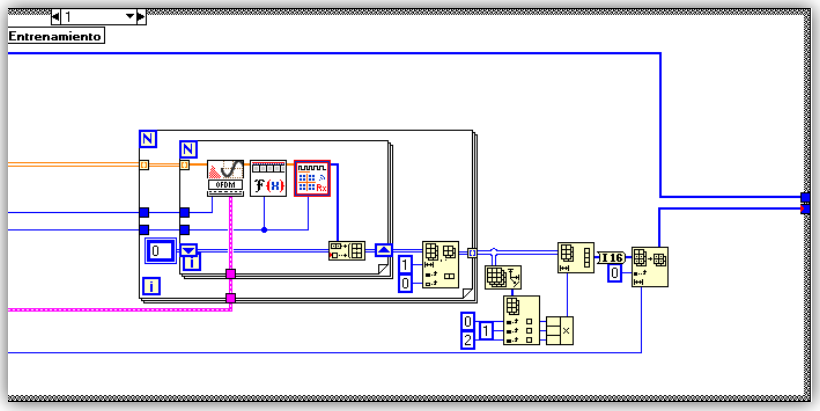


Figura 2-49: Protocolo de Pruebas, Parte 2

Finalmente, la Figura 2-50 muestra la etapa primaria de la construcción que se hizo sobe el registro y procesamiento de datos, ya visto en la Figura 2-45. En este caso, se agregan algunos indicadores para visualizar el punto en que se aprecia alguna falla en los datos recibidos.

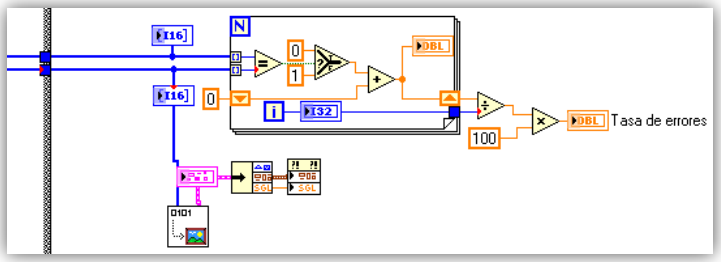


Figura 2-50: Protocolo de Pruebas, Indicadores de Desempeño

Una de las grandes ventajas de utilizar LabView como herramienta de desarrollo, es que permite seguir en detalle todos los procesos involucrados hasta el momento: generación, codificación, modulación OFDM, transmisión, y los procesos recíprocos en la recepción, así como los procesos de Geo-Referenciación, y Registro y Procesamiento de Datos: es posible resaltar los procesos que se están ejecutando, aislar las variables a estudiar del resto del proceso, ejecutar paso a paso cada etapa del proceso, y realizar ajustes en tiempo de ejecución. Los resultados obtenidos, tanto para la simulación como para la implementación en el sistema PXI, se muestran en la siguiente sección.

2.3.1 Canal de Transmisión

Una vez se han confrontado y corregido los bloques de los Módulos Tx y Rx utilizando el Protocolo de Pruebas, es necesario verificar el funcionamiento del sistema ante un canal simulado, que represente la interfaz existente entre el sistema PXI de transmisión, y el sistema de recepción.

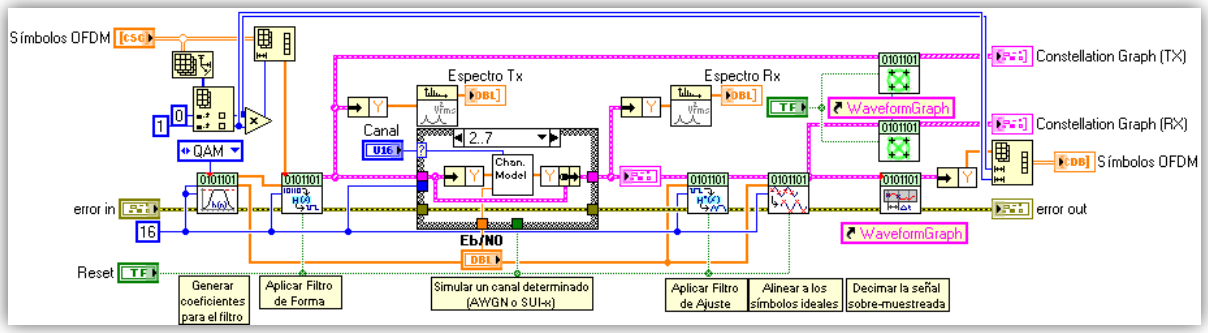


Figura 2-51: diagrama del modelo del canal (AWGN, SUI1-6)

La implementación del canal de transmisión se muestra en la Figura 2-51, donde se han utilizado además las funciones integradas en la utilería de Modulación de LabView (*Modulation toolkit*). El proceso que se sigue es:

- Se generan los coeficientes para el filtro de forma de pulso, utilizados para reducir el ancho de banda en la transmisión de la señal, y para reducir la interferencia entre símbolos.
- Luego, se aplica el filtro de forma, donde se genera una forma de onda continua en banda base, que contiene la información I-Q de los símbolos OFDM generados.

- Es en este punto donde se aplica el canal simulado, ya sea AWGN, *Ricean fading*, o SUI.

Luego del canal se aplica el filtro de ajuste, para sintetizar la forma de onda continua, para obtener el arreglo I-Q listo para ser procesado.Para el modelo del canal, se ha utilizado como primera aproximación un bloque que agrega ruido blanco Gaussiano aditivo (AWGN, por sus siglas en inglés) a la señal transmitida; posteriormente, se usó un modelo genérico de canal *Rice* con desvanecimiento, sobre los que se ejecutaron las pruebas iniciales de funcionamiento. Posteriormente, se ha integrado el desarrollo de canales SUI 1 a 6 sobre LabView, hecho por Bohara, Hongzhi, See Ho, Yong Lian y CHoi Look [7] de la Universidad de Texas.

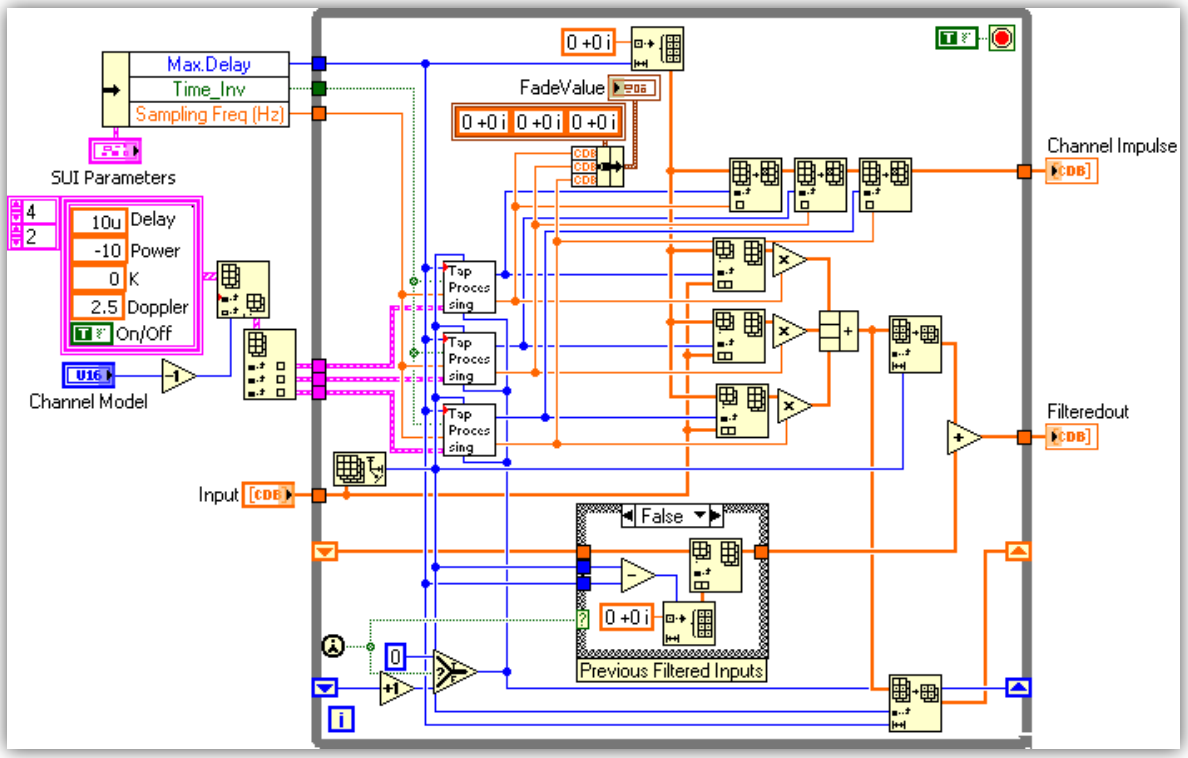


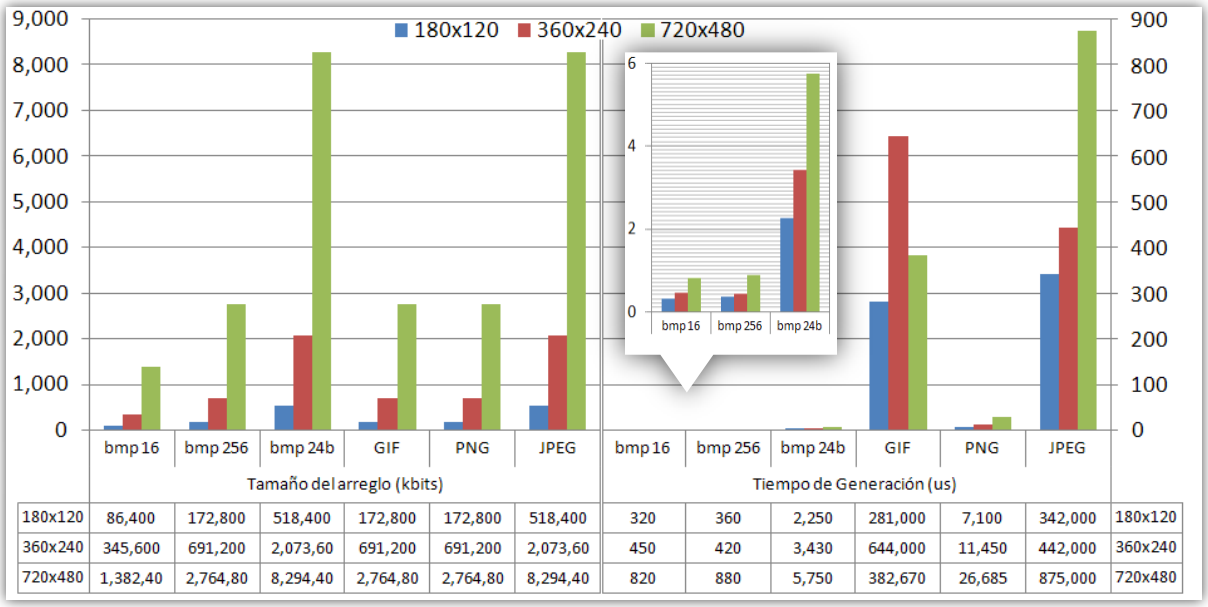
Figura 2-52: modelo del canal SUI en LabView

3 ANÁLISIS DE RESULTADOS

3.1 GENERACIÓN DE BITS

Uno de los primeros inconvenientes que se enfrenta en la generación de señales, es escoger un formato consistente de los datos a transmitir. En la sección 2.1.1 se describió cómo se generaban los bits a transmitir, y ello es resultado de una serie de pruebas que se desarrollaron previamente, tanto con LabView como con otros paquetes de software de generación y adquisición de datos (MatLab-Simulink y MS Visual C++, específicamente).

Las funciones que generan bits a partir de datos aleatorios o texto no han sido problemáticas en su desarrollo, no así con la conversión de imágenes a bits. Para determinar cuál formato se debía utilizar, se ha realizado un estudio en el que se compararon tanto el tamaño de los arreglos generados, como el tiempo que ha demorado este proceso. El resultado se muestra en la Figura 3-1:



	Tamaño del arreglo (kbits)						Tiempo de Generación (us)						
	bmp 16	bmp 256	bmp 24b	GIF	PNG	JPEG	bmp 16	bmp 256	bmp 24b	GIF	PNG	JPEG	
180x120	86,400	172,800	518,400	172,800	172,800	518,400	320	360	2,250	281,000	7,100	342,000	180x120
360x240	345,600	691,200	2,073,60	691,200	691,200	2,073,60	450	420	3,430	644,000	11,450	442,000	360x240
720x480	1,382,40	2,764,80	8,294,40	2,764,80	2,764,80	8,294,40	820	880	5,750	382,670	26,685	875,000	720x480

Figura 3-1: comparación de parámetros en distintos formatos de imágenes

Para este estudio se han tomado los 6 formatos de imágenes más representativos: 3 clases de BMP (16 colores, 256 colores, y 24 bits), PNG (*Portable Network Graphics*), GIF (*Graphics Interchange*

Format) y JPEG (*Joint Photographic Experts Group*). Para cada formato, se han analizado 3 resoluciones de imagen: 180 por 120, 360 por 240, y 720 por 480 píxeles. Sobre cada uno se ha revisado la longitud de los bytes que componen cada punto en el mapa de bits, observando que para el caso de JPEG y BMP 24 bits, se requieren hasta 3 bytes por punto, lo que incrementa considerablemente la longitud del arreglo obtenido. Finalmente, se han hecho un conjunto de 250 simulaciones por cada formato y resolución, y el promedio de los resultados es el que se muestra en la Figura 3-1.

De estas simulaciones, lo primero que llama la atención son los elevados tiempos de procesamiento de los formatos GIF y JPEG, que alcanza incluso a ser hasta 150 veces superior al tiempo más alto del formato BMP de 24 bits; PNG, por su parte, es en general más lento que el procesamiento de BMP 24 bits, a pesar que los arreglos procesados son de longitud inferior, y por tanto, menor resolución en la imagen. Se ve que el formato BMP es el que se procesa más rápidamente, debido en gran parte a que aunque sigue siendo un mapa de bits como GIF y JPEG, es un formato que no tiene compresión de datos, por lo que los valores de niveles de colores no se ven afectados; en el recuadro superpuesto sobre la Figura 3-1 se aprecian las diferencias en los tiempos de procesamiento para este formato, y en la Figura 3-2 se observan las imágenes a las resoluciones analizadas.

a) b) c)

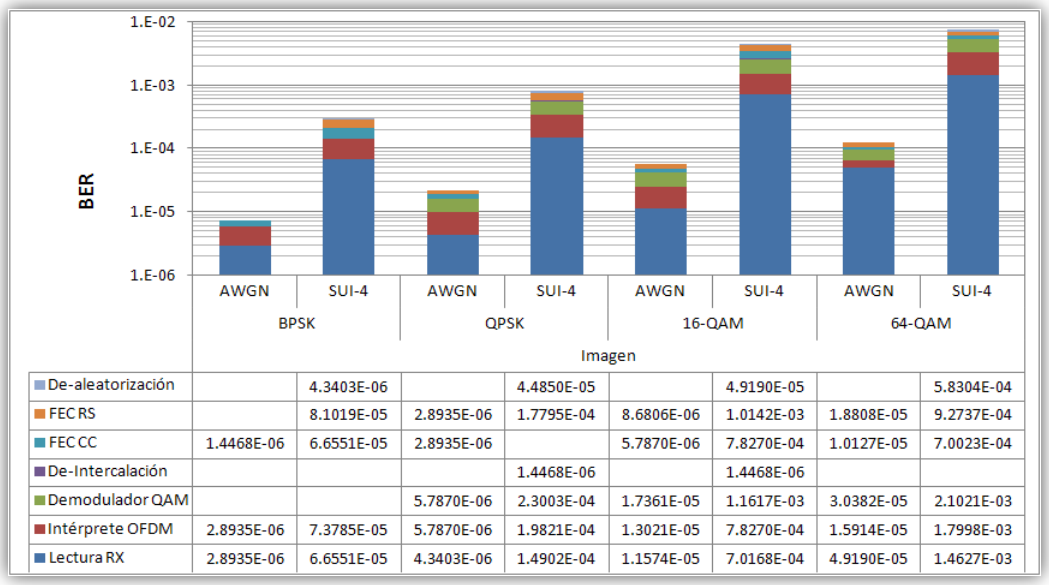
Figura 3-2: imagen BMP a a) 16 colores b) 256 colores y c) 24 bits

Adicionalmente, y aún cuando los tiempos entre los formatos BMP son comparables en magnitud, el tamaño de los arreglos es muy superior en el caso de 24 bits (comparable incluso con JPEG): por tanto, aunque los tiempos de generación de bits no sean muy diferentes en magnitud, la longitud del arreglo resultante para BMP 24 bits hace que los tiempos de procesamiento de los decodificadores aumente considerablemente (en especial el decodificador Viterbi), como se ha podido corroborar en las pruebas del sistema.

Comparando las imágenes de la Figura 3-2, se establece que los criterios para escoger la resolución en bits del formato BMP a usar son la percepción visual en la calidad de la imagen por parte del usuario (cantidad de colores, profundidad y continuidad de color), y el tamaño del Panel del Control tanto del Módulo de Transmisión como de Recepción (incluyendo la visualización de la imagen y de las trazas de desempeño). Con estos parámetros, se decide utilizar el formato ***BMP 256 colores***, con resolución de ***360x240 píxeles***, que resulta suficiente para visualizar la interfaz del sistema incluso en monitores de mediana resolución, que son los que se suelen utilizar en ambientes de laboratorio.

3.2 SIMULACIÓN DEL SISTEMA

Una vez se han establecido los tipos de datos a transmitir, es necesario desarrollar las pruebas utilizando el Protocolo de Pruebas detallado en la sección 2.3. Son 2 las medidas de desempeño extraídas de estas pruebas: tasa de error de bits (BER), y velocidad de procesamiento de cada segmento. En la Figura 3-3 se muestran los resultados de las mediciones hechas sobre la simulación de un proceso de transmisión y recepción de una imagen, verificando la tasa de error de bits en el segmento de recepción, fijando en 16 el valor de E_b/N_0; esta figura se ha generado al conectar en serie cada uno de los bloques de los segmentos de Tx y Rx, junto con el modelo de canal detallado en la sección 1.2.5, y a su vez conectando en paralelo cada uno de los bloques recíprocos del sistema: Aleatorizador con De-aleatorizador, Modulador QAM con Demodulador QAM, y así sucesivamente, con el fin de establecer una comparación directa entre los datos generados en los bloques del segmento de transmisión, y la respectiva interpretación del bloque recíproco en el segmento de recepción. De esta forma, se ha podido identificar qué bloques contribuyen al incremento de la tasa de error de bits:



De-aleatorización		4.3403E-06		4.4850E-05		4.9190E-05		5.8304E-04
FEC RS		8.1019E-05	2.8935E-06	1.7795E-04	8.6806E-06	1.0142E-03	1.8808E-05	9.2737E-04
FEC CC	1.4468E-06	6.6551E-05	2.8935E-06		5.7870E-06	7.8270E-04	1.0127E-05	7.0023E-04
De-Intercalación				1.4468E-06		1.4468E-06		
Demodulador QAM			5.7870E-06	2.3003E-04	1.7361E-05	1.1617E-03	3.0382E-05	2.1021E-03
Intérprete OFDM	2.8935E-06	7.3785E-05	5.7870E-06	1.9821E-04	1.3021E-05	7.8270E-04	1.5914E-05	1.7998E-03
Lectura RX	2.8935E-06	6.6551E-05	4.3403E-06	1.4902E-04	1.1574E-05	7.0168E-04	4.9190E-05	1.4627E-03

Figura 3-3: BER para recepción de imágenes mediante el Protocolo de Pruebas

De esta figura se aprecia que el mayor valor de BER corresponde a los segmentos de Lectura RX, Intérprete OFDM y Demodulador QAM, y en menor medida a los bloques de codificación. Estos resultados se pueden interpretar como el resultado de transmitir los símbolos OFDM por el modelo de canal simulado, donde las primeras tasas de error corresponden al módulo de lectura de los datos inmediatamente después del canal, lo que es consistente con los resultados obtenidos en [7] y [27], y en las observaciones hechas a la modulación OFDMA en [50]. Por tanto, es posible afirmar que los errores arrojados por el Intérprete OFDM y Demodulador son heredados del bloque de Lectura de Datos, aunque a su vez también incurren en errores de interpretación cuando los datos están en los valores de umbral para la discriminación de datos. Sin embargo, estos errores no son significativos en el valor neto del BER, lo que demuestra la robustez de la modulación OFDM para sistemas BWA.

Para este mismo proceso, se muestran en la Figura 3-4 los tiempos de ejecución de cada bloque en el segmento de Transmisión, utilizando 3 modelos de Canal y 3 tipos de Datos. Sin duda, los mayores tiempos de ejecución corresponden a los datos de tipo Imagen, debido a la longitud de los arreglos generados, lo que sin embargo es conveniente en el análisis de resultados, dado que se obtiene mayor información de cada segmento y bloque utilizado.

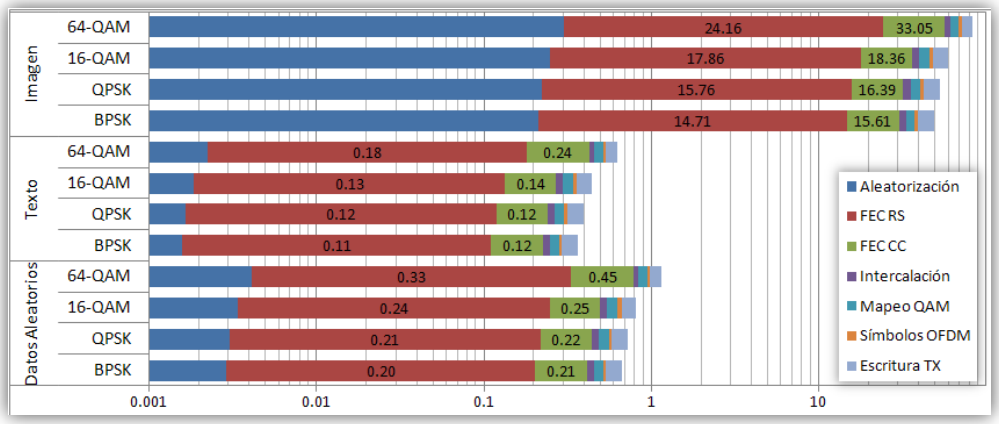


Figura 3-4: Velocidad de Procesamiento para el segmento de transmisión (ms)

Lógicamente, los tiempos de procesamiento son mayores para modulación 64-QAM, aunque las diferencias en los tiempos con respecto a las otras modulaciones no son considerables, por lo que el sistema se considera homogéneo y eficiente, aunque es de destacar que los bloques de codificación son los que mayor tiempo de ejecución toman. Este fenómeno es significativamente más notorio en el segmento de Recepción, en especial el decodificador CC (Viterbi), donde los tiempos de ejecución son hasta 400 veces superiores que el codificador Reed-Solomon, sin que ello signifique que el decodificador Viterbi por sí solo disminuya significativamente la tasa de error de bits, como se verá más adelante.

En la Figura 3-5 se muestran los resultados obtenidos para la recepción de imágenes: se muestran todos los bloques del segmento de recepción y el tiempo en escala logarítmica, aunque dado que los tiempos de ejecución de los decodificadores Reed-Solomon y Viterbi, no se alcanzan a ver los otros bloques. De esta figura se aprecia además que el impacto del canal no afecta estos tiempos.

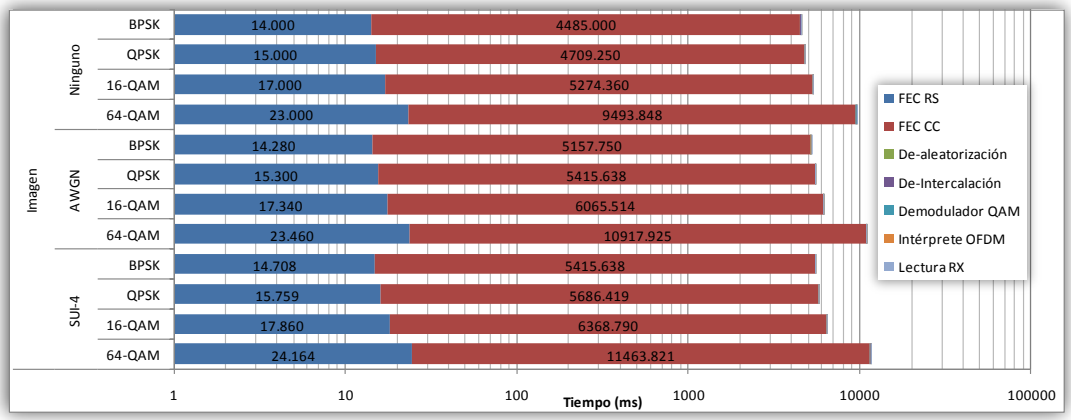


Figura 3-5: Velocidad de Procesamiento de Imágenes para el segmento de Recepción

Nuevamente, partiendo del Protocolo de Pruebas explicado en la sección 2.3, se procede a realizar pruebas de funcionamiento y desempeño del sistema completo. Las pruebas se realizaron considerando todas las opciones de Codificación y Modulación, resultando en un total de 192 combinaciones posibles por canal. Sin embargo, visualmente no existía una variación significativa en las trazas resultantes de Constelación y Espectro de Potencia, por lo que se decidió considerar para el análisis solamente la transmisión con la Aleatorización, Intercalación, Perforación y FEC habilitados con Codificación Concatenada, y Prefijo Cíclico habilitado con longitud 1/16, con frecuencias piloto pero sin Bandas de Guarda para el caso de la Modulación (los demás parámetros no tienen una incidencia considerable en la forma de las trazas). La Figura 3-6 muestra las Constelaciones y Espectros de Potencia para los 3 canales utilizados: Canal Ideal, AWGN y SUI-4. En azul se muestran las trazas para el segmento de transmisión, y en rojo las del segmento de recepción.

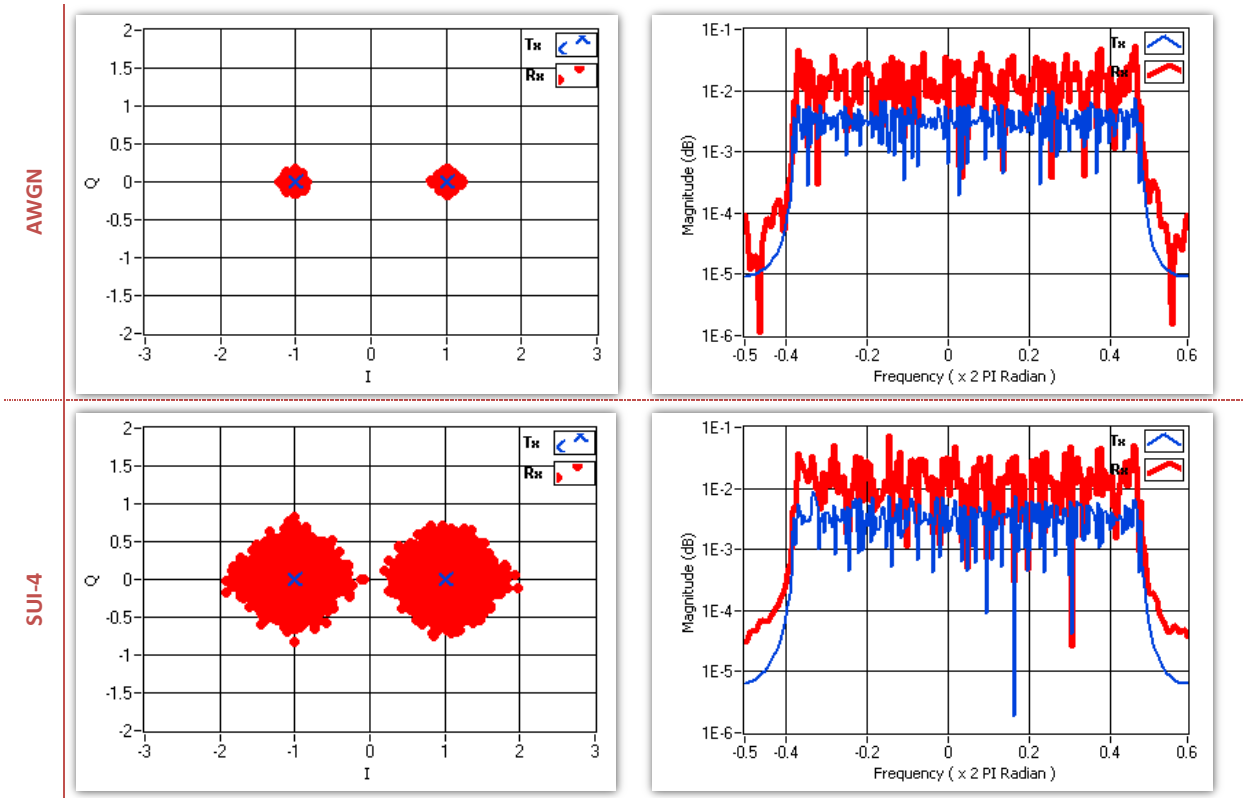


Figura 3-6: Constelaciones y Espectros de Potencia para BPSK

Para las trazas de BPSK, se observa que la dispersión de los símbolos QAM con canal AWGN no es significativa con respecto al Canal Ideal, como sí lo es la dispersión con el canal SUI-4, que también se ve reflejado en los respectivos Espectros de Potencia. Sin embargo, en el peor caso, se traslapan ligeramente los umbrales de discriminación para la demodulación QAM, por lo que se espera que la tasa de error de bits no aumente sustancialmente.

En el caso de la modulación QPSK, sin embargo, ya se aprecian inconvenientes para la discriminación QAM, dado que en muchos casos los símbolos se ven tan afectados por el canal que traspasan el umbral de discriminación cuando se utiliza un canal SUI-4, fenómeno que no se ve reflejado

notoriamente en los Espectros de Potencia. Para un canal AWGN, aún existe un espaciamiento suficiente para que el demodulador QAM no sea una fuente de errores perceptible.

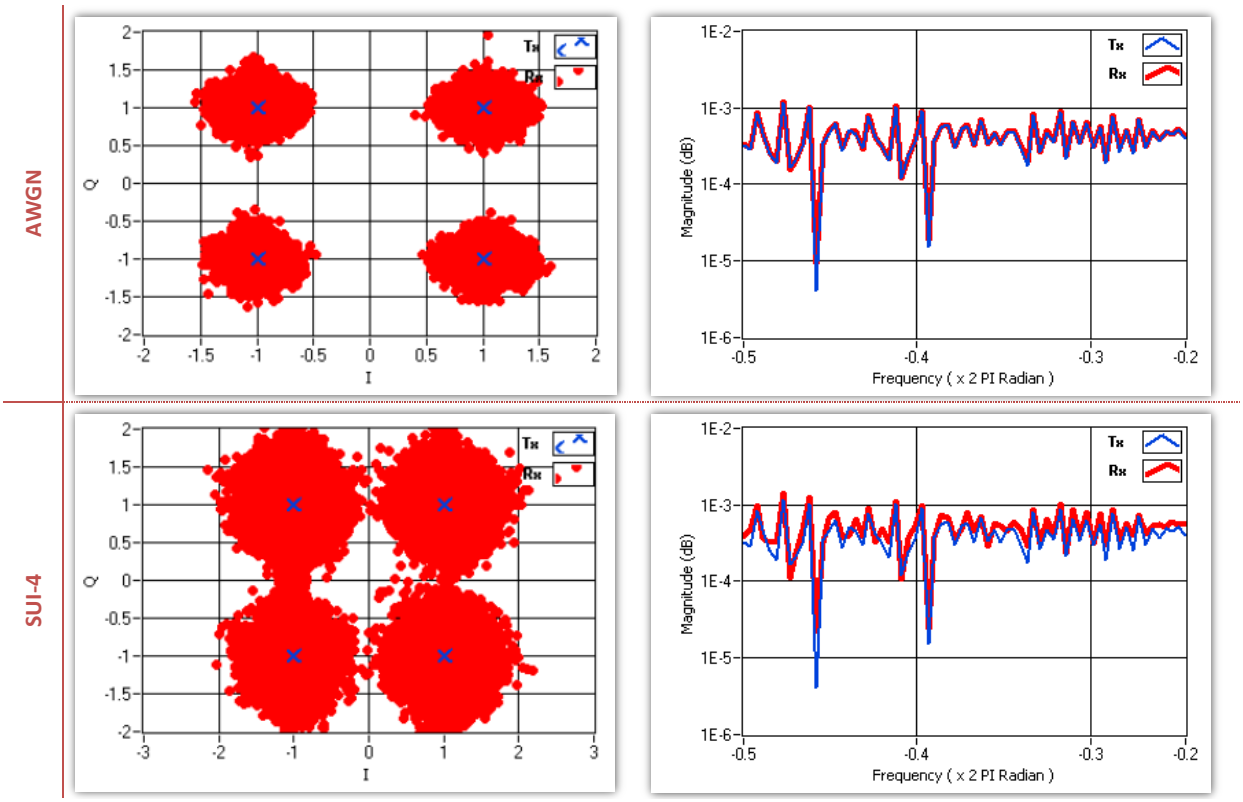


Figura 3-7: Constelaciones y Espectros de Potencia para QPSK

En el caso de 16 QAM (Figura 3-9), se repara que la Constelación de los símbolos recibidos es difícilmente distinguible para un canal AWGN, y densamente poblada con un canal SUI-4. Más adelante se observará que la tasa de error de bits no aumenta sensiblemente con un canal AWGN, pero sí con un canal SUI-4, por lo que es necesario estudiar la necesidad de implementar un ecualizador y un Bloque de Estimación de Canal en el segmento de recepción[7],[51]; de igual forma, el Espectro de Potencia sufre un importante efecto Doppler, aunque los símbolos no sufren una distorsión importante, pues aunque hay una considerable dispersión alrededor de los puntos de la constelación (Figura 3-8a), aún existe una baja densidad de símbolos dispersos alrededor de los umbrales de discriminación (Figura 3-8b).

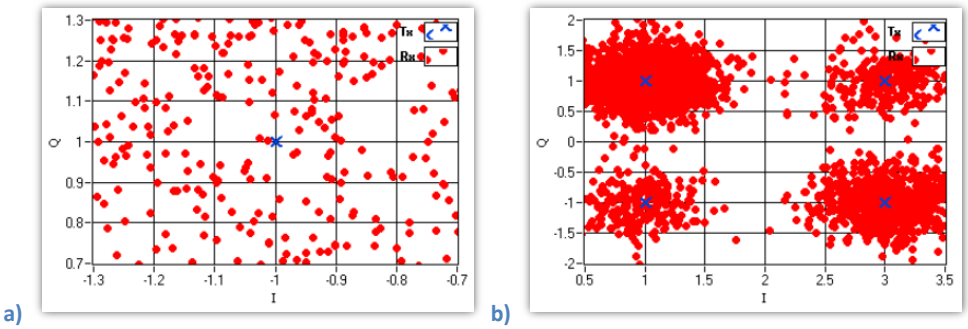
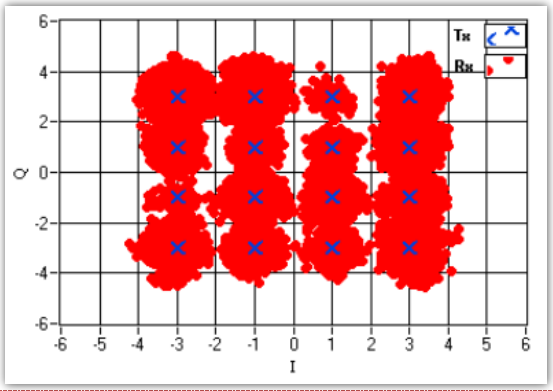
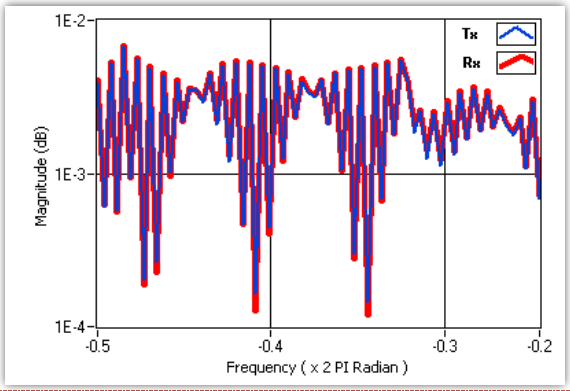


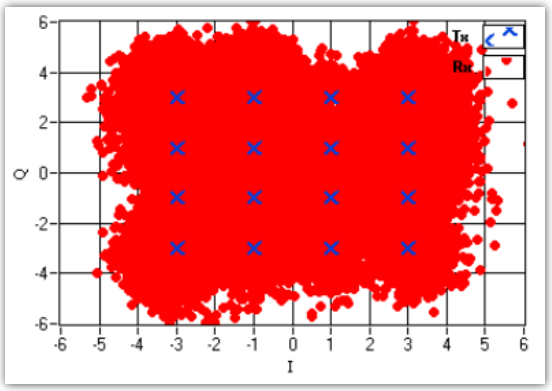
Figura 3-8: dispersión de símbolos para a) AWGN 16-QAM y b) SUI-4 64-QAM

AWGN





SUI-4



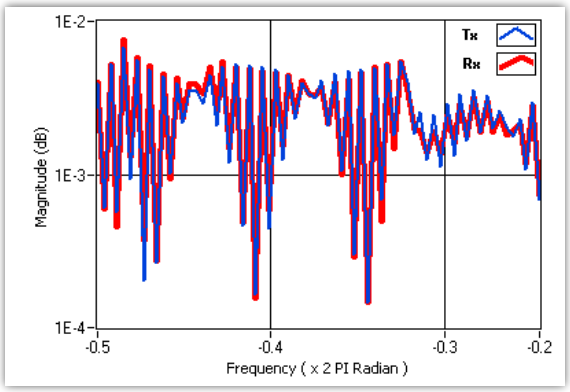
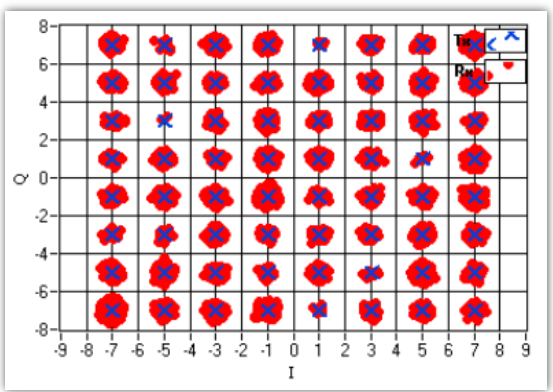
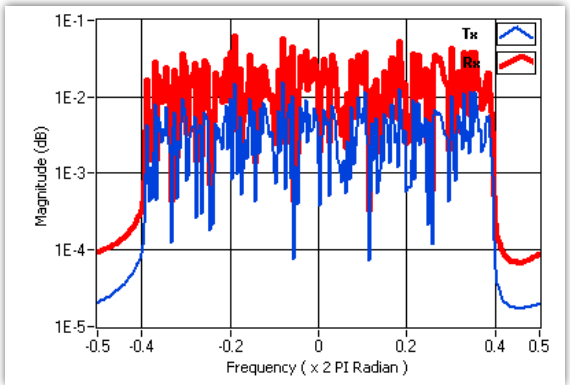


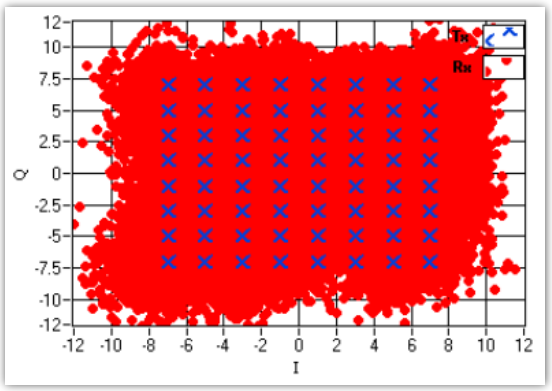
Figura 3-9: Constelaciones y Espectros de Potencia para 16-QAM

AWGN





SUI-4



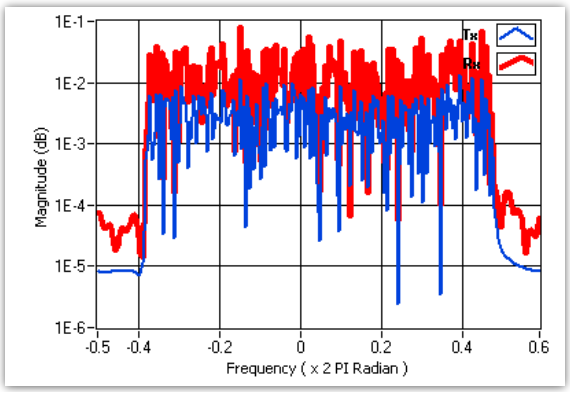


Figura 3-10: Constelaciones y Espectros de Potencia para 64-QAM

Es necesario cuantificar el efecto del canal y de los bloques de Demodulación y Decodificación, y realizar un análisis exhaustivo de los efectos del canal y de la estructura de los códigos de control de errores, para compararlos con los resultados teóricos. Para ello se utiliza el algoritmo mostrado en la Figura 2-46, donde se comparan los arreglos bit a bit, y el resultado de esta comparación se alimenta a un algoritmo de *cross-correlación convolucional*[43], donde se calcula la verosimilitud de los bits decodificados con respecto a la información original. Este proceso se hace reiterativamente, variando los valores de la relación señal a ruido por bit (E_b/N_0) desde 2 hasta 20 en pasos de 2. Los resultados obtenidos se hacen por supuesto sin tener en cuenta el ancho de banda del sistema.

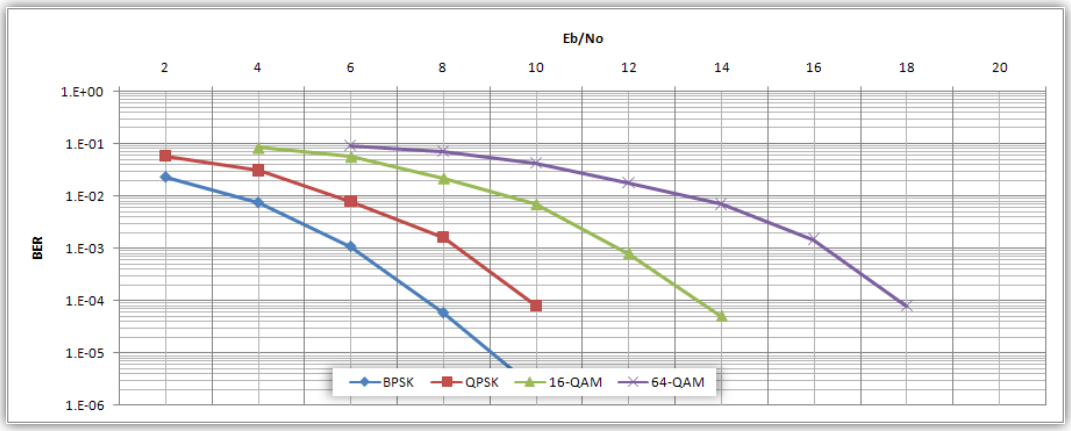


Figura 3-11: BER AWGN sin codificación

La Figura 3-11 muestra los resultados obtenidos para una transmisión sin algoritmos de decodificación, pero con sub-portadoras. Se observa que las curvas son muy parecidas a transmisiones con portadora única, con alguna variación en los valores de la relación señal a ruido debido a la adición de un Prefijo Cíclico. En general para valores grandes de E_b/N_0, los valores de BER son relativamente buenos (inferiores a $1{\cdot}10^{-3}$) para los 4 esquemas de modulación seleccionados. La curva que presenta una mayor pendiente (y por tanto, mejor respuesta a estímulos del canal) es la correspondiente a la modulación BPSK, aunque el sistema en su mayoría continúa siendo funcional.

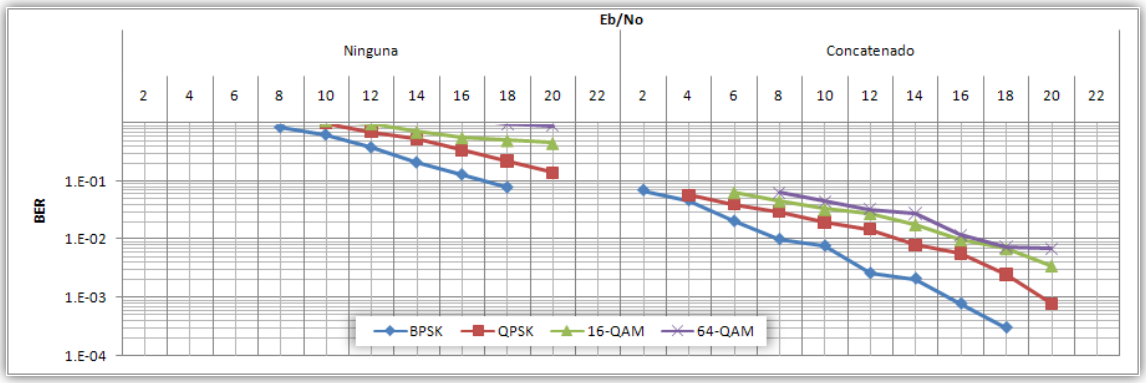


Figura 3-12: BER SUI-4

Las trazas mostradas en la Figura 3-13 muestran los valores de SNR por bit para un canal SUI-4, con y sin algoritmo de decodificación. Es de destacar que los esquemas de 16-QAM y 64-QAM no son

operativos en la mayoría de los casos, pues dado que el canal SUI-4 es selectivo en frecuencia, la razón entre señal y ruido ideal debe ser muy alta para que la tasa de error de bits sea aceptable. Además, la dispersión de los retardos para el canal SUI-4 se refleja en un ancho de banda que no es coherente con el espaciamiento entre las frecuencias piloto de un símbolo OFDM. Por tanto, para poder implementar estos esquemas de modulación, es necesario agregar una estimación del canal, ya sea por mínimos cuadrados o mínima cuadrática media, como se describe en [51]. En el esquema BPSK, por su parte, sería factible realizar una transmisión garantizando que el nivel de ruido no sea muy alto con respecto a la potencia de la señal transmitida, lo que es complicado de obtener con equipos tradicionales de laboratorio.

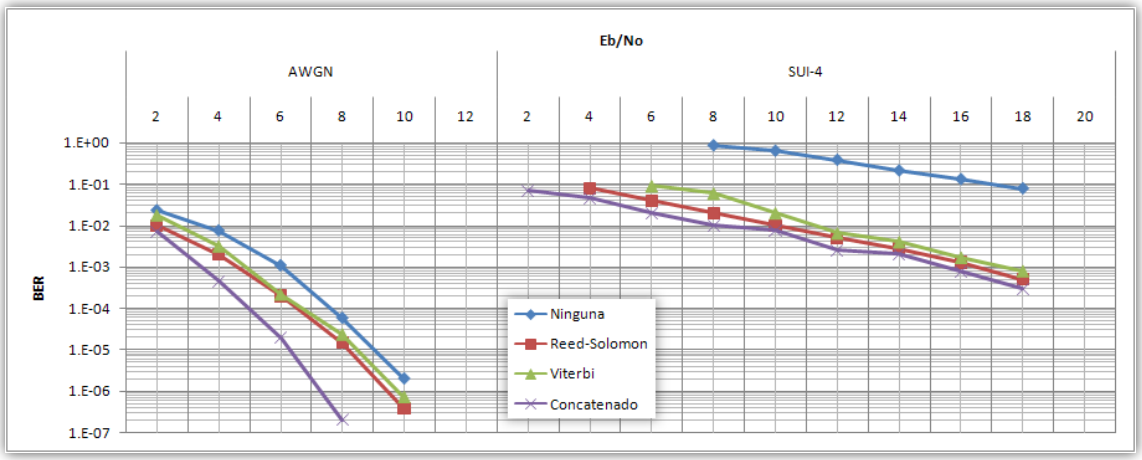


Figura 3-13: BER BPSK para varias codificaciones

Una vez se aplica el algoritmo de decodificación, la tasa de error de bits obtiene una mejora de al menos dos décadas, lo que hace operables los esquemas de modulación a valores relativamente bajos de E_b/N_0, lo que da al sistema al menos 10 dB de ganancia para un BER de 10^{-3}, aunque en detrimento de la velocidad de procesamiento del sistema, como ya se ha visto en la sección anterior.

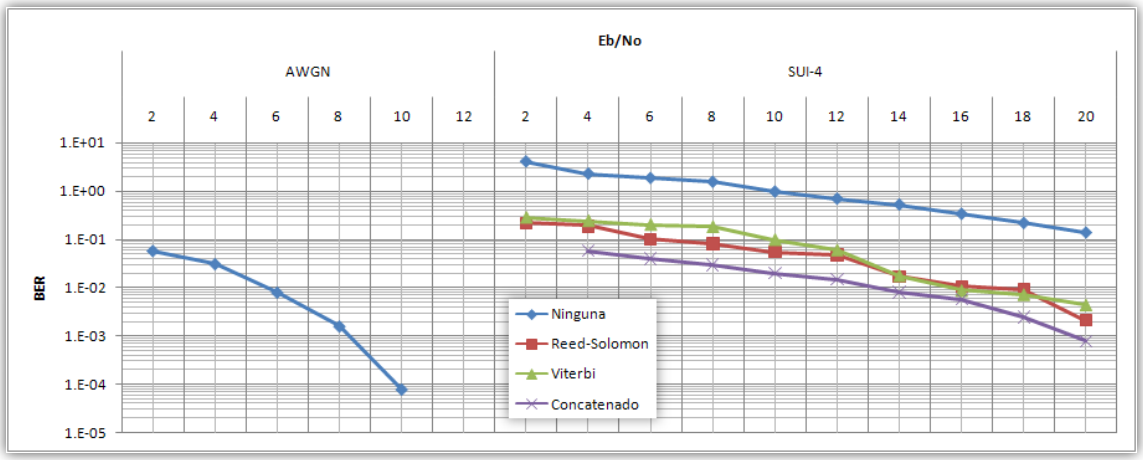


Figura 3-14: BER QPSK para varias codificaciones

Dado que es notable la ganancia en confiabilidad del sistema al usar codificación concatenada, es importante observar si con un esquema de decodificación más simple se obtiene una ganancia comparable, sin que vaya en detrimento de los tiempos de procesamiento. La Figura 3-14 muestra la comparación entre la transmisión con los 2 canales sin codificación, y a la vez compara la traza obtenida con cada bloque de codificación para un canal SUI-4. Es notable el incremento en la confiabilidad del sistema tanto con la codificación Reed-Solomon como con el decodificador Viterbi: aunque ninguno de los dos obtiene una confiabilidad del mismo nivel que con el FEC Concatenado, es factible evaluar el desempeño del sistema utilizando únicamente el codificador RS, para de esta forma obtener un incremento notable (hasta un 57%) en la velocidad de procesamiento de la plataforma en que se ejecuta el sistema (ya sea una terminal remota, o un controlador embebido).

3.3 TRANSMISIÓN Y RECEPCIÓN CON EL SISTEMA PXI

En la sección anterior se ha podido verificar y evaluar el desempeño de los segmentos de transmisión y recepción, utilizando para ello simulaciones de transmisión a través de 3 modelos de canal: ideal, AWGN y SUI-4. Ahora debe verse también su compatibilidad y desempeño con el hardware PXI seleccionado (Figura 2-1). Para ello, se sigue el protocolo de pruebas descrito en 2.3, utilizando las funciones mostradas en la Figura 2-23: diagrama del Transmisor PXI OFDM, y la Figura 2-27: diagrama del Receptor PXI OFDM.

Inicialmente se realizaron pruebas preliminares con el Generador de Señales PXI-5651, utilizando un sistema de pruebas básico (incluido con el equipo), mostrado en la Figura 3-15, y un Analizador RF, facilitado por el Laboratorio de Ingeniería Eléctrica y Electrónica. Este sistema recibe datos en banda base, y los envía al generador, logrando transmisiones en modulación OOK (ASK, FSK y PSK).

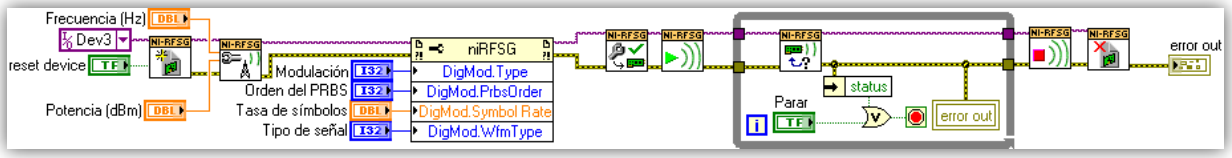


Figura 3-15: sistema de pruebas del Generador de Señales PXI-5651

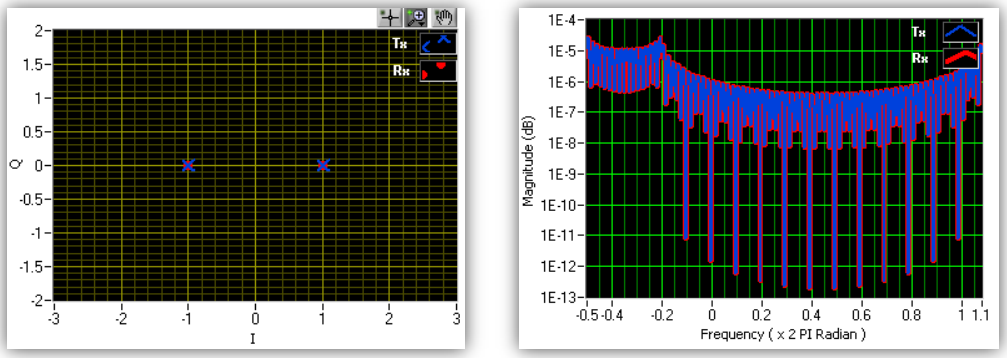


Figura 3-16: espectro de potencia y constelación de una transmisión PSK

Los resultados de estas pruebas fueron satisfactorios, mostrando la Constelación y el Espectro de Frecuencias de la Figura 3-16, aunque no se documentaron puesto que han sido realizados con el fin de verificar el correcto funcionamiento del hardware. Posteriormente se realizaron pruebas con los módulos de Transmisión y Recepción desarrollados, observando que el sistema PXI mostraba mensajes sobre los límites de procesamiento del Generador, y no respondía a los comandos de escritura de datos sobre la memoria del transmisor.

Al revisar las referencias de los equipos PXI enviados por National Instruments, se ha visto que este Generador (PXI-5651) no es compatible con la generación de señales digitales. El proceso que el módulo de Transmisión realiza en LabView es la generación de una señal banda base compleja (componente I y Q) y que tiene una tasa de símbolos del orden de entre 5 y 20 MSps (símbolos por segundo). Esta señal requiere un ancho de banda del orden de MHz (máximo 20 de acuerdo a las restricciones de los equipos), se utiliza para realizar la modulación de una portadora, que también está en el rango de 15 MHz aproximadamente. En este momento es cuando se debe utilizar un Conversor Análogo Digital (DAC) para convertir esta señal generada a una onda continua, y se debe utilizar un *UpConverter* para llevar la señal a RF, es decir a 2.7 GHz para ser transmitida por la antena.

El Generador PXI-5650 no está en capacidad de generar modulaciones QAM dado que no utiliza un DAC, sino un *Sintetizador Digital Directo*. Lo primero que hace el Generador PXI-5651 es obtener directamente una señal RF de GHz; una vez se tiene esta señal se aplican las modulaciones ASK, FSK y PSK. Estas señales de banda base que maneja el PXI-5651 son únicamente binarias y por lo tanto reales, por lo que no es posible generar una modulación que contenga cuadratura, pues no está en capacidad de realizar un mapeo en la constelación. Para ello, al hardware actual se debe agregar un Conversor Digital/Analógico y un UpConverter (necesariamente los dos), disponibles por parte de National Instruments en un equipo del tipo VSG (*Vector Signal Generator*), que sí permite señales en Banda Base complejas. Los modelos que VSG existentes son el PXI-5670 y PXI-5671. Otra opción es la nueva plataforma PXI-5673, que combina el DAC + *UpConverter* con el Generador disponible actualmente (PXI-5650), que actuaría como oscilador de precisión para la mezcla RF:

Figura 3-17: Generador Vectorial PXI-5671

En el transcurso de esta investigación, se han estado desarrollando negociaciones con National Instruments para estudiar la posibilidad de disponer de un Generador VSG dentro del paquete de Transmisión y Recepción PXI; se ha proyectado un Convenio entre National Instruments y la Universidad de Los Andes, enmarcado dentro del grupo GEST, en el que se lleven a cabo un conjunto de actividades y estrategias (Capacitaciones, Demostraciones, Seminarios y Eventos de Actualización en Latinoamérica) que permitan satisfacer requerimientos y necesidades de ambas partes, con el fin

de garantizar una adecuada funcionalidad no sólo de los equipos PXI disponibles actualmente, sino del hardware disponible en las instalaciones de la Universidad, y así poder garantizar una fiabilidad a largo plazo, descuentos por adquisición de hardware nuevo y por actualizaciones del ya existente, como es el caso del Generador PXI; dentro del alcance del Convenio estaría el acceso a las publicaciones e investigaciones de la Universidad que involucre hardware o equipos de National Instruments, en especial en las publicaciones periódicas de la IEEE. De esta forma, se consolidarían las bases para dar un impulso considerable al desarrollo de investigaciones sobre nuevas tecnologías de comunicaciones en Latinoamérica. Sin embargo, estas negociaciones se han prorrogado más allá del alcance de esta investigación, por lo que se ha decidido desarrollar las pruebas de funcionamiento sobre el hardware PXI utilizando BPSK como esquema de modulación, modificándolo y adaptándolo para que funcione dentro de los parámetros compatibles con el generador actual. El sistema se ha modificado para que, en vez de generar un arreglo de símbolos OFDM, genere 2 arreglos separando las componentes real e imaginaria de los símbolos, y de esta forma poderla conectar directamente al módulo de Escritura de Símbolos del generador disponible.

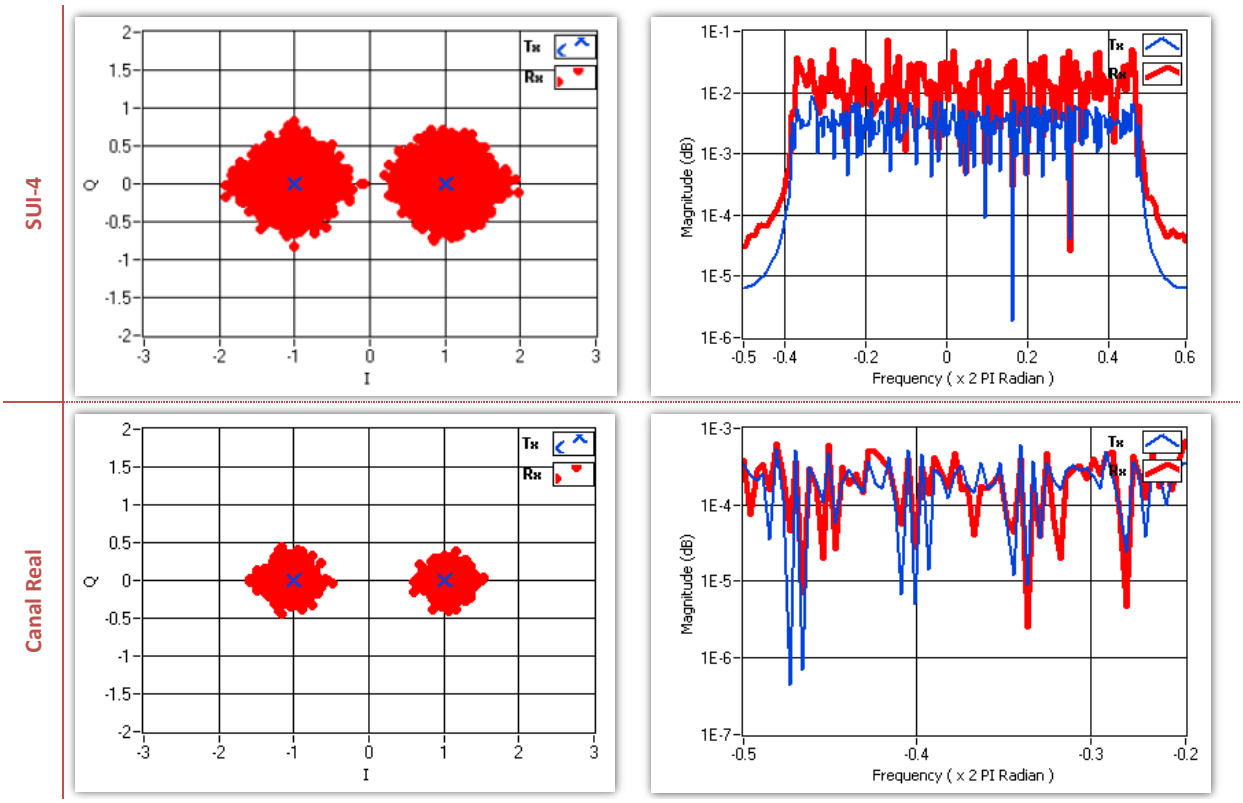


Figura 3-18: Constelación y Espectro de Potencia para BPSK SUI-4 y Real

La Figura 3-18 muestra una comparación entre lo obtenido mediante simulaciones, y la Constelación y Espectro de Potencia generados utilizando el hardware PXI. Estas pruebas se desarrollaron utilizando un prefijo cíclico de 1/16, y habilitando las funciones de Codificación, y empleando Codificación FEC-RS. Las antenas transmisora y receptora son omni-direccionales, ubicadas a 1.5m de altura y distanciadas entre 2 y 3.5 metros, dentro de un recinto cerrado en las instalaciones de la Universidad.

Se observa que la adaptación hecha al sistema ha permitido que los símbolos generados se mapeen dentro del eje *I* de la Constelación, y la dispersión de símbolos producto del canal tiene un patrón semejante al obtenido con el modelo SUI-4, que resulta incluso ser pesimista respecto al canal físico como tal existente en el laboratorio. Además, el sistema se ha ejecutado satisfactoriamente en el Controlador Embebido PXI, donde se ha asignado la ejecución del segmento de Transmisión a un núcleo del procesador y el segmento de Recepción en el núcleo restante, utilizando LabView RT como sistema operativo del controlador. Nuevamente, se ha utilizado el Protocolo de Pruebas de la sección 2.3 para realizar las pruebas de desempeño del sistema.

En la Figura 3-19 se observan las curvas de BER obtenidas con el canal físico real, utilizando diferentes esquemas de Codificación, y se han comparado con los resultados obtenidos mediante simulaciones. Lo que se observa es que el desempeño del sistema tiene una ganancia de entre 3 dB y 5.4 dB en la confiabilidad del sistema, lo que permite afirmar que el canal físico no está sujeto a un nivel de ruido elevado: mediciones de ruido utilizando analizadores de espectro permitieron determinar que dicho piso de ruido oscilaba entre -135 dBm y -110 dBm, por lo que la tasa de error de bits es ligeramente mejor a la obtenida con el modelo de canal SUI-4.

Sin embargo, es notorio que al utilizar FEC Concatenado, la ganancia en confiabilidad no ha sido tan notoria como lo obtenido con el canal SUI-4: la diferencia en la tasa de error de símbolos es levemente superior a una década en la mayoría de los puntos obtenidos de la curva, especialmente a valores medios de SIN por bit (E_b/N_0). Además, al probar por separado los codificadores Reed-Solomon y Convolucional, se ha observado el mismo fenómeno que con las simulaciones: aunque se obtiene una mejora notable en el valor de BER, no es comparable con dicho valor cuando se utiliza FEC concatenado, aunque el sistema es aún operable utilizando únicamente uno de los dos bloques de codificación. De igual forma, el núcleo del procesador en que se ejecuta el segmento de Recepción ha experimentado los mismos niveles de carga que las simulaciones, llegando a valores de 88% durante al menos 25 segundos en promedio.

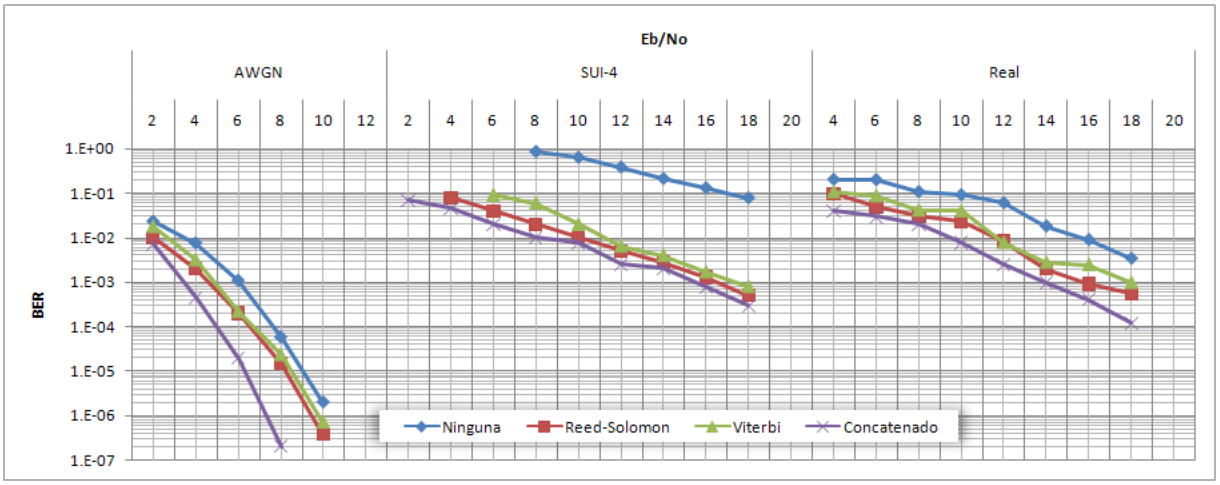


Figura 3-19: BER BPSK para AWGN, SUI-4 y canal real, con varias codificaciones

La Figura 3-20 muestra en detalle la comparación entre los resultados con y sin FEC Concatenado, tanto para SUI-4 como para el canal físico. Se aprecia que al utilizar la Codificación Concatenada (Reed-Solomon y Convolucional/Viterbi), la traza obtenida con el canal físico se asemeja a la resultante de la simulación con el canal SUI-4, lo que es consistente con los modelos teóricos detallados por Freeman en [13], Hanzo, Webb y Keller en [17] y Khan y Ghauri en [27], así como con los resultados obtenidos por las simulaciones de Estimación de Canal y Ecualización en [1] y [7], y las pruebas de desempeño en LabView por Wong en [51], y por en MatLab por Zarrar, Daniel y Wietfeld en [54]; asimismo, son consistentes con los resultados establecidos para OFDM y OFDMA por los laboratorios de Rhode & Schwarz en [39].

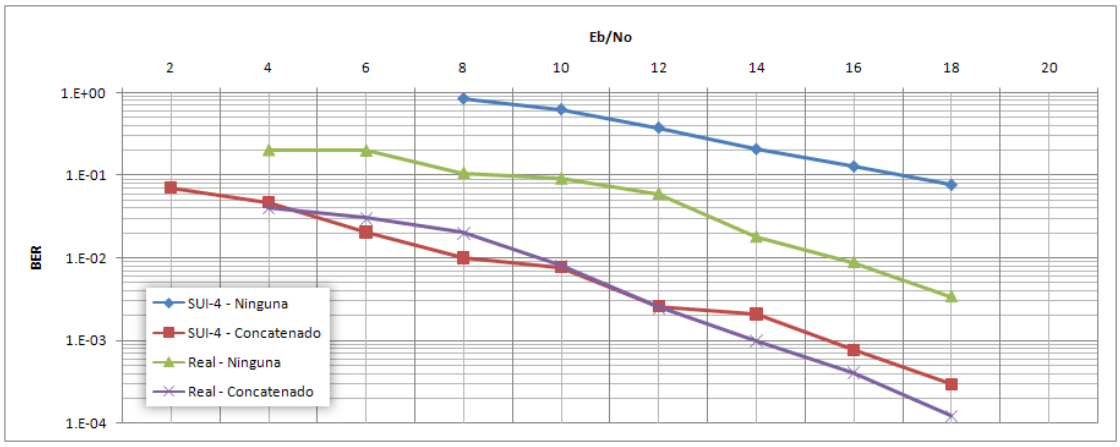


Figura 3-20: comparación entre BER para SUI-4 y real, con y sin codificación

También se ha observado que la capacidad del sistema de Recepción para reconstruir la imagen se va deteriorando a medida que se aumenta la distancia entra las antenas del módulo de Transmisión y de Recepción (Figura 3-21 a Figura 3-25). Esto es debido a que el ruido del sistema va ejerciendo una acción cada vez más notable en el sistema, debido principalmente a la calidad de los elementos utilizados en las pruebas: para poder alejar las antenas, era necesario utilizar cables SMA cada vez más largos, lo que hace que la pérdidas por metro de dicho cable sean muy altas, y la potencia efectiva de transmisión se vea deteriorada. Lo ideal sería tener el segmento de Transmisión y el Segmento de Recepción separados en distintos chasises, o utilizar sistemas de Transmisión y Recepción que posean módulos transductores de Frecuencia Intermedia.

a) b)

Figura 3-21: imágenes recibidas a) con y b) sin codificación a 2m de distancia.

a) b)

Figura 3-22: imágenes recibidas a) con y b) sin codificación a 2.5m de distancia.

a) b)

Figura 3-23: imágenes recibidas a) con y b) sin codificación a 3m de distancia.

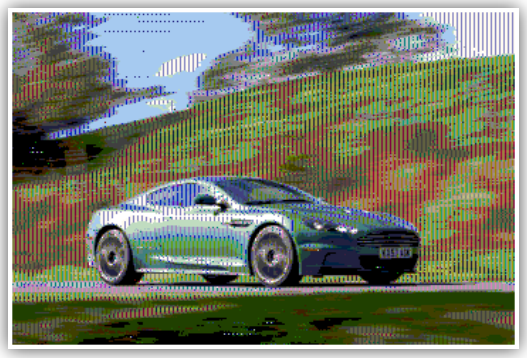
a)  b)

Figura 3-24: imágenes recibidas a) con y b) sin codificación a 4m de distancia.

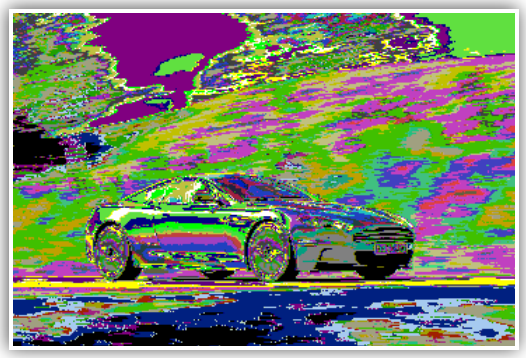
a)  b)

Figura 3-25: imágenes recibidas a) con y b) sin codificación a 5m de distancia.

3.4 GEO-REFERENCIACIÓN

En la sección 1.3 se establecieron las razones de la selección de un dispositivo GPS como herramienta para la geo-referenciación de las señales transmitidas por el sistema PXI utilizado:

- Los equipos de transmisión y recepción funcionarán en la banda de 2.4 GHz de WiMAX. Por tanto pueden o no requerir Línea de Vista con la BS, y en consecuencia puede ser necesario posicionamiento bajo techo.
- El alcance contemplado para los equipos está entre los 2m y los 100m. Precisiones del orden de 1m representan un error del 1%, aceptable en aplicaciones de posicionamiento típicas.
- Finalmente, los datos adquiridos por el equipo deben estar en un formato claramente interpretable, de forma que no afecte el desempeño del sistema, y a la vez sea posible referenciar en tiempo real las posiciones reportadas por el equipo.

Inicialmente, se había seleccionado el BT-338, del fabricante GlobalSat, como el dispositivo de geo-posicionamiento. Esta unidad tiene una interfaz Bluetooth, antena integrada, y se basa en el chip SiRF Star III, que actualmente es uno de los más utilizados en la industria, lo que garantiza la compatibilidad con diversas plataformas. Su sensibilidad es de -159 dB, y utiliza la especificación NMEA 0183 para la transmisión de las tramas de posición del equipo.

Sin embargo, a medida que se fueron ejecutando las pruebas de funcionamiento, se observo que existe un problema de sincronización entre el equipo de desarrollo y la unidad Bluetooth; estos problemas consistían en que en el momento de establecer conexión con el GPS, éste mostraba una latencia superior al tiempo de espera del sistema, por lo que en el momento de recibir las tramas GPS, éstas se recibían incompletas o fragmentadas. Por tanto, se decidió cambiar de dispositivo, usando ahora el BU-353, del mismo fabricante, cuya interfaz de comunicación es un puerto serial emulado vía USB. Este equipo cumple con las mismas especificaciones del BT-338, y utiliza el mismo estándar NMEA 0183 para las tramas de posicionamiento.

La especificación NMEA 0183 comprende una lista de alrededor de 50 mensajes y formatos definidos para las tramas del GPS; estas tramas son de la siguiente forma:

$$\$IDMSG,D1,D2,\ldots,Dn*CS[CR][LF] \tag{3.1}$$

"$" indica el inicio de un mensaje.

- "ID" describe la fuente de la información de navegación (GP indica que proviene del GPS)
- "MSG" es un identificador que describe el contenido del mensaje, el número y orden de los datos.
- "," es el delimitador de los mensajes.
- "Dn" es el campo del mensaje
- "*" es un delimitar para el *checksum*.
- "CS" contiene 2 caracteres ASCII que indican el valor hexadecimal del *checksum*.
- [CR] (*carriage return*) y [LF] (*line feed*) son caracteres que dan fin al mensaje.

La longitud de las tramas es variable, limitada a 79 caracteres, sin incluir los campos $ y [CR][LF]. Un ejemplo de una trama de posición es el siguiente:

$--GLL,llll.lll,a,yyyyy.yyy,a,hhmmss.ss,a,m,*hh<CR><LF> (3.2)

- "GLL" es un mensaje de posición geográfica (*Geographic Position – Latitude/Longitude*).
- "llll.lll,a" corresponde a 2 dígitos de grados, 2 dígitos fijos para los minutos, y un número variable d dígitos para las fracciones de minutos; "a" puede tomar valores de "N" (norte) o "S" (sur).
- "yyyyy.yy,a" corresponde a 3 dígitos de grados, 2 de minutos, y un número variable para las fracciones; "a" puede tomar los valores de "E" (este) o "W" (oeste).
- "hhmmss.ss" corresponde a la hora universal (UTC), donde las décimas de segundo tienen longitud variable.
- "a" indica si la posición es válida (A) o inválida (V).
- "m" indica el modo del dato, que puede ser: A (autónomo), D (diferencial), E (estimado), M (manual), S (simulado), y N (no válido).

Esta información permite construir una aplicación para la lectura e interpretación de los datos transmitidos por el GPS.; dicha aplicación, además, gestiona la frecuencia de reporte, la precisión de los datos adquiridos, y el uso de energía en cada adquisición. Adicionalmente, se está relacionando la información de latitud y longitud a un sistema de cartografía, que en este caso es Google Maps, con el fin de visualizar la posición actual en un sistema de geo-referenciación.

El funcionamiento de la aplicación fue probado haciendo algunos recorridos de prueba, y almacenando los datos en formato *txt*, para posteriormente ser procesados. Mediante una aplicación construida en Java, estos datos se convirtieron a formato *kml*, que es el que interpreta la aplicación Google Earth, obteniendo los recorridos mostrados en la Figura 3-26:

Figura 3-26: recorrido de prueba del sistema GPS, mapa satelital.

Pruebas posteriores con el sistema PXI permitieron establecer que el modelo de adquisición de posición por interrupciones del GPS hacía que el sistema saturara su capacidad de procesamiento, debido a que la frecuencia de interrupción del GPS es de 150ms, entre las que debía abrir el puerto, configurar el ciclo de lectura, interpretar la posición, abrir un *socket* de comunicación web y asociar la posición a una cartografía en línea, y posteriormente habilitar el ciclo de escritura para enviar un mensaje de atención de interrupción al GPS, para que éste siguiera adquiriendo posiciones. Por tanto, el sistema se ha modificado para funcionar en modo *polling*, para que en un periodo determinado por la aplicación, el sistema envíe un mensaje al GPS preguntando por la posición, y éste envíe la trama geo-referenciada. El sistema hace esto cada vez que se recibe una transmisión, y vuelve a solicitarla cada 5 segundos si el tamaño de la ráfaga es superior a este periodo. De esta forma, el sistema no volvió a saturarse, mostrando los resultados como se observa en la Figura 3-27.

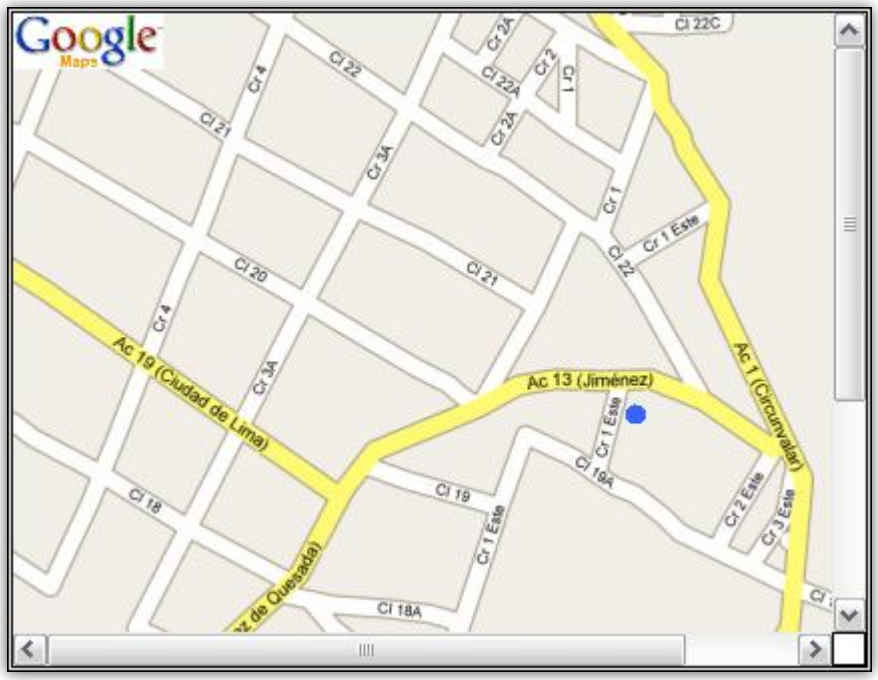


Figura 3-27: resultado de la Geo-Referenciación con el Sistema PXI, mapa callejero.

3.5 TRABAJO FUTURO

En las secciones anteriores se ha visto la importancia de contar con una Arquitectura definida de forma adecuada, dado que de esta forma es posible obtener un sistema eficiente y completamente funcional, independientemente de la plataforma o del lenguaje de desarrollo. Además, al hacerla de forma modular, es posible implementar y agregar nuevos esquemas de modulación y codificación, tales como OFDMA y SOFDMA, y turbo-códigos; es en especial importante estudiar un módulo de decodificación que minimice los tiempos de decodificación, optimizando o sustituyendo el decodificador Viterbi, y permitir implementar un diseño completo de trama ascendente y descendente considerando los márgenes de transición TTG y RTG.

Es importante explorar otras alternativas de implementación tanto en equipos y productos disponibles comercialmente como con micro-componentes y elementos discretos, que permitan una mayor difusión de los modelos estudiados, que aunque sacrifiquen la flexibilidad que caracteriza a los sistemas SDR, permita la construcción de diversos prototipos de relativamente bajo costo (o al menos notablemente inferior al costo de los SDRs utilizados en esta investigación); dentro de estas alternativas se deben considerar desde módems para ubicación en exteriores, con o sin antena integrada, hasta tarjetas Flash para uso en dispositivos móviles, aunque es importante resaltar que existen algunos fabricantes que se apegan parcialmente al estándar IEEE, y comercializan equipos con protocolos de acceso propietarios, que hace imprescindible el uso de BSs y CPEs de la misma marca. De forma semejante, es importante que los fabricantes sean reconocidos por el WiMax Forum, pues existen algunos que comercializan equipos de transmisión en Espectro Disperso (SpreadSpectrum) bajo la clasificación WiMax, pero sin implementar ni las capas PHY ni MAC. Adicionalmente, la disponibilidad de equipos depende directamente de la frecuencia a la que se desea transmitir, puesto que lo que se ha observado es que no es usual que los fabricantes ofrezcan equipos para transmisión en exteriores, en licencias libres a empresas que no sean proveedores de servicio (ISP). En este espectro, lo que existe comercialmente son equipos para interiores, y micro-controladores para integración a placas base ó kits de desarrollo.

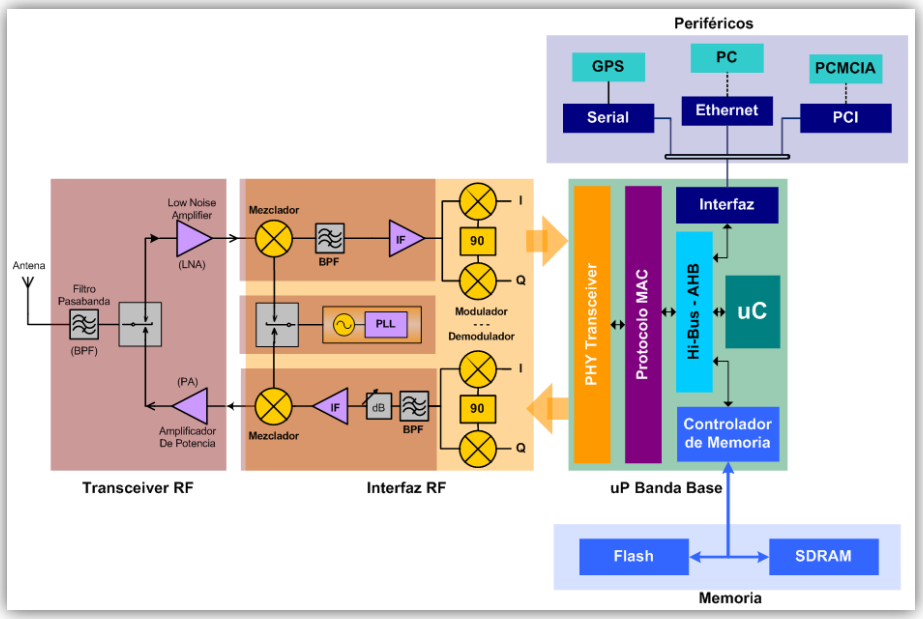


Figura 3-28: diagrama en bloques de un sistema BWA discreto

Una de las alternativas que se ha contemplado de forma paralela al desarrollo de esta investigación, es implementar un sistema BWA a partir de un módulo FPGA o SoC que permita la programación de la capa PHY de la familia WiMAX 802.16, y a su vez tenga la habilidad de interconectarse con otros periféricos, de forma que pueda conservarse la característica de geo-referenciación y de visualización de datos mediante registros en una memoria externa; la Figura 3-28 muestra el diagrama en bloques para un sistema de estas características, donde se ha utilizado el chipset Sequans SQN1010 y diversos módulos discretos para la etapa de RF listados junto con otras opciones de hardware en la Tabla 3-1.

Módulo	Fabricante	Referencia	Descripción
Procesamiento			
WiMAX Chipset	Sequans	SQN-1010 SoC	Procesador ARM 9 embebido. Soporte PHY y MAC 802.16d 2004. Modulación adaptativa. Espectro de frecuencias desde 1.8 a 5.8 GHz. Interfaz RMII
	WaveSat	DM256	Soporte PHY y MAC 802.16d 2004. Escalable a 802.16e 2005. Modulación Adaptativa. Frecuencias de 3.5 GHz y 5.8 GHz.
Estación Base			
Router Interior	ZyXEL	MAX 200M	Antena removible. Router y firewall enbebidos. 1 POTS TA para VoIP por SIP.
		MAX 200H	802.77g AP + 802.16e, 4 x Ethernet, 2 POTS ATA VoIP-SIP, Admin por SNMP y TR-069
Estación base (pico y micro)	Alvarion	BMAX-MBST IDU-2CH	Unidad interior para rack (1U) de 19'' o 22'', se conecta a la unidad de acceso exterior BMAX-BST-AU-ODU
CPE (Customer Premises Equipment)			
Modem PCMCIA	ZyXEL	MAX-100	Soporta Windows 2000/XP/Vista, QoS para VoIP e IPTV, PKMv2 y EAP-TTLS/CHAP
Modem USB	Runcom	RNE200USB	USB 2.0, 16MB SDRAM, 8MB Flash. JTAG/UART debug. Antena Interna de -45 a 23 dBm
Transceiver RF			
Filtro Pasa-Banda	CTS Wireless	CER0185A	Filtro Pasa-Banda entre 3.4 GHz y 3.5 GHz. A_{TT} = 20 dB ± 50 MHz
Switch	M/A-COM	MASW-007107	fMAX = 3 GHz, P = 31 dBm, Iso = 28 dB @ 3.5 GHz
Terminales SMD	RF Power Comps	C100N50Z4	Material = AIN, BW = 3 GHz, P = 100 W, R = 50 Ω
Interfaz RF			
Filtro Pasa-Banda	CTS Wireless	CER0186A	BW = [3.5 - 3.55] GHz, A_{TT} = 45 dB ± 50 MHz
		CER0187A	BW = [3.55 - 3.6] GHz, A_{TT} = 45 dB ± 50 MHz
		CER0188A	BW = [3.4 - 3.45] GHz, A_{TT} = 45 dB ± 50 MHz
Amplificador PA	Freescale	MRF7S38010H	BW = [3.4 - 3.8] GHz, A_V = 14 dB. P_{OUT} = 10 W, V_{DS} = 28 V
Amplificador LNA	RFMD-IPL	RF2370	GaAs HBT BW = [0.9 - 4] GHz, A_V = 14 dB, NF = 1.3 dB, I_{DS} = 4 mA
Modem		RF2422	BW = [0.8 - 2.5] GHz, $Noise_{LVL}$ = -152 dBm. CarrierSupr = 30 dBc, P_{OUT} = 0 dBm, I_{DS} = 45 mA
Atenuador	M/A-COM	MAATCC0006	f_{MAX} = 3 GHz, $Rango_{ATT}$ = 15 dB, 0.4 dB / paso
Amplificador IF	Freescale	MMG3001NT1	BW = 3.6 GHz, A_V = 20 dB, ND = 4.1 dB, P_{OUT} = 18.5 dBm, V_{CC} = 5 V
Duplexer	CTS Wireless	CER0290B	Tx_{FREQ} = [3.425, 3.45] GHz, Tx_{ATT} = 50 dB @ 3.5 GHz Rx_{FREQ} = [3.525, 3.55] GHz, Rx_{ATT} = 50 dB @ 3.5 GHz
Mezclador	M/A-COM	MA4EX370M	BWRF = []3 - 4] GHZ, BWIF = 1.5 GHz. LVL_{OUT} = 15 dBm, Pérdidas = 6.8 dB
Switch		MASW-007107	fMAX = 3 GHz, P = 31 dBm, Iso = 28 dB @ 3.5 GHz

Tabla 3-1: lista de componentes y equipos para la implementación de WiMAX discreto

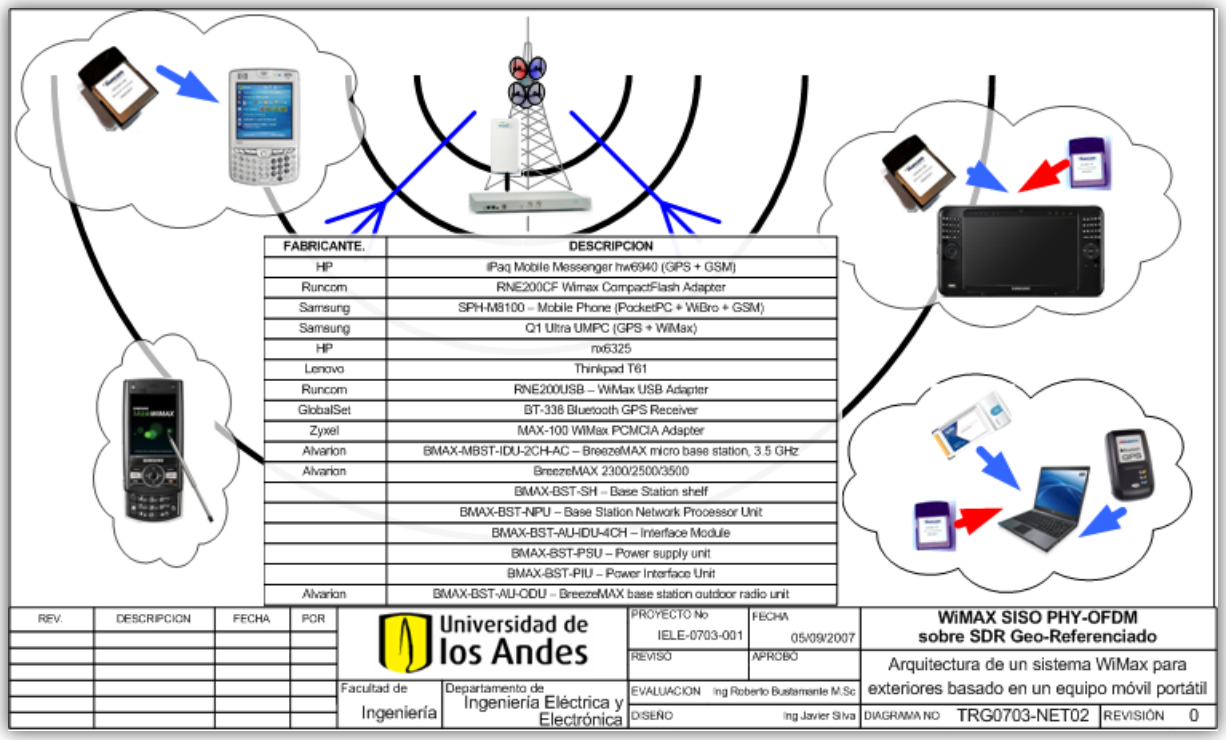


Figura 3-29: ejemplos de diseño con equipos comerciales

Asimismo, en la Figura 3-29 se muestran diferentes opciones de interconectividad WiMAX utilizando equipos móviles comerciales, donde se contemplan diferentes opciones tanto para la BS como para el SS, utilizando desde múltiples módulos discretos, hasta un equipo móvil comercial que reúne muchas de las características del hardware utilizado en esta investigación: GPS, modem WiMAX, interfaz de programación, pero que no se encuentra homologado para su uso en Colombia. La Tabla 3-2 reúne un listado de algunos equipos comerciales que puede usarse para investigaciones en WiMAX.

Producto	Fabricante	Tipo	Características	BT	WiFi	GSM	GPS	IR / IF	WiMAX
iPaq hw6940	HP	PocketPC	OS WindowsMobile 5 Procesador Intel PXA270 @ 416 MHz 64 MB SDRAM Pantalla táctil 3"	X	802.11b/g	X	SiRF Star III	X	- - -
RNE200CF	Runcom	Modem CompactFlash	Drivers incluídos en WindowsMobile Capas PHY y MAC Salida de hasta 23 dBm Antena interna o externa	- - -	- - -	- - -	- - -	- - -	2.3 y 2.5 GHz BW 8.75 y 10MHz
RNE200USB	Runcom	Modem USB	USB 2.0 16MB SDRAM 8MB Flash JTAG/UART debug Antena Interna -45 a 23 dBm	- - -	- - -	- - -	- - -	- - -	2.3 y 2.5 GHz BW 8.75 y 10MHz
MAX-100	ZyXEL	Modem PCMCIA	Soporta Windows 2000/XP/Vista Soporte QoS para VoIP e IPTV PKMv2 y EAP-TTLS/CHAP	- - -	- - -	- - -	- - -	- - -	2.3, 2.5 y 3.5 GHz
MAX-200M	ZyXEL	Router Interior	Antena removible Router y firewall enbebidos 1 POTS TA para VoIP por SIP Admin por SNMP y TR-069	- - -	- - -	- - -	- - -	- - -	2.3, 2.5 y 3.5 GHz
MAX-200H	ZyXEL	Router Interior	802.77g AP + 802.16e 4 puertos Ethernet 2 POTS ATA para VoIP por SIP Admin por SNMP y TR-069	- - -	802.11g	- - -	- - -	- - -	2.3, 2.5 y 3.5 GHz
BMAX-MBST-IDU-2CH	Alvarion	Micro Estación Base	Unidad interior para rack (1U) de 19" o 22", provee servicios de banda ancha, y se conecta a la unidad de acceso exterior BMAX BST-AU-ODU	- - -	- - -	- - -	- - -	450MHz	- - -
BreezeMAX Modular	Alvarion	Estación Base de Alta Densidad	Unidad para rack (8U) tipo blade que soporta hasta 6 interfaces de acceso IDU, PSU redundante, y provee las políticas de QoS y acceso programadas según el módulo.	- - -	- - -	- - -	- - -	450MHz	2.3, 2.5 y 3.5 GHz
BMAX-BST-AU-ODU	Alvarion	Unidad de Acceso Exterior	Unidad de Acceso Exterior que opera en modo full-duplex, y provee conectividad a una antena externa.	- - -	- - -	- - -	- - -	450MHz	2.3, 2.5 y 3.5 GHz

Tabla 3-2: características de algunos equipos comerciales para BWA

4 CONCLUSIONES

El sistema propuesto en esta investigación implementa exitosamente la capa SISO PHY-OFDM del estándar WiMAX IEEE 802.16-2004 en sendos módulos de Transmisión y Recepción, permitiendo tanto la simulación de su comportamiento en LabView utilizando 3 modelos de canal, como su funcionamiento en hardware SDR PXI geo-referenciado sobre la cartografía abierta de Google Maps.

Sobre este sistema se ha desarrollado un Protocolo de Pruebas con el fin de evaluar su funcionalidad, comportamiento y desempeño ante la transmisión de 3 tipos de datos, tanto con canales simulados como con el hardware PXI, mediante la medición de la velocidad de procesamiento, trazas de Constelación y Espectro de Potencia, y generando trazas de Tasa de Error de Bits (BER) frente a la relación Señal a Ruido por bit (E_b/N_0), utilizando un algoritmo de cross-correlación. Se ha evaluado la operatividad del sistema bajo diferentes condiciones, y se ha determinado la ganancia del sistema al utilizar diferentes esquemas de Modulación y Codificación.

La Arquitectura del sistema, definida de forma jerárquica y modular, ha sido fundamental dado que permite comprender intuitivamente la topología implementada, y además define claramente las expectativas y alcances que se pretenden obtener con el sistema en cuanto a disponibilidad, desempeño y escalabilidad para desarrollos posteriores. Asimismo, se ha visto la importancia de contar con un conjunto de simulaciones del funcionamiento del sistema antes de acceder al hardware, pues éstas permiten establecer los parámetros relevantes en los que se deben concentrar las pruebas, donde es conveniente contar con acceso remoto al controlador embebido con el fin de ejecutar una batería de pruebas en tiempos muertos del laboratorio. En este caso, las pruebas sobre hardware se han restringido a la modulación BPSK para distancias no superiores a 4 metros, debido a las limitaciones del hardware SDR PXI disponible actualmente en la Universidad.

Los indicadores de desempeño obtenidos tanto con los modelos de canal AWGN y SUI-4 como con el hardware SDR han estado acordes con los modelos teóricos de transmisiones BWA; el sistema ha sido implementado de forma que cada núcleo del controlador emule el funcionamiento de una BS y una SS respectivamente, y con este esquema se ha observado que los bloques FEC mejoran notablemente la ganancia y la confiabilidad del sistema, aunque implican un detrimento importante en los tiempos de ejecución.

Los resultados obtenidos en esta investigación permiten establecer consideraciones para futuras investigaciones en este campo: en primer lugar, es necesario contemplar la factibilidad de adquirir un Generador Vectorial VSG, con el fin de realizar pruebas sobre esquemas de modulación de mayor

orden (QPSK, 16-QAM, 64-QAM, 256-QAM), y al mismo tiempo verificar la necesidad de un Ecualizador para estos esquemas. Asimismo, estudiar la posibilidad de adquirir un chasis y un controlador adicional, de forma que el Transmisor y el Receptor funcionen en sendos chasises, y así emular el comportamiento de una BS y una SS de manera más eficaz; en su defecto implementar módulos de frecuencia intermedia (IF@450MHz) para conectar las antenas a una distancia mayor a la que permite la atenuación de un cable RF.

Con cualquiera de estas posibilidades el sistema puede extenderse valiéndose de la geo-referenciación, para desarrollar pruebas de cobertura que consideren ambientes NLoS exteriores y bajo techo, así como del desempeño de un enlace adaptativo de acuerdo con el throughput del sistema.

El sistema se ha construido de forma que el impacto de nuevos módulos sea mínimo, por lo que está en facultad de implementar nuevos esquemas de transmisión (MIMO, STC), modulación (OFDMA, SOFDMA) y codificación (Turbo-codigos en bloque y concatenados): es en especial importante estudiar un módulo FEC-Rx que esté conforme con el estándar IEEE, y que al mismo tiempo reduzca considerablemente los tiempos de decodificación y de esta forma permitir implementar un diseño completo de trama ascendente y descendente considerando los márgenes de transición TTG y RTG.

Finalmente, esta investigación pretende formar el fundamento para estudios futuros con múltiples implementaciones MAC, desarrollar planificadores de tráfico en hardware con esquemas de prioridad (rtPS, UGS, Best Effort), e incluso habilitar el sistema para transmisiones por demanda (streaming) tales como VoIP y flujos de vídeo.

5 BIBLIOGRAFÍA

[1] ALIM, O. *et al. "Simulation of Channel Estimation and Equalization for WiMAX PHY Layer in Simulink"*. Alexandria University & National Center for Radiation Research and Technology (NCRRT), Atomic Energy Authority, 2008.

[2] ANDREWS, J. GHOSH , A. MUHAMED, R. "*Fundamentals of WiMAX: Understanding Broadband Wireless Networking*". Prentice Hall Communications Engineering and Emerging Technologies Series, 2007.

[3] ANDREWS, J. KIM, T. *"Optimal Pilot-to-Data Power Ratio Simulator for MIMO-OFDM Using NI LabVIEW 7.1"*. Wireless Networking & Communications Group (WCGN), University of Texas, 2008.

[4] ANDREWS, J. KIM, T. *"MIMO-OFDM with variable PDPR Simulator"*. Wireless Networking and Communications Group (WCGN), University of Texas, 2008.

[5] BALL, C. HUMBURG, E. IVANOV, K. *"Spectrum Efficiency Evaluation for different Wireless Technologies based on Traffic Modeling"*. Siemes AG, Communications Mobile Networks, 2005.

[6] BELGHITH, A. NUAYMI, L. *"WiMAX Capacity estimations and simulation results"*. TELECOM Bretagne & ENST Bretagne, France, 2008.

[7] BOHARA, V. *et al*. "*Design and Implementation of Mobile WiMAX (IEEE 802.16e) System Based on 2x1 MISO-OFDM*". National Instruments' ASEAN Customer Solutions, Nanyang Technological University (NTU), Singapur, 2007.

[8] CHADWICK, P. *"Die Eierlenge Wollmillschau"*. ETSI – Software Defined Radio (SRD) /Cognitive Radio (CR) Workshop, 2008.

[9] CRT, Comisión de Regulación de Telecomunicaciones. "*Informe Sectorial de Telecomunicaciones"*, No 9, Agosto de 2007, y No 8, Enero de 2007.

[10] DIAZ, J. *"Diseño y Evaluación del Desempeño de un Protocolo de Planificación en Redes Móviles WiMAX"*. Universidad de Los Andes, 2008.

[11] EKLUND, C. *et al. "IEEE Standard 802.16: a Technical Overview of the WirelessMAN Air Interface for Broadband Wireless Access"*. IEEE Communications Magzine, Vol.40, No.6, pp.98-107, Junio 2002.

[12] FIGUEREDO, F.L. CARDIERI, P. *"Coverage Prediction and Performance Evaluation of wireless metropolitan area networks based on IEEE 802.16"*. Journal of Communication and Information Systems, Vol 20, No 3, 2005.

[13] FREEMAN, R. *"Radio Systems Design for Telecommunications"*. Wiley Series in Telecommunications and Signal Processing, 2007.

[14] GONZALEZ-BAYON, J. CARRERAS, C. FERNANDEZ-HERRERO, A. *"A Comparision of Frequency Offset Synchronization Algorithms for WiMAX OFDM Systems"*. Universidad Politécnica, Madrid, 2007.

[15] GUPTA, A. FORENZA, A. HEATH, R. *"National Instruments MIMO/OFDM Prototype"*. Wireless Networking and Communications Group (WCGN), University of Texas, 2004.

[16] HAKEGARD, J.E. *"Multi-Cell WLAN Coverage and Capacity"*. Telektronik, Abril de 2006.

[17] HANZO, L. WEBB, W. KELLER, T. "*Single and Multi-carrier Quadrature Amplitude Modulation: Principles and Applications for Personal Communications, WLANs and Broadcasting"*. John Wiley & Sons, 2000.

[18] HARRISON, R. "*Software como Plataforma para Sistemas de Comunicación Actuales y Futuros*". NI Developer Zone, 2008.

[19] HILLS, A. "*Large-Scale Wireless LAN Design*". IEEE Community. Magazine 39 (11), Págs. 98–107, 2001.

[20] HILLS, A. SCHEGEL, J. *"Rollabout: A Wireless Design Tool"*. Carnegie Mellon University, IEEE Communications Magazine. Febrero 2004.

[21] IEEE 802.11g-2003, "*IEEE Standard for Information Technology, Telecommunications and information exchange between systems. Local and metropolitan area networks. Part 11: Wireless LAN Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) specifications. Amendment 4: Further Higher Data Range Extension in the 2.4 GHz band*". IEEE Computer Society and the IEEE Microwave Theory and Techniques Society, 2003.

[22] IEEE 802.11n/D1.0. *"Draft Amendment to STANDARD [FOR] Information Technology – Telecommunications and information exchange between systems – Local and Metropolitan Network-Specific Requirements – Part 11: Wireless LAN Medium Access (MAC) and Physical Layer (PHY) specifications. Enhancements to Higher Throughput"*. IEEE Computer Society and the IEEE Microwave Theory and Techniques Society, 2006.

[23] IEEE 802.16a-2003. "*IEEE Standard for Local and metropolitan area networks. Part 16: Air Interface for Fixed Broadband Wireless Access Systems – Amendment 2: Medium Access Control Modifications and Additional Physical Layer Specifications for 2-11 GHz*". IEEE Computer Society and the IEEE Microwave Theory and Techniques Society, 2003.

[24] IEEE 802.16-2004. "*IEEE Standard for Local and metropolitan area networks. Part 16: Air Interface for Fixed and Mobile Broadband Wireless Access Systems*". IEEE Computer Society and the IEEE Microwave Theory and Techniques Society, Diciembre 2005.

[25] IEEE 802.16e-2005. "*IEEE Standard for Local and metropolitan area networks Part 16: Air Interface for Fixed and Mobile Broadband Wireless Access Systems. Amendment 2: Physical and Medium Access Control Layers for Combined Fixed and Mobile Operation in Licensed Bands*" . IEEE Computer Society and the IEEE Microwave Theory and Techniques Society, Febrero 2006.

[26] JALLOUL, L. ALEX, S. *"Coverage Analysis for IEEE 802.16e/WiMAX Systems"*. IEEE Transactions on Wireless Communications, Vol. 7, No. 11, 2008.

[27] KHAN, M. GHAURI, S. *"The WiMAX 802.16e Physical Layer Model"*. University of the West of England, 2009.

[28] KEISER, G. *"FTTX Concepts and Applications"*. Wiley Series in Telecommunications and Signal Processing, 2006.

[29] KOGANE, R. *et al. "A Study on the Detection Scheme of WiMAX signal for DAA Operation in MB-OFDM"*. Tokyo University of Science, 2008.

[30] LANG, W. *et al. "Research on the Authentication Scheme of WiMAX"*. PLA Institute of Communication Command & Armored Force Engineering Institute, 2008.

[31] LU, K. QUIAN, Y. *"A Secure and Service-Oriented Network Control Framework for WiMAX Networks"*. University of Puerto Rico & National Sun Yat-Sen University, 2007.

[32] MERCADE, J. *"Wireless Waveform Creation Software for Arbitrary Waveform Generators"*. NI Developer Zone, Case Study – Arbitrary Resources S.L., 2008.

[33] MULLER, N. *"Mobile Telecommunications Factbook"*. McGraw Hill, 2006.

[34] NI DEVELOPER ZONE. "*Developing GPS Applications with LabView"*. 2006

[35] NI DEVELOPER ZONE. "*OFDM and Multi-Channel Communication Systems"*. 2007.

[36] NI TUTORIAL ZONE. "Performing I-Q Measurements Using the PXI-5660*"*. 2008.

[37] NUAYMI, L. "*WiMAX: Technology for Broadband Wireless Access*". Wiley, 2007.

[38] PROAKIS, J. SALEHI, M. *"Multicarrier Modulation and OFDM"*. Prentice Hall, 2002.

[39] ROHDE & SCHWARZ. *"WiMAX IEEE 802-16e-2005 – Introduction to OFDMA Measurements"*. Application Note 1EF58, 2009.

[40] SASSAN, A. *"Introduction to Mobile WiMAX Radio Access Technology: PHY and MAC Architecture"*. Wireless Standards and Technology. Intel Corporation, 2006

[41] SHARIF, B. NTAGKOUNAKIS, K. *"Design & Optimization Methods for WiMAX Systems"*. Newcastle University & Intracom Telecom, 2007.

[42] SHEARMAN, S. KOVACS, J. *"A Tools-Based Approach to Emerging Communications Needs"*. NI Developer Zone, RF Product Development, 2006.

[43] SILVA, J. *"Estimación de la Posición de un Marcador Acústico"*. Pontificia Universidad Javeriana, 2003.

[44] SMYTH, G. *"Wireless Technology and e-Learning: Bridging the Digital Divide"*. Intel Corp, 2006.

[45] SUAREZ, S. *et al*. *"Sistema de Transmisión/Recepción en la Banda de HF mediante SDR"*. Departamento de Señales y Comunicaciones, Universidad de Las Palmas Gran Canaria, 2006.

[46] TSAI, P. LEE, T. CHIUEH, T. *"Power-Efficient Continuous-Flow Memory-Based FFT Processor for WiMAX OFDM Mode"*. 2006 International Symposium on Intelligent Signal Processing and Communication Systems (ISPACS2006), National Central University (Tauyoan, Japan), and National Taiwan University (Taipei, Taiwan), 2006.

[47] WiMAX Forum. *"Business Case Models for Fixed Broadband Wireless Access based on WiMAX Technology and the 802.16 Standard"*, 2004.

[48] WiMAX Forum. "*WiMAX's technology for LOS and NLOS environments*", 2007.

[49] WAHL, R. STÄBLER, O. WÖLFFE, G. *"Propagation Model and Network Simulator for Stationary and Nomadic WiMAX Networks"*. AWE Communications GmbH, 2007.

[50] WANG, Q. *et al. "Design of BS Transceiver for IEEE 802.16e OFDMA Mode"*. IBM China Research Lab & Tsinghua University, Beijing (China), 2006.

[51] WONG, I. "*IEEE 802.16a Uncoded OFDM Baseband Simulator*". Universidad de Texas, 2004.

[52] YARALI, A. MBULA, B. TUMULA, A. *"WiMAX: A Key to Bridging the Digital Divide"*. Murrray State University, 2007.

[53] YARALI, A. RAHMAN, S. *"WiMAX Broadband Wireless Access Technology: Service, Architecture and Deployment Methods"*. Murray State University & Virginia Polytechnic and SU, 2008.

[54] ZARRAR, F. DANIEL, K. WIETFELD, C. *"Performance Evaluation of IEEE 802.16 WiMAX Link with respect to Higher Layer Protocols"*. Communication Networks Institute, University of Dormund, IEEE ISWCS, 2007.