

Prácticas de transmisión de datos en radiofrecuencia empleando dispositivos de radio definida por software

Autores

Cristian David Hurtado Rodriguez
Luis David Villada Coca



Universidad Distrital Francisco José de Caldas
Facultad de Ingeniería
Ingeniería Electrónica
Bogotá D.C
2023

**Prácticas de transmisión de datos en radiofrecuencia empleando dispositivos
de radio definida por software**

Autores

**Cristian David Hurtado Rodriguez
Luis David Villada Coca**

Trabajo de grado para optar por el título de
Ingeniero Electrónico

Modalidad

Monografía

Director

Elvis Eduardo Gaona García

Universidad Distrital Francisco José de Caldas

Facultad de Ingeniería

Ingeniería Electrónica

Bogotá D.C

2023

A mi abuela, mi ángel en el cielo, mi motivación, mi primer profesora y mi vida entera.

A mi mamá, mi polo a tierra, mi motor de vida y la mujer que más admiro en el mundo.

A mis hermanas, mis pequeñas, mis hijas y las niñas a las que solo deseo una hermosa vida.

A mi pareja, mi sol, el amor de mi vida, mi presente y mi futuro.

A mis abuelos y mi padre, mi apoyo y sostén en el momento más difícil de mi vida.

A mis amigos y todas las personas que me brindaron su ayuda cuando realmente la necesite.

Esto es por y para ustedes, muchas gracias.

Cristian David Hurtado Rodriguez

A mi padre que siempre hizo todo lo que ha podido para darme educación.

A mi madre que siempre confiaba.

A mi hermano que siempre me apoyo.

A todas las personas pusieron su esfuerzo para hacer este camino más fácil y todos los que me apoyaron para escribir y concluir esta monografía.

Luis David Villada Coca

Resumen

El presente trabajo de grado tiene como objetivo principal la creación de tres prácticas de laboratorio que hagan uso de dispositivos de radio controlada por Software para el área de telecomunicaciones de la Universidad Distrital Francisco José de Caldas. Dada la poca facilidad de acceso de los estudiantes a comunicaciones reales que les permitan un acercamiento tanto a la academia como a la industria de las telecomunicaciones se realizan comunicaciones de distintos tipos esperando cubrir un gran espectro de conocimientos.

En primer lugar, se presenta una contextualización que genere un acercamiento teórico y legal a las transmisiones de frecuencia modulada, a la modulación por desplazamiento de fase y a las transmisiones de tipo OFDM, para posteriormente dar los primeros acercamientos al mundo de las SDR (Software Define Radio).

Con ayuda de las SDR Hack RF One y NUAND Blade RF y los softwares GQRX, GNU Radio y MATLAB, se realizarán las implementaciones y simulaciones que permiten la base para la creación y el funcionamiento de las prácticas de laboratorio.

A lo largo del documento se muestran las pruebas, cálculos e implementaciones necesarias para abordar los distintos tipos de comunicaciones deseadas, en primer lugar, se genera un acercamiento al funcionamiento de nuestros dispositivos SDR mediante el uso de la consola GQRX la cual nos facilita un receptor de radiofrecuencia sin la necesidad de una implementación en ningún tipo de software, posterior a ello para las comunicaciones de tipo FM, se implementa un transmisor y receptor de audio, con pistas musicales como fuente y con entrada vía micrófono en los softwares GNU Radio y MATLAB y para las comunicaciones con modulación QPSK se implementa un transmisor y receptor de audio en el software GNU Radio.

Para la transmisión de tipo OFDM se implementa una simulación de un transmisor y receptor OFDM con efectos de medio en el software MATLAB, que permite el acercamiento y el entendimiento necesario para implementar posteriormente una transmisión de audio con OFDM, una transmisión de datos con OFDM y una transmisión de datos con estructura de trama IEEE 802.11a en el software GNU Radio.

A lo largo del presente trabajo de grado se muestran las pruebas, las recomendaciones y los respectivos resultados obtenidos de la experimentación de las comunicaciones en mención, se realiza el diseño de un manual de usuario con la explicación de la instalación del software e interfaces necesarias para el funcionamiento de las prácticas, y se realiza la creación de tres prácticas de laboratorio que cubran las áreas mencionadas anteriormente.

Tabla de contenidos

Resumen.....	4
Tabla de contenidos.....	5
Listado de figuras.....	7
Listado de tablas	11
Listado de siglas.....	12
1. Planteamiento del problema	13
2. Objetivos.....	14
2.1. Objetivo General	14
2.2. Objetivos específicos	14
3. Justificación.....	15
4. Marco Teórico.....	16
4.1. Radiodifusión y transmisión FM.	16
4.1.1. Espectro.....	16
4.1.2. Transmisión.....	18
4.2. Redes móviles 4G LTE/LTE Advanced	21
4.2.1. Espectro.....	21
4.2.2. Estandarización	24
4.2.3. Transmisión.....	26
4.2.3.1. Desvanecimiento de pequeña escala.....	27
Desvanecimiento debido a la dispersión en el tiempo	29
Desvanecimiento debido a la dispersión en la frecuencia.....	31
4.2.3.2. Modelo de Canal SISO	32
4.2.3.3. OFDM.....	33
Modulación y Demodulación OFDM.	35
Estructura de la trama de datos IEEE 802.11a.....	37
4.2.3.4. Reed-Solomon	38
4.2.3.5. Interleaving	39
4.2.3.6. Estimación de Canal	39
Tipo de bloque.....	39
Tipo de peine.....	40

Tipo de celosía.....	41
Estimación de canales basada en símbolos de entrenamiento.....	42
4.2.4. Arquitectura.....	44
4.3. Radio definida por software (SDR)	45
4.4. Hack RF One.....	47
4.5. Blade RF 2.0 micro xA9xd	48
5. Metodología.....	50
5.1. Aproximaciones a SDR.....	50
5.2. Transmisión y recepción FM	54
5.3. Transmisión digital QPSK.	58
5.4. Transmisión OFDM.	62
6. Resultados.....	79
6.1. Transmisión FM.....	79
6.2. Transmisión digital QPSK	83
6.3. Transmisión OFDM	86
6.4. Prácticas de laboratorio.....	93
6.5. Evaluación de prácticas de laboratorio.	93
7. Conclusiones.....	97
8. Referencias	99
Anexos.	101

Listado de figuras

Figura 1. Diagrama de bloques de un modulador digital FM. Tomado de: A New High-Performance Digital FM Modulator and Demodulator for Software-Defined Radio and Its FPGA Implementation	19
Figura 2. Diagrama de bloques de un demodulador digital FM. Tomado de: A New High-Performance Digital FM Modulator and Demodulator for Software-Defined Radio and Its FPGA Implementation	20
Figura 3. Clasificación mundial por regiones de la UIT. Tomado de: Analysis of the World-Wide Licensing and Usage of IMT Spectrum	22
Figura 4. Fases de estandarización. Tomado de: 4G: LTE/LTE-Advanced for Mobile Broadband	25
Figura 5. Organización 3GPP. Tomado de: 4G: LTE/LTE-Advanced for Mobile Broadband	25
Figura 6. Constelaciones QPSK, 16QAM y 64QAM. Tomado de: 4G: LTE/LTE-Advanced for Mobile Broadband	26
Figura 7. Extensión a un ancho de banda de transmisión más amplio mediante transmisión multiportadora. Tomado de 4G: LTE/LTE-Advanced for Mobile Broadband.....	27
Figura 8. Características de desvanecimiento debido a la dispersión en el tiempo para un canal multicamino. A la izquierda frecuencia no selectiva, a la derecha frecuencia selectiva. Tomado de: MIMO-OFDM Wireless Communications with MATLAB.....	29
Figura 9. Cuadrícula de tiempo-frecuencia OFDM. Tomado de: 4G: LTE/LTE-Advanced for Mobile Broadband	33
Figura 10. Inserción de prefijo. Tomado de: 4G: LTE/LTE-Advanced for Mobile Broadband....	34
Figura 11. OFDM como esquema de acceso múltiple/multiplexación de usuarios enlace descendente y enlace ascendente. Tomado de: 4G: LTE/LTE-Advanced for Mobile Broadband	34
Figura 12.Modulación/Demodulación OFDM Tomado de: MIMO-OFDM Wireless Communications with MATLAB.....	36
Figura 13. Realización de ortogonalidad de subportadora Tomado de: MIMO-OFDM Wireless Communications with MATLAB.....	36
Figura 14. Diagrama de bloques para transmisor y receptor en un sistema OFDM. Tomado de: MIMO-OFDM Wireless Communications with MATLAB.....	36
Figura 15 Estructura general de un paquete OFDM	37
Figura 16. Disposición piloto tipo bloque. Tomado de: MIMO-OFDM Wireless Communications with MATLAB	40
Figura 17. Disposición piloto tipo peine. Tomado de: MIMO-OFDM Wireless Communications with MATLAB	41
Figura 18. Disposición piloto tipo celosía. Tomado de: MIMO-OFDM Wireless Communications with MATLAB	42
Figura 19. Arquitectura del protocolo LTE para enlace descendente. Tomado de: 4G: LTE/LTE-Advanced for Mobile Broadband.....	44
Figura 20. Transmisor SDR. Tomado de: Software-Defined Radio—Basics and Evolution to Cognitive Radio	46

Figura 21. Radio Cognitiva centrada en la tecnología SDR. Tomado de: Software-Defined Radio—Basics and Evolution to Cognitive Radio.....	47
Figura 22. Nooelec HackRF One Software Defined Radio (SDR). Tomado de: Great Scott Gadgets	47
Figura 23. Nuand bladeRF 2.0 micro xA9. Tomado de: Nuand.	48
Figura 24. Espectro centrado en la frecuencia 94.9MHz en GQRX con SDR Hack RF One	50
Figura 25. Diagrama de cascada centrado en la frecuencia 94.9MHz en GQRX con SDR Hack RF One.....	50
Figura 26. Espectro centrado en la frecuencia 90.4MHz en GQRX con SDR Hack RF One.	51
Figura 27. Diagrama de cascada centrado en la frecuencia 90.4MHz en GQRX con SDR Hack RF One	51
Figura 28. Espectro centrado en la frecuencia 94.9MHz en GQRX con SDR NUAND Blade RF	51
Figura 29. Diagrama de cascada centrado en la frecuencia 94.9MHz en GQRX con SDR NUAND Blade RF	52
Figura 30. Espectro centrado en la frecuencia 90.4MHz en GQRX con SDR NUAND Blade RF	52
Figura 31. Diagrama de cascada centrado en la frecuencia 90.4MHz en GQRX con SDR NUAND Blade RF	52
Figura 32. Espectro centrado en la frecuencia 840MHz en GQRX con SDR Hack RF One.	53
Figura 33. Diagrama de cascada centrado en la frecuencia 840MHz en GQRX con SDR Hack RF One	53
Figura 34. Espectro centrado en la frecuencia 94.9MHz en GQRX con SDR NUAND Blade RF	53
Figura 35. Diagrama de cascada centrado en la frecuencia 840MHz en GQRX con SDR NUAND Blade RF	54
Figura 36. Receptor FM en GNU Radio con SDR Nuand Blade RF.....	54
Figura 37. Receptor FM en GNU Radio con SDR Hack RF One.	56
Figura 38. Transmisor de audio FM obtenido vía micrófono en GNU Radio con Hack RF One	56
Figura 39. Transmisor de audio FM en Simulink con SDR Hack RF One.....	57
Figura 40. Receptor de audio FM en Simulink con SDR NUAND Blade RF	58
Figura 41. Transmisor QPSK de audio en GNU Radio con SDR Hack RF One}	59
Figura 42 Receptor QPSK de audio en GNU Radio con SDR NUAND Blade RF.....	61
Figura 43. Modelo OFDM para transmisión de una cadena de caracteres en Simulink.....	63
Figura 44. Etapa 1 Modelo OFDM: Datos de entrada	64
Figura 45. Etapa 2 Modelo OFDM: Codificación	65
Figura 46. Etapa 3 Modelo OFDM: Modulación.....	66
Figura 47. Mapeo de portadoras en Simulacion OFDM.....	67
Figura 48. Etapa 4 simulacion OFDM: Canal	67
Figura 49. Etapa 5 Modelo OFDM: Estimación y ecualización.....	68
Figura 50. Etapa 6 Modelo OFDM. Demodulación sin ecualización.....	68
Figura 51. Etapa 7 Modelo OFDM: Demodulacion	69
Figura 52. Etapa 8 Modelo OFDM: Decodificación	69

Figura 53. Etapa 9 Modelo OFDM: Datos de salida	70
Figura 54. Transmisor de audio OFDM en GNU Radio con SDR Hack RF One	71
Figura 55. Receptor de audio OFDM en GNU Radio con SDR NUAND Blade RF	73
Figura 56. Transmisor de datos OFDM en GNU Radio con Hack Rf One	74
Figura 57. Receptor de datos OFDM en GNU Radio con Hack Rf One	74
Figura 58. Transmisor OFDM con trama IEEE 802.11a	76
Figura 59. Receptor OFDM con trama IEEE 802.11a	77
Figura 60. Diagrama de cascada centrado en la frecuencia 90.4MHz para receptor FM en GNU Radio con NUAND Blade RF.....	79
Figura 61. Espectro centrado en la frecuencia 90.4MHz para receptor FM en GNU Radio con NUAND Blade RF	79
Figura 62. Diagrama de cascada centrado en la frecuencia 90.4MHz para receptor FM en GNU Radio con Hack RF One	79
Figura 63.Espectro centrado en la frecuencia 90.4MHz para receptor FM en GNU Radio con Hack RF One.....	80
Figura 64. Diagrama de cascada y espectro de transmisión de audio en tiempo real centrado en 89.5MHz en GNU Radio con Hack RF One.....	80
Figura 65. Diagrama de cascada y espectro para prueba de recepción de audio en tiempo real centrado en 89.5MHz en GNU Radio con NUAND Blade RF	81
Figura 66. Diagrama de cascada y espectro de transmisión de canción en la frecuencia 89.5 MHz en GNU Radio con Hack RF One.....	81
Figura 67. Diagrama de cascada y espectro para prueba de recepción de canción centrado en 89.5MHz en GNU Radio con NUAND Blade RF	82
Figura 68. Espectro transmisión de audio FM apuntado a la frecuencia 89.5MHz en Simulink con SDR Hack RF One.....	82
Figura 69. Espectro recepción de audio FM apuntado a la frecuencia 89.5MHz con filtrado en Simulink con SDR Hack RF One.	83
Figura 70. Espectro posterior a modulación QPSK centrado en 99.5MHz en Gnu Radio con SDR Hack RF One.....	84
Figura 71. Diagrama de Constelación obtenido en receptor QPSK montado en GNU Radio con SDR NUAND Blade RF	84
Figura 72. Salida bloque Equalizer en receptor QPSK montado en GNU Radio con SDR NUAND Blade RF	85
Figura 73. Salida bloque PolyPhase en receptor QPSK montado en GNU Radio con SDR NUAND Blade RF	85
Figura 74. Espectro filtrado en receptor QPSK centrado en 99.5MHz en Gnu Radio con SDR NUAND Blade RF	85
Figura 75 Espectro sin filtrado en receptor QP SK centrado en 99.5MHz en Gnu Radio con SDR NUAND Blade RF	86
Figura 76. Constelación obtenida tras la modulación para Modelo OFDM en Simulink.....	86
Figura 77. Espectro obtenido tras la modulación para Modelo OFDM en Simulink	87
Figura 78. Constelación obtenida tras la demodulación para Modelo OFDM en Simulink.....	87
Figura 79. Espectro obtenido tras la demodulación para Modelo OFDM en Simulink	88

Figura 80. Comparación de espectros tras modulación (amarillo) y tras demodulación (azul) para Modelo OFDM en Simulink	88
Figura 81. Espectro centrado en 800.5MHz obtenido a la salida de la modulación OFDM en transmisor OFDM con SDR Hack RF One.....	89
Figura 82. Espectro centrado en 800.5MHz obtenido a la salida de la pista musical en transmisor OFDM con SDR Hack RF One	89
Figura 83. Espectro obtenido antes de la demodulación OFDM	89
Figura 84. Espectro obtenido después de la demodulación OFDM sin filtrar (roja) y filtrado (azul)	90
Figura 85. Espectro obtenido tras la modulación OFDM de datos	90
Figura 86. Espectro obtenido tras la modulación OFDM de datos con marcas de longitud de paquete y en formato float	90
Figura 87. Espectro obtenido tras la transmisión OFDM de datos	91
Figura 88. Espectro obtenido tras la transmisión OFDM de datos en formato float y con marcas de longitud de paquete	91
Figura 89. Espectro anterior a modulación OFDM con trama IEEE 802.11a en GNU Radio con SDR Hack RF One.....	92
Figura 90. Espectro posterior a modulación OFDM con trama IEEE 802.11a en GNU Radio con SDR Hack RF One.....	92
Figura 91. Espectro de entrada anterior a demodulación OFDM con trama IEEE 802.11a en GNU Radio con SDR NUAND Blade RF	92
Figura 92. Espectro de entrada posterior a demodulación OFDM con trama IEEE 802.11a en GNU Radio con SDR NUAND Blade RF	93
Figura 93. Socialización y evaluación práctica FM.....	94
Figura 94. Estudiantes observando la evaluación de práctica FM.....	94
Figura 95. Montaje utilizado para evaluación de práctica FM	95
Figura 96. Socialización y evaluación práctica OFDM	95
Figura 97. Explicación en socialización práctica OFDM	96
Figura 98. Estudiantes observando la evaluación de la práctica OFDM	96

Listado de tablas

Tabla 1. Frecuencias asignadas a radiodifusión en Colombia. Tomado de: Cuadro Nacional de Atribución de Bandas de Frecuencias, Version 2021.....	16
Tabla 2. Distribución de frecuencias para emisoras de Bogotá. Tomado de: Aplicativo Emisoras de Colombia MINTIC.....	18
Tabla 3. Bandas de frecuencia emparejadas definidas por 3GPP para LTE. Tomado de: 4G LTE/LTE-Advanced for Mobile Broadband	21
Tabla 4. Bandas de frecuencia emparejadas definidas por 3GPP para LTE- Tomado de: 4G LTE/LTE-Advanced for Mobile Broadband	22
Tabla 5. Bandas de espectro armonizadas para servicios del IMT. Tomado de: Analysis of the World-Wide Licensing and Usage of IMT Spectrum	23
Tabla 6. Distribución de frecuencias por operador en Colombia. Tomado de: Telefonía Móvil, Panorama de Mercado Colombia.....	24
Tabla 7. Ejemplo de perfil de retardo de potencia. Adaptado y traducido de: MIMO-OFDM Wireless Communications with MATLAB.....	28
Tabla 8. Parametros de señal en función del ancho de banda	37
Tabla 9. Parámetros para valores de decimación en receptor FM GNU Radio	55
Tabla 10. Parámetros de entrada para bloque "Rational Resampler" en transmisor FM GNU Radio	57
Tabla 11. Parámetros de entrada en transmisor FM MATLAB	57
Tabla 12. Parametros de entrada en receptor FM MATLAB	58
Tabla 13. Parámetros de entrada para transmisor QPSK en GNU Radio	60
Tabla 14. Parámetros de entrada para bloque "OFDM Transmitter" en transmisor OFDM GNU Radio	72

Listado de siglas

- 3GPP. Proyecto asociación de tercera generación
4G. Cuarta generación de tecnologías de telefonía móvil.
ADC. Convertidor analógico digital
AFC. Control automático de frecuencia
BER. Tasa de error binario.
DDFS Sintetizador digital de frecuencia directa
DPLL. Algoritmo Davis-Putnam-Logemann-Loveland
FCC. Comisión Federal de Comunicaciones.
FDD. Duplexación por división de frecuencias.
FFT. Transformada Rápida de Fourier
FM. Frecuencia modulada.
GSM. Sistema global para las comunicaciones móviles.
HSPA. Acceso a paquetes de alta velocidad.
IEEE. Instituto de ingenieros eléctricos y electrónicos.
LTE. Evolución a largo plazo.
MIMO. múltiples entradas múltiples salidas
MSE. Error cuadrático medio
OFDM. Multiplexación por división de frecuencia ortogonal
PDP. Perfil de retardo de potencia
PSK. Modulación por desplazamiento de fase.
QAM. Modulación de amplitud de cuadratura
RF. Radiofrecuencia.
RMS. Valor cuadrático medio.
SDR. Radio definida por software.
TDD. Duplexación por división de tiempo.
UIT. Unión internacional de telecomunicaciones.
WCDMA. Acceso múltiple por división de código de banda ancha.

1. Planteamiento del problema

La Universidad Distrital se caracteriza por tener una extensa formación en el ámbito de las comunicaciones, los estudiantes de ingeniería electrónica tienen la posibilidad de profundizar en el campo de las telecomunicaciones, partiendo en su primer nivel de las transmisiones orientadas a medios físicos, posteriormente un segundo nivel orientado a antenas, para finalmente con el tercer nivel adentrarse en el mundo de las telecomunicaciones móviles.

Es en este punto es donde se observa la necesidad de reforzar el aprendizaje mediante la implementación sistemas de transmisión y recepción, partiendo desde las comunicaciones con modulación en frecuencia FM, las comunicaciones que usan modulación digital PSK (y sus derivaciones), y las transmisiones OFDM que permitan una correcta adecuación a las comunicaciones 4G.

Atendiendo a esta necesidad se busca implementar un sistema que pueda realizar la transmisión y recepción de datos para FM, PSK y OFDM en bandas de frecuencia FM y 4G en donde se puedan visualizar las distintas características de un transmisor/receptor como lo son la potencia, la codificación, los símbolos y la modulación todo esto para conseguir un mayor acercamiento al comportamiento de una señal real en un canal de radio.

Haciendo uso de las SDR es posible generar un acercamiento a los tipos de comunicaciones ya mencionados y de esta manera empaparse con conocimiento usado en la industria y en la academia, el propósito principal de este trabajo de grado es la creación de prácticas de laboratorio que enseñen al estudiante el comportamiento de comunicaciones reales.

En base a la contextualización presentada, se plantea como pregunta de investigación:

¿Como implementar un sistema basado en SDR que permita la comunicación de datos sobre las bandas móviles FM y 4G, que nos permita crear prácticas de laboratorio para el área de telecomunicaciones de la Universidad Distrital Francisco José de Caldas?

2. Objetivos

2.1. Objetivo General

Implementar un sistema de telecomunicaciones 4G empleando radio definida por software para las prácticas de laboratorio en telecomunicaciones móviles.

2.2. Objetivos específicos

- Realizar el análisis de requerimientos para la implementación de una estación radio base en 4G con SDR.
- Determinar e implementar la interfaz entre el controlador (NUC) y el transceptor (SDR).
- Diseñar prácticas y guías de experimentación para el uso de los dispositivos de telecomunicaciones en el área de transmisión.
- Evaluar las prácticas propuestas con estudiantes del área de telecomunicaciones.

3. Justificación

La tecnología de radio definida por software (SDR) ha revolucionado la forma en que se transmiten y reciben señales de radiofrecuencia. En lugar de utilizar hardware especializado para realizar estas tareas, los dispositivos SDR utilizan software programable para procesar las señales de radio. Esto ofrece muchas ventajas, como mayor flexibilidad, capacidad de actualización y menor costo.

El uso de dispositivos SDR es una técnica de vanguardia que está ganando cada vez más aceptación en el campo de las telecomunicaciones. Este trabajo desea contribuir a la investigación en este campo y aportar nuevos conocimientos sobre las posibilidades que ofrece la tecnología SDR para la transmisión de datos.

La transmisión de datos es un área de gran importancia en la actualidad, ya que se utiliza en muchos aspectos de nuestra vida diaria, desde las comunicaciones personales hasta la transmisión de información empresarial crítica. El uso de dispositivos SDR para la transmisión de datos puede mejorar la eficiencia, la seguridad y la velocidad de la transmisión.

Nuestro trabajo tiene una aplicación práctica en muchas áreas, incluyendo las comunicaciones móviles, las redes inalámbricas, la transmisión de datos satelitales y la telemetría (Es por esto que se transmite para distintas frecuencias). Al profundizar en este mundo se pueden desarrollar nuevas soluciones para mejorar la calidad de la transmisión, reducir la interferencia y aumentar la capacidad de los sistemas de comunicación.

El principal objetivo de implementar estas prácticas es para favorecer el área de telecomunicaciones de la Universidad Distrital, deseando así que el estudiante de esta área generé un acercamiento extremadamente real a la visualización y funcionamiento de una transmisión real, tanto en FM como en 4G.

En resumen, el presente trabajo de grado es altamente justificable debido a la relevancia de la tecnología SDR en la actualidad, la importancia de la transmisión de datos en muchas áreas de nuestra vida, el apoyo académico que significa tener este tipo de prácticas de laboratorio y la posibilidad de aplicar los resultados de la investigación en numerosas áreas prácticas.

4. Marco Teórico

Esta investigación se centra en el tópico de FM y las redes móviles 4G, por lo cual es necesario contextualizar al lector partiendo del funcionamiento de este tipo de redes haciendo énfasis principalmente en el manejo del espectro y sus respectivos parámetros, su debida estandarización y la manera correcta de transmitir explicando conceptos como modulación y demodulación, arquitectura de protocolo radioeléctrico, estructuras de tiempo y las SDR utilizadas como medio transmisor y receptor.

Adicional a los conceptos teóricos necesarios para contextualizar al lector se hace necesario hablar de los equipos seleccionados para conseguir los objetivos planteados en este trabajo de grado, por lo cual se tocarán conceptos básicos de las antenas Nooelec HackRF One Software Defined Radio (SDR) y Nuand bladeRF 2.0 micro xA9.

4.1. Radiodifusión y transmisión FM.

4.1.1. Espectro

Dada el cuadro nacional de atribución de bandas de frecuencia, para el territorio colombiano, las frecuencias asignadas a radiodifusión (donde se realizan las transmisiones FM) se encuentran comprendidas para las frecuencias de 76 MHz hasta 108 MHz teniendo tres distribuciones para este rango, listadas en la tabla 1:

MHz	76-88 RADIODIFUSIÓN Fijo Móvil 5.185	76-88 RADIODIFUSIÓN 5.185	CLM 3 CLM 11 CLM 24
MHz	88 - 100 RADIODIFUSIÓN	88 - 100 RADIODIFUSIÓN	CLM 3 CLM 6 CLM 24
MHz	100 - 108 RADIODIFUSIÓN 5.192 5.194	100 - 108 RADIODIFUSIÓN 5.192 5.194	CLM 3 CLM 6 CLM 24

Tabla 1. Frecuencias asignadas a radiodifusión en Colombia. Tomado de: Cuadro Nacional de Atribución de Bandas de Frecuencias, Versión 2021.

Las notas listadas en la columna ubicada más a la derecha de la figura son Notas Colombianas, para las cuales se listan a continuación las referenciadas en la tabla 1.

CLM 3

Se establece la normatividad relacionada con los límites de las emisiones y las condiciones técnicas y operativas tanto generales como específicas de las aplicaciones permitidas para utilizar el espectro bajo la modalidad de uso libre dentro del territorio nacional.

CLM 6

Las bandas de frecuencias atribuidas al servicio de radiodifusión sonora se encuentran establecidas en la sección 3 “Atribución de Frecuencias” del Cuadro Nacional de Atribución de Bandas de Frecuencias (CNABF). Los planes técnicos nacionales de radiodifusión sonora vigentes hacen parte integral del CNABF y pueden ser consultados en la página web del Ministerio de Tecnologías de la Información y las Comunicaciones. Se establecen las bandas de frecuencias de 227,500 – 228,250 MHz, 232,500 – 233,250 MHz y 245,450 – 246,950 MHz para la operación de los equipos transmóviles del servicio de radiodifusión sonora y la banda de frecuencias de 300 – 328,6 MHz para la operación de enlaces entre estudios y sistemas de transmisión de las estaciones de radiodifusión sonora, la canalización se encuentra dispuesta en los planes técnicos nacionales vigentes.

CLM 11

Las bandas de frecuencias atribuidas al servicio de radiodifusión de televisión se encuentran establecidas en la sección 3 “Atribución de Frecuencias” del Cuadro Nacional de Atribución de Bandas de Frecuencias (CNABF) y su plan de distribución de canales puede consultarse en la Tabla 3 del mismo documento.

CLM24

Se establecen frecuencias radioeléctricas para ser utilizadas en la realización de pruebas técnicas conforme a las condiciones establecidas por el Ministerio de Tecnologías de la Información y las Comunicaciones en la normatividad que se referencia. [1].

Entendiendo así la distribución de frecuencias orientadas a radiodifusión se hace un énfasis especial en los rangos utilizados por las emisoras en frecuencia modulada, en este caso centrados en la zona centro de Colombia, la distribución para estas emisoras se encuentra en la tabla 2.

Frecuencia (MHz)	Código	Nombre
88.9	HJHR	Radio Uno
89.9	HJCK	Blu Radio
90.4	HJUD	LAUD Estéreo
90.9	HJYY	La Mega
91.9	HJKZ	Javeriana Estéreo
92.4	HJL77	Radio Policía Nacional
92.9	HJST	MIX
93.4	HJL78	Colombia Estéreo
93.9	HJVC	RCN Radio
94.9	HJMO	La FM
95.9	HJIN	Radio Nacional de Colombia
96.9	HJMD	La Kalle
97.4	HJL80	Bésame
97.9	HJKK	Radioacktiva
98.5	HJUN	Radio UNAL
99.1	HJYM	Radiónica

99.9	HJLN	W Radio
100.4	HJL81	LOS40 Urban
100.9	HJGL	Caracol Radio
101.9	HJPU	Candela Estéreo
102.9	HJRX	Tropicana
103.9	HJVU	La X
104.4	HJL82	Radio Fantástica
104.9	HJVD	Vibra
105.4	HJL83	El Sol
105.9	HJIT	Olímpica Stereo
106.9	HJUT	Universidad Tadeo Lozano FM
107.9	HJVV	Emisora Minuto de Dios

Tabla 2. Distribución de frecuencias para emisoras de Bogotá. Tomado de: Aplicativo Emisoras de Colombia MINTIC.

Las estaciones FM tienen una desviación máxima de frecuencia central de 75 kHz, esto permite la creación de bandas guardas tanto superiores como inferiores de 25 kHz, encargadas de minimizar el contacto con bandas de frecuencias adyacentes, esta distribución deja ciertos rangos de frecuencias sin usarse, esto puede tenerse en cuenta a la hora de realizar una transmisión FM para no interceder con las frecuencias asignadas a las emisoras.

4.1.2. Transmisión

En la transmisión de señales de FM, los transmisores directos generan una forma de onda en la que la desviación de frecuencia está en relación directa con la señal moduladora. Esto implica que el oscilador de la portadora también debe desviarse directamente. Sin embargo, en los sistemas de FM de índice intermedio y alto, no se puede usar un oscilador de cristal debido a que su frecuencia no se puede variar mucho, lo que resulta en una falta de estabilidad en el oscilador. Para solucionar este problema, se utiliza el control automático de frecuencia (AFC), que compara la frecuencia del oscilador de la portadora con un oscilador de cristal de referencia y produce un voltaje de corrección proporcional a la diferencia entre las dos frecuencias. Este voltaje se retroalimenta al oscilador de la portadora para corregir automáticamente cualquier error que pueda presentarse. De esta manera, se garantiza una mayor estabilidad en los transmisores de FM y se cumplen las especificaciones de la FCC [2].

Un modulador que cumple características sencillas y que pueden ser implementadas incluso de una manera más optimizada es el modulador de FM basado en DPLL, el cual es un tipo de método de modulación angular para el cual la frecuencia instantánea de la señal portadora varía linealmente con la señal de mensaje modulada en la banda base. La arquitectura del modulador FM propuesto se muestra en la figura.

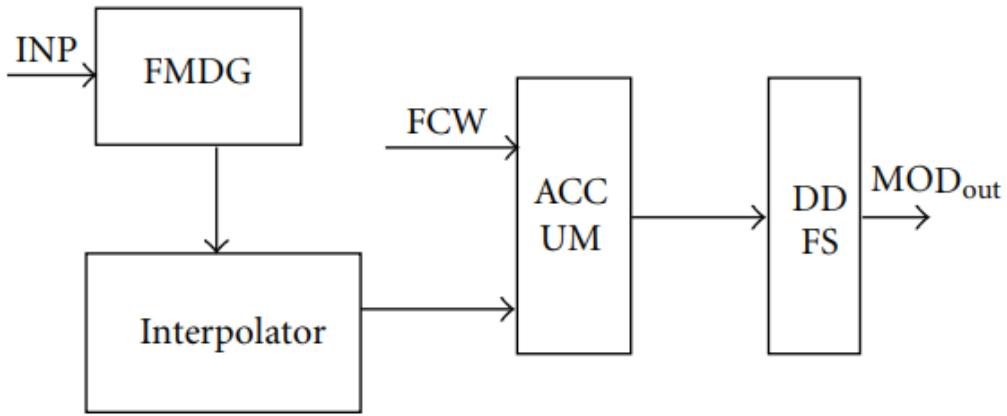


Figura 1. Diagrama de bloques de un modulador digital FM. Tomado de: A New High-Performance Digital FM Modulator and Demodulator for Software-Defined Radio and Its FPGA Implementation

Este modulador FM consta de un generador de datos FM (se puede reemplazar por una fuente de sonido o datos), un interpolador con un factor de interpolación especificado, un acumulador (también buffer) y un bloque DDFS.

En primer lugar, el esquema de modulación FM es ampliamente utilizado para procesar señales de audio en los sistemas de transmisión de audio. Normalmente, la señal de audio se procesa en el rango de 44 Kbps a 320 Kbps. En los sistemas de FM, los datos de entrada se muestrean en cada reloj de símbolo FM y se almacenan en un registro para su posterior procesamiento. Luego, los datos digitalizados son convertidos de serie a paralelo a través de un convertidor para generar los datos de entrada FM de 8 bits. Este proceso es esencial para asegurar que la señal de audio sea transmitida de manera clara y precisa a través de la modulación FM. [3]

Mientras que el bloque interpolador se utiliza en el modulador de FM para obtener un mejor nivel de potencia para la transmisión de FM.

Por otro lado, el demodulador FM estará encargado de recibir las señales previamente moduladas y traducirlas, en este caso en audio escuchable y entendible para el oído humano, el diagrama de bloques del circuito demodulador está presentado a en la figura 2.

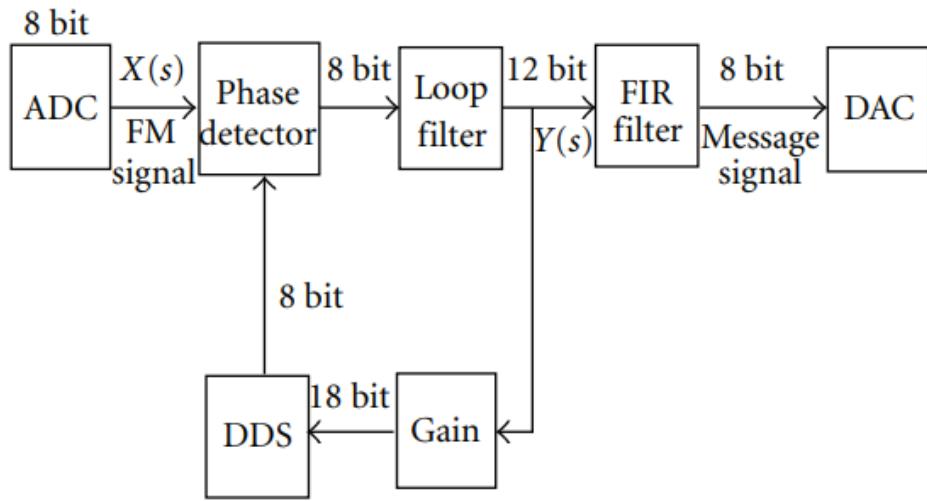


Figura 2. Diagrama de bloques de un demodulador digital FM. Tomado de: *A New High-Performance Digital FM Modulator and Demodulator for Software-Defined Radio and Its FPGA Implementation*

Vale la pena recalcar que esta no va a ser la configuración final presentada en el trabajo de grado, pero sirve como guía y ejemplo para contextualizar al lector, los bloques del demodulador FM se explican en los siguientes párrafos.

El detector de fase es una herramienta esencial en el procesamiento de señales y en la transmisión de datos. Su función principal es detectar el error de fase entre la señal modulada en frecuencia entrante del ADC (Convertidor Analógico-Digital) y la frecuencia de salida generada por el DDFS (Sintetizador Digital de Frecuencia Directa).

Para llevar a cabo esta tarea, el detector de fase requiere de un registro y un módulo multiplicador. El registro se encarga de almacenar temporalmente la información de la señal de entrada y la señal de referencia, mientras que el módulo multiplicador realiza el cálculo de la diferencia de fase entre ambas señales.

La detección de la fase es importante en muchos procesos, como la demodulación de señales, la sincronización de datos y la corrección de errores. Además, también se utiliza en sistemas de comunicación para evitar interferencias y distorsiones en la transmisión de la señal.

El DDFS es una parte integral que ayuda en la generación y transmisión de señales de alta calidad y estabilidad. Los detectores de radio también utilizan la tecnología DDFS para mejorar la precisión y la sensibilidad en la detección de señales débiles y señales de baja frecuencia.

En el campo de la guerra electrónica, el DDFS se utiliza para la generación de señales de interferencia que pueden interrumpir la comunicación y el funcionamiento de dispositivos electrónicos enemigos. Además, en las aplicaciones biomédicas de alta precisión, el DDFS se utiliza para la generación de señales de estimulación y diagnóstico en dispositivos médicos.

La arquitectura del DDFS permite la generación de frecuencias arbitrarias a través de una palabra de control de frecuencia, lo que lo hace altamente personalizable y adaptable a diferentes

aplicaciones. La tecnología DDFS utiliza operaciones aritméticas como un acumulador de fase para generar la forma de onda coseno y un convertidor de fase a amplitud para la modulación de la señal.

La elección de esta arquitectura que justamente está diseñada para SDR permite una simplificación de los circuitos analógicos que se utilizaban antiguamente para la transmisión y recepción FM, dados los cambios orientados a una tecnología netamente digital se hace mucho más eficiente el uso de una arquitectura de este tipo. [3]

4.2. Redes móviles 4G LTE/LTE Advanced

4.2.1. Espectro

Dado que la operación de LTE se da tanto en espectro emparejado como en espectro no emparejado, se hace necesario que LTE sea compatible con la FDD y TDD para cumplir con la flexibilidad de los arreglos de tipo dúplex. Para la onceava versión de especificaciones para LTE generadas por 3GPP se incluyen 27 bandas para FDD y 12 para TDD. Para FDD se asignan las bandas emparejadas enumeradas del 1 al 29 y para TDD se asignan las bandas no emparejadas enumeradas del 33 al 44, esto se puede observar en las tablas 3 y 4, agregando también la asignación de frecuencias definida por la UIT [4].

Band	Uplink Range (MHz)	Downlink Range (MHz)	Main Region(s)
1	1920–1980	2110–2170	Europe, Asia
2	1850–1910	1930–1990	Americas (Asia)
3	1710–1785	1805–1880	Europe, Asia (Americas)
4	1710–1755	2110–2155	Americas
5	824–849	869–894	Americas, Asia
6	830–840	875–885	Japan (only for UTRA)
7	2500–2570	2620–2690	Europe, Asia
8	880–915	925–960	Europe, Asia
9	1749.9–1784.9	1844.9–1879.9	Japan
10	1710–1770	2110–2170	Americas
11	1427.9–1447.9	1475.9–1495.9	Japan
12	698–716	728–746	US
13	777–787	746–756	US
14	788–798	758–768	US
17	704–716	734–746	US
18	815–830	860–875	Japan
19	830–845	875–890	Japan
20	832–862	791–821	Europe
21	1447.9–1462.9	1495.9–1510.9	Japan
22	3410–3490	3510–3590	Europe
23	2000–2020	2180–2200	Americas
24	1626.5–1660.5	1525–1559	Americas
25	1850–1915	1930–1995	Americas
26	814–849	859–894	Americas
27	807–824	852–869	Americas
28	703–748	758–803	Asia/Pacific
29	N/A	717–728	Americas

Tabla 3. Bandas de frecuencia emparejadas definidas por 3GPP para LTE. Tomado de: 4G LTE/LTE-Advanced for Mobile Broadband

Band	Frequency Range (MHz)	Main Region(s)
33	1900–1920	Europe, Asia (not Japan)
34	2010–2025	Europe, Asia
35	1850–1910	(Americas)
36	1930–1990	(Americas)
37	1910–1930	—
38	2570–2620	Europe
39	1880–1920	China
40	2300–2400	Europe, Asia
41	2496–2690	US
42	3400–3600	Europe
43	3600–3800	Europe
44	703–803	Asia/Pacific

Tabla 4. Bandas de frecuencia emparejadas definidas por 3GPP para LTE- Tomado de: 4G LTE/LTE-Advanced for Mobile Broadband

Por medio del proceso WRC, la UIT fundamenta el Reglamento de Radiocomunicaciones a partir del cual se logró dimensionar la cantidad de espectro identificado para las IMT (Telecomunicaciones Móviles Internacionales) el valor ronda los 1250 MHz, teniendo en cuenta que este valor varía ligeramente entre regiones, e incluso entre países. Para poder entender la clasificación de estas regiones se contempla la figura 3.

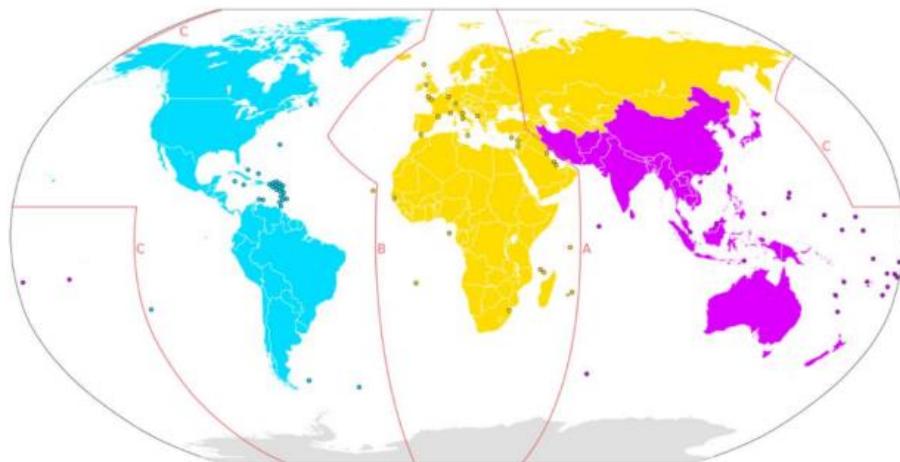


Figura 3. Clasificación mundial por regiones de la UIT. Tomado de: Analysis of the World-Wide Licensing and Usage of IMT Spectrum

Donde la región 1 está resaltada en amarillo, la región 2 en azul y la región 3 en rosa.

La determinación de que tanto espectro por región se puede utilizar para servicios móviles requiere no solo de la evaluación de que bandas usar, sino también de los arreglos que pueden utilizarse, por lo cual existe la particularidad de que para varios países se deban combinar ciertas bandas de regiones distintas. La anterior apreciación nos permite concluir la importancia de evaluar la cantidad posible de espectro que el regulador sea capaz de otorgar y por ende las respectivas bandas

que podrían reciclarse en cada región. En la tabla 3 se establecen las principales bandas armonizadas y la respectiva cantidad de espectro disponible para ser licenciado, tanto para FDD como para TDD [5].

3GPP Band		Uplink (MHz)	Downlink (MHz)	Region 1 (Europe)	Region 1 (non-EU)	Region 2	Region 3
FDD Bands							
31	450 MHz	452.5 - 457.5	462.5 - 467.5	10	10	10	10
28	700 MHz	703 - 748	758 - 803	60		90	90
20	800 MHz	791 - 821	832 - 862	60			
5	850 MHz	824 - 849	869 - 894				
8	900 MHz	880 - 925	935 - 960	70		Up to 130	Up to 130
3	1800 MHz	1710 - 1785	1805 - 1880	150	150		150
10	AWS	1710 - 1770	2110 - 2170			120	
2	1900 MHz	1850 - 1910	1930 - 1990			120	
1	2100 MHz	1920 - 1980	2110 - 2170	120	120		120
7	2600 MHz	2500 - 2570	2620 - 2690	140	140	140	140
Sub-Total				610	620	610	640
TDD Bands							
75/76	1400 MHz	1427 - 1517		90	90	90	90
33	1900 MHz	1900 - 1920		20	20		20
34	2000 MHz	2010 - 2025					15
40	2300 MHz	2300 - 2400		100	100	100	100
38	2600 MHz	2570 - 2620		50	50	50	50
52	3300 MHz	3300 - 3400					
42	3400 MHz	3400 - 3600		200	200	200	
43	3600 MHz	3600 - 3800		200			
Sub-Total				660	460	440	275
TOTAL				1270	1080	1050	915

Tabla 5. Bandas de espectro armonizadas para servicios del IMT. Tomado de: *Analysis of the World-Wide Licensing and Usage of IMT Spectrum*

Vale la pena recalcar que el artículo 36 de la Ley 1978 de 2019 reasignó a la ANE la intervención del espectro radioeléctrico ocupado para los servicios de difusión de televisión junto con las funciones previstas en los artículos 24 y 26 de la Ley 182 de 1995 [6].

El objetivo principal de la ANE está orientado al uso legal del espectro nacional mediante el uso de infraestructura tecnológica utilizada para vigilancia y control del espectro priorizando la disminución de la clandestinidad y su mal uso.

En Colombia la distribución de espectro para los operadores de redes móviles se encuentra dada con la distribución presentada en la tabla 6.

Operador	Propietario	Servicios	Tecnología	Banda de Espectro	Participación de mercado
Avantel	Avantel	Telefonía y Banda Ancha Móvil	iDEN / GSM / GPRS / EDGE / UMTS / HSPA+ / LTE	800 MHz / Roaming con Claro, Movistar y Tigo / 1700 MHz / 2100 MHz	0,6
Claro	América Móvil	Telefonía y Banda Ancha Móvil	IDEN / GSM / GPRS / EDGE / UMTS / HSPA+ / LTE	850 MHz / 1900 MHz / 2500 MHz	47,7
ETB	ETB	Telefonía y Banda Ancha Móvil	IDEN / GSM / GPRS / EDGE / UMTS / HSPA+ / LTE	1700 MHz / 2100 MHz	0,3
Movistar	Telefónica	Telefonía y Banda Ancha Móvil	IDEN / GSM / GPRS / EDGE / UMTS / HSPA+ / LTE	850 MHz / 1900 MHz / 1700 MHz / 2100 MHz	25,0
Tigo	Millicom	Telefonía y Banda Ancha Móvil	IDEN / GSM / GPRS / EDGE / UMTS / HSPA+ / LTE	1900 MHz / 1700 MHz / 2100 MHz - 2500 MHz	19,4
MVNO's					8,0

Tabla 6. Distribución de frecuencias por operador en Colombia. Tomado de: Telefonía Móvil, Panorama de Mercado Colombia

4.2.2. Estandarización

El proceso de estandarización generalmente se compone de 4 fases:

- Requisitos, donde se deciden los objetivos y que se debe lograr con el estándar.
- Arquitectura, donde se escogen los principales bloques de construcción e interfaces.
- Especificaciones detalladas, para las cuales se especifican en detalle cada una de las interfaces.
- Pruebas y verificación, donde se demuestra el funcionamiento de las especificaciones de interfaz junto con el equipo de vida.

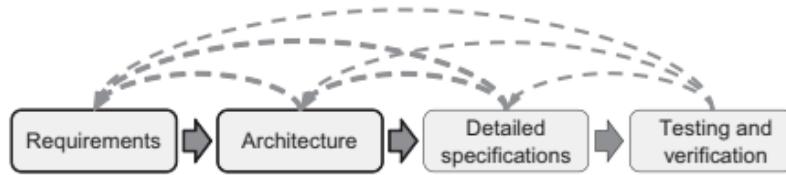


Figura 4. Fases de estandarización. Tomado de: 4G: LTE/LTE-Advanced for Mobile Broadband

Para todos los procesos de estandarización orientados a redes móviles se creó el Proyecto de Asociación de Tercera Generación (3GPP), el cual es el organismo de desarrollo de estándares que incluyen y especifican los sistemas 4G LTE/LTE-Advanced, 3G UTRA y 2G GSM. 3GPP consta de 4 grupos de especificaciones técnicas (TSG) las cuales han sido las encargadas del desarrollo de WCDMA, su respectiva evolución HSPA, la muy nombrada en este documento LTE/LTE-Advanced y se encuentra a la vanguardia de la nueva tecnología de banda ancha móvil. TSG RAB consta de 5 grupos de trabajo [4].

- RAN WG1, que trata sobre las especificaciones de la capa física
- RAN WG2, que se ocupa de las especificaciones de interfaz de radio de capa 2 y capa 3.
- RAN WG3, que se ocupa de las interfaces RAN fijas, por ejemplo, interfaces entre nodos en la RAN, pero también la interfaz entre la RAN y la red central.
- RAN WG4, que trata sobre los requisitos de desempeño de la gestión de recursos de radio (RRM) y de frecuencia de radio (RF).
- RAN WG5, que trata sobre las pruebas de conformidad de terminales.

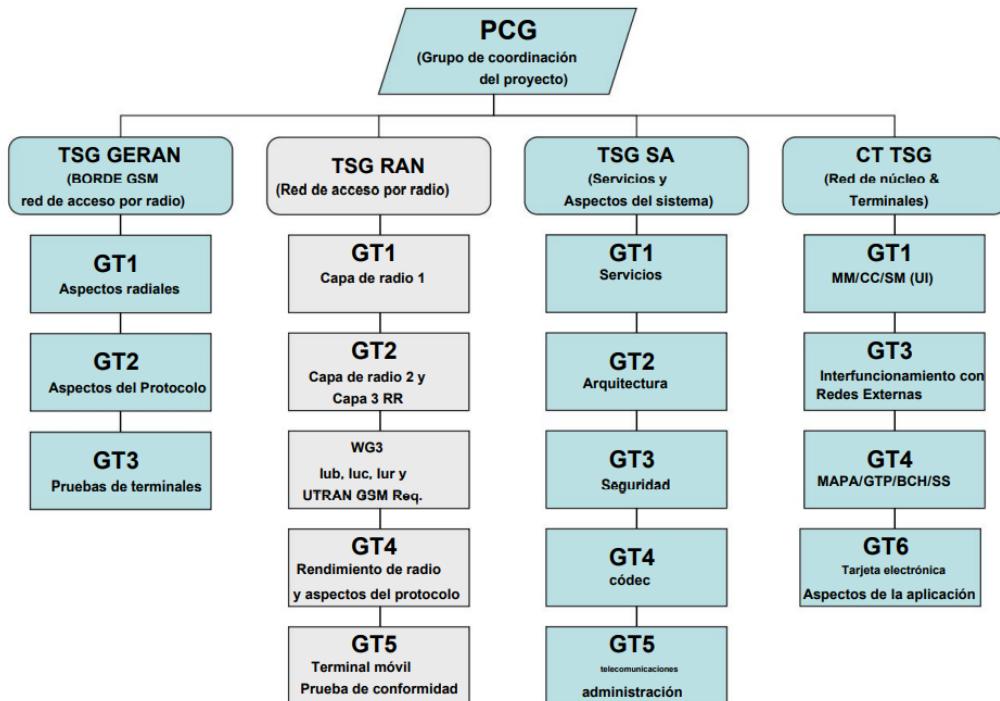


Figura 5. Organización 3GPP. Tomado de: 4G: LTE/LTE-Advanced for Mobile Broadband

En el ámbito de 3GPP se hace mucho énfasis en que LTE-Advanced no es una tecnología que se deba considerar nueva, para ellos es simplemente una etapa de LTE, para 3GPP LTE V10 se implementó un ancho de banda mucho más amplio con técnicas de agregación de múltiples portadoras y nuevas técnicas de antena avanzadas para enlaces ascendentes y descendentes [4].

4.2.3. Transmisión

Bajo la premisa de las comunicaciones, es claro para nosotros que el objetivo principal es transmitir información, partiendo de la contextualización previa, teniendo en cuenta aspectos como el espectro y la regulación de las redes móviles, debemos meternos de lleno en el funcionamiento de estas, por lo cual debemos repasar ciertas características, parámetros y métodos que nos permitan realizar una transmisión, en este caso una transmisión sobre la banda 4G.

Con un medio limitado, un ancho de banda, una potencia definida y un enlace afectado por el ruido e interferencia entre celdas se hace necesario acudir a una modulación de orden superior para lograr una correcta transmisión de información, como principal optativa sería la elección de un alfabeto con alternativas de señalización adicionales, esto se traduce a una mayor capacidad de bits por símbolo.

Esta es la razón principal por la cual para transmitir sobre la banda 4G se hace uso de modulaciones QPSK, la cual permite comunicar hasta 2 bits, 16QAM, con 4 bits, y 64QAM hasta con 6 bits de información.

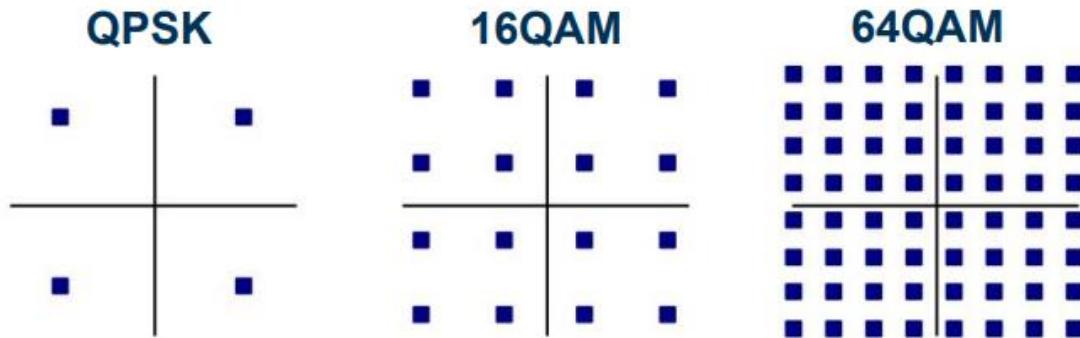


Figura 6. Constelaciones QPSK, 16QAM y 64QAM. Tomado de: 4G: LTE/LTE-Advanced for Mobile Broadband

Adicional a esto se hace uso de una codificación de canal para ofrecer la mayor utilización posible del ancho de banda, es decir, dada una relación señal a ruido-interferencia se hace necesario que a la hora de elegir el tipo de modulación de orden superior y su respectiva codificación de canal, se obtenga un rendimiento mayor que una modulación sin codificación de canal. Desde el punto de vista energético el procedimiento anteriormente mencionado se puede clasificar como ineficiente, esto ocurre porque se requiere relaciones señal a ruido y señal a interferencias extremadamente altas para velocidades de datos altas.

Teniendo en cuenta que el objetivo principal de las comunicaciones es conseguir velocidades altas y una gran cobertura se debe tener en cuenta que el espectro es un recurso escaso y costoso, y que por ende el costo de los equipos de radio se hace más costoso a medida que se exige un ancho de banda superior, se hace necesario entonces el uso de transmisión multiportadora.

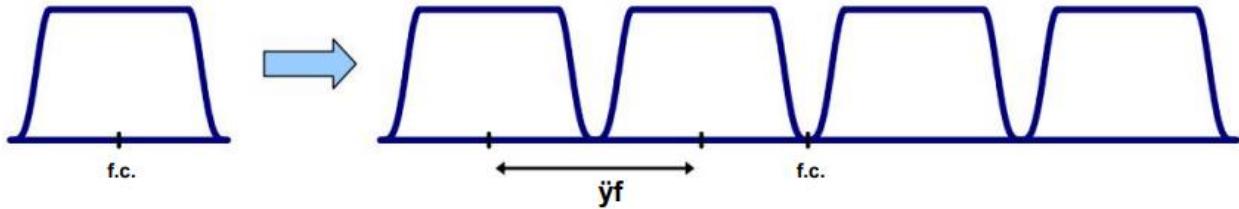


Figura 7. Extensión a un ancho de banda de transmisión más amplio mediante transmisión multiportadora. Tomado de 4G: LTE/LTE-Advanced for Mobile Broadband

Este tipo de transmisión implica transmitir múltiples señales de banda estrecha en lugar de una única señal de banda ancha. A menudo se utilizan múltiples señales denominadas subportadoras que se transmiten en paralelo a través de un enlace de radio, este procedimiento trae ciertos beneficios, destacando la incrementación de la tasa de transmisión y la reducción del impacto generado por la corrupción de la señal (selectividad de frecuencias). Estos beneficios a cambio de la existencia de valles (ausencia de información) que separan cada subportadora y ciertas variaciones en la potencia instantánea transmitida. [4]

4.2.3.1. Desvanecimiento de pequeña escala

Este fenómeno se produce cuando la señal recibida varía rápidamente a corto plazo a medida que el terminal del usuario se mueve una corta distancia. El atenuamiento se debe al efecto de múltiples rutas de señal, que provocan interferencias cuando llegan sucesivamente a la antena receptora con diferentes fases (interferencia constructiva si las fases son iguales, y destructiva si son diferentes). En otras palabras, la variación del nivel de señal recibido depende de las relaciones entre las fases relativas de las señales reflejadas por los obstáculos locales. Además, cada una de las rutas de señal puede sufrir cambios que dependen de la velocidad de la estación móvil y los objetos circundantes. En resumen, el atenuamiento a pequeña escala se debe a la propagación multipath, la velocidad del móvil, la velocidad de los objetos circundantes y el ancho de banda de transmisión de la señal.

El perfil de retardo de potencia (PDP) es a menudo utilizado para describir las propiedades de un canal de desvanecimiento multirayecto. El desvanecimiento ocurre cuando la señal recibida varía rápidamente a corto plazo debido a múltiples trayectos de señal que causan interferencia constructiva y destructiva en la antena receptora. La variación de la señal recibida depende de las fases relativas entre las señales reflejadas en las dispersiones locales y cada ruta de señal puede cambiar debido a la velocidad del móvil y los objetos circundantes. El exceso de retardo medio y la dispersión del retardo RMS son parámetros útiles para comparar diferentes canales de desvanecimiento multirayecto y diseñar sistemas de transmisión inalámbrica. La figura 13 muestra un ejemplo de PDP para el modelo de canal peatonal de ITU-R, que describe cuatro rutas de señales múltiples con diferentes retrasos relativos y potencias promedio. El retraso relativo es

el retraso en exceso en comparación con el tiempo de referencia, mientras que la potencia promedio se normaliza con la de la primera ruta [6].

Numero	Retraso relativo (ns)	Potencia promedio (dB)
1	0	0.0
2	110	-9.7
3	190	-19.2
4	410	-22.8

Tabla 7. Ejemplo de perfil de retardo de potencia. Adaptado y traducido de: MIMO-OFDM Wireless Communications with MATLAB.

El exceso de retraso promedio y la dispersión del retraso RMS son parámetros valiosos del canal que permiten comparar diferentes canales de desvanecimiento multirayecto y brindan una guía general para diseñar sistemas de transmisión inalámbrica. En la fórmula matemática, el retraso del canal de la k-ésima trayectoria se denota como τ_k , mientras que la amplitud y la potencia se indican como a_k y $P(\tau_k)$, respectivamente. El exceso de retraso $\bar{\tau}$ se calcula dado el primer momento de la PDP presentado en la ecuación 1.

$$\bar{\tau} = \frac{\sum_k a_k^2 \tau_k}{\sum_k a_k^2} = \frac{\sum_k \tau_k P(\tau_k)}{\sum_k P(\tau_k)} \quad (1)$$

Mientras que la propagación del retraso RMS σ_τ está dada por la raíz del segundo momento central de PDP como

$$\sigma_\tau = \sqrt{\bar{\tau}^2 - (\bar{\tau})^2} \quad (2)$$

Donde

$$\bar{\tau} = \frac{\sum_k a_k^2 \tau_k^2}{\sum_k a_k^2} = \frac{\sum_k \tau_k^2 P(\tau_k)}{\sum_k P(\tau_k)} \quad (3)$$

En general, el ancho de banda de coherencia, indicado como B_c , es inversamente proporcional a la dispersión del retraso RMS, es decir,

$$B_c \approx \frac{1}{\sigma_\tau} \quad (4)$$

Dependiendo de cómo se defina el ancho de banda de coherencia, la relación expresada en la anterior ecuación puede cambiar. Por ejemplo, si se define el ancho de banda de coherencia como el ancho de banda con una correlación de 0,9 o más, se establece una relación entre el ancho de banda de coherencia y la dispersión del retraso RMS, tal como se explica en la ecuación 5.

$$B_c \approx \frac{1}{50\sigma_\tau} \quad (5)$$

Si se define el ancho de banda de coherencia como el ancho de banda con una correlación de 0,5 o más, se obtiene

$$B_c \approx \frac{1}{5\sigma_\tau} \quad (6)$$

Vale la pena recalcar que cuando el terminal móvil se mueve se generan ciertas alteraciones en el tipo de desvanecimiento específico, para estos casos las dispersiones tanto de retardo multirayos como Doppler generan dispersión de los dos tipos específicos es decir de tiempo y de frecuencia. A partir de la extensión de la dispersión sea de tiempo o de frecuencia, se induce desvanecimiento selectivo de frecuencia o de tiempo según sea el caso [6].

Desvanecimiento debido a la dispersión en el tiempo

Debido a la dispersión temporal, una señal de transmisión puede experimentar desvanecimiento en un dominio de frecuencia de manera selectiva o no selectiva, lo que se conoce como desvanecimiento selectivo o no selectivo de frecuencia, respectivamente. La selectividad de frecuencia en la respuesta de frecuencia del canal depende generalmente del ancho de banda de la señal. La Figura 8 ilustra de manera intuitiva cómo las características del canal se ven afectadas por el ancho de banda de la señal en el dominio de frecuencia. Debido a la dispersión temporal causada por múltiples trayectorias, la respuesta del canal varía con la frecuencia. En este caso, la señal transmitida experimenta desvanecimiento no selectivo de frecuencia cuando el ancho de banda de la señal es lo suficientemente estrecho como para ser transmitido sobre una respuesta plana. Por otro lado, la señal experimenta desvanecimiento selectivo de frecuencia cuando el ancho de banda de la señal es lo suficientemente amplio como para ser filtrado por el ancho de banda finito del canal.

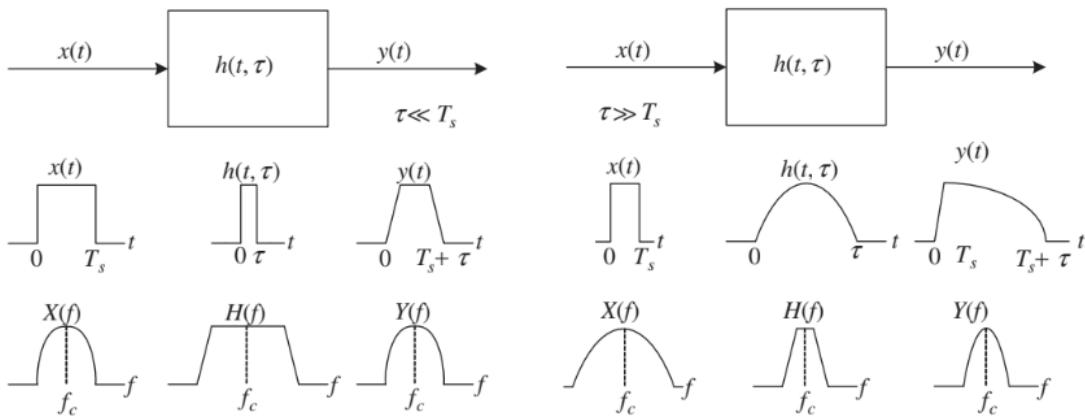


Figura 8. Características de desvanecimiento debido a la dispersión en el tiempo para un canal multicamino. A la izquierda frecuencia no selectiva, a la derecha frecuencia selectiva. Tomado de: MIMO-OFDM Wireless Communications with MATLAB.

La señal recibida sufre un desvanecimiento no selectivo de frecuencia cuando el ancho de banda del canal inalámbrico es más ancho que el ancho de banda de la señal, lo que resulta en una amplitud constante y una respuesta de fase lineal dentro de una banda de paso. Esto causa un desvanecimiento plano, también conocido como desvanecimiento no selectivo de frecuencia. Si el ancho de banda de la señal es más estrecho, el período de símbolo es mayor que la dispersión de retardo del canal multirayos, lo que significa que la interferencia entre símbolos no es

significativa. Aunque la amplitud puede variar lentamente en el tiempo, este canal a menudo se llama canal de banda estrecha.

Por otro lado, la señal experimenta un desvanecimiento selectivo de frecuencia cuando el ancho de banda del canal inalámbrico es más estrecho que el ancho de banda de la señal, lo que resulta en una amplitud constante y una respuesta de fase lineal solo dentro de un ancho de banda más estrecho. En este caso, la respuesta de impulso del canal tiene una extensión de retardo mayor que un período de símbolo de la señal de transmisión, lo que da como resultado copias retardadas múltiples de la señal de transmisión.

En la Figura 8, se muestra que cuando el ancho de banda del canal inalámbrico es mayor que el ancho de banda de la señal, pero la amplitud y la respuesta de fase se mantienen constantes dentro de una banda de paso, la señal recibida experimenta un desvanecimiento no selectivo de frecuencia. Este desvanecimiento plano se produce porque la amplitud de la señal se mantiene constante en todo el ancho de banda de la señal. Si el ancho de banda de la señal es más estrecho que el período de símbolo T_s y la dispersión de retardo t del canal multirayecto $h(t, \tau)$, entonces el desvanecimiento no selectivo de frecuencia no causa una interferencia significativa entre símbolos (ISI) y se lo conoce como un canal de banda estrecha. En resumen, una señal de transmisión se ve afectada por un desvanecimiento no selectivo de frecuencia si el ancho de banda del canal es mayor que el ancho de banda de la señal, pero la amplitud y la respuesta de fase se mantienen constantes dentro de una banda de paso.

$$B_s \ll B_c \text{ y } T_s \gg \sigma_\tau \quad (7)$$

Donde B_s y T_s son el ancho de banda y período de símbolo de la señal transmitida, mientras que B_c y σ_τ denotan el ancho de banda de coherencia y la dispersión de retardo RMS.

En resumen, cuando el canal inalámbrico tiene una respuesta de amplitud constante y fase lineal solo dentro de un ancho de banda del canal más estrecho que el ancho de banda de la señal, la señal de transmisión experimenta un desvanecimiento selectivo en frecuencia. Esto ocurre porque la respuesta del impulso del canal tiene un retardo mayor que el período de símbolo de la señal de transmisión, lo que causa interferencia entre símbolos. La amplitud de la respuesta en frecuencia varía con la frecuencia en el canal selectivo en frecuencia, mientras que es plana en el canal de desvanecimiento no selectivo en frecuencia. La presencia de interferencia entre símbolos es evidente en el dominio del tiempo cuando el retardo del canal es mucho mayor que el período de símbolo, lo que implica que el ancho de banda de la señal es mayor que el ancho de banda de coherencia, por lo que la señal recibida tendrá una amplitud diferente en la respuesta en frecuencia. Dado que el ancho de banda de la señal es mayor que el ancho de banda de la respuesta del impulso del canal en el canal de desvanecimiento selectivo en frecuencia, a menudo se lo conoce como un canal de banda ancha. La señal de transmisión está sujeta a desvanecimiento selectivo en frecuencia bajo las condiciones presentadas en la ecuación 8.

$$B_s > B_c \text{ y } T_s > \sigma_\tau \quad (8)$$

Incluso si esta depende del esquema de modulación, estos canales son típicamente clasificados como frecuencia selectiva cuando se cumple la condición $\sigma_\tau > 0.1 T_s$.

Desvanecimiento debido a la dispersión en la frecuencia.

Dependiendo de la magnitud del esparcimiento Doppler, la señal recibida experimenta un desvanecimiento rápido o lento. En un canal de desvanecimiento rápido, el tiempo de coherencia es menor que el período de símbolo y, por lo tanto, la respuesta impulsiva del canal varía rápidamente dentro del período de símbolo. La variación en el dominio del tiempo está estrechamente relacionada con el movimiento del transmisor o receptor, lo que genera un esparcimiento en el dominio de la frecuencia, conocido como cambio Doppler. Sea f_m la máxima desviación Doppler. El ancho de banda del espectro Doppler, denotado como B_d , se expresa como $B_d = 2f_m$. En general, el tiempo de coherencia, denominado T_c , es inversamente proporcional al esparcimiento Doppler, es decir, cuanto mayor sea el esparcimiento Doppler, menor será el tiempo de coherencia [6].

$$T_c \approx \frac{1}{f_m} \quad (9)$$

Por lo tanto, $T_s > T_c$ lo cual implica que $B_s < B_d$. La señal transmitida puede tener desvanecimiento rápido dadas las condiciones presentadas en la ecuación 10.

$$T_s > T_c \text{ y } B_s < B_d \quad (10)$$

Por otro lado, consideremos el caso en el que la respuesta del impulso del canal varía lentamente en comparación con la variación en la señal de transmisión de banda base. En este caso, podemos asumir que el canal no cambia durante la duración de uno o más símbolos y, por lo tanto, se le llama canal estático. Esto implica que el desvanecimiento Doppler es mucho menor que el ancho de banda de la señal de transmisión de banda base. En conclusión, la señal de transmisión está sujeta a desvanecimiento lento bajo las condiciones presentadas en la ecuación 11.

$$T_s \ll T_c \text{ y } B_s \gg B_d \quad (11)$$

En el caso donde el tiempo de coherencia es definido como un ancho de banda con correlación de 0.5 o superior, la ecuación 9 debe ser cambiada por

$$T_c \approx \frac{9}{16\pi f_m} \quad (12)$$

La definición más común de tiempo de coherencia es el significado geométrico de las ecuaciones 9 y 12 dado como

$$T_c = \sqrt{\frac{9}{16\pi f_m^2}} = \frac{0.423}{f_m} \quad (13)$$

Es importante señalar que la atenuación rápida o lenta no tiene nada que ver con la atenuación inducida por la dispersión temporal. En otras palabras, la selectividad de frecuencia del canal inalámbrico no puede ser juzgada simplemente por las características del canal de atenuación

rápida o lenta. Esto se debe a que la atenuación rápida se atribuye solo a la velocidad de variación del canal debido al movimiento del terminal.

En resumen, la rapidez o lentitud de la atenuación en un canal inalámbrico no indica necesariamente su selectividad de frecuencia, ya que esto depende de otros factores además del movimiento del terminal.

4.2.3.2. Modelo de Canal SISO

La forma en que se transmite una señal de comunicación puede cambiar según la forma en que estén configuradas las antenas tanto en el transmisor como en el receptor. Por ejemplo, si se utiliza un sistema de antena única o múltiple. Con los sistemas más avanzados, como los sistemas de múltiples entradas y múltiples salidas (MIMO), es necesario un modelo de canal diferente para capturar sus características espaciales y temporales, como la correlación entre las diferentes rutas que se utilizan entre las múltiples antenas de transmisión y recepción.

El canal interior corresponde a las áreas de cobertura pequeñas dentro de los edificios, como oficinas y centros comerciales. En general, el canal tiende a ser estático debido a la baja movilidad de los terminales dentro del edificio, pero aún puede variar con el tiempo y la ubicación. Los entornos de canal interior suelen modelarse bajo la suposición de que tienen condiciones de canal estáticas o cuasiestáticas. En esta sección se discuten los modelos útiles de canal interior que se ocupan del retardo multirayecto sujeto a condiciones de canal estáticas o cuasiestáticas.

El canal interior se refiere a las áreas de cobertura pequeñas dentro de un edificio, como oficinas y centros comerciales. Debido a que estos ambientes están completamente cerrados por paredes, el espectro de potencia de azimut (PAS) tiende a ser uniforme (es decir, los componentes dispersos se reciben desde todas las direcciones con la misma potencia). Además, el canal tiende a ser estático debido a la movilidad extremadamente baja de los terminales dentro del edificio. Sin embargo, incluso en los entornos de canal interior, las condiciones del canal pueden variar con el tiempo y la ubicación, lo que aún requiere un perfil de retardo de potencia (PDP) para representar los retrasos del canal y su potencia promedio. En general, un canal estático se refiere al entorno en el que la condición del canal no cambia durante la transmisión de datos en el momento y lugar dados. Es completamente opuesto al entorno que varía con el tiempo, en el que los componentes dispersos (objetos o personas) que rodean el transmisor o receptor se mueven constantemente incluso cuando un terminal no está en movimiento. Sin embargo, en los sistemas de comunicación digital inalámbrica, el grado de variación temporal en la intensidad de la señal es relativo a la duración del símbolo. En otras palabras, la condición del canal se puede considerar estática cuando el grado de variación temporal es relativamente pequeño con respecto a la duración del símbolo. Esta situación en particular se conoce como una condición de canal cuasiestática. De hecho, los canales interiores suelen modelarse bajo la suposición de que tienen condiciones de canal estáticas o cuasiestáticas [6].

Entendiendo que existen una gran variedad de modelos de canal interior se hace prioridad enfatizar en el utilizado en este trabajo de grado, en este caso el modelo general de canal interior,

entendiendo que se consideran dos modelos, los más populares, como lo son el modelo de 2 rayos y el modelo exponencial, es interesante recalcar que el retraso del segundo camino es el único parámetro encargado de determinar las características del modelo en particular. El modelo de 2 rayos es útil en la práctica debido a su sencillez, pero puede no ser preciso porque el segundo camino suele ser mucho más débil que el primer camino. Este modelo puede ser adecuado solo cuando hay una pérdida significativa en el primer camino.

4.2.3.3. OFDM

OFDM (Multiplexación por División de Frecuencias Ortogonales) se puede entender como una transmisión multiportadora, con la gran ventaja de poder transmitir cientos de subportadoras a través del mismo radioenlace, donde cada subportadora tendrá una separación de varios cientos de kHz dados en función de la selectividad de frecuencia del canal de radio y la tasa máxima esperada de variaciones de canal.

El orden apropiado está dado en primer lugar por la selección del espacio entre subportadoras y con un valor entregado de ancho de banda, proceder con el cálculo del número de subportadoras. Ahora se puede afirmar que para LTE estándar 3GPP el espaciado básico es de 15kHz y si el espectro asignado fuera de 10 MHz tendríamos 600 subportadoras. Cabe señalar que el término “Ortogonal” de las siglas OFDM se debe a que todas las subportadoras son ortogonales entre sí [4].

Para entender mejor una transmisión OFDM podemos imaginarla como una cuadricula en el tiempo y frecuencia donde cada columna es un símbolo y cada fila una subportadora

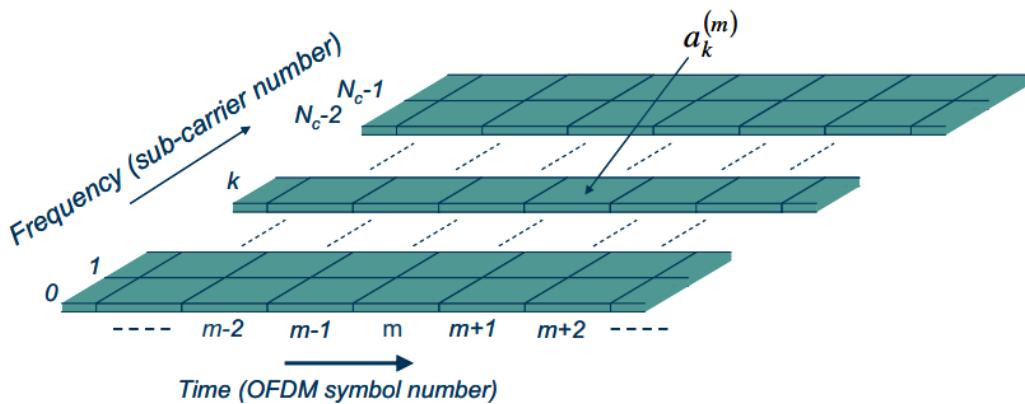


Figura 9. Cuadrícula de tiempo-frecuencia OFDM. Tomado de: 4G: LTE/LTE-Advanced for Mobile Broadband

Posterior a conseguir una señal OFDM el principio básico de modulación consiste en bancos de moduladores correladores, donde cada uno se asigna a una subportadora única, esto debido a la característica de la existencia de ortogonalidad entre subportadoras y un espacio entre las mismas. Cabe resaltar que si existe una interferencia en la subportadora puede generar la perdida de

ortogonalidad provocando una interferencia entre todas las subportadoras, esto se puede evitar con la inserción de un prefijo cíclico, el cual para un medio dispersivo en el tiempo en el que existe el problema de perdida de ortogonalidad entre subportadoras, se realiza la inserción de la última parte del símbolo OFDM al principio del siguiente.

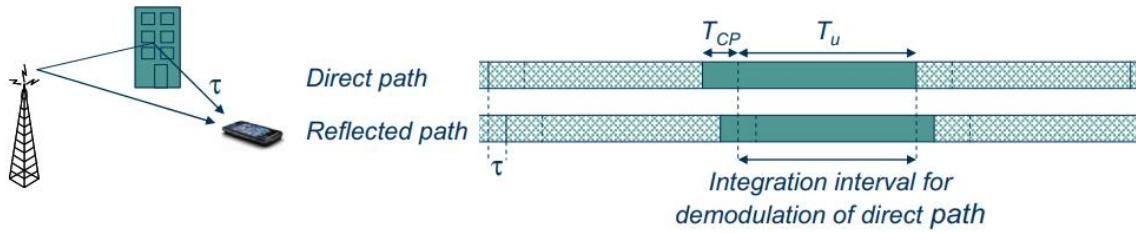


Figura 10. Inserción de prefijo. Tomado de: 4G: LTE/LTE-Advanced for Mobile Broadband

El aumento de la longitud del símbolo produce una reducción de la tasa de símbolos, pero preserva la ortogonalidad de la subportadora siempre y cuando el tiempo de dispersión sea más corto que la longitud del prefijo. Otro beneficio de OFDM se da por la posible utilización de este como acceso múltiple o como multiplexación de usuarios, lo cual implica que para cada intervalo de símbolo OFDM se utiliza un subconjunto de subportadoras para transmitir a diferentes terminales.

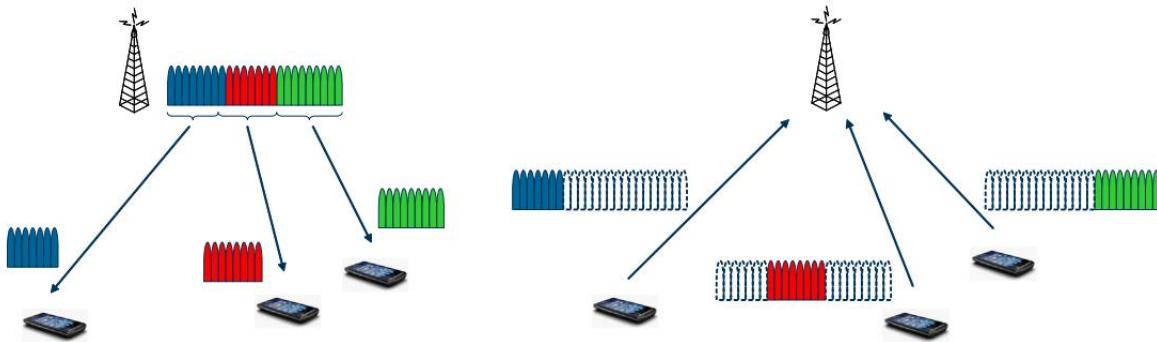


Figura 11. OFDM como esquema de acceso múltiple/multiplexación de usuarios enlace descendente y enlace ascendente.
Tomado de: 4G: LTE/LTE-Advanced for Mobile Broadband

En un sistema OFDM, el transmisor modula la secuencia de bits de mensaje en símbolos PSK/QAM, realiza IFFT en los símbolos para convertirlos en señales en el dominio del tiempo y los envía a través de un canal (inalámbrico). La señal recibida suele estar distorsionada por las características del canal. Para recuperar los bits transmitidos, el efecto del canal debe ser estimado y compensado en el receptor. Cada subportadora puede considerarse un canal independiente, siempre que no ocurra ICI (interferencia entre portadoras) y, por lo tanto, se preserve la ortogonalidad entre subportadoras. La ortogonalidad permite que cada componente de subportadora de la señal recibida se exprese como el producto de la señal transmitida y la respuesta en frecuencia del canal en la subportadora. Por lo tanto, la señal transmitida puede ser recuperada

estimando la respuesta del canal solo en cada subportadora. En general, el canal puede ser estimado utilizando un preámbulo o símbolos piloto conocidos por el transmisor y el receptor, que emplean diversas técnicas de interpolación para estimar la respuesta del canal de las subportadoras entre tonos piloto. En general, tanto la señal de datos como la señal de entrenamiento, o ambas, pueden utilizarse para la estimación del canal. Para elegir la técnica de estimación de canal para el sistema OFDM considerado, se deben tener en cuenta muchos aspectos diferentes de las implementaciones, incluyendo el rendimiento requerido, la complejidad computacional y la variación temporal del canal.

Modulación y Demodulación OFDM.

El transmisor OFDM mapea los bits de mensaje en una secuencia de símbolos PSK o QAM, que luego se convierten en N flujos paralelos. Cada uno de los N símbolos de la conversión serie a paralelo s/p es llevado a cabo por diferentes subportadoras. La duración del tiempo de transmisión de N símbolos se extiende a NT_s debido a la conversión s/p, lo que forma un solo símbolo OFDM con una duración de T_{sym} (es decir, $T_{sym} = NT_s$). $\Psi_{l,k}(t)$ es la señal OFDM del l -ésimo símbolo en la k -ésima subportadora [6].

$$\Psi_{l,k}(t) = \begin{cases} e^{j2\pi f_k(t-lT_{sym})}, & 0 < t \leq T_{sym} \\ 0 & \text{otherwise} \end{cases} \quad (14)$$

Ahora, las señales OFDM de banda pasante y de banda base en el dominio del tiempo continuo se pueden expresar respectivamente como

$$x_l(t) = Re \left\{ \frac{1}{T_{sym}} \sum_{l=0}^{\infty} \left\{ \sum_{k=0}^{N-1} X_l[k] \Psi_{l,k}(t) \right\} \right\} \quad (15)$$

Y

$$x_l(t) = \sum_{l=0}^{\infty} \sum_{k=0}^{N-1} X_l[k] e^{j2\pi f_k(t-lT_{sym})} \quad (16)$$

A partir de estas ecuaciones y posterior a un análisis matemático la integración en el proceso de modulación en tiempo discreto puede ser representada como

$$Y_l[k] = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{i=0}^{N-1} X_l[i] e^{\frac{j2\pi(i-k)n}{N}} = X_l[k] \quad (17)$$

La Figura 13, ilustrar la modulación y demodulación OFDM mediante un diagrama de bloques, donde se muestra que el símbolo de dominio de frecuencia $X[k]$ modula la subportadora con una frecuencia de $f_k = \frac{k}{T_{sym}}$ para $N = 6$, y se puede demodular utilizando la ortogonalidad entre las subportadoras en el receptor.

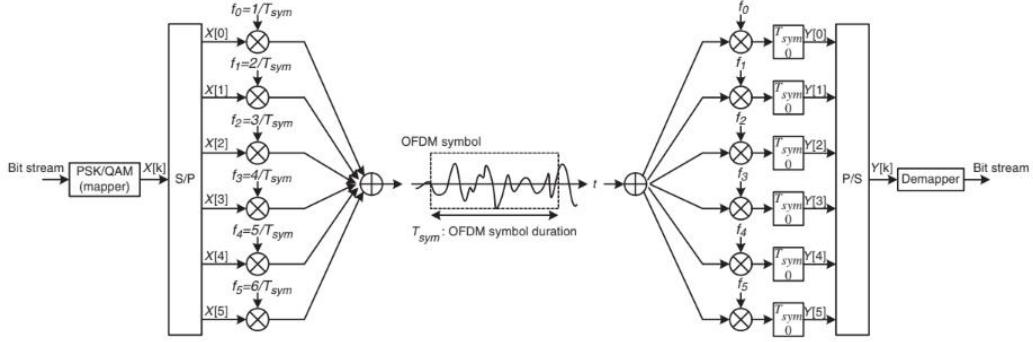


Figura 12. Modulación/Demodulación OFDM Tomado de: MIMO-OFDM Wireless Communications with MATLAB.

El símbolo original $X[k]$ tiene una duración de T_s , pero su longitud se ha extendido a $T_{sym} = NT_s$ al transmitir N símbolos en forma paralela, la Figura 14 muestra una realización típica de ortogonalidad entre todas las subportadoras.

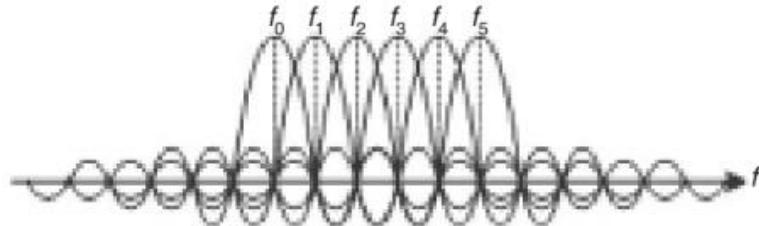


Figura 13. Realización de ortogonalidad de subportadora Tomado de: MIMO-OFDM Wireless Communications with MATLAB.

El símbolo OFDM corresponde a una señal compuesta de N símbolos en forma paralela y ahora tiene una duración de T_{sym} . Se muestra entonces un diagrama de bloques completo del transmisor y receptor OFDM típicos, que incluye las operaciones de IFFT y FFT.

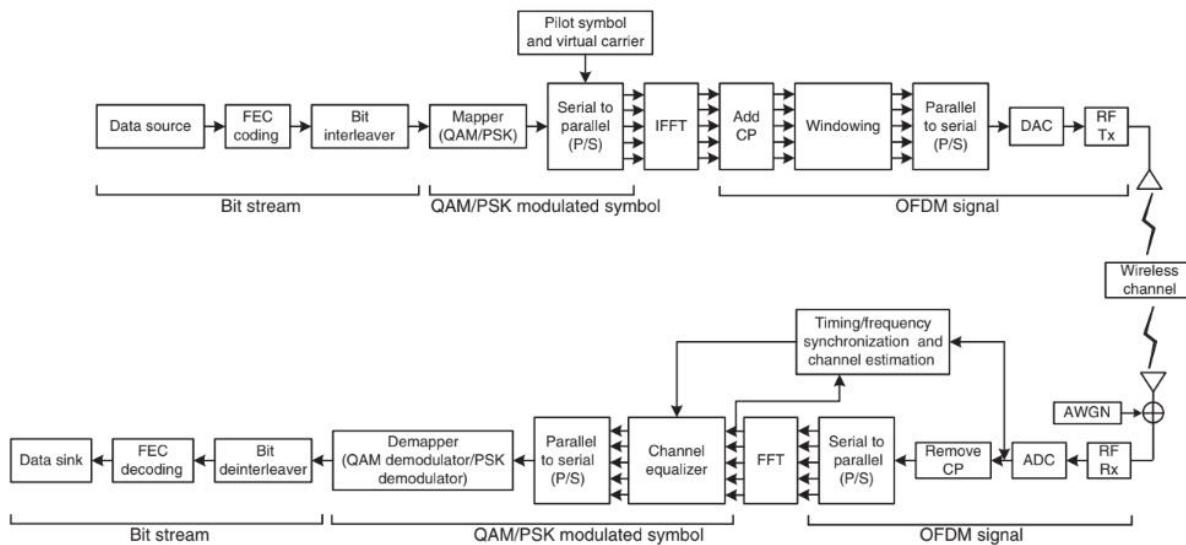


Figura 14. Diagrama de bloques para transmisor y receptor en un sistema OFDM. Tomado de: MIMO-OFDM Wireless Communications with MATLAB.

Estructura de la trama de datos IEEE 802.11a.

La tecnología de OFDM en la norma 802.11a utiliza canales con un ancho de banda espectral (BW) de 20, 10 o 5 MHz. Cada canal está compuesto por 48 subportadoras moduladas para transmitir datos, a las cuales se agregan 4 subportadoras piloto moduladas con valores fijos en posiciones específicas, como lo especifica el estándar. Para completar el espectro se agregan símbolos de valor 0 para alcanzar un tamaño de muestra de 64 y aplicar el algoritmo de transformada rápida de Fourier (FFT). La tabla 7 proporciona los parámetros que caracterizan cada paquete de la capa física de la norma 802.11a para cada ancho de canal. [7]

Parámetro \ BW	20 MHz	10 MHz	5 MHz
Espaciamiento entre subportadoras [MHz]: Δ_F	0,3125	0,15625	0,078125
Período de FFT [μs]: $T_{FFT} = 1/\Delta_F$	3,2	6,4	12,8
Prefijo cíclico [μs]: $T_{GI} = T_{FFT}/4$	0,8	1,6	3,2
Símbolo OFDM [μs]: $T_{SYM} = T_{GI} + T_{FFT}$	4	8	16
Símbolos cortos (10) [μs]: $T_{SHORT} = 10 \cdot T_{FFT}/4$	8	16	32
Prefijo cíclico de los símbolos largos [μs]: T_{GI2}	1,6	3,2	6,4
Símbolos largos [μs]: $T_{LONG} = T_{GI2} + 2 \cdot T_{FFT}$	8	16	32
Preámbulo completo [μs]: $T_{PREAMBLE}$	16	32	64

Tabla 8. Parámetros de señal en función del ancho de banda

La Figura 16 presenta un esquema de la estructura de los paquetes OFDM en la norma IEEE 802.11a para comprender mejor los diferentes parámetros.

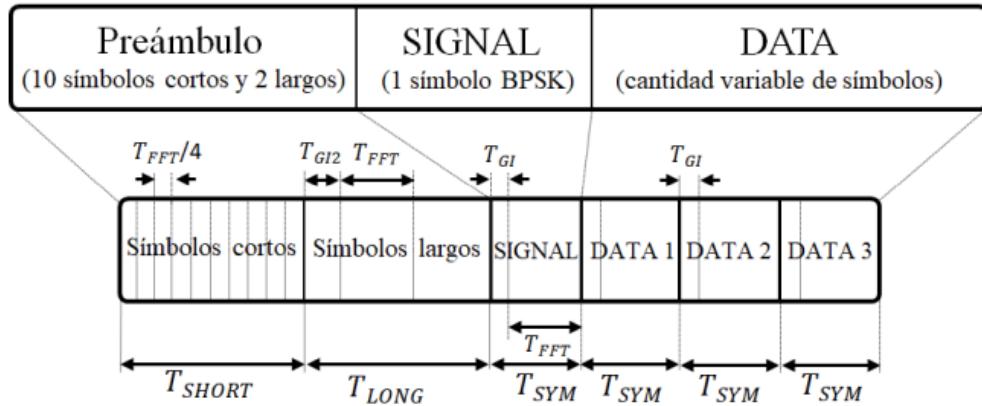


Figura 15 Estructura general de un paquete OFDM

Cada paquete OFDM comienza con una estructura denominada Preámbulo, que consiste en una secuencia de 10 símbolos cortos y 2 símbolos largos. Esta estructura es igual para todas las tramas que tienen el mismo ancho de banda (BW). A continuación del Preámbulo, se encuentra el símbolo SIGNAL, el cual contiene información sobre la configuración de la transmisión. En particular, indica qué tipo de modulación y codificación se usan en los símbolos correspondientes al siguiente campo (lo que determina una tasa para cada ancho de canal posible) y cuántos bits de información se transmiten en el paquete, lo que define su longitud. El campo DATA sigue al símbolo SIGNAL

y está compuesto por una cantidad variable de símbolos, cuyas características quedan registradas en la información del símbolo SIGNAL. Para la sección de símbolos largos del Preámbulo, los símbolos SIGNAL y cada uno de los símbolos DATA, se agrega un prefijo cíclico que repite la última parte de la señal al inicio de cada uno [7].

4.2.3.4. Reed-Solomon

Los códigos Reed-Solomon son un tipo de código lineal no binario que se utiliza para corregir errores en la transmisión de datos. Con un código RS(n,k), se toma un bloque de k símbolos de entrada y se genera un bloque de salida de n símbolos que incluye los k símbolos originales y $n-k$ símbolos de chequeo. Cada símbolo está compuesto por m bits y se cumple cierta condición adicional.

$$n = 2^m - 1 \quad (18)$$

Por otro lado, la ratio del código Reed Solomon indica la proporción entre los símbolos de entrada y los símbolos de salida generados. A mayor ratio se obtiene una menor cantidad de símbolos de chequeo añadidos y, por lo tanto, menor redundancia en el código. A pesar de esto, los códigos Reed Solomon tienen una capacidad de corrección de errores significativa, a pesar de no ser altamente redundantes. La distancia mínima entre dos palabras código válidas se refiere al número de símbolos en los cuales dos secuencias difieren y está representado por

$$d_{min} = 2t + 1 \quad (19)$$

siendo $2t = n - k$ el número de símbolos de chequeo añadidos (o redundantes), el código será capaz de corregir hasta t símbolos erróneos por cada bloque. Teniendo en cuenta que los símbolos pueden considerarse erróneos, con tan solo tener uno de sus bits con error y que una ráfaga de $m + 1$ bits erróneos consecutivos puede corromper como tope 2 símbolos internos a un bloque.

Si los errores no están agrupados y están distribuidos aleatoriamente, podrían afectar más símbolos y los códigos RS pueden ser vulnerables. Por lo tanto, es importante utilizarlos solo para corregir errores en ráfagas más pequeñas que su capacidad de corrección. Si es necesario, se deben utilizar otros códigos junto con técnicas de entrelazado y desentrelazado para corregir errores aislados y en ráfagas largas simultáneamente.

Al elegir un código RS, se debe considerar un compromiso: si se disminuye la ratio k/n , aumenta la redundancia y la complejidad de cálculo; si se aumenta el ratio, también aumenta la tasa de error finalmente obtenida [8].

4.2.3.5. Interleaving

Un entrelazador de bloques es un dispositivo que reordena un conjunto de símbolos sin omitir ni repetir ninguno de ellos. Cada conjunto de símbolos tiene una cantidad fija de elementos, y la operación del entrelazador es independiente de su funcionamiento en otros conjuntos de símbolos.

La permutación de los símbolos se realiza mediante un mapeo, y su inversión se lleva a cabo a través de un desentrelazador correspondiente, que restaura la secuencia original de los símbolos. Esta técnica es útil para reducir errores en sistemas de comunicación que sufren errores en ráfaga.

Cada función de entrelazado tiene su contraparte correspondiente de desentrelazado. En el uso típico de estos pares, la entrada del desentrelazador coincide con la del entrelazador, con la excepción de que los datos se reorganizan. [9]

4.2.3.6. Estimación de Canal

En un sistema OFDM, el proceso de transmisión implica la modulación de la secuencia de bits de mensaje en símbolos PSK/QAM, la realización de IFFT para transformar los símbolos en señales en el dominio del tiempo, y su envío a través de un canal (inalámbrico). Debido a las características del canal, la señal recibida suele estar distorsionada, lo que requiere que el efecto del canal sea estimado y compensado en el receptor para recuperar los bits transmitidos. Cada subportadora se considera un canal independiente, siempre que se preserve la ortogonalidad entre subportadoras y no ocurra ICI. Esto permite la recuperación de la señal transmitida mediante la estimación de la respuesta del canal en cada subportadora. La estimación del canal se realiza utilizando símbolos piloto conocidos por ambos extremos del canal, que emplean técnicas de interpolación para estimar la respuesta del canal en las subportadoras entre los tonos piloto. La elección de la técnica de estimación de canal para un sistema OFDM depende de varios factores, como el rendimiento requerido, la complejidad computacional y la variación temporal del canal [6].

Dependiendo de la disposición de pilotos, se consideran tres tipos diferentes de estructura.

Tipo de bloque.

En el tipo de bloque, se envían símbolos piloto OFDM en todas las subportadoras de manera periódica para estimar el canal. Estos pilotos se usan para interpolar y estimar el canal en el tiempo. Los símbolos piloto deben ser colocados con la misma frecuencia que el tiempo de coherencia para rastrear las características cambiantes del canal. En resumen, se utilizan símbolos piloto OFDM para estimar y rastrear el canal de manera efectiva. La figura 16 representa la disposición piloto tipo bloqueo.

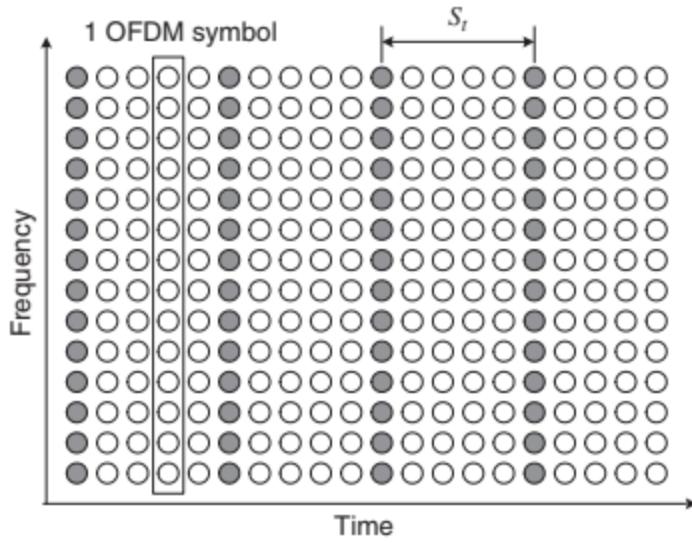


Figura 16. Disposición piloto tipo bloque. Tomado de: MIMO-OFDM Wireless Communications with MATLAB.

Como el tiempo de coherencia viene dado de forma inversa a la frecuencia Doppler en el canal, el periodo del símbolo piloto debe satisfacer la desigualdad presentada en la ecuación 20.

$$S_t \leq \frac{1}{f_{Doppler}} \quad (20)$$

Debido a que los tonos piloto se insertan en todas las subportadoras de los símbolos piloto en un período de tiempo específico, la disposición de los pilotos en bloque es adecuada para canales selectivos de frecuencia. Sin embargo, para canales con desvanecimiento rápido, esto podría generar demasiada carga para rastrear la variación del canal al reducir el período del símbolo piloto.

Tipo de peine.

El piloto tipo peine utiliza tonos piloto en subportadoras para estimar el canal en el dominio de la frecuencia. Los símbolos piloto deben colocarse a intervalos de S_f en la frecuencia para realizar un seguimiento efectivo del canal selectivo en frecuencia. Es importante colocar los símbolos piloto con la misma frecuencia que el ancho de banda coherente. La disposición del piloto tipo peine se muestra en la figura 17.

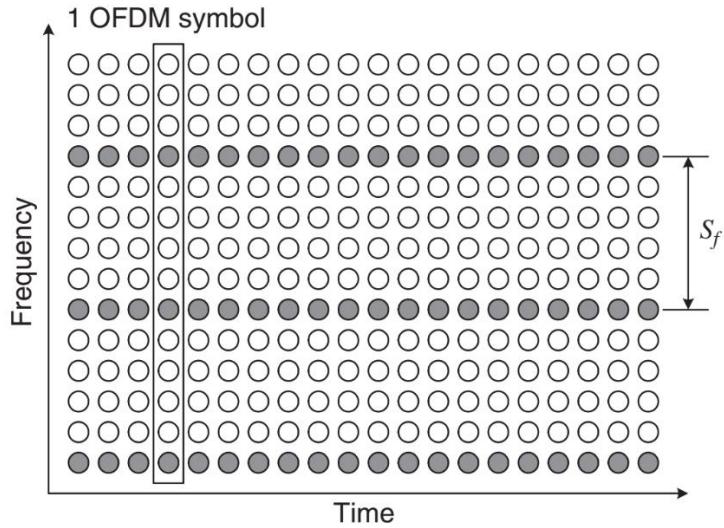


Figura 17. Disposición piloto tipo peine. Tomado de: MIMO-OFDM Wireless Communications with MATLAB.

Como el ancho de banda de coherencia está determinado por la inversa de la dispersión máxima del retardo s_{max} , el período del símbolo piloto debe satisfacer la desigualdad presentada en la ecuación 21.

$$S_f \leq \frac{1}{\sigma_{max}} \quad (21)$$

A diferencia de la disposición tipo bloque, la disposición tipo peine es adecuada para canales de desvanecimiento rápido, pero no para canales selectivos de frecuencia.

Tipo de celosía.

Este tipo de piloto se caracteriza por tener tonos piloto que se insertan de manera periódica en los ejes de tiempo y frecuencia. Estos tonos piloto permiten realizar interpolaciones en el dominio de tiempo y frecuencia para estimar los canales. Los períodos de los símbolos piloto en tiempo y frecuencia se denotan como S_t y S_f , respectivamente. La disposición de tipo celosía debe satisfacer las dos ecuaciones de anteriores tipos de piloto listadas en la ecuación 22.

$$S_t \leq \frac{1}{f_{Doppler}} \text{ y } S_f \leq \frac{1}{\sigma_{max}} \quad (22)$$

La disposición tipo celosía se muestra en la figura 18.

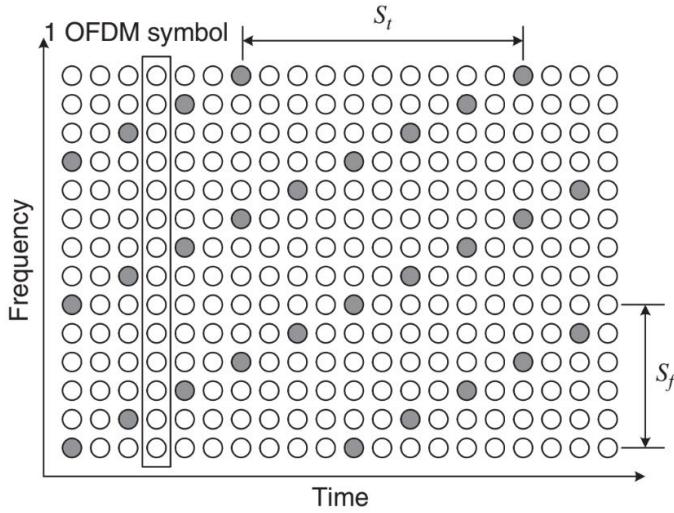


Figura 18. Disposición piloto tipo celosía. Tomado de: MIMO-OFDM Wireless Communications with MATLAB.

Estimación de canales basada en símbolos de entrenamiento.

Los símbolos de entrenamiento se pueden utilizar para la estimación de canales, lo que suele ofrecer un buen rendimiento. Sin embargo, su eficiencia de transmisión se reduce debido al sobrecoste necesario de los símbolos de entrenamiento, como el preámbulo o tonos piloto que se transmiten además de los símbolos de datos.

En otras palabras, los símbolos de entrenamiento son útiles para estimar los canales, pero reducen la eficiencia de la transmisión debido a la sobrecarga adicional que se necesita para transmitirlos junto con los símbolos de datos.

Suponemos que todas las subportadoras son ortogonales (es decir, libres de ICI). Luego, los símbolos de entrenamiento para N subportadoras pueden ser representados por la matriz diagonal presentada en la ecuación 23. [6].

$$X = \begin{bmatrix} X[0] & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & X[1] & & \vdots \\ \vdots & & \ddots & 0 \\ 0 & \cdots & 0 & X[N-1] \end{bmatrix} \quad (23)$$

Donde $X[k]$ denota un tono piloto de la k -esima subportadora con $E\{X[k]\} = 0$ y $Var\{X[k]\} = \sigma_x^2$, $k = 0, 1, 2, \dots, N - 1$. Tengamos en cuenta que X está dada por una matriz diagonal, ya que suponemos que todas las subportadoras son ortogonales. Dado que la ganancia del canal es $H[k]$ para cada subportadora k la ganancia recibida por parte de la señal de entrenamiento $Y[k]$ puede representarse como

$$Y \triangleq \begin{bmatrix} Y[0] \\ Y[1] \\ \vdots \\ Y[N-1] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} X[0] & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & X[1] & & \vdots \\ \vdots & & \ddots & 0 \\ 0 & \cdots & 0 & X[N-1] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} H[0] \\ H[1] \\ \vdots \\ H[N-1] \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} Z[0] \\ Z[1] \\ \vdots \\ Z[N-1] \end{bmatrix} = XH + Z \quad (24)$$

Donde H es un vector de canal dado como $H = [H[0], H[1], \dots, H[N-1]]^T$ y Z es un vector de ruido dado como $Z = [Z[0], z[1], \dots, Z[N-1]]^T$ con $E\{Z[k]\} = 0$ y $Var\{Z[k]\} = \sigma_x^2$, $k = 0, 1, 2, \dots, N-1$. Posterior a esto, es importante aclarar que denotaremos la estimación de canal H como \hat{H} .

Se hace necesario entonces hablar de la estimación de canal por el método de mínimos cuadrados (LS) el cual se encarga de encontrar la estimación de canal \hat{H} de tal manera que es posible minimizar la función de costo presentada en la ecuación 25.

$$\begin{aligned} J(\hat{H}) &= \|Y - X\hat{H}\|^2 \\ &= (Y - X\hat{H})^H(Y - X\hat{H}) \\ &= Y^H Y - Y^H X \hat{H} - \hat{H}^H X^H Y + \hat{H}^H X^H X \hat{H} \end{aligned} \quad (25)$$

Posterior a asumir que la derivada de \hat{H} con respecto a cero es igual a cero tenemos que $X^H X \hat{H} = X^H Y$ lo cual da solución a la estimación de canal como

$$\hat{H}_{LS} = (X^H X)^{-1} X^H Y = X^{-1} Y \quad (26)$$

El canal LS estima \hat{H} para cada subportadora como

$$\hat{H}_{LS}[k] = \frac{Y[k]}{X[k]}, k = 0, 1, 2, \dots, N-1 \quad (27)$$

El error cuadrático medio (MSE) para esta estimación de canal LS está dada como

$$\begin{aligned} MSE_{LS} &= E \left\{ (H - \hat{H}_{LS})^H (H - \hat{H}_{LS}) \right\} \quad (28) \\ &= E \{ (H - X^{-1} Y)^H (H - X^{-1} Y) \} \\ &= E \{ (X^{-1} Z)^H (X^{-1} Z) \} \\ &= E \{ Z^H (X X^H)^{-1} Z \} \\ &= \frac{\sigma_z^2}{\sigma_x^2} \quad (29) \end{aligned}$$

Teniendo en cuenta que el MSE es inversamente proporcional a la SNR implica que el ruido puede aumentar, especialmente para casos en los que el canal se encuentra en un nulo profundo. A pesar de esto, el método LS es ampliamente utilizado para estimación de canales y se utilizará en el presente trabajo de grado [6].

4.2.4. Arquitectura

La arquitectura de un sistema de radio LTE 3GPP está constituida por una red de acceso por radio (RAN) y una arquitectura de red central Evolved Packet Core (EPC). La RAN es responsable de la funcionalidad de la radio de la red, mientras que el EPC de las funciones necesarias para proporcionar una red completa de móvil de banda ancha (autenticación, cobro y conexiones de extremo a extremo). Se hace indispensable enfocar esta sección de arquitectura a la arquitectura del protocolo de radio [4].

La red de acceso de radio LTE tiene un esquema general de protocolos, para este caso específico se orientan al enlace descendente.

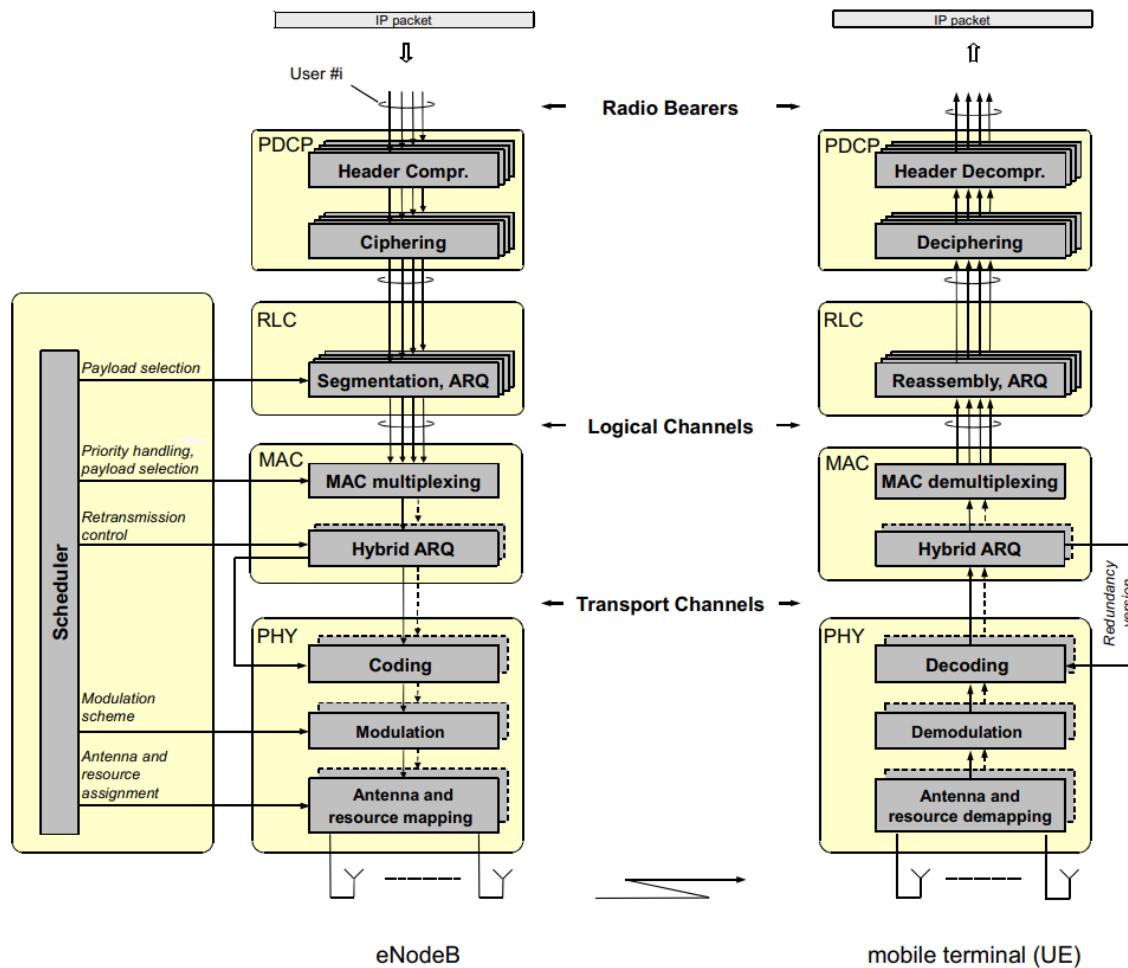


Figura 19. Arquitectura del protocolo LTE para enlace descendente. Tomado de: 4G: LTE/LTE-Advanced for Mobile Broadband

Cada una de las siguientes entidades del protocolo se encuentran resumidas a:

- Protocolo de convergencia de datos en paquetes (PDCP): Compresión del encabezado IP basado en Robust Header Compression.
- Control de enlace de radio (RLC): Responsable de segmentación, concatenación, retransmisión y detección de duplicados.
- Control de acceso medio (MAC): Manejo de multiplexación de canales lógicos, híbrido ARQ, retransmisión y programación de enlaces ascendentes y descendentes.
- Capa física (PHY): Manejo de codificación/decodificación, modulación/demodulación y multimapado de antenas.

El flujo de datos que sigue un paquete IP comienza en el PDC, el cual realiza la comprensión del encabezado IP, lo cifra y añade su propio encabezado PDCP, posterior a esto se envía el RLC que lo segmenta y/o concatena agregando su respectivo encabezado RLC, para después ser enviado a la capa MAC que multiplexa varias PDU y las conecta con un encabezado MAC para formar un bloque de transporte, finalmente, la capa física adjunta un CRC al bloque de transporte para la detección de errores y realiza la respectiva codificación y modulación para transmitir la señal resultante.

4.3. Radio definida por software (SDR)

Según la FCC (Federal communications commission of United States), SDR se define como aquellos radios que incluyen un transmisor cuyos parámetros de operación como banda de frecuencias, tipo de modulación o potencia máxima de salida pueden ser alteradas mediante cambios en software sin realizar cambios a los componentes de hardware que se relacionan con la emisión de radiofrecuencias [10]

Radio definida por software permite el desarrollo de dispositivos de comunicación cuya funcionalidad sea definida en el software, minimizando la necesidad de realizar modificaciones de hardware durante las constantes actualizaciones tecnológicas. Esta idea implica que un único dispositivo puede emplearse en muchas aplicaciones configurando nuevos parámetros vía software sin necesidad de añadir hardware adicional.

En la definición de la FCC, sólo se menciona el transmisor como parte de un SDR, dejando de lado el receptor. Como definición más global es posible afirmar que un radio definido por software es un radio en el cual algunas o todas las funciones de la capa física son definidas mediante herramientas de software [11]

Una de las herramientas más populares y de código abierto (open source) para la configuración de equipos SDR es GNU Radio el cual provee bloques de procesamiento digital en un entorno gráfico con la posibilidad de diseñar, implementar y simular esquemas RF enfocados primordialmente en comunicaciones inalámbricas (wireless communications). En GNU Radio es posible implementar filtros, mezcladores, moduladores y otros elementos necesarios en las comunicaciones digitales.

El fundador del proyecto GNU Radio, Eric Blossom, define a la radio definida por software como la técnica de acercar el código a la antena tanto como sea posible.

Idealmente los investigadores y desarrolladores crearon el concepto de SR (software Radio), en donde la gran mayoría de los bloques necesarios para la implementación son creados por Software, sin embargo, para su implementación es necesario procesadores dedicados de altas prestaciones que actualmente son costosos y difíciles de conseguir a medida que se trabaja con altas frecuencias. Por tal motivo, las SDR surgen como la alternativa viable (menos costosa) para la creación de radios híbridos, que combinan componentes de hardware básicos de un radio y procesadores de propósito general, conversores ADC (Analog to Digital Converter) y DAC (Digital Analog Converter) incluidos en las tarjetas de sonido de computadores personales (laptops o PC de escritorio), para realizar tareas especializadas. Una SDR es una versión práctica de una SR para el cual se implementan técnicas de conversión analógica digital encargadas en este caso de no muestrear completamente la señal de entrada, si no en contraparte ubicar ventanas de interés para recibir y convertir la información deseada a bits para el posterior análisis y manejo de las señales de entrada esto con el objetivo de no hacer el análisis de espectros y anchos de banda gigantescos que tienen una gran cantidad de señales distintas muchas veces innecesarias en el análisis de la información recibida. [12]

En la figura 20 se presenta un esquema sencillo de los bloques que componen una SDR.

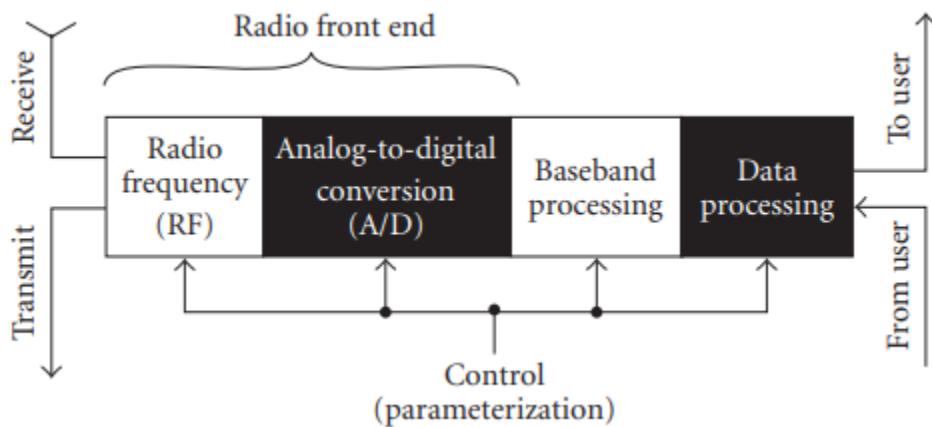


Figura 20. Transmisor SDR. Tomado de: Software-Defined Radio—Basics and Evolution to Cognitive Radio

Un concepto muy relevante que subyace a las SDR es la radio cognitiva. Los sistemas de radio cognitiva (Cognitive Radio Systems CRS) han surgido como una posible mejora al uso eficiente del espectro electromagnético, debido a la posibilidad de monitoreo de intervalos en frecuencia que no son usados y se encuentran disponibles para transmitir información.

Es posible que las CRS trabajen en conjunto con las SDR para mejorar el desempeño de un sistema RF. El diagrama de bloques que se muestra en la figura 21 permite identificar qué tareas son necesarias para la obtención de información del sistema RF, tales como monitoreo de espectro, localización y control.

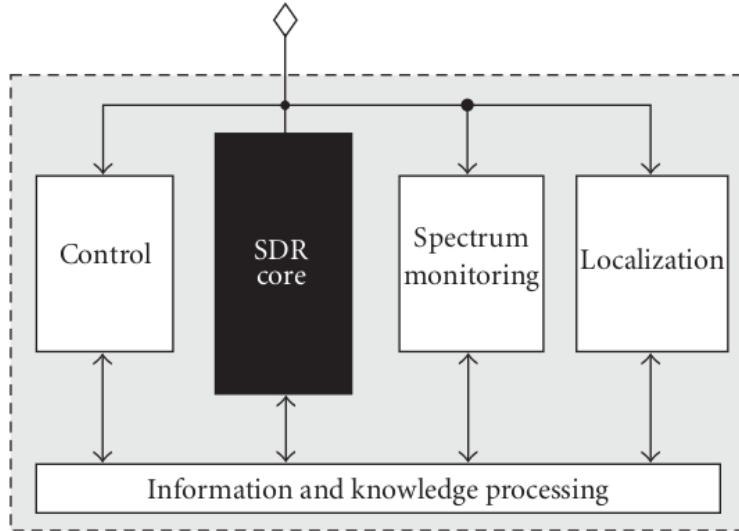


Figura 21. Radio Cognitiva centrada en la tecnología SDR. Tomado de: Software-Defined Radio—Basics and Evolution to Cognitive Radio

4.4. Hack RF One

Es un periférico de radio definido por software capaz de recibir señales de radio que comprenden el rango de 1MHz hasta 6 GHz [13].



Figura 22. Nooelec HackRF One Software Defined Radio (SDR). Tomado de: Great Scott Gadgets

Fue diseñado para permitir la prueba y el desarrollo de tecnologías de radio modernas y de próxima generación, HackRF One es una plataforma de hardware de código abierto que se puede utilizar como periférico USB o programado para funcionamiento autónomo, las características presentadas en su datasheet se encuentran listadas a continuación:

- Transceptor semiduplex
- Frecuencia de funcionamiento: 1 MHz a 6 GHz
- Frecuencias de muestreo admitidas: 2 Msps a 20 Msps (cuadratura)
- Resolución: 8 bits
- Interfaz: USB de alta velocidad (con conector USB Micro-B)
- Fuente de alimentación: alimentación de bus USB

- Alimentación del puerto de antena controlada por software (máx. 50 mA a 3,3 V)
- Conector de antena SMA hembra (50 ohmios)
- Entrada y salida de reloj SMA hembra para sincronización
- Botones convenientes para la programación
- Encabezados de pines para expansión
- Es portátil
- Fuente abierta

4.5. Blade RF 2.0 micro xA9xd

La bladeRF 2.0 micro es la próxima generación de 2x2 MIMO, rango de frecuencia de 47 MHz a 6 GHz, radio definida por software (SDR) USB 3.0 lista para usar que es fácil y asequible para que los estudiantes y entusiastas de RF exploren las comunicaciones inalámbricas, pero proporciona un poderoso plataforma de desarrollo de forma de onda esperada por los profesionales de la industria [14]

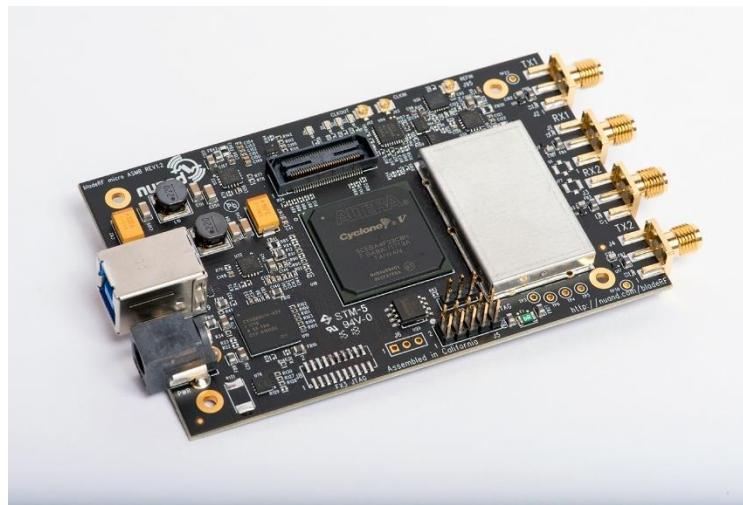


Figura 23. Nuand bladeRF 2.0 micro xA9. Tomado de: Nuand.

El soporte está disponible para Linux, macOS y Windows. Las bibliotecas, las utilidades, el firmware y la plataforma HDL de bladeRF se publican bajo licencias de código abierto y los esquemas están disponibles en línea. El controlador de periféricos FPGA y USB 3.0 se puede programar mediante herramientas proporcionadas por proveedores y SDK que están disponibles en línea, las características de esta SDR se encuentran listadas a continuación.

- Rango de frecuencia de 47 MHz a 6 GHz
- 2x2 MIMO, frecuencia de muestreo de 61,44 MHz
- Ancho de banda filtrado de 56 MHz (IBW)
- Control automático de ganancia (AGC)
- Corrección automática de compensación de IQ y DC

- Procesador ARM926EJ-S de 200 MHz
- Totalmente alimentado por bus a través de USB 3.0
- Barril de 5 V CC de alimentación externa con conmutación automática
- Variantes 49 kLE y 301 kLE disponibles para procesamiento de señal personalizado y aceleradores de hardware
- Doma admitida a través de DAC de 12 bits o ADF4002 PLL
- Calibración de fábrica del reloj de 38,4 MHz

5. Metodología

5.1. Aproximaciones a SDR

La guía de instalación de las SDR Hack RF One y nuand Blade RF, además de la instalación de los programas GNU Radio (con GQRX) y MATLAB se encuentran en el anexo 1 al final del documento.

Posterior a la instalación exitosa de las SDR, es importante generar cierto acercamiento al funcionamiento de estas, a partir de la herramienta GQRX brindada por GNU Radio, se consideró que una manera sencilla de probar las antenas sería sintonizando ciertas frecuencias y observar el espectro generado, vale la pena recalcar que el entendimiento de estos resultados nace a partir de la contextualización ubicada en el marco teórico del presente documento.

En primer lugar, se seleccionan dos frecuencias destinadas a radio FM, se escogen las frecuencias 94.9MHz y 90.4MHz, los primeros resultados obtenidos son para la SDR Hack RF One, podemos observar su espectro y diagrama de cascada para la frecuencia de 94.9MHz.



Figura 24. Espectro centrado en la frecuencia 94.9MHz en GQRX con SDR Hack RF One

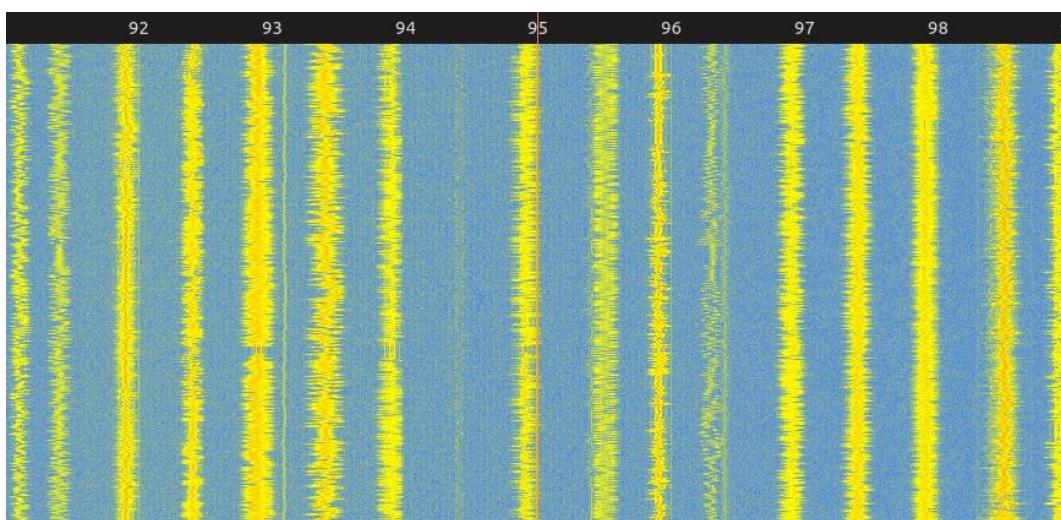


Figura 25. Diagrama de cascada centrado en la frecuencia 94.9MHz en GQRX con SDR Hack RF One

Ahora para la frecuencia 90.4MHz se observan tanto su espectro como su diagrama de cascada.

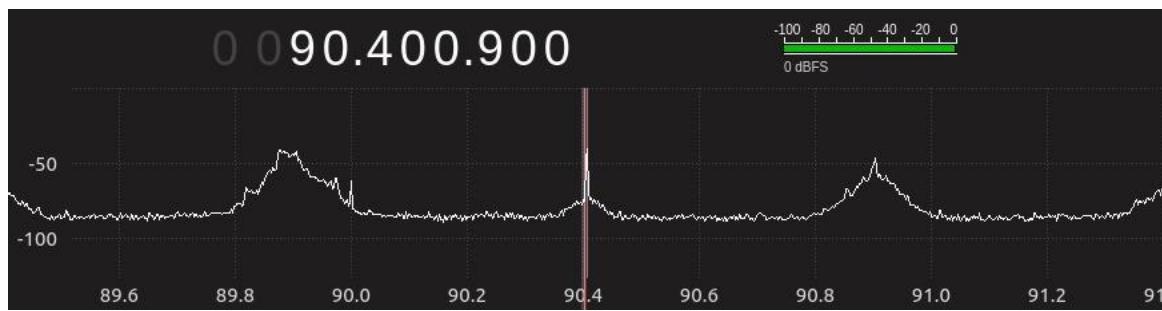


Figura 26. Espectro centrado en la frecuencia 90.4MHz en GQRX con SDR Hack RF One.

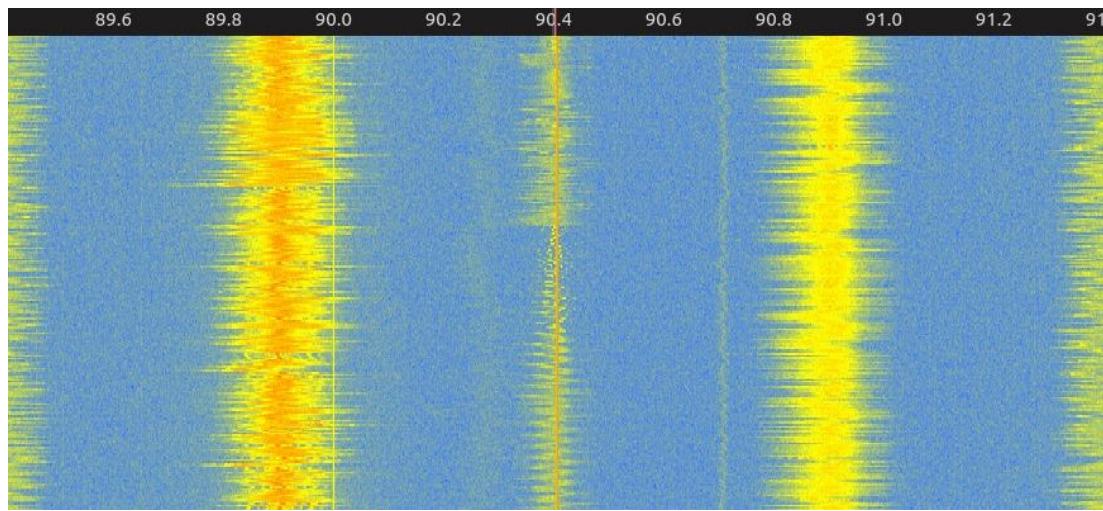


Figura 27. Diagrama de cascada centrado en la frecuencia 90.4MHz en GQRX con SDR Hack RF One

Vale la pena observar que se realizaron ajustes en el ancho de banda para obtener más información en la frecuencia de interés. Este mismo procedimiento se realiza para la antena NUAND Blade RF, centrando en las mismas frecuencias y observando los resultados. En primer lugar, para 94.9MHz, en las figuras 28 y 29 se encuentran tanto el espectro como el diagrama de cascada.

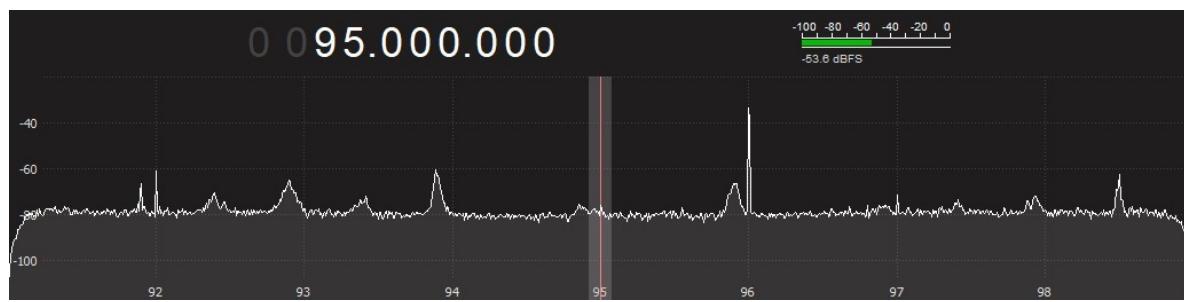


Figura 28. Espectro centrado en la frecuencia 94.9MHz en GQRX con SDR NUAND Blade RF

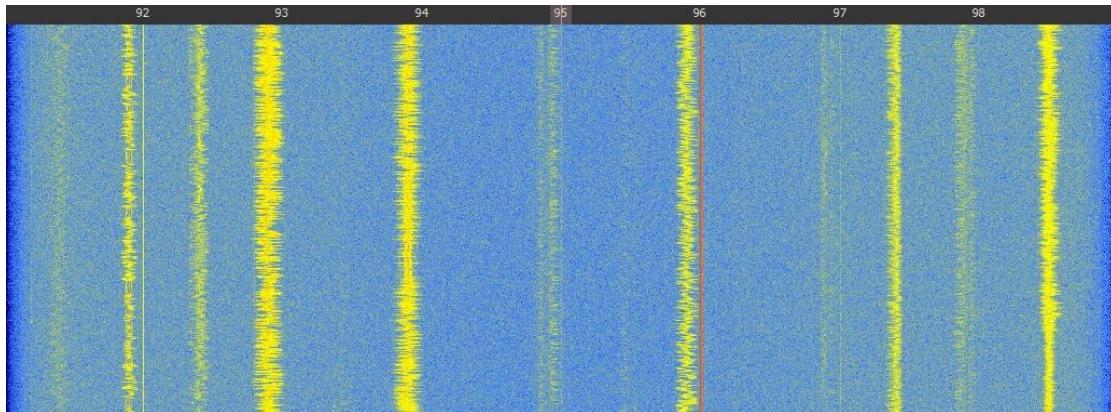


Figura 29. Diagrama de cascada centrado en la frecuencia 94.9MHz en GQRX con SDR NUAND Blade RF

Se repite el procedimiento ahora para la frecuencia 90.4MHz, se realiza un ajuste en ancho de banda y se observa con mayor amplitud el espectro y el diagrama de cascada.

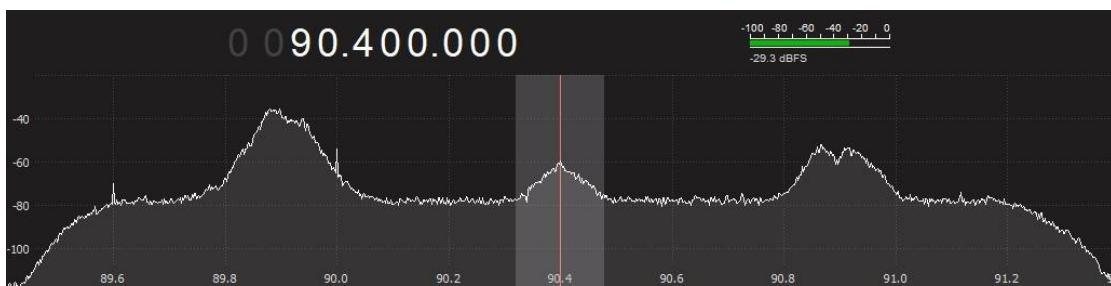


Figura 30. Espectro centrado en la frecuencia 90.4MHz en GQRX con SDR NUAND Blade RF

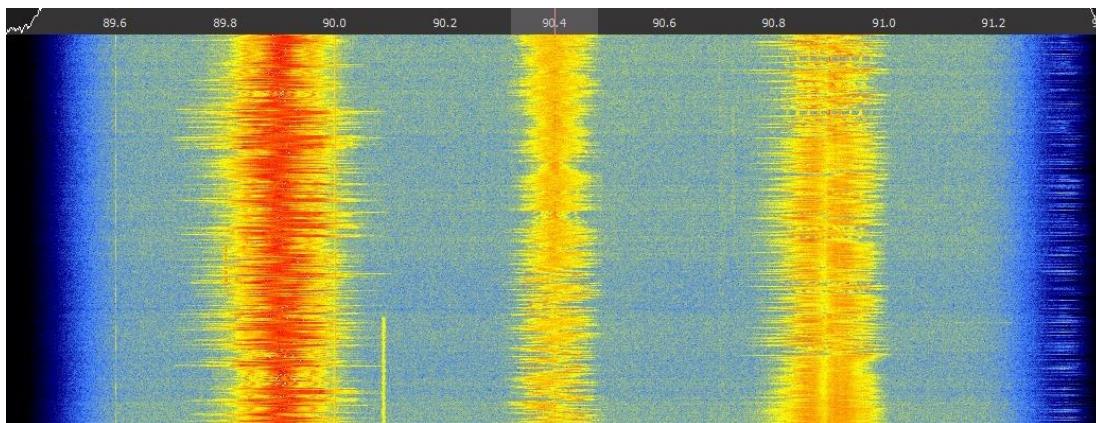


Figura 31. Diagrama de cascada centrado en la frecuencia 90.4MHz en GQRX con SDR NUAND Blade RF

Posterior a las pruebas en la banda FM, procedemos a realizar el mismo tipo de pruebas para la banda 4G, en este caso ubicamos el downlink del operador Movistar cercano a una frecuencia de 840MHz, al hacer uso de los datos en un móvil con el operador mencionado se podía observar cómo aparecía cierto tipo de información, en las figuras 32 y 33 se muestran las pruebas para la SDR Hack RF One.

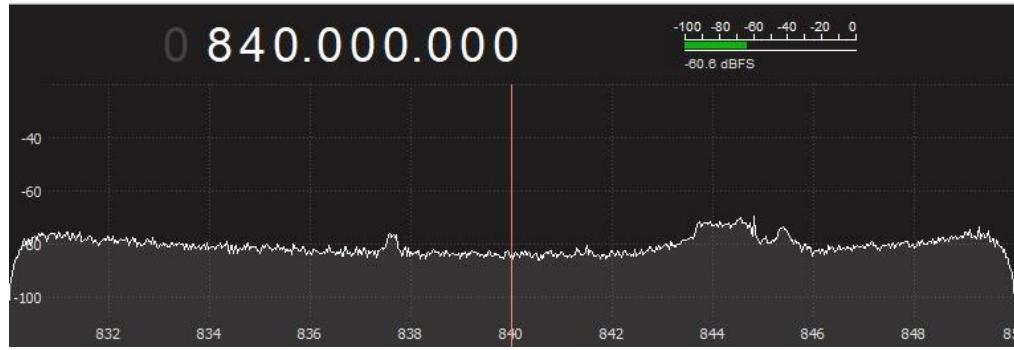


Figura 32. Espectro centrado en la frecuencia 840MHz en GQRX con SDR Hack RF One.

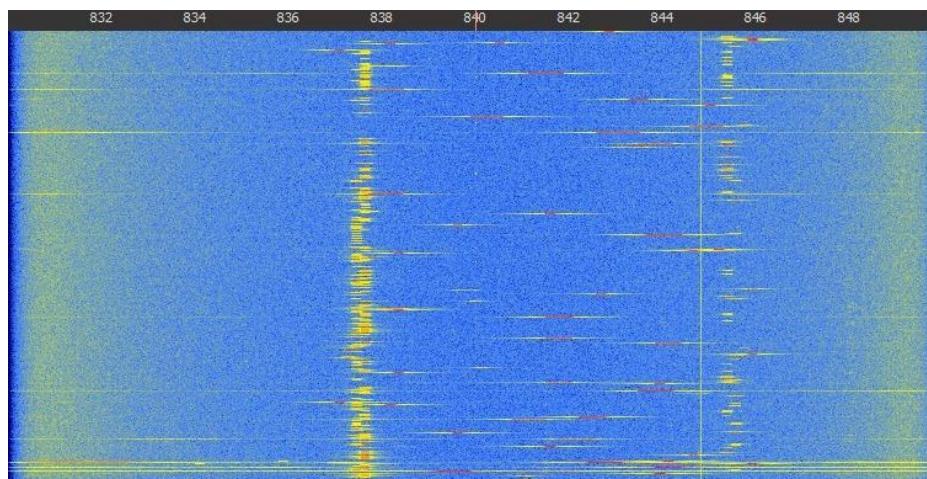


Figura 33. Diagrama de cascada centrado en la frecuencia 840MHz en GQRX con SDR Hack RF One

Se repiten las pruebas para la antena NUAND Blade RF, observando que a medida que se realizaba un mayor uso de los datos móviles, se observaba un crecimiento significativo en la información ubicada tanto en el espectro como en el diagrama de cascada.



Figura 34. Espectro centrado en la frecuencia 94.9MHz en GQRX con SDR NUAND Blade RF

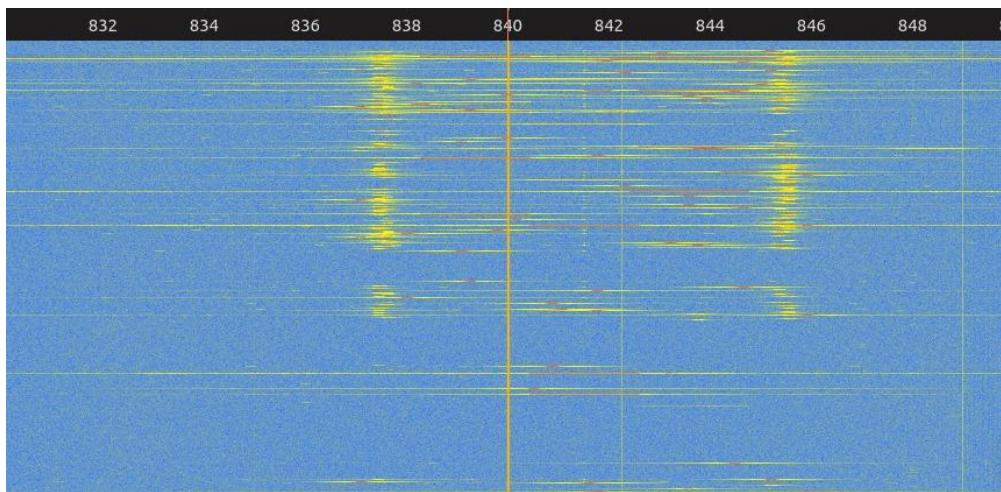


Figura 35. Diagrama de cascada centrado en la frecuencia 840MHz en GQRX con SDR NUAND Blade RF

Las pruebas realizadas son extremadamente importantes dado que nos dan información del funcionamiento de las antenas, en este caso tanto para FM como para 4G observamos que a pesar de que existan ciertas diferencias en potencia las antenas se comportan de manera correcta y reciben lo esperado.

5.2. Transmisión y recepción FM

La instalación e implementación de las interfaces de las SDR Hack RF One y NUAND Blade RF se pueden consultar al final del documento en el anexo 1.

Posterior a la correcta instalación de las interfaces, nos permitimos implementar un esquema de transmisión y recepción de audio FM, la herramienta GNU Radio nos brinda una alta gama de bloques de desarrollo que nos permiten emular esquemas electrónicos en software.

Como primer ejercicio decidimos implementar un receptor FM y probar si nos era posible sintonizar emisoras FM y obtener un audio claro para el odio humano. Teniendo en cuenta que el bloque “osmocom Source” es nuestra interfaz, se procede a desarrollar el esquema presentado en la figura 36 para un receptor FM con GNU Radio.

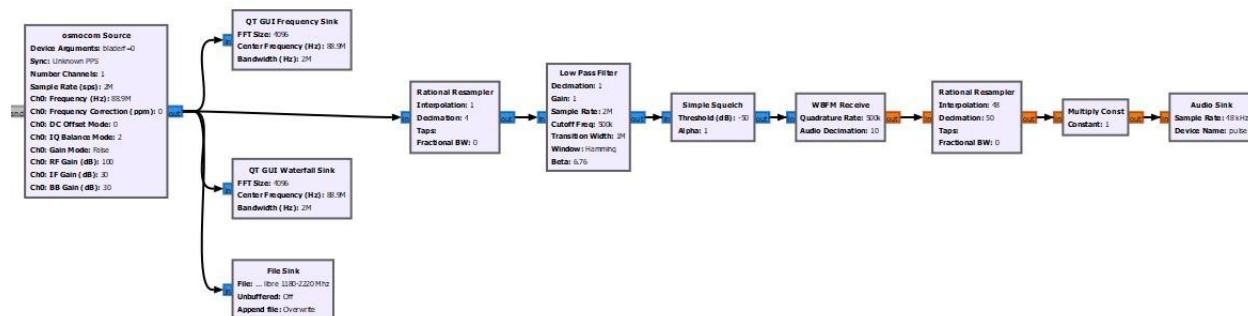


Figura 36. Receptor FM en GNU Radio con SDR Nuand Blade RF

Este esquema consta de un bloque “Rational Resampler” encargado de alterar la frecuencia de muestreo con sus factores de interpolación y decimación, un bloque “Low Pass Filter” centrado en 500kHz que aísla bandas aledañas, un bloque “Simple Squelch” que genera un aislamiento de ruido, un bloque “WBFM Receive” encargado de demodular la señal FM, un bloque “Multiply Const” que nos asegura una ganancia, y por último el bloque “Audio Sink” encargado de permitir la reproducción de la señal obtenida en nuestro ordenador y parlantes.

Para obtener los valores de decimación e interpolación partimos de los parámetros presentados en la tabla 9.

Parámetro	Valor
Sample rate (SPS)	$2e^6$
Qr	500kHz
Frecuencia de audio	48kHz

Tabla 9. Parámetros para valores de decimación en receptor FM GNU Radio

Resolvemos

$$\text{Rational Resampler} = RR_1 = \text{Audio} * \frac{10}{Q_R} \quad (30)$$

Entendemos que

$$RR = \frac{\text{Interpolación}}{\text{Decimación}} \quad (31)$$

Obtenemos entonces los valores para los dos bloques “Rational Resampler”

$$RR_1 = \frac{48}{50} \quad (32)$$

$$RR_2 = \frac{QR}{SPS} = \frac{1}{4} \quad (33)$$

Adicional a los bloques mencionados se agregan algunos encargados de la visualización, como nuestro interés está orientado al espectro y al diagrama de cascada, son estos bloques “sink” los que agregamos a nuestro diagrama.

Entendiendo que el funcionamiento de las interfaces es extremadamente similar, procedemos con la implementación del receptor FM pero ahora para la SDR Hack RF One, por lo cual ingresamos los parametros de la nueva SDR en el bloque “Osmocom Source” y repetimos el esquema usado para la SDR NUAND Blade RF, el esquema se puede observar en la figura 37.

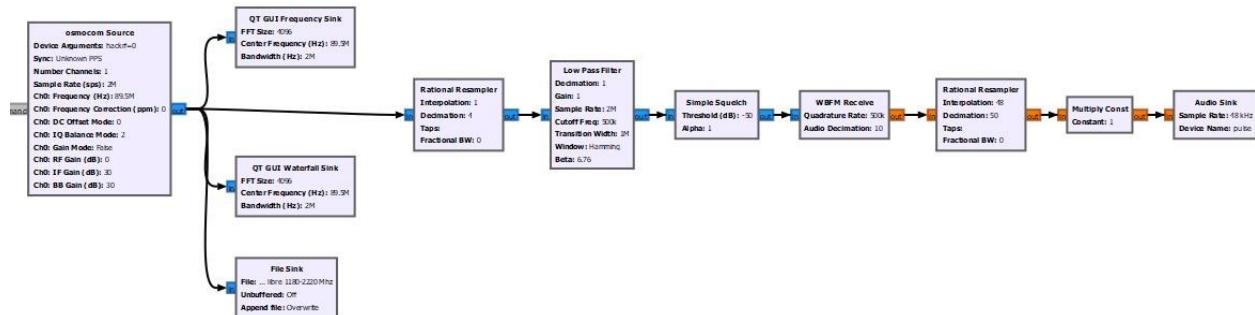


Figura 37. Receptor FM en GNU Radio con SDR Hack RF One.

Posterior a obtener una correcta recepción FM en las dos SDR, y entendiendo que el objetivo es siempre conseguir una comunicación (Transmisión y recepción) procedemos con la implementación de un transmisor FM, para efectos prácticos a lo largo de este trabajo de grado de ahora en adelante todo lo que implique transmisión estará anclado a la SDR Hack RF One y todo lo que implique recepción estará implícito a la NUAND Blade RF. Entendiendo la anterior premisa, en la figura 38 se presenta la implementación del transmisor FM en la SDR Hack RF One.

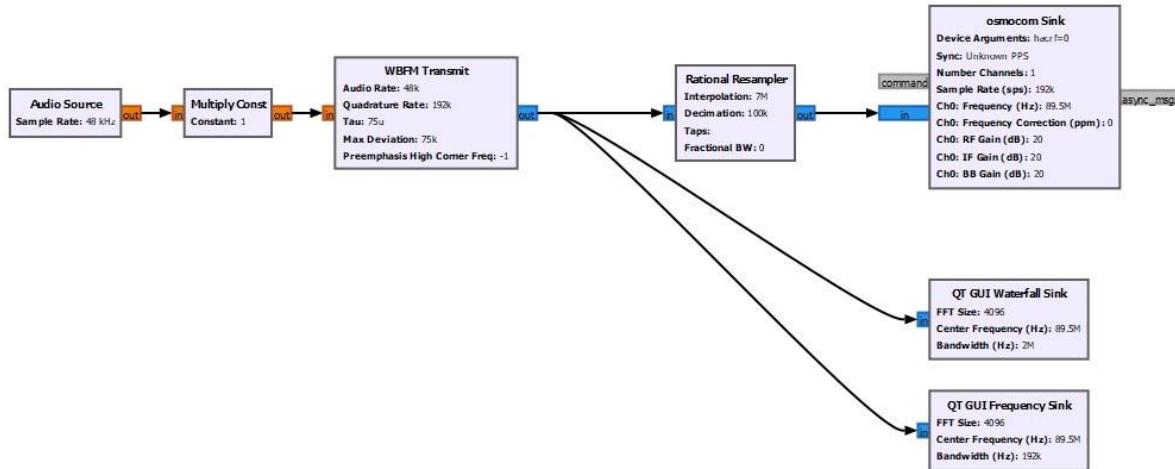


Figura 38. Transmisor de audio FM obtenido vía micrófono en GNU Radio con Hack RF One

Para este transmisor, decidimos implementar inicialmente una fuente de audio “Audio Source” que nos permite recibir audio desde un micrófono, lo que nos permitirá transmitir audio en tiempo real, como novedad y entendiendo que estamos ubicados en el transmisor, necesitaremos un bloque modulador FM “WBFM Transmit”. Ahora se ubica el bloque “Osmocom sink” el cual funciona como interfaz, en este caso para usar la SDR como transmisor ubicamos entonces una frecuencia central de 89.5MHz entendiendo que no hay ninguna emisora asignada a esta frecuencia.

Los valores de parámetros seleccionados para el bloque “Rational Resampler” dados los criterios de desempeño se encuentran indicados en la tabla 10.

Parámetro	Valor
Qr	192kHz
Decimación	$100e^3$
Interpolación	$7e^6$
Frecuencia de audio	48kHz

Tabla 10. Parámetros de entrada para bloque "Rational Resampler" en transmisor FM GNU Radio

Ahora para saber si se está realizando una transmisión exitosa, y teniendo en cuenta que ya hemos implementado un receptor FM, utilizaremos el receptor FM implementado en la antena Nuand Blade RF, centrado a la frecuencia del transmisor, en este caso 89.5MHz

Dado el funcionamiento y el entendimiento de los bloques utilizados para transmisor y receptor, se implementa una fuente de audio con una pista pre-guardada en el ordenador y se decide transmitir a la misma frecuencia 89.5MHz.

Posterior a la instalación de la interfaz ubicada en el anexo 1, se procede a implementar un transmisor FM en la herramienta simulink, el cual consta de una fuente de audio (en este caso una canción) un modulador FM, una función decimadora, un bloque constante, un convertidor y el bloque obtenido de la instalación de la interfaz, el bloque "HackRF Transmit", se agrega un bloque reproductor de audio y un analizador de espectro, el diagrama de bloques se encuentra en la figura 39.

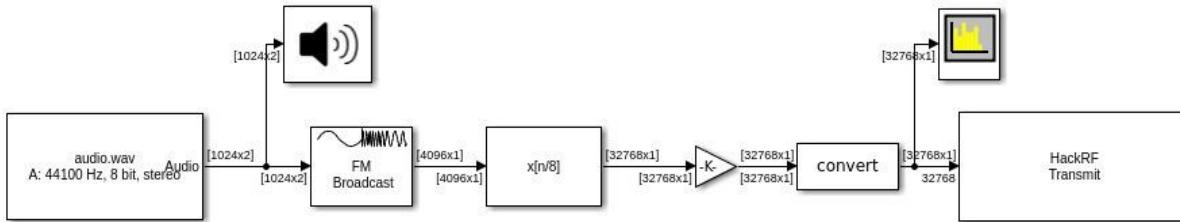


Figura 39. Transmisor de audio FM en Simulink con SDR Hack RF One

Donde respondiendo a las ecuaciones listadas para el transmisor FM obtenemos los parámetros de entrada indicados en la tabla 11.

Parámetro	Valor
SPS	$2e^6$
Ganancia k	100
Interpolación	8
Frecuencia de audio	44.1kHz

Tabla 11. Parámetros de entrada en transmisor FM MATLAB

En secciones anteriores discutimos que la frecuencia de 89.5MHz no es ocupada por ninguna emisora, por lo que decidimos utilizarla nuevamente como la frecuencia en la que transmitiremos nuestro audio, para no intervenir con la señal de emisoras,

La manera más lógica para muestrear el medio y observar si se está realizando una correcta transmisión es implementando un receptor FM en este caso en la misma herramienta, sabemos que era posible utilizar cualquiera de los receptores creados anteriormente, pero para conseguir que

todo sea más intuitivo, lógico y cómodo desde la perspectiva académica decidimos implementar el receptor FM también la herramienta Simulink brindada por MATLAB.

Como se mencionó anteriormente para recepción utilizaremos siempre la SDR Nuand Blade RF, por lo cual posterior a la instalación de la interfaz explicada en el anexo 1, usaremos el bloque de simulink “Nuand bladeRF” el cual requiere un buffer para que las muestras no se solapen o amontonen, posterior a ello el funcionamiento es similar al del transmisor, dando los valores necesarios de interpolación y decimación, utilizando el bloque “FM Broadcast” pero para demodular y la salida de audio, obtendremos el esquema necesario para la recepción y escucha de audio FM, el diagrama para el receptor FM se encuentra en la figura 40.

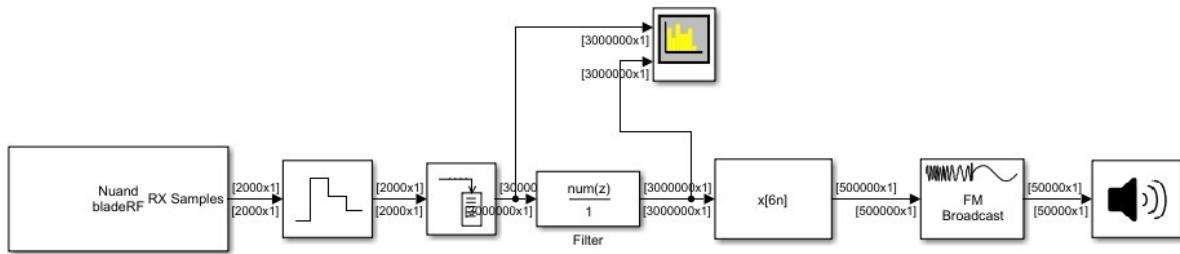


Figura 40. Receptor de audio FM en Simulink con SDR NUAND Blade RF

Donde respondiendo a las ecuaciones listadas para el receptor FM obtenemos los parámetros de entrada indicados en la tabla 12.

Parámetro	Valor
SPS	$3e^6$
Qr	500kHz
Decimación	6
Frecuencia de audio	50kHz

Tabla 12. Parámetros de entrada en receptor FM MATLAB

5.3. Transmisión digital QPSK.

Para llegar a una correcta transmisión OFDM, primero se debe entender el principio de la modulación por desplazamiento de fase, el entender correctamente la modulación en forma de constelación nos abre un paradigma para las comunicaciones 4G, por lo cual se decide implementar un transmisor QPSK, teniendo en cuenta ciertas limitaciones que posee el software MATLAB, procedemos con la implementación únicamente en GNU Radio, el diagrama del transmisor QPSK utilizando la SDR Hack RF One se encuentra en la figura 41

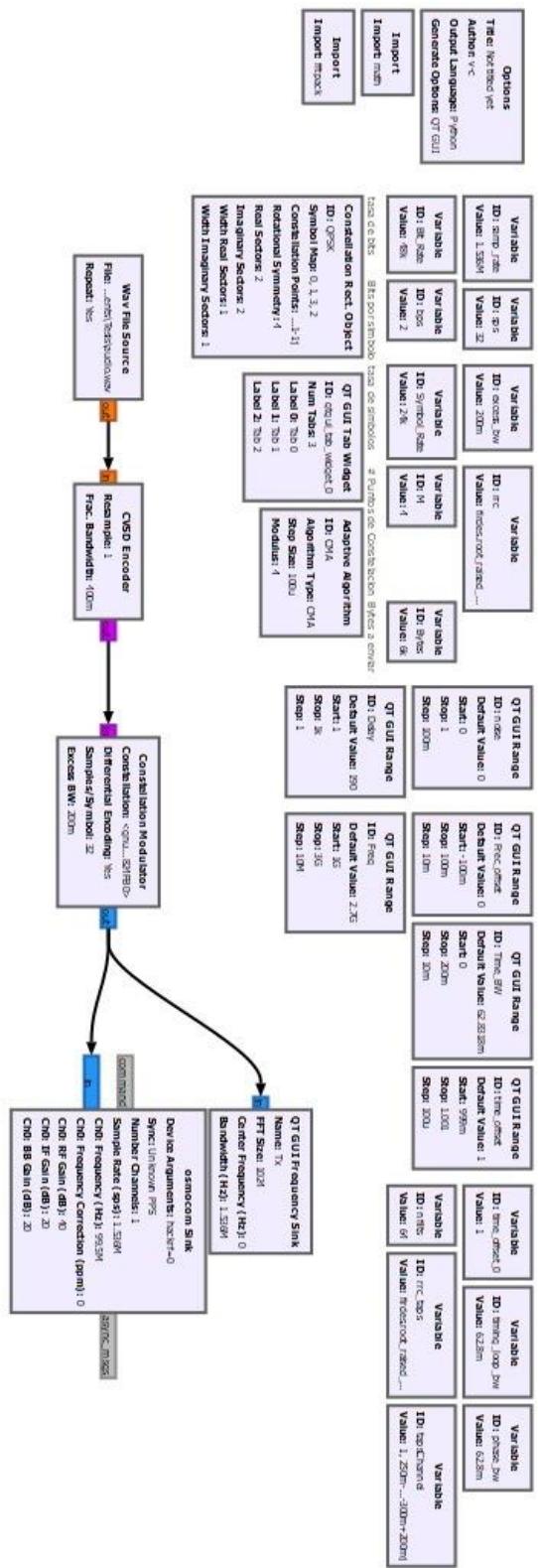


Figura 41. Transmisor QPSK de audio en GNU Radio con SDR Hack RF One¹

En este caso contamos con un bloque “Wav File Source” encargado de traer la pista de sonido y usarla como fuente, un bloque “CVSD Encoder” encargado de codificar el audio convirtiendo frecuencia a codificado a bits por muestra, posterior a ello un modulador de constelación “Constellation Modulator” definido en QPSK y por último la interfaz con nuestra SDR “Hack RF One” encargada de la transmisión.

Los parámetros de entrada para los distintos bloques se consiguen a partir de cálculos previos y se encuentran consignados en la tabla 13.

Parámetro	Valor
Bit rate	$48e^3$
M	4
Muestras por simbolo	16
Excedente de ancho de banda	0.2
Fase de ancho de banda	$\frac{2\pi}{100}$
Ancho de banda de lazo	0.0628
Numero de filtros	64

Tabla 13. Parámetros de entrada para transmisor QPSK en GNU Radio

Calculamos

$$\text{Bits por símbolo} = \text{BPS} = \log_2 M = 2 \quad (34)$$

$$\text{Tasa de simbolos} = S_R = \frac{B_R}{\text{BPS}} = 24e^3 \quad (35)$$

$$\text{Tasa de muestreo} = S_r = \text{SPS} * B_R = 768e^3 \quad (36)$$

Ahora, para verificar el correcto funcionamiento del transmisor, se decide implementar un receptor QPSK en la SDR Nuand Blade RF, el esquema de bloques del receptor QPSK se puede observar en la figura 42

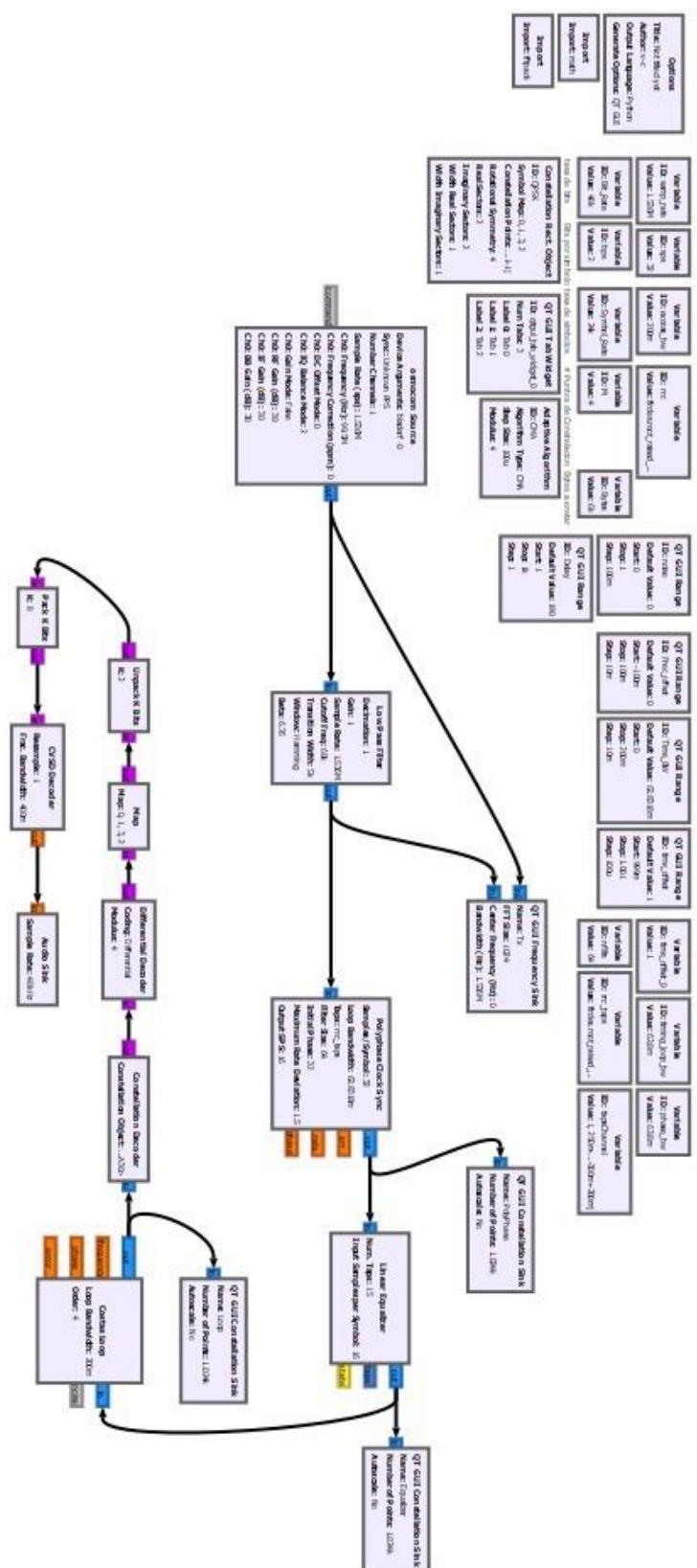


Figura 42 Receptor QPSK de audio en GNU Radio con SDR NUAND Blade RF.

Para el receptor se necesitan algunos nuevos bloques, ubicamos un filtro a la salida del receptor, en este caso para filtrar la señal lo mejor posible y aislar las frecuencias aledañas, esta señal es recibida por un bloque “Polyphase Clock Synk” encargado de realizar una sincronización de tiempo minimizando la derivada de la señal filtrada, utilizamos un bloque “Linear Equalizer” para igualar la señal mediante un filtro FIR, la señal entra posteriormente a un bloque “Costas Loop” encargado de recuperar la portadora de bucle de costas (esto nos brinda mayor sincronización”, ubicamos entonces el decodificador de constelación “Constellation Decoder” para demodular la señal con QPSK, la señal continua por un tratamiento encargado de convertir la señal en audio, de esta manera la salida es el mismo audio enviado previamente. Los parámetros de entrada necesarios en los bloques satisfacen los mismos valores ubicados en transmisor.

Para los taps en el bloque “Polyphase Clock Synk” utilizamos un filtro coseno elevado el cual calculamos con la siguiente función (propia de GNU Radio)

```
firdes.root_raised_cosine=(nfiltts,nfiltts,1.0/float(sps),0.35,  
11*sps*nfiltts)
```

5.4. Transmisión OFDM.

Antes de abordar una transmisión real OFDM y entendiendo su complejidad se decide implementar una simulación que nos permita entender correctamente el funcionamiento de la transmisión, en esencia esto se realiza para saber que esperar tanto de la implementación como de los resultados de una transmisión OFDM real. Para esto decidimos usar el software MATLAB con su herramienta Simulink para el cual se implementa el diagrama de bloques presentado en la figura 43 (Si no se aprecia correctamente más adelante se explicará el funcionamiento etapa por etapa)

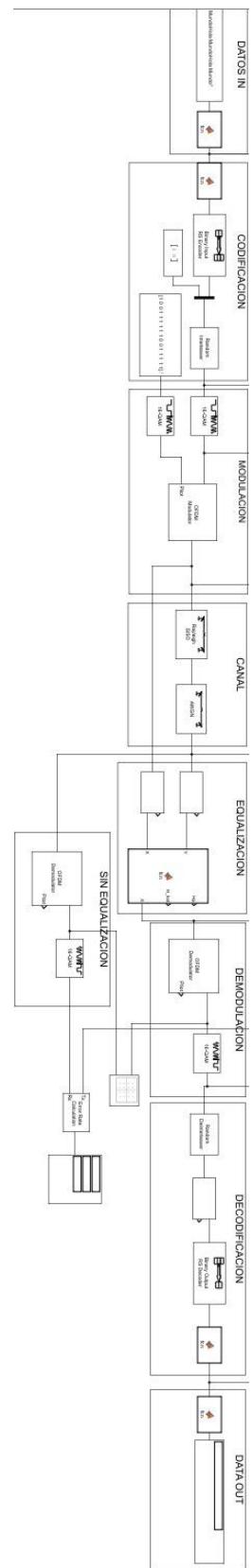


Figura 43. Modelo OFDM para transmisión de una cadena de caracteres en Simulink

La primera etapa consta de una fuente de texto en formato char seguida de un bloque “Chart o Binary” encargado de convertir a formato binario



Figura 44. Etapa 1 Modelo OFDM: Datos de entrada

El bloque “Chart o Binary” funciona a partir del siguiente código

```
function y = fcn(u)
Txt = char(u);
unicode = uint8 (Txt); %conversion para 8 bits
Bits = zeros(240,1);cont = 1;
for i = 1 : 30
    Aux1 = dec2bin(unicode(1,i),8);
    for j = 1: 8
        Bits(cont,1) = bin2dec(Aux1 (1,j));
        cont = cont +1;
    end
end
y = Bits;
```

La segunda etapa posee un bloque “Scrambler” encargado reducir la longitud de las cadenas de 0 o 1 en una señal transmitida, su salida va conectada a un bloque “Binary Input RS Encoder” el cual aplica codificación de tipo Reed-Solomon, el resultado de este bloque se suma a un vector y va al bloque “Random Interleaver” que se emplea para convertir los errores de ráfaga en errores aleatorios.

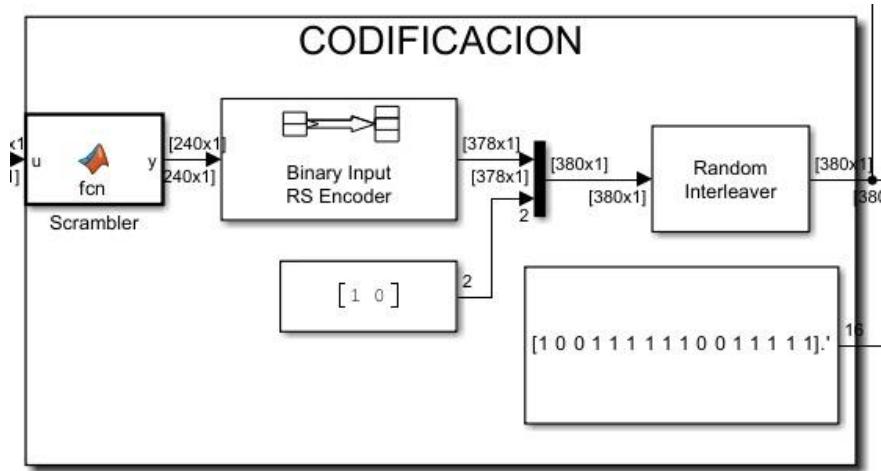


Figura 45. Etapa 2 Modelo OFDM: Codificación

El bloque “Scrambler” funciona a partir del siguiente código

```
function y = fcn(u)
scramInit = 25;
scrambledData = wlanScramble(u,scramInit);
y = scrambledData;
```

El bloque “Binary Input RS Encoder” funciona a partir del siguiente resultado para sus valores k y N

```
clc
Txt = char("Hola MundoHola MundoHola Mundo");
unicode = uint8 (Txt); %conversion para 8 bits
Nbts = length(unicode)*8;
P = 6; %Los símbolos del código son secuencias binarias de Longitud M
N = 2^P -1;
Kmax = N-2; % Kmax rango [1 Kmax]
K = Nbts/P
```

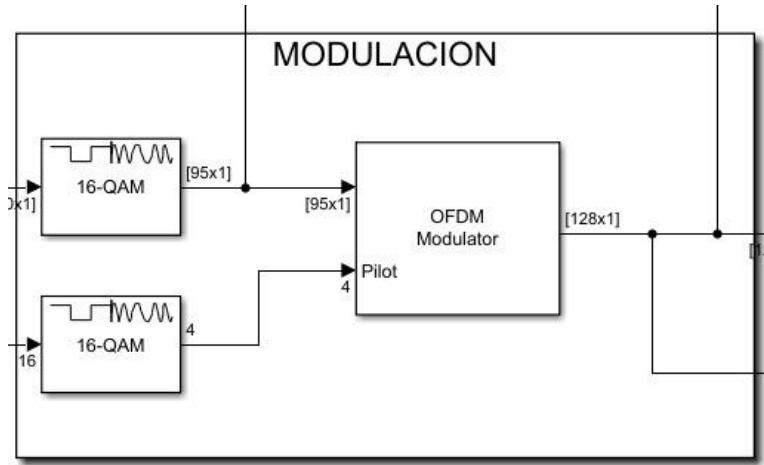


Figura 46. Etapa 3 Modelo OFDM: Modulación

La tercera etapa cuenta con un bloque modulador “16QAM”, y un modulador OFDM “OFDM modulator” el cual recibe tanto la data como las portadoras piloto como parámetros de entrada para posterior a ello realizar la modulación OFDM.

El objetivo ahora es visualizar y calcular las portadoras y su respectiva distribución de pilotos, bandas de guarda y portadoras de datos, lo cual se consigue con el siguiente código

```

N= 128;
CP = 12;
Nfft = N-CP;
Bguard = 16;
BguardHigh = 8;
BguardLow = 8;
Pilot = 4;
pilotIndex = [23;39;67;82];
DcCarrier = 1;
Nused = Nfft - Bguard ;
Ndata = Nused - Pilot - DcCarrier;
%Ber mapping data
ofdmMod = comm.OFDMModulator();
ofdmMod.FFTLength = Nfft-CP;
ofdmMod.NumGuardBandCarriers = [BguardLow;BguardHigh];
ofdmMod.InsertDCNull = true;
ofdmMod.CyclicPrefixLength = CP;
ofdmMod.NumSymbols = 1;
ofdmMod.PilotInputPort = true;
ofdmMod.PilotCarrierIndices = pilotIndex;
showResourceMapping(ofdmMod);

```

Lo cual nos permite visualizar el mapeo de las portadoras, como se muestra en la figura 47

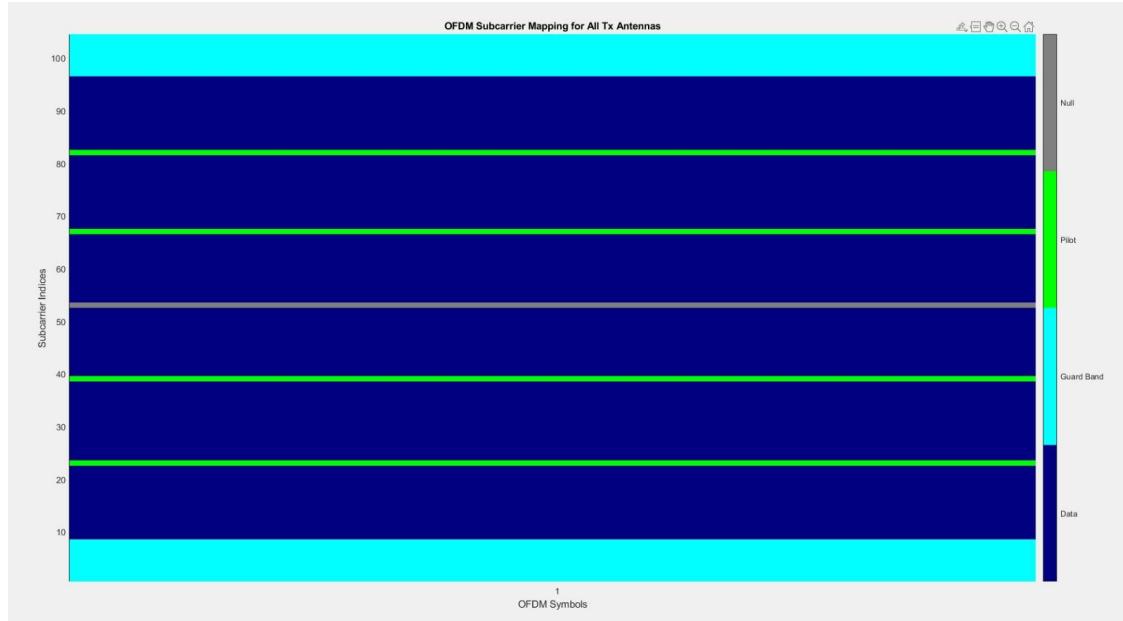


Figura 47. Mapeo de portadoras en Simulacion OFDM

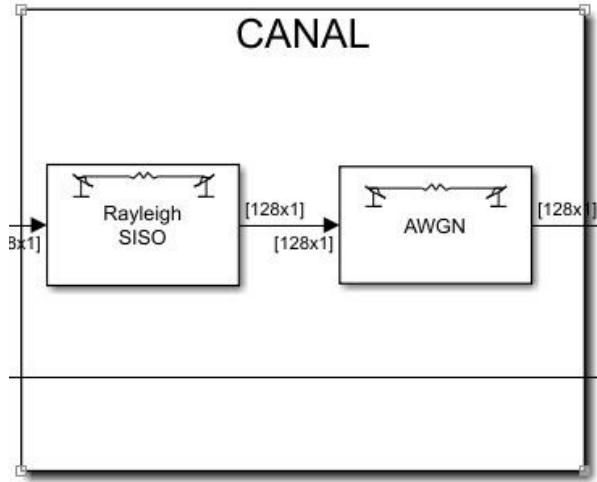


Figura 48. Etapa 4 simulacion OFDM: Canal

La cuarta etapa cuenta con dos bloques, en primer lugar, el bloque “Rayleigh SISO” encargado de asignar un canal a 4 taps y el bloque “AWGN” asigna ruido blanco para emular un canal más cercano a la realidad. Los parámetros obtenidos son

```
[0 -3 -6 -9] PATH GAINS
DELAYS 0.5e-09*[0 0.2000 0.4000 0.8000]
SNR =55 dB
```

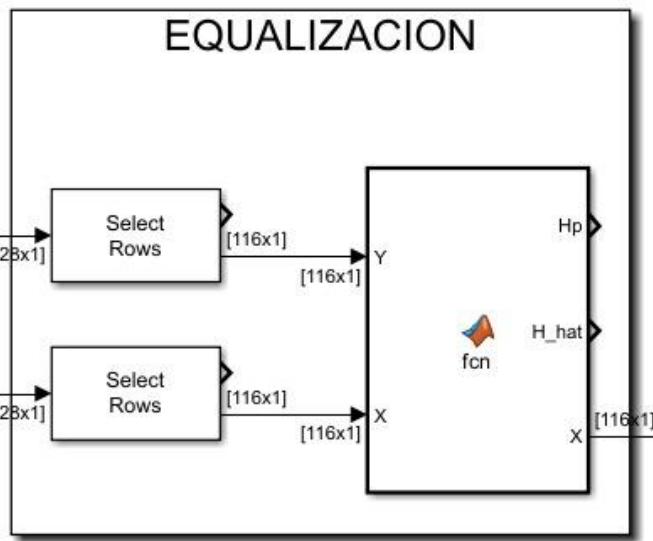


Figura 49. Etapa 5 Modelo OFDM: Estimación y ecualización

La quinta etapa se encarga de utilizar un algoritmo de mínimos cuadrados (LS) para estimar el canal junto con las portadoras piloto.

El bloque “LS” funciona a partir del siguiente código

```
function [Hp, H_hat,X] = fcn(Y,X)
IdxPilot = [23;39;67;82]; %[12; 26; 40; 54]-6;
%calculando la FFT
Yp = Y(IdxPilot);
Xp = X(IdxPilot);
%matriz piloit
Xp = diag(Xp);
Hp = inv(Xp)*Yp;
H_hat = (interp1 (IdxPilot,Hp,1:116, 'spline', 'extrap')).';
X = Y./H_hat;
[Hp];%=[0;0;0;0];
```

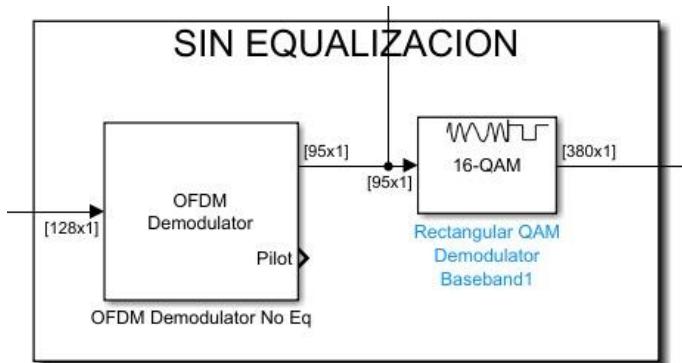


Figura 50. Etapa 6 Modelo OFDM. Demodulación sin ecualización

La sexta etapa posee un bloque demodulador “OFDM Demodulator” encargado de demodular la señal en este caso sin ecualización para comparar los resultados y se envia a un bloque de diagrama de constelación para observar el resultado obtenido, adicional a ello pasa por un bloque “Error Rate Calculation” encargado de encontrar el porcentaje de error.

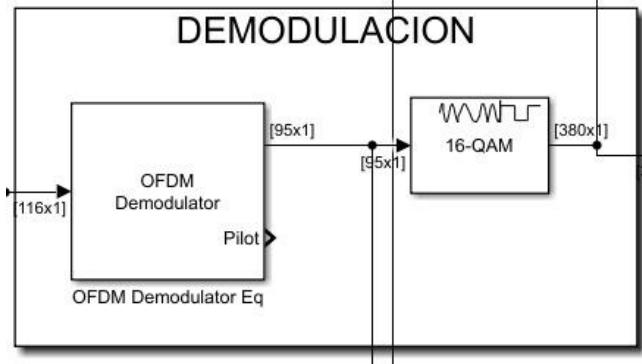


Figura 51. Etapa 7 Modelo OFDM: Demodulacion

La séptima etapa cuenta con el mismo bloque “OFDM Demodulator” encargado de demodular la señal obtenida de la estimación de canal y la envia a un bloque demodulador 16QAM.

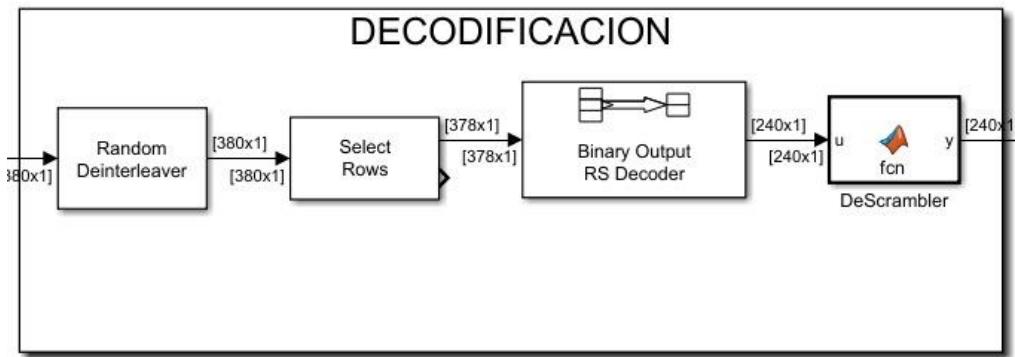


Figura 52. Etapa 8 Modelo OFDM: Decodificación

La octava etapa posee la contraparte de la segunda etapa, es decir con los bloques utilizados hacemos el proceso inverso y recuperamos la señal, pasando por un bloque “Random Deinterleaver” y un “Binary Output RS Decoder”, para por último hacer el proceso inverso de Scrambler con el bloque “DeScrambler” y recuperar los datos.

El bloque “DeScrambler” funciona a partir del siguiente código

```

function y = fcn(u)
scramInit = 25;
descrambledData = wlanScramble(u,scramInit);
y = descrambledData;

```

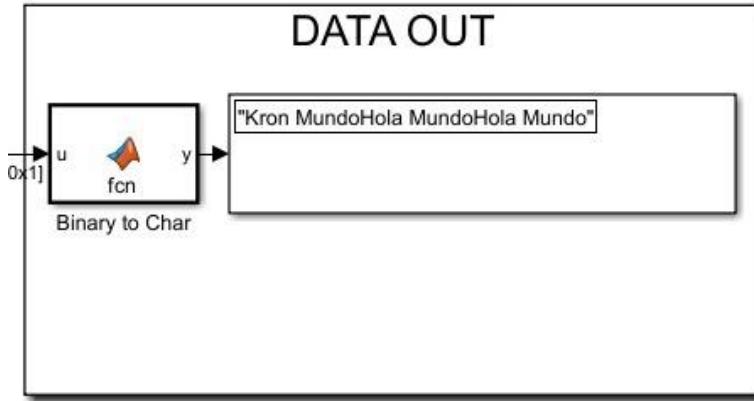


Figura 53. Etapa 9 Modelo OFDM: Datos de salida

La novena y última etapa calcula el error de bit y posee un bloque conversor “Binary to Char” encargado de recuperar la data en formato de texto.

El bloque “Binary to Char” funciona a partir del siguiente código

```
function y = fcn(u)
aux2 = '00000000';
%conversion en unicode
unicodeR = zeros(1,30);
cont = 0;
for j = 1: 30
    for i = 1+cont: 8 + cont
        aux2(1,i-cont) = dec2bin (u(i,1));
    end
    cont = cont + 8;
    unicodeR(1,j) = bin2dec (aux2);
end
TxTR = convertCharsToStrings(char(unicodeR));
y = TxTR;
```

Procedemos con la implementación de un transmisor OFDM en GNU Radio con la SDR Hack RF One, el esquema implementado se encuentra en la figura 54.

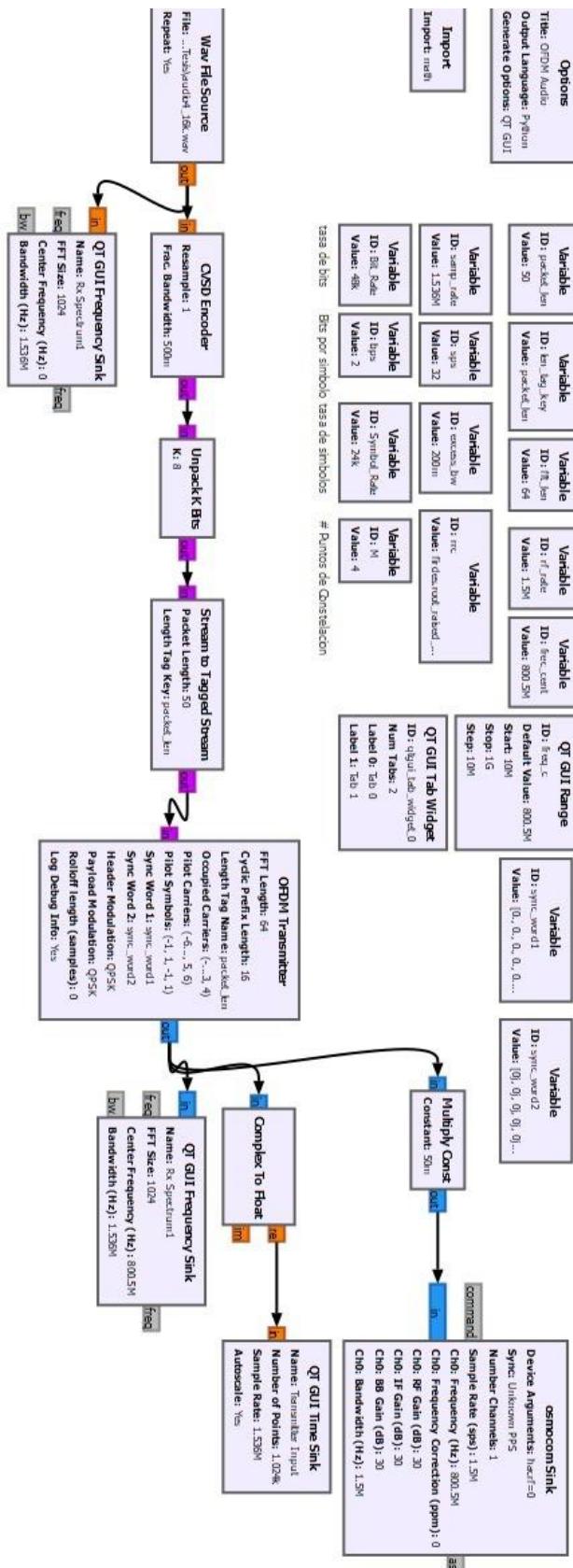


Figura 54. Transmisor de audio OFDM en GNU Radio con SDR Hack RF One

Para el transmisor OFDM partimos de una fuente de audio, en este caso una pista musical, la cual al igual que en la transmisión BPSK pasará por un bloque “CVSD Encoder”, su salida va conectada a un desempaquetado de bits que a su vez va conectado a un bloque “Stream to Tagged Stream” encargado de agregar etiquetas de longitud en intervalos regulares, el bloque principal de este transmisor es el bloque “OFDM Transmitter” el cual recibe todos los parámetros necesarios para brindar una correcta modulación OFDM, como lo es el tamaño la FFT, de su prefijo cíclico, la asignación de las portadoras ocupadas, las portadoras piloto y los símbolos piloto, adicional a la elección del tipo de modulación que en este caso será QPSK. Posterior al bloque de modulación OFDM esta data será enviada a la SDR Hack RF One, no sin antes agregar una pequeña atenuación. Los parámetros de entrada para el bloque “OFDM Transmitter” se encuentran listados en la tabla 14.

Parámetros	Valor
Ancho de banda	1.5 MHz
Longitud FFT	64
Δ_f	23.438kHz
Tasa de bits	3Mbit/s
Prefijo cíclico	12
Portadoras ocupadas	(-4,-3,-2,-1,1,2,3,4)
Portadoras piloto	(-6,-5,5,6)
Símbolos piloto	(-1,1,-1,1)

Tabla 14. Parámetros de entrada para bloque "OFDM Transmitter" en transmisor OFDM GNU Radio

Y las palabras de sincronización se encuentran en las ecuaciones 37 y 38.

$$\begin{aligned} PalSinc1 = & [0., 0., 0., 0., 0., 0., 1.41421356, 0., -1.41421356, 0., 1.41421356, 0., \\ & -1.41421356, 0., -1.41421356, 0., -1.41421356, 0., 1.41421356, 0., \\ & -1.41421356, 0., 1.41421356, 0., -1.41421356, 0., -1.41421356, 0., \\ & -1.41421356, 0., -1.41421356, 0., 1.41421356, 0., -1.41421356, 0., \\ & 1.41421356, 0., 1.41421356, 0., 1.41421356, 0., -1.41421356, \\ & 0., 1.41421356, 0., 1.41421356, 0., 1.41421356, 0., -1.41421356, 0., \\ & 1.41421356, 0., 1.41421356, 0., 1.41421356, 0., 0., 0., 0., 0.] \quad (37) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} PalSinc2 = & [0j, 0j, 0j, 0j, 0j, (-1 + 0j), (-1 + 0j), (-1 + 0j), (-1 + 0j), (1 + 0j), (1 \\ & + 0j), (-1 + 0j), (-1 + 0j), (-1 + 0j), (1 + 0j), (-1 + 0j), (1 + 0j), (1 \\ & + 0j), (1 + 0j), (1 + 0j), (1 + 0j), (-1 + 0j), (-1 + 0j), (-1 + 0j), (1 \\ & + 0j), (-1 + 0j), (1 + 0j), (-1 + 0j), (-1 + 0j), (1 + 0j), (1 + 0j), (1 \\ & + 0j), (1 + 0j), (-1 + 0j), (1 \\ & + 0j), (-1 + 0j), (-1 + 0j), (1 + 0j), (-1 + 0j), (1 + 0j), (-1 + 0j), (-1 \\ & + 0j), (-1 + 0j), (0j, 0j, 0j, 0j, 0j)] \quad (38) \end{aligned}$$

Y dado que partimos de una modulación QPSK para nuestra anterior sección los tipos de modulación que utilizaremos tanto para la cabecera como para carga será QPSK igualmente, para este ejercicio en concreto no utilizaremos Header, por lo cual su valor será cero.

Para verificar el correcto funcionamiento del transmisor OFDM, se procede con la implementación de un receptor OFDM en GNU Radio con la SDR NUAND Blade RF, el ideal será recuperar la pista enviada en el transmisor OFDM. El diagrama implementado para el receptor OFDM se encuentra en la figura 55.

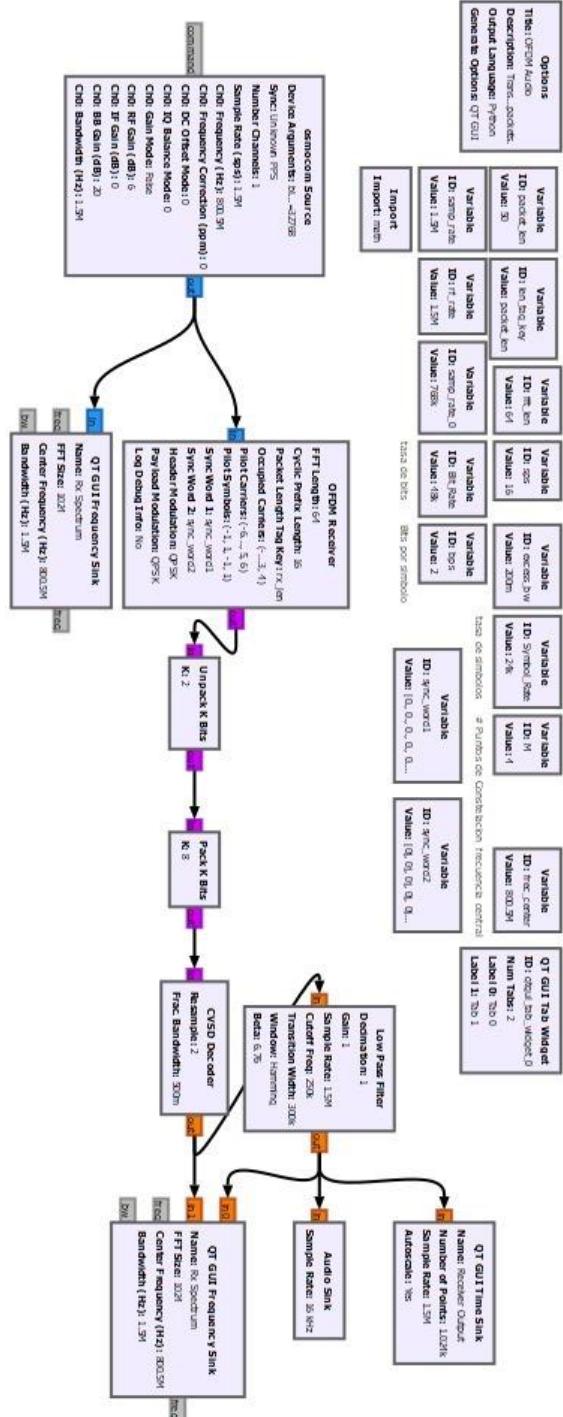


Figura 55. Receptor de audio OFDM en GNU Radio con SDR NUAND Blade RF

El receptor consta de un bloque “OFDM Receiver” con los mismos parámetros de entrada del bloque “OFDM Transmitter”, a esta salida se le aplica un desempaquetado de bits con el bloque “Unpack K Bits” para luego empaquetar en Bytes con el bloque “Pack K Bits”, se utiliza el ya mencionado “CVSD Decoder” y se pasa esta señal por un filtro “Low Pass Filter” encargado de aislar la información de frecuencias aledañas y llegando así a nuestro bloque “Audio Sink” encargado de reproducir la melodía obtenida.

Ahora se propone la transmisión de una cadena de bits esto lo conseguimos con un bloque “VectorSource” el cual nos proveerá los valores del 0 al 50 en orden, el diagrama propuesto es similar, pero con distinta fuente al del transmisor de audio OFDM y se puede observar en la figura 56.

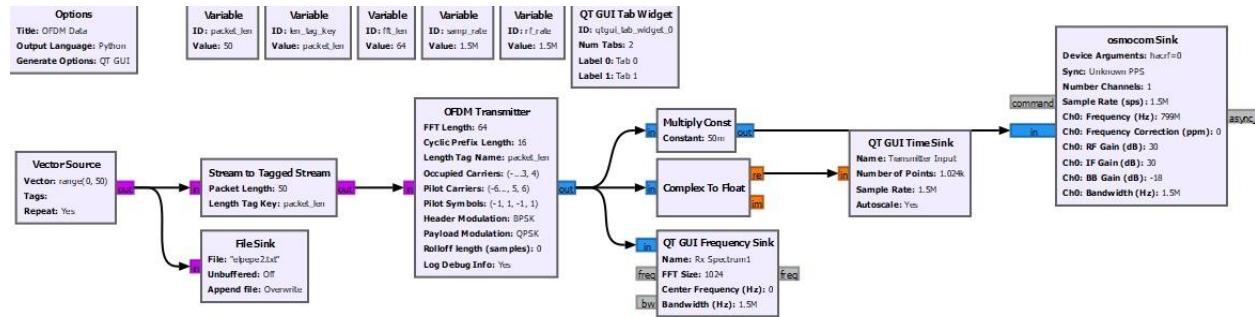


Figura 56. Transmisor de datos OFDM en GNU Radio con Hack Rf One

De igual manera, para implementar un receptor OFDM que nos recupere la cadena de bits enviada en el transmisor de datos OFDM, procederemos a usar nuevamente el diagrama de bloques del receptor de audio OFDM, pero cambiando el archivo de salida a un documento TXT, este cambio se hace tanto en transmisor como en receptor para que al comparar el archivo origen y el archivo obtenido tras la modulación se utilice un algoritmo creado en Matlab para encontrar el BER. El diagrama del receptor de datos OFDM se encuentra en la figura 57.

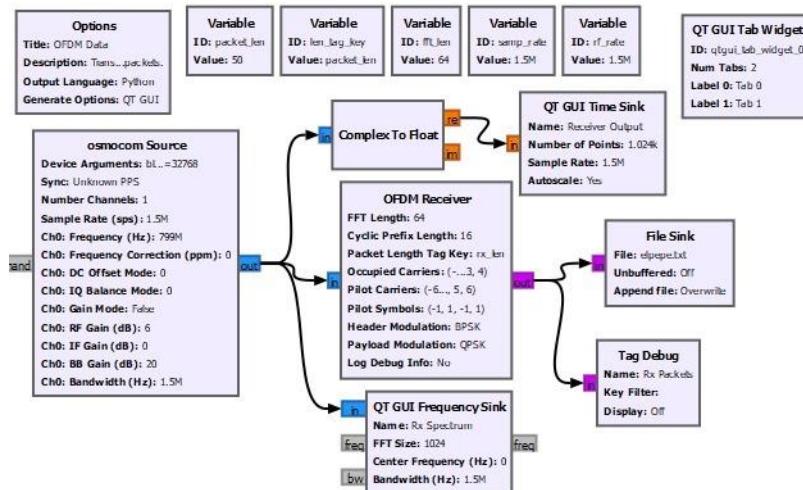


Figura 57. Receptor de datos OFDM en GNU Radio con Hack Rf One

El algoritmo mencionado anteriormente se encarga de comparar los archivos, tanto el original como el archivo obtenido tras la demodulación OFDM y hace una comparación fila a fila para encontrar el error, dado que existe un tiempo de espera entre la ejecución del transmisor y el receptor, se vuelve importante la eliminación de este desfase para conseguir que la comparación de filas sea la correcta, los códigos tanto para corrección de desfase como para comparación de bits y cálculo de BER se encuentran a continuación

```
%Ber y corrección de desfase
clc
clear
f = fopen('archivooriginal.txt', 'rb');
values = fread(f, Inf, "uint8");
f2 = fopen('archivorecuperado.txt', 'rb');
values2 = fread(f2, Inf, "uint8");
%%
clc
bits = 223; %% tamaño de la trama enviada
L = length(values2)-bits + 1
bitIn = values(1:bits);
Errors = zeros(L,1);
for i = 1:L
    bitOut = values2(i:bits+i-1);
    Errors(i) = biterr(bitIn,bitOut);
end

[error,I] = min(Errors)
ErrorP1 = error*100/bits;
[error2,I2] = max(Errors);
ErrorP2 = error2*100/bits;
bitsp = values2(I:I+bits-1);
errorP = biterr(bitIn,bitsp);

%comparación de archivos
f=fopen("archivooriginal.txt",'rb');
in=fread(f,Inf,"uint8")
f2=fopen("archivorecuperado.txt",'rb');
out=fread(f2,Inf,"uint8");
v1=out(1:length(in));
error=biterr(v1,in);
```

Posterior a las implementaciones mencionadas se hace el ejercicio de implementar la trama IEEE 802.11a para sentar unas bases que nos permitan afirmar que tenemos una transmisión 4G, se implementa entonces el transmisor OFDM con trama IEEE 802.11^a

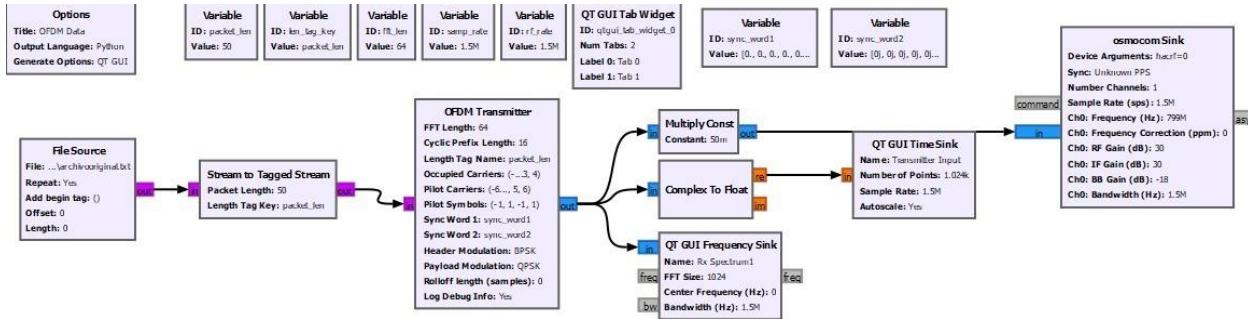


Figura 58. Transmisor OFDM con trama IEEE 802.11a

Posterior a la implementación del transmisor OFDM con trama IEEE 802.11a y sabiendo que el transmisor OFDM hace utilización de las palabras de sincronización, no se hace necesaria la construcción del preámbulo, pero si el encabezado y la respectiva data, los cuales crearemos utilizando MATLAB para este caso específico.

Utilizamos entonces un texto como data, el texto en mención es “Hola MundoHola Mundo”, asignamos un rate de 4 bits 0101 y un padding de 17 bits (todos en cero), el siguiente código pretende construir toda la trama IEEE 802.11a explicada en el marco teórico.

```

clc
clear
TextTx = 'Hola MundoHola Mundo';
u8TX = uint8(TextTx);
a1=dec2bin(u8TX,8);
a2 = '';
for i = 1:Length(a1)
    a2 = [a2 a1(i,:)];
end
a2 = a2';
data = bin2dec(a2);

%%PLCP Physical Layer Convergence
%%SYMBOL SIGNAL

%% simbolo de configuracion
%%QPSK 1/2
%bits
RATE = 4;
R=1;
P=1;
RESERVED = 1;
LENGTH = 12; % numero de octetos a transmitir
TAIL = 6;
rate = [0 1 0 1]';

```

```

r = 0;
tail = [0 0 0 0 0 0]';
SERVICE = 16;
service = ones(SERVICE,1);
Nbpsc = 2;
Ncbps = 96;
Ndbsps = 48;
NDATA = SERVICE+Length(data); %debe ser multiplo de Ndbsps
Length = bin2dec(dec2bin(NDATA/8,LENGTH)');
PAD = (Ndbsps*(round(NDATA/Ndbsps))+1) - NDATA;
pad = zeros (PAD,1);
a4= mod(RATE+R+LENGTH+P+TAIL+SERVICE+NDATA+TAIL+PAD,2);
if a4 == 0; p=1; else p=0; end
PLCPHeader = [rate;r;Length;p;tail;service];
SIGNAL = [rate;r;Length;p;tail];
DATA = [service;data;tail;pad];
Nsym= (NDATA+PAD)/Ndbsps;
FRAMEIEEE80211aTX = [SIGNAL;DATA];
%%
% escribir archivo
fileID = fopen('archivooriginal.txt', 'wb');
fwrite(fileID,FRAMEIEEE80211aTX);

```

Ahora procedemos con la implementación del receptor OFDM con trama IEEE 802.11a.

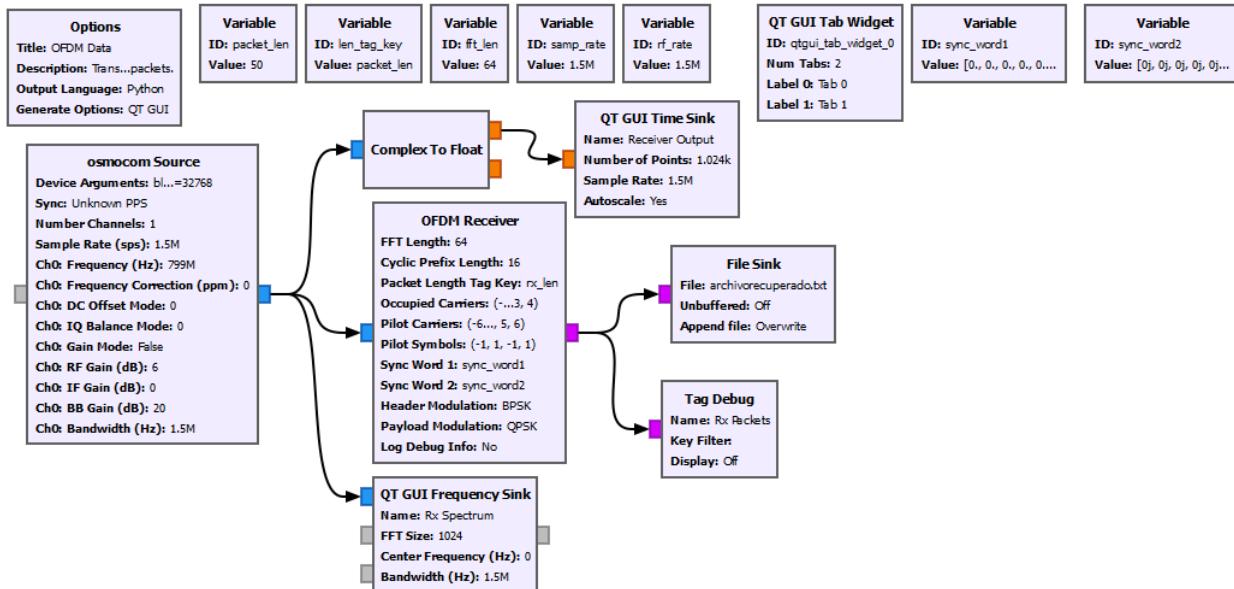


Figura 59. Receptor OFDM con trama IEEE 802.11a

Para obtener la data, extraemos del frame los bits pertenecientes a las configuraciones respectivas (rate y bit de paridad) y los datos pertenecientes al texto que deseamos recibir. El código que reconstruye esta trama se encuentra listado a continuación

```
%%
%Leer archivo

f = fopen('archivorecuperado.txt', 'rb');
FRAMEIEEE80211aRX = fread(f, Inf, "uint8");

rateRx = FRAMEIEEE80211aRX(1:RATE);
rRX = FRAMEIEEE80211aRX(RATE+1);
LengthRX = FRAMEIEEE80211aRX(RATE+R+1:RATE+R+LENGTH);
pRx = FRAMEIEEE80211aRX(RATE+R+LENGTH+P);
tailRX = FRAMEIEEE80211aRX(RATE+R+LENGTH+P+1:RATE+R+LENGTH+P+TAIL);
serviceRX =
FRAMEIEEE80211aRX(RATE+R+LENGTH+P+TAIL+1:RATE+R+LENGTH+P+TAIL+SERVICE);
dataRx =
FRAMEIEEE80211aRX(RATE+R+LENGTH+P+TAIL+SERVICE+1:RATE+R+LENGTH+P+TAIL+SERVICE+length(data));

%%BER
BER = biterr(FRAMEIEEE80211aTX, FRAMEIEEE80211aRX);
BERdata = biterr(data, dataRx);

%%
% convertir a char
a4 = dec2bin(dataRx);
u8RX = zeros(1, length(dataRx)/8);
for i = 1:Length(dataRx)/8
    a5 = a4(1:8,1);
    u8RX(1,i) = bin2dec(a5');
    a4 = a4(9:Length(a4));
end
u8RX = uint8(u8RX);
TextRx = char(u8RX);
```

6. Resultados

6.1. Transmisión FM

A partir de la implementación de los receptores FM tanto en la SDR NUAND Blade RF como en la SDR Hack RF One, podemos observar los diagramas de cascada y los espectros para la frecuencia 90.4MHz (LA UD FM Estéreo).

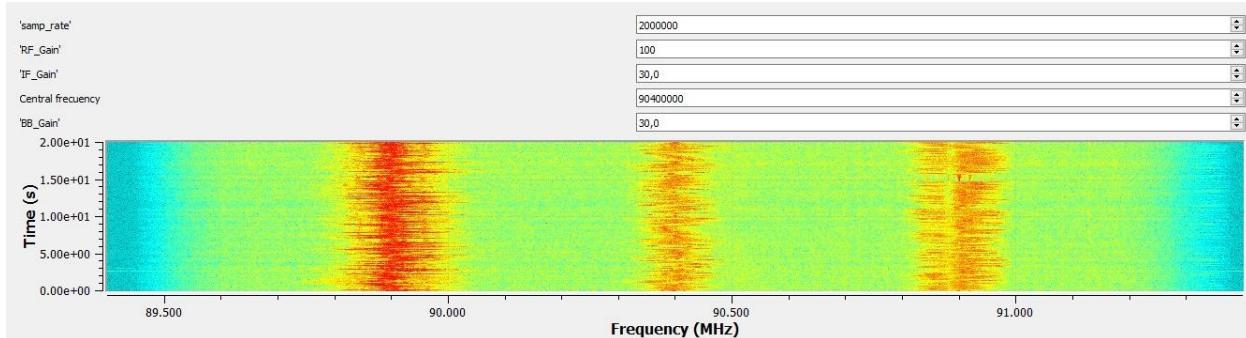


Figura 60. Diagrama de cascada centrado en la frecuencia 90.4MHz para receptor FM en GNU Radio con NUAND Blade RF

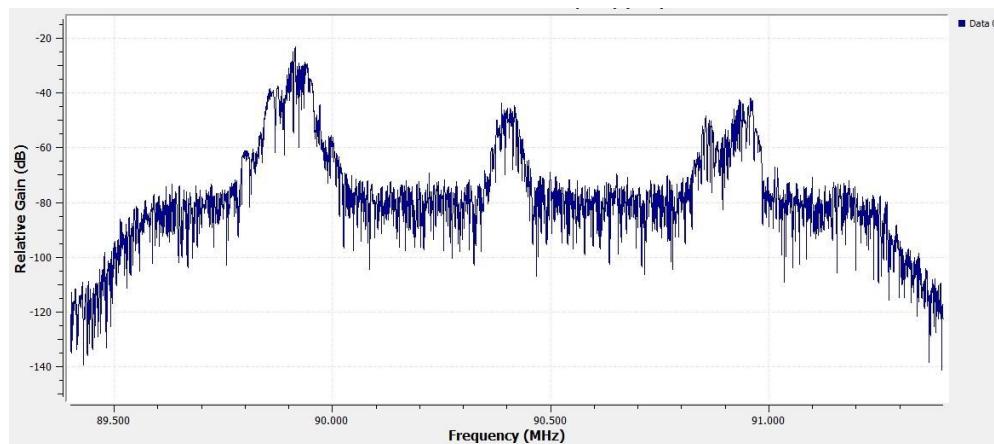


Figura 61. Espectro centrado en la frecuencia 90.4MHz para receptor FM en GNU Radio con NUAND Blade RF

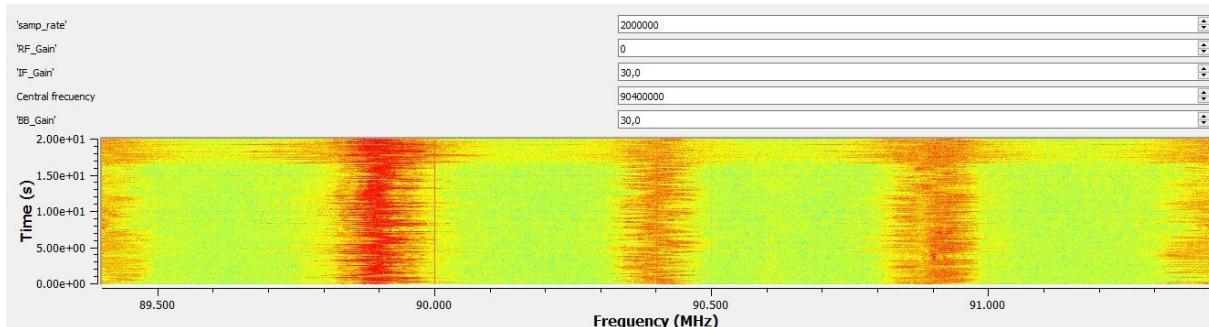


Figura 62. Diagrama de cascada centrado en la frecuencia 90.4MHz para receptor FM en GNU Radio con Hack RF One

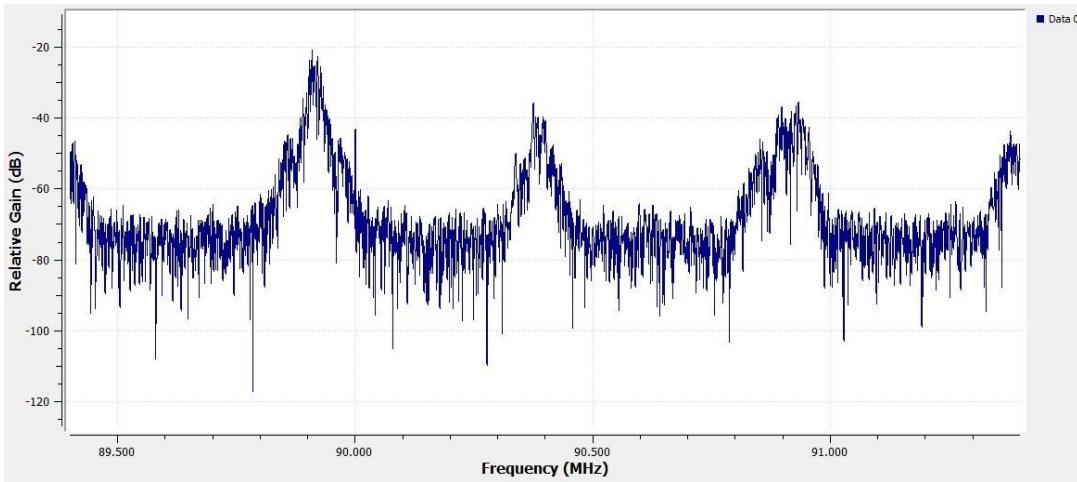


Figura 63. Espectro centrado en la frecuencia 90.4MHz para receptor FM en GNU Radio con Hack RF One

La sintonización para la emisora mencionada es satisfactoria, adicional a que podemos observar el espectro de la emisora a la que apuntamos también podemos observar el espectro de las emisoras cercanas, el audio conseguido es muy bueno, a pesar de ciertas diferencias en la potencia de llegada los resultados para sintonizar FM con las dos SDR fue satisfactorio.

La siguiente prueba está dada por la implementación de un transmisor de audio con modulación FM en la SDR Hack RF One, teniendo en cuenta que no nos es posible muestrear el medio, ubicamos un diagrama de casacada y un espectro en la entrada de la interfaz del bloque “Osmocom Source” esto nos permite apreciar la señal antes de que llegue al medio de transmisión, los diagramas se pueden observar en la figura 64.

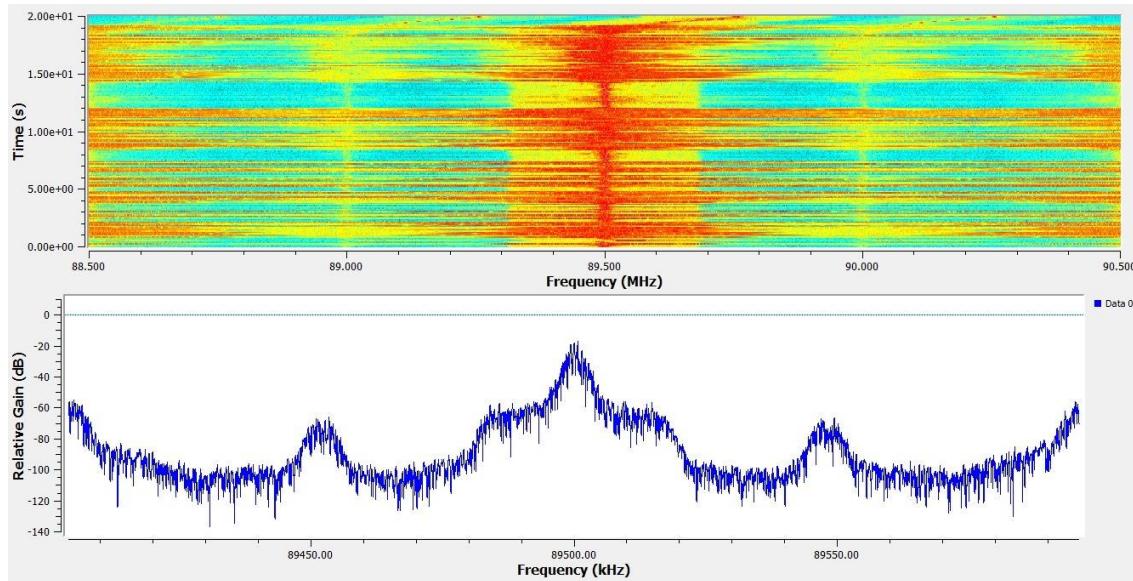


Figura 64. Diagrama de cascada y espectro de transmisión de audio en tiempo real centrado en 89.5MHz en GNU Radio con Hack RF One

Entendiendo que el resultado final de la transmisión depende de la recepción se muestran los diagramas de cascada y espectro obtenidos a la salida del receptor (NUAND Blade RF)

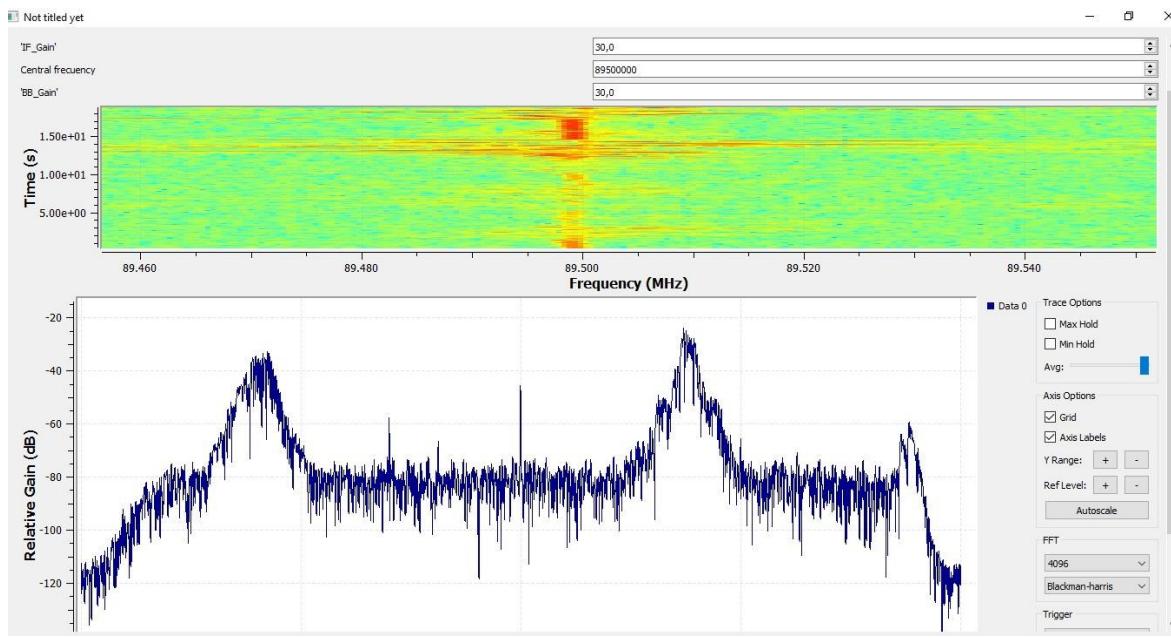


Figura 65. Diagrama de cascada y espectro para prueba de recepción de audio en tiempo real centrado en 89.5MHz en GNU Radio con NUAND Blade RF

A pesar de que el espectro muestre una señal un poco más débil, el audio recibido es muy bueno, se entiende que esto es causado por limitaciones especialmente dadas por el micrófono que funcionó como fuente, para descartar problemas en la transmisión se implementó la transmisión de una pista musical en lugar de transmisión de audio vía micrófono, el diagrama de cascada y el espectro obtenidos antes de que la señal salga al medio se encuentran en la figura 66.

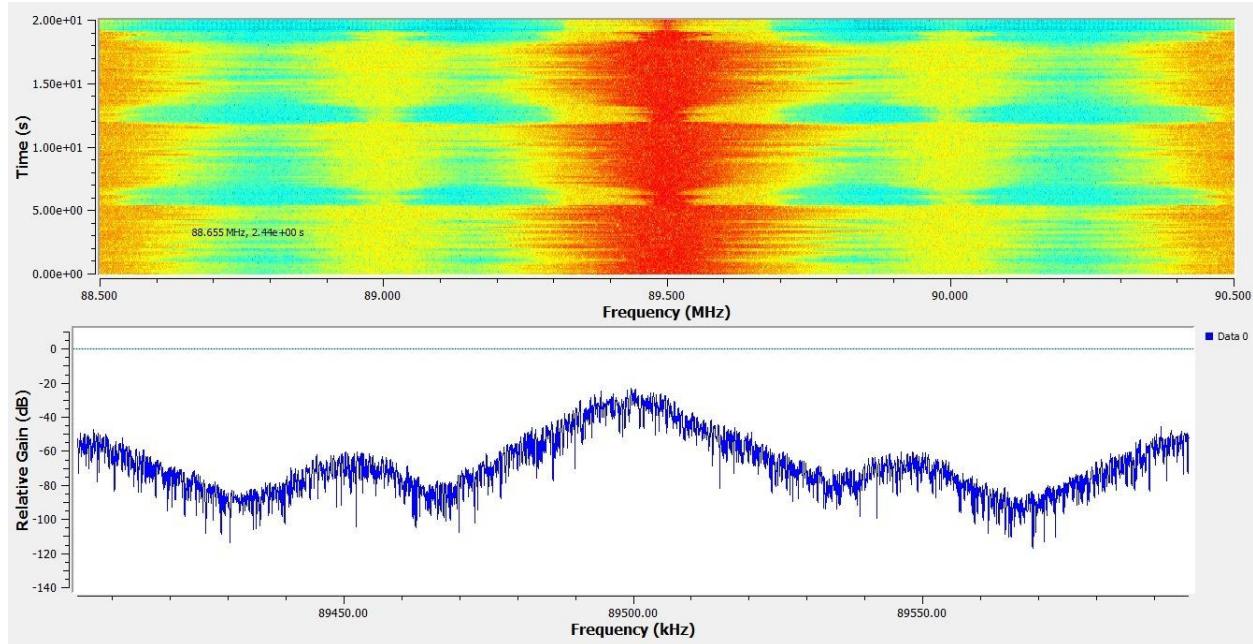


Figura 66. Diagrama de cascada y espectro de transmisión de canción en la frecuencia 89.5 MHz en GNU Radio con Hack RF One

El espectro recuperado en el receptor FM es óptimo, la música en este caso suena con gran calidad y es muy fiel a la muestra original, esto nos indica que en efecto no hay problemas en la transmisión y que la pobreza del audio generado vía micrófono está dada por problemas del dispositivo y no de la transmisión, los diagramas tanto de cascada como de espectro se encuentran en la figura 67.

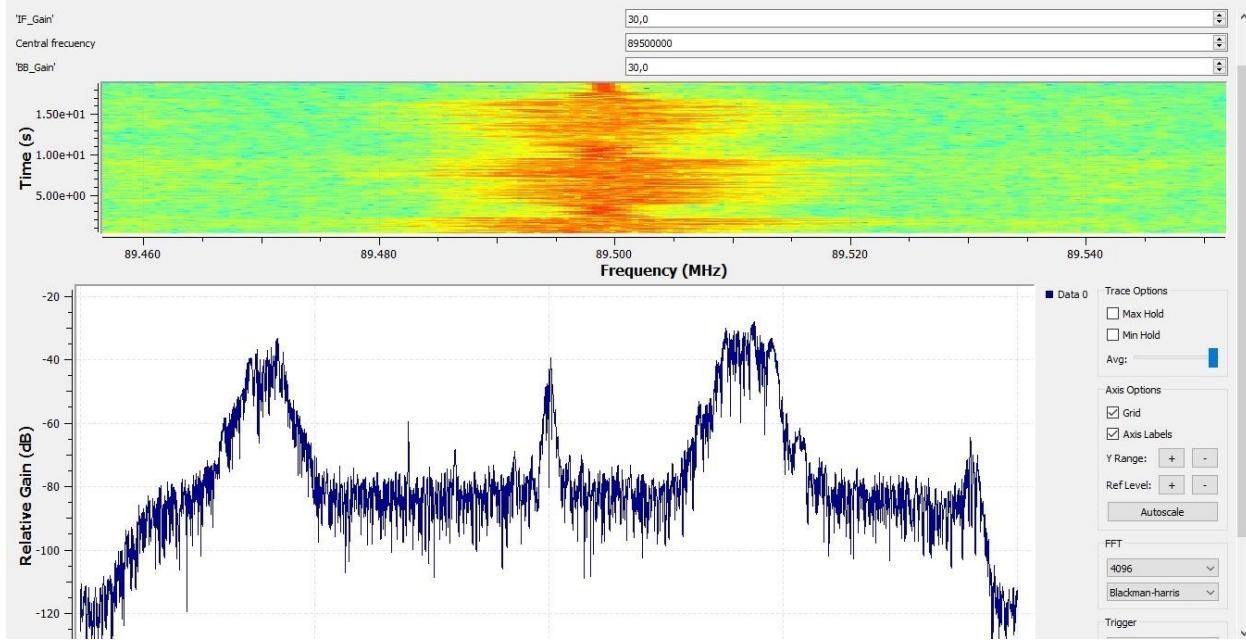


Figura 67. Diagrama de cascada y espectro para prueba de recepción de canción centrado en 89.5MHz en GNU Radio con NUAND Blade RF

Dado el cambio de interfaz, ahora en el software MATLAB, el espectro de salida del transmisor FM en Simulink se encuentra en la figura 68.

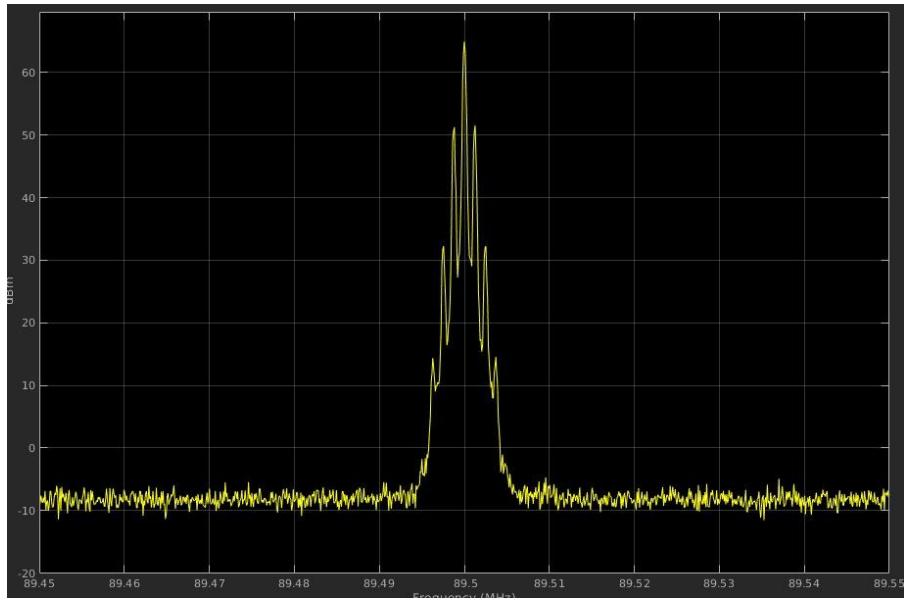


Figura 68. Espectro transmisión de audio FM apuntado a la frecuencia 89.5MHz en Simulink con SDR Hack RF One

Para corroborar que la transmisión fuera correcta, se implementa el receptor FM en Simulink, vale la pena notar que la señal azul es un filtro incorporado que permite aislar las bandas aledañas y mejorar el sonido, la señal amarilla es la señal recuperada sin filtrarse

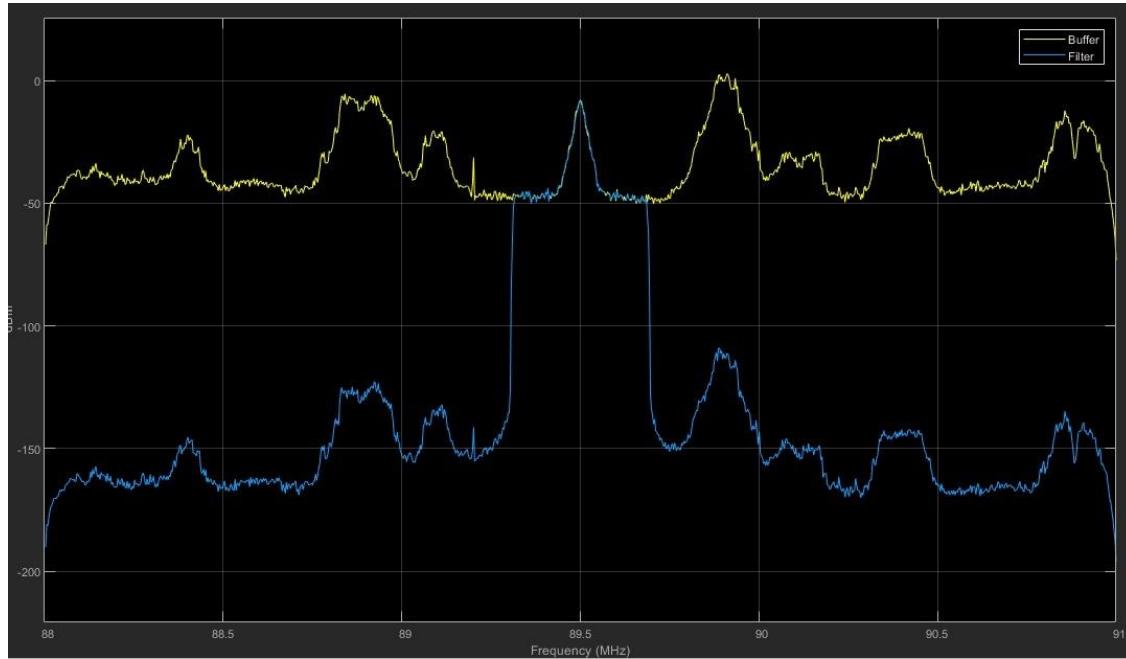


Figura 69. Espectro recepción de audio FM apuntado a la frecuencia 89.5MHz con filtrado en Simulink con SDR Hack RF One.

Los resultados obtenidos para esta prueba fueron exitosos, además de recuperar la información de manera fiel, el audio recuperado es excelente, al igual que en ejercicios anteriores se transmitió una canción esto permitió corroborar si la canción llegaba de manera correcta al receptor y si se demodulaba de manera correcta, a lo cual la respuesta fue un rotundo si, el audio que se consigue apreciar suena muy nítido.

6.2. Transmisión digital QPSK

Dada la implementación del transmisor QPSK se toma un diagrama de espectro a la salida del modulador QPSK, como ya hemos hecho énfasis en que no podemos muestrear el medio recalcamos la ubicación de la señal tomada, se entiende que está no brinda demasiada información, pero nos muestra que señal está llegando al transmisor, el diagrama de espectro en mención se encuentra en la figura 70.

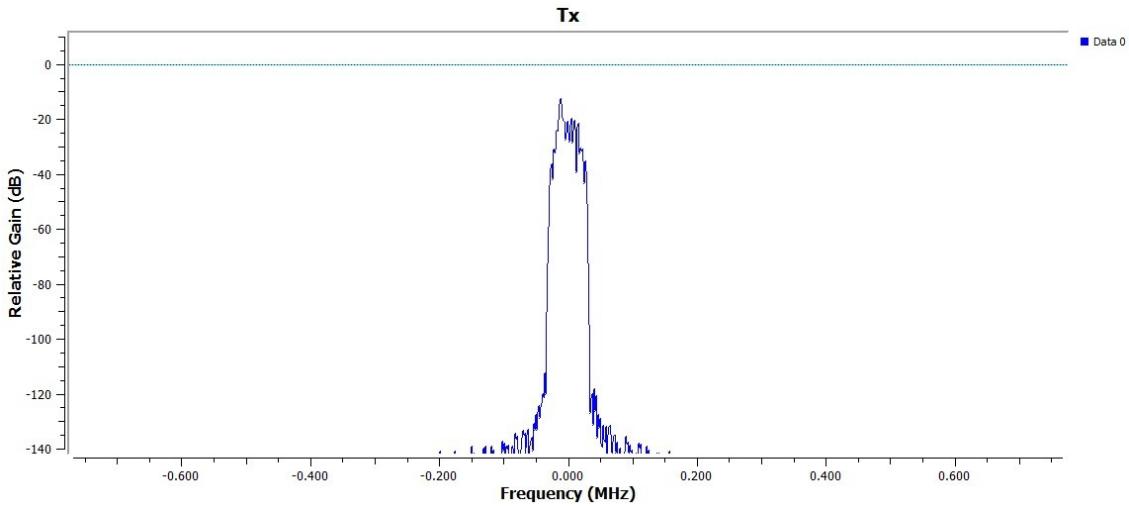


Figura 70. Espectro posterior a modulación QPSK centrado en 99.5MHz en Gnu Radio con SDR Hack RF One.

Teniendo en cuenta que el audio recibido se escucha de manera óptima el siguiente paso para considerar que se está haciendo una transmisión correcta es observar el diagrama de constelación, si los puntos se acumulan en alrededor de los puntos de referencia pertenecientes a los de una modulación QPSK significa que se está haciendo bien el procedimiento, y ese es el caso que se puede observar, el diagrama de constelación obtenido se encuentra después del bloque “Costas Loop” el cual realiza de manera perfecta los ajustes de frecuencia fina y fase.

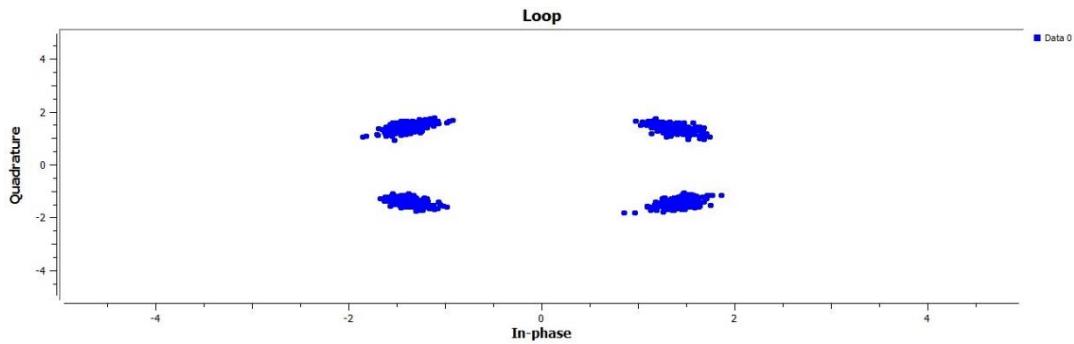


Figura 71. Diagrama de Constelación obtenido en receptor QPSK montado en GNU Radio con SDR NUAND Blade RF

También vale la pena mostrar las señales obtenidas a la salida del ecualizador y del bloque “PolyPhase” recuperando de manera aceptable el reloj para una sincronización en el tiempo y reducción de la ISI, además de la acción del “Linear Equalizer” corrigiendo los efectos de distorsión del canal por multirayecto dándonos una gráfica de puntos en el círculo unitario (CMA)

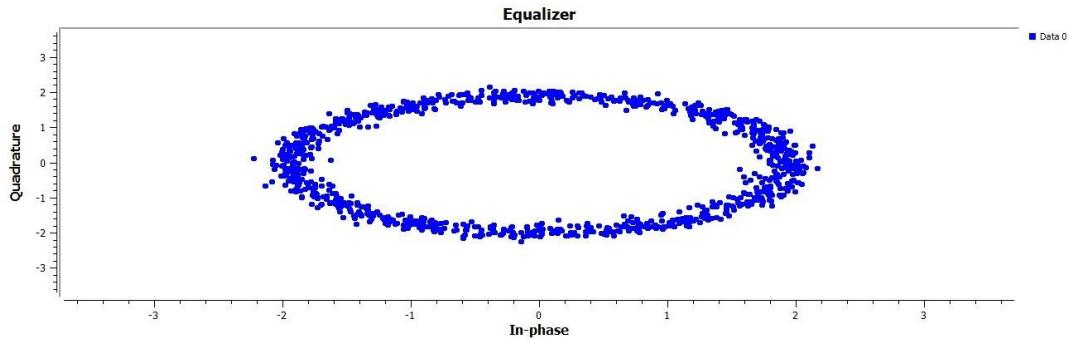


Figura 72. Salida bloque Equalizer en receptor QPSK montado en GNU Radio con SDR NUAND Blade RF

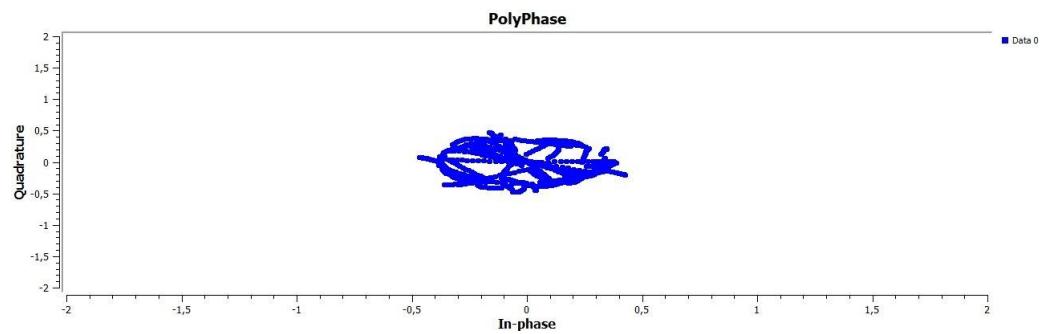


Figura 73. Salida bloque PolyPhase en receptor QPSK montado en GNU Radio con SDR NUAND Blade RF

Ahora vale la pena observar el espectro, tanto filtrado como sin filtrar, es lógico que no se pueden sacar conclusiones exactas comparando los espectros de salida y de llegada, pero nos brindan la información necesaria para saber que existe información transmitida en la frecuencia escogida, los espectros arrojados por el receptor QPSK se encuentran en la figura 74.

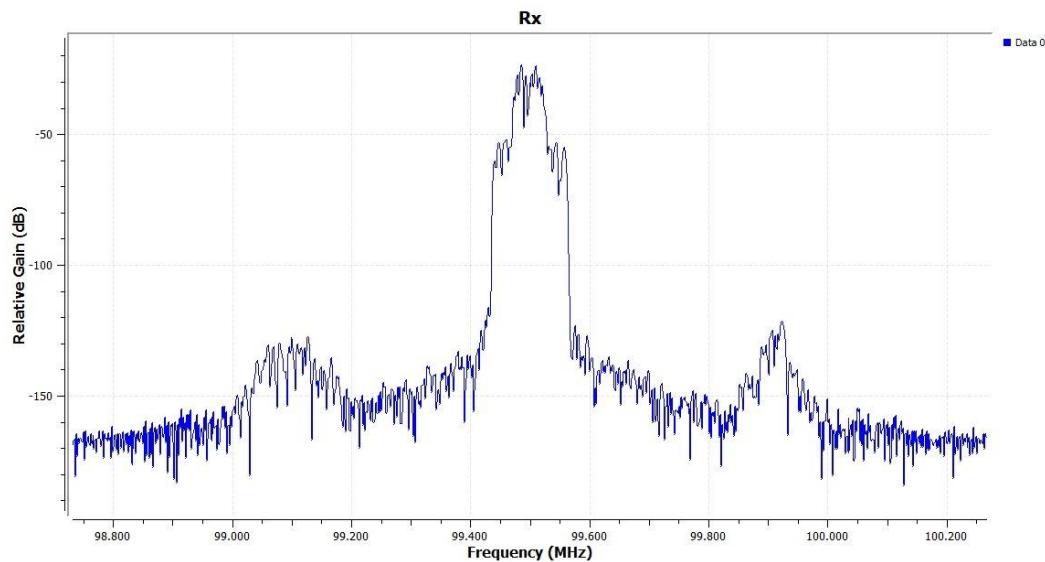


Figura 74. Espectro filtrado en receptor QPSK centrado en 99.5MHz en Gnu Radio con SDR NUAND Blade RF

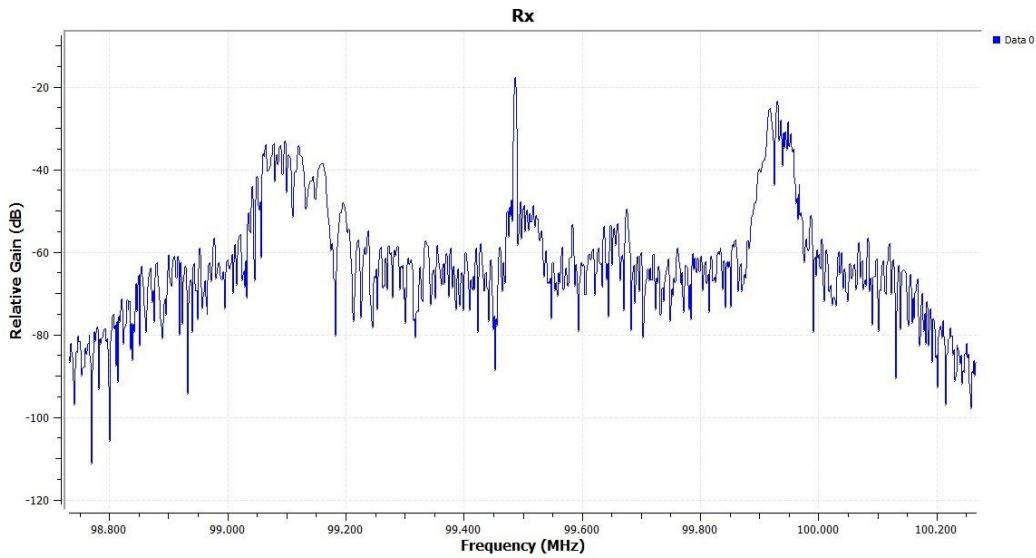


Figura 75 Espectro sin filtrado en receptor QPSK centrado en 99.5MHz en Gnu Radio con SDR NUAND Blade RF

El resultado del filtrado nos permite apreciar de mejor manera el resultado obtenido tras las transmisión y recepción, el audio recuperado es muy fiel al original vale la pena mencionar que por limitaciones de las SDR no nos fue posible realizar esta transmisión a frecuencias muy altas, y entendiendo que es un ejercicio de modulación se hace correcto en transmitir en una frecuencia FM.

6.3. Transmisión OFDM

Para la simulación el diagrama de constelación obtenido después de la modulación 16QAM y la modulación OFDM se muestra en la figura 76.

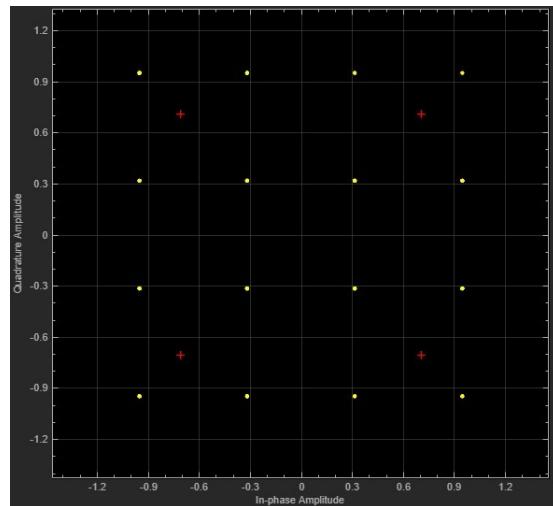


Figura 76. Constelación obtenida tras la modulación para Modelo OFDM en Simulink

Se observa que los puntos están centrados en la posición adecuada formando la constelación 16QAM, el espectro enviado (posterior a la modulación OFDM) es el figura 77.

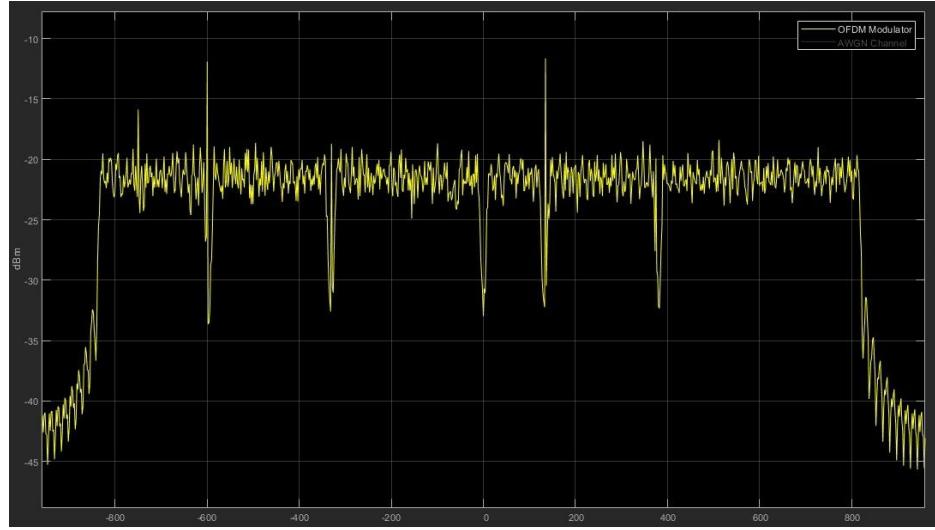


Figura 77. Espectro obtenido tras la modulación para Modelo OFDM en Simulink

Posterior a observar los resultados obtenidos en la etapa de modulación procedemos a observar los resultados finales de la simulación, para lo cual se obtiene el diagrama de constelación que ubica en color rojo los puntos de referencia para la modulación, en amarillo los puntos obtenidos de la demodulación OFDM con ecualización y en color azul los puntos obtenidos de la demodulación OFDM sin ecualización, la figura con la constelación de los puntos mencionados se encuentra en la figura 78.

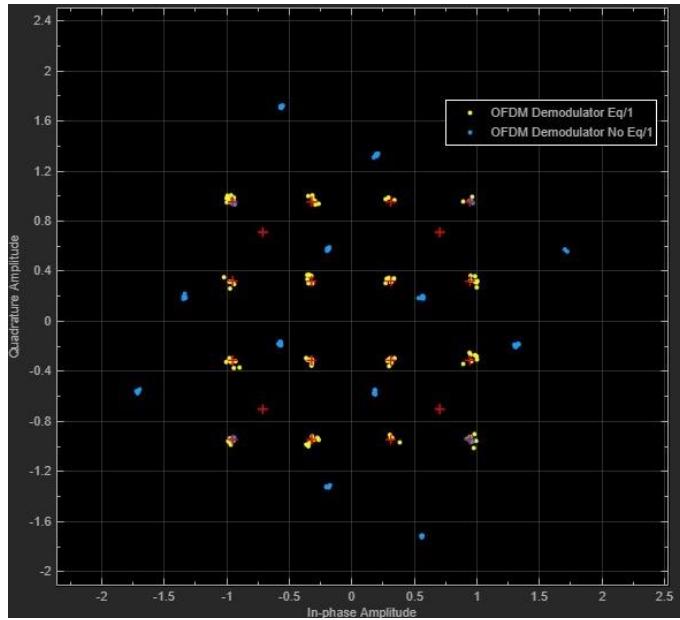


Figura 78. Constelación obtenida tras la demodulación para Modelo OFDM en Simulink

Vale la pena observar el espectro obtenido posterior a la demodulación para destacar similitudes en su comportamiento en comparación al espectro obtenido tras la modulación., las figuras 79 y 80 muestran los resultados para los espectros obtenidos

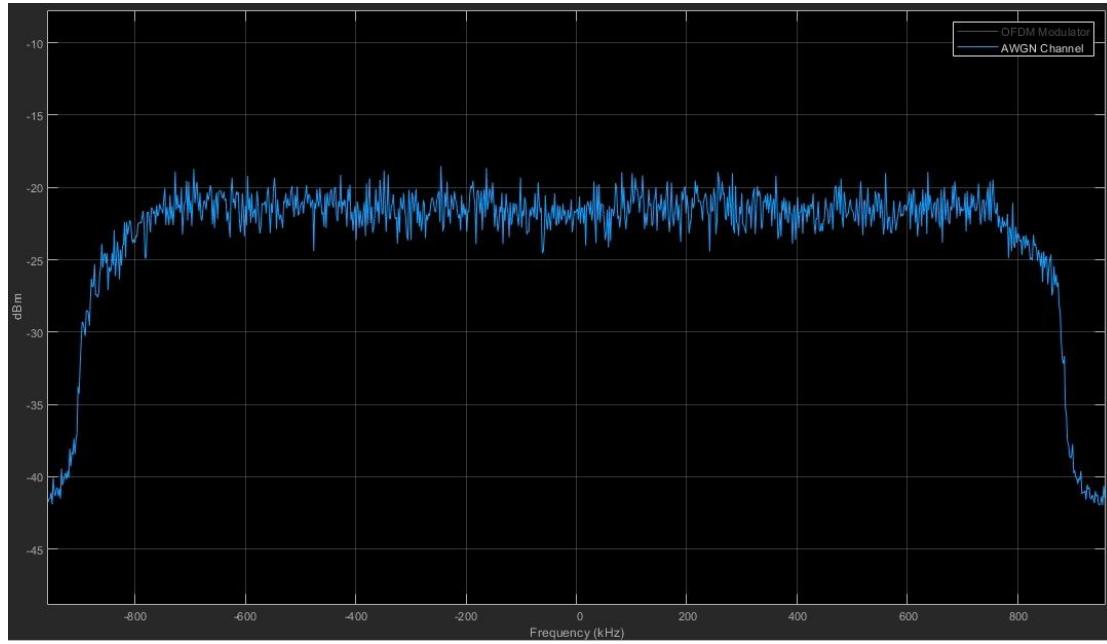


Figura 79. Espectro obtenido tras la demodulación para Modelo OFDM en Simulink

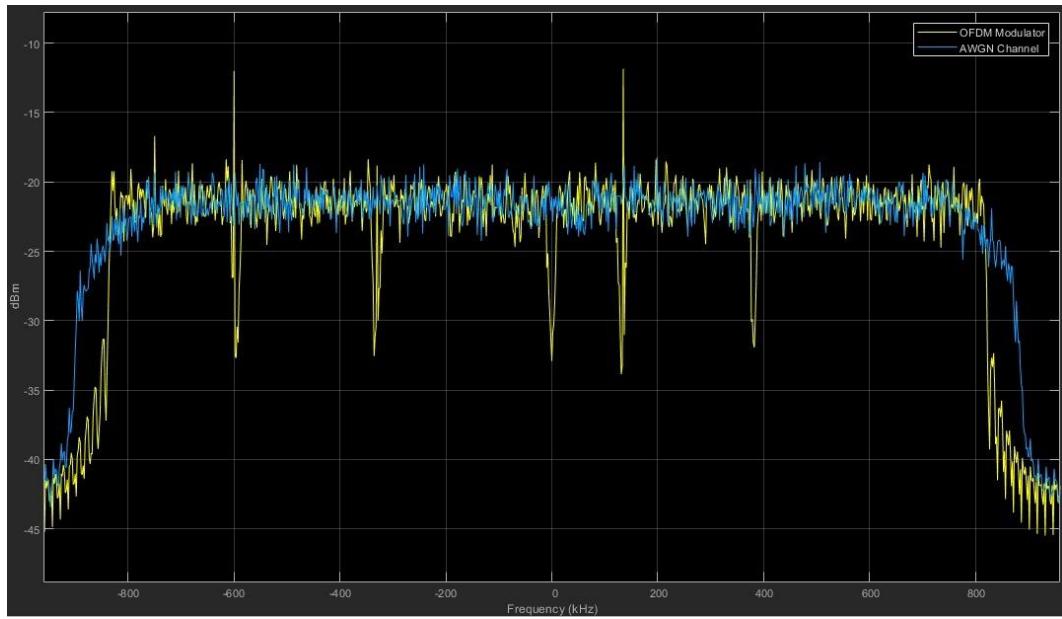


Figura 80. Comparación de espectros tras modulación (amarillo) y tras demodulación (azul) para Modelo OFDM en Simulink

La simulación nos aporta la información necesaria para abordar un entorno físico, se intenta transmitir ahora una pista musical en el software GNU Radio, para el cual se implementa un transmisor OFDM de audio.

Los espectros obtenidos para la pista musical y para la salida de la modulación ubicados en el transmisor se encuentran consignados en las figuras 81 y 82.

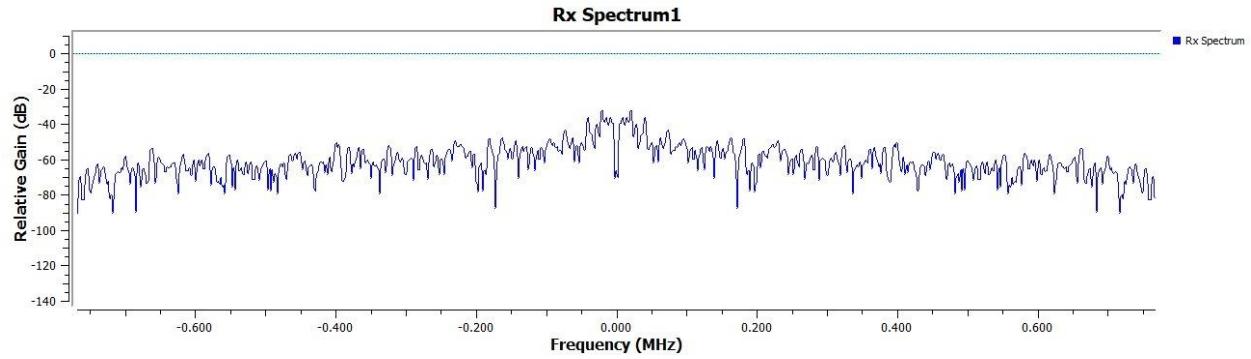


Figura 81. Espectro centrado en 800.5MHz obtenido a la salida de la modulación OFDM en transmisor OFDM con SDR Hack RF One

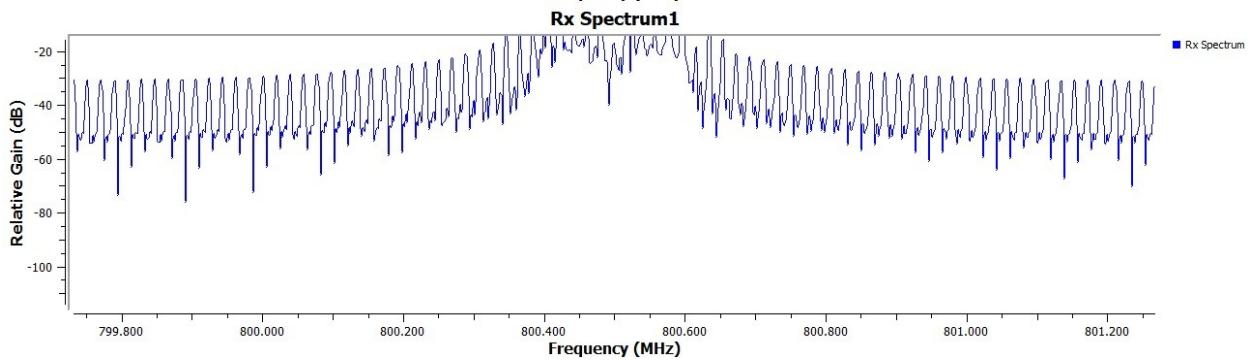


Figura 82. Espectro centrado en 800.5MHz obtenido a la salida de la pista musical en transmisor OFDM con SDR Hack RF One

Posterior a ello se implementa el receptor OFDM, que nos permite asegurar que se está realizando una correcta transmisión, para esto recuperamos inicialmente el espectro obtenido por el receptor (NUAND Blade RF), el espectro conseguido se encuentra en la figura 83.

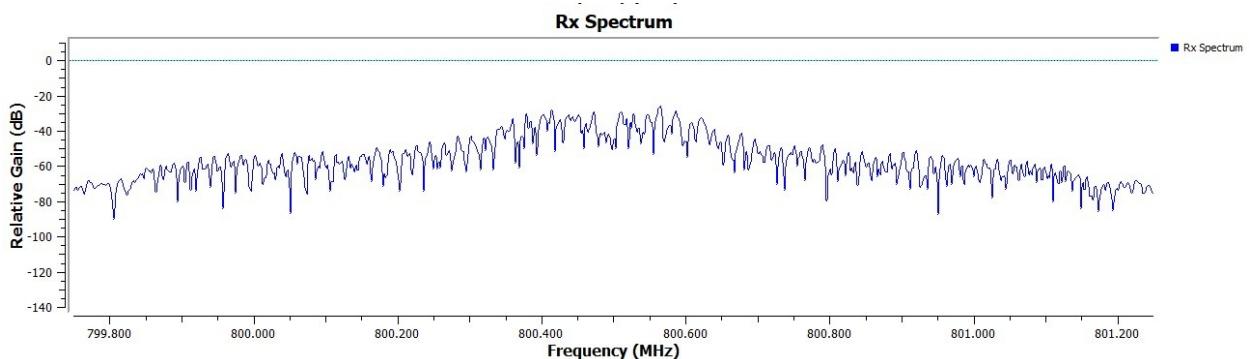


Figura 83. Espectro obtenido antes de la demodulación OFDM

Y su respectivo espectro recuperado tras la demodulación OFDM, al cual se le realiza un tratamiento de filtrado para mejorar el sonido y aislar frecuencias aledañas, los espectros están presentados en la figura 84.

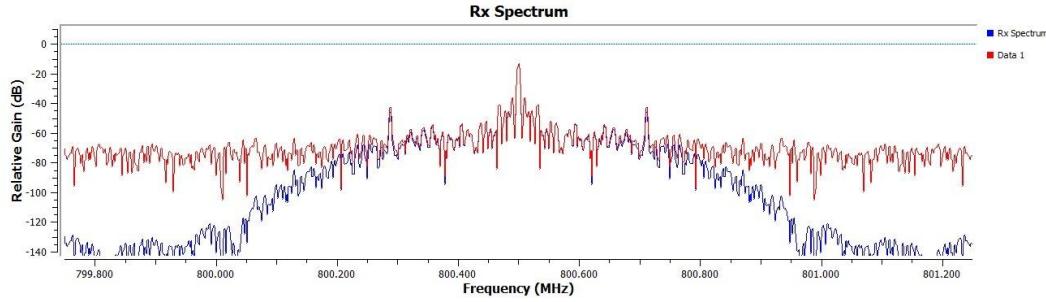


Figura 84. Espectro obtenido después de la demodulación OFDM sin filtrar (roja) y filtrado (azul)

La prueba ejecutada es exitosa, se logra recuperar la pista musical y adicional a estar centrada en una banda 4G el sonido es considerablemente bueno, para continuar con la experimentación se implementa la transmisión de datos en OFDM, los espectros obtenidos posterior a la modulación OFDM se encuentran en las figuras 85 y 86.

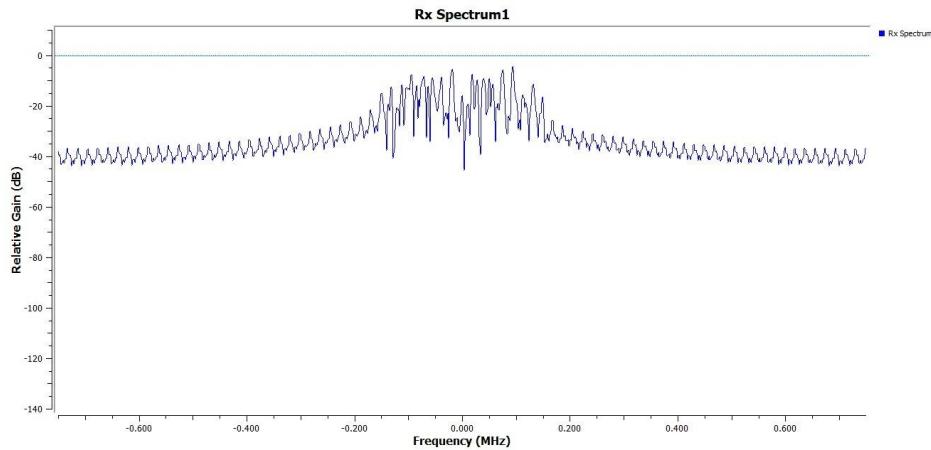


Figura 85. Espectro obtenido tras la modulación OFDM de datos

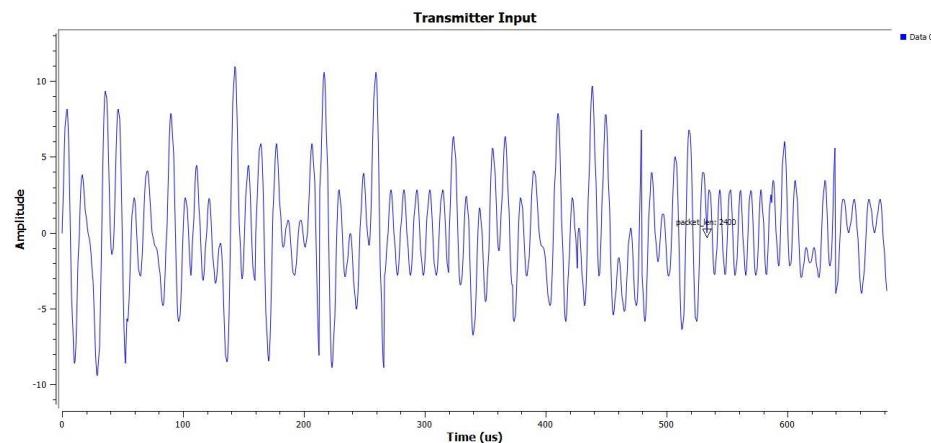


Figura 86. Espectro obtenido tras la modulación OFDM de datos con marcas de longitud de paquete y en formato float

Los espectros obtenidos tanto para la salida del bloque “Osmocom Source” como para la misma salida en formato float se encuentran en las figuras 87 y 88

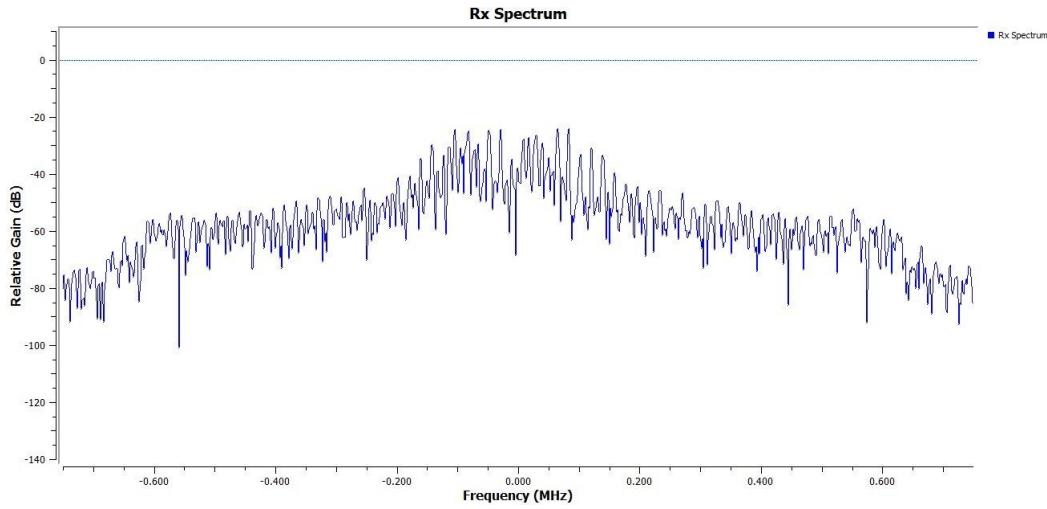


Figura 87. Espectro obtenido tras la transmisión OFDM de datos

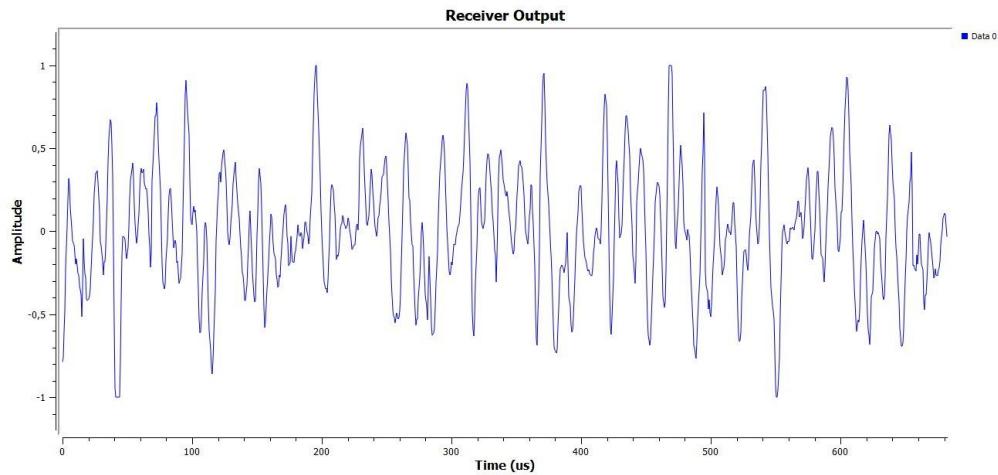


Figura 88. Espectro obtenido tras la transmisión OFDM de datos en formato float y con marcas de longitud de paquete

Los resultados se comparan con el código BER, el cual arroja resultados sorprendentes que nunca superan el 20% y que en los mejores casos tienen un 0% de error, esto nos demuestra lo robusto que es el bloque de modulación y demodulación OFDM de GNU Radio, también vale la pena tener en cuenta que el montaje está tan bien sincronizado que la prueba se considera exitosa.

Ahora para el transmisor OFDM con trama IEEE 802.11a, se ejecuta un proceso similar al del transmisor OFDM de data creado en incisos anteriores, el espectro obtenido y la data con separación de frames se encuentran consignados en la figura 89.

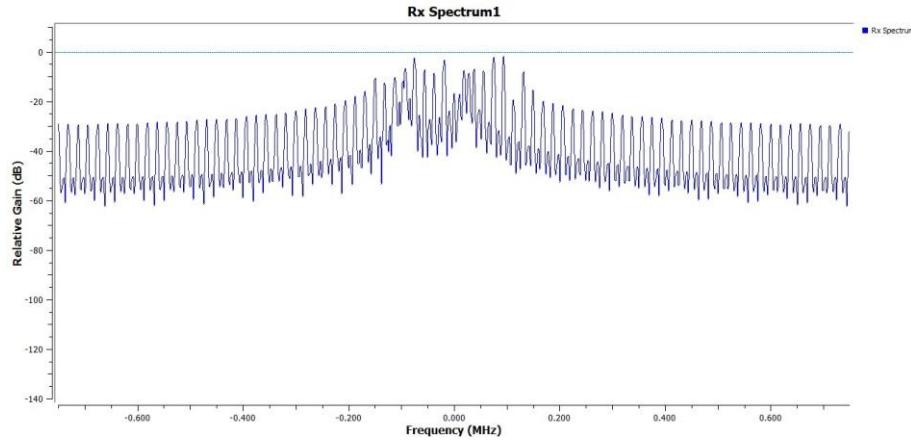


Figura 89. Espectro anterior a modulación OFDM con trama IEEE 802.11a en GNU Radio con SDR Hack RF One

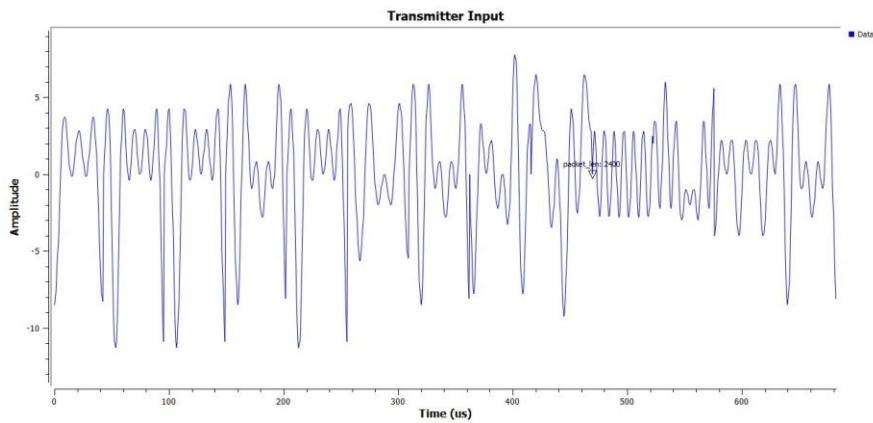


Figura 90. Espectro posterior a modulación OFDM con trama IEEE 802.11a en GNU Radio con SDR Hack RF One

Ahora la recepción nos muestra en las figuras 91 y 92 los espectros para señal recibida y la data posterior a la demodulación.

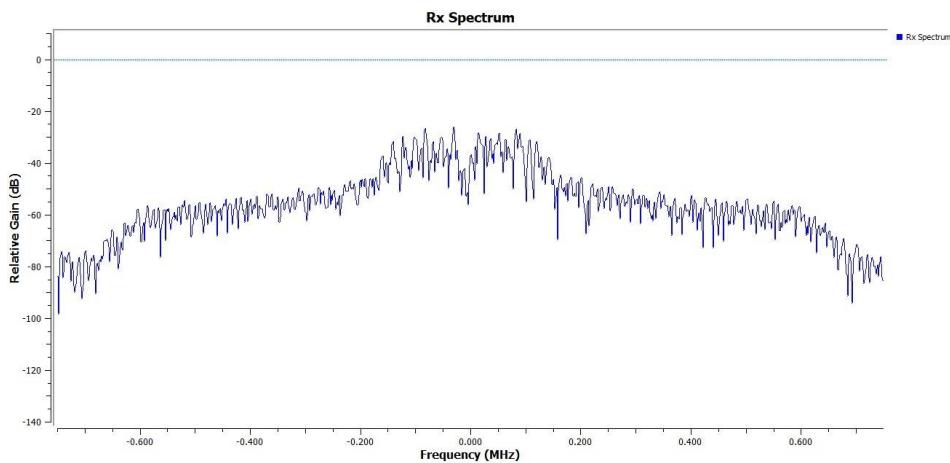


Figura 91. Espectro de entrada anterior a demodulación OFDM con trama IEEE 802.11a en GNU Radio con SDR NUAND Blade RF

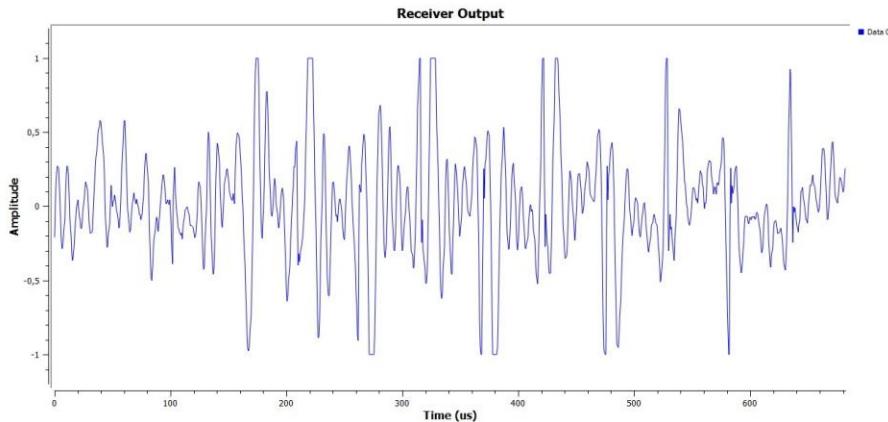


Figura 92. Espectro de entrada posterior a demodulación OFDM con trama IEEE 802.11a en GNU Radio con SDR NUAND Blade RF

En este punto es necesario resaltar que en se tiene una transmisión de datos en una trama estandarizada para OFDM en la banda 4G que para las pruebas desarrolladas en este apartado es 800.5MHz, dejando así una transmisión simple pero que arroja muy buenos resultados en cuanto a la integridad de los datos transmitidos y de recibidos que satisface nuestro principal objetivo.

6.4. Prácticas de laboratorio

A partir del funcionamiento de todas las transmisiones consignadas tanto en el apartado de metodología como en el apartado de resultados, se diseñan 3 prácticas de laboratorio, las prácticas de laboratorio en mención se encuentran consignadas en la sección de anexos, como anexo 2, anexo 3 y anexo 4.

6.5. Evaluación de prácticas de laboratorio.

Para la evaluación de las prácticas de laboratorio diseñadas se socializan las guías de FM, QPSK y OFDM.

En primer lugar, se socializa la práctica de FM en la asignatura Comunicaciones Analogicas impartida por el profesor Ignacio Castañeda.

Se explica a los estudiantes la estructura de la guía (Objetivos, Materiales, Procedimiento), se muestran las interfaces y los softwares utilizados, para finalmente mostrar los resultados obtenidos a partir de una transmisión de audio, vale la pena recalcar que el funcionamiento se hizo en vivo, las antenas fueron debidamente montadas con sus interfaces y controladores y la ejecución se hizo frente a estudiantes y docente.

Se explica el porqué de cada componente, se muestran los espectros y se hacen pruebas de audio para mostrar la correcta transmisión, la evidencia de la socialización y evaluación de la práctica FM se encuentra en las figuras 93, 94 y 95.



Figura 93. Socialización y evaluación práctica FM



Figura 94. Estudiantes observando la evaluación de práctica FM



Figura 95. Montaje utilizado para evaluación de práctica FM

Durante la evaluación de la práctica FM surgieron varias dudas, tanto por parte de los estudiantes como del docente, las cuales fueron aclaradas debidamente en la socialización, se explicó que todos los programas creados y las respectivas guías y manuales están ubicadas en el repositorio GitHub, en términos generales fue una experiencia satisfactoria tanto para estudiantes, docente y para expositores.

Posteriormente se evaluó la práctica de OFDM, en este caso en la asignatura Telecomunicaciones III impartida por el profesor Juan Carlos Gómez Paredes, se contextualiza de igual manera a los estudiantes, explicando la estructura de la guía, para posteriormente entrar en detalles de materiales, software, resultados y conclusiones, surgen dudas acerca de posibles aplicaciones a futuro con las bases que se dejan planteadas, estas preguntas y cuestiones son aclaradas debidamente y se considera un éxito la sustentación, en las figuras 96, 97 y 98, se pueden evidenciar la socialización y evaluación de la práctica OFDM.



Figura 96. Socialización y evaluación práctica OFDM



Figura 97. Explicación en socialización práctica OFDM



Figura 98. Estudiantes observando la evaluación de la práctica OFDM

7. Conclusiones

- Posterior a una profunda investigación acerca del funcionamiento y requerimientos de una comunicación 4G en el estándar actual vemos necesario enfocarnos únicamente en la arquitectura de radio con el objetivo principal de construir un transmisor receptor con una trama de datos básica dadas las limitaciones brindadas tanto por el hardware (SDR) como los softwares (Matlab y GNU Radio).
- Desde el punto de vista académico GNU Radio tiene una interfaz más amigable y cómoda para aquellas personas que están iniciando en el mundo de las SDR, sus bloques, organización y facilidad de instalación de interfaces permiten que las comunicaciones sean más intuitivas, fáciles de implementar y de configurar.
- Gracias al conocimiento y la experimentación adquiridas durante la implementación de los distintos tipos de transmisión nos fue posible diseñar 3 prácticas de laboratorio que abordaron los temas de FM, QPSK y OFDM.
- Por medio de la evaluación de las prácticas fue posible notar el interés de los estudiantes hacia el campo de las telecomunicaciones y a hacia nuestro proyecto en sí, esto nos permite concluir que muy seguramente las prácticas creadas en este trabajo de grado serán la base para muchos proyectos futuros.
- Si bien se estudia en profundidad el espectro, no es común en la mayoría de los casos que se asuma como se observa o se comporta un espectro ni las bandas que lo componen, por esto se recomienda el uso de una consola (GQRX, Cubic SDR) como primer acercamiento al funcionamiento de un receptor, dado que permite la recepción de frecuencia modulada sin la necesidad de implementar un receptor FM.
- FM es la forma más común de transmisión que conocemos, es por esto por lo que concebimos la frecuencia modulada como el mejor punto de partida para implementar una comunicación real con dispositivos SDR, la cantidad de material, datos, cálculos y formulas encontradas en internet generan un mayor entendimiento para abordar esta temática.
- Si bien las transmisiones tienen regulado el espectro por la gobernación local, para nuestras pruebas no es necesario tener un espectro asignado o comprado al gobierno, desde el punto de vista académico es recomendable encontrar un espacio entre la banda del espectro en que se quiera trabajar, para FM se utilizó 89.5MHz, y para 4G 800.5MHz, siempre teniendo en cuenta el ancho de banda disponible para no encontrarnos con interferencias de frecuencias aledañas.
- FM permite entender el por qué en GNU Radio no existe de manera convencional un tiempo de simulación, ya que el sample rate está determinado por el dispositivo de hardware (SDR) más que por el mismo software. Se puede observar que si poseemos una frecuencia como la del audio (48kHz) es necesario cambiar el tiempo de muestreo a través de los bloques necesarios como lo son para FM (rational resampler) y alcanzar la frecuencia de muestreo del dispositivo Hardware, que para nuestro caso fue 2MHz
- La mejor manera de observar una modulación de tipo digital es usando QPSK dado que al tener 4 símbolos podemos ver de forma más didáctica los efectos del canal esto se debe a

las variaciones que se pueden observar en la constelación al momento de realizar ajustes en los parámetros de la transmisión.

- En las transmisiones con modulación PSK es importante la utilización de los bloques “polyphase”, “linear equalizer” y “costas loop” para mitigar los efectos del canal y garantizar una correcta sincronización de símbolos.
- En cuanto al audio, es necesario usar un bloque “Codificador CVSD” para convertir un sample rate (48kHz) a 48 kBps para poder transmitir a una velocidad en bitrate teniendo en cuenta que las unidades necesarias para los cálculos son las de kBps.
- Dada la complejidad de OFDM se hizo necesaria la implementación de una simulación que permitiera observar todos los efectos que tiene no solo el canal si no las modulaciones digitales y el acceso al medio, además de entender la necesidad de una ecualización y una codificación
- Dado que en GNU Radio se implementa el bloque “OFDM Transmiter/receiver” no es posible apreciar la constelación producida por la modulación QPSK dado que este es un proceso interno del propio modulo, por lo cual no se pueden ver los efectos de las ecualizaciones, de los algoritmos de sincronización.
- Con respecto al envío de datos se enviaron tramas de datos con longitudes específicas, para los cuales al recibir nos dimos cuenta de que existía un desfase, es por esto por lo que se hace necesaria la estimación de este retardo, para solucionarlo por medio de algoritmos que nos permitan una comparación bit a bit.
- Si bien podemos enviar una trama es óptimo buscar un estándar para el envío de tramas para el cual se utilizó 802.11^a la cual se compone por un símbolo de sincronización largo, uno corto, un signal y un símbolo data, lo cual nos permitirá estandarizar la transmisión, con una trama debidamente estandarizada la medición del BER será mucho más sencilla dado que tenemos una estructura predeterminada a seguir.

8. Referencias

- [1] Mintic, «Radioemisoras Colombia,» [En línea]. Available: <https://www.mintic.gov.co/portal/maparadio/631/w3-channel.html>.
- [2] W. Tomasi, Sistemas de Comunicaciones Electrónicas, Prentice Hall, 2001.
- [3] I. Hatai y I. Chakrabarti, «A New High-Performance Digital FM Modulator and Domudlator for Software-Defined Radio and Its FPGA Implementation,» *International Journal of Reconfigurable Computing*, p. 10, 2011.
- [4] E. Dahman y S. Park, «4G LTE/LTE-Advanced for Mobile Broadband,» 2012.
- [5] LS Telcom, «Analysis of the World-Wide Licensing and,» 2019. [En línea]. Available: https://www.lstelcom.com/fileadmin/content/lst/marketing/media/2019_Study_LicensingUs_eofMobileSpectrum.pdf.
- [6] Y. S. Cho, J. Kim, W. Y. Yang y C.-G. Kang, MIMO-OFDM Wireless Communications with MATLAB, WILEY, 2010.
- [7] D. Milanes Chau, «DEMODULACIÓN Y SÍNTESIS DE SEÑALES OFDM, IEEE 802.11,» Bariloche, 2021.
- [8] S. Flores Asenjo, «Introducción a los códigos Reed Solomon,» Valencia.
- [9] MathWorks, «Interleaving,» [En línea]. Available: <https://www.mathworks.com/help/comm/ug/interleaving.html>.
- [1] Federal Communications Commission of United States, [En línea].
0]
- [11] J. A. Amador Fundora y N. Alonso Torres, «RDS Consideraciones para su implementación] de hardware,» *Telemática*, 2013.
- [1] F. K. Jondral, «Software-Defined Radio—Basics and Evolution to Cognitive Radio,»
2] Springer Open, 2005.
- [1] GREAT SCOTT GADGETS, «Hack RF One,» [En línea]. Available:
3] <https://greatscottgadgets.com/hackrf/one/>.
- [1] nuand, «bladeRF 2.0 micro xA9,» [En línea]. Available:
4] <https://www.nuand.com/product/bladerf-xa9/>.

- [1] Telesemana, «Panorama de mercado - Colombia,» [En línea]. Available:
5] <https://www.telesemana.com/panorama-de-mercado/colombia/>.
- [1] GNU Radio, «Basic OFDM Tutorial,» [En línea]. Available:
6] https://wiki.gnuradio.org/index.php?title=Basic_OFDM_Tutorial.
- [1] GNU Radio, «Guided Tutorial PSK Demodulation,» [En línea]. Available:
7] https://wiki.gnuradio.org/index.php/Guided_Tutorial_PSK_Demodulation.
- [1] GNU Radio, «FM Demod,» [En línea]. Available:
8] https://wiki.gnuradio.org/index.php?title=FM_Demod.
- [1] GNU Radio, «Tutorials,» [En línea]. Available:
9] <https://wiki.gnuradio.org/index.php?title=Tutorials>.
- [2] UPM, «Capitulo 4 Nuevas Tecnologias en Radiocomunicaciones,» [En línea]. Available:
0] http://www.grc.ssr.upm.es/docencia/RDCM/apuntes/cap4_dp.pdf.
- [2] P. Sowjanya y P. Satyanarayana, «Testing different Channel Estimation Techniques in Real-
1] Time Software Defined Radio Environment,» (*IJACSA*) *International Journal of Advanced
Computer Science and Applications*, 2020.
- [2] C. E. Sandoval Ruiz y A. Fedon, «CODIFICADOR Y DECODIFICADOR DIGITAL
2] REED-SOLOMON PROGRAMADOS PARA HARDWARE RECONFIGURABLE».
- [2] K. E. Nolan, L. Doyle, P. Mackenzie y D. O'Mahony, «Modulation Scheme Classification
3] for 4G Software Radio Wireless Networks».
- [2] F. Khan, *LTE for 4G Mobile Broadband*, Cambridge, 2009.
4]
- [2] E. Serna, «Avances en Ingenieria,» *Research Gate*.
5]
- [2] A. Uttam Gawas, «An Overview on Evolution of Mobile Wireless Communication
6] Networks: 1G-6G».
- [2] S. Ullah, A. Rahman, T. Islam, M. Rehman y I. Ahmad, «An Overview of 4G LTE
7] Technologies – A Top down Approach».
- [2] J. Mohsin, S. Shahan Parwaiz, S. Mohsin y Q. Awais4, «4G: The Future Mobile
8] Technology».
- [2] S. Gaurav y S. Alam, «4G LTE TECHNOLOGY».
9]

Anexos.

Para optimizar la manera en la que se visualizan los anexos que en este caso son el manual y las prácticas creadas como guía para los estudiantes, se adjunta el numero del anexo con su respectivo título a continuación:

1. Anexo 1: Manual de instalación de software para prácticas de transmisión de datos en radiofrecuencia empleando dispositivos de radio definida por software
2. Anexo 2: Primer practica transmisión de datos en radiofrecuencia empleando dispositivos de radio definida por software: Transmisión y recepción FM.
3. Anexo 3: Segunda practica transmisión de datos en radiofrecuencia empleando dispositivos de radio definida por software: Transmisión y recepción QPSK.
4. Anexo 4: Tercero practica transmisión de datos en radiofrecuencia empleando dispositivos de radio definida por software: Transmisión y recepción OFDM.

Los anexos se encuentran de manera ascendente a partir de la siguiente página.

Manual de instalación de software para prácticas de transmisión de datos en radiofrecuencia empleando dispositivos de radio definida por software

Autores

Cristian David Hurtado Rodriguez
Luis David Villada Coca



Universidad Distrital Francisco José de Caldas
Facultad de Ingeniería
Ingeniería Electrónica
Bogotá D.C
2023

1. Instalación Hack RF One

Para el sistema operativo Linux varían los comandos según sea la distribución, dado que nosotros utilizamos Ubuntu los comandos para instalar la SDR en nuestro sistema operativo serán:

```
sudo apt-get update  
sudo apt-get install hackrf
```

Dado que nos encontramos en Ubuntu, vale la pena instalar la consola GQRX, a pesar de que está venga usualmente con el programa GNU Radio, no esta de más, esto se puede realizar con los comandos:

```
sudo apt-get update  
sudo apt-get install gqrx-sdr
```

La instalación en Ubuntu estaría finalizada, para comprobar que la SDR se encuentra correctamente conectada y emparejada con nuestro ordenador, verificar actualizaciones, o cambiar parámetros internos de la SDR podemos probar los siguientes comandos

- hackrf_clock: mide las velocidades de reloj actuales del dispositivo
- hackrf_debug – información de depuración
- hackrf_operacake: utilizado para un complemento de conmutación de antena para HackRF
- hackrf_sweep: realiza un barrido del espectro de radio
- hackrf_cpldtag: configurar CPLD integrado
- hackrf_info: muestra información sobre los dispositivos HackRF conectados
- hackrf_spiflash: utilidad flash SPI para actualizaciones de firmware
- hackrf_transfer – Transferir archivos por radio

El proceso de instalación en el sistema Windows 10 se puede encontrar en el siguiente vínculo:

<https://blog.thehackingday.com/2020/04/primeros-pasos-hackrf-rtlsdr.html>

En esta URL se explican los pasos a seguir y los softwares que se deben descargar para conseguir el correcto funcionamiento de la Hack RF One, posterior a los pasos indicados en el tutorial la antena tendrá compatibilidad con el ordenador con sistema operativo Windows 10, la instalación de aplicaciones extras como GNU Radio o GQRX ya presentarán compatibilidad con la tarjeta dado que se configuró la interfaz.

2. Instalación Nuand Blade RF

Los comandos de instalación de la Nuand Blade RF para Ubuntu son los siguientes:

```
sudo apt-get update  
sudo apt-get install bladerf
```

La instalación en Ubuntu estaría finalizada, para comprobar que la SDR se encuentra correctamente conectada y emparejada con nuestro ordenador, verificar actualizaciones, o cambiar parámetros internos de la SDR podemos probar los comandos listados en la siguiente URL

<https://manpages.ubuntu.com/manpages/bionic/man1/bladeRF-cli.1.html>

La instalación en el sistema operativo Windows 10, se hace mediante el mismo procedimiento indicado para la SDR Hack RF One, las dos SDR quedarán con compatibilidad posterior al paso presentado en ese vínculo.

En caso de presentar algún problema por favor siga los pasos del siguiente documento:

https://nuand.com/bladeRF-doc/guides/bladeRF_windows_installer.pdf

3. Instalación de interfaces en GNU Radio

Para instalar en Ubuntu las interfaces de las SDR en GNU Radio usaremos los siguientes comandos

```
git clone https://git.osmocom.org/sdr/gr-osmosdr.git  
cd gr-osmosdr/
```

Luego continuamos con

```
mkdir build  
cd build/  
cmake ../
```

Por último, ejecutamos los siguientes comandos que descargaran la configuración necesaria para el bloque “Osmocom Source”

```
make  
sudo make install  
sudo ldconfig
```

Posterior a la ejecución de los comandos via consola, al ingresar a GNU Radio deberíamos observar en la biblioteca los bloques “Osmocom Source” y “Osmocom sync” encargados de actuar como interfaces de las antenas en la aplicación GNU Radio, los parámetros de entrada se cambian según la antena que se esté utilizando, en el apartado documentación de los bloques en mención se encuentra la sintaxis para cada SDR.

Para la instalación en el sistema operativo Windows 10 por favor siga el siguiente tutorial

<https://www.youtube.com/watch?v=gzrjkZJCBvI>

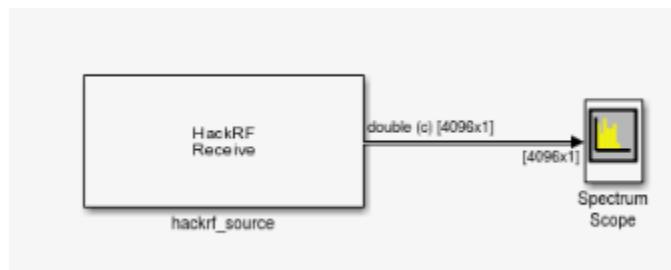
Esta instalación permitirá el uso de los bloques “Osmocom” en el software GNU Radio.

4. Instalación de interfaces en MATLAB

Para la instalación de la interfaz SDR Hack RF One en la herramienta Simulink de Matlab en Ubuntu por favor siga el tutorial indicado en el siguiente vinculo

<https://github.com/kit-cel/simulink-hackrf>

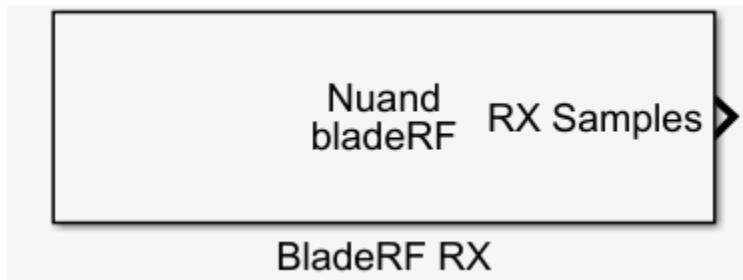
Posterior a seguir los pasos usted debería poder visualizar los bloques en Simulink tanto para Hack RF Receive como para Transmit

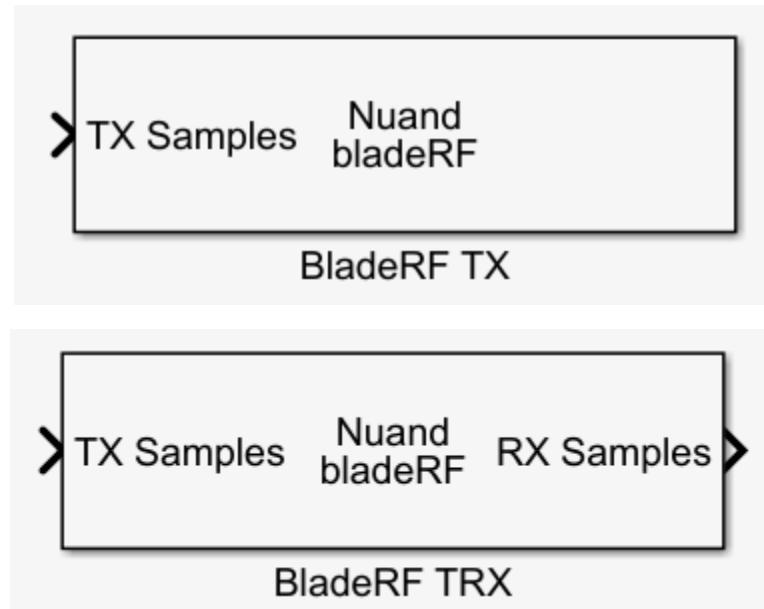


La instalación de la interfaz para la SDR Nuand Blade RF se debe instalar el Toolbox que se encuentra en el siguiente vinculo

<https://www.mathworks.com/matlabcentral/fileexchange/74591-communications-toolbox-support-package-for-bladerf-2-0>

Posterior a la instalación en la biblioteca de bloques deberá encontrar los siguientes bloques, encargados de transmisión y recepción para la Nuand Blade RF.





5. Acceso y orientación de repositorio Github.

Todos los esquemas y archivos implementados durante el trabajo de grado tanto en Matlab como en GNU Radio fueron subidos al repositorio GitHub, son de libre descarga y acceso para que sea posible y amigable el manejo de las prácticas presentadas en esta monografía, el vínculo del repositorio es el siguiente

<https://github.com/CristianHurt/Practicas-de-Transmision-de-datos-en-SDR>

Para el cual encontraremos carpeta “RepositorioMono”

	CristianHurt Primer Commit	4540a83 2 days ago	3 commits
	RepositorioMono	Primer Commit	2 days ago
	.gitattributes	Initial commit	2 days ago

Aquí podremos encontrar las siguientes carpetas

	CristianHurt Primer Commit	e06b675 5 minutes ago	History
..			
	Audios	Primer Commit	2 days ago
	FM	Primer Commit	1 hour ago
	Matlab	Primer Commit	5 minutes ago
	OFDM	Primer Commit	1 hour ago
	PSK	Primer Commit	2 days ago

Para las cuales encontraremos:

- Audios: Carpeta con las pistas musicales usadas como fuente en los transmisores de audio.
- FM: Carpeta con todos los archivos de transmisión y recepción necesarios para la primer practica (FM)
- Matlab: Carpeta con todos los archivos de simulación e implementación de Matlab.
- OFDM: Carpeta con todos los archivos de transmisión y recepción necesarios para la primer practica (OFDM)
- PSK: Carpeta con todos los archivos de transmisión y recepción necesarios para la primer practica (QPSK)

En cada practica de laboratorio se indica el nombre del archivo necesario para las implementaciones y pruebas explicadas en cada practica de laboratorio.

**Primer practica transmisión de datos en radiofrecuencia
empleando dispositivos de radio definida por software:
Transmisión y recepción FM.**

Autores

Cristian David Hurtado Rodriguez
Luis David Villada Coca



Universidad Distrital Francisco José de Caldas
Facultad de Ingeniería
Ingeniería Electrónica
Bogotá D.C
2023

1. Objetivos

Objetivo general

Generar un acercamiento real a las transmisiones de tipo FM a partir de la implementación de un transmisor y receptor usando dispositivos de radio definida por software.

Objetivos específicos

- Contextualizar al lector acerca del funcionamiento y los principios de una transmisión y recepción FM.
- Implementar y realizar las respectivas modificaciones en los programas ubicados en el repositorio Github.
- Corroborar el correcto funcionamiento de una transmisión FM utilizando los dispositivos SDR Hack RF One y Nuand Blade RF con su respectiva interfaz en la aplicación GNU RADIO y MATLAB.

2. Materiales e insumos.

Componentes y dispositivos

- SDR Nuand bladerf 2.0 micro xa9
- SDR Hack RF One
- Dos ordenadores (Tx y Rx) con sistema operativo Windows o Linux
- Dos antenas compatibles con SDR
- Dispositivo de entrada de audio (Microfono)
- Dispositivo de salida de audio (Parlante o audifonos)

Software

- GNU Radio (versión superior a 3.10)
- MATLAB

3. Marco teórico

Espectro

Dada el cuadro nacional de atribución de bandas de frecuencia, para el territorio colombiano, las frecuencias asignadas a radiodifusión (donde se realizan las transmisiones FM) se encuentran comprendidas para las frecuencias de 76 MHz hasta 108 MHz teniendo tres distribuciones para este rango, listadas en la siguiente figura:

MHz	76-88 RADIODIFUSIÓN Fijo Móvil 5.185	76-88 RADIODIFUSIÓN 5.185	CLM 3 CLM 11 CLM 24
MHz	88 - 100 RADIODIFUSIÓN	88 - 100 RADIODIFUSIÓN	CLM 3 CLM 6 CLM 24
MHz	100 - 108 RADIODIFUSIÓN 5.192 5.194	100 - 108 RADIODIFUSIÓN 5.192 5.194	CLM 3 CLM 6 CLM 24

Tabla 1. Frecuencias asignadas a radiodifusión en Colombia. Fuente: Cuadro Nacional de Atribución de Bandas de Frecuencias, Versión 2021.

Las notas listadas en la columna ubicada más a la derecha de la figura son Notas Colombianas, para las cuales se listan a continuación las referenciadas en la figura.

CLM 3

Se establece la normatividad relacionada con los límites de las emisiones y las condiciones técnicas y operativas tanto generales como específicas de las aplicaciones permitidas para utilizar el espectro bajo la modalidad de uso libre dentro del territorio nacional.

CLM 6

Las bandas de frecuencias atribuidas al servicio de radiodifusión sonora se encuentran establecidas en la sección 3 “Atribución de Frecuencias” del Cuadro Nacional de Atribución de Bandas de Frecuencias (CNABF). Los planes técnicos nacionales de radiodifusión sonora vigentes hacen parte integral del CNABF y pueden ser consultados en la página web del Ministerio de Tecnologías de la Información y las Comunicaciones. Se establecen las bandas de frecuencias de 227,500 – 228,250 MHz, 232,500 – 233,250 MHz y 245,450 – 246,950 MHz para la operación de los equipos transmóviles del servicio de radiodifusión sonora y la banda de frecuencias de 300 – 328,6 MHz para la operación de enlaces entre estudios y sistemas de transmisión de las estaciones de radiodifusión sonora, la canalización se encuentra dispuesta en los planes técnicos nacionales vigentes.

CLM 11

Las bandas de frecuencias atribuidas al servicio de radiodifusión de televisión se encuentran establecidas en la sección 3 “Atribución de Frecuencias” del Cuadro Nacional de Atribución de Bandas de Frecuencias (CNABF) y su plan de distribución de canales puede consultarse en la Tabla 3 del mismo documento.

CLM24

Se establecen frecuencias radioeléctricas para ser utilizadas en la realización de pruebas técnicas conforme a las condiciones establecidas por el Ministerio de Tecnologías de la Información y las Comunicaciones en la normatividad que se referencia. [1].

Entendiendo así la distribución de frecuencias orientadas a radiodifusión se hace un énfasis especial en los rangos utilizados por las emisoras en frecuencia modulada, en este caso centrados en la zona centro de Colombia, la distribución para estas emisoras se encuentra en la siguiente tabla.

Frecuencia (MHz)	Código	Nombre
88.9	HJHR	Radio Uno
89.9	HJCK	Blu Radio
90.4	HJUD	LAUD Estéreo
90.9	HJYY	La Mega
91.9	HJKZ	Javeriana Estéreo
92.4	HJL77	Radio Policía Nacional
92.9	HJST	MIX
93.4	HJL78	Colombia Estéreo
93.9	HJVC	RCN Radio
94.9	HJMO	La FM
95.9	HJIN	Radio Nacional de Colombia
96.9	HJMD	La Kalle
97.4	HJL80	Bésame
97.9	HJJK	Radioacktiva
98.5	HJUN	Radio UNAL
99.1	HJYM	Radiónica
99.9	HJLN	W Radio
100.4	HJL81	LOS40 Urban
100.9	HJGL	Caracol Radio
101.9	HJPU	Candela Estéreo
102.9	HJRX	Tropicana
103.9	HJVU	La X
104.4	HJL82	Radio Fantástica
104.9	HJVD	Vibra
105.4	HJL83	El Sol
105.9	HJIT	Olímpica Stereo
106.9	HJUT	Universidad Tadeo Lozano FM
107.9	HJVV	Emisora Minuto de Dios

Tabla 2. Distribución de frecuencias para emisoras de Bogotá. Fuente: Aplicativo Emisoras de Colombia MINTIC.

Las estaciones FM tienen una desviación máxima de frecuencia central de 75 kHz, esto permite la creación de bandas guardas tanto superiores como inferiores de 25 kHz, encargadas de minimizar el contacto con bandas de frecuencias adyacentes, esta distribución deja ciertos rangos de frecuencias sin usarse, esto puede tenerse en cuenta a la hora de realizar una transmisión FM para no interceder con las frecuencias asignadas a las emisoras.

Transmisión

En la transmisión de señales de FM, los transmisores directos generan una forma de onda en la que la desviación de frecuencia está en relación directa con la señal moduladora. Esto implica que

el oscilador de la portadora también debe desviarse directamente. Sin embargo, en los sistemas de FM de índice intermedio y alto, no se puede usar un oscilador de cristal debido a que su frecuencia no se puede variar mucho, lo que resulta en una falta de estabilidad en el oscilador. Para solucionar este problema, se utiliza el control automático de frecuencia (AFC), que compara la frecuencia del oscilador de la portadora con un oscilador de cristal de referencia y produce un voltaje de corrección proporcional a la diferencia entre las dos frecuencias. Este voltaje se retroalimenta al oscilador de la portadora para corregir automáticamente cualquier error que pueda presentarse. De esta manera, se garantiza una mayor estabilidad en los transmisores de FM y se cumplen las especificaciones de la FCC [2].

Un modulador que cumple características sencillas y que pueden ser implementadas incluso de una manera más optimizada es el modulador de FM basado en DPLL, el cual es un tipo de método de modulación angular para el cual la frecuencia instantánea de la señal portadora varía linealmente con la señal de mensaje modulada en la banda base. La arquitectura del modulador FM propuesto se muestra en la figura.

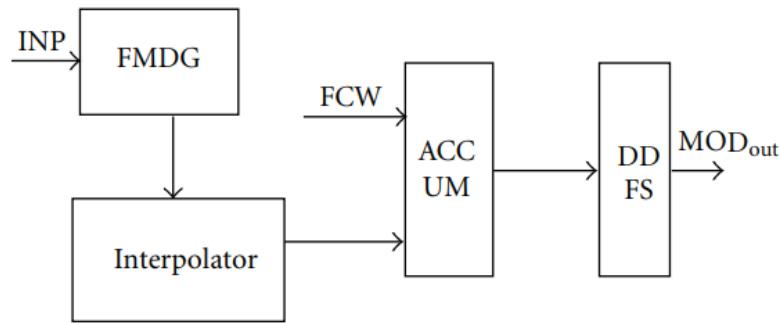


Figura 1. Diagrama de bloques de un modulador digital FM. Fuente: A New High-Performance Digital FM Modulator and Demodulator for Software-Defined Radio and Its FPGA Implementation

Este modulador FM consta de un generador de datos FM (se puede reemplazar por una fuente de sonido o datos), un interpolador con un factor de interpolación especificado, un acumulador (también buffer) y un bloque DDFS.

En primer lugar, el esquema de modulación FM es ampliamente utilizado para procesar señales de audio en los sistemas de transmisión de audio. Normalmente, la señal de audio se procesa en el rango de 44 Kbps a 320 Kbps. En los sistemas de FM, los datos de entrada se muestrean en cada reloj de símbolo FM y se almacenan en un registro para su posterior procesamiento. Luego, los datos digitalizados son convertidos de serie a paralelo a través de un convertidor para generar los datos de entrada FM de 8 bits. Este proceso es esencial para asegurar que la señal de audio sea transmitida de manera clara y precisa a través de la modulación FM. [3]

Mientras que el bloque interpolador se utiliza en el modulador de FM para obtener un mejor nivel de potencia para la transmisión de FM.

Por otro lado, el demodulador FM estará encargado de recibir las señales previamente moduladas y traducirlas, en este caso en audio escuchable y entendible para el oído humano, el diagrama de bloques del circuito demodulador está presentado a continuación

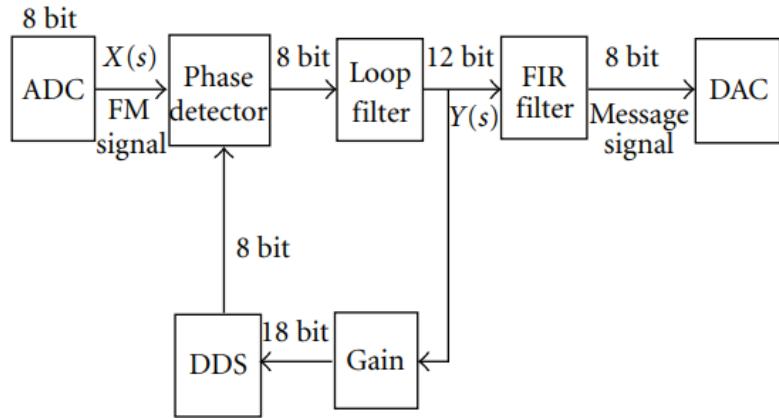


Figura 2. Diagrama de bloques de un demodulador digital FM. Fuente: *A New High-Performance Digital FM Modulator and Demodulator for Software-Defined Radio and Its FPGA Implementation*

Vale la pena recalcar que esta no va a ser la configuración final presentada en el trabajo de grado, pero sirve como guía y ejemplo para contextualizar al lector, los bloques del demodulador FM se explican en los siguientes párrafos.

El detector de fase es una herramienta esencial en el procesamiento de señales y en la transmisión de datos. Su función principal es detectar el error de fase entre la señal modulada en frecuencia entrante del ADC (Convertidor Analógico-Digital) y la frecuencia de salida generada por el DDFS (Sintetizador Digital de Frecuencia Directa).

Para llevar a cabo esta tarea, el detector de fase requiere de un registro y un módulo multiplicador. El registro se encarga de almacenar temporalmente la información de la señal de entrada y la señal de referencia, mientras que el módulo multiplicador realiza el cálculo de la diferencia de fase entre ambas señales.

La detección de la fase es importante en muchos procesos, como la demodulación de señales, la sincronización de datos y la corrección de errores. Además, también se utiliza en sistemas de comunicación para evitar interferencias y distorsiones en la transmisión de la señal.

El DDFS es una parte integral que ayuda en la generación y transmisión de señales de alta calidad y estabilidad. Los detectores de radio también utilizan la tecnología DDFS para mejorar la precisión y la sensibilidad en la detección de señales débiles y señales de baja frecuencia.

En el campo de la guerra electrónica, el DDFS se utiliza para la generación de señales de interferencia que pueden interrumpir la comunicación y el funcionamiento de dispositivos electrónicos enemigos. Además, en las aplicaciones biomédicas de alta precisión, el DDFS se utiliza para la generación de señales de estimulación y diagnóstico en dispositivos médicos.

La arquitectura del DDFS permite la generación de frecuencias arbitrarias a través de una palabra de control de frecuencia, lo que lo hace altamente personalizable y adaptable a diferentes aplicaciones. La tecnología DDFS utiliza operaciones aritméticas como un acumulador de fase para generar la forma de onda coseno y un convertidor de fase a amplitud para la modulación de la señal.

La elección de esta arquitectura que justamente está diseñada para SDR permite una simplificación de los circuitos analógicos que se utilizaban antiguamente para la transmisión y recepción FM, dados los cambios orientados a una tecnología netamente digital se hace mucho más eficiente el uso de una arquitectura de este tipo. [3]

4. Procedimiento

a. Transmisión y recepción de audio en GNU Radio

Los archivos necesarios para realizar esta práctica se encuentran en el siguiente repositorio:
<https://github.com/CristianHurt/Practicas-de-Transmision-de-datos-en-SDR>

Ejecute los archivos “TX_HackRF_Audio.grc” y “RX_BLAde.grc” y compruebe:

- Los espectros antes y después de la modulación para transmisor y receptor.
- El audio recibido
- Ancho de banda estimado de salida.

Realice cambios para el emisor en el bloque “rational resampler” y concluya que relación deben tener los valores de interpolación y decimación para que se consiga una correcta transmisión.

Con ayuda de la herramienta que se encuentra en el siguiente enlace:

<https://audio.online-convert.com/es/convertir-a-wav>

Haga cambios a la frecuencia de la pista musical, agregue el nuevo archivo descargado como fuente en el diagrama del transmisor y encuentre los valores de decimación e interpolación que le permitan recibir correctamente la muestra original de audio en el receptor.

Adjunte los espectros obtenidos y comente si fue posible recuperar la pista de audio.

Ejecute el archivo “TX_HackRF_Micro.grc” y con ayuda del receptor utilizado en el anterior inciso “RX_BLAde.grc” compruebe:

- Los espectros antes y después de la modulación para transmisor y receptor.
- El audio recibido
- Ancho de banda estimado de salida.

Adjunte los resultados obtenidos y realice variaciones a la frecuencia central de transmisión teniendo en cuenta los posibles espacios en el espectro destinado a radio difusión, encuentre mínimo 2 frecuencias que le permitan transmitir el ancho de banda completo.

Sintonice el receptor a las nuevas frecuencias centrales y adjunte los resultados obtenidos para los espectros antes y después de la modulación y comente si fue posible recuperar el audio transmitido.

b. Transmisión y recepción de audio en MATLAB

Ubique los archivos “FMHackTX.slx” y “FM_Nuand_RX.slx” compruebe el correcto funcionamiento en la herramienta Simulink de Matlab a partir de:

- Los espectros antes y después de la modulación para transmisor y receptor.
- El audio recibido
- Ancho de banda estimado de salida.

Adjunte los resultados obtenidos y concluya si los resultados son correctos y esperados.

En caso de que todo funcione correctamente, realice variaciones a la frecuencia central de transmisión teniendo en cuenta las frecuencias sin utilización de la asignación de Radiodifusión, haga esta prueba para mínimo 2 frecuencias distintas a la frecuencia configurada inicialmente y adjunte los mismos resultados del inciso anterior.

Ahora haciendo uso solo del transmisor ejecute la consola GQRX y adjunte los resultados de espectro y diagrama de cascada para las 3 frecuencias centrales que utilizó en el transmisor.

5. Preguntas teóricas

A partir del marco teórico y el conocimiento adquirido en las clases de teoría, responda las siguientes preguntas.

1. ¿Qué es FM?
2. ¿Cuáles frecuencias están asignadas a Radiodifusión en el espectro nacional?
3. ¿Cuál es la separación entre canales adyacentes?
4. ¿Cuál es la desviación de frecuencias estándar para FM (Δf)?
5. ¿Cuál es el nivel de recepción para una buena calidad de señal FM (S/N)?
6. ¿Cuál es el rango de potencias de transmisión para las emisoras FM?
7. ¿Qué frecuencias de muestreo se utilizan usualmente para audio?

6. Referencias

- [1] Mintic, «Radioemisoras Colombia,» [En línea]. Available:
<https://www.mintic.gov.co/portal/maparadio/631/w3-channel.html>.
- [2] W. Tomasi, Sistemas de Comunicaciones Electrónicas, Prentice Hall, 2001.
- [3] I. Hatai y I. Chakrabarti, «A New High-Performance Digital FM Modulator and Domudlator for Software-Defined Radio and Its FPGA Implementation,» *International Journal of Reconfigurable Computing*, p. 10, 2011.
- [4] C. D. Hurtado Rodriguez y L. D. Villada Coca, «Practicas de transmisión en radiofrecuencia utilizando radio definida por software.,» Bogotá, 2023.

**Segunda practica transmisión de datos en radiofrecuencia
empleando dispositivos de radio definida por software:
Transmisión y recepción QPSK.**

Autores

Cristian David Hurtado Rodriguez
Luis David Villada Coca



Universidad Distrital Francisco José de Caldas
Facultad de Ingeniería
Ingeniería Electrónica
Bogotá D.C
2023

1. Objetivos

Objetivo general

Generar un acercamiento real a las transmisiones de tipo PSK a partir de la implementación de un transmisor y receptor usando dispositivos de radio definida por software.

Objetivos específico

- Contextualizar al lector acerca del funcionamiento y los principios de la modulación QPSK.
- Implementar y realizar las respectivas modificaciones en los programas ubicados en el repositorio Github.
- Corroborar el correcto funcionamiento de una transmisión QPSK utilizando los dispositivos SDR Hack RF One y Nuand Blade RF con su respectiva interfaz en la aplicación GNU RADIO.

2. Materiales e insumos

Componentes y dispositivos

- SDR Nuand bladerf 2.0 micro xa9
- SDR Hack RF One
- Dos ordenadores (Tx y Rx) con sistema operativo Windows o Linux
- Dos antenas compatibles con SDR
- Dispositivo de entrada de audio (Microfono)
- Dispositivo de salida de audio (Parlante o audifonos)

Software

- GNU Radio (versión superior a 3.10)
- MATLAB

3. Marco Teórico

QPSK

En el esquema de modulación digital QPSK, se divide la fase de la señal portadora mediante la asignación de cuatro valores igualmente espaciados para el ángulo de fase, que son $\pi/4$, $3\pi/4$, $5\pi/4$ y $7\pi/4$, lo que proporciona una ventaja importante sobre BPSK al tener una capacidad de información duplicada.

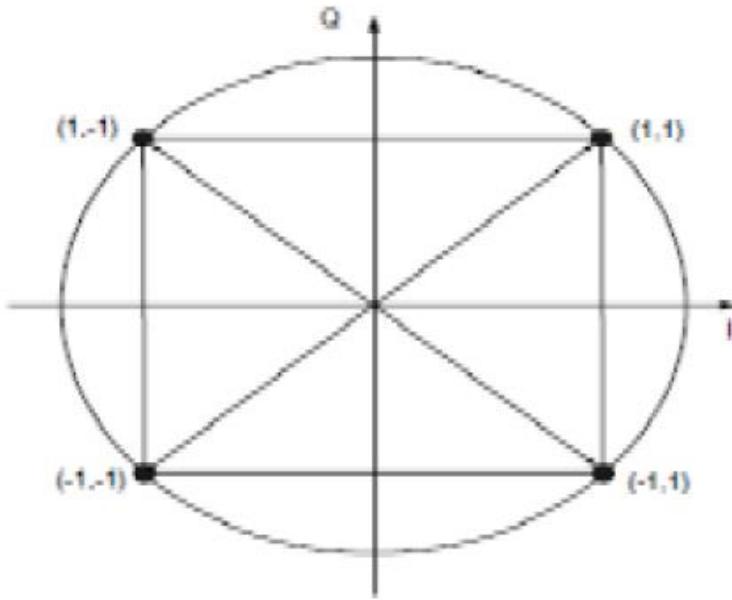


Figura 1. Disposición piloto tipo celosía. Fuente: Digital Modulation Schemes Employed in Wireless Communications: A Literature Review

La técnica de modulación digital QPSK se convierte en una técnica altamente eficiente en cuanto al ancho de banda debido a que en su diagrama de constelación hay cuatro puntos de mensaje. En QPSK, los bits de datos a transmitir se combinan en símbolos, cada uno conteniendo dos bits. Cada símbolo puede tomar uno de cuatro valores posibles que son 00, 01, 10 o 11. En QPSK, se requiere menos ancho de banda y potencia debido a que se pueden transmitir más datos utilizando diferentes fases y una sola portadora. La técnica de QPSK se puede utilizar para duplicar la tasa de datos en comparación con un sistema de modulación BPSK manteniendo el ancho de banda de la señal, o para mantener la tasa de datos de BPSK, pero reduciendo a la mitad el requisito de ancho de banda. El rendimiento del sistema QPSK en presencia de problemas en el sistema se puede determinar mediante su tasa de error de bits o tasa de error de símbolos. [1]

4. Procedimiento

a. Transmisión y recepción de audio

Los archivos necesarios para realizar esta práctica se encuentran en el siguiente repositorio:
<https://github.com/CristianHurt/Practicas-de-Transmision-de-datos-en-SDR>

Ubique los archivos “QPSK_audio_RX.grc” y “QPSK_audio_TX.grc” verifique el correcto funcionamiento a partir de:

- Recepción del audio.
- Diagrama de constelación a la salida del bloque “Polyphase Clock Sync”.
- Diagrama de constelación a la salida del bloque “Linear Equalizer”.

- Diagrama de constelación a la salida del bloque “Costas Loop”.

Para estos bloques:

- Verifique que a la salida del bloque “Costas Loop” se visualicen los 4 símbolos QPSK.
- Verifique que el ecualizador lineal ubique los símbolos aproximando al círculo unitario.

Si el funcionamiento responde a las verificaciones indicadas el audio debería escucharse de manera correcta.

Ahora usted realizará modificaciones a los archivos utilizados para comparar los nuevos resultados y enfatizar con las transmisiones en mención.

Realice cambios a los parámetros en los bloques:

- Polyphase: Filter Size. Disminuya y aumente la cantidad de filtros. Responda ¿Qué cambios genera esta variación en todas las constelaciones?
- Linear Equalizer: Algoritmo utilizado. Cambiar de CMA a LMS. Responda ¿Qué cambios genera esta variación en todas las constelaciones?
- Costas Loop: Loop Bandwidth. Responda ¿Qué cambios genera esta variación en todas las constelaciones?

Ahora implemente una nueva pista musical con una frecuencia de muestreo del audio diferente (<https://audio.online-convert.com/es/convertir-a-wav>) y repita los procedimientos con los parámetros originales y los que usted cambio.

Los diagramas de GNU Radio permiten la modificación en el tipo de modulación, cambie el parámetro “M”, el parámetro “Order” en el bloque “Costas Loop”, el parámetro “Modulus” del bloque “Diferencial Decoder”, la variable “Constellation Rectangular Object” de tal manera que consiga una modulación de tipo BPSK. Recuerde que para BPSK M=2, se utilizan dos símbolos y el Mapa es 0,1.

Verifique y adjunte de ser posible los siguientes resultados:

- Recepción del audio.
- Diagrama de constelación a la salida del bloque “Polyphase Clock Sync”.
- Diagrama de constelación a la salida del bloque “Linear Equalizer”.
- Diagrama de constelación a la salida del bloque “Costas Loop”.

5. Preguntas teóricas

A partir del marco teórico y el conocimiento adquirido en las clases de teoría, responda las siguientes preguntas.

1. ¿Qué es PSK?
2. ¿Qué tipos de modulación PSK existen?

3. Ilustre los tipos de modulación PSK.
4. ¿Qué es PSK diferencial?
5. ¿Para qué sirve un bloque Polyphase en un diagrama con modulación PSK?
6. ¿Para qué sirve un ecualizador en un diagrama con modulación PSK?
7. ¿Qué es el algoritmo CMA?
8. ¿Para qué sirve el Lazo de costas en un diagrama con modulación PSK?

6. Referencias

- [1] M. Barnela, «Digital Modulation Schemes Employed in Wireless Communications: A Literature Review». International Journal of Wired and Wireless Communications.
- [2] C. D. Hurtado Rodriguez y L. D. Villada Coca, «Practicas de transmisión en radiofrecuencia utilizando radio definida por software.», Bogotá, 2023.
- [3] Y. S. Cho, J. Kim, W. Y. Yang y C.-G. Kang, MIMO-OFDM Wireless Communications with MATLAB, WILEY, 2010.

**Tercera practica transmisión de datos en radiofrecuencia
empleando dispositivos de radio definida por software:
Transmisión y recepción OFDM.**

Autores

Cristian David Hurtado Rodriguez
Luis David Villada Coca



Universidad Distrital Francisco José de Caldas
Facultad de Ingeniería
Ingeniería Electrónica
Bogotá D.C
2023

1. Objetivos

Objetivo General

Generar un acercamiento real a las transmisiones de tipo OFDM a partir de la implementación de un transmisor y receptor usando dispositivos de radio definida por software.

Objetivos específicos

- Contextualizar al lector acerca del funcionamiento y los principios de la técnica de transmisión a través de multiplexación por división de frecuencias ortogonales OFDM.
- Afianzar los conocimientos necesarios para entender el funcionamiento de un transmisor y receptor OFDM real a partir de una simulación en el software académico MATLAB.
- Corroborar el correcto funcionamiento de una transmisión OFDM utilizando los dispositivos SDR Hack RF One y Nuand Blade RF con su respectiva interfaz en la aplicación GNU RADIO.

2. Materiales e insumos

Componentes y dispositivos

- SDR Nuand bladerf 2.0 micro xa9
- SDR Hack RF One
- Dos ordenadores (Tx y Rx) con sistema operativo Windows o Linux
- Dos antenas compatibles con SDR
- Dispositivo de entrada de audio (Microfono)
- Dispositivo de salida de audio (Parlante o audifonos)

Software

- GNU Radio (versión superior a 3.10)
- MATLAB

3. Marco Teórico

OFDM.

OFDM (Multiplexación por División de Frecuencias Ortogonales) se puede entender como una transmisión multiportadora, con la gran ventaja de poder transmitir cientos de subportadoras a través del mismo radioenlace, donde cada subportadora tendrá una separación de varios cientos de kHz dados en función de la selectividad de frecuencia del canal de radio y la tasa máxima esperada de variaciones de canal.

El orden apropiado está dado en primer lugar por la selección del espacio entre subportadoras y con un valor entregado de ancho de banda, proceder con el cálculo del número de subportadoras. Ahora se puede afirmar que para LTE estándar 3GPP el espaciado básico es de 15kHz y si el

espectro asignado fuera de 10 MHz tendríamos 600 subportadoras. Cabe señalar que el término “Ortogonal” de las siglas OFDM se debe a que todas las subportadoras son ortogonales entre sí (Erik Dahman, 2012).

Para entender mejor una transmisión OFDM podemos imaginarla como una cuadricula en el tiempo y frecuencia donde cada columna es un símbolo y cada fila una subportadora

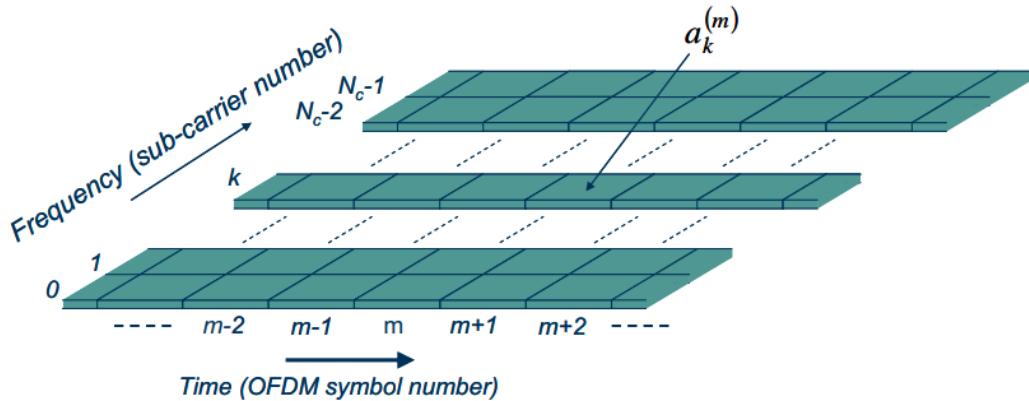


Figura 1. Cuadrícula de tiempo-frecuencia OFDM. Fuente: 4G: LTE/LTE-Advanced for Mobile Broadband.

Posterior a conseguir una señal OFDM el principio básico de modulación consiste en bancos de moduladores correladores, donde cada uno se asigna a una subportadora única, esto debido a la característica de la existencia de ortogonalidad entre subportadoras y un espacio entre las mismas. Cabe resaltar que si existe una interferencia en la subportadora puede generar la perdida de ortogonalidad provocando una interferencia entre todas las subportadoras, esto se puede evitar con la inserción de un prefijo cíclico, el cual para un medio dispersivo en el tiempo en el que existe el problema de perdida de ortogonalidad entre subportadoras, se realiza la inserción de la última parte del símbolo OFDM al principio del siguiente.

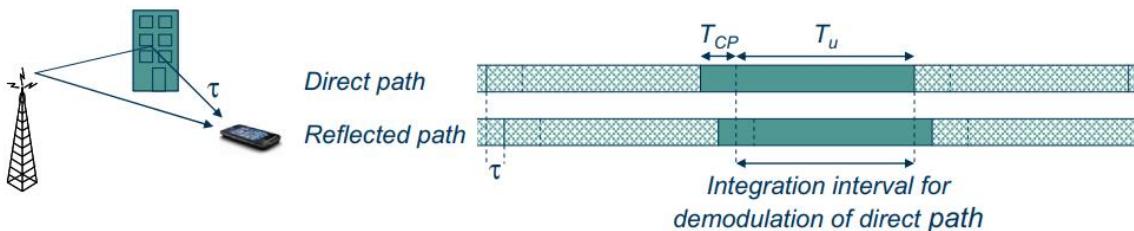


Figura 2. Inserción de prefijo. Fuente: 4G: LTE/LTE-Advanced for Mobile Broadband

El aumento de la longitud del símbolo produce una reducción de la tasa de símbolos, pero preserva la ortogonalidad de la subportadora siempre y cuando el tiempo de dispersión sea más corto que la longitud del prefijo. Otro beneficio de OFDM se da por la posible utilización de este como

acceso múltiple o como multiplexación de usuarios, lo cual implica que para cada intervalo de símbolo OFDM se utiliza un subconjunto de subportadoras para transmitir a diferentes terminales.

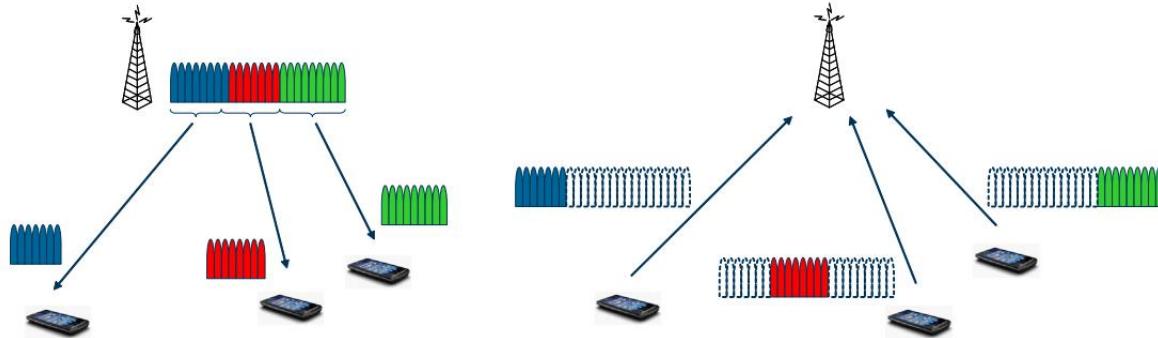


Figura 3. OFDM como esquema de acceso múltiple/multiplexación de usuarios enlace descendente y enlace ascendente. Fuente: 4G: LTE/LTE-Advanced for Mobile Broadband

En un sistema OFDM, el transmisor modula la secuencia de bits de mensaje en símbolos PSK/QAM, realiza IFFT en los símbolos para convertirlos en señales en el dominio del tiempo y los envía a través de un canal (inalámbrico). La señal recibida suele estar distorsionada por las características del canal. Para recuperar los bits transmitidos, el efecto del canal debe ser estimado y compensado en el receptor. Cada subportadora puede considerarse un canal independiente, siempre que no ocurra ICI (interferencia entre portadoras) y, por lo tanto, se preserve la ortogonalidad entre subportadoras. La ortogonalidad permite que cada componente de subportadora de la señal recibida se exprese como el producto de la señal transmitida y la respuesta en frecuencia del canal en la subportadora. Por lo tanto, la señal transmitida puede ser recuperada estimando la respuesta del canal solo en cada subportadora. En general, el canal puede ser estimado utilizando un preámbulo o símbolos piloto conocidos por el transmisor y el receptor, que emplean diversas técnicas de interpolación para estimar la respuesta del canal de las subportadoras entre tonos piloto. En general, tanto la señal de datos como la señal de entrenamiento, o ambas, pueden utilizarse para la estimación del canal. Para elegir la técnica de estimación de canal para el sistema OFDM considerado, se deben tener en cuenta muchos aspectos diferentes de las implementaciones, incluyendo el rendimiento requerido, la complejidad computacional y la variación temporal del canal.

Estructura de la trama de datos IEEE 802.11a.

La tecnología de OFDM en la norma 802.11a utiliza canales con un ancho de banda espectral (BW) de 20, 10 o 5 MHz. Cada canal está compuesto por 48 subportadoras moduladas para transmitir datos, a las cuales se agregan 4 subportadoras piloto moduladas con valores fijos en posiciones específicas, como lo especifica el estándar. Para completar el espectro se agregan símbolos de valor 0 para alcanzar un tamaño de muestra de 64 y aplicar el algoritmo de transformada rápida de Fourier (FFT). La tabla 7 proporciona los parámetros que caracterizan cada paquete de la capa física de la norma 802.11a para cada ancho de canal. (Chau, 2021)

Parámetro \ BW	20 MHz	10 MHz	5 MHz
Espaciamiento entre subportadoras [MHz]: Δ_F	0,3125	0,15625	0,078125
Período de FFT [μs]: $T_{FFT} = 1/\Delta_F$	3,2	6,4	12,8
Prefijo cíclico [μs]: $T_{GI} = T_{FFT}/4$	0,8	1,6	3,2
Símbolo OFDM [μs]: $T_{SYM} = T_{GI} + T_{FFT}$	4	8	16
Símbolos cortos (10) [μs]: $T_{SHORT} = 10 \cdot T_{FFT}/4$	8	16	32
Prefijo cíclico de los símbolos largos [μs]: T_{GI2}	1,6	3,2	6,4
Símbolos largos [μs]: $T_{LONG} = T_{GI2} + 2 \cdot T_{FFT}$	8	16	32
Preámbulo completo [μs]: $T_{PREAMBLE}$	16	32	64

Tabla 1. Parámetros de señal en función del ancho de banda

La Figura 4 presenta un esquema de la estructura de los paquetes OFDM en la norma IEEE 802.11a para comprender mejor los diferentes parámetros.

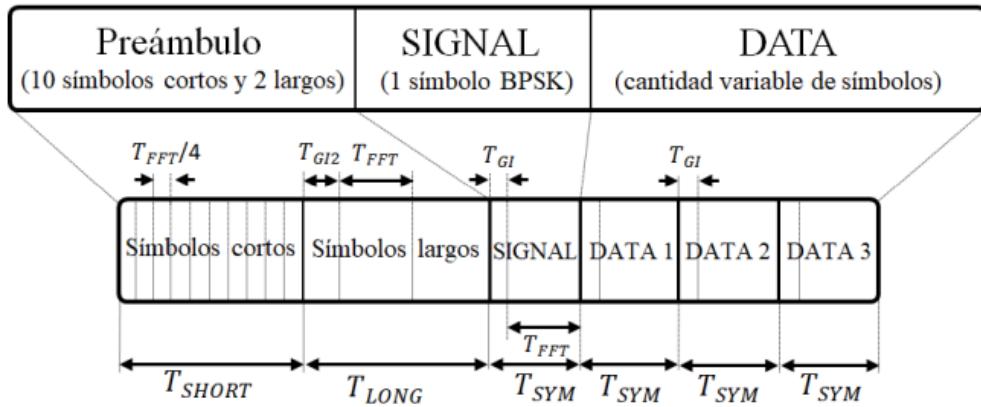


Figura 4 Estructura general de un paquete OFDM

Cada paquete OFDM comienza con una estructura denominada Preámbulo, que consiste en una secuencia de 10 símbolos cortos y 2 símbolos largos. Esta estructura es igual para todas las tramas que tienen el mismo ancho de banda (BW). A continuación del Preámbulo, se encuentra el símbolo SIGNAL, el cual contiene información sobre la configuración de la transmisión. En particular, indica qué tipo de modulación y codificación se usan en los símbolos correspondientes al siguiente campo (lo que determina una tasa para cada ancho de canal posible) y cuántos bits de información se transmiten en el paquete, lo que define su longitud. El campo DATA sigue al símbolo SIGNAL y está compuesto por una cantidad variable de símbolos, cuyas características quedan registradas en la información del símbolo SIGNAL. Para la sección de símbolos largos del Preámbulo, los símbolos SIGNAL y cada uno de los símbolos DATA, se agrega un prefijo cíclico que repite la última parte de la señal al inicio de cada uno (Chau, 2021).

Estimación de Canal

En un sistema OFDM, el proceso de transmisión implica la modulación de la secuencia de bits de mensaje en símbolos PSK/QAM, la realización de IFFT para transformar los símbolos en señales

en el dominio del tiempo, y su envío a través de un canal (inalámbrico). Debido a las características del canal, la señal recibida suele estar distorsionada, lo que requiere que el efecto del canal sea estimado y compensado en el receptor para recuperar los bits transmitidos. Cada subportadora se considera un canal independiente, siempre que se preserve la ortogonalidad entre subportadoras y no ocurra ICI. Esto permite la recuperación de la señal transmitida mediante la estimación de la respuesta del canal en cada subportadora. La estimación del canal se realiza utilizando símbolos piloto conocidos por ambos extremos del canal, que emplean técnicas de interpolación para estimar la respuesta del canal en las subportadoras entre los tonos piloto. La elección de la técnica de estimación de canal para un sistema OFDM depende de varios factores, como el rendimiento requerido, la complejidad computacional y la variación temporal del canal (Yoong Soo Cho, 2010).

Dependiendo de la disposición de pilotos, se consideran tres tipos diferentes de estructura.

Tipo de bloque.

En el tipo de bloque, se envían símbolos piloto OFDM en todas las subportadoras de manera periódica para estimar el canal. Estos pilotos se usan para interpolar y estimar el canal en el tiempo. Los símbolos piloto deben ser colocados con la misma frecuencia que el tiempo de coherencia para rastrear las características cambiantes del canal. En resumen, se utilizan símbolos piloto OFDM para estimar y rastrear el canal de manera efectiva. La siguiente figura representa la disposición piloto tipo bloqueo.

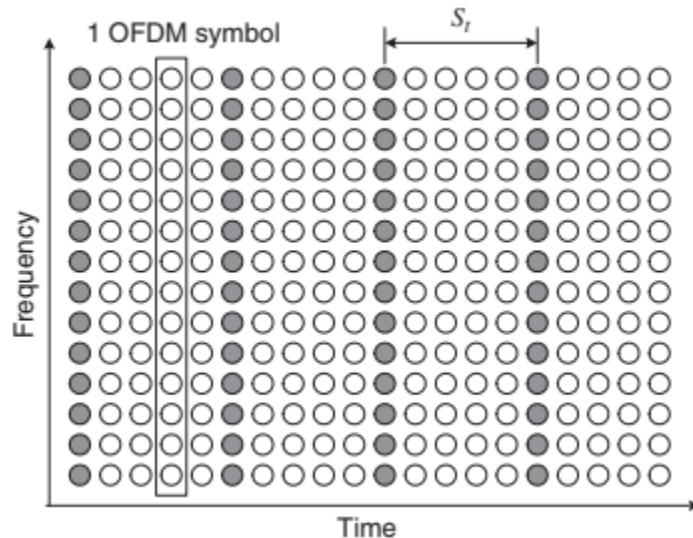


Figura 5. Disposición piloto tipo bloqueo. Fuente: MIMO-OFDM Wireless Communications with MATLAB.

Como el tiempo de coherencia viene dado de forma inversa a la frecuencia Doppler en el canal, el periodo del símbolo piloto debe satisfacer la siguiente desigualdad:

$$S_t \leq \frac{1}{f_{Doppler}} \quad (20)$$

Debido a que los tonos piloto se insertan en todas las subportadoras de los símbolos piloto en un período de tiempo específico, la disposición de los pilotos en bloque es adecuada para canales selectivos de frecuencia. Sin embargo, para canales con desvanecimiento rápido, esto podría generar demasiada carga para rastrear la variación del canal al reducir el período del símbolo piloto.

Tipo de peine.

El piloto tipo peine utiliza tonos piloto en subportadoras para estimar el canal en el dominio de la frecuencia. Los símbolos piloto deben colocarse a intervalos de S_f en la frecuencia para realizar un seguimiento efectivo del canal selectivo en frecuencia. Es importante colocar los símbolos piloto con la misma frecuencia que el ancho de banda coherente. La disposición del piloto tipo peine se muestra en la siguiente figura.

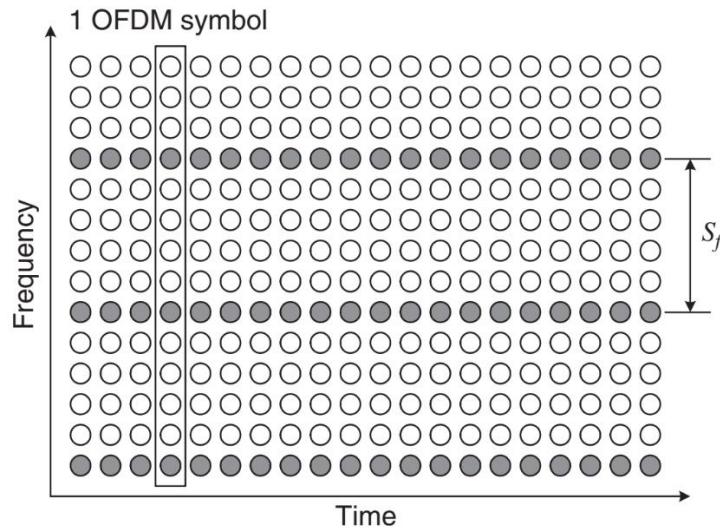


Figura 6. Disposición piloto tipo peine. Fuente: MIMO-OFDM Wireless Communications with MATLAB.

Como el ancho de banda de coherencia está determinado por la inversa de la dispersión máxima del retardo s_{max} , el período del símbolo piloto debe satisfacer la siguiente desigualdad:

$$S_f \leq \frac{1}{\sigma_{max}} \quad (21)$$

A diferencia de la disposición tipo bloque, la disposición tipo peine es adecuada para canales de desvanecimiento rápido, pero no para canales selectivos de frecuencia.

Tipo de celosía.

Este tipo de piloto se caracteriza por tener tonos piloto que se insertan de manera periódica en los ejes de tiempo y frecuencia. Estos tonos piloto permiten realizar interpolaciones en el dominio de tiempo y frecuencia para estimar los canales. Los periodos de los símbolos piloto en tiempo y

frecuencia se denotan como S_t y S_f , respectivamente. La disposición de tipo celosía debe satisfacer las dos ecuaciones de anteriores tipos de piloto listadas a continuación.

$$S_t \leq \frac{1}{f_{Doppler}} \text{ y } S_f \leq \frac{1}{\sigma_{max}} \quad (22)$$

La disposición tipo celosía se muestra en la siguiente figura.

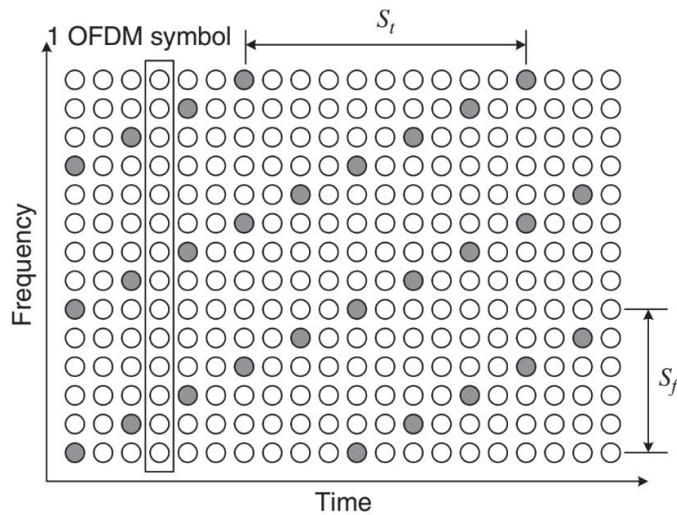


Figura 7. Disposición piloto tipo celosía. Fuente: MIMO-OFDM Wireless Communications with MATLAB.

4. Procedimiento

a. Simulación

Utilizando el código “CalculosTotales.m” en la sección Cálculos de portadoras grafique símbolos OFDM con:

- FFT de 64, 128 y 256.
- Bandas de guarda con porcentajes de 10%, 15% y 20%
- Pilotos de 4, 8 y 16
- Prefijo cíclico FFT/4

Justifique:

- ¿Cuántas portadoras están disponibles para datos?
- Muestre los símbolos obtenidos.

Utilizando la simulación “SimOFDM_Total_Func_RS_116.slx” realice las variaciones en los bloques justificados a continuación:

Modulador

- Cambie el texto de entrada a uno que usted desee utilizando el código “CalculosTotales.m” en la sección “Codificación” y en la simulación en el bloque de entrada String.
- Modifique los parámetros N y K de la codificación Reed-Solomon según los calculados por el código.
- Entendiendo que la codificación Reed-Solomon está en bits ajuste el rango de elementos de Random-Enterliever tal que el numero sea divisor entero del número de bits utilizados en la modulación QAM. Por ejemplo, si usted tiene 380 bits de salida en el bloque Random Interliever y usa modulación 16QAM (4 bits por símbolo) los símbolos de salida serán $380/4$ es decir 95.
- Dado que es probable que Reed-Solomon tenga un tamaño de salida diferente al que necesita, utilice el MUX para añadir bits que cumplan la anterior condición. Por ejemplo, si una codificación Reed-Solomon nos arroja 378 bits, añadiremos 2 para cumplir la anterior condición.
- Si tenemos 95 símbolos de salida del modulador QAM y cada símbolo se encuentra sobre una portadora, se necesitarán 95 portadoras de datos. Suponiendo que no se hacen cambios en los pilotos, ni en banda de guarda, muestre el espectro de salida que consigue como resultado.

Demodulador

Realice los cambios complementarios explicados en el modulador de tal manera que la simulación funcione, verifique:

- El texto de salida es igual al texto de entrada.
- El espectro
- La constelación.

Compare los resultados con la simulación original y explique los cambios generados en los resultados.

b. Transmisión y recepción de audio

Ubique los archivos “OFDM_AUDIO_RX.grc” y “OFDM_HACKRF_TX_AUDIO.grc”, ejecútelo y muestre los resultados tanto en espectro como en tiempo.

Realice las siguientes modificaciones:

- Cambie la fuente por una pista de audio distinta. (Tenga en cuenta que debe ser un archivo WAV a 16kHz con 8 bits).
- Cambie la frecuencia central buscando una sección disponible en el espectro (Se sugiere una frecuencia menor a 800MHz).
- Verifique la integridad del audio transmitido en el receptor

Teniendo en cuenta la practica FM, integre una entrada de audio a través de micrófono y consigne los resultados en tiempo y frecuencia.

c. Transmisión y recepción de data

Utilizando el archivo “TramaTX_RX.m” y los archivos en GNU Radio “OFDMTramaIEE_RX.grc” y “OFDM_TRAMAIEE_TX.grc” siga los siguientes pasos.

1. Ejecute el archivo MATLAB hasta el punto donde cree un archivo titulado “archivooriginal.txt”.
2. Del lado del receptor cargue el archivo obtenido en el bloque “File Source”.
3. Ejecuté transmisor y receptor de tal manera que tenga el tiempo suficiente para transmitir el archivo (tenga en cuenta que el archivo se repite de manera cíclica, es decir el tamaño del archivo original y del receptor no es el mismo).
4. Use el archivo “Ber_GnuRadio.m” del lado del receptor ubicando el archivo original y el archivo recuperado con el fin de estimar el delay de bits que existe.
5. Del lado del receptor ejecute el archivo “TramaTX_RX.m” desde la sección “Leer archivo” (tenga en cuenta que debe cambiar el delay en base al dato “I”).
6. Corra el resto del archivo y verifique:
 - a. Que el BER sea igual a cero.
 - b. Que TextTx tenga el mismo valor que TextRx.
7. Adjunte las imágenes del espectro obtenido y la señal en el tiempo.

Para extender el conocimiento realice cambios en

- Rate
- Service
- TextRx (texto que se envía como data)
- Adjunte los nuevos resultados obtenidos. Tener en cuenta que si la longitud de la trama cambia es necesario cambiar los valores correspondientes en el código para Ber_GnuRadio.m y TramaTX_RX.m (bits, FRAMEIEEE80211aRX)

5. Preguntas teóricas

A partir del marco teórico y el conocimiento adquirido en las clases de teoría, responda las siguientes preguntas.

1. ¿Qué es OFDM?
2. Explique la importancia de la ortogonalidad en las portadoras en OFDM.
3. ¿Cuáles son los componentes esenciales de un transmisor y de un receptor OFDM?
4. Liste los tipos de modulaciones utilizados en OFDM.
5. Explique el símbolo OFDM.

6. ¿Para qué se hace uso de un prefijo cíclico? Explique su funcionamiento.
7. Según la disposición de pilotos, explique sus distintos tipos de estructura.
8. Cuál es la utilidad de las bandas de guarda en OFDM. Explique su funcionamiento.
9. Cuál es la utilidad de los símbolos pilotos en OFDM. Explique su funcionamiento.
10. Describa el estándar IEEE 802.11^a.

6. Referencias

- [1] Y. S. Cho, J. Kim, W. Y. Yang y C.-G. Kang, MIMO-OFDM Wireless Communications with MATLAB, WILEY, 2010.
- [2] D. Milanes Chau, «DEMODULACIÓN Y SÍNTESIS DE SEÑALES OFDM, IEEE 802.11,» Bariloche, 2021.
- [3] C. D. Hurtado Rodriguez y L. D. Villada Coca, «Practicas de transmisión en radiofrecuencia utilizando radio definida por software.,» Bogotá, 2023.