

UNIVERSIDAD DE EL SALVADOR
FACULTAD DE INGENIERÍA Y ARQUITECTURA
ESCUELA DE INGENIERÍA ELÉCTRICA



**PROPUESTA DE IMPLEMENTACIÓN DE UN
LABORATORIO DE TELEVISIÓN DIGITAL EN LA
ESCUELA DE INGENIERÍA ELÉCTRICA,
FACULTAD DE INGENIERÍA Y ARQUITECTURA,
UNIVERSIDAD DE EL SALVADOR**

PRESENTADO POR:

RONNY EDGARDO MATA ESCOBAR

DAVID JONATHAN PÉREZ PÉREZ

PARA OPTAR AL TÍTULO DE:

INGENIERO ELECTRICISTA

CIUDAD UNIVERSITARIA, JULIO DE 2022

UNIVERSIDAD DE EL SALVADOR

RECTOR:

MSC. ROGER ARMANDO ARIAS ALVARADO

SECRETARIO GENERAL:

ING. FRANCISCO ANTONIO ALARCON SANDOVAL
FACULTAD DE INGENIERÍA Y ARQUITECTURA

DECANO:

PHD EDGAR ARMANDO PEÑA FIGUEROA

SECRETARIO:

ING. JULIO ALBERTO PORTILLO
ESCUELA DE INGENIERÍA ELÉCTRICA

DIRECTOR:

ING. ARMANDO MARTÍNEZ CALDERÓN

UNIVERSIDAD DE EL SALVADOR
FACULTAD DE INGENIERÍA Y ARQUITECTURA
ESCUELA DE INGENIERÍA ELÉCTRICA

Trabajo de Graduación previo a la opción al Grado de:

INGENIERO ELECTRICISTA

Título:

**PROPUESTA DE IMPLEMENTACIÓN DE UN
LABORATORIO DE TELEVISIÓN DIGITAL EN LA
ESCUELA DE INGENIERÍA ELÉCTRICA, FACULTAD DE
INGENIERÍA Y ARQUITECTURA, UNIVERSIDAD DE EL
SALVADOR**

Presentado por:

RONNY EDGARDO MATA ESCOBAR

DAVID JONATHAN PÉREZ PÉREZ

Trabajo de Graduación Aprobado por:

Docente Asesor:

ING. WERNER DAVID MELENDEZ VALLE

SAN SALVADOR, JULIO DE 2022

Trabajo de Graduación Aprobado por:

Docente Asesor:

ING. WERNER DAVID MELENDEZ VALLE

NOTA Y DEFENSA FINAL

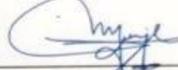
En esta fecha, Jueves 13 de julio de 2022, en la Sala de Lectura de la Escuela de Ingeniería Eléctrica, a las 3:00 p.m. horas, en presencia de las siguientes autoridades de la Escuela de Ingeniería Eléctrica de la Universidad de El Salvador:

1. Ing. Armando Martínez Calderón
Director


Firma



2. MSc. José Wilber Calderón Urrutia
Secretario

Por: 
Firma

Y, con el Honorable Jurado de Evaluación integrado por las personas siguientes:

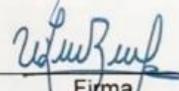
- ING. WERNER DAVID MELÉNDEZ VALLE
(Docente Asesor)


Firma

- DR. CARLOS OSMIN POCASANGRE JIMENEZ


Firma

- ING. WALTER LEOPOLDO ZELAYA CHICAS


Firma

Se efectuó la defensa final reglamentaria del Trabajo de Graduación:

PROPUESTA DE IMPLEMENTACIÓN DE UN LABORATORIO DE TELEVISIÓN DIGITAL EN LA ESCUELA DE INGENIERÍA ELÉCTRICA, FACULTAD DE INGENIERÍA Y ARQUITECTURA, UNIVERSIDAD DE EL SALVADOR

A cargo de los Bachilleres:

- MATA ESCOBAR RONNY EDGARDO

- PÉREZ DAVID JONATHAN

Habiendo obtenido en el presente Trabajo una nota promedio de la defensa final: 8.3
(Ocho puntos tres)

AGRADECIMIENTOS.

Agradezco a Dios por ser mi guía y acompañarme en el transcurso de mi vida, brindándome paciencia y sabiduría para culminar con éxito mis metas propuestas. A mis padres por ser mi pilar fundamental y haberme apoyado incondicionalmente, gracias a ellos soy la persona que soy.

A nuestro catedrático y asesor Ing. Werner Meléndez, gracias por su paciencia y orientación profesional que en todo momento nos brindó y a mi querida amiga Reina Vides, secretaria de la Escuela de Ingeniería Eléctrica, quien nos orientó en todo el proceso de nuestro trabajo de graduación.

Ronny Mata

Primeramente, doy gracias a Dios, por permitirme llegar hasta este punto de mi vida de poder culminar mis estudios superiores, agradezco a mis padres por su apoyo y que este sueño se hiciera realidad.

Gracias a nuestro asesor Ing. Werner Meléndez, con paciencia nos instruyó a lo largo de este trabajo de grado y a Reina Vides por su ayuda y orientación.

David Pérez

CONTENIDO.

INTRODUCCION.....	1
OBJETIVOS.....	2
PLANTAMIENTO DEL PROBLEMA	3
ALCANCES	4
ANTECEDENTES	5
JUSTIFICACIÓN.....	6
CAPÍTULO 1: LA TELEVISIÓN DIGITAL EN EL SALVADOR	7
Estándar ISDB-Tb.....	7
Características del estándar.....	8
Otros estándares de Televisión Digital	23
CAPÍTULO 2: EVALUACIÓN DE HARDWARE.....	24
Radio definida por software.....	24
Evolución de RDS	30
Arquitecturas.....	32
Plataformas de Hardware.....	35
RTL-SDR.....	37
Funcionamiento do RTL-SDR.....	40
R820T2 tuner	40
RTL2832U	42
Convertidor USB 3.0 a VGA	46
Evaluación de software.....	48
SDR SHARP	49
Gnuradio.....	50
API	52
Proyecto Osmo fl2k, Adaptador USB-VGA como transmisor de bajo costo.	53
Transmisión de señal bajo el estándar VGA	54
CAPITULO 3: PRUEBAS Y PRESENTACIÓN DE RESULTADOS	58
Implementación de un transmisor de televisión digital ISDB-T.	58
Obtención de los TS por capa.....	59
Codificaciones de Canal	60
Reed Solomon	60

Viterbi.....	61
Dispersor de Energía.....	63
Entrelazamiento de frecuencia.....	65
Entrelazamiento de tiempo.....	66
Entrelazamiento de byte.....	68
Entrelazamiento de bits y modulación.....	70
QPSK.....	72
16QAM.....	73
64QAM.....	74
Formación de cuadros OFDM.....	76
La transformada de Fourier.....	78
El prefijo cíclico.....	79
Transmisión de transport streams bajo la norma ISDBT.....	80
Implementación de un receptor de televisión digital ISDB-T.....	87
Sincronización OFDM: adquisición.....	88
Sincronización OFDM: seguimiento.....	90
Corrección entera de frecuencia.....	90
Estimación de canal.....	91
Seguimiento de tiempo y frecuencia.....	92
Decodificación de la TMCC.....	94
Pruebas de transmisión de tv digital.....	96
Mediciones en receptor ISDB-T.....	97
MODULATION ERROR RATIO (MER).....	100
BIT ERROR RATE (BER).....	102
BER ANTES DE VITERBI.....	104
BER DESPUES DE VITERBI.....	104
FACTOR DE CRESTA.....	106
SNR (RELACIÓN SEÑAL A RUIDO).....	108
VISUALIZACIÓN.....	109
CONCLUSIONES.....	111
Referencias.....	112
ANEXOS.....	114

LISTA DE FIGURAS.

Figura 1 Diagrama de bloques del transmisor ISDB-T. Implementación de un transmisor ISDB-T (Javier Hernández 2018).	9
figura 2 Proceso de transmisión en ISD-T. Fuente Asociación brasileña de normas técnicas (2007a).....	9
Figura 3 Distribución del canal en segmentos (Flores,2018)	10
Figura 4 Procesamiento de la señal (Digital Broadcasting expert group,2007)	11
Figura 5 Estructura de segmentos. (Flores, 2018)	13
Figura 6 Sistema de transmisión en modo jerárquico.....	14
Figura 7 Representación de bloques del estándar ISDB-Tb (Flores,2018)	15
Figura 8 Parámetros del segmento OFDM según el estándar ISDB-Tb (Néstor Pisciotta,2010)	16
Figura 9 Circuito generador de la PRBS para la scattered pilot, Implementación de un transmisor ISDB-T (Javier Hernández 2018).....	17
Figura 10 Estándar de compresión de video MPEG4 (Sequeira,2012).....	22
Figura 11 Estandares de television terrestre, Wikipedia	23
Figura 12 RDS ideal	26
Figura 13 Receptor RDS típico	27
Figura 14 RDS de primera generación	33
Figura 15 RDS de segunda generación.....	34
Figura 16 RDS de tercera generación.....	35
Figura 17 USRP.....	37
Figura 18 Dispositivo RTL-SDR utilizado para implementación del receptor ISDBT	38
Figura 19 Esquema a bloques de RTL-SDR	39
Figura 20 R820T2.....	41
Figura 21 Diagrama eléctrico RTL2832U	42
Figura 22 Diagrama de chip RTL2832U	43
Figura 23 Circuito RTL2832U	44
Figura 24 Partes de RTL-SDR	45
Figura 25 Diagrama de SDR	46
Figura 26 Convertidor USB 3.0 a VGA	47
Figura 27 Diagrama eléctrico de adaptador USB-VGA.....	48
Figura 28 Interfaz GUI de SDR-SHARP	49
Figura 29 Interfaz GUI de GNU Radio Companion	50
Figura 30 Conexiones del estándar VGA. El pin rojo corresponde al transmisor de nuestro proyecto	55
Figura 31 Diagrama de transmisor implementado	58
Figura 32 Entrada de transmisor.....	60
Figura 33 Bloque codificador Reed.Solomon	61
Figura 34 Código convolucional utilizado en ISDBT.....	62
Figura 35 Matriz de puntuating utilizada en ISDBT. [15]	63

Figura 36 Bolque que genera el código Vitervi.....	63
Figura 37 Boque dispersor de energía, configurado para QPSK.....	64
Figura 38 Boque para entrelazamiento frecuencial	66
Figura 39 Mecanismo de entrelazamiento temporal.....	67
Figura 40 Bloque de entrelazamiento temporal.....	68
Figura 41 Bloque para entrelazamiento de Bytes.....	69
Figura 42 Bloque modulador configurado para QPSK.	72
Figura 43 Sistema para el entrelazamiento de bit y la modulación QPSK.....	72
Figura 44 Constelación utilizada con la modulación QPSK.	73
Figura 45 Sistema para el entrelazamiento de bit y la modulación 16QAM.....	74
Figura 46 Constelación utilizada con la modulación 16QAM.	74
Figura 47 Sistema para el entrelazamiento de bit y la modulación 64QAM.....	75
Figura 48 Constelación utilizada con la modulación 64QAM.	75
Figura 49 Cuadro OFDM para un segmento en modo 1. [15].....	76
Figura 50 Cuadro OFDM para un segmento en modo 2. [15].....	77
Figura 51 Boque codificador TMCC.....	78
Figura 52 Boque para realizar la transformada e Fourier en GNU Radio.	79
Figura 53 Boque para agregar prefijo ciclico.	80
Figura 54 Bloque Polyphase Arbitrary Resampler.....	82
Figura 55 Bloques para representar los valores complejos según su fase y cuadratura.	83
Figura 56 Espectro de la señal transmitida.....	84
Figura 57 Diagrama de bloques de receptor de televisión digital ISDBT.....	87
Figura 58 Sistema de seguimiento de tiempo y frecuencia.	93
Figura 59 Bloque de sincronización OFDM.....	93
Figura 60 Bloque decodificador TMCC.....	95
Figura 61 Bloques para realizar desentrelazado de la señal.	95
Figura 62 Bloque para demapear las tablas OFDM	95
Figura 63 Decodificador de canal ISDBT y sumidero con archivo de salida de receptor.	96
Figura 64 Recepción de señal ISDBT, Mediciones objetivas de parámetros de calidad y diagrama de constelaciones recibida.	96
Figura 65 Interpretación del MER en diagrama de constelación	100
Figura 66 Valor de MER obtenido en las pruebas realizadas.....	101
Figura 67 Bloques implementados para medición del BER.....	103
Figura 68 Mediciones de BER obtenidas durante transmisión de prueba.....	105
Figura 69 Implementación para medición de Factor de Cresta	106
Figura 70 Factor de Cresta medido durante transmisión de prueba	107
Figura 71 Valor de SNR medido durante transmisión de prueba.....	108
Figura 72 Pantalla de visualización de receptor ISDBT y sistema de medición de parámetros de calidad.....	110

INTRODUCCIÓN.

En El Salvador, la era de la Televisión Digital en señal abierta dio inicio en diciembre del año 2018, con el anuncio por parte del gobierno de la implementación de la transmisión digital en el canal Televisión de El Salvador (TVES) con 3 transmisiones simultaneas: canal 10.1 en HD, canal 10.2 y 10.3. En esa misma fecha anunciaron el apagón analógico previsto para implementarse en 2022.

El estándar adoptado para la transmisión de señal de TV Digital es el ISDB-TB que corresponde a la versión brasileña del estándar Japonés ISDB-T, el cual emplea tecnologías avanzadas de compresión de audio y video (H.264/HE-AAC).

Si bien la calidad de la transmisión de TV digital en cuanto a resolución de video y audio es superior a transmisión analógica, la calidad en la señal de las transmisiones de televisión digital se puede predecir de forma teórica y comprobar en función de los valores de las mediciones en campo de ciertos parámetros radioeléctricos, como pueden ser la precisión de la frecuencia de la portadora, la tasa de error de modulación (MER), el diagrama de constelación y la tasa de error de bit (BER).

Este trabajo de graduación tiene como finalidad, proponer alternativas de bajo costo en cuanto a equipo de hardware y software que permita realizar las mediciones de parámetros de la señal de TV digital para comprobar las estimaciones teóricas sobre la calidad en las transmisiones, desde la perspectiva de un usuario final.

OBJETIVOS.

Objetivo General.

Proponer soluciones prácticas de bajo costo basadas en Radio Definida por Software SDR, para la medición de los parámetros que determinan la calidad de la señal en transmisiones de Tv Digital en El Salvador.

Objetivos Específicos.

- I. Analizar la arquitectura del Sistema de Televisión Digital Terrestre, ISDB-TB, implementado en El Salvador.
- II. Estudiar los parámetros que determinan la calidad de la señal en El Sistema de Televisión Digital Terrestre, ISDB-TB.
- III. Investigar herramientas de hardware y software libre o de bajo costo que se puedan utilizar para la medición y análisis de los parámetros radioeléctricos que influyen en la calidad de las transmisiones de la señal de Televisión digital terrestre ISDB-TB.
- IV. Proponer una solución de bajo costo utilizando Radio Definida por Software SDR que permita la medición y análisis de parámetros como: la precisión de la frecuencia de la portadora, la tasa de error de modulación (MER), el diagrama de constelación y la tasa de error de bit (BER), que describen la calidad de la señal.

PLANTAMIENTO DEL PROBLEMA.

El estándar ISDB-TB aplicado a transmisiones de televisión digital, contempla diferentes métodos para el procesamiento de señales de audio, imágenes y gestión de frecuencias de radio; en el corto plazo, se espera que todas las emisiones de este tipo en El Salvador se realicen bajo este estándar, por lo que se hace necesario incluirlo en la enseñanza de las telecomunicaciones en la EIE, de ahí la necesidad de contar con medios que faciliten dicha enseñanza.

ALCANCES.

- I. Recopilar y analizar información sobre el Sistema de Televisión Digital Terrestre, ISDB-TB, sus características y arquitectura, haciendo énfasis en los parámetros que determinan la calidad de la señal, como son la precisión de la frecuencia portadora, la tasa de error de modulación (MER), el diagrama de constelación y la tasa de error de bit (BER).
- II. Investigar y evaluar herramientas de software y hardware que puedan adecuarse a la medición y análisis de los parámetros de la señal de las transmisiones de tv digital estudiadas en el presente trabajo.
- III. Proponer una solución utilizando los recursos de hardware y software adecuados SDR, que sirva para realizar las mediciones en campo de los parámetros radioeléctricos de los cuales depende la calidad de las transmisiones TV digital bajo el estándar ISDB-Tb.
- IV. Evaluar la viabilidad técnica y económica de la solución de bajo costo planteada anteriormente, en mediciones de transmisiones de TV Digital.

ANTECEDENTES.

En El Salvador la implementación de la televisión digital abierta se concretó en diciembre de 2018, en 2017 las autoridades tomaron la decisión de adoptar el estándar japonés- brasileño ISDB-Tb, mismo que poco a poco ha comenzado a ser implementado por algunas televisoras del país; aunque aún se mantienen emisiones analógicas paralelas, ya que a pesar de que se dijo en 2018 que el apagón analógico se daría en 2022, los planes de transición analógico-digital han avanzado lentamente.

Las ventajas de utilizar transmisión digital de la señal de televisión abierta, tanto para las empresas proveedoras del servicio como para los usuarios finales, son significativas y para justificar dichas ventajas, los desarrolladores, emplean diferentes parámetros e información que permiten estimar la calidad de la señal.

El presente trabajo busca analizar dicha información y proponer soluciones de ejemplos prácticos de costo reducido que se puedan implementar, para determinar la calidad de las señales de las transmisiones de TV Digital, mediante las mediciones a los parámetros de: precisión de la frecuencia portadora, la tasa de error de modulación (MER), el diagrama de constelación y la tasa de error de bit (BER).

JUSTIFICACIÓN.

Herramientas de bajo costo que ayuden a evaluar la calidad de las transmisiones de televisión digital abierta en nuestro país mediante la medición de los diferentes parámetros involucrados, contribuiría a mejorar la implementación y el crecimiento de esta nueva tecnología y brindaría al usuario un método accesible para realizar estimaciones sobre el servicio brindado a la población.

De igual forma, el presente trabajo permitiría ampliar los conocimientos de los estudiantes de la EIE, en este campo, dotándolos de herramientas accesibles, para analizar estos parámetros y otras aplicaciones basadas en esta tecnología.

CAPÍTULO 1: LA TELEVISIÓN DIGITAL EN EL SALVADOR.

Estándar ISDB-Tb.

Hablar de un estándar de Televisión Digital aplicado al país, es hablar de historia de la Televisión, de cómo este medio de comunicación ha ido transformándose a tal punto, que se ha diversificado de muchas maneras; por ejemplo, se encuentra la televisión análoga, la televisión digital, la televisión satelital, etc.

El Salvador ha adoptado el estándar ISDB-Tb como estándar de transmisión de televisión digital terrestre, este estándar se caracteriza por proporcionar una alta capacidad de transmisión de sonido y video a receptores fijos, llámese televisores, así como receptores portátiles, llamémoslo teléfonos inteligentes.

Oficialmente El Salvador inició transmisiones de Radiodifusión Televisiva de libre recepción usando el estándar ISDB-Tb el 21 de diciembre del año 2018, usando la señal piloto de CANAL 10 y desde esa fecha, se transmite de manera analógica y digital simultáneamente siendo el CANAL 10, el único canal que transmite en formato digital hasta la fecha.

Actualmente, el sistema de transmisión de televisión digital ISDB-Tb de Canal 10 opera en las instalaciones del mencionado canal, ubicadas en los estudios principales en Santa Tecla y también en Volcán El Picacho de San Salvador. A futuro se estima que, en la región de Morazán, específicamente en el Cerro Cacahuatique, comenzará a operar una estación repetidora de televisión ISDB-Tb.

Características del estándar.

Alta calidad

Hace 30 años Japón comenzó con la investigación de la HDTV, es un líder mundial en hardware/software de la HDTV. Con estos antecedentes la alta calidad es el más importante de los requerimientos para un sistema de transmisión digital.

La transmisión satelital en Japón empezó en 1997, el HDTV es un servicio real de transmisión satelital, por lo tanto, para el servicio de transmisión digital terrestre se adopta el HDTV.

Japón adopto el sistema de compresión MPEG-2 para HDTV/SDTV, ambos sistemas son soportados para una transmisión digital.

Flexibilidad del servicio.

La flexibilidad del servicio se lleva por medio de dos técnicas: MPEG-2 tecnología de codificación de video y MPEG-AAC tecnología de codificación de audio.

MPEG-2 es la tecnología de codificación de video adoptada por Japón de transmisión digital, capaz de soportar varios tipos de calidad video.

Con respecto al sistema de audio, los japoneses adoptaron MPEG-AAC, sistema de alta compresión y calidad de audio, capaz de soportar varios tipos de audio.

El esquema de transmisión del estándar ISDB-Tb se muestra a continuación, se caracteriza en cuatro etapas: flujo de transporte BTS (Broadcast Transport Stream), robustecimiento de la señal, formación de cuadros OFDM con señales piloto y la puesta de la señal en el aire.

El esquema de transmisión del estándar ISDB-Tb se muestra a continuación, se caracteriza en cuatro etapas: flujo de transporte BTS (Broadcast Transport Stream), robustecimiento de la señal, formación de cuadros OFDM con señales piloto y la puesta de la señal en el aire.

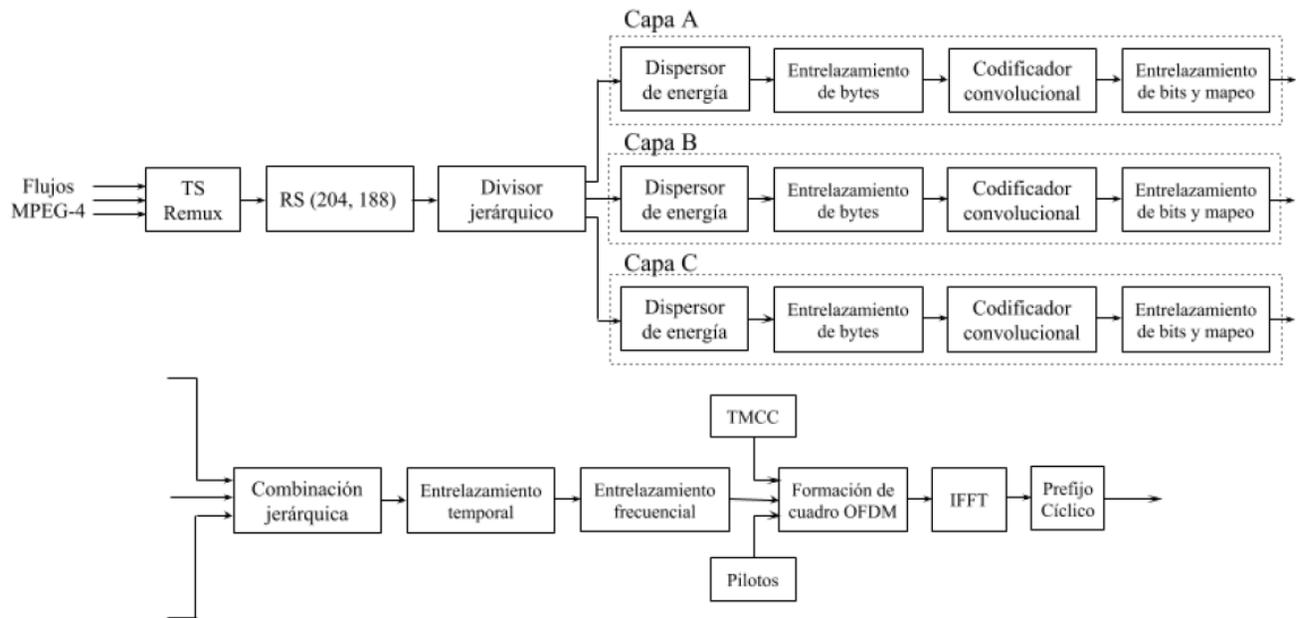


Figura 1 Diagrama de bloques del transmisor ISDB-T. Implementación de un transmisor ISDB-T (Javier Hernández 2018).

La transmisión del estándar es a través de Transport Stream, que es remultiplexado para enviar un solo TS (transport stream) que contenga la mayor cantidad posible de audio, video y datos se muestra en la siguiente imagen.

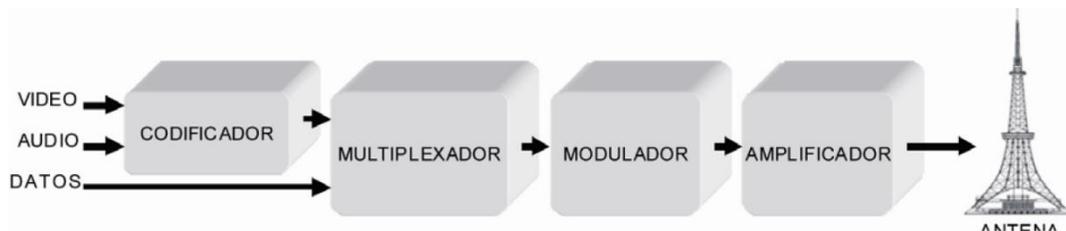


figura 2 Proceso de transmisión en ISDB-T. Fuente Asociación brasileña de normas técnicas (2007a).

Dicho flujo de transporte debe codificarse y luego transmitirse como una señal OFDM.

La señal de multiplexación por división de frecuencia ortogonal estándar se divide en trece segmentos, con un ancho de banda de canal de 6 MHz. Cada segmento representa uno de los catorce anchos de banda del canal (6/14 MHz), lo que significa que cada segmento tiene aproximadamente 428,57 kHz. Es interesante que se mencione en el primer acercamiento que la señal se divide en trece segmentos, pero los cálculos representan 14 segmentos, ¿a qué se debe esto?

Resulta que el decimocuarto elemento de la señal es la banda de protección en cada extremo del canal.

Esta división física no se distribuye necesariamente al final del rango de frecuencia, pero se planifica de acuerdo con la intervención que puede provenir de los canales vecinos.

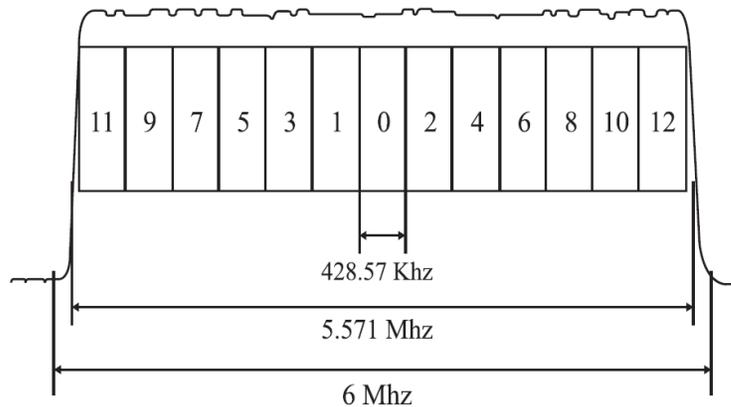


Figura 3 Distribución del canal en segmentos (Flores,2018)

A nivel de la distribución en el espectro, el estándar utiliza 6 MHz de ancho de banda de canal distribuido en 14 segmentos de los cuales sólo 13 son utilizados para enviar datos, el restante se

utiliza como guarda a ambos lados del canal. También se incluye un piloto continuo que se trata de una portadora modulada en BPSK ubicada a continuación del Segmento 12. [1]

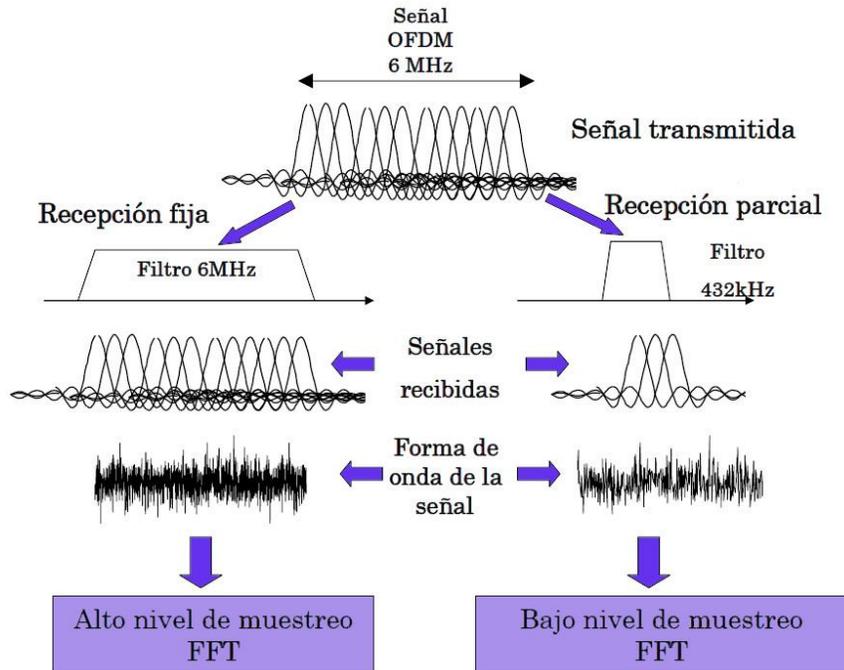


Figura 4 Procesamiento de la señal (Digital Broadcasting expert group,2007)

La señal OFDM de 6MHz, es filtrada mediante un filtro pasabanda estrecho, cuyo paso de banda es de 432KHz.

La señal filtrada se demodula por un rango de muestra baja FFT (Fast Fourier Transform) Transformada Rápida de Fourier. La muestra del rango es de 1/8 del rango de la muestra alta de FFT, que se usa para la demodulación para la banda completa.

El resultado obtenido, la velocidad del proceso de la señal del bloque demodulado es reducido a 1/8.

El estándar ISDB-Tb cumple con el sistema de modulación desarrollado por la entidad brasileña, la Asociación Brasileña de Normas Técnicas.

Esta norma define la necesidad de un estándar para trabajar con clases jerárquicas (A, B, C), en donde cada carácter representa una clase jerárquica del esquema de la señal según el estándar.

Es posible configurar la información a transmitir en capas jerárquicas (A, B, C), donde se pueden asignar diferentes servicios a las tres capas, entre ellas TV de alta definición HDTV, estándar definición SDTV y *one seg*. *One seg* es utilizado específicamente para dispositivos portátiles; el segmento medio puede ser utilizado en una recepción parcial para ser reproducida en pantallas de menor tamaño. [2]

Tiene un nivel jerárquico A, servicio de "one seg" de banda estrecha, con un enfoque particular en dispositivos móviles. El nivel jerárquico A utiliza uno de los trece segmentos disponibles.

Tiene un nivel jerárquico B, servicio de HDTV (televisión de alta definición). Este nivel jerárquico B utiliza siete de los trece segmentos disponibles.

Tiene un nivel jerárquico C, servicio de TVSD (televisión estándar). Este nivel jerárquico C utiliza cinco de los trece segmentos disponibles.

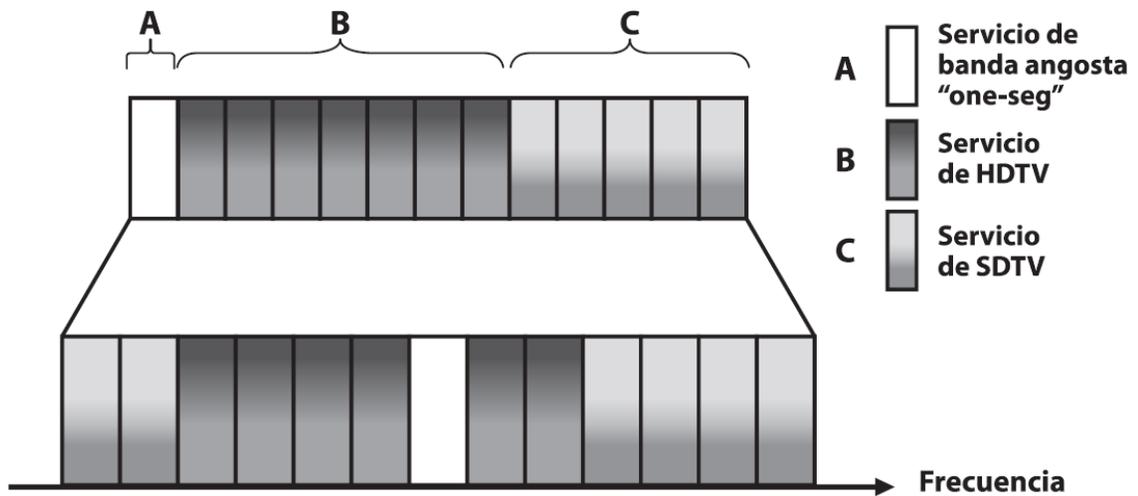


Figura 5 Estructura de segmentos. (Flores, 2018)

Además, el estándar ISDB-Tb puede configurar una *Red de Frecuencia Única* [SFN], donde varios transmisores envían la misma señal en el mismo canal de frecuencia. La sincronización de los transmisores se logra mediante *Global Positioning System-GPS* y alcanzando una cobertura más robusta. El objetivo principal es el uso eficiente del espectro radioeléctrico, distribuyendo la potencia de forma uniforme. Además, SFN aumenta el área de cobertura y disminuye la probabilidad de interrupción. [2]

Cabe señalar que el estándar se puede configurar como una red de frecuencia única, lo cual significa que múltiples transmisores envían la misma señal en el mismo rango de frecuencia.

De esta forma, se pretende hacer un uso eficiente del espectro radioeléctrico, así como la distribución de energía es uniforme, lo que aumenta el área de cobertura y reducir la interrupción, que es una de las ventajas que aporta la Red de Frecuencia Única.

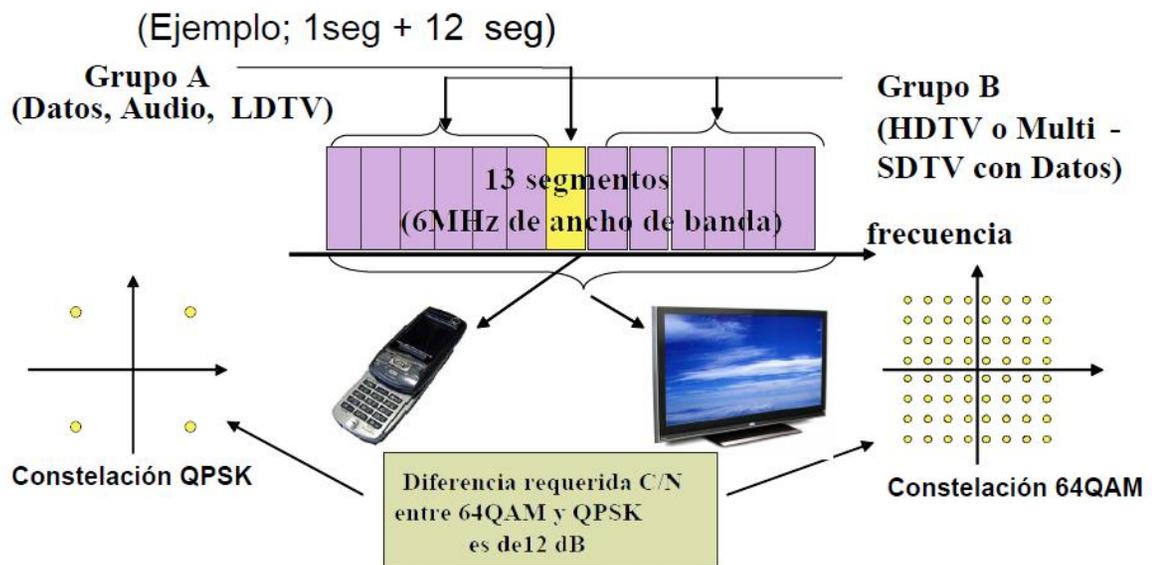


Figura 6 Sistema de transmisión en modo jerárquico

El proceso de compresión en niveles jerárquicos que combinan información de video, audio y datos, al no comprimir tanto las señales de video como las de audio, se convierte en Interfaz Serie Digital.

La transmisión de la señal de video y audio sin comprimir se convierte en *Interfaz Serial Digital* [SDI], este SDI es codificado y comprimido en MPEG-4 convirtiéndose en un *Transport Stream* [TS]. El TS posee 188 bytes, en la capa de transporte los múltiples TS son multiplexados, y reciben información sobre la modulación, corrección de errores, parámetros de transmisión, a través de la señal *Transmission Multiplexing Configuration Control* [TMCC] que es responsable de transportar hacia el receptor datos sobre la configuración de los segmentos del canal o sobre la red, así también como las *Tablas Service Information/ Program Specific Information* [SI/PSI] que comprende información sobre el tipo de video, audio, contenidas en el

flujo de transporte; mientras que el multiplexador es el encargado de generar un único flujo binario llamado *Broadcast Transport Stream* [BTS], que contiene 204 bytes. [2]

La capa de transmisión es responsable de transmitir la señal digital hacia el amplificador y convertor de frecuencia, como se muestra en la siguiente figura.

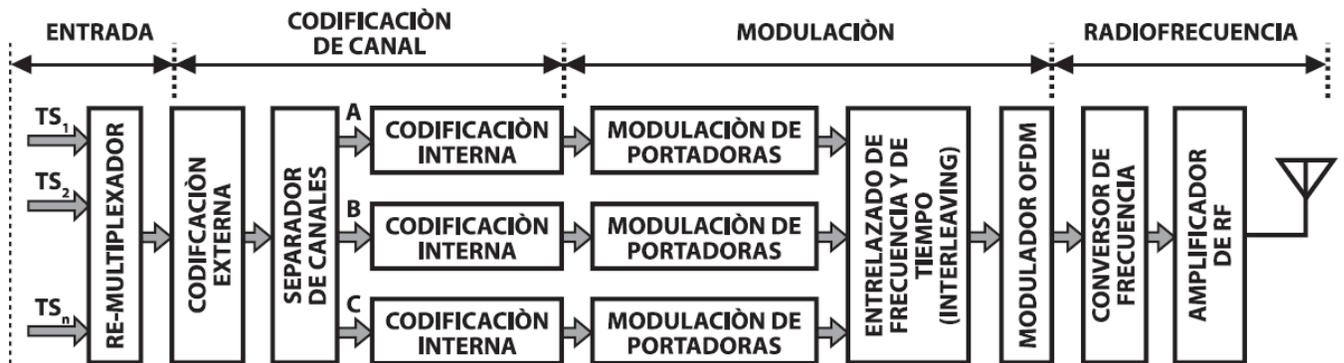


Figura 7 Representación de bloques del estándar ISDB-Tb (Flores,2018)

Los bloques de codificación de canal son los encargados de añadir protección a los bits de datos (razón por la cual la modulación también se suele llamar COFDM, es decir, OFDM codificado).

Hay otras funciones más, tales como dispersión de energía y ajuste de retardos.

En la figura también se puede ver la presencia del bloque separador, que permite dividir la información a transmitir en tres capas jerárquicas. [3]

Retomando el tema de señales, una señal OFDM es la suma de muchas subportadoras ortogonales entre sí, dividiendo una sola línea de transmisión en múltiples señales con menos espectro ocupado.

Esta transmisión tiene lugar en el dominio de la frecuencia.

La información de las portadoras ejecuta un código de corrección de errores, Forward Error Correction.

Cada símbolo OFDM transmitido corre el riesgo de verse afectado por alguna interferencia, por lo tanto, para evitar dicha interferencia entre símbolos, se inserta un intervalo de guarda antes de cada símbolo OFDM.

La siguiente tabla proporciona un resumen técnico de los tres modos de operación del estándar ISDB-Tb.

Parámetro		Modo 1		Modo 2		Modo 3	
Ancho de banda del segmento	Bw_s	3000/7 = 428,57 kHz					
Separación entre portadoras	Δf	250/63 kHz		125/63 kHz		125/126 kHz	
Número de portadoras activas por segmento	L_s	108	108	216	216	432	432
Número de portadoras de datos por segmento	L_D	96	96	192	192	384	384
Esquema de modulación de las portadoras		QPSK	DQPSK	QPSK	DQPSK	QPSK	DQPSK
		16QAM		16QAM		16QAM	
		64QAM		64QAM		64QAM	
Símbolos por cuadro	S	204					
Período útil de símbolo	T_U	252 μ s		504 μ s		1008 μ s	
Relación $\frac{T_G}{T_U}$	Δ	1/4	63 μ s	126 μ s	252 μ s	504 μ s	1008 μ s
		1/8	31,5 μ s	63 μ s	126 μ s	252 μ s	504 μ s
		1/16	15,75 μ s	31,5 μ s	63 μ s	126 μ s	252 μ s
		1/32	7,875 μ s	15,75 μ s	31,5 μ s	63 μ s	126 μ s
Duración total de símbolo T_U+T_G	T_s	315 μ s	630 μ s	1260 μ s	2520 μ s	5040 μ s	10080 μ s
		283,5 μ s	567 μ s	1134 μ s	2268 μ s	4536 μ s	
		267,75 μ s	535,5 μ s	1071 μ s	2142 μ s	4284 μ s	
		259,875 μ s	519,75 μ s	1039,5 μ s	2079 μ s	4158 μ s	
Duración total de cuadro $S \cdot T_s$	T_C	64,26 ms	128,52 ms	257,04 ms	514,08 ms	1028,16 ms	
		57,834 ms	115,668 ms	231,336 ms	462,672 ms	925,344 ms	
		54,621 ms	109,242 ms	218,484 ms	436,968 ms	873,936 ms	
		53,014 ms	106,029 ms	212,058 ms	424,116 ms	848,232 ms	
Frecuencia de muestreo de la IFFT	f_{IFFT}	512/63 = 8,12698 MHz					

Figura 8 Parámetros del segmento OFDM según el estándar ISDB-Tb (Néstor Pesciotta, 2010)

Cada segmento OFDM está conformado por una cantidad de portadoras en función del modo de transmisión. La mayor cantidad de portadoras está destinada a la transmisión de los datos mientras que algunas otras son utilizadas como mecanismos para la estimación del canal, sincronización, transmisión de parámetros de funcionamiento entre otros. [1]

Scattered Pilot

Las portadoras piloto son señales moduladas en BPSK que se generan a partir de una secuencia pseudoaleatoria PRBS (Pseudo Random Binary Sequence). El procedimiento para generar estas portadoras consiste en evolucionar el circuito de la figura 7 y tomar W_i para la modulación BPSK. El índice de la portadora SP dentro del símbolo OFDM es el que determina la cantidad de veces que se debe evolucionar el registro para obtener W_i . Por último, la modulación se realiza como $(4/3,0)$ si $W_i = 0$, y $(-4/3,0)$ si $W_i = 1$. [1]

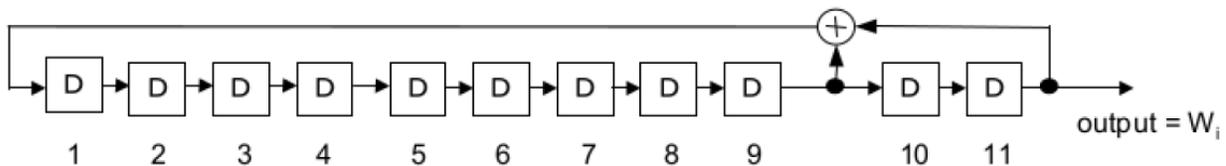


Figura 9 Circuito generador de la PRBS para la scattered pilot, Implementación de un transmisor ISDB-T (Javier Hernández 2018).

Portadoras TMCC.

Las portadoras TMCC son las que transportan toda la información de las capas jerárquicas y la información de control. Si bien en los cuadros OFDM se transmiten varias TMCC estas tienen exactamente el mismo contenido, lo que da al receptor la posibilidad de ponderar todas las TMCC que recibe para quedarse con las que tienen mayor porcentaje de coincidencia entre sí.

Se compone de 204 bits modulados en DBPSK de los cuales el primero es un bit de referencia para realizar la modulación diferencial. Este bit coincide con el valor de la W_i correspondiente al primer símbolo del cuadro OFDM. Los siguientes 16 bits son utilizados por una señal de sincronismo que puede tomar los valores $w = 0011010111101110$ y $w_0 = 1100101000010001$ alternándose entre una y otra en cada cuadro OFDM. A continuación, se encuentran los datos de la información jerárquica y otros parámetros para los que se dedican 105 bits. Estos 105 bits son protegidos por un código cíclico acortado (200,118) con lo cual se dedican los siguientes 82 bits para la paridad. [1]

Portadoras Auxiliares.

Las portadoras auxiliares están pensadas para transmitir información complementaria del control de transmisión. Utilizan modulación diferencial DBPSK con referencia w_i al igual que la TMCC. Su uso es opcional y el sistema puede trabajar perfectamente prescindiendo de ellas; en caso de no ser usadas los bits correspondientes a las portadoras AC se rellenan con "1". [1]

Piloto Continuo

Al igual que las SP, se agrega un piloto continuo a la derecha del segmento 12 con propósitos de sincronismo en recepción. Su modulación también es BPSK y toma el valor de $(-4/3,0)$, $(4/3,0)$, $(4/3,0)$ para los modos 1, 2 y 3 respectivamente. [1]

Cuando en Japón comenzó el desarrollo del sistema ISDB-T se estableció tres funciones principales:

1. Transmisión jerárquica de tres capas "A", "B" y "C".
2. Recepción en un solo segmento (one seg).
3. Adopción de MPEG-2 como transporte para la compatibilidad de otros estándares.

A la hora de transmitir televisión, los datos a transmitir son un conjunto de lo que se denomina *programas*, que son datos de video, audio, ocasionalmente subtítulos y otros datos de interés del broadcaster. Cada programa es comprimido de forma independiente, formando lo que se denomina *Elementary Stream (ES)* o flujo elemental. Para poder ser multiplexados y transmitidos, los ES se paquetizan para formar estructuras denominadas *Packetized Elementary Stream (PES)*. Dependiendo del tipo de transmisión a realizar, los PES pueden sufrir dos tipos de modificaciones. En caso de orientarse a un entorno poco ruidoso, los PES se codifican en los llamados *Program Streams*, que en general son contenedores donde los paquetes de datos pueden ser de tamaño y bitrate variable. En caso de que la transmisión sea a través de un medio muy ruidoso, como es el caso de la televisión digital terrestre, los PES deben ser codificados en los llamados *Transport Streams*. Básicamente, para convertir un PES a un TS se reduce el tamaño de los paquetes a un contenedor fijo de 188 bytes, sobre los cuales se ejecutarán posteriormente códigos correctores de errores de tipo FEC, como los vistos en la sección anterior. [1]

Al comienzo de la cadena de transmisión, en ISDB-T, se multiplexan varios TS, junto con tablas de información que contienen la información y posición de los programas en el flujo. Se crea entonces un único TS de transmisión sobre el cual se van a realizar las tareas de codificación, robustecimiento ante pérdidas y posteriormente la modulación y otras técnicas que se verán más adelante. Cuando un receptor obtenga el TS en cuestión, no tendrá en principio información alguna sobre el contenido del flujo. Dicha información existe en las tablas, pero en un momento inicial de la recepción, tampoco están disponibles puesto que están multiplexadas con todos los demás paquetes del TS. Cada paquete contiene un identificador único denominado *Packet Identifier (PID)*. Como las tablas contienen información vital para la decodificación, sus números PID son bien conocidos por el receptor, de forma que puede buscar entre todos los

paquetes aquellos que le darán la información para comenzar la decodificación. La primera tabla que el receptor busca en el TS, es la tabla PAT, que tiene asignado el PID 0x0000. [1]

Debido a que el flujo de transporte (TS) no estaba diseñado para transmisión jerárquica y menos para recepción en un solo segmento (one seg), los dos requerimientos resultan incompatibles.

Brasil adoptó MPEG-4, que es más completo en el sentido de que este método permite transmitir en el mismo canal y obtener tienes un programa de alta definición, información interactiva y además permite obtener canales adicionales con definición estándar de televisión (SDTV).

La compresión de video del sistema digital terrestre brasileño debe estar bajo la normativa de la UIT-T recomendación H.264

El MPEG-4 comprende dos estándares de compresión de video:

MPEG-4 Parte 2

También denominado solamente como MPEG-4. Este estándar cumple con la norma ISO/IEC 14496-2 y es un perfeccionamiento del estándar MPEG-2, ya que aumenta el grado de compresión alrededor de un 25% con respecto a ésta.

MPEG4 Parte 10

(ISO/IEC 14496-10), llamado también Advanced Video Coding (AVC), es la norma H.264 de ITU-T, adoptada también por el ISO/IEC MovingPicture Experts Group.

Es el estándar de compresión de vídeo actual más eficaz.

H.264 puede reducir el tamaño de un archivo de vídeo digital hasta un 50% en comparación con el estándar MPEG2.

MPEG-4 descompone la imagen en varios elementos de imagen y los procesa por separado, reuniendo todas las salidas mediante un multiplexor y añadiendo información sobre la composición de la escena (BIFS: Binary Format for Scenes). MPEG4 toma muchas de las

características de MPEG-1 y MPEG-2 y de otros estándares, tales como soporte de VRML (Virtual Reality Modeling Language) extendido para Visualización 3D, archivos compuestos en orientación a objetos (incluyendo objetos audio, vídeo y VRML), soporte para la gestión de Derechos Digitales externos y distintos tipos de interactividad. [4]

Las mejoras más significativas con respecto de MPEG-2 se dan en MPEG-4 y son:

1. En la codificación por entropía se utiliza Compresión Aritmética Adaptativa en lugar de Huffman.
2. Para la transformada, en lugar de DCT, se usa la Transformada de Hadamark, que trabaja con 12 bits por pixel y opera con bloques de 4x4 y 8x8.
3. Los bloques de compensación de movimiento son de tamaño variable.
4. Utiliza predicción intra-imagen.
5. Codificación de objetos.

Estándar de compresión de video MPEG4

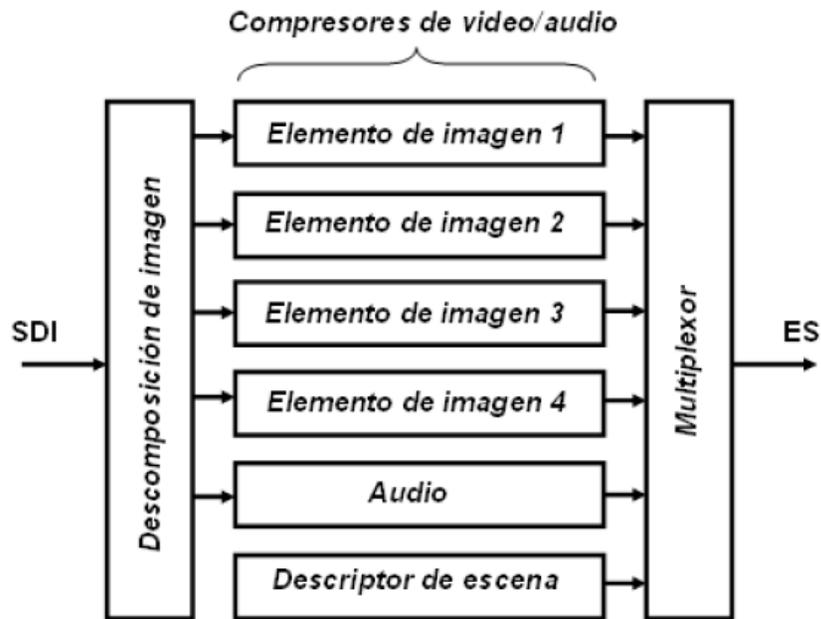


Figura 10 Estándar de compresión de video MPEG4 (Sequeira,2012)

Otros estándares de Televisión Digital.

La Televisión Digital Terrestre, cuenta hasta el día de hoy, con 4 estándares los cuales se distribuyen alrededor del globo terráqueo. Dichos estándares son:

- I. ATSC
- II. DVB-T
- III. ISDB-T
- IV. DTMB

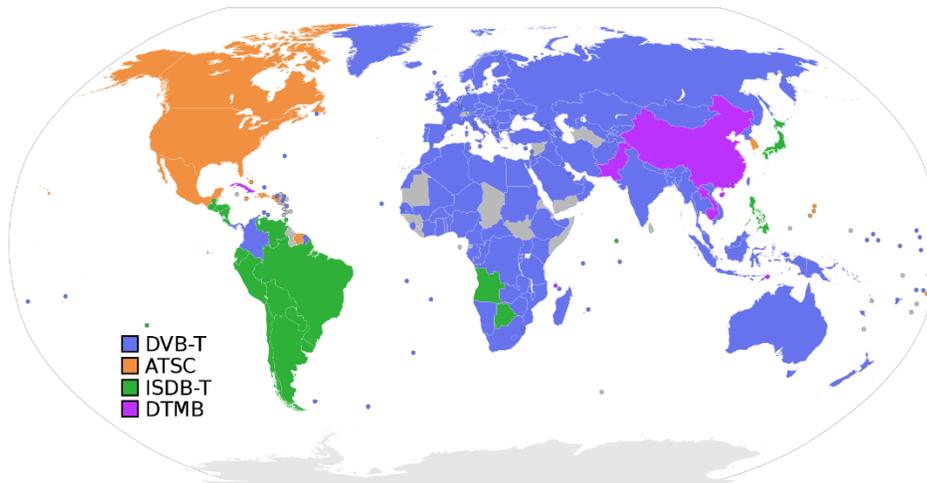


Figura 11 Estandares de television terrestre, Wikipedia

CAPÍTULO 2: EVALUACIÓN DE HARDWARE.

Radio definida por software.

Los sistemas de radio están presentes en nuestra vida cotidiana, estos están integrados en computadoras, televisores, celulares, satélites, etc. En un principio, la radio ha sido implementada en su totalidad por sistemas electrónicos, estos a su vez creados con componentes físicos; esta implementación viene con limitaciones inherentes al diseño basado en Hardware: frecuencias y anchos de bandas, así como funcionalidades específicas, con la aparición del paradigma de la radio definida por software estas limitaciones desaparecen.

La radio definida por software [SDR por sus siglas en ingles], es una tecnología que permite la construcción de varias funciones de una radio en software, ejecutado por un dispositivo de procesamiento programable. La SDR hereda las ventajas de un software sobre su contraparte de hardware, principalmente la facilidad de realizar cambios o configuraciones. Esta tecnología permite diseñar innumerables proyectos de radio a partir de un solo equipo físico. La señal recibida primero se baja a banda base y se muestrea mediante algún dispositivo llamado SDR. Las muestras luego son procesadas por una computadora (o dispositivo similar). El procesamiento puede incluir etapas de demodulación, corrección de errores, etc. para lograr el objetivo de reconstruir la señal original transmitida (audio, video, texto, etc.). Con este paradigma, también es posible el proceso inverso de envío de muestras de señales procesadas.

Usando el mismo dispositivo físico, se pueden implementar muchas aplicaciones, desde un receptor de radio de FM comercial hasta aplicaciones más complejas, como un

receptor/transmisor de TV digital completo basado en la norma ISDBT-TB como el que describe el presente proyecto.

Para estandarizar el vocabulario de esta tecnología relativamente reciente, el foro SDR [5] estableció algunas definiciones importantes de terminología en el contexto de RDS y Radio Cognitiva. Los principales son:

Radio: Tecnología para transmitir o recibir información mediante el uso de radiación electromagnética;

Definido por software: se refiere al uso de procesamiento de software en un sistema radio para implementar funciones operativas;

Capa física: esta es la capa más baja del modelo ISO donde se lleva a cabo la codificación de canal procesamiento de señal de canal y RF, FI o banda base;

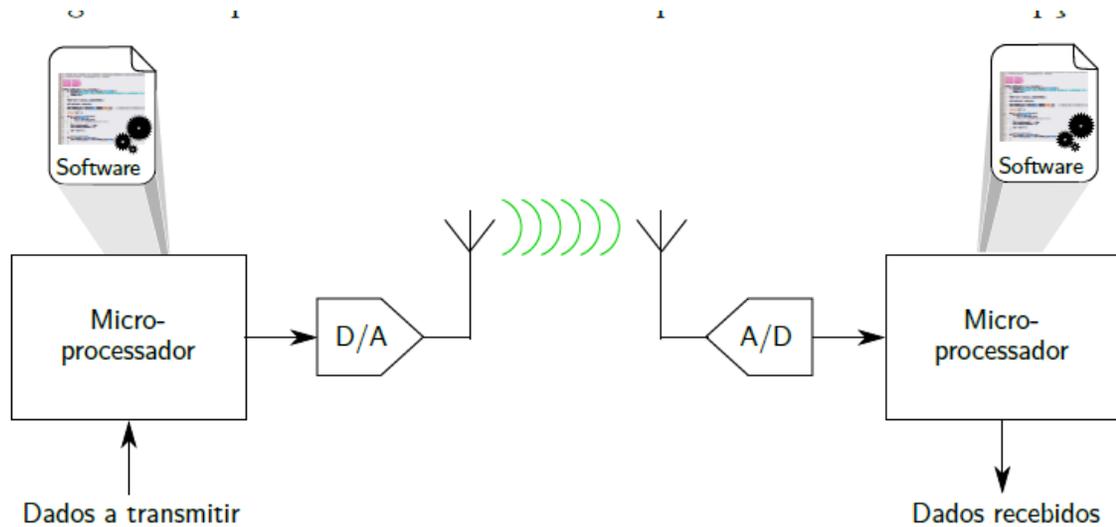
Radio definida por software (RDS): radio en la que algunas o todas las funciones de la capa física está definida por software;

Forma de onda: Conjunto de transformaciones aplicadas a la información a ser transmitido y el conjunto correspondiente de transformaciones para convertir de nuevo las señales recibidas en información.

La siguiente figura presenta el RDS ideal, compuesto por un microprocesador, un ADC o DAC y una antena. Esta construcción se considera el objetivo final de RDS, donde el convertidor ADC o DAC es de banda muy ancha y está lo más cerca posible de la antena.

El dispositivo de procesamiento es un procesador de propósito general (GPP), totalmente programable y con alta potencia de procesamiento. Esta idealización permitiría la construcción

de una radio universal, capaz de recibir o transmitir prácticamente cualquier tipo de señal en cualquier rango de frecuencia.



Fonte: o autor

Figura 12 RDS ideal

Los obstáculos para alcanzar el RDS ideal son: frecuencia de muestreo y resolución del convertidor A/D y D/A; consumo de energía y tamaño (importante para aplicaciones móviles); disponibilidad de un GPP capaz de procesar la señal a la frecuencia de muestreo requerido por el A/D y D/A; y el costo asociado.

La composición básica es una plataforma de hardware y una computadora host (o anfitrión). Esta plataforma de hardware utiliza amplificadores, filtros y frecuencia controlada por software antes de los convertidores A/D, con el fin de hacer la transformación de parte del espectro deseado a la banda base o incluso a una frecuencia de valor intermedio más bajo, lo que resulta

en una reducción drástica en la tasa de muestreo de convertidores A/D a cambio de una pequeña pérdida de flexibilidad en comparación con el RDS ideal.

En esta arquitectura típica, parte del procesamiento tiene lugar justo después de los convertidores A/D. señal digital (procesamiento primario). El procesamiento primario generalmente entiende la función DDC (Convertidor descendente digital o convertidor de frecuencia digital) y generalmente la realiza un dispositivo de procesamiento tipo FPGA. El FPGA no tiene la facilidad y flexibilidad de programación tan grande como un GPP pero tiene un gran poder de procesamiento paralelo. Las muestras luego se reenvían a la computadora host (que contiene un GPP) donde reside una plataforma de software que alberga las otras funciones de RDS, responsable del procesamiento de la señal principal.

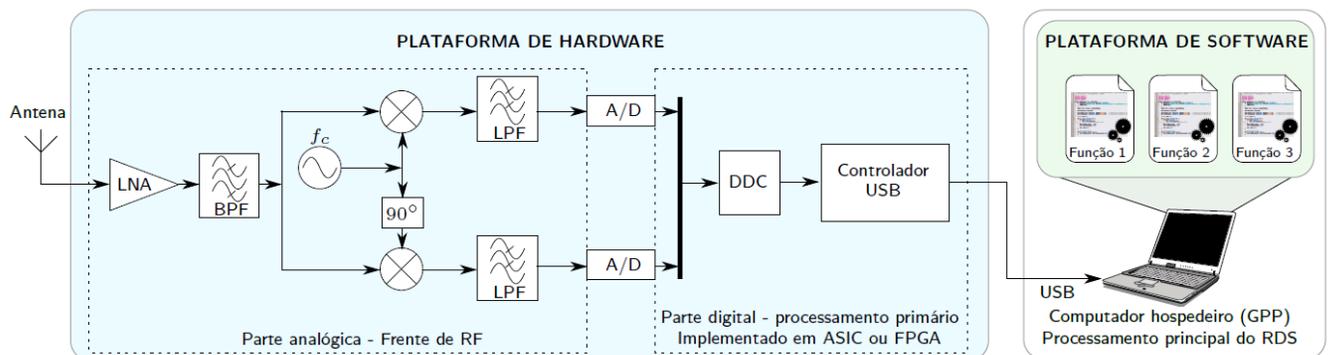


Figura 13 Receptor RDS típico

Cuando se compara con la implementación de hardware, una función de un radio implementado en el software es ventajoso en varios aspectos. Según Grayver (2013, p. 9), es posible enumerar los siguientes beneficios:

Interoperabilidad: se puede construir un RDS para comunicarse o actuar como puente, entre múltiples radios diferentes incompatibles entre sí.

Uso eficiente de recursos bajo condiciones variables - Un RDS bajo una condición dada puede cambiar su forma de onda para maximizar una medida. Por ejemplo, cambiar la modulación, la codificación o incluso el protocolo completo cuando se opera con bajo nivel de batería, para maximizar el tiempo de batería restante;

Reutilización oportunista de frecuencias (radio cognitiva) - Un RDS puede monitorear el espectro y utilizar las bandas infrautilizadas de forma inteligente;

Reducción de la obsolescencia (futuro asegurado) - RDS se puede actualizar en el campo para admitir los estándares de comunicaciones más modernos disponibles;

Bajo costo - Como la misma radio (hardware) se puede usar en varias aplicaciones, las economías de escala pueden reducir el costo de estos dispositivos;

Investigación y desarrollo: se puede utilizar un RDS en la implementación de varias formas de onda para el análisis de rendimiento en tiempo real. Estudios con varias variaciones de parámetros se pueden impulsar mucho más rápido (y generalmente con más fidelidad) que, a través de simulaciones, y aún queda la posibilidad de interacción real del RDS en desarrollo con las radios existentes.

Algunas desventajas señaladas por el mismo autor son:

Costo: incluso con una ventaja potencial, en casos como un mando a distancia para la apertura de puertas de garaje, donde la radio utilizada es muy simple, específico de la aplicación, con chips producidos a gran escala, el RDS generalmente no es competitivo.

Consumo de energía: los complejos algoritmos de procesamiento digital de RDS requieren dispositivos de procesamiento (FPGA por ejemplo) que (todavía) consumen mucha energía. En comparación con las radios digitales tradicionales implementadas en ASIC7, RDS consume fácilmente 10 veces más energía. El uso de A/D y La D/A de banda ancha también consume más energía que la D/A de banda estrecha que normalmente se utiliza en las radios tradicionales.

La conversión digital analógica de una señal en un SDR, es muy importante ya que limitará el ancho de banda del sistema con base a la frecuencia de muestreo f_s según el Teorema de Muestreo de Nyquist-Shannon. Dicho teorema establece la condición necesaria que se debe cumplir en el muestreo de la señal para que se pueda recuperar la misma sin pérdidas.

$$f_s > 2 * f_{\max} = 2 * B$$

Donde f_{\max} la frecuencia máxima de la señal, que estando en BB (banda base) es igual a el ancho de banda B de la señal.

Por tanto, el ancho de banda vendrá limitado por la frecuencia de muestreo máxima del dispositivo SDR utilizado. Desde la creación de las SDRs se ha mejorado mucho este aspecto de las radios, ya que en la década de 1990 los DAC/ADC eran muy caras y tenían una frecuencia de muestreo de 100kHz en comparación a las actuales SDR de bajo coste que llegan a 2,8MHz (receptor RTL-SDR) y otras SDR alcanzan 56 MHz.

Evolución de RDS.

El primer receptor con etapas digitales fue diseñado por laboratorios del Departamento de Defensa de Estados Unidos y servía como herramienta de análisis en banda base con su sección operativa basada en software. El término “*radio software*” fue utilizado por primera vez en 1984 por la una división de E-Systems para referirse a un receptor digital en banda base.

El proyecto SPEAKeasy creado por DARPA en el año 1991, fue el primer programa militar que sustituyó componentes de nivel físico mediante funcionalidades software. Podía operar entre 2 MHz y 2 GHz y permitía el uso de diferentes protocolos y modulaciones (hasta 10 protocolos militares de radio).

En 1992 aparece el artículo pionero de J. Mitola, titulado Software radios: Survey, critical evaluation and future directions [6], el cual abrió las puertas del mundo para la RDS, seguido en 1995 por otro importante artículo del mismo autor The software radio architecture [7].

En 1996 se crea el Foro del Sistema Modular de Transferencia de Información Multifunción (MMITS) a pedido de las Fuerzas Armadas de los Estados Unidos, como asociación de la industria de las telecomunicaciones se centró en el avance y desarrollo de RDS.

Más tarde, en 1998 utilizó el término “radio cognitiva” (*cognitive radio*) para referirse a las radios que son conscientes del espectro que las rodea y tienen la “inteligencia” necesaria para adaptarse a él. Ese mismo año la empresa MathWorks creó el primer entorno de desarrollo que podía generar programas ejecutables desde un DSP de *Texas Instruments* o bien desde una

FPGA Xilinx a partir de un modelo Simulink . Las placas constituyeron las primeras plataformas de desarrollo de dispositivos SDR comerciales para laboratorios o universidades.

A fines de la década de 1990, RDS comenzó a extenderse fuera de las aplicaciones. militar. La aplicación comercial más prometedora considerada en ese momento fue las redes de telefonía celular, para permitir la construcción de estaciones base interoperables con diferentes estándares.

En el año 2001 se creó el *framework* de desarrollo GNURadio como evolución del programa desarrollado por el MIT (*Massachusetts Institute of Technology*) PSpectra. GNURadio es un *framework* de desarrollo de aplicaciones para SDR, fue fundado por Eric Blossom y financiado por John Gilmore. Este software es uno de los más conocidos para el desarrollo con SDR y en la actualidad mantiene una comunidad muy activa detrás de su desarrollo y la creación de diferentes módulos complementarios. Una de las fortalezas de GNURADIO es que se puede programar de forma intuitiva mediante bloques y además se pueden modificar o implementar nuevos bloques programando en C++ o Python. Puede instalarse en los principales sistemas operativos (Windows, Ubuntu y MAC-OS).

En el año 2004 comenzó la fabricación de procesadores específicamente diseñados para el procesamiento de señal en banda base y para manejar la capa MAC (*Media Access Control*) dentro del nivel de enlace de datos del modelo OSI (*Open System Interconnection*). Este tipo de procesadores permitieron reducir drásticamente el tamaño, coste y el consumo de potencia de los equipos SDR en los que se implementaban, haciéndolos mucho más usables y versátiles. Como por ejemplo el PC102 de la antigua compañía Picochip diseñado para infraestructura 3G principalmente.

Siempre en 2004, Matt Ettus, que trabajó con Eric Blossom en GNU Radio, fundó la empresa Ettus Research. En 2005 lanzó su primer producto, USRP1, la primera versión de Universal Software Radio Peripheral - USRP, considerada la primera plataforma de hardware comercial de bajo costo para RDS fácil de usar. Gran parte del procesamiento RDS fue realizado por la computadora host, que contó con la ayuda de una FPGA para operaciones intensivas como filtrado inicial de la señal muestreada y diezmado.

En 2011 aparece una nueva plataforma RDS de muy bajo coste, la RTL-SDR . A pesar de ser un dispositivo sólo receptor, con especificaciones modestas, su amplia disponibilidad permite acercar a cualquier persona la tecnología RDS. Con el aumento del interés en esta plataforma de gama baja costo, hubo un amplio desarrollo de soporte para este dispositivo en las plataformas de software como Matlab y GNU Radio, es precisamente en esta plataforma que se basa el receptor ISDBT-TB que se presenta en este proyecto.

Arquitecturas.

Las primeras radios SDR comenzaron con una arquitectura en su mayor parte analógica. En estas arquitecturas la señal RF recibida se traslada mediante un oscilador local a una IF (*Intermediate frequency* o frecuencia intermedia) y mediante un segundo oscilador local, se transporta la señal de IF a banda base BB, donde ya es digitalizada para ser procesada. Los conversores ADC/DAC utilizan una frecuencia de muestreo en 10 y 20 KHz. Esta arquitectura es usada para GSM. En la figura siguiente se puede apreciar un diagrama de dicho diseño, donde se puede observar que la parte digital de la radio (coloreada en azul) es muy pequeña en comparación a la parte analógica que se encarga de la radiofrecuencia.

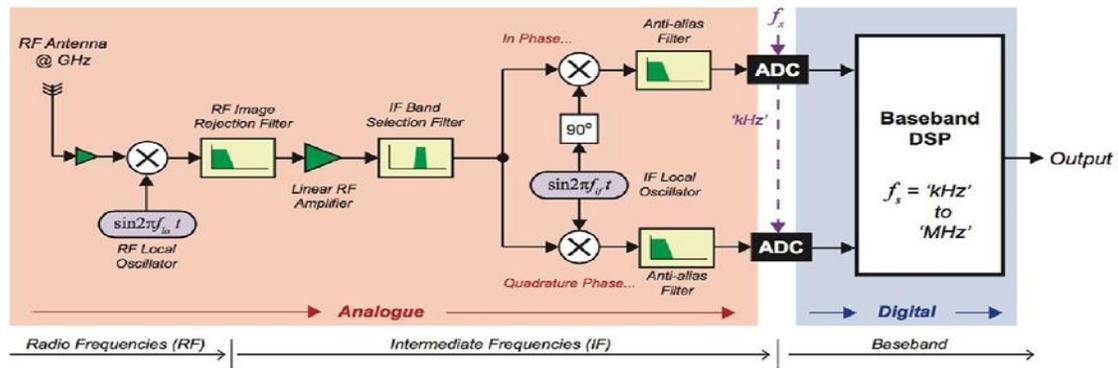


Figura 14 RDS de primera generación

Ya en la década de los años 2000, el muestreo y digitalización de la señal se realizaba en las frecuencias intermedias, gracias al desarrollo nuevos convertidores ADC/DAC que permitían operar a frecuencias de MHz haciendo la SDR más digital que en la primera generación. En cuanto la señal se digitaliza se utiliza un DDC (*Direct Digital Converter*) para trasladar la señal a banda base y posteriormente diezmarla. Así, esta segunda conversión se hace ya en el dominio digital y no en el analógico como en las SDR de primera generación. Una vez obtenida la señal en banda base se realiza el procesamiento de la señal mediante software. Estas son las llamadas SDR de segunda generación. En la figura siguiente se muestra un diagrama de bloques de esta arquitectura donde se puede apreciar como la conversión de señal analógica a digital se realiza en las frecuencias intermedias.

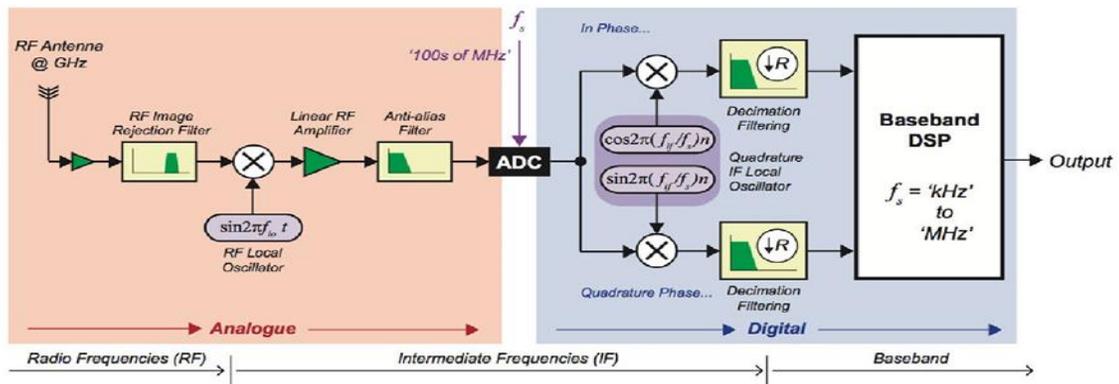


Figura 15 RDS de segunda generación

La mejora de la capacidad y velocidad de toda la electrónica digital que se prevé que tendrá lugar durante próximos años, llevará al desarrollo de las SDR de tercera generación. En estas radios, lo único que se hace de manera analógica es amplificar la señal y pasarla por un filtro *antiAliasing* justo antes de ser digitalizada como se puede apreciar en la parte de color naranja de la figura siguiente. Posteriormente se traslada en una sola etapa de RF a banda base con un solo DDC para después diezmar la señal realizar el DSP deseado en banda base mediante el software adecuado.

Esta generación de radios se hará posible cuando los ADC/DAC lleguen a ser del orden de giga hertz, de forma que se pueda eliminar la necesidad de la etapa de IF.

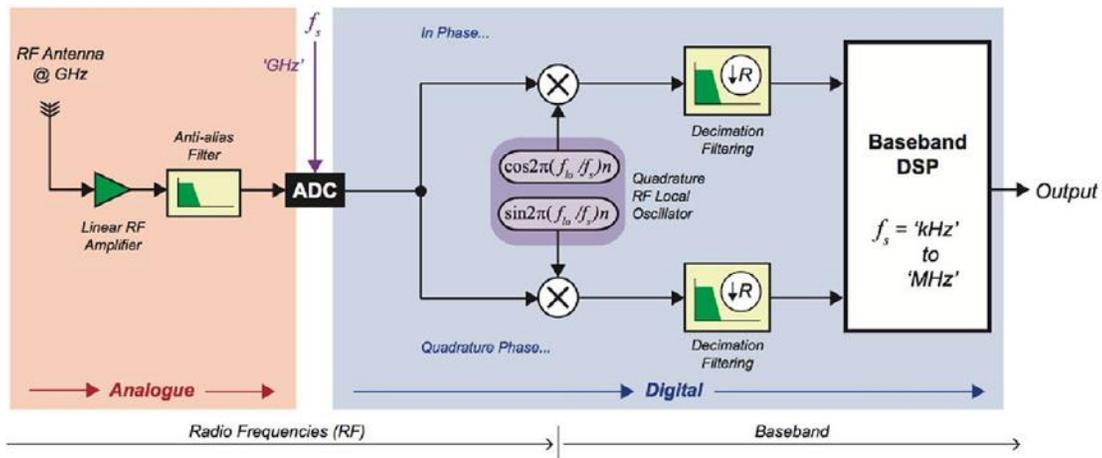


Figura 16 RDS de tercera generación

Dentro de la hoja de ruta de la evolución de la tecnología radio, la radio cognitiva es un paradigma al que se pretende llegar con la evolución de la tecnología SDR, en el que tanto las redes como los nodos inalámbricos cambian parámetros particulares de transmisión o de recepción para ejecutar su cometido de forma eficiente sin interferir con otros usuarios aprovechando partes del espectro que no están siendo utilizadas.

Plataformas de Hardware.

La plataforma de hardware es el dispositivo que se encuentra entre la antena y la computadora host (que normalmente realiza la mayor parte del procesamiento RDS). La plataforma de hardware contiene componentes analógicos y digitales y por lo general, implementa el procesamiento de señal principal de RDS, que generalmente comprende filtrado, amplificación, conversión de frecuencia, conversión A/D y D/A, el procesamiento digital dentro de esta plataforma normalmente lo realiza un FPGA. La plataforma de hardware puede tener diferentes formatos y tamaños, cómo ser de montaje en bastidor, de escritorio o incluso portátil.

La gama actual de dispositivos SDR es muy amplia y, dependiendo de su aplicación, se pueden seleccionar muchos dispositivos diferentes. En la gama baja del mercado encontramos entre otros dispositivos:

- RTL-SDR de 25-50 \$ (Receptor)
- FunCube de 190\$ (Receptor)
- AirSpy de 200\$ (Receptor)
- SDRPlay de 300\$ (Receptor)
- HackRF por 300\$ (Transmisor y Receptor)

Ya en la gama más profesional se encuentra USRP (Universal Software Radio Peripheral), un grupo de SDRs desarrolladas y vendidas por Ettus Research, una empresa de National Instruments. Estos radios bidireccionales lo que permite transmitir y recibir señales, son capaces de operar en el rango de frecuencia de 0 a 6 GHz, lo que permite la creación y el despliegue de sistemas de radio de software eficientes y flexibles. Pueden ser controlados por diferentes herramientas de desarrollo como Simulink, GNU Radio o LabView. Los precios van desde \$ 700 en el extremo inferior a \$ 5000. En la figura siguiente se puede apreciar el aspecto de una radio USRP de la serie X.



Figura 17 USRP

Ya que uno de los alcances del proyecto refiere a una implementación de bajo coste, se ha seleccionado un dispositivo RTL-SDR debido a su bajo precio y las frecuencias a las que puede operar. A lo largo de este proyecto se evaluará si sus características son suficientes para cubrir la necesidad planteadas en los alcances y objetivos de este proyecto.

RTL-SDR.

El dispositivo RTL-SDR es una radio definida por software inicialmente diseñada para la recepción de señales DVB-T de TV en ordenadores usando una interfaz USB para su conexión. Es de bajo coste y es fácil de adquirir en cualquier parte del mundo. El RTL-SDR es oficialmente solo un dispositivo para que el usuario promedio vea televisión o escuche la radio en la computadora. Su bajo costo puede ser explicado por su producción en masa, considerando la demanda de uso como receptor DVB-T.

En 2010 Eric Fry utilizando un analizador de paquetes para Windows se dio cuenta del potencial para el uso del dispositivo como un SDR. Más tarde, Antti Palosaari y Osmocom consiguieron desarrollar drivers para lograr el manejo del hardware como SDR si se cambiaba el receptor RTL-SDR a modo “test”, que no era otra cosa que un bypass del modo de funcionamiento ‘dvt’ . Dichos drivers concretamente funcionan con el *tuner* RafaelMicro R820T2, que es el mismo utilizado en este proyecto, permitiendo operar con él a diferentes frecuencias centrales, frecuencias de muestreo, usando diferentes ganancias y obtener las muestras I/Q (Inphase/Quadrature).



Figura 18 Dispositivo RTL-SDR utilizado para implementación del receptor ISDBT

El dispositivo RTL-SDR tiene un diseño de SDR de segunda generación en el que el paso de la señal RF recibida a la frecuencia intermedia se realiza analógicamente y el paso de las muestras de la frecuencia intermedia a banda base se realiza digitalmente con las muestras I/Q usando el chip Realtek RTL2832U. Una vez trasladada la señal a banda base y digitalizada se transmite por la interfaz USB al ordenador (o microcontrolador) para que la señal sea procesada. En la figura siguiente se muestra un esquema de esto mismo.

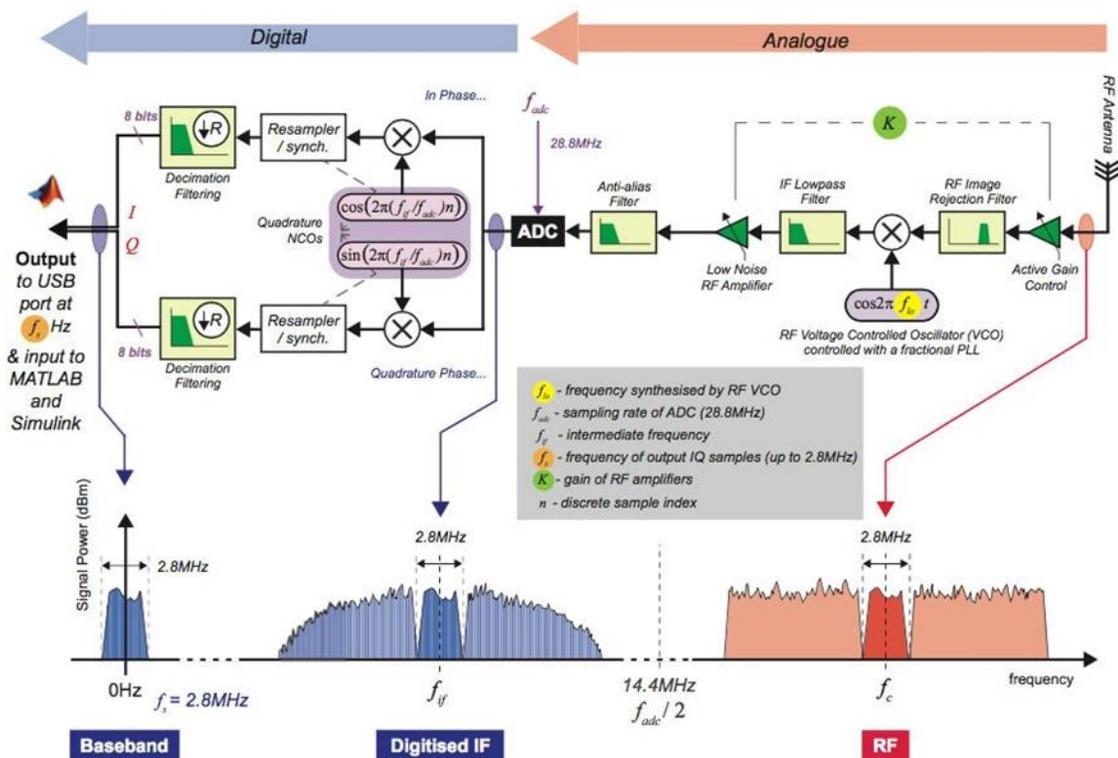


Figura 19 Esquema a bloques de RTL-SDR

Con el dispositivo RTL-SDR se pueden recibir correctamente frecuencias entre 24 y 1766 MHz debido a las características del sintonizador que contiene en su interior. En este rango de frecuencias hay una gran cantidad de servicios de telecomunicación. Entre otros podemos enlistar los siguientes:

- Radio FM comercial: 87,5 a 108MHz
- Aeronáutica: 108 a 117 MHz
- Meteorología: 117MHz
- Telefonía (espacio-tierra): 267 a 272MHz
- Telefonía (tierra-espacio):213 a 315MHz
- Banda ISM (rango corto) 433MHz
- Servicios de emergencia: 450 a 470MHz
- UHF radiodifusión de TV: 470 a 790 MHz
- 4G LTE y bandas GSM: 800 a 900MHz
- Dispositivos corto alcance: 863 a 870 MHz
- Sistemas GPS: 1227 a 1575MHz

Funcionamiento do RTL-SDR.

R820T2 tuner.

El Sintonizador RafaelMicro R820T2 es un *RF front-end* que, como se ha comentado anteriormente, está inicialmente diseñado para la recepción de cualquiera de los estándares de radiodifusión de televisión digital con muy poco consumo de energía. El chip proporciona unas

buenas prestaciones en cuanto sensibilidad, linealidad e inmunidad respecto a los canales adyacentes.

El R8020T2 lleva incorporado en el propio chip un amplificador de bajo nivel de ruido (LNA), un mezclador, un PLL (*Phase-locked Loop*), un VGA (*Voltage Gain Amplifier*), un regulador de voltaje y un filtro de seguimiento, eliminando la necesidad de usar filtros SAW (*Surface Acoustic Wave*), LNA, balun y varios LDOs (*Low-DropOut*) externamente.



The R820T2 on a RTL-SDR V3

Figura 20 R820T2

Al recibir la señal se amplifica con el amplificador de bajo nivel de ruido, para después filtrarla para eliminar la frecuencia imagen y acto seguido, el mezclador se encarga de trasladar la señal recibida de RF a una frecuencia intermedia de 4.57 MHz y posteriormente usa un filtro centrado en la frecuencia intermedia de 7/8 MHz de ancho de banda, para transmitirla a través del circuito impreso al RTL2832U.

La resolución del *tuner* es de 1 Hz.

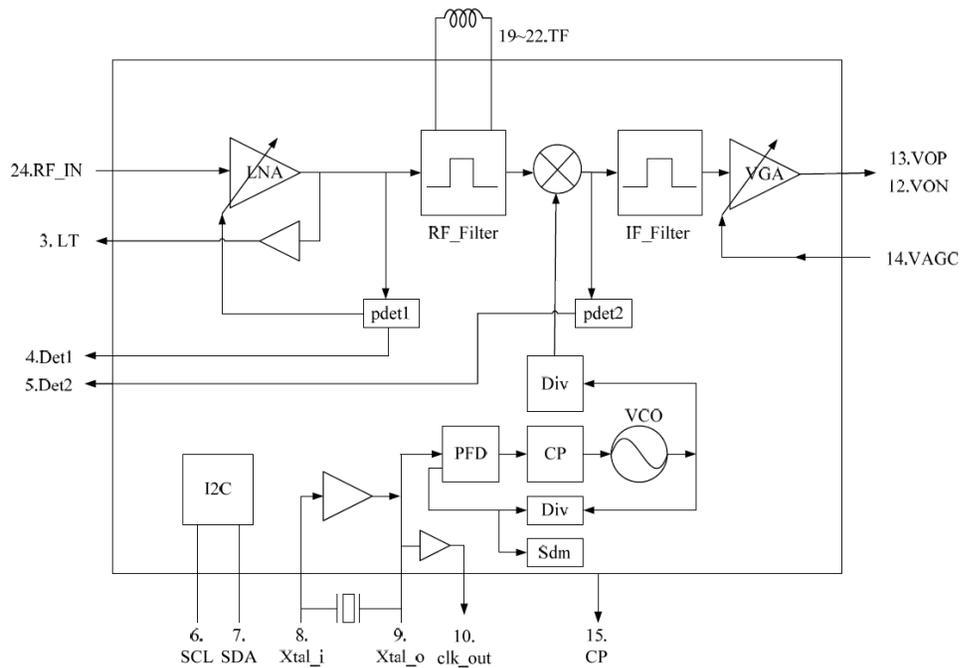


Figura 21 Diagrama eléctrico RTL2832U

RTL2832U.

El chip Realtek RTL2832U es un demodulador COFDM (*Coded Orthogonal Frequency Division Multiplexing*) que soporta el interfaz USB. Este chip recibe la señal analógica en IF que el R8020T2 le transmite centrada en 4.57 MHz y se encarga de trasladarla digitalmente a banda base, filtrarla en BB y diezmarla. El chip contiene un ADC en el que se muestrea la señal analógica para obtener una señal digital de 8 bits, a una frecuencia de muestreo máxima de 2.8MHz (aunque se puede llegar a muestrear a 3.2 MHz con pérdidas). Realmente, lo que hace el chip es muestrear a la frecuencia del cristal externo a 28.8MHz para luego mediante un ajuste del diezmando obtener una tasa de muestras por segundo a la salida menor de 2.8 MHz.

Finalmente, la señal que se transmite a la salida de este chip es una señal digital de 8 bits separada en 2 canales I/Q

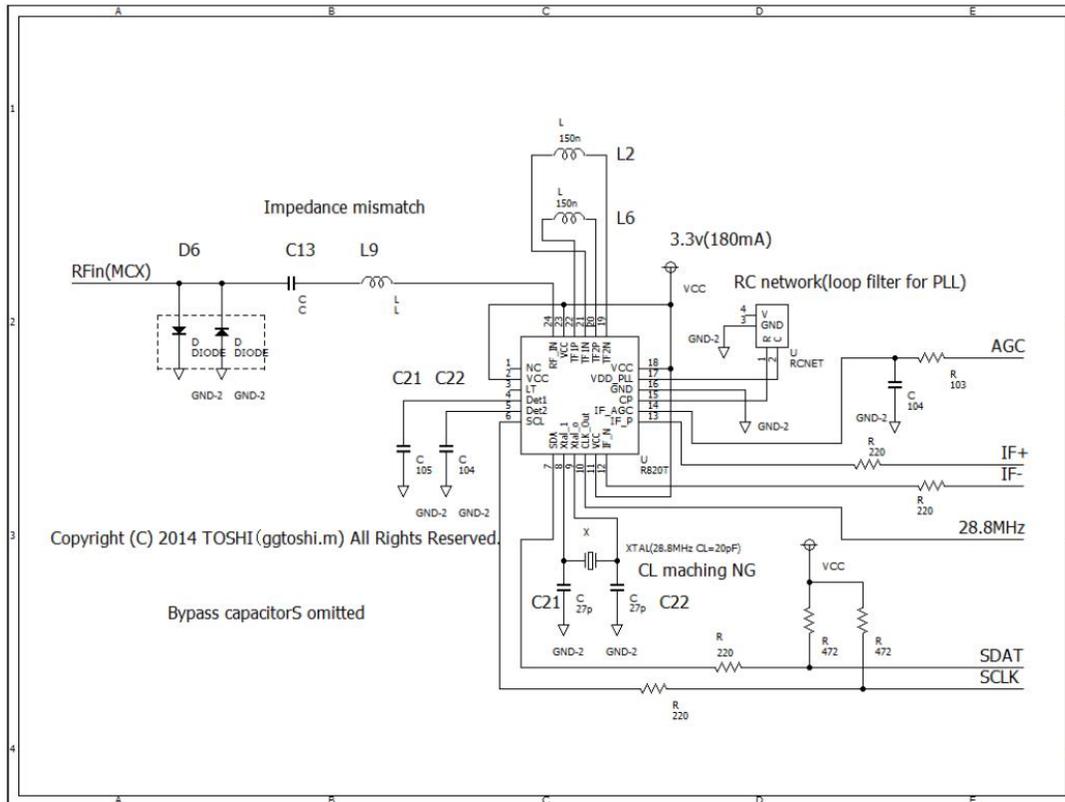


Figura 22 Diagrama de chip RTL2832U

El receptor RTL-SDR cuenta además con una memoria EEPROM que está conectada por I2C al RTL2830U y almacena la configuración USB del dispositivo.

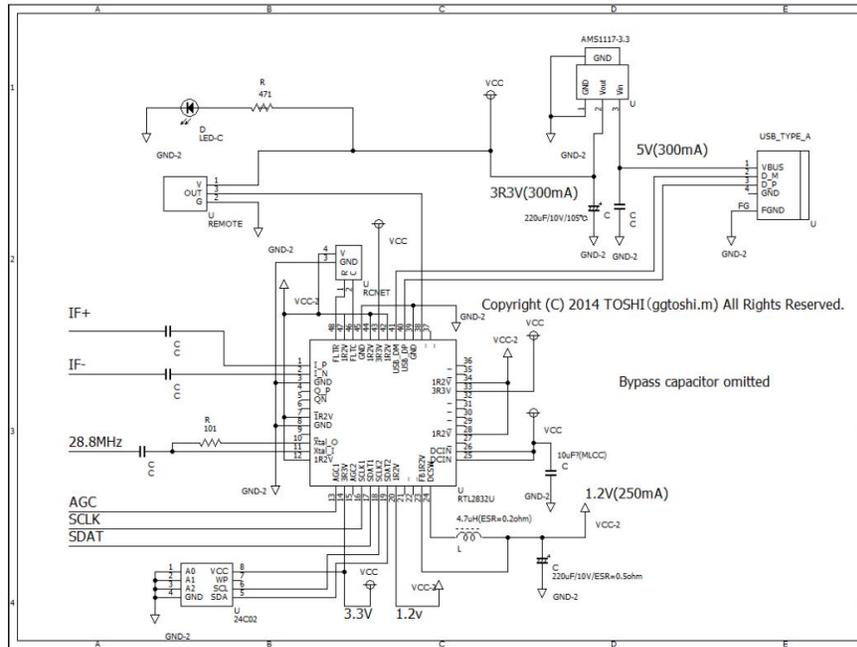


Figura 23 Circuito RTL2832U

La antena que hemos empleado en este proyecto es una antena dipolo simple que se conecta al *dongle USB* mediante un conector SMA. El dispositivo cuenta además con un ESD que se encarga de proteger al *tuner* frente a descargas electrostáticas de la antena.

CHOOSE A GENUINE RTL-SDR BLOG V3

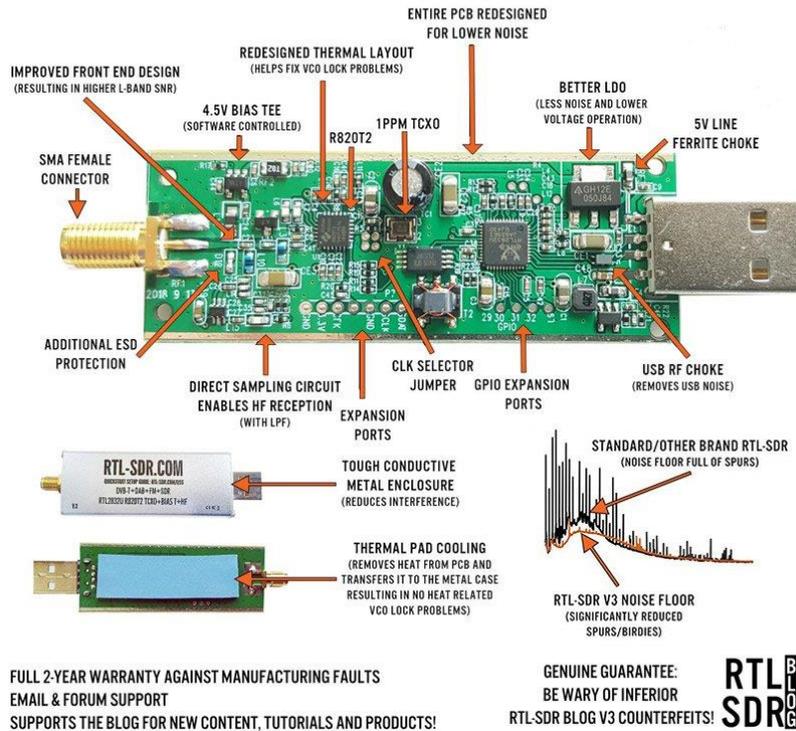


Figura 24 Partes de RTL-SDR

Los parámetros configurables de la radio por el microcontrolador u ordenador a través del USB básicamente son la frecuencia central a la que se recibe, la frecuencia de muestreo a la que se muestrea la señal analógica, la ganancia, una corrección en frecuencia que se implementa en partes por millón (ppm) y el número de muestras que se desea recibir. Es un conjunto de parámetros muy limitado, ya que es un hardware de bajo coste, sin embargo, son suficientes para realizar multitud de aplicaciones con él.

El receptor RTL-SDR no utiliza un hardware libre, es decir, que sus especificaciones no son de acceso público, de ahí que se tardara en descubrir su potencial. Actualmente, todavía hay cierta incertidumbre respecto a algunos parámetros de la radio, especialmente con relación al

RTL2830U, sin embargo, cada vez se van disipando más dudas gracias a la comunidad activa que tiene este dispositivo en Internet.

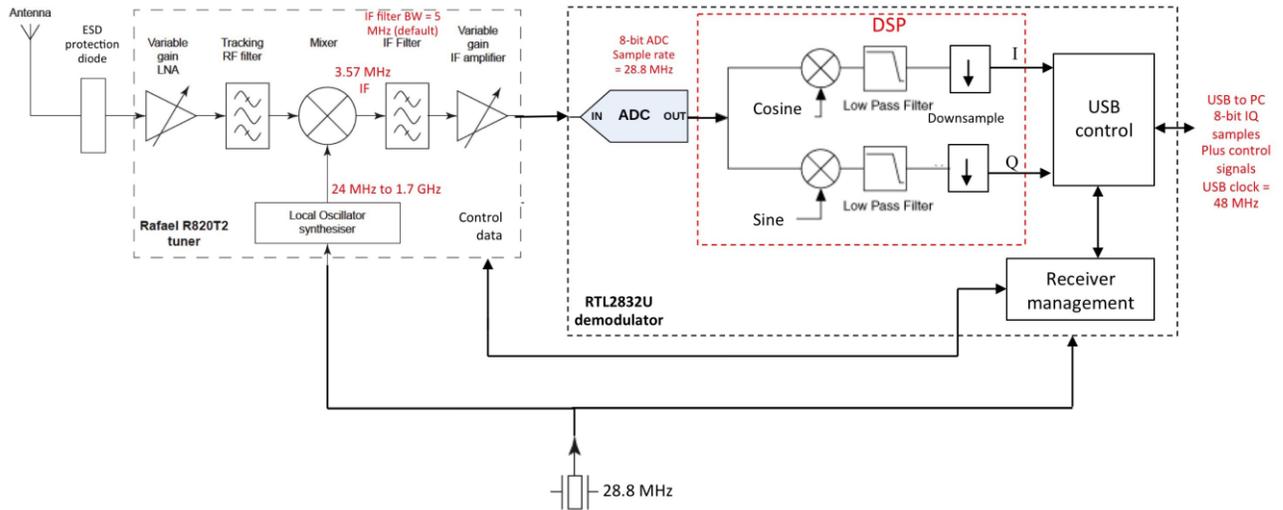


Figura 25 Diagrama de SDR

Convertidor USB 3.0 a VGA.

Los convertidores o adaptadores USB 3.0 a VGA funciona como una tarjeta gráfica externa que ofrece una transmisión de vídeo de alta definición a un monitor o proyector. Soporta hasta 1920 x 1080 pixeles de resolución lo que le brinda compatibilidad con la mayoría de pantallas, monitores y proyectores con VGA.

Aprovecha la adopción del USB 3.0 proporcionando una transmisión de señal rápida y suave pero también es compatible con el USB 2.0.



Figura 26 Convertidor USB 3.0 a VGA

Así como el RTL-SDR es la plataforma de hardware base para el receptor de televisión digital que se presenta en este proyecto, el transmisor 1seg propuesto se basa en un convertidor de USB 3.0 a VGA, más específicamente un adaptador basado en el chip FL2000 de Fresco Logic aprovechando un proyecto desarrollado por OMOCOM [8] que permite utilizar ciertas funciones específicas que se describirán más adelante.

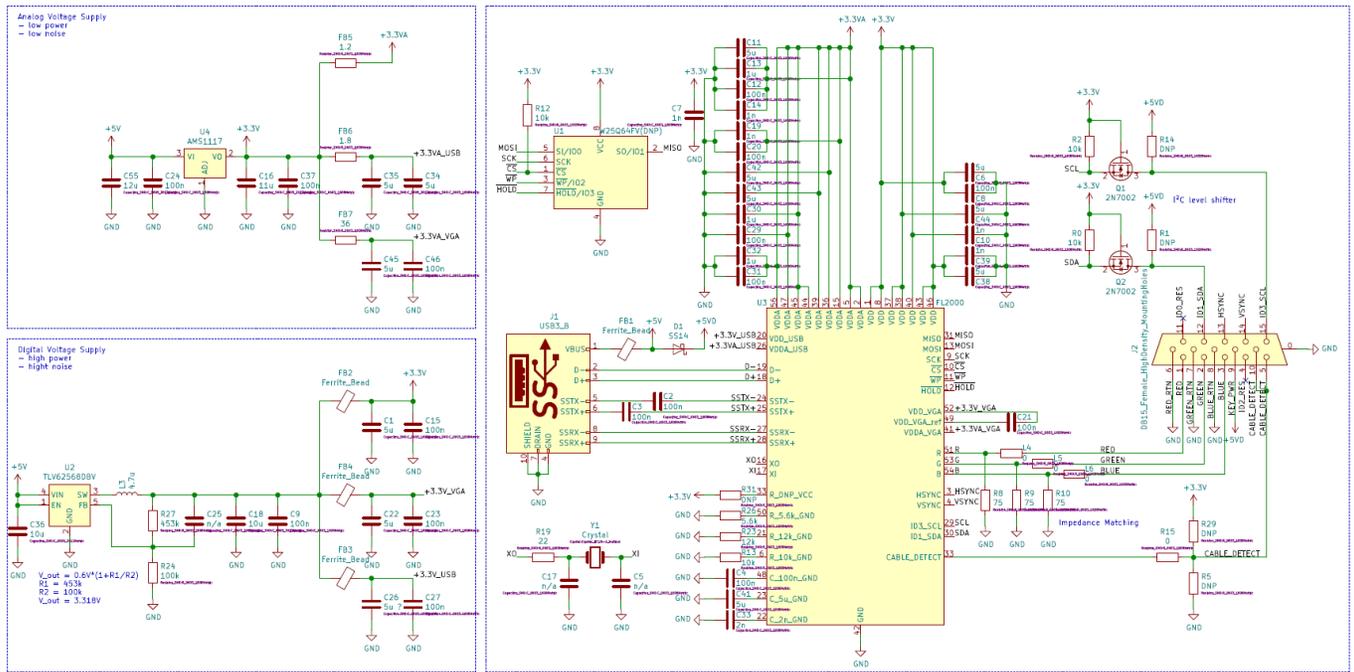


Figura 27 Diagrama eléctrico de adaptador USB-VGA

Evaluación de software.

El desarrollo de las funciones de un RDS normalmente se realiza sobre una plataforma software, una herramienta (o entorno de programación) que se ejecuta en una computadora host que organiza las diversas funciones de RDS, permite su configuración, depuración y ejecución.

Las siguientes secciones describen brevemente algunas de las plataformas de software más populares corrientemente.

SDR SHARP.

SDRSharp (o SDR#) es un software gratuito muy completo, de rendimiento, integrado, actualizado y personalizable (con complementos o plugin para cada necesidad) compatibles con todos los dongles RTL-SDR y, por supuesto, para los dispositivos AIRSPY para los cuales se desarrolló originalmente [9]. SDRsharp está preconfigurado para AIRSPY, pero es totalmente compatible con cualquier dongle RTL-SDR al instalar los controladores que no están presentes en el paquete original, ejecutando el archivo por lotes interno correspondiente.

Si bien este software está bastante limitado por haber sido desarrollado para aplicaciones específicas de recepción, a lo largo del desarrollo de las aplicaciones prácticas del proyecto se utilizó bastante como un analizador de espectro de bajo coste que permitió verificar el funcionamiento de los equipos, calibración y búsqueda de las señales transmitidas, mediciones bases para la configuración más precisa del receptor implementado.

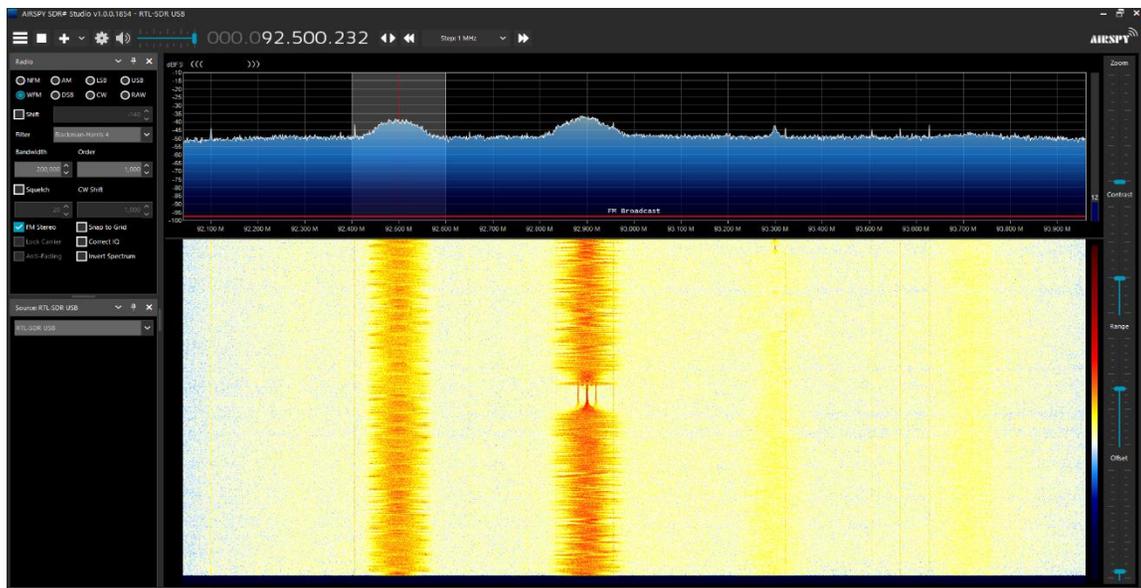


Figura 28 Interfaz GUI de SDR-SHARP

Gnuradio.

GNU Radio es una herramienta gratuita y de código abierto que permite el desarrollo de software para RDS utilizando los lenguajes de programación Python y C++. es compatible con la mayoría de las plataformas de hardware RDS disponibles en el mercado. Las funciones de la radio están organizadas en bloques, que se pueden conectar a través de la herramienta de entorno gráfico GNU Radio Companion - GRC, a través de gestos simples como arrastrar y soltar. En la figura se muestra una pantalla de ejemplo del GNU-RADIO.

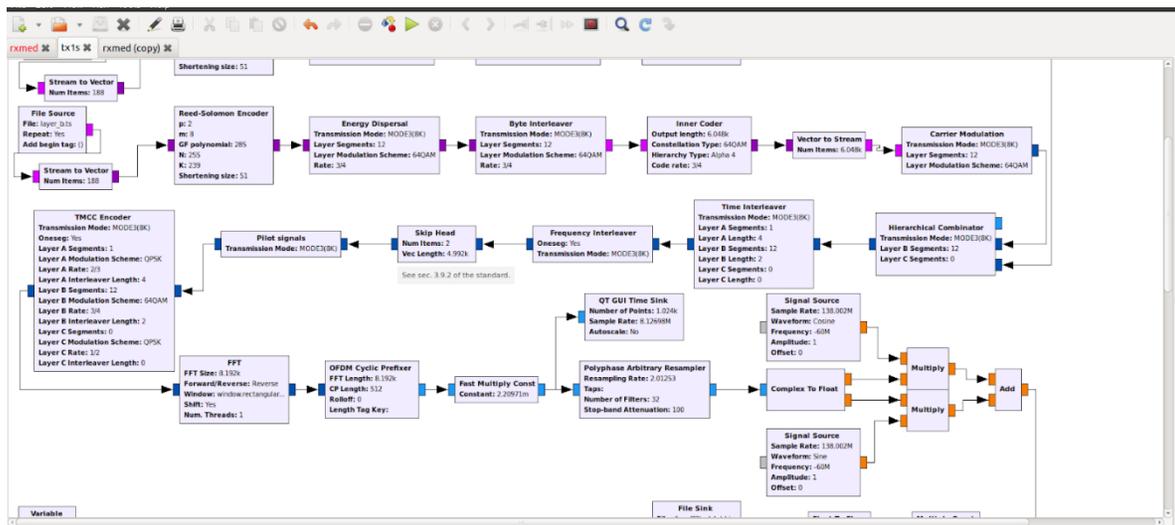


Figura 29 Interfaz GUI de GNU Radio Companion

El entorno de desarrollo de GNU Radio provee muchas herramientas de procesamiento de señales, lo que permite implementar sistemas de radios definidas por software. El procesamiento se da a través de la interconexión de los bloques. Estos pueden ser incorporados de una amplia gama de bloques funcionales que trae la aplicación por defecto o pueden ser desarrollados por

el usuario. Los bloques disponibles implementan elementos estándar, como lo son filtros, codificadores de canal, ecualizadores, demoduladores, etc.

Los flujos de datos constantes que pasan a través de los bloques de procesamiento en GNU Radio, desde un origen hasta un final, pueden variar, siendo los disponibles: bytes, números enteros o complejos. Los bloques tienen diferentes funciones, que pueden variar en realizar operaciones sobre las muestras, exportar datos hacia fuera del programa o del entorno, o puede tener toda una estructura de bloques dentro. En el diseño de bloques, GNU Radio facilita su desarrollo ofreciendo esquemas armados de código a los que se los modifica para lograr procesar los datos de la forma que se necesite para las aplicaciones deseadas. Existen cuatro tipos de bloques predefinidos, y se diferencian por la relación entre su entrada y salida de datos: Bloques Sincrónicos, Bloques decimadores, Bloques Interpoladores y Bloques Generales.

- Bloques Sincrónicos: Son utilizados cuando la cantidad de elementos a la salida es igual al número de elementos entrantes.
- Bloques Decimadores: El número de elementos de entrada es un múltiplo de la cantidad de elementos salientes.
- Bloques Interpoladores: El número de elementos de salida es múltiplo de la cantidad a la entrada.
- Bloques Generales: No especifica una relación entre entradas y salidas. Los tipos de bloques son simplificaciones de este tipo de bloque general.

Nuevos bloques para GNU Radio pueden ser escritos Python o en C++. Esto permite implementar sistemas que funcionan en tiempo real, aunque requieran el procesamiento de

grandes cantidades de datos como es la aplicación que se hace en el presente proyecto, tanto de un transmisor como el receptor de televisión digital. Cada bloque provee una funcionalidad específica. Con la interconexión con otros bloques se conforma una estructura compleja con la cual se pueden conseguir muchas funcionalidades, como pueden ser algunos tipos de modulaciones, transmisores de radio, televisión, etc.

API.

Es posible programar un RDS sin utilizar una plataforma de software específica como se presenta en las secciones anteriores. Esto se puede hacer a través de una API. (Interfaz de programación de aplicaciones) que tiene acceso directo a la plataforma de hardware RDS utilizada.

Por ejemplo, para la plataforma de hardware RTL-SDR existe la librería librtlsdr que proporciona una API en lenguaje C con varias funciones para sintonía, eligiendo la tasa de muestreo, ganancia y lectura de muestras A/D. A través de esta librería es posible construir un software que acceda fácilmente a las muestras obtenidas por el RTL-SDR, y a partir de ella y usando otras librerías existentes desarrollar las funciones del RDS que se necesiten.

El receptor RDS para TV digital ISDB-T 1seg desarrollado en este trabajo utiliza esta API RTL-SDR mencionada.

Proyecto Osmo fl2k, Adaptador USB-VGA como transmisor de bajo costo.

Siempre que en un equipo electrónico se producen variaciones de corrientes y/o voltajes, se generan ondas electromagnéticas que pueden ser captadas y utilizadas para la transmisión de información.

La transmisión de video bajo la norma ISDB-T a través de un adaptador USB-VGA, está basada en el proyecto Osmo-fl2k El cual, aprovechándose de la emisión electromagnética del adaptador, logra transmitir distintos tipos de señales dentro de la señal VGA.

Existen varios proyectos en los cuales se utiliza el adaptador USB-VGA como transmisor. A modo de ejemplo se encuentra el proyecto fabricado por Fabrice Bellard en 2005 [10], el cual utilizó una tarjeta gráfica ATI Radeon 9200SE para transmitir señales de video DVB-T, PAL y NTSC. Otro proyecto que utiliza la emisión de las ondas electromagnéticas de los cables de un conector VGA es TEMPEST [11]. El mismo fue implementado en C y Java por Martin Marinov y posteriormente Federico La Rocca realizo una reimplementación del mismo en GNU Radio [12]. Este proyecto es un conjunto de herramientas de software para espiar monitores de video de forma remota utilizando un receptor de radio definido por software (SDR) para decodificar las emisiones electromagnéticas de los cables VGA. Con TEMPEST y un equipo SDR con sus respectivas antenas, es posible sintonizar la emisión de los armónicos de la señal que se transmite a través de los cables y reproducirla en el monitor que está espiando.

El proyecto Osmo-fl2k busca minimizar los costos en hardware en la transmisión de datos. Los SDR con capacidad de transmisión también se han vuelto más baratos, pero aún son caros. Este proyecto permite utilizar adaptadores USB 3.0 a VGA, basados en el chip Fresco Logic FL2000. La utilización de estos adaptadores se debe a que es posible operarlos de manera que la

sincronización horizontal y vertical este desactivada, esto permite generar un flujo de muestras continuo lo que a su vez permite una transmisión sin cortes en la señal.

Fresco Logic adoptó un enfoque diferente para su adaptador USB a VGA, que también patentaron [13]. En lugar de tener el búfer de fotogramas para el DAC VGA en el propio dispositivo, utilizan la memoria de la computadora host y transmiten continuamente el contenido de la pantalla a través de USB. Esto hace que estos adaptadores sean muy baratos, ya que esencialmente reduce el adaptador a un solo chip sin requerir memoria de búfer de cuadros. El principal inconveniente es que, si la CPU host o el bus USB están ocupados o congestionados, se producen interrupciones y parpadeo de la pantalla.

Luego de aplicar ingeniería inversa al protocolo USB del FL2000 en 2016, Steve Markgraf descubrió a través de la experimentación que es posible operar el FL2000 de manera que la sincronización horizontal y vertical estén deshabilitadas, creando así un flujo continuo de muestras. Este trabajo dio como resultado osmo-fl2k, que hasta ahora se usaba para transmitir señales FM, DAB, DVB-T, GSM, UMTS y GPS de baja potencia, al cual en el presente proyecto se le dará la función de transmisor de bajo costo para televisión digital bajo el estándar ISDBT.

Transmisión de señal bajo el estándar VGA.

El estándar VGA (Video Graphics Array) es un sistema analógico de transmisión de imagen mediante tres componentes RGB. Por esta razón, su resistencia a las interferencias es más baja, en particular en transmisiones a mayores distancias, en comparación con sus equivalentes digitales, por ejemplo, DVI o HDMI. El estándar VGA se introdujo en 1987 para las tarjetas gráficas en los PC de IBM.

La señal de transmisión VGA consta de cinco tipos de R / G / B / H / V, que se dividen en tres colores primarios y una señal de sincronización de línea. Aunque el cable VGA está compuesto por 15 cables, solo se utilizan 5 cables para transmitir señales de imagen.

El adaptador USB-VGA transmite los distintos píxeles a través de sus cables utilizando la modulación por amplitud de pulso PAM, sigla procedente del inglés (Pulse Amplitude Modulation) para enviar dichos píxeles. El proyecto osmo-fl2k transmite la señal a través del pin rojo, correspondiente al pin 1 del adaptador USB-VGA.

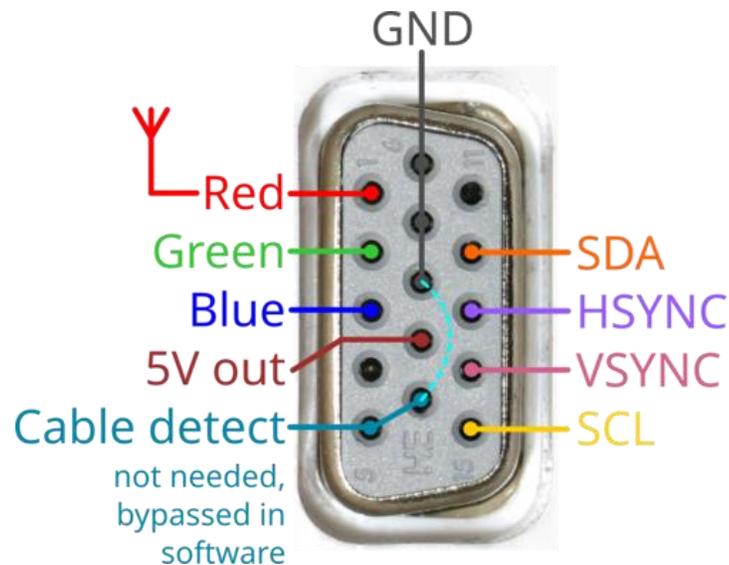


Figura 30 Conexiones del estándar VGA. El pin rojo corresponde al transmisor de nuestro proyecto

La señal a transmitir por el adaptador USB-VGA e idealmente un pulso que vale $p(t) = 1$ cuando $0 < t < T$ y 0 en otro caso, siendo T el inverso de la frecuencia de muestreo del adaptador USB-VG, a la cual se llamará f_{out} . Tomando $X(n)$ como el enésimo píxel de la señal a transmitir y $x_T(t)$ la señal de salida del adaptado, podemos definir $x_T(t)$ como:

$$x_T(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} X(n)p(t - nT) \quad (2.1)$$

Suponiendo que que la señal $x_T(t)$ es estacionaria en sentido amplio, se tiene que la densidad espectral de potencia es:

$$S_{x_T}(f) = \frac{|P(f)|^2}{T} \sum_{k=-\infty}^{\infty} R_X(k)e^{-j2\pi f kT} \quad (2.2)$$

El termino $\sum_{k=-\infty}^{\infty} R_X(k)e^{-j2\pi f kT}$ corresponde a la DTFT (Discrete Time Fourier Transform) de la autocorrelación de $X(n)$, evaluada en $\theta = 2\pi fT$

$$S_X(e^{j\theta})|_{\theta=2\pi fT} = \sum_{k=-\infty}^{\infty} R_X(k)e^{-j2\pi f kT} \quad (2.3)$$

Sustituyendo obtenemos:

$$S_{x_T}(f) = \frac{|P(f)|^2}{T} S_X(f) \quad (2.4)$$

Sustituyendo $P(f)$ con la Transformada de Fourier del pulso cuadrado, el cual es nuestro pulso conformador, llegamos a que:

$$S_{x_T}(f) = T |\text{sinc}(fT)|^2 S_X(f) \quad (2.5)$$

Si analizamos la señal en el espectro, $S_X(e^{j\theta})$ es una señal periódica, que se repite en $f = \frac{1}{T}$ la cual se nombró f_{out} . En esa misma frecuencia se dan los ceros de $|\text{sinc}(fT)|^2$.

La multiplicación de los espectros hace que el espectro de X se atenúe y deforme en los múltiplos de f_{out} . En las figuras se aprecia el espectro resultante de conformar nuestra señal de entrada con los pulsos $p(t)$.

Para el caso de la transmisión con osmo-2k, se utilizará solo el pin asociado al color rojo para transmitir, por lo que la señal será procesada por el adaptador como se acaba de explicar. En la siguiente sección se dará en detalle cómo es la señal X de entrada al adaptador USB-VGA.

CAPITULO 3: PRUEBAS Y PRESENTACIÓN DE RESULTADOS.

Implementación de un transmisor de televisión digital ISDB-T.

En la figura se muestra el diagrama de bloques que conforman el transmisor gr-isdbt-tx. En este capítulo repasamos las distintas funcionalidades que fueron implementadas para lograr la transmisión.

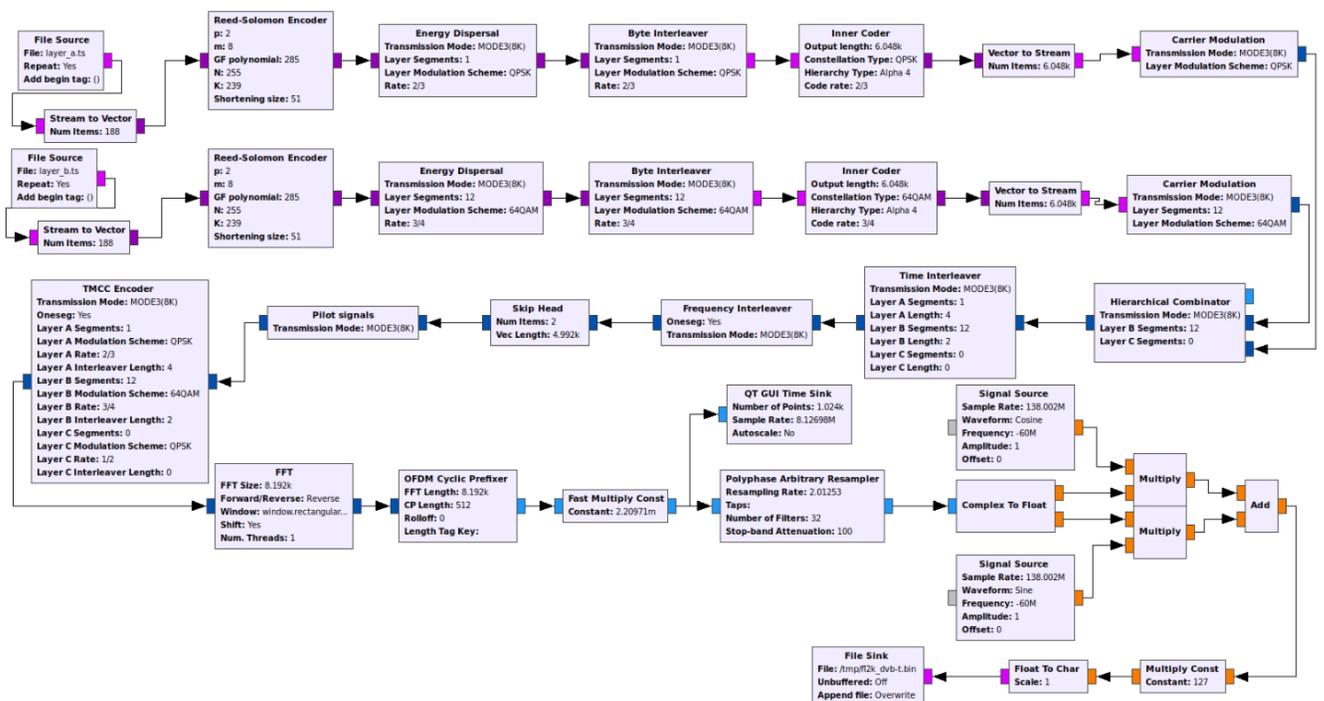


Figura 31 Diagrama de transmisor implementado

Los bloques de este capítulo están separados por funcionalidades y no por orden de aplicación en el flujo de datos establecido por la norma. Describir las funcionalidades desarrolladas de esta forma permite comparar algunos bloques de funcionamiento similar y que a la hora de implementar requirieron de soluciones de programación similares.

Obtención de los TS por capa.

En un solo flujo de transporte coexisten paquetes pertenecientes a las distintas capas de transmisión, cada una con sus programas, sus tablas y sus propias características de transmisión.

Es necesario separar esta información al comienzo del transmisor, para procesar individualmente cada capa, afín de lograr mantener los datos de cada capa en un mismo flujo, pues las capas pueden tener distintas modulaciones y distintos retardos.

Cada paquete tiene en su encabezado IIP, un parámetro denominado *layer_information*, que contiene información sobre la capa de transporte a la que pertenece.

En nuestro caso concreto la entrada del transmisor es alimentado por dos fuentes de archivos individuales uno para cada una de las capas A y B, esto nos permite seleccionar a voluntad si realizar una transmisión en oneseq o fullseg, aliviando la carga de procesamiento en caso de centrarnos en transmitir un solo segmento, ya que por las limitaciones de hardware del receptor solamente necesitaremos transmitir en modo oneseq. Hacerlo de esta forma evita tener que agregar algún bloque de divisor jerárquico para separar los flujos de transporte para cada una de las capas, en la figura observamos el bloque de entrada para una fuente de archivos específicamente para la capa A seguido de un bloque convertidor de flujo a vector con un tamaño de 188.

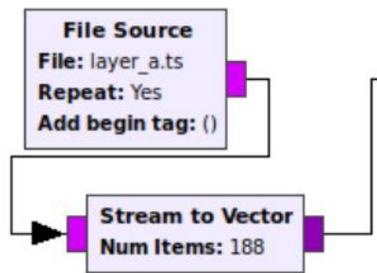


Figura 32 Entrada de transmisor

Codificaciones de Canal.

Reed Solomon.

La norma ISDB-T utiliza una implementación similar a la de DVB-T del codificador Reed Solomon. En cada TSP se sustituyen los últimos 16 bytes del IIP por la palabra de redundancia de un código RS (204,188). Para lograr esta distancia, lo que se hace es llevar el payload hacia un tamaño más grande, agregando 51 bytes en 0 al comienzo del TSP. Luego, el nuevo payload de 239 bytes, se inyecta en un codificador RS (255,239) para obtener los 16 bytes de codeword.

El cambio de tamaño se realiza principalmente para utilizar un algoritmo más eficiente. Una vez obtenida la palabra código del mismo, se remueven los primeros 51 bytes nulos, y obtenemos el código RS (204,188) que entra en el tamaño de un TSP, y además es capaz de corregir errores hasta en 8 bytes.

Dentro de los complementos de GNU Radio está el paquete *gr-dvb* que contiene los bloques necesarios para implementar tanto un transmisor como un receptor bajo la norma DVB. [14].

En la figura, mostramos el bloque y la configuración de sus parámetros.

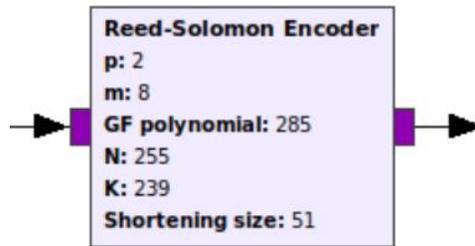


Figura 33 Bloque codificador Reed.Solomon

Los parámetros **p**, **m** y **GF polynomial** son los que configuran el polinomio generador que es la base del algoritmo. Para configurar el polinomio necesario para RS (255,239), debemos cargar en el bloque el polinomio:

$$p(x) = x^8 + x^4 + x^3 + x^2 + 1 \quad (3.1)$$

Viterbi.

Otro de los códigos de canal implementados por ISDB-T es el código Viterbi. Este es un código convolucional con puncturing, su código madre tiene una tasa de 1/2 y constante $k = 7$, lo que permite obtener en salida datos codificados a cualquier tasa m/n en transmisión, sin aumentar la complejidad de la decodificación en la recepción.

Esto sucede, porque tanto el lado transmisor como el receptor, conocen la llamada matriz de puncturing. En esa matriz, se especifica para cada tasa de código buscada los bits redundantes, que serán eliminados al transmitir para lograr la tasa deseada. Vale recordar que estos bits deben ser reingresados por el decodificador en la recepción, pues de lo contrario aumentaría fuertemente la complejidad de la decodificación.

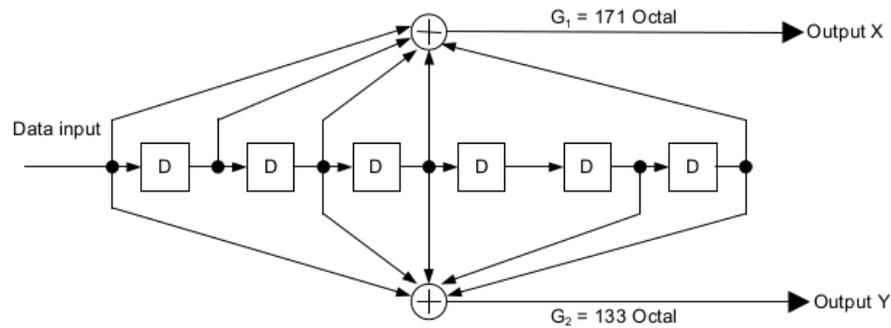


Figura 34 Código convolucional utilizado en ISDBT.

Agregar este tipo de códigos a la cadena de transmisión, aumenta la resistencia ante las pérdidas y mantiene una tasa de bits constante, lo que colabora con el mantenimiento del sincronismo del sistema.

El puncturing es una técnica utilizada para lograr códigos de cualquier tasa m/n en transmisión, sin aumentar la complejidad de la decodificación en la recepción. Esta técnica codifica las palabras con un codificador poco complejo denominado madre, que se caracteriza por contar una única entrada y n_0 salidas. Luego, se eliminan algunos de los bits codificados para lograr la tasa del código objetivo. Tanto el codificador como el decodificador saben perfectamente cuales fueron los bits removidos porque para eso se utiliza la matriz de puncturing previamente acordada. La información descartada es luego agregada en la recepción en forma de dummy bits y posteriormente reconstruida por el algoritmo de decodificación (tal y como si se trata de errores). Lo interesante del puncturing es que la decodificación del nuevo código es idéntica a la del código madre y, por lo tanto, un mismo algoritmo, relativamente simple, es capaz de decodificar todas las tasas posibles.

Coding rate	Puncturing pattern	Transmission-signal sequence
1/2	X : 1 Y : 1	X1, Y1
2/3	X : 1 0 Y : 1 1	X1, Y1, Y2
3/4	X : 1 0 1 Y : 1 1 0	X1, Y1, Y2, X3
5/6	X : 1 0 1 0 1 Y : 1 1 0 1 0	X1, Y1, Y2, X3 Y4, X5
7/8	X : 1 0 0 0 1 0 1 Y : 1 1 1 1 0 1 0	X1, Y1, Y2, Y3, Y4, X5, Y6, X7

Figura 35 Matriz de puncturing utilizada en ISDBT. [15]

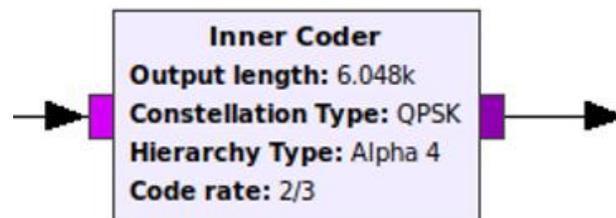


Figura 36 Bolque que genera el código Vitervi.

Dispersor de Energía.

Los flujos de transporte pueden contener largas secuencias de unos o ceros. Esto es un problema a la hora de sincronizarse con el receptor, ya que los cambios de flancos al medir los datos en la recepción suelen utilizarse para sincronizarse con el reloj de transmisión. También los patrones repetitivos en las cadenas de bits generan acumulaciones de energía en ciertos puntos del espectro, dejando espacios subutilizados en la banda. Para evitar esto, ISDB-T utiliza un dispersor de energía.

El funcionamiento del dispersor consiste en la generación de una secuencia pseudo-randómica de bits. Esto se logra realizando un XOR de los bits de entrada contra un circuito que evoluciona constantemente. El circuito se inicializa con la palabra "100101010000000", que es conocida tanto por el transmisor como por el receptor. Para el byte de sincronismo, el XOR no se realiza, pues este byte es una referencia también para otros bloques y permanece sin cambios, pero de todos modos el circuito se continúa actualizando. Para recuperar la secuencia original, el receptor utiliza exactamente el mismo circuito. Supongamos que $r = d \oplus g$ es un bit randomizado producto del XOR entre un bit de entrada y el bit del circuito generador. Si en la recepción se utiliza el mismo circuito y está sincronizado, entonces el bit de-randomizado será $r' = r \oplus g = (d \oplus g) \oplus g$. Como la operación XOR es asociativa tenemos que $r' = d \oplus (g \oplus g) = d \oplus 0 = d$, y de esta manera se recupera el bit original. Es necesario que tanto el transmisor como el receptor estén sincronizados en la evolución de la palabra, pues de lo contrario los bits decodificados no serán los mismos que los originales. Para asegurarnos de eso, es que se reinicia el circuito generador en cada inicio de cuadro.

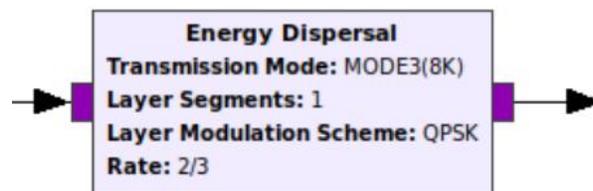


Figura 37 Boque dispersor de energía, configurado para QPSK

El bloque dispersor de energía solicita como parámetro de entrada el modo de transmisión, los segmentos de la capa jerárquica, el esquema de modulación y la ratio, para poder reiniciar con éxito el circuito generador.

Entrelazamiento de frecuencia.

El entrelazamiento frecuencial consiste en permutar las portadoras de un símbolo OFDM en el dominio de la frecuencia. Dada la característica de ISDB-T de utilizar un gran número de portadoras, ocurre que frente a canales selectivos en frecuencia se pueden ver afectadas una cantidad importante de portadoras consecutivas, con lo cual la capacidad de corrección de los códigos resultaría superada.

Realizando un entrelazamiento frecuencial las portadoras que pudieran verse afectadas en un canal selectivo son desentrelazadas en la recepción y, por lo tanto, los errores que pudiera haber quedan distribuidos facilitando la tarea de los códigos correctores.

El procedimiento del entrelazamiento en ISDB-T se divide en dos etapas: el entrelazamiento inter-segmentos, y el entrelazamiento intra-segmentos.

Primero se separan los segmentos en tres grupos: los destinados a recepción parcial (one-seg), los que utilizan modulación coherente, y por otro lado los que utilizan modulación diferencial. Como en el caso de gr-isdbt-tx sólo se utiliza modulación coherente, los caminos que pueden tomar los segmentos son únicamente dos.

Posteriormente viene la etapa de entrelazamiento inter-segmentos. Precisamente consiste en intercalar las portadoras entre los segmentos que comparten la modulación. Para el segmento destinado a la recepción parcial este proceso no tiene sentido, por lo cual pasa directamente a la etapa de entrelazamiento intrasegmento.

El entrelazamiento intra-segmento se realiza permutando las portadoras de cada segmento entre sí. Se comienza por rotar las portadoras de acuerdo con la siguiente expresión:

$$S_{i,k}^{rotada} = S_{(k+i)modC,k} \quad (3.2)$$

Donde i representa el número de portadora dentro del segmento y puede tomar valores entre $[0, C - 1]$, con $C = 96 \times 2^{\text{modo}-1}$ la cantidad de portadoras de datos en cada segmento; k es el número de segmento y toma valores entre cero y la cantidad de segmentos que utilizan esa modulación. Luego se realiza una aleatorización que está determinada por Look Up Tables que dependen del modo de transmisión y pueden consultarse en la norma [15].

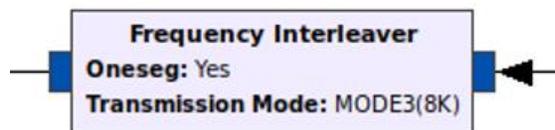


Figura 38 Boque para entrelazamiento frecuencial

Entrelazamiento de tiempo.

El entrelazamiento temporal consiste en distribuir los símbolos complejos entre distintos símbolos OFDM. Esta distribución o entrelazamiento se realiza para cada portadora, es decir que se realiza en el dominio del tiempo.

Esta técnica actúa como mecanismo de protección frente a ruidos impulsivos que típicamente se caracterizan por una corta duración en el tiempo. La profundidad o largo del entrelazamiento temporal es el parámetro que rige este proceso de entrelazado y puede ser seteado de manera independiente para cada capa. Está íntimamente ligado a la dispersión temporal que se realiza en los símbolos; a mayor profundidad, los símbolos de una misma portadora son retardados un tiempo mayor.

La figura describe esquemáticamente el mecanismo de entrelazamiento. Consiste en aplicar un retardo distinto para cada símbolo dentro de un mismo segmento; los segmentos de una misma capa son retardados de igual manera según la profundidad de entrelazamiento elegida.

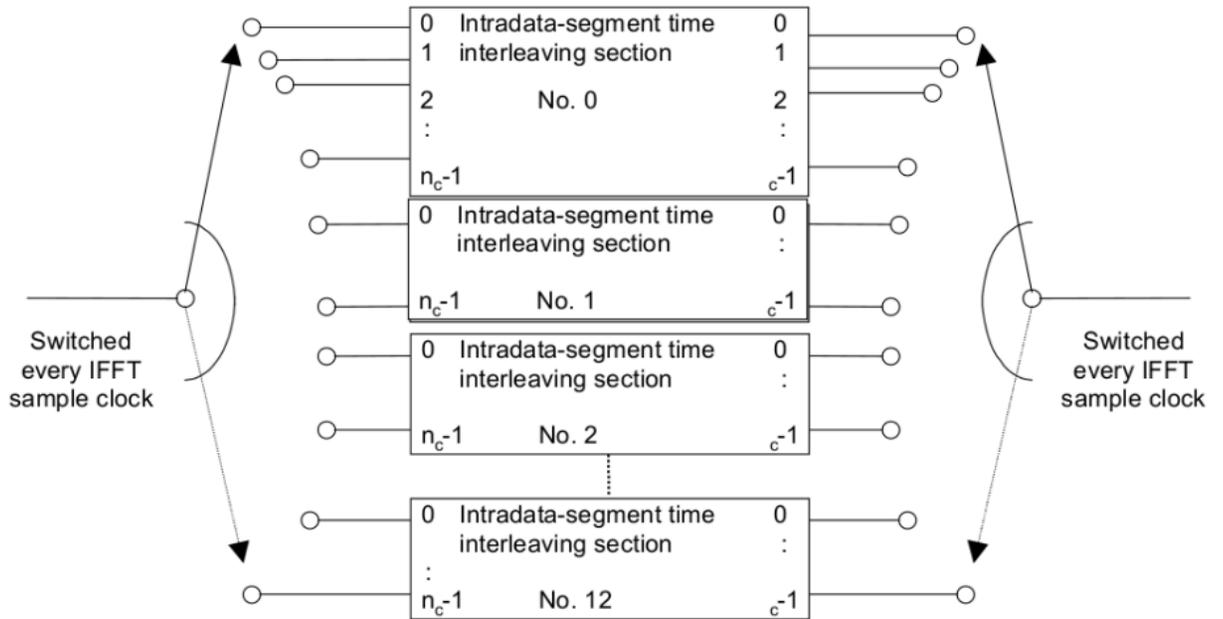


Figura 39 Mecanismo de entrelazamiento temporal.

La implementación de estos retardos es llevada a cabo por medio de colas en las que, de manera secuencial, se empujan los símbolos que van arribando correspondientes a las distintas capas jerárquicas. Desde el otro extremo se extrae un símbolo de cada cola también de manera secuencial.

Para una capa jerárquica con profundidad de entrelazamiento I_L , que puede ser 0, 1, 2, 4, 8, 16 según el modo, los retardos estipulados por ISDB-T para cada uno de sus segmentos se define de la siguiente manera:

$$q_L(i) = I_L \times m_i = I_L \times ((i \times 5) \bmod 96) \quad (3.3)$$

Donde $q_L(i)$ representa el tamaño de las colas o búfers; m_i es definido por el estándar como $m_i = (i \times 5) \bmod 96$ para $i = 0, 1, \dots, n_c$ con $n_c = 96, 192, \text{ o } 384$ según el modo de transmisión.

El proceso de entrelazamiento introduce un retardo que debe ser ajustado de manera que el retardo total introducido por el proceso sea un múltiplo de cuadro OFDM. Para ello gr-isdbt-tx conforma colas más largas de las especificadas en el esquema de la figura 5.8 logrando así un retardo total de un cuadro OFDM.

Este proceso genera un atraso que en símbolos OFDM está dado por la siguiente expresión:

$$95 \times I_L \bmod 204$$

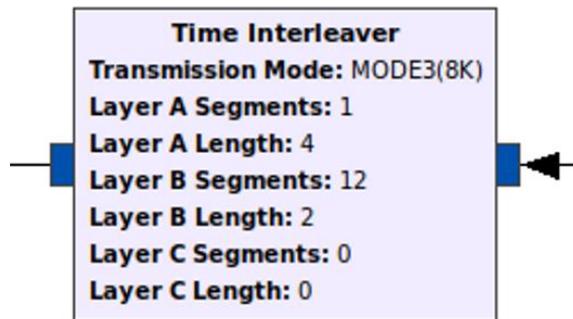


Figura 40 Bloque de entrelazamiento temporal.

Entrelazamiento de byte.

Como el código Reed Solomon agregado a cada TSP es capaz que corregir hasta ocho bytes por paquete, cualquier error en ráfaga mayor a dicho tamaño generará errores irreparables en el TSP afectado. Una estrategia ampliamente utilizada en varios sistemas de comunicación es, luego de

un código corrector de errores a nivel de byte, un entrelazamiento de esos bytes de manera que los errores en ráfaga sean vistos como puntuales en recepción, y así entonces puedan ser corregidos.

El bloque de entrelazamiento de bytes se utiliza para aumentar la capacidad de corrección de errores del código Reed Solomon. Esto se hace implementando un sistema de colas de retardos de largos variables, por las que se van enrutando los bytes uno a uno.

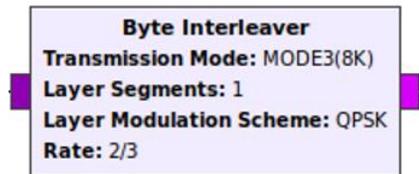


Figura 41 Bloque para entrelazamiento de Bytes.

A nivel de código, esto se implementa mediante un vector de 12 elementos. Cada uno de los elementos se define como una cola de bytes, de tamaño $17 * i$ siendo i el número de elemento. La cola se crea en el comienzo de la ejecución, cuando se crea una instancia del bloque. Luego, en régimen permanente, los bytes simplemente llegan en orden y van siendo asignados uno a uno a su cola correspondiente.

Es necesario realizar un ajuste de atraso para que el retardo total del bloque sea igual al período de un cuadro OFDM. El bloque solicita como entrada los parámetros para calcular la cantidad de bytes de atraso, como se ve en la figura, y crea la cola del elemento 13 del vector, del tamaño necesario, que recordamos, está dado por la siguiente ecuación:

$$D_{bytes} = \frac{204 * mL * FEC_L * 2^{modo-1}}{8 * 204} - 11 \quad (3.4)$$

Donde mL y FEC_L son el esquema de modulación y la tasa de código convolucional utilizados para la capa jerárquica L-ésima. Al final del cociente, se le restan los 11 bytes de retardo que son agregados por el multicamino de las colas del entrelazado.

Entrelazamiento de bits y modulación.

En ISDBT el entrelazamiento de bits se realiza en conjunto con el bloque modulador. Esto significa que el bloque se encarga primero de entrelazar los bits que le ingresan provenientes de una determinada capa jerárquica dando lugar a un nuevo flujo de bits entrelazados. Y luego agrupar estos bits para formar símbolos complejos según la modulación o mapeo que tenga la capa.

Durante el proceso de mapeo se juntan los bits correspondientes a cada capa jerárquica de a dos, cuatro o seis, en función del esquema de modulación utilizado, QPSK, 16QAM o 64QAM respectivamente. El entrelazamiento se logra al aplicar a cada bit de un mismo símbolo un retardo distinto.

El proceso de entrelazamiento se lleva a cabo de forma idéntica al caso de bytes, utilizando un vector de colas, pero en este caso, de booleanos en lugar de bytes. La diferencia es que, en este caso, la cantidad de colas a crearse, y el tamaño de estas, dependen de la modulación seleccionada por el usuario.

El entrelazamiento utilizando este mecanismo de colas de retardos variables implica agregar un retardo total correspondiente al camino más largo que deben atravesar los bits, es decir un retardo de 120 símbolos. Según la modulación que utilice la capa, estos 120 símbolos se traducen en un mayor o menor retardo en el tiempo; para QPSK corresponde a esperar que ingresen 120×2 bits en la entrada, mientras que para 64QAM deben pasar 120×6 bits.

Con el objetivo de tener un mismo retardo para lograr sincronismo en todas las capas se realiza un ajuste de atraso. En este caso, los retardos deben ser múltiplos de un símbolo OFDM; para el entrelazamiento de bits el retardo propio del proceso de entrelazamiento sumado al ajuste de atraso debe totalizar dos símbolos OFDM. El tamaño de un símbolo OFDM corresponde a:

$$N_{OFDM} = m_L \times N_L \times 96 \times 2^{\text{modo}-1} \text{ bits} \quad (3.5)$$

N_{OFDM} depende de la cantidad de segmentos utilizados N_L , del modo de transmisión y de la modulación de la capa, m_L , que se obtiene; Aquí, el retardo total se obtiene incrementando los tamaños de las colas de manera que el retardo total sea de dos símbolos OFDM para cada capa. Por lo tanto, para tener el retardo deseado los tamaños de las colas deben ser:

$$Q_i = q_i + \frac{2 \times N_{OFDM} - 120 \times m_L}{m_L} = q_i + N_L \times 96 \times 2^{\text{modo}-1} - 120 \quad (3.6)$$

Una vez que los bits en cada cola son desplazados, desde el otro extremo se extrae un bit por cola y se mapean en un símbolo complejo de acuerdo a lo establecido en la norma [15].

Para resolver el mapeo, se implementaron arreglos de números complejos. Una vez obtenidos los bits a modular, se ordenan y se convierten a un entero. Ese entero es la posición en el array del número complejo que se mapea en la constelación, que se copia a la salida.

Por último, los complejos deben ser normalizados según un factor de normalización que se presenta en la figura.

Modulación	Factor de normalización
QPSK	$1/\sqrt{2}$
16-QAM	$1/\sqrt{10}$
64-QAM	$1/\sqrt{42}$

Figura 42

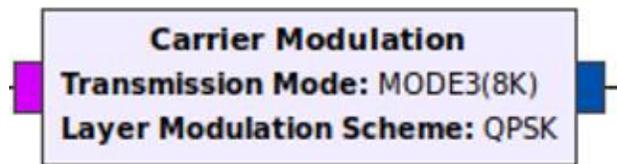


Figura 43 Bloque modulador configurado para QPSK.

QPSK.

La señal de entrada se agrupa de a dos bits. Siempre ingresa primero el menos significativo.

Antes del mapeo, el bit más significativo sufre un retraso de 120 bits, como se muestra en la figura.

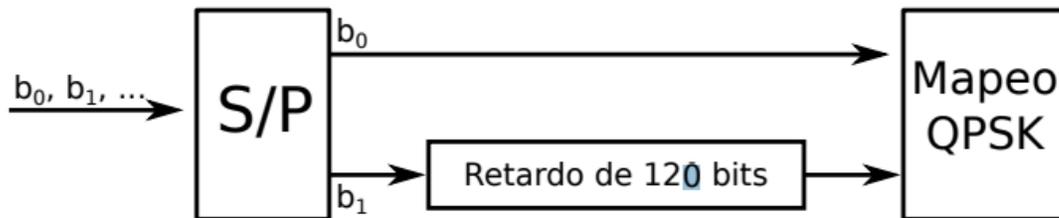


Figura 44 Sistema para el entrelazamiento de bit y la modulación QPSK

La constelación utilizada cuando el esquema de modulación es QPSK se muestra en la figura.

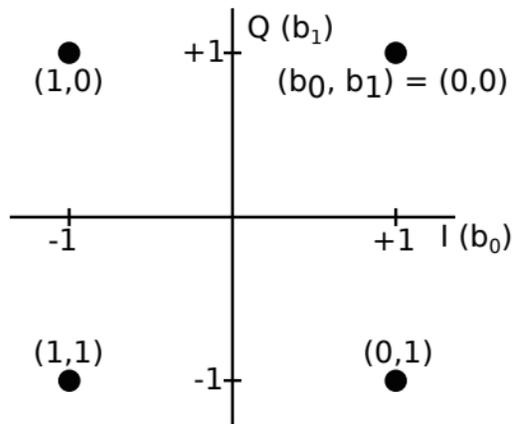


Figura 45 Constelación utilizada con la modulación QPSK.

16QAM.

En este caso, la señal de entrada se agrupa de a cuatro bits, el menos significativo es siempre el primero al ingresar al sistema. El entrelazamiento de bits en este caso se logra retardando 120 bits al bit más significativo, 80 bits al que le sigue y 40 bits al restante, sin contar al menos significativo, que no sufre ningún retardo. Todo esto se muestra en la figura.

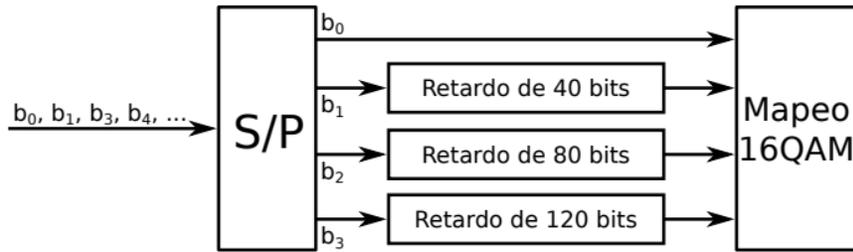


Figura 46 Sistema para el entrelazamiento de bit y la modulación 16QAM.

La constelación utilizada para 16QAM se muestra en la figura.

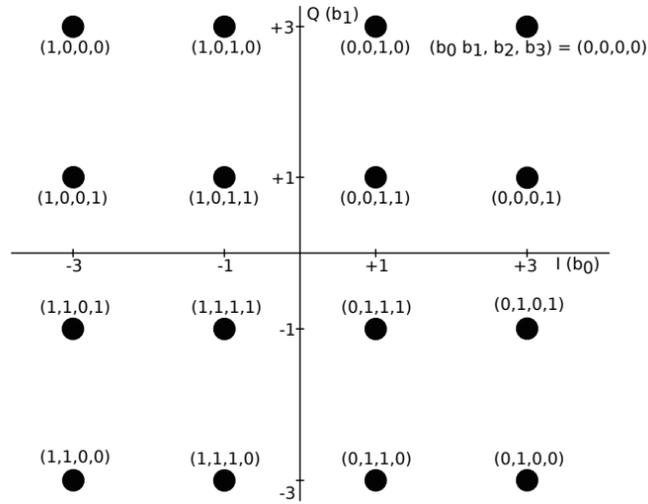


Figura 47 Constelación utilizada con la modulación 16QAM.

64QAM.

Para el caso de 64QAM, los bits se agrupan de a seis. El menos significativo, que es el primero en ingresar al sistema, no sufre ningún retardo. Los bits subsiguientes, son retardados 24, 48, 72, 96 y 120 bits, el más significativo es el que se retarda más. Esto se muestra en la figura.

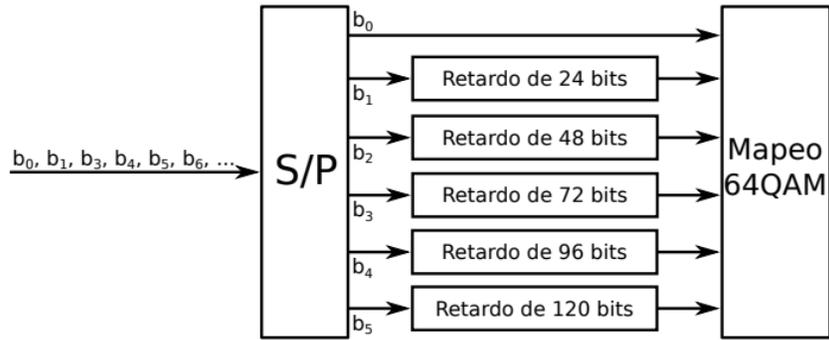


Figura 48 Sistema para el entrelazamiento de bit y la modulación 64QAM.

La constelación utilizada se puede ver en la figura.

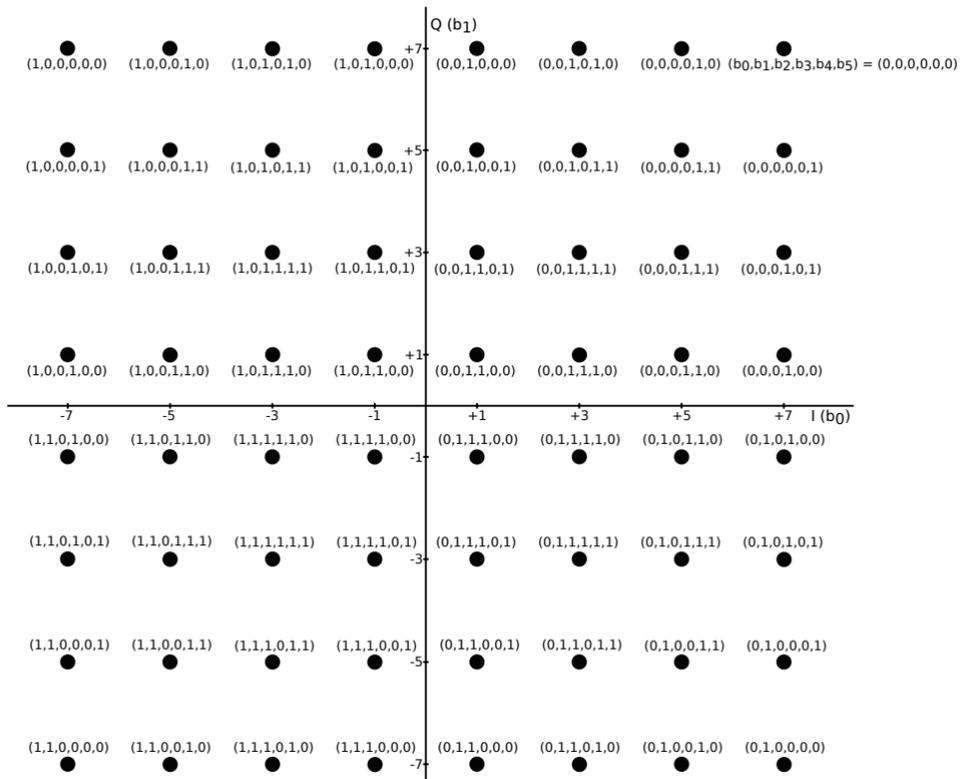


Figura 49 Constelación utilizada con la modulación 64QAM.

Formación de cuadros OFDM.

El cuadro OFDM es una estructura de datos que agrupa los datos de carga útil, portadoras piloto y señales de control. Tiene todo lo necesario para que un receptor compatible con ISDB-T sea capaz de decodificarlo en flujos MPEG y reproducir la información.

Se trata de un conjunto de 204 símbolos OFDM, cada uno de ellos conformado por $13 \times 108 \times 2^{mod-1}$ símbolos complejos. Una de las características del cuadro, es que su estructura tiene posiciones fijas, donde siempre viaja información con las características de la transmisión, y posiciones móviles, en las que viajan portadoras que estiman el efecto que tiene el canal sobre los datos, para poder, con esa información, robustecer al sistema.

Para cada segmento, la estructura del cuadro tiene su forma particular. Los segmentos consisten en 96, 192 y 384 símbolos portadores en los modos 1, 2 y 3, respectivamente.

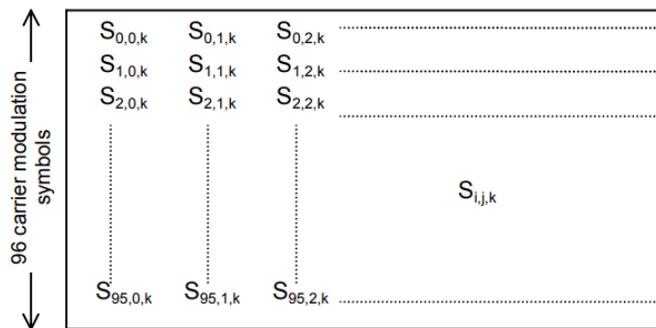


Figura 50 Cuadro OFDM para un segmento en modo 1. [15]

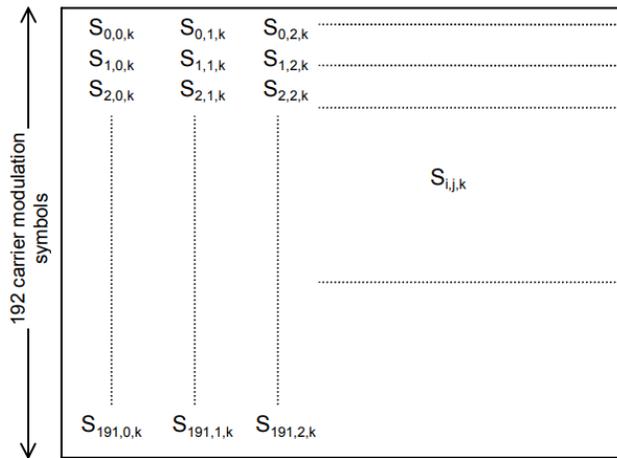


Figura 51 Cuadro OFDM para un segmento en modo 2. [15]

La información que transporta la TMCC es crítica, por lo que debe ser transmitida con una mayor confiabilidad que el resto de las señales. Al momento de ser insertada la TMCC el resto de las señales ya han sido codificadas en cuanto a protección contra errores. Esto es así porque codificar la TMCC con códigos cíclicos acortados reduce el tiempo de decodificación y la complejidad en el receptor, con lo cual se opta por transmitir la TMCC en varias portadoras a lo largo del cuadro OFDM. La recepción de la TMCC requiere una relación Carrier-to-Noise (C/N) menor que el resto de las señales, con lo cual es normal que se pueda recibir la TMCC en escenarios menos favorables.

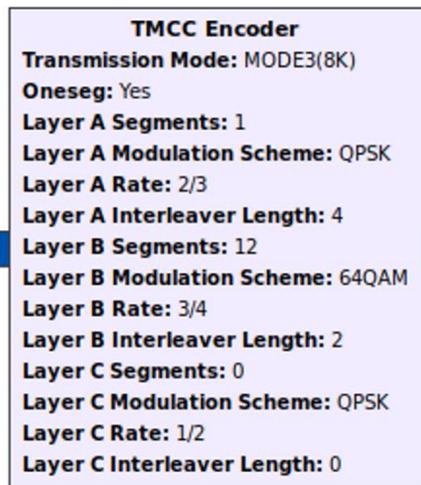


Figura 52 Boque codificador TMCC.

Las funciones de llenado de segmento toman como parámetro de entrada el número de segmento que se va a escribir. Con este número, encuentran en función de su posición en el cuadro, los índices en donde van las portadoras auxiliares y los datos. Luego iteran punto a punto por todas las portadoras del segmento, asignando según corresponda. En el caso de los datos, se copian simplemente de la entrada. Para el caso de las portadoras auxiliares, cada una tiene una función que almacena el estado de estas, y con ayuda de los índices de posición y de símbolo dentro del cuadro OFDM, evolucionan los datos dinámicos de las mismas y escriben en el segmento el dato correspondiente.

La transformada de Fourier.

Teniendo el cuadro OFDM, de forma correcta con todas las portadoras de datos y auxiliares completas, es el momento de pasar la señal al dominio del tiempo, para agregarle el prefijo cíclico y realizar la transmisión al aire.

Para realizar esto se hace uso de uno de los bloques de GNU Radio que implementan el algoritmo Fast Fourier Transform. Este algoritmo permite realizar de forma rápida y suficientemente aproximada de la transformada de Fourier de una señal digital, siempre y cuando se maneje un tamaño de muestras que sea múltiplo de una potencia de 2.

El parámetro Reverse del bloque, indica la dirección en la que se realiza la transformación. Dado que queremos pasar de estar trabajando en el dominio de la frecuencia al dominio temporal, debemos ejecutar el algoritmo en el sentido inverso.



Figura 53 Boque para realizar la transformada e Fourier en GNU Radio.

El prefijo cíclico.

Es necesario sincronizar los relojes de transmisor y receptor, y eliminar de forma significativa la interferencia intersimbólica, en ISDBT se utiliza un prefijo cíclico para lograr esto. Esto es, las primeras N muestras de la señal, se copian tal cual están hacia el final de la señal. Esto hace que, al calcular la autocorrelación de la señal en recepción, sea posible detectar de forma perfecta el comienzo de la señal, así como los parámetros de transmisión en caso de que sean desconocidos.



Figura 54 Boque para agregar prefijo ciclico.

Una vez agregado el prefijo cíclico la señal procesada ya está lista para ser transmitida por el aire, y si se utilizara un SDR con capacidad de transmisor el bloque para controlar el dispositivo debería ir luego de esta etapa, pero al implementar una alternativa de bajo coste como lo es el uso de un convertidor USB-VGA como dispositivo transmisor hace necesario agregar las etapas que se describen a continuación.

Transmisión de transport streams bajo la norma ISDBT.

El proyecto osmo-fl2k cuenta con un módulo para transmitir televisión digital terrestre bajo la norma europea (DVB-T) que fue adaptado para transmitir transport streams ISDB-T. La explicación del funcionamiento del transmisor a través del adaptador USB-VGA sera explicada en base al transmisor one-seg, aunque también fue implementado para transmitir full-seg. El transmisor one-seg genera complejos a una frecuencia $f_{ifft} = \frac{512m}{1008\mu s} = 507,94kHz$, los cuales estan modulados bajo la norma ISDB-T. El ancho de banda de la señal one-seg es de aproximadamente 428,57 kHz, a esta frecuencia la llamaremos $f_{isdb-t} = 428,57 kHz$.

Dado que se generan valores complejos, es necesario volver a procesarlos de manera de obtener valores reales para poder ser enviados al aire. Si la transmisión de los datos se hiciera a través

de un dispositivo SDR la conversión de los valores complejos a reales no sería necesaria, dado que los drivers del equipo se encargan de procesar los datos complejos para poder transmitirlos.

Para enviar los valores generados por el transmisor one-seg, se deben representar los complejos en fase y cuadratura, esto se logra con multiplicar la parte real de los complejos por un coseno y la parte imaginaria por un seno, ambos con el mismo argumento. Debido a la propiedad de ortogonalidad de las señales portadoras, es posible recuperarlas por separado. No solo es necesario representar los datos complejos de manera real para poder transmitirlos por el aire, sino que también hay que aumentar la frecuencia a la cual están las muestras (f_{ifft}) hasta llegar a la frecuencia de muestreo a la que trabaja el adaptador USB-VGA (f_{out}). Este procesamiento se lleva a cabo en los bloques que se muestran en el siguiente diagrama.

El bloque Polyphase Arbitrary Resampler es el encargado de elevar la frecuencia a la cual se encuentran las muestras ISDB-T hasta la frecuencia de muestreo del adaptador USB-VGA. Este bloque toma un flujo de datos y realiza un muestreo arbitrario. La tasa de muestreo puede ser cualquier número real r . El remuestreo se realiza construyendo M filtros donde M es la tasa de interpolación. Para cada valor, se toma una salida del filtro actual, i , y el siguiente filtro $i + 1$ y luego se interpola linealmente entre los dos en función de la tasa de muestreo real que es deseada [16]. La tasa de interpolación se ajusta de manera que la frecuencia de las muestras de los datos quede en f_{out} :

$$f_{ifft} \cdot N = f_{ifft} \frac{f_{out}}{f_{ifft}} = f_{out} \quad (3.7)$$

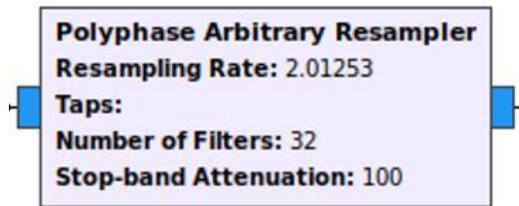


Figura 55 Bloque Polyphase Arbitrary Resampler.

La siguiente etapa del proceso es la de fase y cuadratura, en la cual se representan los valores complejos con valores reales. Los bloques Complex to Float, Signal Source, Multiply y Add son los encargados de realizar dicho proceso. El bloque Complex to Float convierte la secuencia de complejos de la entrada en 1 o 2 secuencias de flotantes. Las salidas de flotantes corresponden como la salida (0) que es la parte real del complejo de entrada y la salida (1) que es la parte imaginaria [17]. El bloque Signal Source es un generador de señales, en el cual se le puede especificar el tipo de onda y los parámetros de la señal como frecuencia, amplitud y offset. Como se aprecia en la imagen se utilizan dos bloques para generar dos señales un seno y el otro coseno con los mismos parámetros de frecuencia y amplitud. A la frecuencia a la cual se encuentran las sinusoides la llamaremos f_{cent} . Los bloques Multiply y Add, multiplican y suman sus entradas respectivamente.

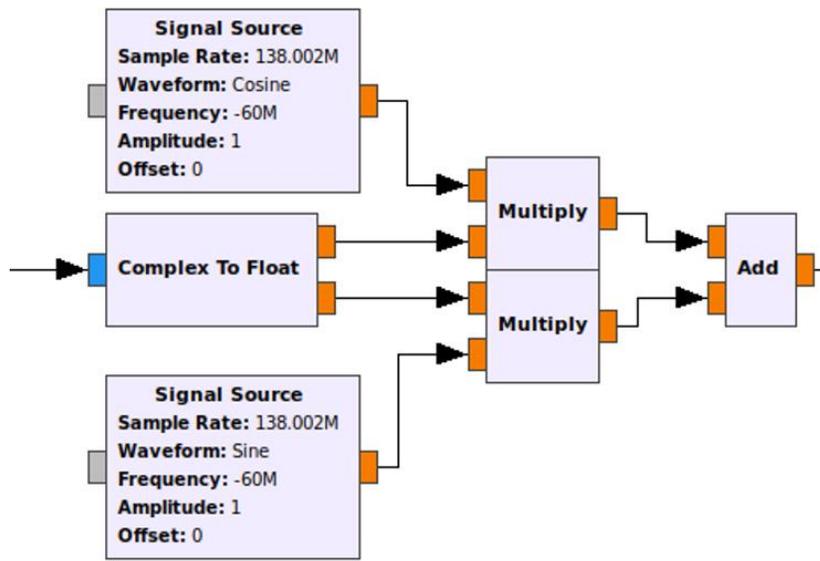


Figura 56 Bloques para representar los valores complejos según su fase y cuadratura.

Llamamos X a la señal de entrada a los bloques de la siguiente figura, e Y a la salida de estos. El espectro de la señal X correspondiente, pasa a centrarse en la frecuencia f_{cent} con su parte en fase y su parte en cuadratura, como se puede ver en la siguiente figura. La etapa de fase y cuadratura no solo se utiliza para representar los valores complejos en reales, sino que también permite elegir donde se ubicará el espectro de la señal.

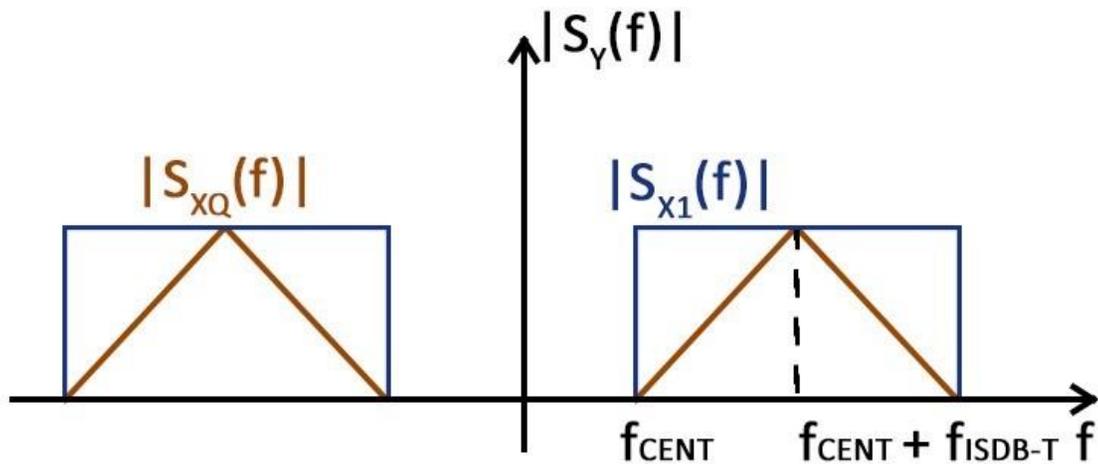


Figura 57 Espectro de la señal transmitida

osmo-2k replicara el espectro a transmitir cada múltiplo de f_{out} , siendo f_{out} la frecuencia de muestreo a la cual está trabajando el adaptador USB-VGA. Combinando estos dos efectos, el espectro de la señal transmitida a la que llamaremos XT no estará centrada en los múltiplos de f_{out} , sino que estará en $n \cdot f_{out} \pm f_{cent}$, siendo n el número de armónico de la señal PAM y f_{cent} la frecuencia de las sinusoides que se utilizan para la representación real de los complejos.

$$f_c(n) = n \cdot f_{out} \pm f_{cent} \quad (3.8)$$

Para transmitir al aire el archivo de video procesado se utiliza en una terminal de Linux la función `fl2k_file`, creada por el proyecto osmo-2k. Dicha función envía el archivo por el pin asociado al color rojo del adaptador USB-VGA a través del comando:

$$f_{2k_{file}} - s f_{out} \text{ file.bin} \quad (3.9)$$

En donde f_{out} debe ser sustituido por la frecuencia de muestreo a utilizar en el adaptador USB-VGA. Dicha frecuencia debe ser tal que sea igual a una fracción multiplicada por la frecuencia de reloj del PLL (Phase Locked Loop) del adaptador. La cual es 160 MHz, con cierta tolerancia. El límite superior de f_{out} lo definen en conjunto el controlador USB al que esté conectado el adaptador USB-VGA, y el propio dispositivo. Específicamente, la cantidad máxima de muestras por segundo que el controlador pueda entregar al adaptador, y este pueda recibir, es lo que determina el valor máximo posible de f_{out} . Este límite se posiciona en el entorno de los 150 MHz para los controladores USB 3.0 convencionales que se encuentran en las computadoras personales.

USB 3.0 Host controller

Achievable sample rate

Advanced Micro Devices, Inc. X470 chipset USB 3.1 Gen 2	157.86 MS/s
Intel Corporation 8 Series USB xHCI HC (rev 04)	157 MS/s
Intel Corporation 7 Series/C210 Series Chipset Family USB xHCI Host Controller (rev 04)	157 MS/s
Intel Corporation Wildcat Point-LP USB xHCI Controller (rev 03)	157 MS/s
Intel Corporation Sunrise Point-LP USB 3.0 xHCI Controller (rev 21)	155 MS/s
Samsung Galaxy S5 msm-dwc3 (based on Synopsys DesignWare USB3.0 IP)	148 MS/s

Odroid XU4 (based on Synopsys DesignWare USB3.0 IP)	147 MS/s
ASMedia Technology Inc. ASM1142 USB 3.1 Host Controller	140 MS/s
Fresco Logic FL1100 USB 3.0 Host Controller (rev 10)	140 MS/s
Fresco Logic FL1100 USB 3.0 Host Controller (rev 01)	136 MS/s
Fresco Logic FL1009 USB 3.0 Host Controller (rev 02)	136 MS/s
Etron Technology, Inc. EJ188/EJ198 USB 3.0 Host Controller	129 MS/s
VIA Technologies, Inc. VL805 USB 3.0 Host Controller (rev 01)	123 MS/s
Etron Technology, Inc. EJ168 USB 3.0 Host Controller (rev 01)	117 MS/s
Renesas Technology Corp. uPD720202 USB 3.0 Host Controller (rev 02)	115 MS/s
Intel USB 2.0 EHCI Controller	14 MS/s

Luego de ejecutado este comando la señal se transmite a través del color rojo del USB-VGA como fue explicado anteriormente. La misma será codificada con 8 bits, los cuales son la resolución del conversor digital-analógico del adaptador. La señal enviada se verá atenuada por los distintos lóbulos de $|\text{sinc}(fT)|^2$. Esto hace que exista una dependencia respecto a la potencia que tendrá la señal y la frecuencia que se seleccione para transmitir. Cuanto más alta sea la frecuencia, la atenuación en consecuencia de conformar con el pulso será mayor. Esto hace que los armónicos con más potencia sean los que se encuentran en el lóbulo principal del $|\text{sinc}(fT)|^2$, correspondientes a las frecuencias menores a f_{out} . Para el caso de televisión digital, la señal más potente que se puede lograr con la transmisión a través del USB-VGA, sin

amplificadores, se encuentra en 177.143 MHz, correspondiente al canal más bajo al que pueden sintonizar los equipos que trabajan bajo la norma ISDB-T (canal 7).

Implementación de un receptor de televisión digital ISDB-T.

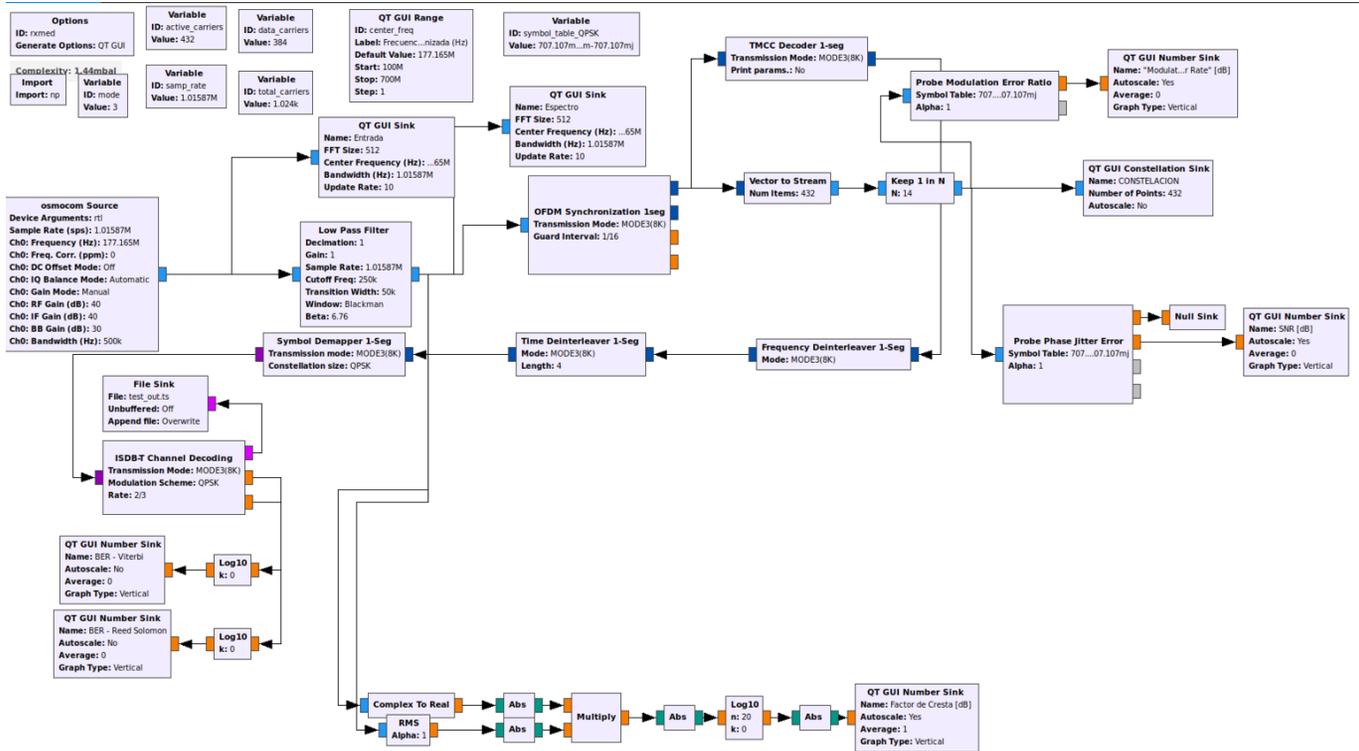


Figura 58 Diagrama de bloques de receptor de televisión digital ISDBT.

En la se presenta el diagrama de bloques de un receptor de televisión digital bajo la norma ISDBT tal y como se muestra en GNU Radio Companion. Se puede ver como el dispositivo RTL-SDR (sintoniza y muestrea la señal, a cierta tasa permitida por el hardware).

El siguiente paso después del filtrado es realizar la sincronización OFDM. Esto es, encontrar las muestras correspondientes al inicio de cada símbolo, y estimar, para luego corregir, los desfases en la frecuencia de la portadora y en el reloj del sistema. También debe ser estimado y ecualizado el canal radioeléctrico. Luego se realiza la decodificación de la información el

desentrelazado de frecuencia y de tiempo, un demapeado de los símbolos OFDM para finalmente realizar una decodificación del canal ISDBT que permite recuperar la información transmitida.

Como punto final se mostrará el objetivo principal de este proyecto: un sistema de medición que permita monitorear diferentes parámetros sobre la calidad de la señal.

Sincronización OFDM: adquisición.

El objetivo principal de la fase de adquisición es obtener un vector de $2^{10+\text{modo}}$ números complejos que representen cada una de las muestras del símbolo OFDM recibido. Estas muestras posiblemente no sean “óptimas”, pero sí utilizables, después en la etapa de seguimiento los errores de muestreo podrán ser corregidos.

El algoritmo utilizado para resolver este problema es un enfoque que considera tan solo dos incertidumbres: el tiempo de arribo del símbolo OFDM (θ) y el desfase en la frecuencia de la portadora (ϵ).

El modelo propuesto para la señal recibida es entonces

$$r[k] = s[k - \theta]e^{\frac{j2\pi\epsilon k}{N}} + n[k] \quad (3.10)$$

donde $s[k]$ es la señal transmitida y $n[k]$ es el AWGN o ruido blanco gaussiano. La idea fundamental del algoritmo es aprovechar que, debido al prefijo cíclico, las primeras y últimas L muestras de cada símbolo transmitido son las mismas. De esta manera, la autocorrelación de las muestras recibidas con un retardo de $N = 2^{10+\text{modo}}$, y promediadas sobre las L muestras correspondientes al tamaño del prefijo cíclico, debe ser máxima exactamente al inicio del CP. En particular, se prueba que la función de máxima verosimilitud utilizada para estimar θ es

justamente la autocorrelación anterior, más cierto termino que se encarga de descartar falsos positivos debidos a muestras muy grandes:

$$\hat{\theta}_{ML} = \arg \max_{\theta} \left| \sum_{k=\theta}^{\theta+L-1} r[k]r^*[k+N] \right| - \rho \sum_{k=\theta}^{\theta+L-1} \frac{|r[k]|^2 + |r[k+N]|^2}{2} \quad (3.11)$$

Donde
$$\rho = \frac{\sigma_s^2}{(\sigma_s^2 + \sigma_n^2)} = \frac{SNR}{1+SNR} \quad (3.12)$$

Una vez que los límites del símbolo son definidos, solo resta calcular el desfasaje en frecuencia de la portadora. Es posible ver que la única diferencia entre las primeras y últimas L muestras (más allá del ruido, siempre presente) es la fase generada por el error en frecuencia que buscamos estimar. Este análisis sugiere el siguiente estimador para ϵ (que además se prueba que es de máxima verosimilitud):

$$\hat{\epsilon}_{ML} = -\frac{1}{2\pi} \arg \left\{ \sum_{k=\hat{\theta}_{ML}}^{\hat{\theta}_{ML}+L-1} r[k]r^*[k+N] \right\} \quad (3.13)$$

Debido a la ambigüedad de la función argumento se asume de manera arbitraria que $0 \leq \epsilon < 1$. Por esta razón este proceso es denominado corrección fraccional de frecuencia. La corrección entera de frecuencia será realizada en otro bloque.

Una vez que la sincronización es lograda, el valor de θ que maximice la ecuación no debería cambiar de manera significativa entre símbolos consecutivos: los desvíos entre los relojes del sistema transmisor y receptor, así como el efecto Doppler, en general pueden ser vistos como efectos del canal que serán corregidos más adelante en la cadena de recepción. Sin embargo, es

posible perder el sincronismo debido a interferencia, o incluso a muestras descartadas por el dispositivo SDR. Lo que se hace entonces es seguir calculando la ecuación, pero para un pequeño intervalo entorno al θ estimado. Si se detecta un error en la sincronización, por ejemplo, si el máximo obtenido es muy pequeño respecto de los máximos anteriores, el procedimiento comienza nuevamente desde cero.

Finalmente, debe tomarse en cuenta que, en principio, tanto el modo de transmisión utilizado (N), como el prefijo cíclico (L) no son conocidos en la recepción y deben ser estimados. La manera de realizar esto es calcular la ecuación para todos los casos posibles. Resulta fácil ver que valores correctos de N y L producirán una señal periódica (de periodo N + L) en forma de triángulos cuyos picos son precisamente la solución buscada, mientras que valores incorrectos de L producirán mesetas, y valores incorrectos de N producirán ruido.

Sincronización OFDM: seguimiento.

Corrección entera de frecuencia.

Una vez obtenidos los $2^{10+\text{modo}}$ números complejos correspondientes a un símbolo OFDM, debe calcularse la FFT de manera de obtener los puntos de constelación transmitidos. Luego será necesario estimar el canal por lo que se debe identificar la ubicación de los Scattered Pilots (SP) en cada símbolo.

El problema es que cuando el desvío en la frecuencia de la portadora es grande (mayor a la separación entre dos subportadoras OFDM adyacentes, $1/T_s$), la corrección fraccional de frecuencia no es suficiente, ya que además existe un desvío entero en la frecuencia de la portadora Δf_l . El efecto es que luego del cálculo de la FFT, ya no es posible afirmar que la

cantidad de ceros a los costados de las portadoras activas es como idealmente debiera, sino que todas las portadoras se habrán desplazado Δf_I portadoras hacia la derecha.

En otras tecnologías como por ejemplo DVB-T, la presencia de pilotos continuos posibilita correlacionar dos símbolos OFDM consecutivos de manera de resolver este problema. Sin embargo, esto no es posible en ISDB-T, ya que no cuenta con este tipo de pilotos (al menos cuando la modulación es coherente). Lo que si tiene ISDB-T en posiciones constantes son las portadoras TMCC, que, si bien están transmitiendo información que en este punto de la cadena de recepción todavía no conocemos, todas transmiten lo mismo.

Estimación de canal.

Una vez que sabemos con certeza que portadora es cada una, es tiempo de estimar el canal para luego ecualizarlo. Esto es, sea $X[i]$ el símbolo transmitido en la i esima portadora, entonces cada portadora recibida tomara el valor:

$$Y[i] = H[i]X[i] \quad (3.14)$$

con $H[i]$ el complejo con valor la ganancia del canal en la frecuencia correspondiente. Lo que debemos hacer entonces es estimar $H[i]$ para cada portadora para luego dividir el complejo recibido de manera de obtener $X[i]$.

Esta tarea debe ser realizada con los SP, ya que cuentan con posiciones y valores predefinidos. Sin embargo, estas posiciones varían de manera cíclica con cada símbolo OFDM. En particular hay cuatro posibles configuraciones. Luego, $H[i]$ puede ser calculado para los pilotos dispersos y finalmente, su valor para el resto de las portadoras puede ser estimado mediante una

interpolación lineal en frecuencia. Este cálculo se podría complementar con una interpolación en el tiempo.

Seguimiento de tiempo y frecuencia.

El objetivo del sistema de adquisición estudiado es obtener una estimación razonable para el desvío de la frecuencia de la portadora (ϵ) y el tiempo de arribo del símbolo OFDM (θ). Sin embargo, cierto error residual en frecuencia (al que denotaremos como ϵ') todavía estará presente, entre otras razones porque el sistema de adquisición no toma en cuenta el canal. Este error residual, de no ser corregido introducirá interferencia interportadora [ICI] a la señal recibida. Además, es imposible que en un sistema de comunicaciones real las tasas de muestreo del sistema transmisor y receptor estén perfectamente alineadas, por lo que también debemos asumir que la señal analógica de RF recibida es muestreada a una tasa $(1 + \delta)T$, en vez de la tasa ideal T . El sistema de seguimiento se encarga de estimar ϵ' y δ .

Además de generar ICI, la combinación de ϵ y δ genera en cada portadora una fase variable en el tiempo [64, 65]. En particular, el número complejo correspondiente a la i -ésima portadora, del k -ésimo símbolo OFDM es multiplicado por el fasor:

$$e^{j2\pi\phi_i(k(N+L)+L)/N} \quad (3.15)$$

con $\phi_i = \epsilon' + i\delta$. Este fasor puede ser considerado como parte de la ganancia del canal, por lo que la diferencia de fase entre dos estimaciones de canal para una misma portadora será proporcional a $\epsilon' + i\delta$.

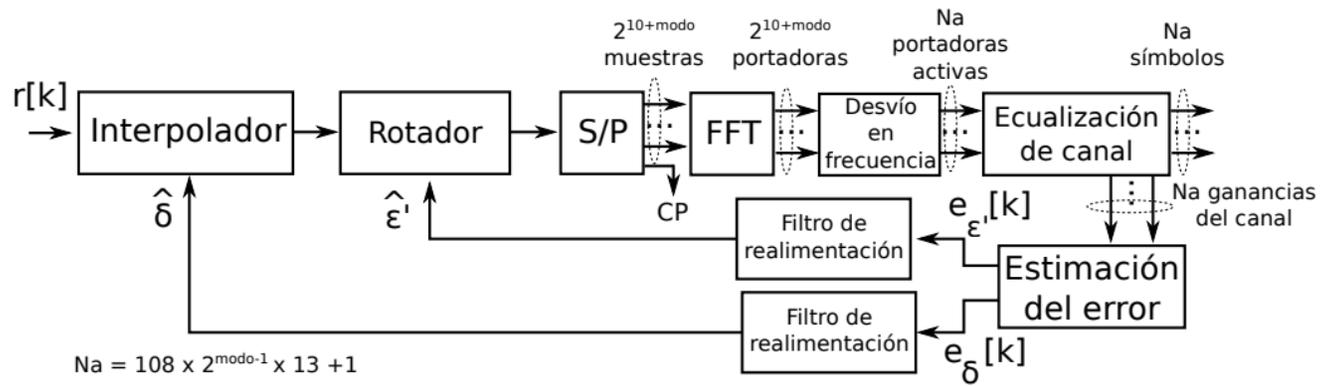


Figura 59 Sistema de seguimiento de tiempo y frecuencia.

El resultado anterior sugiere una estructura realimentada del tipo PLL como la que se muestra en la figura.

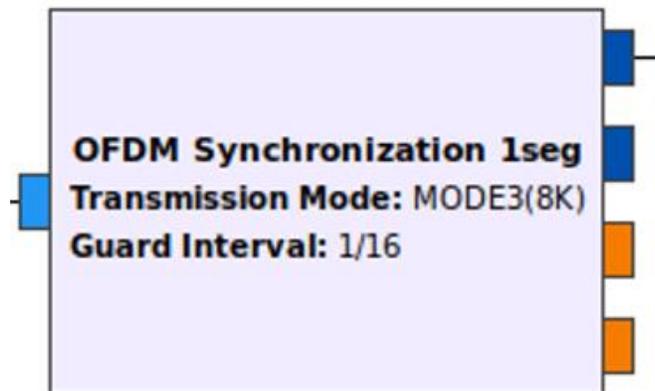


Figura 60 Bloque de sincronización OFDM

Estos procesos se realizan dentro del bloque llamado OFDM Synchronization 1seg de nuestro diagrama del receptor.

Decodificación de la TMCC.

En este punto de la cadena de recepción, luego de sincronizar y ecualizar la señal correctamente, es momento de decodificar las portadoras Transmission and Multiplexing Configuration Control (TMCC) de manera de configurar los bloques subsiguientes encargados de la decodificación de canal y el desmapeo de los símbolos. Como a lo largo de todo el espectro de la señal OFDM contamos con $13 \times 2^{10+\text{modo}}$ portadoras TMCC, todas transmitiendo la misma información, es posible, para cada bit decodificado, realizar una votación por mayoría de esta forma reducir la probabilidad de error.

Como la TMCC cuenta con un tamaño total de 204 símbolos, 203 de información más uno de referencia para la modulación diferencial, comienza y finaliza con cada cuadro OFDM. Es necesario entonces, realizar lo que se conoce como sincronización de cuadro, esto es, detectar con exactitud donde comienza y finaliza cada cuadro OFDM. Para eso se puede hacer uso de la palabra de sincronismo de la portadora TMCC que toma alternadamente los valores $w_0 = 0011010111101110$ y $w_1 = 1100101000010001$ según se trate de un cuadro par o impar.

Un buffer con los últimos 204 bits de estas portadoras, en tanto que los bits 1 a 16 son constantemente comparados con las palabras de sincronismo w_0 y w_1 . Cuando coinciden, se calcula el código BCH de los bits 122 a 203. Si no se detectan errores, se da inicio a un nuevo cuadro OFDM y es posible leer la TMCC. Una etiqueta que indica el comienzo del cuadro es transmitida hacia los bloques subsiguientes, ya que algunos algoritmos deben reiniciarse con el inicio de cada nuevo cuadro.

Finalmente, deben filtrarse todos los pilotos de control (SP, AC y TMCC) y dejar pasar solo las portadoras de datos, reordenadas en sentido creciente según el número de portadora y segmento.

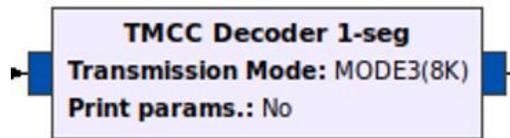


Figura 61 Bloque decodificador TMCC.

Los bloques de des entrelazado de frecuencia y de tiempo, así como el demapper hacen lo contrario a lo descrito de sus contrapartes en el sistema transmisor.



Figura 62 Bloques para realizar desentrelazado de la señal.

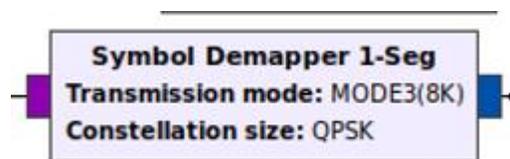


Figura 63 Bloque para demapear las tablas OFDM

La señal luego pasa al bloque decodificador de canal ISDBT que recupera la información transmitida la cual envía a un sumidero tipo File Sink que crea un archivo llamado en este caso "Test_Out.ts" del tipo "transport stream" que puede ser reproducido con algún programa reproductor de video como VLC, o FFPLAY.

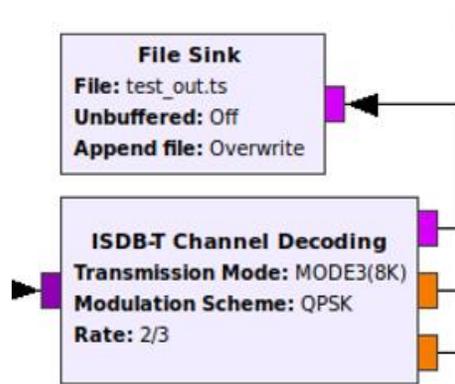


Figura 64 Decodificador de canal ISDBT y sumidero con archivo de salida de receptor.

Pruebas de transmisión de tv digital.

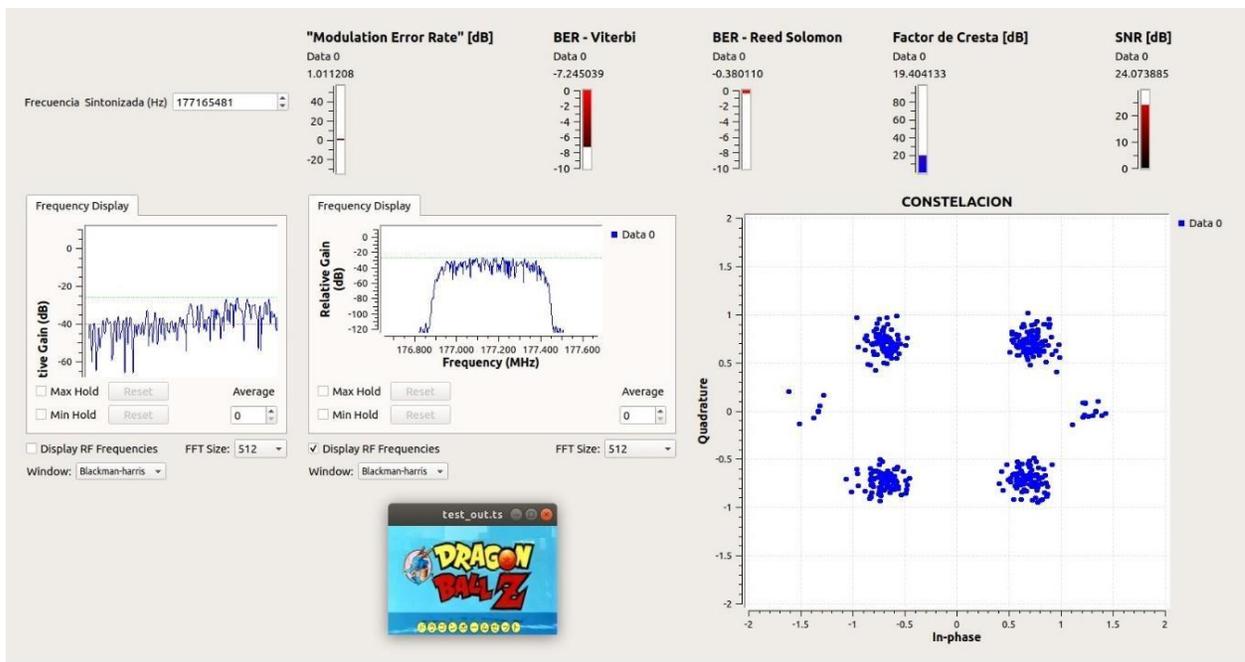


Figura 65 Recepción de señal ISDBT, Mediciones objetivas de parámetros de calidad y diagrama de constelaciones recibida.

Mediciones en receptor ISDB-T.

El objetivo de las mediciones en un receptor de TV-digital es en primer lugar evaluar la calidad de la recepción y en segundo lugar caracterizar los problemas existentes que pueden deteriorar la calidad de la señal y de ser posible identificar el origen de los problemas que se presentan.

Los problemas pueden provenir de diferentes fuentes: del transmisor, del canal o de imperfecciones del propio receptor digital. En muchos casos puede ser posible detectar el tipo de problema, pero no fácilmente su origen.

Los principales tipos de problemas son:

- En el transmisor: potencia (atenuación, baja SNR), desbalance I-Q en amplitud (atenuación y deformación de la constelación), desbalance I-Q fase (constelación no ortogonal), residuo de portadora, etc.
- En el canal: ruido gaussiano (SNR), interferencia o ruido en ráfagas, atenuación (SNR), fading (ISI), efecto Doppler (ICI), etc.
- En el receptor: error de sincronización temporal, error de frecuencia portadora, error de fase, diferentes bases de tiempo Rx-Tx.

Estos problemas se procuran resolver en un receptor de TV-digital mediante:

- Sincronización temporal usando el prefijo cíclico a través de la función de autocorrelación de la señal recibida. Esto debería solucionar el problema de retardo desconocido y ubicar correctamente la ventana de la FFT que es clave en un sistema OFDM.
- Corrección en frecuencia fraccional. Esto se realiza juntamente con el procedimiento anterior y corrige una parte del error en frecuencia.

- Ajuste de frecuencia entera, que se hace utilizando portadoras conocidas introducidas en la señal OFDM.
- Ecuación del canal que también se hace utilizando portadoras conocidas para estimar la respuesta en frecuencia del canal.
- Ajuste de las bases temporales de muestreo. Que se hace mediante la realimentación de las señales de error anteriores a la etapa de muestreo.
- Algoritmos de corrección de errores.
- Algoritmos de corrección de errores y de entrelazado de la señal en tiempo y frecuencia para poder corregir errores en ráfagas.

Si las correcciones de canal, frecuencia, tiempo y fase fueran ideales en el receptor se tendría la constelación enviada más ruido gaussiano en torno a cada punto de la constelación, asumiendo que el canal tiene este comportamiento ideal.

Sin embargo, la recepción no corrige completamente las diferentes imperfecciones del sistema y por tanto las constelaciones además del ruido tendrán corrimientos en fase y amplitud, así como otros tipos de imperfecciones que se verán más adelante.

En un receptor de TV-Digital se plantean habitualmente tres categorías de medidas dependiendo del punto donde se realizan estas mediciones: medidas en la señal en RF, medidas en la señal en banda base, medidas en las tramas MPEG obtenidas luego del proceso de demodulación.

Por las características del sistema implementado, nos concentraremos en las medidas realizadas a la señal recibida en banda base. Las medidas en RF se deberían hacer en el hardware SDR lo cual no es simple en nuestro caso y las medidas a las tramas MPEG se podrían hacer, pero habría

que desempaquetar estas tramas que es un procesamiento posterior a nuestro sistema cuya salida son estas tramas.

Las principales tres medidas utilizadas para caracterizar la recepción de un sistema de TV digital son: el MER (Modulativo Error Ratio) y el BER (Bit Error Rate) antes de Viterbi y después de Viterbi. [18] [19] [20]

Estas tres medidas darán una caracterización general de la calidad de la señal recibida. Mas adelante estudiaremos estas tres medidas en detalle y posteriormente se analizarán otras mediciones que buscarán analizar las posibles causas de los problemas detectados.

El MER en los sistemas digitales es una mejor medida que el SNR. El MER coincidirá con el SNR si la única imperfección de la señal recibida es el ruido, pero el MER tendrá en cuenta otras imperfecciones de los sistemas digitales. [21]

Existe otro parámetro que se utiliza en algunos equipos de fabricantes y es el Error Vector Magnitude (EVM). Este parámetro desde el punto de vista de la información que brinda es equivalente al MER, es más, uno se puede calcular a partir del otro [22] [18] por lo cual solamente nos centraremos en analizar las mediciones del MER.

En algunos artículos revisados para la documentación de este proyecto, se dan algunos valores límite para los tres indicadores anteriores. Sin embargo, estos valores (por ejemplo, en el caso del MER) dependen de la dimensión de la constelación y otros diversos factores. Como referencia el valor mínimo se encuentra en el orden de los 20 a 30 dB dependiendo de diversos factores.

MODULATION ERROR RATIO (MER).

La tasa de error de modulación (MER) es una medida de la suma de todas las interferencias que afectan a la señal de TV digital. Se registra la desviación de los puntos en el diagrama de constelación de su posición teórica ideal. Esto hace que sea posible una evaluación cuantitativa de la calidad de la señal. El MER se expresa típicamente en dB como una relación logarítmica entre el valor RMS de la amplitud de la señal y la magnitud del vector de error.

EL MER se medirá luego que los errores de tiempo, frecuencia y fase han sido corregidos. Se colectan N símbolos recibidos luego de estas correcciones (I_i, Q_i) . Para cada uno de estos símbolos se decide que símbolo de la constelación fue enviado (\hat{I}_i, \hat{Q}_i) .

Se define MER como:

$$MER = 10 \log_{10} \left(\frac{\sum_{i=1}^N I_i^{*2} + Q_i^{*2}}{\sum_{i=1}^N ((I_i^* - \hat{I}_i)^2 + (Q_i^* - \hat{Q}_i)^2)} \right) \quad (3.16)$$

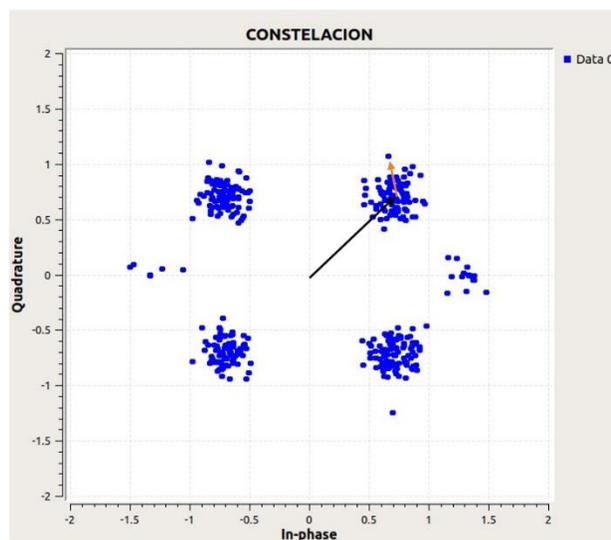


Figura 66 Interpretación del MER en diagrama de constelación

Como se mencionó, existen valores límites de MER para tener una recepción correcta. Estos valores límites inferiores en dB dependen del tipo de modulación utilizado entre otros factores.

Un valor alto de MER indica buena calidad de la señal. En la práctica, la MER se sitúa entre el rango de solo unos pocos dB y alrededor de 40 dB. Un buen transmisor ISDB-T tiene una MER en el rango de aproximadamente 35 dB. Cuando se reciben señales ISDB-T en una antena de edificio con ganancia, es posible medir valores de MER de 20 a 30 dB en la conexión de antena. En receptores portátiles con una antena de interiores se espera obtener valores entre 13 y 20 dB. El valor obtenido en nuestras pruebas del sistema se han obtenido valores como los que se muestra en la figura.

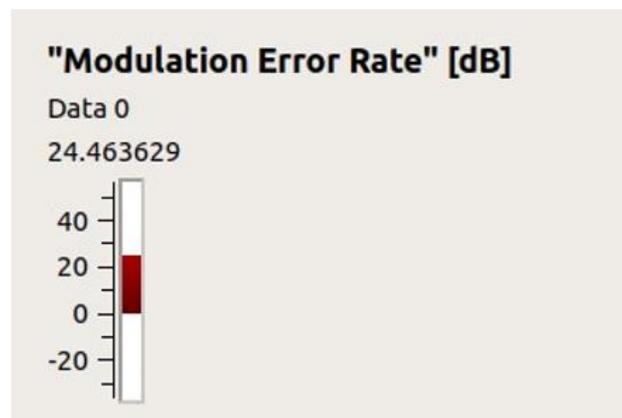


Figura 67 Valor de MER obtenido en las pruebas realizadas

También en general los fabricantes de equipos dan valores límites superiores del MER. Estos dependen del receptor. Se debe observar que si el sistema fuera ideal y en ausencia de distorsiones y ruido del canal el MER tendería a infinito. Evidentemente en un receptor real el MER está acotado por las imperfecciones del propio receptor y por lo tanto muchos fabricantes dan una medida máxima de MER aceptable para ese receptor de forma que si se supera ese valor se sepa que esa medida es incorrecta. En algunos casos se da también

realizando mediciones bajo condiciones ideales la curva del receptor del MER vs por ejemplo E_b/N_0 . Alguna calibración de este tipo es siempre conveniente hacerle al receptor.

El MER es el parámetro único de calidad más importante de un transmisor ISDB-T.

Típicamente se distingue entre la MER total y la MER para cada una de las tres capas. Los pilotos continuos de ayuda que se incluyen típicamente en la MER total afectan en gran medida su valor, haciendo que sea algo mejor que el valor promediado de las MERs de las capas. Las MERs de las tres capas representan los valores medios de MER de las subportadoras COFDM de datos útiles de los segmentos utilizados [23].

BIT ERROR RATE (BER).

Tasa de errores de bits (BER) se define como el cociente entre la cantidad de bits recibidos erróneamente y el total de bits recibidos.

Hay dos formas de medir el BER. Una es fuera de línea, es decir, el transmisor envía una secuencia de bits conocida y en la recepción se cuentan la cantidad de bits recibidos erróneos. Esto puede ser de interés para alguna situación particular pero no será lo que se pueda realizar en la mayoría de los casos.

El segundo método en línea, lo que hace es utilizar la información de errores corregidos de los propios algoritmos que corrigen errores en el receptor. Es en esta forma de medición que nuestro sistema de transmisión y recepción nos permite realizar esta medición. Se debe observar que se está asumiendo en estas medidas en línea, que el algoritmo encargado de corregir errores puede corregir los errores y no hay tantos errores que estos algoritmos se vean superados en su capacidad de corrección.

Se dice por ejemplo que si el BER después de Viterbi medido es mayor que $10E-3$ se debe reiniciar la medida de este indicador por la capacidad de corrección que tiene el algoritmo de Reed-Solomon.

Otra consideración que tomar sobre estas mediciones es el tiempo o la cantidad de bits necesarios para informar de una medida. La forma habitual de cálculo de la cantidad de bits recibidos necesarios para estimar el BER que se encuentra en la literatura es a través de usar una distribución binomial para los errores y aproximarla por la de Poisson. Dado un cierto intervalo de confianza deseado se puede obtener la cantidad de muestras. Una regla aproximada que manejan algunos fabricantes sería que la cantidad de muestras para un BER esperado y para un intervalo de confianza de 95 % es $n = 3/BER$ y para un intervalo de confianza de 99 % es $n = 5/BER$.

Estos valores deben ser revisados para el caso específico, pero dan una idea aproximada de la cantidad de bits necesarios. Si el BER esperado es $10E-8$ se requerirían para un intervalo de confianza de 95 % realizar una medida sobre 300.000.000 de bits.

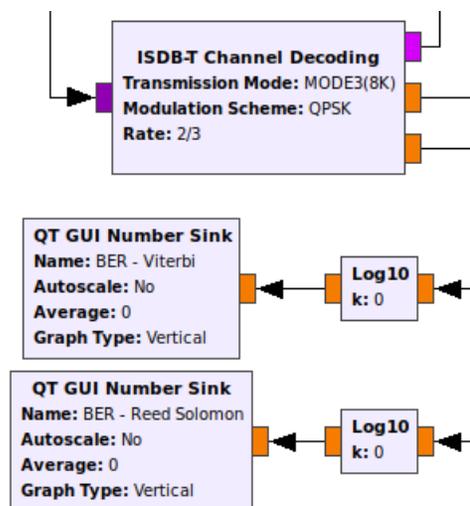


Figura 68 Bloques implementados para medición del BER

BER ANTES DE VITERBI.

Este valor expresa los errores antes que el algoritmo de Viterbi corrija errores. La forma de medirlo en línea es usando la información del propio algoritmo. Los bits erróneos son aquellos que corrige este algoritmo. Hay que observar que esto no es el “verdadero” BER sino el BER que ve este algoritmo. En el BER antes de Viterbo hay que tener cuidado en cómo se realiza la medición debido a que en ISDB-T en esta parte del receptor hay una separación en las capas A, B y C.

BER DESPUES DE VITERBI.

Este valor expresa los errores que quedaron después del algoritmo de Viterbi y antes de que Reed-Solomon los corrija. La forma de medirlo es utilizando los errores corregidos por el algoritmo de Reed-Solomon como bits erróneos después de Viterbo para calcular el BER. Aquí nuevamente este no es el verdadero valor del BER sino el que ve el algoritmo RS.

En algunos fabricantes se habla también del BER después de RS. Para calcular este BER sería necesario utilizar información interna de las tramas MPEG, que como se dijo antes, esta fuera del alcance de este proyecto.

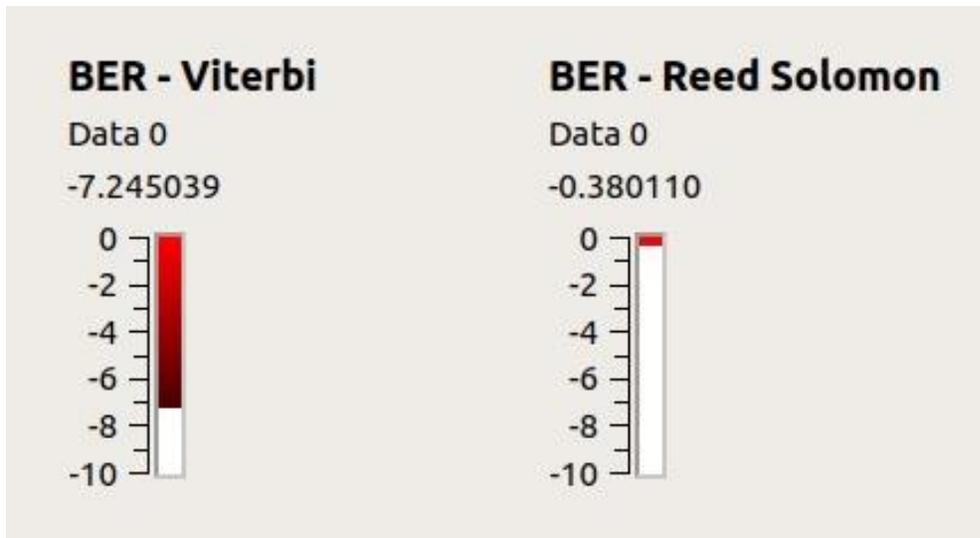


Figura 69 Mediciones de BER obtenidas durante transmisión de prueba

Ya que los valores obtenidos en las mediciones de BER son en fracciones de partes por millón o número de bits erróneos por cada mil de bits recibidos, para representarlos lo hacemos en forma logarítmica como se observa en la Figura 27, esto facilita su representación como se aprecia en la Figura 28, ya que se estaría representando el exponente en base 10; es decir una lectura de BER de -6 representa: $BER = 1 \times 10^{-6}$ equivale a 1 bit erróneo por cada millón de bits es decir 0.000001.

FACTOR DE CRESTA.

El factor de cresta (CF, por sus siglas en inglés) define la relación entre el valor de amplitud más alto acaecido de la señal modulada (V_{pico}) y el voltaje eficaz o RMS (V_{RMS}) de una señal:

$$CF = 20 \log \frac{V_{pico}}{V_{rms}} \quad (3.17)$$

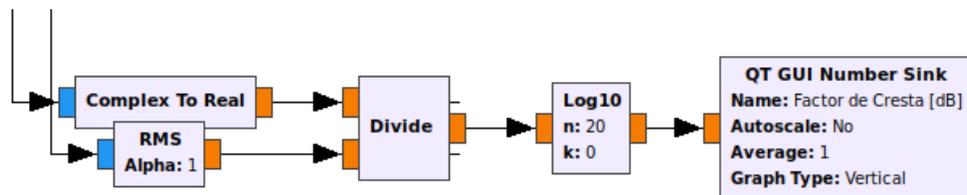


Figura 70 Implementación para medición de Factor de Cresta

Recientemente un nuevo modo de definir el factor de cresta está prevaleciendo, en el cual se calcula una relación entre la potencia de pico de la envolvente (PEP) y la potencia media [14]. El factor de cresta calculado de esta manera se reduce en una cantidad igual al factor de cresta de una portadora senoidal, es decir 3.01 dB.

Las señales con multiplexación por división de frecuencias ortogonales (OFDM) presentan un factor de cresta muy alto porque en casos extremos todas las portadoras pueden estar superpuestas o incluso eliminadas en un momento dado. Para el caso de OFDM, se aplica la siguiente ecuación al factor de cresta teórico:

$$Cf_{OFDM} = 10 \log(2N), \text{ donde } N \text{ es número de portadoras} \quad (3.18)$$

Calculado de esta forma nos da un valor teórico de alrededor de 30 dB, el valor medido durante las transmisiones de prueba de nuestra implementación se observa en la figura a continuación.

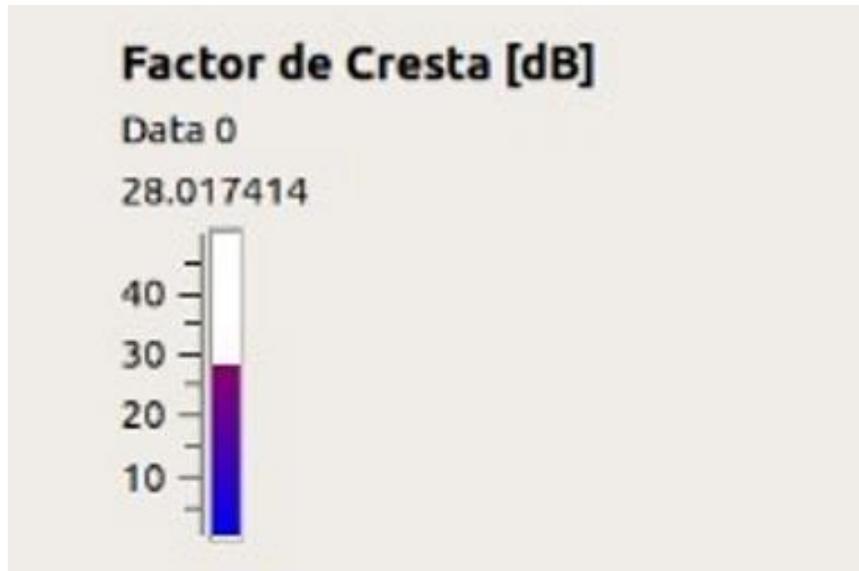


Figura 71 Factor de Cresta medido durante transmisión de prueba

Puesto que los picos de señal ocurren con menos frecuencia en factores de cresta elevados, cualquier medición será válida solo para el periodo de tiempo en el cual ésta se hizo. Esto quiere decir que los valores de las mediciones al realizarse de forma instantánea varían en su valor constantemente, esto se aprecia en los videos de demostración sobre el funcionamiento de la implementación.

SNR (RELACIÓN SEÑAL A RUIDO).

El SNR (relación señal-ruido) es la relación de potencia entre la fuerza de señal y el nivel de ruido.

Este valor es representado como un valor +dBm

En general, debe tener un mínimo de +25dBm de relación señal-ruido. Los valores menores a +25dBm resultan en un mal desempeño y velocidad.

Al realizar las mediciones de este parámetro en nuestra implementación se han obtenido valores de SNR de entre 16 y 20 dB, estas mediciones se han comprobado con ayuda de herramientas como SDR-SHARP que nos permite visualizar el nivel del espectro de la señal transmitida y el nivel de ruido presente, verificando este valor de alrededor de +16 dB.

En la figura podemos ver una medición realizada durante una transmisión de prueba.

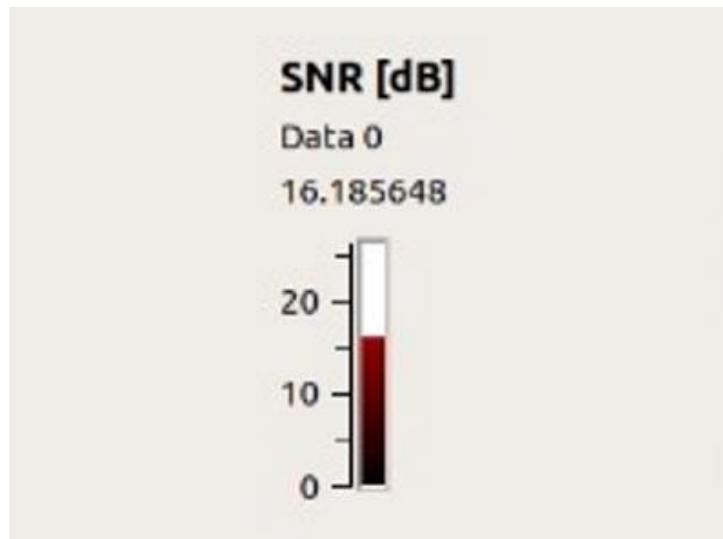


Figura 72 Valor de SNR medido durante transmisión de prueba

VISUALIZACIÓN.

En general la mayoría de los equipos comerciales con aplicaciones específicas permite ver el espectro, la constelación contra la constelación ideal, así como gráficamente la variación temporal de los diferentes parámetros que se analizaron antes, en el caso específico de nuestra implementación, en el lado del receptor de TV digital podemos visualizar además del espectro de la señal recibida, las mediciones objetivas en tiempo real de los parámetros:

- Espectro de la señal en el dominio de la frecuencia.
- Tasa de error de modulación o MER.
- Tasa de error de bit o BER después de Viterbi.
- Tasa de error de bit o BER después de Reed Solomon.
- Factor de cresta en dB.
- Relación señal a ruido o SNR en dB.
- Diagrama de constelaciones.

Podemos reproducir el video recibido y decodificado para apreciar de forma subjetiva la calidad de la transmisión recibida.

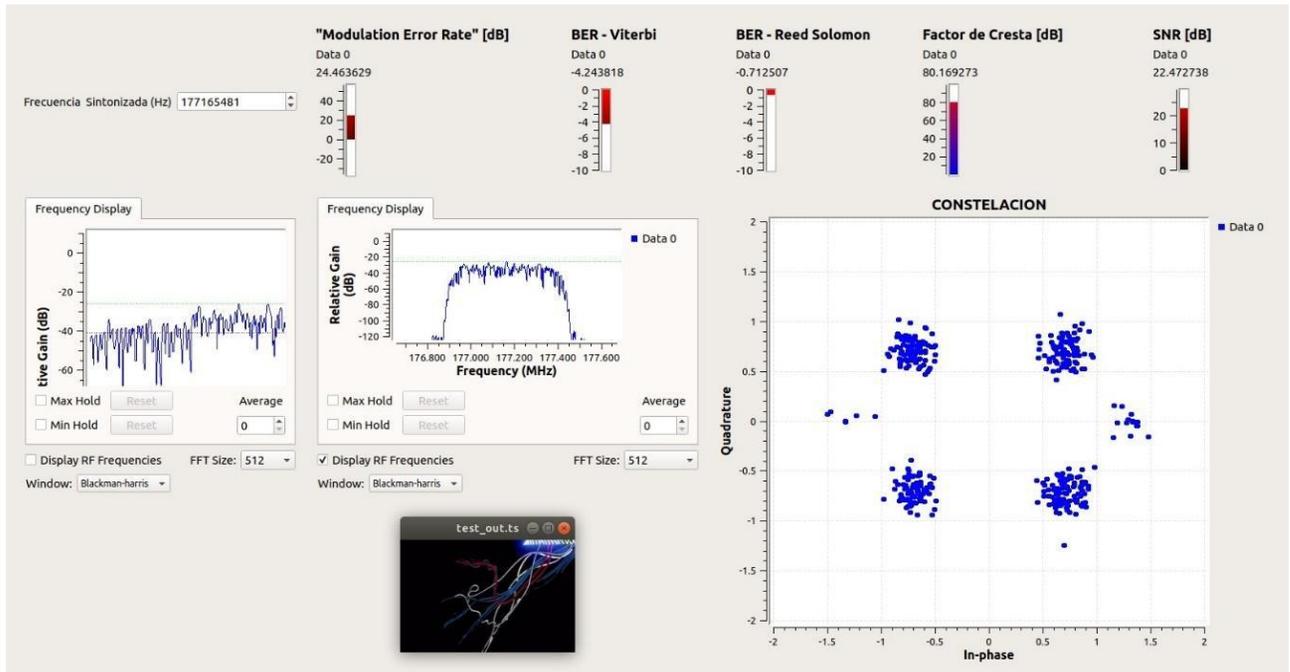


Figura 73 Pantalla de visualización de receptor ISDBT y sistema de medición de parámetros de calidad

CONCLUSIONES.

- ✚ Tal como se ha demostrado a lo largo en el presente documento, las herramientas utilizadas han requerido de adaptaciones para hacerlas compatibles unas con otras, lo que ha permitido implementar un sistema completo transmisor-receptor que cumple con la mayoría de los criterios establecidos en la norma correspondiente lo que se convierte en una herramienta importante para la enseñanza de este tipo de aplicaciones.
- ✚ El prototipo construido, permite visualizar los principales parámetros operativos y sus variaciones cuándo se alteran las características del trayecto de propagación o cambios en los componentes de radio, y como esto afecta así en el servicio brindados al usuario, es decir los videos transmitidos.
- ✚ Los resultados obtenidos podrían ayudar a predecir el desempeño teórico de aplicaciones reales en un ambiente de laboratorio, optimizando así las inversiones que se podrían necesitar en el despliegue de este tipo de redes.
- ✚ La implementación de un prototipo más completo requiere la adquisición de componentes con mayor capacidad de procesamiento, ancho de banda y tasa de muestreo, lo que permitiría evaluaciones más completas de esta aplicación, lo que fortalecería el desarrollo de competencias en el área de telecomunicaciones en la EIE.

Referencias.

- [1] S. C. Javier Hernández, «Implementación de un Transmisor de ISDB-T Abierto Bajo el Paradigma de Radio Definida por Software,» 2018, pp. 17-24.
- [2] M. F. Marín, «Análisis Técnico del Sistema de Transmisión de Televisión en Guayaquil,» pp. 82-83, 2018.
- [3] I. N. O. Pisciotta, «Sistema ISDB-Tb».
- [4] P. I. Sequeira, «Televisión Digital Terrestre,» 2012, pp. 23-26.
- [5] «SDRForum,» [En línea]. Available: <https://sdrforums.com/>. [Último acceso: 20 Abril 2022].
- [6] J. Mitola, «Software radios: Survey, critical evaluation and future directions,» *IEEE Aerospace and Electronic Systems Magazine*, vol. 8, n° 4435443, pp. 25 - 36, 1993.
- [7] J. Mitola, «IEEE Xplore,» 5 mayo 1995. [En línea]. Available: <https://ieeexplore.ieee.org/document/393001/authors#authors>. [Último acceso: 20 abril 2022].
- [8] «osmo-fl2k,» [En línea]. Available: <https://osmocom.org/projects/osmo-fl2k/wiki#Introduction>. [Último acceso: 16 01 2022].
- [9] P. ROMANI, SDRsharp guía de uso, 2021.
- [10] F. Bellard, «Analog and Digital TV (DVB-T) Signal Generation,» 2005. [En línea]. Available: <https://bellard.org/dvbt/>. [Último acceso: 16 1 2022].
- [11] M. Marinov, «TempestSDR,» [En línea]. Available: <https://github.com/martinmarinov/TempestSDR>. [Último acceso: 16 01 2022].
- [12] F. Larocca, «gr-Tempest,» [En línea]. Available: <https://github.com/git-artes/gr-tempest..> [Último acceso: 17 01 2022].
- [13] F. logic, «Funcionamiento del dispositivo de visualización USB en ausencia de búfer de trama local,» [En línea]. Available: <https://patents.google.com/patent/US20130346646A1/>. [Último acceso: 20 01 2022].
- [14] «Git User BogdanDIA. DVB-T implementation in GNU Radio,» [En línea]. Available: <https://github.com/BogdanDIA/gr-dvbt>. [Último acceso: 22 01 2022].

- [15] ARIB., «Transmission System for Digital Terrestrial Television Broadcasting.,» 2001. [En línea]. Available: https://www.arib.or.jp/english/html/overview/doc/6-STD-B31v1_6-E2.pdf. [Último acceso: 01 2022].
- [16] «GNU Radio, Polyphase Arbitrary Resampler,» [En línea]. Available: https://wiki.gnuradio.org/index.php/Polyphase_Arbitrary_Resampler. [Último acceso: 20 01 2022].
- [17] «GNU Radio Complex To Float,» [En línea]. Available: https://wiki.gnuradio.org/index.php/Complex_To_Float. [Último acceso: 20 01 2022].
- [18] ETSI Technical Report, Digital Video Broadcasting (DVB); Measurement guidelines for DVB systems, 1997.
- [19] Tektronix Application Note, Critical RF Measurements in Cable, Satellite and Terrestrial DTV Systems, 2008.
- [20] R. Hranac, BER and MER Fundamentals, 2007.
- [21] «Digital Transmission: Carrier-to-Noise, Signal-to-Noise and Modulation Error Ratio,» [En línea]. Available: http://www.cisco.com/c/en/us/products/collateral/video/ubr10000-series-universal-broadband-routers/prod_white_paper0900aecd805738f5.html. [Último acceso: 02 2022].
- [22] Tutorial National Instruments Measurement Fundamentals series, Modulation Error Ratio (MER) and Error Vector Magnitude (EVM), National Instruments, 2014.
- [23] R. &. Schwarz, Transmisor ISDB-T Mediciones para aceptación, puesta en servicio y mantenimiento..
- [24] A. N. 1. (. T. d. t. -. S. d. t. ISDBTb..

ANEXOS

Sistema transmisor-receptor implementado en la Escuela de Ingeniería Eléctrica Universidad de El Salvador

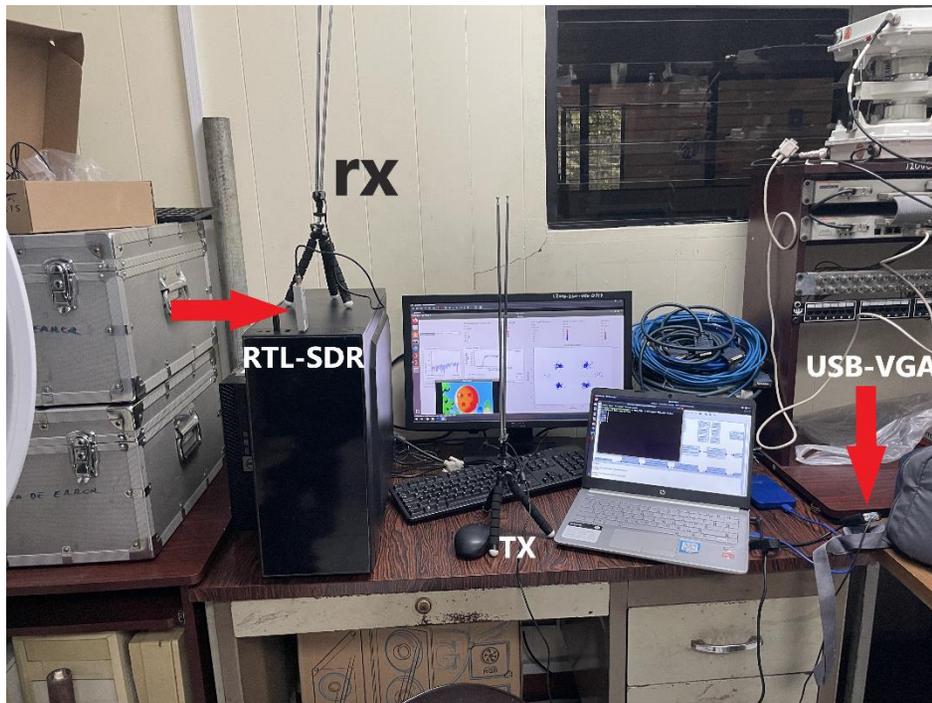


Figura 74

Implementación del transmisor

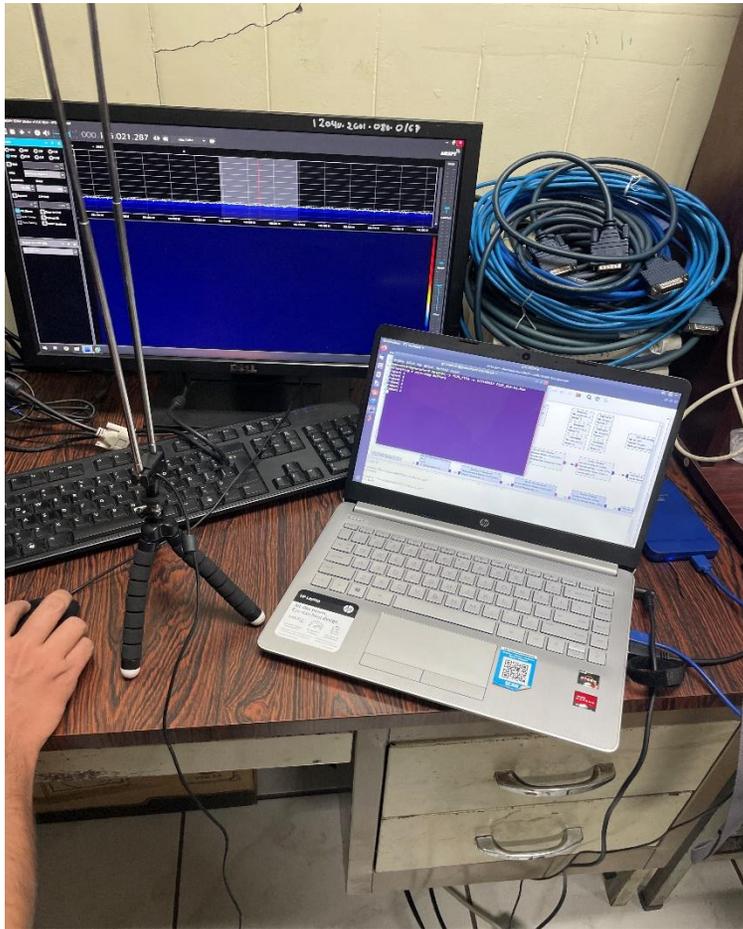


Figura 75

Pruebas de la transmisión y muestra de resultados del lado del receptor

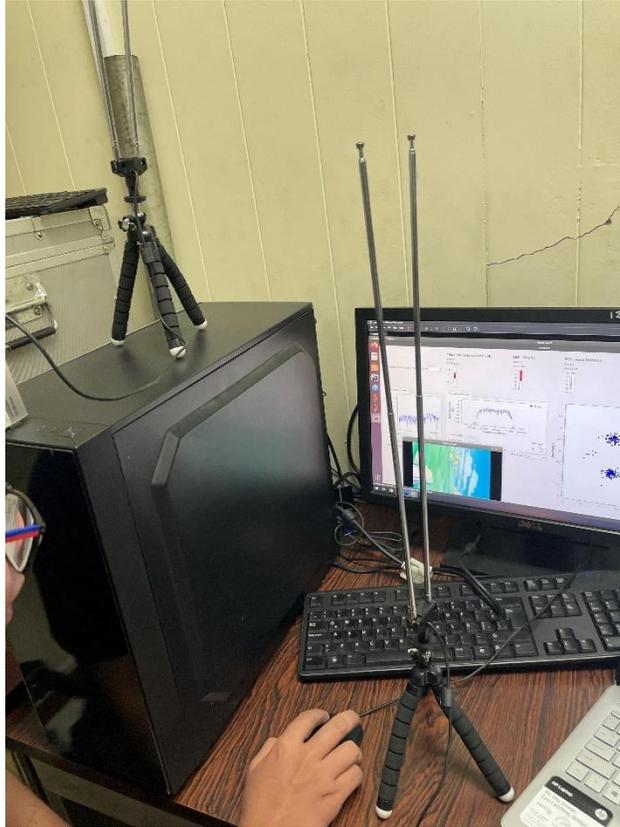


Figura 76