



UNIVERSIDAD CATÓLICA ANDRÉS BELLO

FACULTAD DE INGENIERÍA



ESCUELA DE INGENIERÍA DE TELECOMUNICACIONES

**ESTIMACIÓN DE LA BANDA DE GUARDA ENTRE SÍMBOLOS
DIGITALES DE MULTIPORTADORAS ORTOGONALES
(OFDM) EN EL CANAL, MEDIANTE UN SIMULADOR.**

TRABAJO ESPECIAL DE GRADO

Presentado ante la

UNIVERSIDAD CATÓLICA ANDRÉS BELLO

Como parte de los requisitos para optar al título de

INGENIERO DE TELECOMUNICACIONES

REALIZADO POR:

Br. Rivas R., Doryant

C.I. 19.376.703

Br. Vargas E., Luis H.

C.I. 18.492.877

TUTOR:

Prof. Pantsios, Carlos.

FECHA:

Caracas, 10 de Febrero de 2012



UNIVERSIDAD CATÓLICA ANDRÉS BELLO

FACULTAD DE INGENIERÍA

ESCUELA DE INGENIERÍA DE TELECOMUNICACIONES



**ESTIMACIÓN DE LA BANDA DE GUARDA ENTRE SÍMBOLOS
DIGITALES DE MULTIPORTADORAS ORTOGONALES
(OFDM) EN EL CANAL, MEDIANTE UN SIMULADOR.**

REALIZADO POR:

Br. Rivas R., Doryant

C.I. 19.376.703

Br. Vargas E., Luis H.

C.I. 18.492.877

TUTOR:

Prof. Pantsios, Carlos.

Caracas, 10 de Febrero de 2012



UNIVERSIDAD CATÓLICA ANDRÉS BELLO

FACULTAD DE INGENIERÍA

ESCUELA DE INGENIERÍA DE TELECOMUNICACIONES



**ESTIMACIÓN DE LA BANDA DE GUARDA ENTRE SÍMBOLOS
DIGITALES DE MULTIPORTADORAS ORTOGONALES (OFDM) EN EL
CANAL, MEDIANTE UN SIMULADOR.**

**Este jurado; una vez realizado el examen del presente trabajo ha
evaluado su contenido con el resultado: _____**

JURADO EXAMINADOR

Firma:

Firma:

Firma:

Nombre: _____ Nombre: _____ Nombre: _____

REALIZADO POR:

Br. Rivas R., Doryant

Br. Vargas E., Luis H.

TUTOR:

Prof. Pantsios, Carlos.

FECHA:

Caracas, 10 de Febrero de 2012.

ESTIMACIÓN DE LA BANDA DE GUARDA ENTRE SÍMBOLOS DIGITALES DE MULTIPORTADORAS ORTOGONALES (OFDM) EN EL CANAL, MEDIANTE UN SIMULADOR.

Rivas, Doryant

doryantr@gmail.com

Vargas, Luis

luisv60@gmail.com

En la actualidad la Televisión Digital Terrestre (TDT) en Venezuela es un tema muy precoz, donde, aunque algunos proveedores de televisión por suscripción (satelital y por red) ya tienen varios años de experiencia en este sector (en esquema ATSC), apenas se está empezando a determinar las características tanto técnicas, de adaptación e implementación básicas para adoptar este sistema de forma terrestre. Se conoce que el gobierno nacional ha realizado los estudios comparativos, los análisis de ventajas y desventajas de los distintos estándares, y ya para la fecha se ha decidido por el modelo ISDB-T japonés con las actualizaciones brasileras, en el que se especifican las características de transmisión, modulación y codificación de la señal de Televisión Digital.

El presente Trabajo Especial de Grado abordará un tema de gran vinculación con la implementación de TDT en nuestro país. Partiendo de un estudio al estándar seleccionado, se diseñó un modelo muy simplificado y a escala de un sistema de transmisión y recepción para ISDB-T que contempla la generación de símbolos OFDM, su propagación por un canal y la posterior recuperación de la señal de entrada en el receptor. Implementando la **banda de guarda** con la inclusión de un prefijo

cíclico, se determinó la longitud óptima del mismo para ciertas condiciones del canal, que permita evitar la interferencia intersimbólica (ISI).

Esta investigación, no sólo constituye un aporte en la determinación de la banda de guarda óptima para un canal teórico determinado, sino que también el simulador por sí mismo es una herramienta muy útil para capacitación y experimentación, que se adapta fácilmente a otros parámetros a estudiar, y que podría ser un apoyo en la fase de adiestramiento y pruebas de la implementación de la TDT en Venezuela.

Palabras Claves: OFDM, LabVIEW, ISDB-T, Banda de Guarda.

Agradecimientos

Queremos agradecer a Dios, en primer lugar, el habernos permitido contar con todas las oportunidades y situaciones que contribuyeron a la realización de este trabajo, agradecemos además, aquellas que en ocasiones lo hicieron más difícil, ya que nos hizo crecer y fortalecer como personas.

A todo el personal docente, técnico y administrativo que forma parte de la Universidad Católica Andrés Bello por guiarnos continuamente en el transcurso de nuestra formación como profesionales, prestándonos todo el apoyo posible cada momento que lo necesitamos.

Especial agradecimiento al Profesor Carlos Pansios Markhauser por brindarnos toda su experiencia y conocimientos sobre la materia, la cual pudimos aprovechar para lograr culminar exitosamente esta investigación.

Muchísimas Gracias a todos nuestros compañeros de clase, amigos y familiares que en todo momento nos transmitieron sus mejores deseos y nos dejaron saber que podíamos contar con ellos.

Gracias, Totales.

Dedicatoria

*Dedico este trabajo a todas las personas que siempre han estado ahí para mí,
aunque no estén.*

A mis padres por mi crianza y por hacerme la persona que soy hoy.

A mi hermana Sophy por siempre ser un ejemplo a seguir en mi vida.

*A mi hermana Lore por ser un constante apoyo y ayuda, incondicional, en
todos mis proyectos y en los que vienen. Te amo.*

*A mis niñas de la vida, Mary, Luisa, Rudy, Aleida; las amo, porque ustedes
también me hicieron quién soy.*

*A mis amiguitos de la uni, Mandy, Mary, Luz, Julio, Gily, Fer; por quererme,
soportarme y ayudarme en todos mis momentos, los divertidos y los no tanto.*

*A mi novio Luis, por todo su apoyo y amor, y por siempre inspirarme a ser la
mejor persona que pueda ser.*

Doryant Rivas.

Sin pensarlo, esto es para uds

*Mi Familia: Leyda, Luis, Mary, Vane, Mercy, Paola, Cesar, William, Rafael
Padre e Hijo, Tere, Ariana, Carolina, Sergio, Yajaira.*

*Mis amigos: Fer, Gil, Julio, Luz, Amanda, Mariyen, Cirly, Pepe, Francesco,
Alexander, Carlos O, Carlos R, Jhosbell, Enzo, Diego, Manuel, Alejandra*

*A Doryant Rivas por enseñarme cada día que siempre hay un momento para
sonreír.*

A mis leyendas Gustavo Cerati, Steve Jobs, John Bonham.

Por hacerme entender que mi mundo sólo son uds.

Luis H. Vargas

Índice General

Resumen.....	i
Agradecimientos	iii
Dedicatoria	v
Índice General	vii
Índice de Anexos.....	x
Índice de Figuras	xi
Índice de Tablas	xvi
Introducción	xvii
Capítulo I. Planteamiento del Proyecto.....	1
I.1 Planteamiento del Problema.	1
I.2 Objetivos Generales y Específicos.	2
I.2.1 Objetivo General	2
I.2.2 Objetivos Específicos.....	2
I.3 Justificación.	3
I.4 Limitaciones y Alcances.....	4
I.4.1 Limitaciones.....	4
I.4.2 Alcances.....	5
Capítulo II. Marco de Referencias	7

II.1.	Diferencias entre Televisión Analógica Terrestre y Televisión Digital Terrestre.....	7
II.2.	ISDB-T	8
II.2.1.	Historia y Prestaciones.....	8
II.2.2.	Descripción del Sistema.....	11
Capítulo III.	Metodología	29
III.1.	Etapa I:	29
III.2.	Etapa II:	29
III.3.	Etapa III:.....	30
III.4.	Etapa IV:	30
III.5.	Etapa V:.....	30
Capítulo IV.	Desarrollo	31
IV.1	Etapa I:	31
IV.2	Etapa II:	32
IV.3	Etapa III:.....	35
IV.3.1	Generador de Bits	42
IV.3.2	Modulador	43
IV.3.3	IFFT	50
IV.3.4	Prefijo Cíclico	51

IV.3.5	Frame OFDM	52
IV.3.6	Canal	53
IV.3.7	Frame OUT	56
IV.3.8	Prefijo Cíclico OUT	57
IV.3.9	FFT	58
IV.3.10	Demodulador	59
IV.3.11	Retardo	64
IV.3.12	Número de Errores	65
IV.3.13	BER	66
IV.3.14	Interfaz de Usuario	66
IV.4	Etapa IV	69
IV.5	Etapa V:	71
Capítulo V.	Resultados	73
V.1	Calidad de Recepción de la Señal	73
V.2	Tendencia según el Nivel de Señal a Ruido (E_b/N_0)	74
V.3	Tendencia al parámetro Atenuación.	85
V.4	Selección de Parámetros y Estimación del Prefijo Cíclico Óptimo para unas condiciones de canal simuladas.	88
Capítulo VI.	Conclusiones y Recomendaciones	97

V.1	Conclusiones	97
V.2	Recomendaciones.....	99
	Bibliografía	101

Índice Tomo de Anexos

ANEXO A. MANUAL DE USUARIO.....	1
ANEXO B. GLOSARIO DE ACRÓNIMOS.....	23
ANEXO C. TRANSMISSION SYSTEM FOR DIGITAL TERRESTRIAL TELEVISION BROADCASTING. ARIB STANDARD.....	29

Índice de Figuras

Figura 1. Crecimiento de la demanda de tecnologías móviles	10
Figura 2. Esquema del sistema de Transmisión.	11
Figura 3. Ruido Impulsivo.	15
Figura 4. Espectro de Subportadoras de OFDM.	15
Figura 5. Diagrama de Bloques de ISDB-T	16
Figura 6. Ejemplo de una transmisión a través de capas jerárquicas y recepción parcial.	17
Figura 7. Constelación Señal QPSK	18
Figura 8. Diagramas de Constelación para 4, 16 y 64 QAM	19
Figura 9. Esquema de Modulación de 16 QAM.....	19
Figura 10. Estructura Radix-2 Butterfly.....	22
Figura 11. ISI.....	23
Figura 12. Inserción de Intervalo de Guarda a través del Prefijo Cíclico.	24
Figura 13. Propagación Inalámbrica	25
Figura 14. Ruido Blanco Gaussiano.....	26
Figura 15. Familia de funciones densidad de probabilidad para Ricean.....	28
Figura 16. Esquema del Sistema de Transmisión	32
Figura 17. Diagrama de bloques funcionales de ISDB-T considerados.	33

Figura 18. Diagrama de bloques del diseño del sistema.....	33
Figura 19. Primer esquema simplificado.	35
Figura 20. Diagrama de LabVIEW esquema simplificado.....	35
Figura 21. Prueba modulaciones.....	36
Figura 22. Esquema segunda etapa.....	37
Figura 23. Diagrama de LabVIEW segunda etapa	37
Figura 24. Prueba Respuesta de la IFFT.....	38
Figura 25. Esquema tercera etapa.....	39
Figura 26. Diagrama LabVIEW tercera etapa	39
Figura 27. Prueba Canal	39
Figura 28. Diagrama LabVIEW cuarta etapa	40
Figura 29. Diagrama LabVIEW final	41
Figura 30. Diagrama Generador de Bits	42
Figura 31. Diagrama Modulador	43
Figura 32. Diagrama S/P.....	44
Figura 33. Demostración procesamiento para S/P.....	44
Figura 34. Diagrama del Mapper (QPSK).....	45
Figura 35. Diagrama Mapper (16QAM).....	46
Figura 36. Diagrama Mapper (64QAM).....	47

Figura 37. Diagrama Time Mod.....	48
Figura 38. Relación entre el número de portadoras y la duración del símbolo	48
Figura 39. Diagrama "0" Add.....	49
Figura 40. Diagrama Constel Graph	50
Figura 41. Diagrama IFFT	50
Figura 42. Método de manejo de bits por matrices hasta su entrada a IFFT. Para 4 subportadoras y modulación QPSK.	51
Figura 43. Diagrama de Bloques del Prefijo Cíclico	51
Figura 44. Primer progreso parcial diagrama final	52
Figura 45. Diagrama Frame OFDM.....	53
Figura 46. Diagrama del Canal	53
Figura 47. Case Gaussian.....	54
Figura 48. Case Ricean.....	55
Figura 49. Diagrama Retardador (Delay Dory)	56
Figura 50. Diagrama dB a adimensional (Pote)	56
Figura 51. Diagrama Frame OUT	57
Figura 52. Diagrama Prefijo Cíclico OUT	58
Figura 53. Segundo progreso parcial diagrama final	58
Figura 54. Diagrama FFT.....	59

Figura 55. Diagrama Demodulador	59
Figura 56. Diagrama Elimina "0"	60
Figura 57. Diagrama Elimina Tiempo	60
Figura 58. Diagrama Unmap.	61
Figura 59. Diagrama Case Unmap QPSK	62
Figura 60. Diagrama Case Unmap 16-QAM.....	63
Figura 61. Diagrama Case Unmap 64-QAM.....	64
Figura 62. Diagrama P/S.....	64
Figura 63. Diagrama para calcular tiempo de procesamiento	65
Figura 64. Diagrama Número de Errores	65
Figura 65. Diagrama BER	66
Figura 66. Panel Frontal del Simulador	66
Figura 67. Pestaña Muestreo en Panel Frontal	67
Figura 68. Pestaña Retardos en Panel Frontal	68
Figura 69. Diagrama Interfaz para Pruebas	69
Figura 70. Ejemplo Gráfico de Resultados.....	70
Figura 71. Panel Frontal Interfaz de Prueba	71
Figura 72. Selección de Canal Gaussian, Modulación N/A, Muestreo.	74

Figura 73. Diagrama de Bloques “interfaz para pruebas.vi”. Implementación de parámetros de transmisión.....	75
Figura 74. Gráfica BER vs. E_b/N_0 para QPSK. $PC=1/32$	76
Figura 75. Gráfica BER vs. E_b/N_0 para 16-QAM. $PC=1/32$	77
Figura 76. Gráfica BER vs. E_b/N_0 para 64-QAM. $PC=1/32$	78
Figura 77. Gráfica BER vs. E_b/N_0 para QPSK, 16-QAM y 64-QAM, $PC=1/32$	79
Figura 78. Selección de Canal Gaussian, Modulación QPSK. Muestreo.	79
Figura 79. Gráfica BER vs. E_b/N_0 para $1/4, 1/8, 1/16$ y $1/32$ de PC , QPSK. ..	81
Figura 80. Selección de Canal Gaussian, A) Modulación 16-QAM B) Modulación 64-QAM. Muestreo.....	82
Figura 81. Gráfica BER vs. E_b/N_0 para $1/4, 1/8, 1/16$ y $1/32$ de PC , 16QAM.	83
Figura 82. Gráfica BER vs. E_b/N_0 para $1/4, 1/8, 1/16$ y $1/32$ de PC , 64-QAM.	85
Figura 83. Selección de Canal Rayleigh, Tipo de Modulación. Gráfica “BER vs. Atenuación” Muestreo.....	86
Figura 84. Gráfica BER vs. Atenuación.....	87
Figura 85. Selección de Parámetros Gráfica “BER vs Ruido+Retardos”. Retardo $1= 0,0087$ s	89
Figura 86. Gráfica “BER vs. Ruido+Retardos”. Retardo $1= 0,0087$ s.....	90

Figura 87. Selección de Parámetros Gráfica “BER vs. Ruido+Retardos”.	
Retardo 1= 0,0065 s.....	91

Figura 88. Gráfica “BER vs Ruido+Retardos”. Retardo 1= 0,0065 s.	91
---	----

Figura 89. Selección de Parámetros Gráfica “BER vs. Ruido+Retardos”.	
Retardo 1= 0,0052 s.....	92

Figura 90. Gráfica “BER vs. Ruido+Retardos”. Retardo 1= 0,0052 s.	93
--	----

Índice de Tablas

Tabla 1. Asignación de valores para 64-QAM.....	46
Tabla 2. Asignación de valores en el demodulador para 64-QAM	62
Tabla 3. Parámetros de Transmisión Gráfica BERvsE/N por tipo de modulación.	73
Tabla 4 Valores BER vs Eb/N0 para QPSK.....	73
Tabla 5. Valores BER vs E/N para 16-QAM.	74
Tabla 6. Valores BER vs Eb/N0 para 64-QAM.	75
Tabla 7. Parámetros de Transmisión Gráfica BER vs. Eb/N0 por tamaño del prefijo cíclico.	78
Tabla 8. Valores BER vs Eb/N0 para cada Prefijo Cíclico en QPSK.	78
Tabla 9. Valores BER vs Eb/N0 para cada Prefijo Cíclico en 16-QAM.....	81
Tabla 10. Valores BER vs E/N para cada Prefijo Cíclico en 64-QAM.....	82
Tabla 11. Selección de Parámetros Gráfica “BER vs. Atenuación”.	84
Tabla 12. Valores BER vs Atenuación. Modulación QPSK, 16QAM y 64QAM.....	85
Tabla 13. Fijación de Parámetros Gráfica “BER vs Ruido+Retardo”.....	87
Tabla 14. Valores BER vs E/N para cada Prefijo Cíclico en QPSK y 1era Situación de Retardos.....	88
Tabla 15. Valores BER vs E/N para cada Prefijo Cíclico en QPSK y 2da Situación de Retardos.....	90
Tabla 16. Valores BER vs E/N para cada Prefijo Cíclico en QPSK y 3era Situación de Retardos.....	91
Tabla 17. Resumen de Valores Finales para cada situación de canal planteado. Límites de calidad encontrados.	92
Tabla 18. Ejemplo del aumento del BER obtenido para cada disminución del tamaño del Prefijo Cíclico.....	92

INTRODUCCIÓN

La Televisión Digital Terrestre es la transmisión de señales de televisión digitales a través del espacio radioeléctrico. Este proyecto para Venezuela, se encuentra en proceso actualmente.

Para lograr exitosamente desplegar toda una nueva plataforma a nivel nacional, es necesario desarrollar diferentes estudios, tanto prácticos como teóricos, en las áreas relacionadas e involucradas, con los que se puedan reforzar o sustentar las decisiones de instalación posteriores, con la finalidad de hacer valer la inversión tecnológica y así garantizar su funcionalidad en el transcurso del tiempo. Se precisa de muchos actores capacitados, dispuestos a adaptar y a adecuar las tecnologías al entorno propio.

Fundamentalmente, esta investigación está orientada a servir como aporte al proyecto, centrándose en estudiar la banda de guarda, entre símbolos de OFDM, apropiada para una transmisión de TDT, dependiendo de las condiciones del canal teórico y la modulación empleada, mediante el uso de la herramienta de simulación LabVIEW. En el primer capítulo, de este Trabajo Especial de Grado, se especifica la situación expuesta anteriormente, que genera la necesidad de este trabajo. Además, se delinearán los objetivos, alcances y limitaciones del mismo.

Para cumplir con los objetivos planteados se comenzará, en el capítulo dos, realizando un desglose de las características del estándar ISDB-T, sus fortalezas y debilidades técnicas, para poder comprender cómo se realizará el tratamiento de la señal y así poder simular esta situación. De estas especificaciones técnicas se hará especial énfasis en la generación del símbolo OFDM y en su recepción, puesto que es este el principal motor y componente del sistema y el cual va a definir las características del resto de los elementos. Se abordarán las propiedades del canal de transmisión y se estudiarán sus distintos parámetros. Estos serán considerados, posteriormente en el modelo recreado mediante el software.

En el capítulo tres se muestra la metodología seguida por este trabajo de investigación, la cual fue diseñada para que el proceso fuera sistemático y organizado. Está estructurada en 5 fases: 1) investigación bibliográfica, 2) selección de parámetros y diseño preliminar del sistema, 3) ejecución de la simulación y ajustes de diseño, 4) variación de parámetros y pruebas en general, por último, 5) análisis de resultados, y elaboración de conclusiones y recomendaciones.

Para el capítulo de desarrollo se especificará todo el proceso que se efectuó para lograr los resultados. En el capítulo cinco se mostrarán las deducciones de las pruebas realizadas. Finalmente, se presentarán conclusiones producto del análisis de los resultados obtenidos.

CAPÍTULO I

Planteamiento del Proyecto

I.1 Planteamiento del Problema.

En la actualidad, la Televisión Digital en Venezuela es un tema en pleno desarrollo; aunque por lo general es desconocido, uno de los principales proveedores de televisión por suscripción presta un servicio, desde hace varios años, de Televisión Digital por Satélite (TDS, ATSC), además otras empresas de comunicaciones ofrecen el servicio de Televisión Digital por IP (IPTV), pero el revuelo producido por este tema es debido a la Televisión Digital Terrestre (TDT), que sería la aplicación de tecnologías digitales a la transmisión de señales abiertas de televisión. El Ministerio del Poder Popular para la Comunicación e Información anunció, en octubre de 2009, que luego de haber realizado los estudios comparativos y de adaptaciones pertinentes, se había determinado que, el estándar ideal para desarrollar la TDT en Venezuela era el japonés con las actualizaciones brasileiras (ISDB-T_b), en el que se especifican las características de transmisión, modulación y codificación de la señal de televisión digital.

El proyecto de TDT, para Venezuela está en desarrollo, las labores de capacitación y pruebas ya se han iniciado, pero la inclusión de ésta plataforma en el ámbito de las telecomunicaciones nacional no se ha oficializado a través de la GACETA OFICIAL, aunque se conoce que por los requerimientos técnicos de los equipos y las particularidades de la transmisión, la localización ideal sería en los canales de “*Ultra High Frequency*” (UHF), específicamente se ha mencionado la ocupación de los canales del 21 al 57 de UHF, los que se encuentran asignados actualmente a TV la abierta.

Es importante destacar, que la transición de la televisión analógica a la digital terrestre generará beneficios tanto a nivel de usuario como de gobierno, puesto que se podrá aprovechar de forma más eficiente el espectro radioeléctrico, se ampliará la oferta de canales y se masificarán los nuevos servicios que ofrece la televisión digital, con una calidad aumentada perceptible por el televidente.

La situación antes descrita plantea la necesidad de estudiar de qué forma se relacionarán los símbolos OFDM en el espectro radioeléctrico y todos los demás aspectos que implican la transición de TV analógica a digital. La determinación de una banda de guarda que sirva para garantizar la ausencia de interferencia intersimbólica (ISI) en OFDM sería uno de los pasos fundamentales para poder desarrollar la TDT en el país, de manera exitosa y sobretodo eficiente.

I.2 Objetivos Generales y Específicos.

I.2.1 Objetivo General

Estudiar y definir la banda de guarda más eficiente que debe existir entre símbolos digitales adyacentes en el espectro radioeléctrico para evitar la interferencia intersimbólica (ISI) entre ellos, para ciertas condiciones de canal previamente estipuladas.

I.2.2 Objetivos Específicos

1. Estudiar los conceptos y bases teóricas que fundamentan los sistemas Digitales de Multiportadoras Ortogonales (OFDM) y las características de los tipos de canal de transmisión.
2. Seleccionar los tipos de modulación de las subportadoras de OFDM, el modelo de canal de transmisión y demás parámetros del sistema.
3. Simular, utilizando un software apropiado, un sistema de transmisión y recepción OFDM.

4. Determinar la banda de guarda óptima entre símbolos OFDM en función de la respuesta del canal.

I.3 Justificación.

La presente investigación responde al anuncio del estándar escogido para la transición de televisión terrestre analógica a digital (ISDB-T_b). Está claro que este no es un proceso instantáneo, ya que involucra numerosos aspectos tanto sociales como económicos, más bien es un proyecto a largo plazo, el cual necesitaría como una de sus fases preliminares la continua realización de diversas pruebas, estudios y análisis que garanticen su correcta incorporación, operación y mantenimiento, además de la capacidad de adaptabilidad del mismo a las condiciones del medio donde será implementado. Estas condiciones pueden ser desde climáticas y orográficas del lugar, pasando por consideraciones de la infraestructura preexistente, la compatibilidad hacia atrás de algunas partes del sistema con el estándar anterior, hasta las demandas y requerimientos a nivel de usuario, todo esto, para lograr un cambio de estándar de la manera más eficiente posible.

Tomando en consideración las posibilidades mencionadas anteriormente, la escogencia de los diversos parámetros, equipos y la adaptación en general del estándar a los requerimientos del país debe ser producto de un análisis profundo y de una experimentación sistemática que permita un cambio prácticamente transparente al usuario y que además asegure el buen funcionamiento y las posibilidades de crecimiento y mejoras, de toda la infraestructura de transmisión de televisión digital.

Dicho esto, es evidente que la dirección dentro del proyecto para implementar TDT (Televisión Digital Terrestre) en este momento debe ser la ejecución de pruebas de distinta naturaleza y con diferentes enfoques. Aparte de la experimentación con diversos equipos, ya usados en otras partes del mundo, que se rigen por el estándar escogido, también existen otras herramientas de estudio como lo son los software de simulación, que permiten hacer un análisis y reducir la cantidad de opciones que

luego serán respaldadas con pruebas en campo pero ya más específicas, lo que disminuye los costos y además minimiza el tiempo de decisión, dando resultados justificados y apoyados teóricamente.

Por lo expuesto anteriormente, se decide aportar los resultados de este trabajo especial de grado como parte de esos diversos estudios que fortalecerán la implementación del sistema de TDT en Venezuela, a través de la simulación de un sistema OFDM (que es el usado en TDT y en muchos otros sistemas de telecomunicaciones) que si bien está diseñado para la experimentación sobre la banda de guarda entre símbolos OFDM, perfectamente puede ser usado, o en todo caso adaptado para muchas otras pruebas sobre los parámetros que afectan y determinan el “*performance*” de un sistema de transmisión y recepción para la señal de televisión digital.

I.4 Limitaciones y Alcances.

I.4.1 Limitaciones.

- La limitación principal de este proyecto es que fue realizado en el software de simulación LabVIEW, el cual por ser un lenguaje de alto nivel tiene una gran demanda de recursos en la PC donde esté ejecutándose el programa. Si se genera un número muy elevado de datos dichos recursos pueden ser insuficientes y ocasionar que el programa no pueda completar las operaciones. Por esta razón las características del simulador fueron adaptadas de tal manera que el mismo pueda operar en una PC de uso común.
- Este estudio se basará en la simulación de un tipo de canal teórico, por lo tanto las conclusiones del mismo serán un modelo de la realidad y no podrán ser usadas directamente para aplicación en campo.
- No se incluyen en la simulación todos los parámetros ni bloques que constituyen el “*encoder*” para ISDB-T, únicamente los que constituyen el sistema OFDM y que a su vez se consideren que afectarán el resultado del parámetro a determinar.

- En relación a la primera limitación, las condiciones de procesamiento del “*software*” simulador no permiten que se usen los valores reales del estándar como el número de portadoras y la frecuencia de muestreo, entre otras. El desarrollo del sistema se hizo de manera proporcional, sub-escalado.
- La simulación se diseñó sobre el manejo de matrices, por lo que el sistema es banda base.

I.4.2 Alcances.

- Esta investigación consiste en el desarrollo de una simulación de un sistema OFDM que incluya la transmisión y recepción de la señal generada y su paso por un canal.
- Se empleó el software de simulación LabVIEW para el diseño del “*encoder*” y su respectivo “*decoder*”.
- La forma de modulación de las subportadoras podrá ser seleccionada entre las opciones, QPSK, 16-QAM y 64-QAM.
- El modelado del canal de transmisión puede ser elegido entre 3 representaciones simuladas: Rayleigh, Ricean y Gaussian.

CAPÍTULO II

Marco de Referencias.

Para desarrollar y cumplir los lineamientos generales de este proyecto es necesario desglosar, para su entendimiento, alguno de los tópicos principales y focos de la investigación de donde se va a extraer los conocimientos necesarios para entender cómo se va a lograr una solución lógica, útil y concreta al problema planteado.

II.1. Diferencias entre Televisión Analógica Terrestre y Televisión Digital Terrestre

En primer lugar hay que conocer el funcionamiento de la televisión por radiodifusión terrestre. “En la difusión de televisión en VHF o UHF ordinaria, la imagen y el sonido se transmiten por medio de esquemas de modulación separados (algunas veces con transmisores diferentes). Las dos portadoras están separadas 4,5 MHz, y el canal completo tiene un ancho de banda de 6MHz (en realidad son 5,75MHz)” (Blake, 2002, p.710). Mientras que en la televisión digital las señales de audio, video, datos y control forman una cadena paquetizada, que se maneja de una misma manera, lo que facilita la creación de nuevos servicios.

En transmisiones analógicas no se pueden emplear técnicas de corrección de errores, pero digitalmente si se pueden corregir errores de bits ocasionados por distorsión, por interferencia intersimbólica (ISI) o por efecto del canal multitrayectoria. La corrección de errores hace que se puedan recibir las señales en perfectas condiciones, aún en zonas de recepción marginal y la inmunidad frente al ruido permite que la potencia de transmisión pueda bajar, siendo aproximadamente 1/10 de la potencia requerida para transmisiones analógicas. Además por tener baja

potencia el uso de los canales adyacentes no representa dificultades, por lo que el espectro se puede utilizar de una mejor manera con mayor número de canales.

En la TDT se digitalizan las componentes de la señal de vídeo y se comprimen usando estándares de codificación de audio y vídeo normalizados, como por ejemplo los de Moving Picture Experts Group (MPEG), lo que permite que usando el mismo ancho de banda de 6MHz se puedan enviar programas en alta definición, simultáneamente con otros en definición estándar o usar el ancho de banda en forma flexible para el usuario. Otra ventaja es que las señales digitales son mucho más fáciles de codificar en el caso de que se quiera implementar por suscripción.

Uno de los problemas que afectan la TDT es la interferencia intersimbólica (ISI) por recepción múltiple, por lo que para evitarlo se usa la modulación OFDM para la transmisión de canales. Esta modulación digital multiportadora OFDM también hace que el sistema sea más resistente para transmisiones móviles y hasta portátiles.

Como toda nueva tecnología, esta tiene costos. Por ejemplo, los terminales para TDT no se han masificado, por lo que todavía son costosos y también las empresas de transmisión deberían hacer una inversión considerable en equipos, además el posicionamiento de la TDT implicaría una modificación y reorganización en la asignación de frecuencias del espectro (específicamente en la banda de UHF) de cada país.

II.2. ISDB-T

II.2.1. Historia y Prestaciones

Las ventajas de la Televisión Digital Terrestre (TDT) son muchas y esta plataforma ya es una realidad en muchos países del mundo. En el caso de Venezuela, después de un extenso análisis, aunque todavía no ha sido publicado en Gaceta

Oficial, el sistema de TV digital fue seleccionado y aprobado públicamente por el Ministerio del Poder Popular para la Comunicación e Información en octubre del 2009. El sistema adoptado como estándar para la implementación de Televisión Digital Terrestre, fue el Integrated Services Digital Broadcasting- Terrestrial (ISDB-T) con las actualizaciones tecnológicas introducidas por Brasil. El formato permite salir con el mismo transmisor, hacia televisores fijos o a equipos móviles y portátiles, gracias a su tecnología OneSeg y QVGA (MPEG-4AVC). El sistema soporta tener un canal en alta definición o hasta tres canales en definición estándar (conversión MPEG-2), sin embargo, con el formato de compresión utilizado por Brasil para todos los servicios, que es el MPEG-4 esta capacidad puede aumentar, sin contar los servicios de interactividad que se podrían desarrollar por la flexibilidad de construcción, utilizando el mismo ancho de banda requerido para la televisión actual analógica de 6MHz.

El estándar escogido por Venezuela se puede ver en funcionamiento con la implementación realizada por Japón, donde ha estado operativo desde Diciembre de 2003 en 3 de las principales ciudades y se ha ido expandiendo; en Diciembre de 2006 ya estaba presente en todas las ciudades del país. Además desde Abril de 2006 se ha estado ofreciendo el servicio de “One-Seg” que es definido en la página oficial del Digital Broadcast Experts Group (DiBEG) como “el servicio de recepción portátil en el mismo canal de transmisión”(ARIB, 2007) considerando sólo un segmento. Esta tecnología es la que permite tener receptores móviles y portátiles como celulares, PDA, televisores portátiles, entre otros y representa un gran porcentaje de los usuarios y su demanda sigue en aumento, como se puede observar en la Figura 1

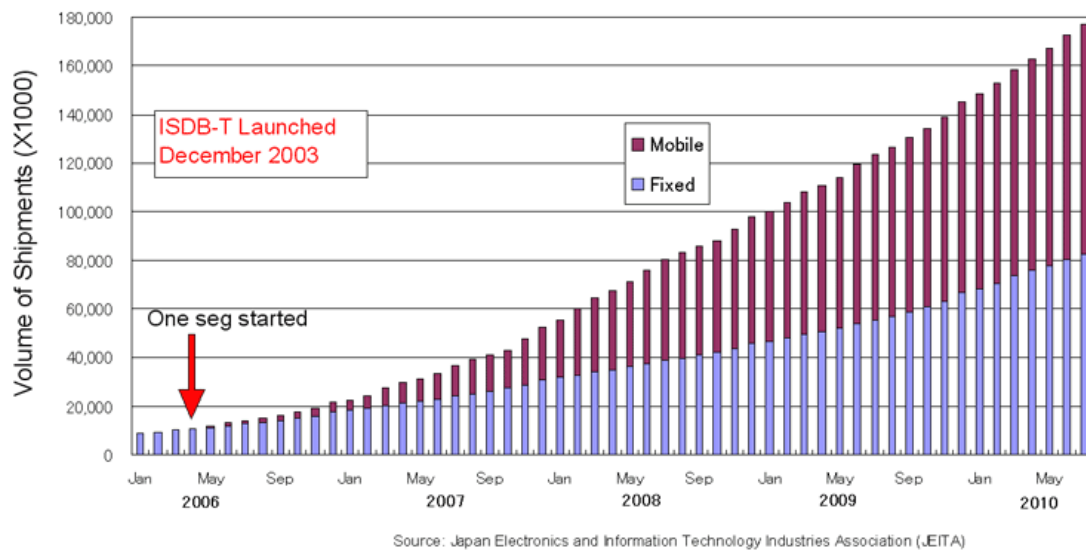


Figura 1. Crecimiento de la demanda de tecnologías móviles

Fuente: ARIB, (2007).

El sistema fue desarrollado por la Association of Radio Industries and Businesses (ARIB) y como fue uno de los últimos sistemas para TDT en crearse, se trató de atender las tendencias del mercado (multimedios) y de mejorar las debilidades de los estándares pioneros como ATSC y DVB-T, esto se logró considerando 6 grandes puntos:

- La convivencia de transmisiones en definición estándar (SDTV) y en alta definición (HDTV).
- Ofrecimiento de Servicios Multimedia.
- Flexibilidad y Versatilidad.
- Efectiva utilización del espectro.
- Servicios a terminales móviles tipo “*handheld*” o “*handset*”.

Estos lineamientos determinaron las bases sobre las que fue creado el estándar y por lo tanto sus características; tiene servicios integrados de video, audio y datos de alta calidad, cuenta con servicios bidireccionales gracias al “*broadcasting*” de data combinados con acceso a Internet, lo que permite funcionalidades como televotos,

“TV shopping”; al enviar la información por Internet a un servidor destinado a este servicio, además de acceso a distintos servidores. Se puede obtener 1 canal en HDTV o 3 canales SDTV dentro del mismo ancho de banda de 6Mhz, hay una alta robustez contra múltiples trayectorias (“*Multipath*”) gracias al sistema de transmisión OFDM segmentado, combinado con “*Time Interleave*”, lo que permite el uso de menor potencia de transmisión y que se puedan atender a usuarios fijos o móviles en la misma banda de frecuencia con alta calidad en la última, gracias a la tecnología “*One Seg*”. Para aumentar aún más la eficiencia del uso del espectro, se trabaja con un tipo de red de transporte llamada “*Single Frequency Network*” (SFN), (ARIB, 2007).

II.2.2. Descripción del Sistema

El estándar de ISDB-T no sólo establece los métodos de compresión de los datos, sino que señala, de igual forma, todas las características inherentes a la transmisión y recepción de las señales para aplicaciones de difusión terrestre. En el reporte técnico emitido por la ARIB se pueden encontrar, los lineamientos generales que rigen todo el estándar.

II.2.2.1. Estructura del ISDB-T

Para facilitar la comprensión del estándar ISDB-T se segmentará su estudio en las diferentes etapas que lo conforman, teniendo en cuenta que cada una de ellas le confiere una o más de sus características o fortalezas, expuestas anteriormente. El esquema de la Figura 2, es el descrito en por la ARIB en su estándar B-31 (Anexo C).



Figura 2. Esquema del sistema de Transmisión.

Fuente: ARIB, (2007).

II.2.2.1.1. Fase de Codificación y Multiplexación.

El estándar de ISBD-T, para su etapa de codificación y multiplexación, usa la compresión MPEG-2 para los servicios móvil y fijo, y MPEG-4 AVC para el servicio portátil.

MPEG es un grupo formado por la ISO que se creó con la finalidad de desarrollar estándares para la compresión de audio y vídeo y su transmisión. Cabe destacar que MPEG no determina la construcción del codificador (que es el que dicta el algoritmo de compresión), sólo especifica las características que debe tener el tren de salida y la multiplexación de las distintas entradas que pueden ser audio y vídeo, para producir un único torrente de datos digitales. (Watkinson, 2004).

La codificación de audio con MPEG es perceptual, lo que implica que “no se intenta reproducir la forma de onda sino hacer uso del conocimiento del oído y determinar, teniendo en cuenta el modelo de audición, qué partes de la señal de audio resultan irrelevantes para el sistema auditivo y cuáles, por el contrario, son relevantes y han de codificarse lo más eficientemente posible.” (Figueiras, 2002, p. 220).

El estándar ISBD-T usa para la compresión de audio el formato MPEG-2 AAC que puede manejar de 1 a 48 canales y frecuencias de muestreo entre 8 y 96KHz. Posee distintos niveles de complejidad y escalabilidad dependiendo de la calidad de audio que se desee.

Para el manejo del vídeo se hace una predicción a partir de una imagen de referencia, aplicando la técnica Delta PCM para comprimir temporalmente la información. La predicción se efectúa con detección y compensación del movimiento en la imagen, para lograr compresiones que pueden llegar a 200:1 dependiendo del contenido del vídeo a comprimir.

ISBD-T usa para el vídeo, en servicio fijo o móvil, el estándar MPEG-2 (Brasil usa MPEG-4). Este permite la codificación de video de alta calidad y fue

diseñado para operar a tasas de 2 a 15Mbps, pero puede trabajar hasta a 100Mbps. Además cuenta con diversas aplicaciones, calidades de señal servicios y capas que controlan el multiplexaje y transporte. (Hernández, 1997)

Para la etapa de multiplexación de la Figura 2, también se emplean las normas dictadas por el estándar MPEG-2, que determina la manera de codificar una trama de datos según la aplicación y el entorno. Para el caso de TDT se usa una multiplexación previa de la voz y el video cumpliendo la norma PES (Cadena Elementalmente Paquetizada), que son paquetes de longitud variable y luego vuelven a multiplexar, con los paquetes de datos formando cadenas de transporte (TS).

Estos TS van a un remultiplexador con un “*clock*” con una tasa 4 veces mayor que el “*clock*” de muestreo de la IFFT, que primero forma Paquetes de Cadena de Transporte (TSP) permitiendo que se pueda hacer el procesamiento de un segmento a la vez, en paquetes de 188 bytes más 16 bytes de paridad para un total de 204 bytes. Luego, dependiendo del modo y de la tasa del intervalo de guarda, a un número específico de TSP se le aplica una codificación externa “*Reed Solomon*” para formar un único TS.

II.2.2.1.2. Fase de Modulación (Generación del Símbolo OFDM).

La tecnología OFDM (“*Orthogonal Frequency Division Multiplex*”) de transmisión, fue creada en los años 60 por los Laboratorios Bell. Pero no fue implementada comercialmente hasta que aparecieron los circuitos integrados en el mercado, capaces de realizar las operaciones necesarias a gran velocidad.

En un sistema de transmisión de multi-portadoras los datos son divididos en numerosas corrientes, moduladas sobre portadoras ortogonales entre sí, y transmitidos. La separación de éstas, teóricamente, es mínima, por lo que hay una utilización del espectro muy eficiente. Su ortogonalidad es la característica que les permite que se solapen, hasta cierto grado. Mientras se mantenga la ortogonalidad

siempre será posible recuperar las subportadoras individualmente, sin importar el espectro superpuesto. Litwin & Pugel. (2001).

Como resultado, la longitud del símbolo digital de transmisión tiene mayor extensión que un sistema de una sola portadora, pero la atracción de OFDM se debe principalmente a cómo el sistema se encarga del “*multipath*”, introducido por el canal, en el receptor.

Un canal “*multipath*” o *multitrayecto* genera dos efectos principales, indeseados: en primer lugar ***desvanecimiento a pequeña escala***, donde se genera grandes cambios en la señal a pequeñas distancias, producido por la recepción de la suma de réplicas o ecos de la señal transmitida. Estas pueden afectar constructivamente (aumentan los niveles de potencia de la señal) o destructivamente (atenúan la señal recibida) dependiendo de las condiciones del propio canal. Y en segundo lugar ***interferencia intersimbólica (ISI)***, producto de la dispersión temporal ocasionada también por la sumatoria de los sucesivos ecos de la señal recibidos en un ancho de banda finito. Se podrá analizar este efecto del canal en un apartado siguiente.

La modulación a una tasa de símbolos muy baja, permite que el período de los símbolos sea mucho más largo que la respuesta impulsiva del canal. Esto a su vez disminuye la ISI y lo hace más inmune al ruido impulsivo, que es un ruido constituido por pulsos o picos irregulares de corta duración y amplitudes relativamente grandes (Tomasi, 2003), como el observado en la Figura 3. El uso de código poderosos para corrección de errores combinado con “*time*” y “*frequency interleaving*” provee aún más robustez contra los desvanecimientos selectivos de frecuencia, y la inserción de un intervalo de guarda extra entre símbolos OFDM consecutivos puede reducir los efectos de la ISI aún más. Por lo que el ecualizador en el receptor no es necesario.

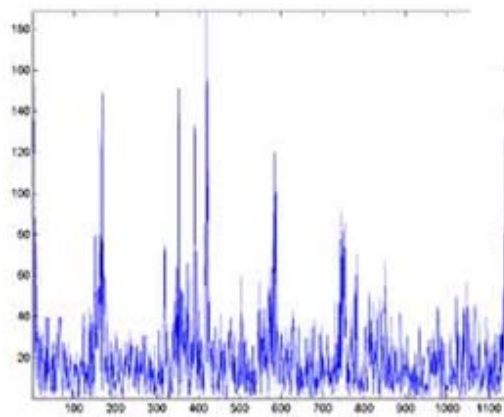


Figura 3. Ruido Impulsivo.

Fuente: Universidad de Chile, Facultad de Ingeniería de las Telecomunicaciones, (n.d.)

“Un sistema OFDM toma un flujo de datos y lo divide en N flujos paralelos, cada uno a una tasa $1/N$ de la original. Luego cada flujo es mapeado a una subportadora y combinado usando la transformada rápida inversa de Fourier (IFFT), obteniendo la señal en el dominio del tiempo a transmitir. En la Figura 4 se muestra su representación en frecuencia. La creación de flujos de datos paralelos más lentos, produce que la duración de cada símbolo de la modulación aumente. Con una adecuada elección de los parámetros del sistema, como el número de subportadoras y la distancia entre éstas, puede reducirse enormemente, o incluso eliminar, la interferencia intersimbólica (ISI)” (Universidad de Chile, Facultad de Ingeniería de las Telecomunicaciones, n.d., p. 172).

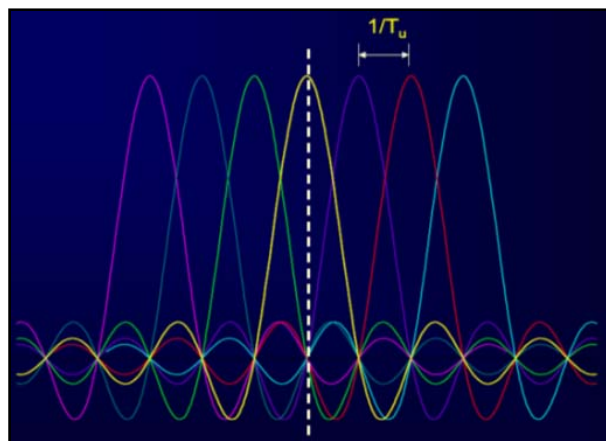


Figura 4. Espectro de Subportadoras de OFDM.

Fuente: Universidad de Chile, Facultad de Ingeniería de las Telecomunicaciones, (n.d.)

Luego de que las tramas pasan por el multiplexador MPEG-2 la estructura para codificación es la mostrada en la Figura 5. Los bloques resaltados en azul, serán los descritos con detalle puesto que son los más pertinentes para nuestra investigación.

Figura 5. Diagrama de Bloques de ISDB-T

Fuente: ARIB, 2001

Antes de profundizar en el bloque Mapeador (“*mapping*”) es importante conocer que un sistema OFDM cuenta con 3 modos de transmisión distintos (capas jerárquicas), basados en la separación de las frecuencias de las portadoras OFDM, los cuales determinan el funcionamiento de este bloque de modulación. El sistema permite la selección de hasta 3 capas jerárquicas, las cuales representan bloques de procesamiento paralelo dentro de un símbolo OFDM. Cada una resulta independiente y posee sus propios parámetros de codificación de canal. Estos parámetros son definidos por el radiodifusor y la configuración está contenida en la señal de control TMCC (Transmission and Multiplexing Configuration Control), para que el receptor pueda adaptarse a los mismos, lo cual se estudia de una mejor manera cuando se defina la Estructura de un Símbolo OFDM. En la Figura 6 puede apreciarse un ejemplo de transmisión bajo esta filosofía de combinación de capas jerárquicas.

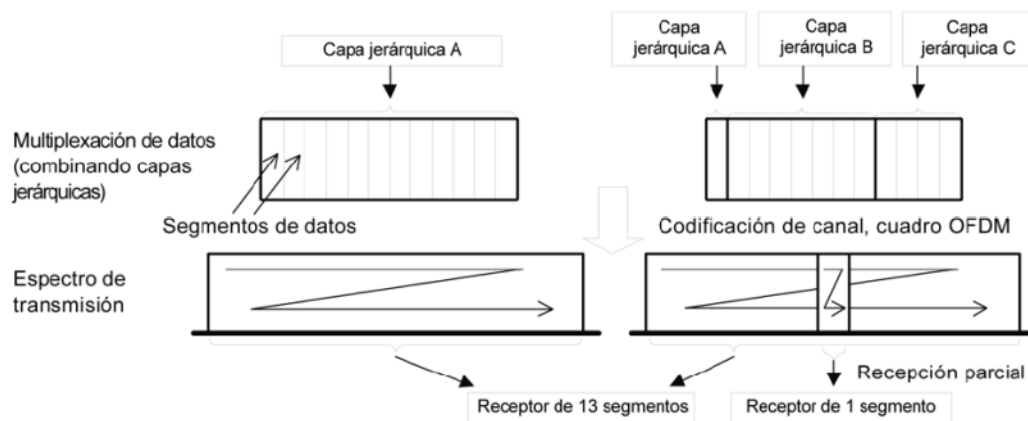


Figura 6. Ejemplo de una transmisión a través de capas jerárquicas y recepción parcial.

Fuente: ABNT, 2007.

Mapeador

El bloque de modulación de la portadora se debe ejecutar según la configuración de la capa jerárquica en la que se trabaje, puesto que como se dijo anteriormente, cada una posee parámetros de configuración del símbolo independientes, por lo que cada capa es capaz de operar con una modulación diferente a la siguiente. Información detallada sobre el funcionamiento de las capas jerárquicas en sistemas OFDM puede encontrarse en el estándar de la ARIB STD B31.

Las modulaciones que se usan en el estándar de ISDB-T pueden ser por variación discreta de la fase o por variación discreta tanto de fase como de amplitud. Dentro de las modulaciones que solo varían su fase se pueden encontrar **QPSK** (*Quadrature Phase-Shift Keying*) que se refiere a 4-PSK puesto que considera 4 fases fijas distintas y **DQPSK** (*Differential Quadrature Phase-Shift Keying*).

Las modulaciones que se basan en los cambios de fase a la portadora variarán su fase entre “n” valores distintos predefinidos. Mientras “n” habrán más fases, por lo que los símbolos estarán más cerca uno de otro. La ecuación que modela una señal QPSK sería $X_{QPSK}(t) = I \cos \omega_c t + Q \sin \omega_c t$ (1) lo que se puede observar en su diagrama de constelación mostrado en la Figura 7.

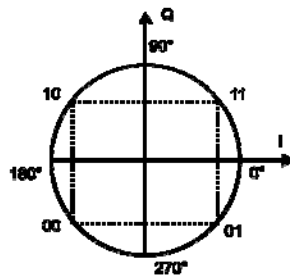


Figura 7. Constelación Señal QPSK

Fuente: Sienra, (2003)

Esta modulación tiene la particularidad que la detección debe ser coherente (se debe tener una muestra de la portadora en el receptor) para poder detectar cada fase lo que hace su recepción más complicada y costosa. Esto se soluciona con DQPSK puesto que esta modulación no ve la fase absoluta en un momento determinado, sino el cambio de fase con respecto al símbolo anterior, lo que elimina la necesidad de sincronización con el receptor, ofreciendo la misma separación entre símbolos. Aquí se emplea un retardador para hacer la comparación con el bit anterior, tanto en la generación como en la demodulación.

M-PSK es una modulación efectiva y muy robusta, mientras el número de niveles se mantenga bajo, cuando este comienza a crecer por encima de 4 niveles la constelación comienza a poblarse, puesto que la separación entre símbolos es cada vez menor, lo que la hace menos confiable. Por esta razón, cuando se necesitan modulaciones multinivel por encima de los 4 niveles una de las alternativas más atractivas es la modulación por fase y amplitud (**16-QAM** “*16-Quadrature Amplitude Modulation*” y **64-QAM** “*64-Quadrature Amplitude Modulation*”), donde la información se puede encontrar tanto en la fase como en la amplitud de la portadora, dependiendo del número de niveles que se necesiten esta aumentará en función de

; se pueden tener, por ejemplo, en una modulación 16-QAM (4bits) 2 fases posibles y 4 amplitudes posibles, usando 1 bit para polaridad y 1 bit para el nivel de la componente I y los otros 2 bits distribuidos de la misma manera para la componente Q, aumentando el número de bits para el nivel de las componentes I y Q se pueden obtener los otros esquemas como 64-QAM (6bits) que usa 2 bits de nivel y

uno de polaridad para cada componente (I y Q). (Sienra, 2003). Esto se puede observar en la Figura 8

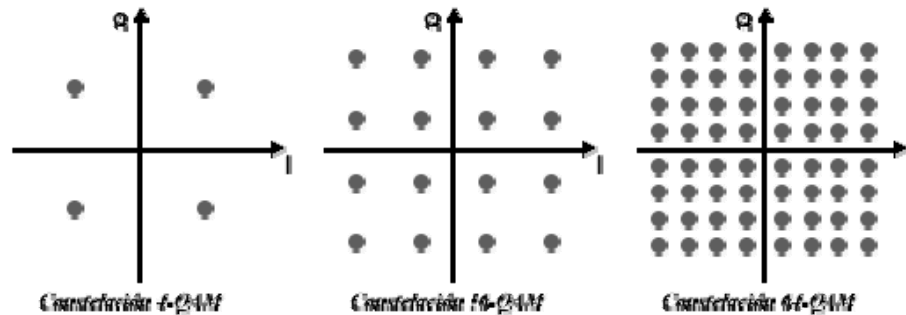


Figura 8. Diagramas de Constelación para 4, 16 y 64 QAM

Fuente: Sienra, (2003)

Para entender la generación se puede partir del ejemplo de 16-QAM, mostrado en la Figura 9. Para otros niveles la idea es la misma solo que, como se explicó anteriormente la división en fase y cuadratura tendrá más bits.

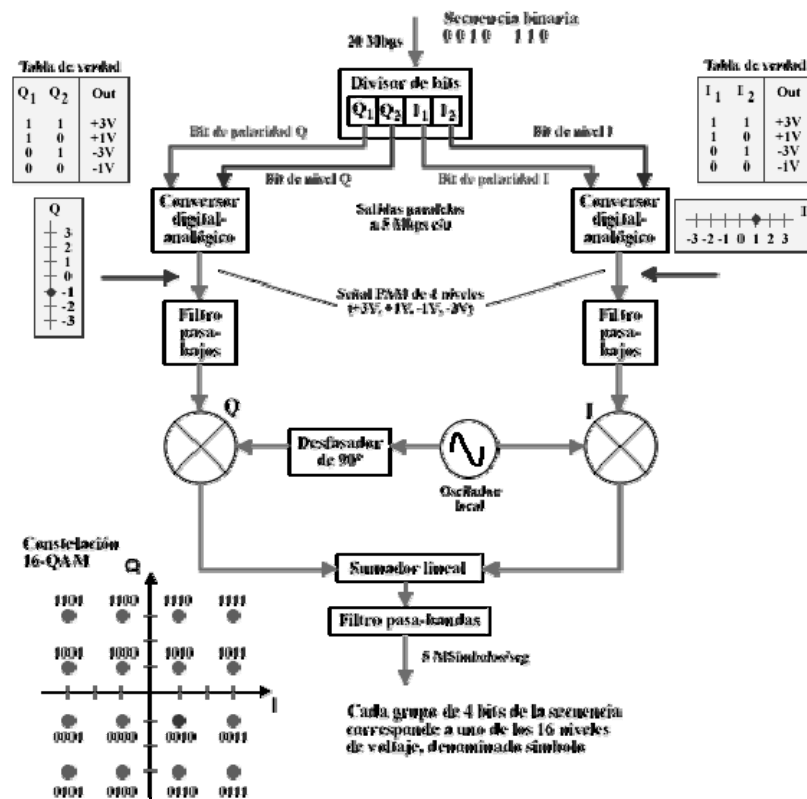


Figura 9. Esquema de Modulación de 16 QAM

Fuente: Sienra, (2003)

Estructura del símbolo OFDM

El siguiente paso para la creación del símbolo OFDM como tal, es la inserción de las portadoras pilotos. Para ISDB-T existen 4 tipos de portadoras:

1. **Scattered pilot:** está modulada en BPSK y se inserta cada 12 portadoras, colabora en la correlación de la secuencia de bits para dispersar energía (PRBS).
2. **Continual pilot:** es una señal modulada en BPSK de acuerdo con la posición de la portadora dentro del segmento, para especificar valores de sincronismo entre las portadoras.
3. **TMCC:** es una señal de control que contiene toda la información necesaria para que el receptor pueda recuperar la señal enviada, esta va modulada en BPSK
4. **Auxiliary Channel:** es usado para el transporte de información adicional para control de la señal de transmisión y va modulado en DBPSK.

Fast Fourier Transform (FFT) e Inverse FFT (IFFT)

La IFFT es la Transformada Inversa de Fourier que es la que permite el paso de la representación de la señal de frecuencia a tiempo y en este caso, garantiza la ortogonalidad de los símbolos modulados. La transformada inversa será explicada a través de la Transformada de Fourier.

Antes de definir la Transformada Rápida de Fourier, es necesario hablar de la Transformada Discreta de Fourier (TDF), esta es la adaptación de la Transformada de Fourier para señales muestreadas.

La Transformada de Fourier hace la relación entre una señal en tiempo y su representación en frecuencia, pero como está definida para señales continuas (que no es con lo que se trabaja en la realidad), se hizo necesario definir una ecuación que

realizara la misma transformación pero adaptada a señales discretas. Esta se expresa con la Ecuación 2.

$$\mathcal{F}\{\tilde{x}(t)\} = \tilde{X}(\omega) = \mathcal{F}\left\{\sum_{n=-\infty}^{\infty} x(nT_s)\delta(t - nT_s)\right\} = \sum_{n=-\infty}^{\infty} x(nT_s)e^{-j\omega T_s n} \quad (2)$$

Donde: $\tilde{x}(t)$ es la representación muestreada de la señal original $x(t)$ que puede ser simbolizada como la señal continua multiplicada por un tren de impulsos de periodo T_s lo que implicaría una separación entre cada muestra de T_s y con n como el índice de la muestra.

Ahora la FFT (*Fast Fourier Transform*) es un algoritmo que surge para que la transformada, sea más rápida y menos compleja.

Se toma una versión truncada de la señal con n muestras, donde su duración sería equivalente a nT_s , pero además se debe disminuir la complejidad de sus cálculos. Esto se logra porque al agrupar las muestras en la sumatoria de la TDF estas pueden ser tratadas como combinaciones de sumatorias de la mitad de las muestras. El proceso se sigue repitiendo hasta que la sumatoria sea de sólo 2 muestras. La FFT es una transformada que opera con números de muestras siempre potencias de dos (2^n).

Aprovechando las simetrías que presenta la TDF se puede expresar la FFT con la Ecuación 3:

$$\hat{X}(k) = \sum_{n=0}^{\frac{N}{2}-1} \hat{x}(2n)W_{\frac{N}{2}}^{nk} + W_N^k \sum_{n=0}^{\frac{N}{2}-1} \hat{x}(2n+1)W_{\frac{N}{2}}^{nk} \quad (3)$$

$$\text{Con: } W_{\frac{N}{2}} = e^{-j\frac{2\pi}{N/2}}$$

Con el algoritmo de “*Radix-N*” se reutilizan las sumatorias que ya se han realizado, para las siguientes etapas.

La estructura computacional, que se aprecia en la Figura 10, realiza el algoritmo explicado anteriormente y es denominada “*butterfly*”; para “*Radix-2*” que es la versión más sencilla son necesarias 1 multiplicación y 2 sumas complejas. Vergara (2008).

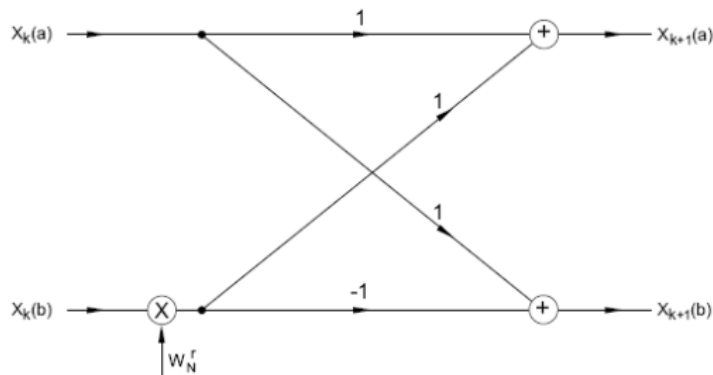


Figura 10. Estructura Radix-2 Butterfly

Fuente: Vergara. (2008)

Interferencia Intersimbólica (ISI)

Como se dijo anteriormente, la ISI es producto de la dispersión temporal ocasionada, en el caso de los canales multicamino, por la sumatoria de los sucesivos ecos de la señal recibidos. Esto induce en primer lugar problemas de sincronismo, pero principalmente en un canal con ancho de banda limitado se genera un retraso temporal que hace que la señal sufra atenuaciones diferentes a frecuencias distintas (Gorricho Moreno, 2002).

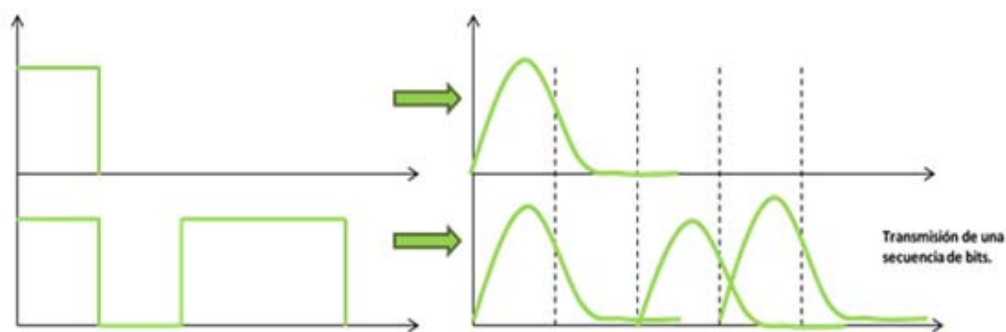


Figura 11. ISI.

Fuente: Gonzales C. Y., n.d.

Esta situación puede apreciarse gráficamente en la Figura 11 donde se observa el planteamiento aplicado a una secuencia de bits transmitidos. Claramente, este efecto interferente puede traducirse en la producción de errores de decisión en el receptor ocasionados por la colaboración no controlada entre símbolos adyacentes luego de su paso por el canal, en donde el símbolo recibido o a traducir puede que en el trayecto adquiera un valor distinto al transmitido, producto de este “ensanchamiento” de pulsos. Para solucionar este problema inherente a este tipo de transmisiones de señales es utilizado un Intervalo de Guarda entre símbolos adyacentes en el canal.

Intervalo de guarda/ Inserción del Prefijo Cíclico.

Para el estándar ISDB-T, la implementación del intervalo de guarda se hace con la inserción de prefijo cíclico.

Para combatir el problema de la ISI, se prolonga artificialmente el tiempo de cada símbolo OFDM al repetir periódicamente la cola del símbolo, colocándola delante de cada uno de ellos; a esto se le conoce como prefijo cíclico (Ver Figura 12). Esto produce un intervalo de guarda que procura que la duración del símbolo sea mayor al máximo retardo del canal obtenido en la recepción; de esa manera la distorsión se produce en las primeras muestras del símbolo OFDM que no contienen realmente información y son descartadas en la demodulación. (Litwin et al., 2001).

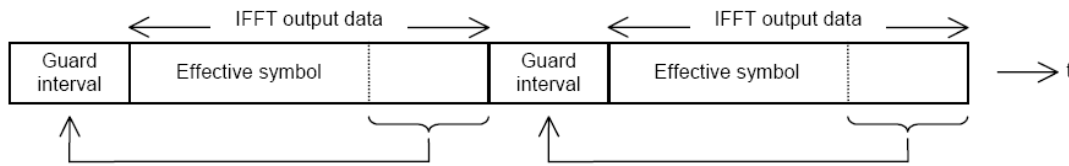


Figura 12. Inserción de Intervalo de Guarda a través del Prefijo Cíclico.

Fuente: ARIB STD-B31 (2001).

En donde el tiempo de duración de este símbolo efectivo (*“Effective Symbol”*), constituye el tiempo útil del mismo, ya que es durante este donde se transporta toda la data-información. Para ISDB-T se manejan bandas de guarda de 1/4, 1/8, 1/16 y 1/32 de la duración total del símbolo activo, por lo que la elección de su tamaño impactará directamente en la cantidad de información posible para enviar por símbolo puesto que las condiciones de ancho de banda limitado así lo estipulan. Esta investigación se basará en estudiar las diferentes respuestas del canal al utilizar cada uno de dichos tamaños, para ciertas condiciones simuladas.

II.2.2.2. Modelado del Canal

La transmisión de TDT está basada en varias etapas de acondicionamiento de la señal para poder soportar cualquier tipo de alteraciones, producto de la propagación a través del aire, a través de la implementación de OFDM para añadir robustez contra interferencias y para optimizar el uso del espectro de frecuencias que se dispone.

Parte fundamental de esta investigación es la de modelar un canal a través del cual se pueda emular la transmisión en RF de las señales correspondientes a los símbolos de la Televisión Digital. Aquí se considera que la respuesta al impulso del canal varía aleatoriamente con el tiempo (UPC, Dept. de Teoría de la Señal y Comunicaciones, n.d.) donde para efectos de poder prever dichas consecuencias, es necesario caracterizar el canal estadísticamente.

Entonces, se describe el canal de transmisión como Variante en Tiempo y Multitrayecto, donde la señal recibida pudiese provenir no sólo del transmisor directamente, sino de la combinación de las copias reflejadas, difractadas y

dispersadas de la señal transmitida (Bahai, Saltzberg y Ergen,2004). En este sentido, las señales de TV Digital, según el reporte técnico del ISDB-T generado por la ARIB, se transmite por la banda UHF, que se ve afectada por el fenómeno de multitrayecto que afecta a todo canal de RF en función de la frecuencia.

En el fenómeno de la reflexión, ocurre que la señal que incide sobre una superficie conductora, refleja parte de su energía al medio y el resto es transmitido dentro de ésta. (Bahai, et al. 2004). El coeficiente de reflexión determina el radio de reflexión y transmisión, según las propiedades del material. La Difracción ocurre cuando la señal se ve obstruida por algún objeto afilado del cual se derivan ondas secundarias, y se debe conocer que la Dispersión ó “*Scattering*” se obtiene cuando la señal incide sobre superficies rugosas, o pequeños objetos.

Debido a estos fenómenos se generan los *Ecos*, que producen las interferencias multitrayecto en recepción. La señal recibida es a veces tan intensa que las señales difractadas y reflejadas se extienden desde la dispersión de la energía en todas direcciones, y en consecuencia añaden energía adicional al receptor, el cual puede captar más de una copia de la señal de múltiples rutas con diferentes fases y potencias (Bahai, et al. 2004). En la Figura 13 se tiene una representación de esta última idea.

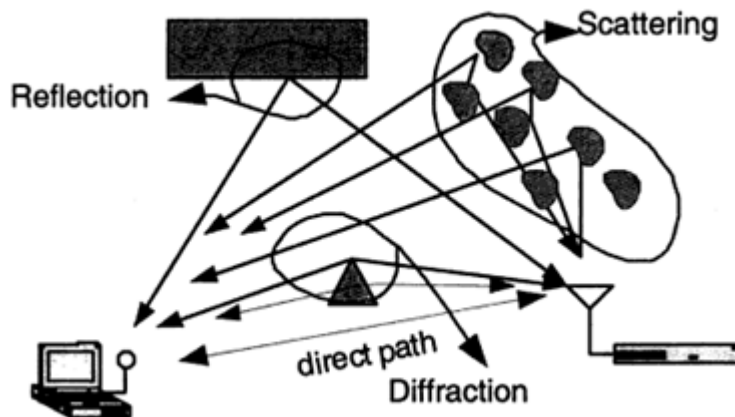


Figura 13. Propagación Inalámbrica

Fuente: Bahai, et al. (2004)

Para llevar a cabo el modelado de un canal estadístico, donde se simule un escenario de recepción se definen tres (3) modelos básicos, teóricos, de canales de transmisión:

- ✓ **Gaussian (AWGN).**
- ✓ **Ricean.**
- ✓ **Rayleigh.**

Estos plantean estadísticamente, de manera general, las diferentes posibilidades para la recepción de las señales de televisión digital.

El principio consiste en que en el caso ideal, sólo una señal es capturada por la antena receptora. Tal es el caso del **Canal Gaussian**, donde la señal sólo se ve afectada por el Ruido Aditivo Blanco Gaussiano (Additive White Gaussian Noise AWGN), ver Figura 14. En cambio puede darse el caso que en la recepción se presenten múltiples ecos (o dispersión en el tiempo) de la señal original, variaciones de potencia, retrasos y fases, añadidas a la señal directa recibida en la antena, nos encontramos hablando de un **Canal Ricean**. El canal a través del cual se reciben sólo señales indirectas o reflejadas de la transmisión original, sin ningún componente directo de recepción correspondería al comportamiento que ocurre en un **Canal Rayleigh**, el cual es el peor de los tres casos por obtener una señal recibida resultante conformada sólo por ecos. Štukavec, (2008)

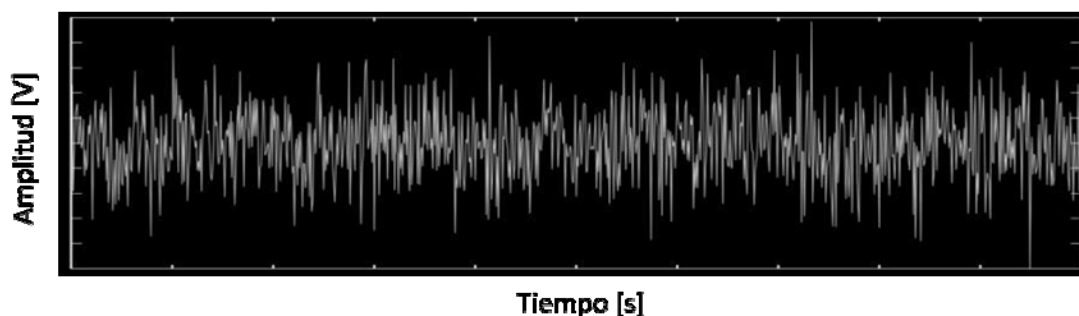


Figura 14. Ruido Blanco Gaussiano.

Fuente: Bevan, E. & Ermolayev, V. & Flaksman, A. & Averin, I. (2004).

El modelo de canal Gaussian sigue una función de densidad de probabilidades (fdp, de ahora en adelante) tal y como se describe en la Ecuación 4:

$$p(r, \varphi) = \frac{1}{\pi r_{\text{eff}}^2} \exp \left(-\frac{r^2}{r_{\text{eff}}^2} \right) \quad (4)$$

Donde se tiene un sistema de coordenadas polares centrado en el UE (*User Equipment*) y donde r es la distancia a la que se encuentra de la estación base (BS) y r_{eff} es el radio al cual la fdp decrece según ciertos factores.

También existe una función probabilística para asociar el comportamiento del canal Ricean, donde $x(t)$ sería la función de entrada al canal y $y(t)$ su salida:

$$y(t) = \frac{\rho_0 \cdot x(t) + \sum_{i=1}^{N_e} \rho_i e^{-j2\pi\theta_i} x(t - \tau_i)}{\sqrt{\sum_{i=0}^{N_e} \rho_i^2}} \quad (5)$$

Aquí ρ_0 es la atenuación en la ruta de la señal directa, N_e el número de ecos, ρ_i la atenuación en la ruta de los ecos, θ_i es la rotación de fase en el trayecto i , y τ_i es el retraso de tiempo referido a cada señal de eco. La relación entre la potencia de la señal directa y la potencia de los ecos, es denotada por el factor Ricean K , que según su definición viene dado por:

$$K = \frac{\rho_0^2}{\sum_{i=1}^{N_e} \rho_i^2} \quad (6)$$

Este factor determina completamente la forma de la fdp para un canal Ricean, tal y como se observa en la Figura 15, por lo que es muy importante el referirnos al valor dado a K para el modelado del canal.

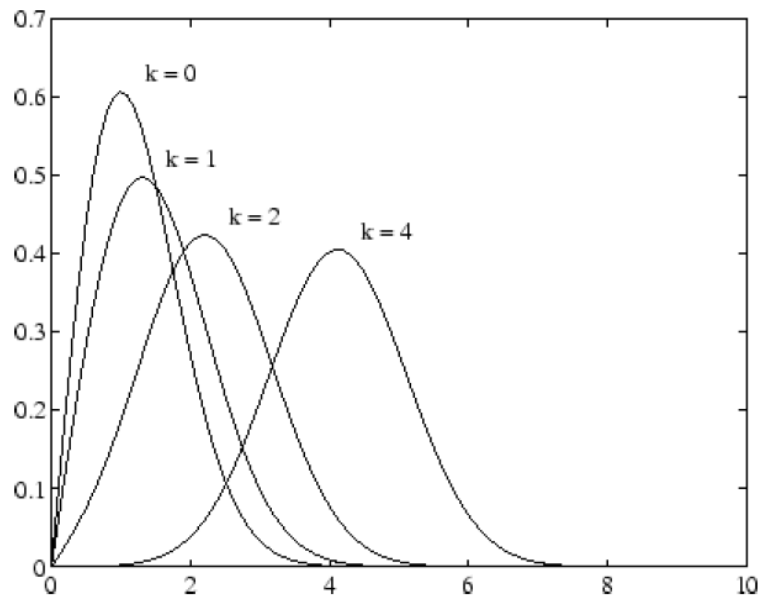


Figura 15. Familia de funciones densidad de probabilidad para Ricean

Fuente: Bevan, E. et. al. (2004).

Este factor K es igual a 0, para el caso del canal Rayleigh ya que no existen señales directas para este tipo de canal. Para efectos de la simulación efectuada en este trabajo de grado los parámetros de la función Ricean y Rayleigh pueden ser controlados para 2 señales de eco.

CAPÍTULO III

Metodología

La investigación se corresponde con un diseño experimental, donde se estudió uno de los parámetros (la banda de guarda) necesarios para la implementación de la TDT en Venezuela. La valoración de este parámetro se realizó mediante la simulación de un transmisor y receptor OFDM simplificados y un canal teórico.

Para lograr la emulación más acertada de dicho sistema se estructuraron las siguientes etapas:

III.1. Etapa I:

Este lapso comprendió la recopilación y análisis de los fundamentos teóricos necesarios para el desarrollo correcto del proyecto, profundizando en la técnica OFDM, en sus parámetros, tipos de modulación para las subportadoras, funcionamiento y en sus ventajas para las diferentes aplicaciones. Además, fue necesario estudiar a fondo la Televisión Digital, más específicamente la Televisión Digital Terrestre (TDT), haciendo énfasis en estándar para esta escogido por Venezuela, el japonés con las mejoras brasileras (ISDB-T_b). Adicionalmente, se examinaron los modelos de canal con onda directa, reflejada y la combinación de ambas. Esta etapa documental constituye la base sobre la cual se tomaron las decisiones de diseño del proyecto.

III.2. Etapa II:

Partiendo de la primera etapa, se hizo una revisión de los aspectos propios del canal y de las características frente al ruido, interferencia, y otras particularidades como las modulaciones recomendadas para las subportadoras de OFDM. Se analizaron los bloques funcionales que existen en un sistema OFDM para ISDB-T, y

se seleccionaron los que se consideraron afectarían el resultado de la investigación. Se estudiaron los parámetros de transmisión para ISDB-T para, posteriormente, lograr el escalamiento del sistema. Se construyó el esbozo del diseño.

III.3. Etapa III:

Esta fase es el núcleo del proyecto, basándose en la etapa anterior y en el estándar de la ARIB B-31, se simuló la generación de un símbolo OFDM con prefijo cíclico. Esto se hizo partiendo de la expresión más simplificada del sistema, al probar su funcionamiento, se fueron agregando elementos progresivamente pero garantizando cada paso, hasta lograr representar el diseño completo. Al tener el sistema con el coder y el decoder se procedió a emular canales de transmisión teóricos, con comportamientos Gaussian, Ricean y Rayleigh. Adicionalmente se elaboró un manual de uso del simulador, (Anexo A).

III.4. Etapa IV:

Al completar la Etapa III se procedió a variar sistemáticamente los parámetros del sistema y a estudiar su efecto en el comportamiento del canal, observando cómo afectan la señal en el receptor. Los parámetros incluyeron el esquema de modulación, el nivel de AWGN, los retardos y la longitud del prefijo cíclico, entre otros que se consideraron significativos para el estudio. Los resultados de la experimentación fueron evaluados con el parámetro de calidad BER.

III.5. Etapa V:

Como etapa final se analizaron las diferentes situaciones generadas anteriormente y considerando los resultados obtenidos para los distintos contextos, se concluyó, según la interpretación de la simulación lograda para los parámetros del canal escogido.

CAPÍTULO IV

Desarrollo

La investigación se basó en diferentes etapas, diseñadas en la metodología, que permitieron que el proceso para lograr los objetivos fuera óptimo y lo más organizado posible. Es por esto que la presentación de este capítulo está estructurada en los ciclos que se cumplieron secuencialmente

IV.1 Etapa I:

En este lapso se creó toda la base bibliográfica, necesaria para el desarrollo de la investigación, se abarcaron todos los tópicos que se consideraron pertinentes, lo que permitió posteriormente la materialización de un esquema del sistema.

La revisión se realizó de fuentes diversas, tanto impresas como electrónicas, pero, por tratarse de un tema en auge y para asegurar que la información era la más actualizada posible, se prefirió el uso de literatura en línea, considerando los últimos libros, los estándares publicados y también los trabajos de investigación similares de otros autores, mayormente de estudios de postgrado.

La principal dificultad encontrada fue que el esquema de la construcción de un sistema OFDM varía ampliamente según la aplicación, por lo que se decidió basar las consideraciones en las recomendaciones del estándar B-31 de la ARIB de ISDB-T, puesto que este es el que define la tecnología que se va a desarrollar y aplicar en Venezuela. Como se necesitó profundizar más de lo que describe el estándar en los temas de OFDM y modelos teóricos de canal, se recopiló dicha información de distintos libros, para poder incluirla en el diseño.

Esta etapa documental constituye la base a partir de la cual se tomaron las decisiones de diseño del proyecto y se encuentra reflejada en el marco referencial.

IV.2 Etapa II:

Al cumplir con el ciclo de documentación se procedió a analizar lo que constituyó el marco teórico. Partiendo de él, se definieron los elementos y características importantes y básicas para el diseño, luego se consideraron las opciones que existían de parámetros dentro del estándar de ISDB-T y se escogieron las más favorables para emular; como los bloques más importantes del esquema de transmisión de ISDB-T, los tipos de modulación usados, entre otros.

Cabe destacar, que para el diseño final no se consideraron todas las fases del sistema, puesto que la simulación que se elaboró es una versión simplificada de la realidad. Esto se debe a varias razones: una es que existen etapas que no iban a tener relevancia ni iban a afectar los resultados obtenidos y la otra es que el software de simulación y la capacidad de procesamiento de las computadoras empleadas son limitadas; por lo que se escogieron los bloques del esquema funcional que tenían más relevancia, los parámetros fueron escalados y se consideró la simulación de un canal teórico.

A continuación, en la Figura 16, se muestra el diagrama por etapas de lo que es el sistema de transmisión para ISDB-T.



Figura 16. Esquema del Sistema de Transmisión

Fuente: ARIB, (2007).

La salida del multiplexador es una trama de transporte (TS) que contiene el vídeo, el audio y los datos multiplexados. Esta trama TS es la entrada al sistema diseñado, por lo que se puede observar que sólo se considera la etapa de modulación.

Figura 17. Diagrama de bloques funcionales de ISDB-T considerados.

En la Figura 17 se pueden observar, resaltados en azul, las porciones que se incluyeron en el diseño. Los demás bloques no fueron considerados porque la mayoría son para contrarrestar los efectos del canal móvil y no iban a aportar a los resultados de esta investigación. Basándose en la recopilación bibliográfica se construyó un esbozo del diseño que se muestra a continuación:

Figura 18. Diagrama de bloques del diseño del sistema

El esquema de la Figura 18 muestra lo que serían las diferentes etapas a simular en la transmisión y recepción de un símbolo OFDM, donde la entrada y la

salida es la trama de transporte (TS) y entre el coder y el decoder se incluye un modelado de canal teórico que considera los comportamientos Ricean, Rayleigh, y Gaussian. En este diseño se puede observar que se tomaron en cuenta las fases más importantes del sistema

El desempeño de cada bloque será profundizado en la siguiente etapa, pero para el diseño preliminar se delimitaron las funcionalidades que debe tener cada elemento del sistema:

Trama TS: Debe ser un patrón aleatorio o pseudoaleatorio de ceros y unos al que se pueda controlar el número de elementos a generar.

Serial- Paralelo: Cumple la función de dividir el flujo de bits en tramas paralelas de tal manera que hayan tantas tramas paralelas como se indique en el número de subportadoras.

Modulación: Mapea cada una de las tramas por separado a símbolos complejos según el esquema de modulación escogido. Las opciones son: QPSK, 16QAM y 64QAM.

IFFT: Realiza la Transformada Rápida de Fourier Inversa y convierte las tramas paralelas a un único flujo de símbolos complejos.

Prefijo Cíclico: Se encarga de copiar una porción de la cola del símbolo OFDM y colocarla al principio del mismo, el tamaño de la porción es una relación del tamaño total del símbolo y puede ser escogido por el usuario.

Canal: Se incluye un modelado de canal teórico donde su respuesta de fase en función de la frecuencia es lineal. Y adicionalmente se puede escoger entre los comportamientos Ricean, Rayleigh y Gaussian.

Todos los elementos tienen su bloque inverso en el decoder.

IV.3 Etapa III:

Al llegar a este período ya se tenía el dominio del conocimiento teórico necesario, ahora las dificultades surgieron por la adaptación de los modelos y el esquema de ISDB-T a los recursos del software de simulación “LabVIEW”, es necesario destacar que para la ejecución del programa final, se necesitan la herramientas del “Add-On”: Modulation Toolkit.

Para desarrollar la simulación de forma sistemática y validando cada bloque funcional se comenzó por la parte más simple del sistema. Se acordó que esta sería la generación de bits, modulación, IFFT, demodulación y FFT, como se muestra en la Figura 19.

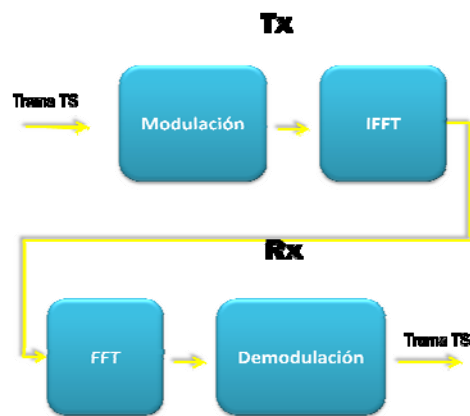


Figura 19. Primer esquema simplificado.

Se trabajó con subVIs por cada bloque funcional por razones de orden y para mejorar los tiempos de procesamiento. El diagrama de bloques de LabVIEW de este desarrollo se aprecia en la Figura 20.

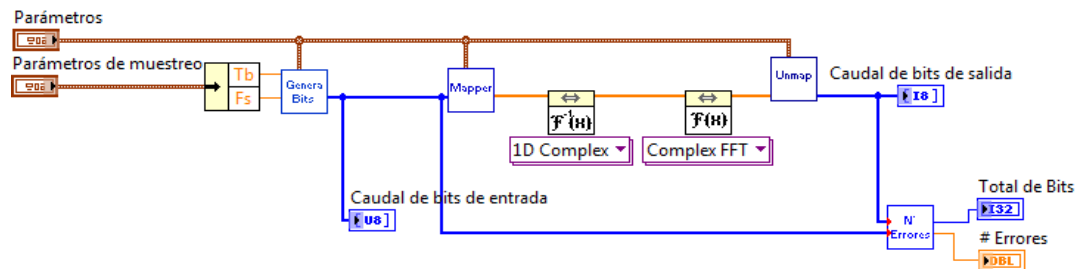


Figura 20. Diagrama de LabVIEW esquema simplificado

El bloque generador de bits cumplió la función de entregar una secuencia de ceros y unos pseudo aleatorios. Para la modulación se plantearon distintas maneras de realizarla, incluyendo el uso de los instrumentos del “*Modulation Toolkit de LabVIEW*”, y el “*Mapper*” de un software libre de la Universidad de Texas, producto de un trabajo de investigación titulado “*Performance Evaluation of the IEEE 802.16a physical layer using simulation*”, se escogió para el modelo final el último, con algunas modificaciones para adaptarlo al código, puesto que las otras opciones arrojaban errores y no se adaptaban al diseño del sistema, este será explicado más adelante. Se requirió examinar su funcionamiento mediante una prueba, en la cual se usó como entrada al Mapper secuencias de bits no aleatorias que representaran un símbolo determinado dentro de la constelación de cada uno de los esquemas de modulación, estas secuencias se fueron variando hasta observar que se representaran todos los símbolos para cada constelación, una captura de esta prueba para la modulación QPSK y la entrada (0,0) se puede apreciar en la Figura 21.

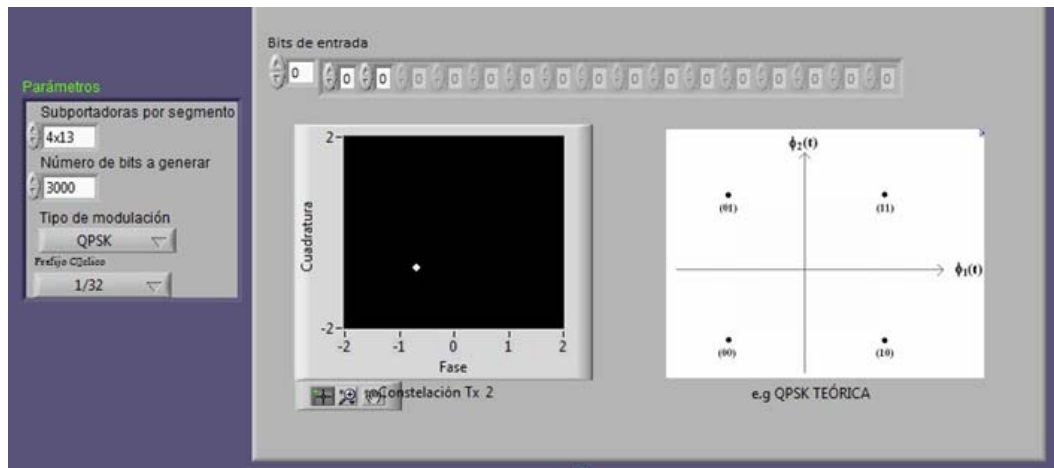


Figura 21. Prueba modulaciones

El bloque de las transformadas fue probado en la siguiente etapa. El funcionamiento correcto del sistema fue evaluado con el parámetro número de errores, al recuperar los bits de entrada en la salida el número de errores fue igual a cero.

Al validar el primer esquema simplificado del diseño se procedió a agregar el conversor serial-paralelo y su bloque inverso a la salida (paralelo-serial). El diagrama a ejecutar era entonces el mostrado en la Figura 22.

Figura 22. Esquema segunda etapa.

La implementación en LabVIEW de este esquema se muestra en la Figura 23, donde se aprecia que el conversor de serial a paralelo está dentro de un ciclo junto con el Mapper, para hacer la modulación de cada trama por separado según la iteración que se corresponde con cada subportadora. A la salida del ciclo se obtiene una matriz de tantas filas como subportadoras existan, cada fila simboliza una de las frecuencias ortogonales que entran al bloque IFFT y se encuentran moduladas, esto será descrito más adelante. En esta segunda etapa, para la implementación de la Transformada de Fourier se necesitó de procesamiento adicional, puesto que como se observa en la Figura 22, a la IFFT deben entrar múltiples tramas y salir una única, esto se logró con el manejo de matrices, que será explicado en la descripción completa del sistema.

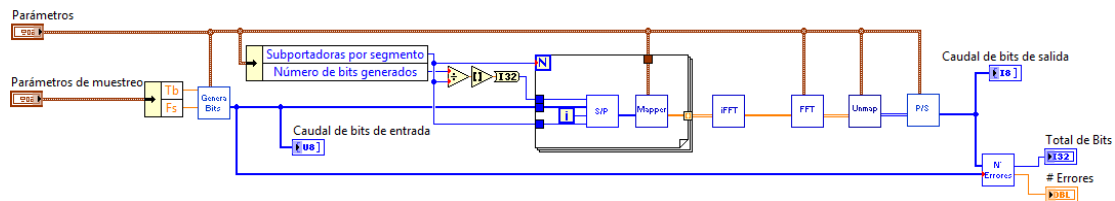


Figura 23. Diagrama de LabVIEW segunda etapa

Para garantizar el correcto funcionamiento de las Transformadas con el manejo de matrices se realizó una prueba que consistió en alimentar el sistema con una entrada determinística y comprobar que la salida fuera la esperada. Se substituyó la señal de entrada a la IFFT (la que corresponde a los bits mapeados a símbolos complejos según la modulación) por una matriz de 4x5, todas con un valor de $1+0i$ lo que generó una entrada que era un pulso cuadrado y se obtuvo la respuesta de la IFFT esperada que era un impulso. La entrada y salida se muestran en la Figura 24.

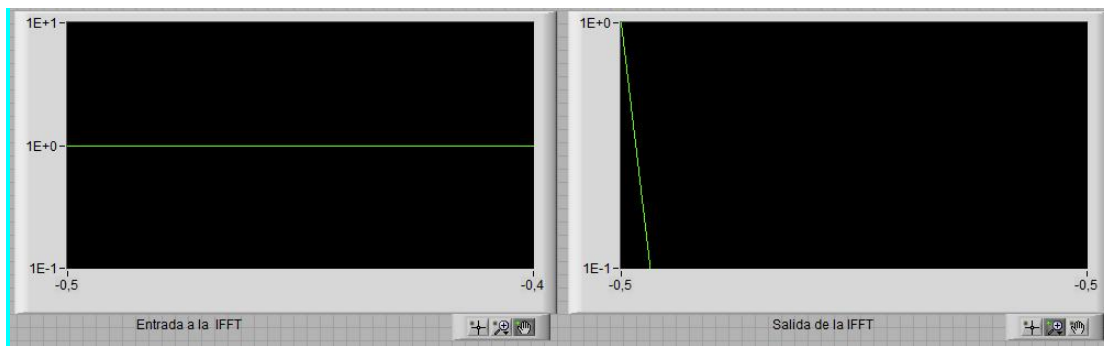


Figura 24. Prueba Respuesta de la IFFT

Cuando el sistema tuvo *número de errores* = 0 y como las pruebas realizadas arrojaron el resultado esperado, se pasó a la tercera etapa, que consistió en la inclusión del bloque de prefijo cíclico y el respectivo removedor de prefijo cíclico, por lo que el esquema ya era el mostrado en la Figura 25. La implementación del prefijo cíclico fue muy sencilla, mientras que la del removedor de prefijo fue más intrincada, pero al lograr que el *número de errores* = 0 no fueron necesarias pruebas adicionales. El diagrama de esta etapa en LabVIEW es el observado en la Figura 26

Figura 25. Esquema tercera etapa

Figura 26. Diagrama LabVIEW tercera etapa

En la cuarta etapa se incluyó el comportamiento del canal, el diseño del mismo se hizo por separado con entradas determinísticas, se consideran los modelos de Gaussian, Ricean y Rayleigh. En la Figura 27 se muestra la respuesta del canal Ricean a un impulso, con 2 retardos a los cuales se puede controlar la atenuación.

Figura 27. Prueba Canal

Al lograr el funcionamiento deseado del canal el mismo fue incluido en el diseño, quedando el diagrama de LabVIEW mostrado en la Figura 28.

Estimación de la Banda de Guarda Entre Símbolos Digitales de Multiportadoras Ortogonales en el Canal, Mediante un Simulador.

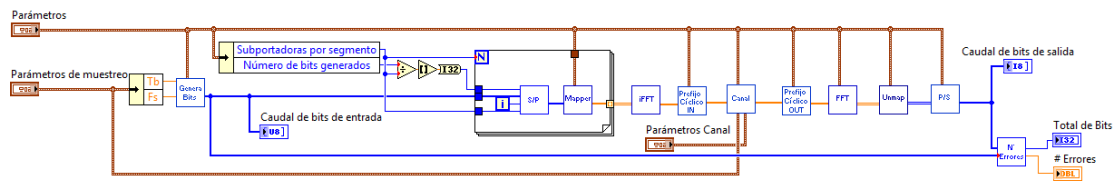


Figura 28. Diagrama LabVIEW cuarta etapa

Por último se agregaron las partes adicionales necesarias para el correcto funcionamiento del sistema. El resultado se muestra en la Figura 29 con el diagrama de bloques de LabVIEW.

Cada bloque que conforma el sistema será estudiado a fondo.

IV.3.1 Generador de Bits:

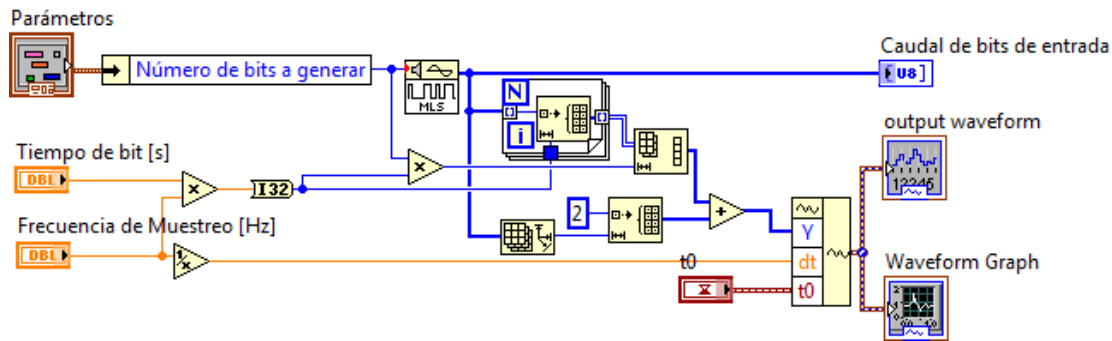


Figura 30. Diagrama Generador de Bits

En la Figura 30 se muestra el diagrama de bloques del subVI Genera Bits, mostrado en el esquema principal. Tiene cuatro entradas: el “cluster” de parámetros, del cual únicamente usa el valor número de bits a generar, el tiempo de bit, la frecuencia de muestreo y el t0 que es el eje de tiempo con fecha y hora que luego permite ver el tiempo de procesamiento. Y cuenta con dos salidas: el caudal de bits de entrada, que es la secuencia de bits directa del generador, sin escala de tiempo y output waveform que es la forma de onda generada por los bits mapeados según el tiempo de bit y a la que además se le agrega un nivel DC de 2, solamente para poder visualizar la cadena de bits de entrada y la de salida en el mismo visor sin que se superpongan.

Para generar la trama TS, se usó un generador de secuencia pseudo aleatoria de máxima longitud MLS, (tiene un período de $N = 2^m - 1$), puesto que produce una buena aproximación a una secuencia aleatoria ideal debido al largo período utilizado. Se usó un polinomio primitivo de orden $m = 31$ (valor default), y se controló el número de bits a generar, esto da como resultado un arreglo de bits sin especificar ningún valor de tiempo o frecuencia, este caudal de bits es el que actúa como entrada para el resto del sistema.

Para generar la forma de onda, que es la otra salida, se toma el caudal de bits que salen del generador MLS, cada uno de los bits se repiten en el ciclo “for” tantas veces como indique la multiplicación del tiempo de bit por la frecuencia de muestreo. A la salida del ciclo se vuelve a dar forma al arreglo para sea de una sola dimensión, por último se genera una secuencia rellena de números 2 del tamaño de los bits mapeados que se suma a dicho arreglo para generar un DC y que al graficar la entrada y la salida del sistema en el mismo visor no se superpongan.

Esta etapa constituyó la construcción de la trama que actuó como un TS, es decir, la entrada y salida del sistema.

IV.3.2 Modulador:

El siguiente bloque del sistema es el Modulador, dentro del subVI se encuentra la estructura mostrada en la Figura 31.

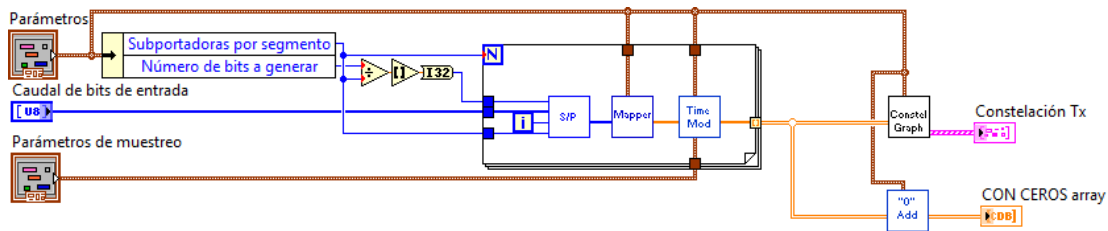


Figura 31. Diagrama Modulador

Se puede observar que cuenta con tres entradas; el “cluster” de parámetros que a su vez contiene los elementos: Subportadoras por segmento que es el número de subportadoras seleccionado por el usuario, Numero de bits a generar, Tipo de modulación que es identificada con el número de bits necesarios para generar un símbolo, de esta manera si se selecciona QPSK retorna *Tipo de modulación* = 2 para 16-QAM *Tipo de modulación* = 4 y por último para 64-QAM *Tipo de modulación* = 6, y la última entrada del “cluster” es el tamaño del prefijo cíclico. La segunda entrada del subVI es el caudal de bits y la tercera y última el “cluster” de parámetros de muestreo que contiene los elementos, frecuencia de muestreo, tiempo de bit y número de muestras.

Como se observa en la Figura 31 todo el procesamiento hasta la modulación se hace dentro de un ciclo, con $\frac{1}{N}$, que permite trabajar con cada trama por separado, el tamaño de los segmentos se define dividiendo el número total de bits entre el número de subportadoras seleccionado por el usuario.

El primer subVI que se encuentra en el modulador es el conversor S/P, su contenido se muestra en la Figura 32.

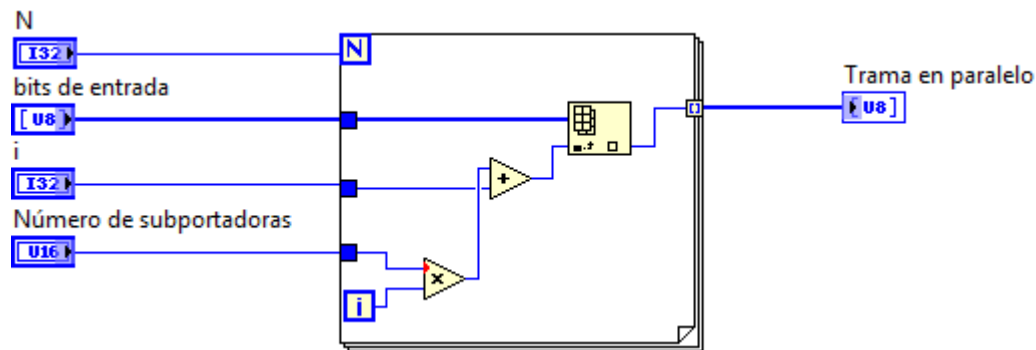


Figura 32. Diagrama S/P

Para pasar de serial a paralelo se necesitan 2 ciclos, el externo que permite trabajar con cada trama por separado y el interno que crea cada trama, los bits se separan de la manera mostrada en la Figura 33, donde se describe un ejemplo para mostrando las posiciones de cada elemento.

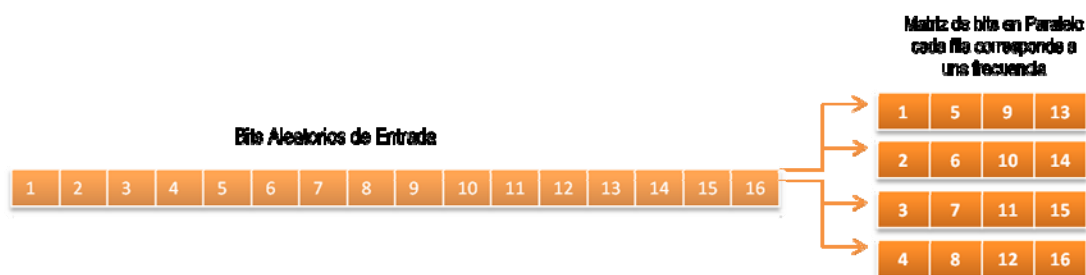


Figura 33. Demostración procesamiento para S/P

Ese procesamiento se logra tomando del caudal de bits los elementos según la siguiente relación:

Un ejemplo sería para la segunda trama: *iteración ciclo externo* = 1, entonces si *# de subportadoras* = 52, los elementos que se tomarían para construir la segunda trama serían: 1,53,105,157 y así sucesivamente hasta que existan *N* elementos en la trama con
$$N = \frac{\text{número de bits}}{\text{número de subportadoras}}.$$

La salida del subVI S/P, mostrado en la Figura 32 es la trama correspondiente a la iteración del ciclo externo mostrado en la Figura 31.

El siguiente subVI observado en el Modulador de la Figura 31 es el Mapper, que tiene como entrada la trama en paralelo, proveniente del subVI S/P y el “cluster” de parámetros. Este software permite el mapeo de los bits a símbolos complejos según el esquema de modulación, sin llevarlos a una frecuencia portadora y usando solamente la matriz de bits de entrada, lo que permitió reducir los tiempos de procesamiento y simplificar el sistema.

Se consideraron tres de los esquemas de modulación usados por ISDB-T: 64-QAM, 16-QAM y QPSK, estas opciones de modulación fueron dispuestas en una estructura “case” para que el usuario pueda seleccionar la deseada. La primera opción es el caso QPSK, su esquema se muestra en la Figura 34.

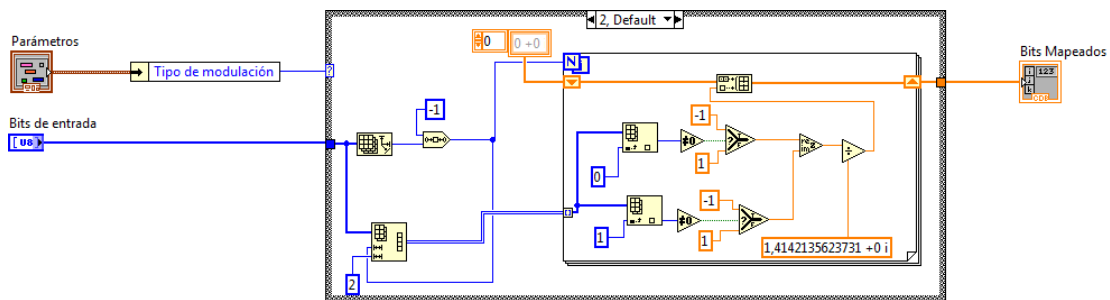


Figura 34. Diagrama del Mapper (QPSK).

Como se puede observar en la Figura 34 el Mapper toma la trama y antes de entrar al ciclo la separa en una matriz de dos dimensiones, donde la primera dimensión es la mitad superior del arreglo y la segunda dimensión es la mitad inferior. Con un ciclo se toma 1 elemento de cada dimensión, según la iteración. Para generar el símbolo complejo, se compara el cada bit con cero, si es igual a cero se le

asigna el valor 1 en caso contrario se le asigna el valor -1. Los valores independientes obtenidos de cada dimensión son tomados el primero como parte real y el segundo como parte imaginaria para formar el símbolo complejo, que luego es normalizado con la división entre $\sqrt{2}$. Cada símbolo generado se vuelve a organizar para crear la trama que es la salida del ciclo y del *case*.

El siguiente caso es el de la modulación 16-QAM, se hace de manera similar que la QPSK con la diferencia de que se toman cuatro bits para producir un símbolo, lo que genera 16 valores posibles. El diagrama de bloques se muestra en la Figura 35.

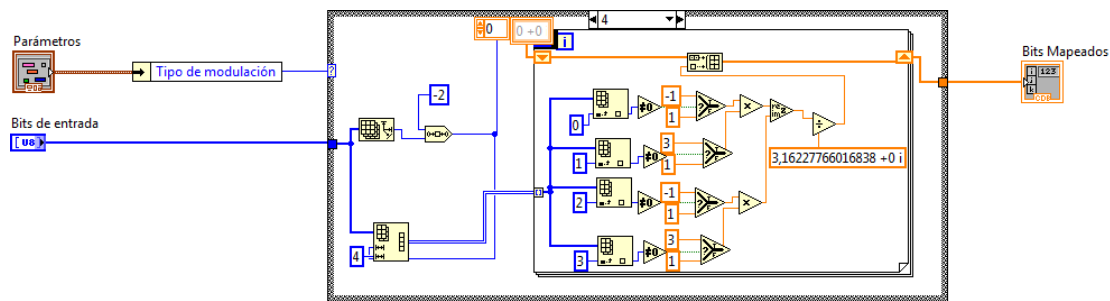


Figura 35. Diagrama Mapper (16QAM).

Los bits de entrada se dividen en una matriz de cuatro columnas, ya dentro del ciclo se toma una fila a la vez. Según la iteración del ciclo se toma un elemento de cada columna, lo que implica que se toman 4 bits, los de las primeras dos columnas generaran la parte real del símbolo y los de las dos restantes generan la parte imaginaria. De cada parte se toma un bit para el signo y un bit para la amplitud. Si el bit de para el signo es diferente de cero se tomará signo negativo (-1). Si el bit para la amplitud es diferente de cero entonces la amplitud será 3, en caso contrario será 1. En cada parte del símbolo se multiplica el resultado del signo por el resultado de la amplitud y este valor constituye la parte real o la parte imaginaria, según sea el caso, del símbolo complejo. Por último el símbolo luego es normalizado por la división entre $\sqrt{10}$. Al finalizar el ciclo se obtiene un arreglo con $\frac{1}{4}$ de la longitud del original que contiene los bits mapeados a símbolos complejos.

La opción de modulación restante es 64-QAM, esta usa seis bits para generar un símbolo, su esquema se muestra en la Figura 36.

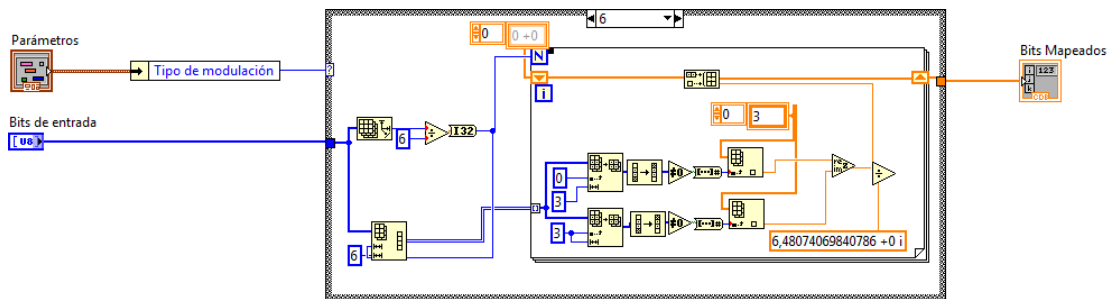


Figura 36. Diagrama Mapper (64QAM)

El tamaño de la entrada se divide entre seis para formar una matriz de seis columnas, seguidamente al entrar al ciclo se toma una fila según la iteración, de cada fila se separan por un lado los primeros tres elementos y por otro los últimos tres, a cada una de las dos agrupaciones de tres unidades se le invierte el orden de sus componentes (el último se vuelve el primero), seguidamente, estos tres elementos para cada parte, se transforman de binario al número que representan, este puede ir desde 0 a 7 según la combinación de bits que haya, posteriormente según el número obtenido se le asigna un valor según la Tabla 1:

Valor que tiene	0	1	2	3	4	5	6	7
Valor que se le asigna	3	1	5	7	-3	-1	-5	-7

Tabla 1. Asignación de valores para 64-QAM

Luego se construye cada símbolo complejo con un elemento de cada mitad en la que fue dividida la fila, por último se normalizan los valores dividiendo entre $\sqrt{42}$, esto genera un símbolo por cada iteración de ciclo y de esta manera se va construyendo el arreglo de salida.

El siguiente bloque mostrado en la Figura 31 es el denominado Time Mod, este se encarga de agregar el eje de tiempo a la trama, para que se puedan manejar correctamente los retardos en el canal. El contenido de este subVI es el mostrado en la Figura 37.

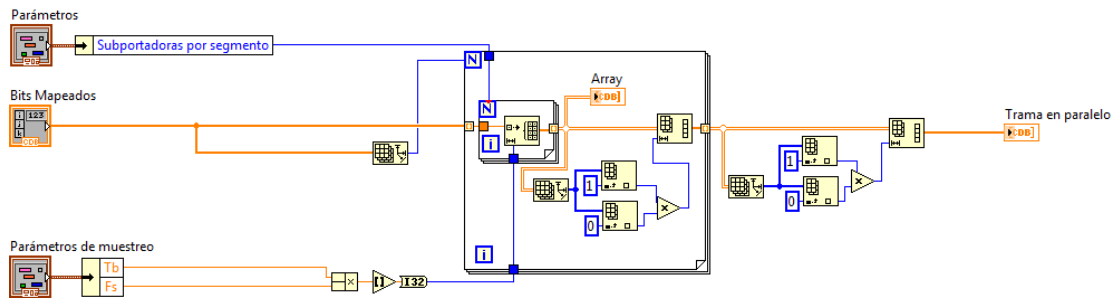


Figura 37. Diagrama Time Mod

Time Mod cuenta con tres entradas, el “cluster” de parámetros, del cual sólo se usa el elemento subportadoras por segmento, el arreglo que contiene los bits ya modulados (una sola trama) y el “cluster” de parámetros de muestreo del cual se toman los valores de tiempo de bit (tb) y de la frecuencia de muestreo (Fs). Y tiene una única salida que es la trama ajustada según el tiempo de bit.

En un símbolo OFDM los datos son divididos entre múltiples portadoras, esto hace que se creen tramas por cada portadora con una rata de bits más lenta que la de los datos de entrada, la rata original se multiplica en cada trama paralela por el número de subportadoras entre las que se haya dividido la entrada. Este razonamiento se muestra en la Figura 38

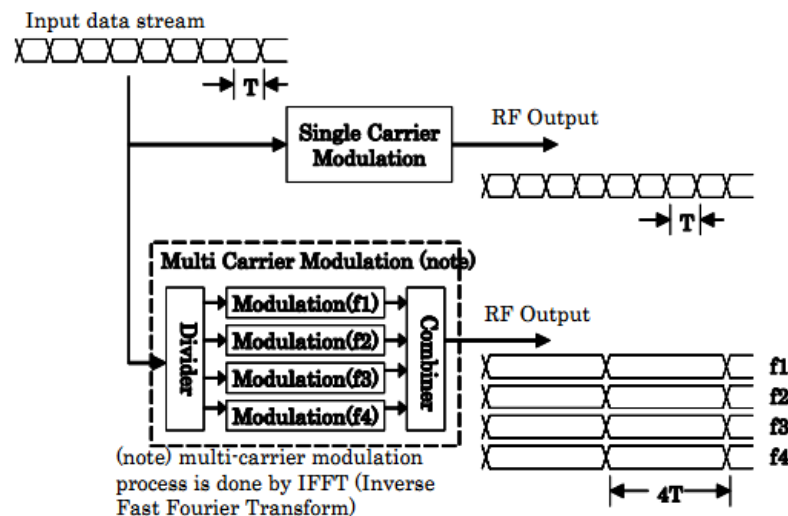


Figura 38. Relación entre el número de portadoras y la duración del símbolo

Fuente: ARIB, 2007

Para emular el comportamiento de hacer las tramas más lentas se usa Time Mod, de acuerdo a esto el subVI toma un valor de cada trama y lo repite según el número de subportadoras y la multiplicación de $F_s \times T_b$. Para lograr esto se usa un ciclo For con $N = \text{subportadoras por segmento}$, además dentro del ciclo cada iteración agrega tantos elementos como indique $F_s \times T_b$, este proceso se ejecuta por cada elemento del arreglo de entrada. Para finalizar se le da forma al arreglo de tal manera que quede de una sola dimensión.

Al salir del ciclo del Modulador mostrado en la Figura 31, se tiene un arreglo de los bits mapeados a símbolos complejos según el esquema de modulación, con el eje de tiempo ajustado según el número de subportadoras y con tantas filas como indique el último parámetro. Los dos subVIs restantes en el Modulador son: El “0” Add y Constel Graph. El “0” Add se encarga de añadir ocho filas al arreglo, cuatro en la parte superior y cuatro en la parte inferior, esto con el único propósito agregar espacio al principio y al final del símbolo OFDM para que se pueda visualizar correctamente en los visores. El contenido del subVI “0” Add se muestra en la Figura 39. La parte izquierda del diagrama se encarga de generar el arreglo de 4 filas con un ancho igual al del arreglo entrante y la parte derecha se encarga de agregarlos a la entrada, al inicio y al final.

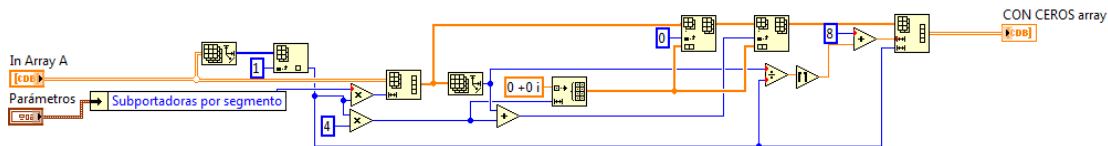


Figura 39. Diagrama "0" Add.

El último subVI del Modulador es el Constel Graph que genera la gráfica de constelación transmitida, su contenido se muestra en la Figura 40. Convierte la matriz a una sola dimensión, colocando una fila a continuación de otra y luego separa los valores en su parte real e imaginaria, esto produce dos arreglos que se agrupan en un “cluster” que luego es transformado a arreglo para que pueda ser graficado.

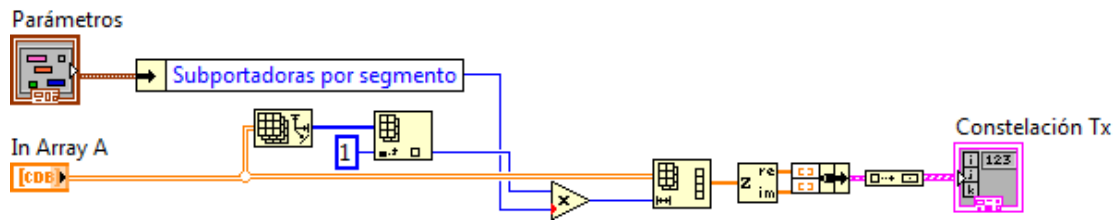


Figura 40. Diagrama Constel Graph

IV.3.3 IFFT:

El siguiente bloque mostrado en la Figura 29 es el de la Transformada Inversa Rápida de Fourier (IFFT), el contenido de este subVI se muestra en la Figura 41, el mismo cuenta con una única entrada y una única salida. La entrada son los símbolos complejos modulados ya con el eje de tiempo y con los ceros para visualización, que salen del modulador en forma de matriz, con un número total de filas igual al número de subportadoras, esta matriz es luego transformada a una sola dimensión poniendo una fila a continuación de otra, para que se les aplique la IFFT. Este arreglo antitransformado, de una sola dimensión es la salida del subVI.

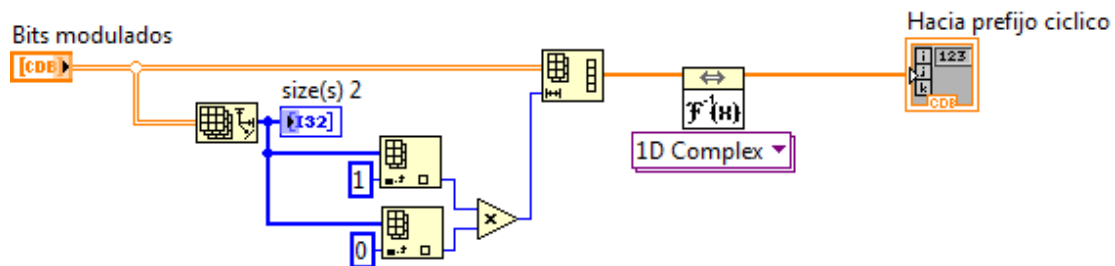


Figura 41. Diagrama IFFT

En el siguiente esquema de la Figura 42 se muestra la lógica empleada para el manejo de los bits por método de matrices, mostrando las posiciones desde el arreglo de entrada. Para el caso del ejemplo se utilizan 4 subportadoras y la modulación QPSK la cual requiere de 2 bits para mapear un símbolo a su constelación.

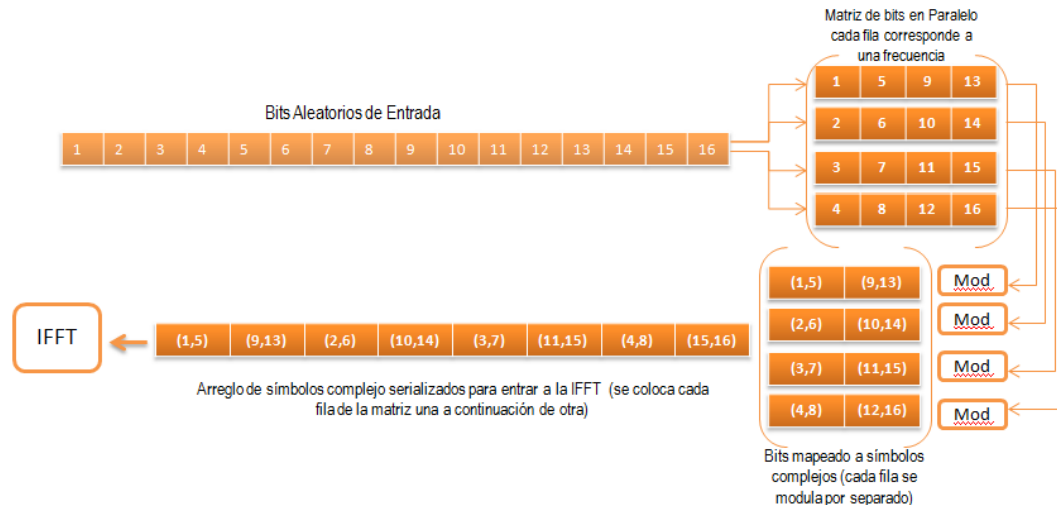


Figura 42.Método de manejo de bits por matrices hasta su entrada a IFFT. Para 4 subportadoras y modulación QPSK.

IV.3.4 Prefijo Cíclico

Al salir de la IFFT el siguiente paso es agregar el prefijo cíclico, con su longitud se determinará la banda de guarda entre símbolos OFDM adyacentes, estas comprenden las opciones: 1/32, 1/16, 1/8 y 1/4 del tamaño del símbolo después de la IFFT. Su implementación se muestra en la Figura 43, se necesitan de dos entradas, el arreglo de entrada y el “cluster” de parámetros del cual solo se toma el valor del prefijo cíclico, los valores posibles son 32, 16, 8 y 4. La ejecución de este bloque fue muy sencilla se dividió el tamaño total del arreglo de salida de la IFFT entre la longitud del prefijo deseado, se tomaron esa cantidad de posiciones del final del arreglo y se copiaron en el principio del mismo. La salida del subVI es la trama de entrada con el prefijo cíclico agregado.

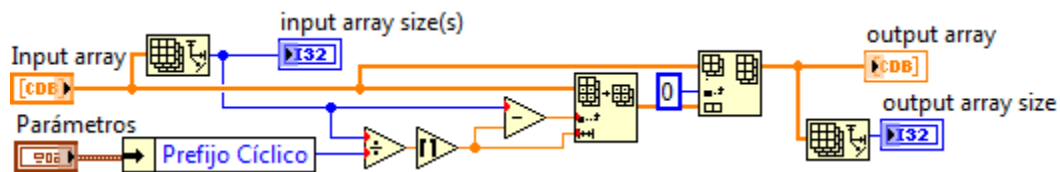


Figura 43. Diagrama de Bloques del Prefijo Cíclico

Del diagrama de bloques total se ha descrito hasta el prefijo cíclico, en la Figura 44 se muestra los bloques restantes por detallar.

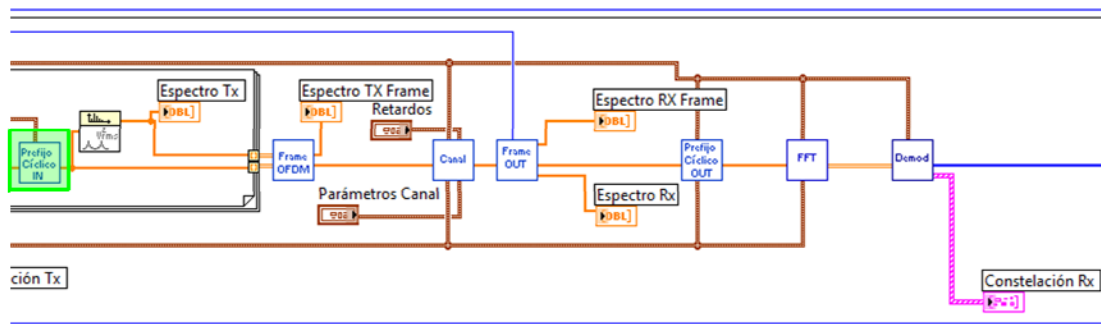


Figura 44. Primer progreso parcial diagrama final

IV.3.5 Frame OFDM

Como se muestra en el diagrama de Figura 29 todos los bloques necesarios para generar un símbolo OFDM incluyendo el prefijo cíclico están dentro de un ciclo *For*, esto para poder generar la cantidad de símbolos que el usuario decida y luego crear un cuadro OFDM que se manda al canal.

El subVI que genera el cuadro OFDM es denominado Frame OFDM, su contenido se muestra en la Figura 45. Cuenta con dos entradas, la inferior son los símbolos generados a la salida del ciclo, donde cada uno corresponde con una fila de la matriz y la superior son los espectros de dichos símbolos, ambas matrices de entrada tienen una cantidad de filas igual al número de símbolos que el usuario haya decidido generar. En el diagrama se puede apreciar que la única función del subVI es la de tomar los símbolos y los espectros generados en el ciclo y colocarlos uno a continuación del otro, sin ningún tipo de espacio, de esta manera la banda de guarda se controla sólo con el tamaño del prefijo cíclico. Las dos salidas son las entradas pero en una única dimensión, para que los símbolos puedan ser enviados al canal y para poder observar en una única grafica el espectro transmitido.

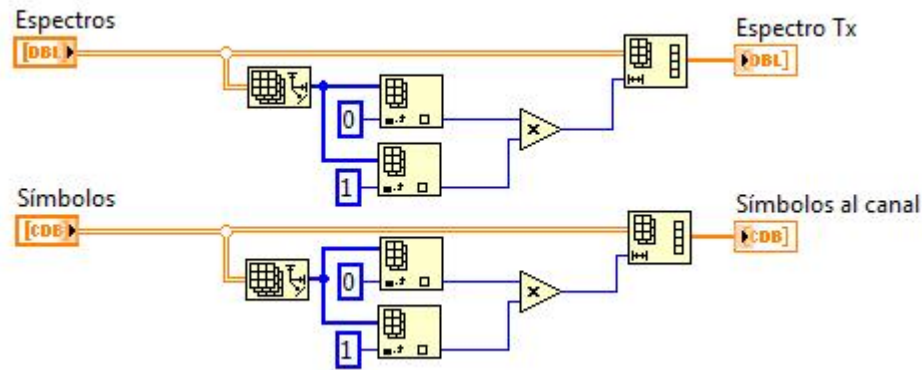


Figura 45. Diagrama Frame OFDM

IV.3.6 Canal

Al llegar a esta etapa de la simulación se incluyó el modelado del canal, donde se consideraron los canales Rayleigh, Ricean y Gaussian, para ser aplicados a la señal OFDM. El contenido de subVI del canal se muestra en la Figura 46.

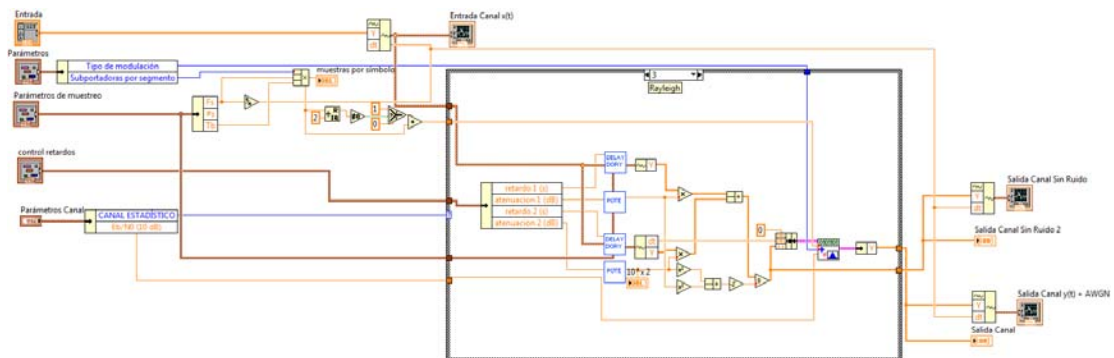


Figura 46. Diagrama del Canal

Como se puede observar cuenta con cinco entradas: la entrada que es el símbolo OFDM, el “cluster” de Parámetros, el “cluster” de Parámetros de muestreo, el “cluster” que controla los parámetros de los retardos para los casos Ricean y Rayleigh y por último el “cluster” controla el tipo de canal y la señal a ruido (E_b/N_0). En la misma Figura 46 se puede observar que antes de entrar al case se calcula el valor de muestras por símbolo, con la siguiente relación: $\text{Número de subportadoras} \times F_s \times T_b$, como este valor debe ser par se hace su

división entre 2 y si no lo es se le suma 1 para volverlo par. El siguiente paso es la estructura *case* aquí es donde se hace todo el procesamiento del canal, existen 4 casos posibles: Ninguno, Gaussian, Ricean y Rayleigh. El caso Ninguno no se mostrará puesto que solo pasa la entrada a través del *case* sin hacerle ningún procesamiento.

El caso Gaussian se muestra en la Figura 47, se toma la entrada y se ajusta el arreglo para que pueda ser una entrada válida al subVI de Modulation Toolkit, Add AWGN. Dicho subVI usa 4 entradas: el arreglo de entrada, el valor de E_b/N_0 deseado y dos parámetros de muestreo: el número de muestras por símbolo y el número de bits por símbolo. Tomando el valor de E_b/N_0 (en adimensional) y obteniendo la potencia de la señal de entrada, se puede calcular la desviación estándar (σ) del patrón de ruido a generar. Luego se generan dos patrones de ruido de la longitud del arreglo de entrada, con el σ calculado previamente y con semillas diferentes de tal manera que cada patrón sea una parte de un arreglo complejo donde la parte real y la imaginaria no estén correlacionadas, esto se suma al arreglo complejo de entrada. De la salida del subVI Add AWGN se toma el arreglo que contiene la entrada ya con el ruido sumado y esto es la salida del caso Gaussian.

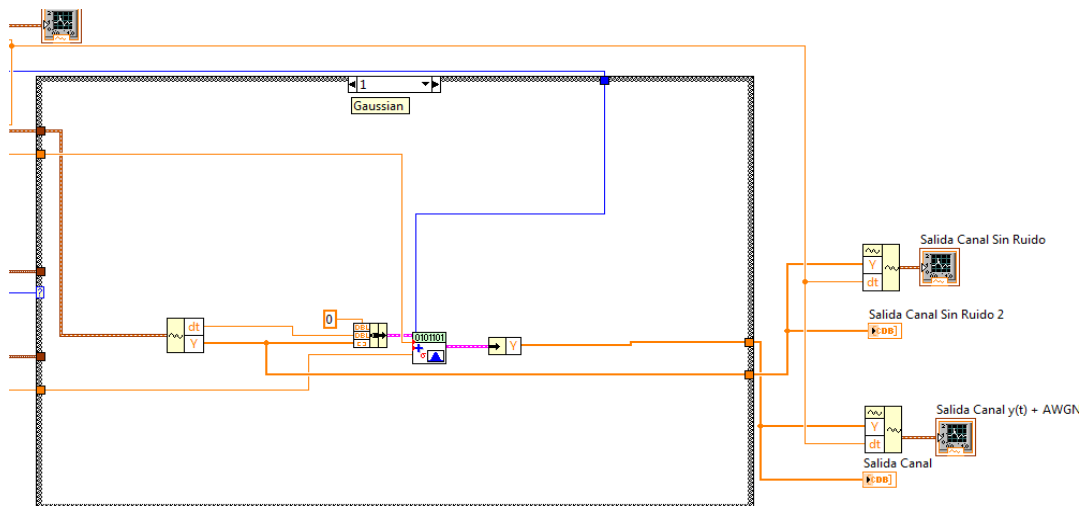


Figura 47. Case Gaussian

La tercera y cuarta opción de la estructura *case* son los canales Ricean y Rayleigh, el último se muestra en la Figura 46 mientras que el Ricean se aprecia en la Figura 48. Solo será explicado en detalle el canal Ricean puesto que ambos canales

son muy similares, con la única diferencia que el Rayleigh no considera la presencia del rayo directo por lo que la señal resultante está conformada solo por ecos.

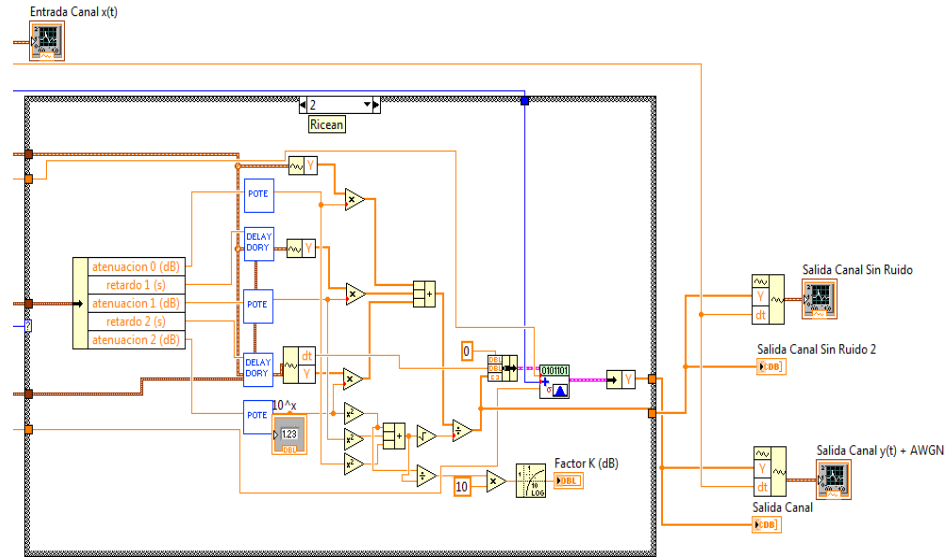


Figura 48. Case Ricean

Para implementar los canales de ecos se partió de la siguiente ecuación:

$$y(t) = \frac{\rho_0 \cdot x(t) + \sum_{i=1}^{N_e} \rho_i e^{-j2\pi\theta_i} x(t - \tau_i)}{\sqrt{\sum_{i=0}^{N_e} \rho_i^2}} \quad (7)$$

Donde ρ_0 es la atenuación del rayo directo, $x(t)$ es la señal que pasa por el canal, ρ_i es la atenuación de cada eco, τ_i es el retardo con respecto a $x(t)$ de cada eco, por razones de simplificación del diseño no se consideró el desfase, por lo que $\theta_i = 0$ y se tomaron solo 2 ecos por lo que $N_e = 2$. Para el caso del canal Rayleigh $\rho_0 = 0$, y para el caso se Ricean se calculó su factor K según la siguiente ecuación:

$$K = \frac{\rho_0^2}{\sum_{i=1}^{N_e} \rho_i^2} \quad (8)$$

Para implementar las Ecuaciones 7 y 8 se necesitaron 2 subVIs uno para retardar la señal de entrada y otro para convertir las atenuaciones provenientes de los

controles de dB a adimensional. El subVI para retardar la señal se muestra en la Figura 49, este toma el valor del retardo lo multiplica por la Fs y genera un vector de tantos ceros como posiciones indique el resultado de la multiplicación, este arreglo lo coloca al principio del arreglo de entrada y vuelve a construir la forma de onda.

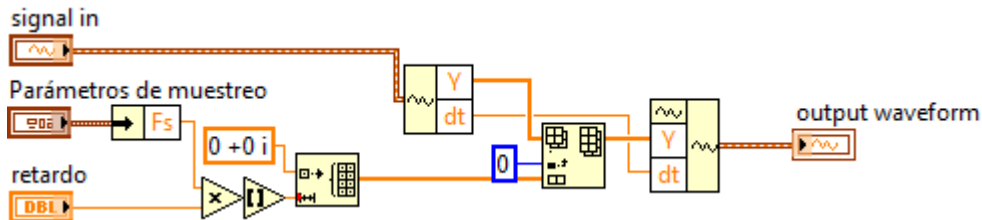


Figura 49. Diagrama Retardador (Delay Dory)

El otro subVI necesario es el que lleva el valor de la atenuación de dB a adimensional, su contenido se muestra en la Figura 50.

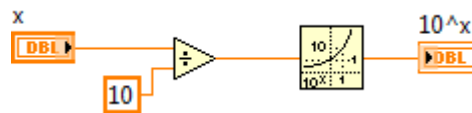


Figura 50. Diagrama dB a adimensional (Pote)

Como se explicó anteriormente para implementar los canales Ricean y Rayleigh se realiza la Ecuación 7 haciendo uso de los subVIs explicados y luego se le añade AWGN de la misma manera como se explicó para el canal Gaussian.

IV.3.7 Frame OUT

Luego de que el cuadro OFDM pasa por el canal se deben seleccionar cada uno de los símbolos para hacerles todo el procesamiento inverso en el receptor y obtener los bits enviados. Esta selección se hace con el subVI Frame Out, mostrado en la Figura 51, el mismo se encarga de tomar los símbolos transmitidos y separarlos del cuadro OFDM. Usa dos entradas la trama procedente del canal y el número de símbolos generados. Para saber el tamaño de cada símbolo divide el tamaño total de la entrada entre el número de símbolos generados, luego la trama de entrada va completa a un ciclo *For*, con $N = \# \text{ de símbolos en el cuadro}$, dentro del ciclo se toma un subarreglo que comienza en $i \times \text{tamaño de un símbolo}$ y tiene de largo el

tamaño de un símbolo, de esa manera a medida que cambia la iteración del ciclo se va tomando cada uno de los símbolos, la salida Hacia Prefijo Cíclico OUT al no estar indexada va sacando cada símbolo uno por uno, a su vez el espectro de cada símbolo se puede visualizar en la salida Espectro de un Símbolo, adicionalmente existe otra salida que permite ver el espectro de todos los símbolos recibidos uno a continuación del otro, esta es Espectro Rx Total.

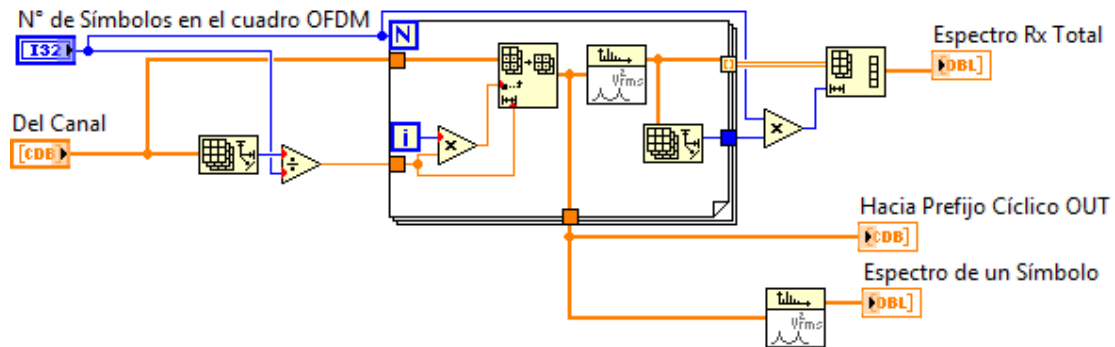


Figura 51. Diagrama Frame OUT

IV.3.8 Prefijo Cíclico OUT

El siguiente bloque es el encargado de remover el prefijo cíclico que fue agregado en el transmisor. El contenido que subVI que lleva a cabo esta tarea se muestra en la Figura 52, este cuenta con tres entradas y una única salida. Las entradas son el “cluster” de parámetros, el “cluster” de parámetros de muestreo y el arreglo de entrada que es un símbolo OFDM con su prefijo cíclico. El subVI calcula el ancho de cada trama modulada lo multiplica por el número de subportadoras y le suma las ocho filas adicionales de ceros, que sería el tamaño total de un símbolo, este valor luego es dividido entre el tamaño del prefijo escogido por el usuario, lo que da como resultado el tamaño en términos de posiciones en el arreglo del prefijo cíclico que fue agregado, luego este número de posiciones son borradas de arreglo de entrada partiendo del comienzo del mismo, lo que nos da como salida el símbolo sin prefijo cíclico.

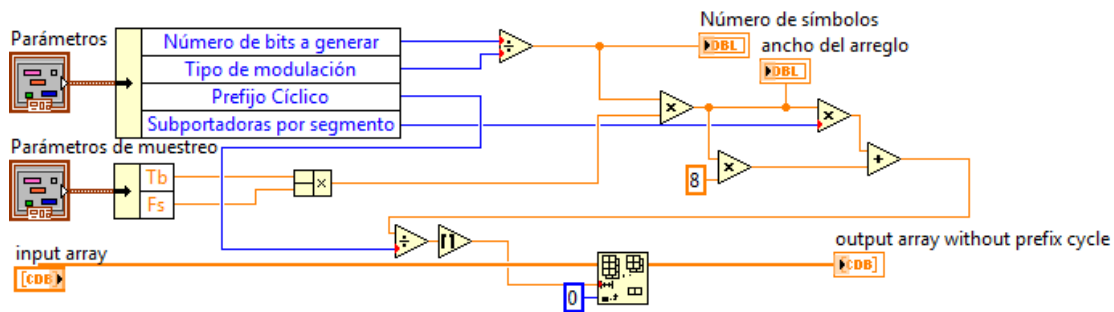


Figura 52. Diagrama Prefijo Cíclico OUT

Del esquema mostrado en la Figura 29, se puede observar que se han descrito todos los bloques hasta el Prefijo Cíclico OUT, los bloques restantes por analizar se muestran de detalle en la Figura 53.

Figura 53. Segundo progreso parcial diagrama final

IV.3.9 FFT

Luego de que al símbolo OFDM se le ha removido el prefijo cíclico, el siguiente paso para recuperar los bits transmitidos es la aplicación de la Transformada Rápida de Fourier (FFT) a la trama. Esto se hace con el subVI mostrado en Figura 54, este cuenta con tres entradas, el “cluster” de parámetros, “cluster” de parámetros de muestreo y el arreglo procedente del removedor de prefijo. El subVI aplica la FFT al arreglo y luego lo separa a una matriz, con las filas correspondientes al número subportadoras por segmento, dicha matriz es la única salida de este subVI.

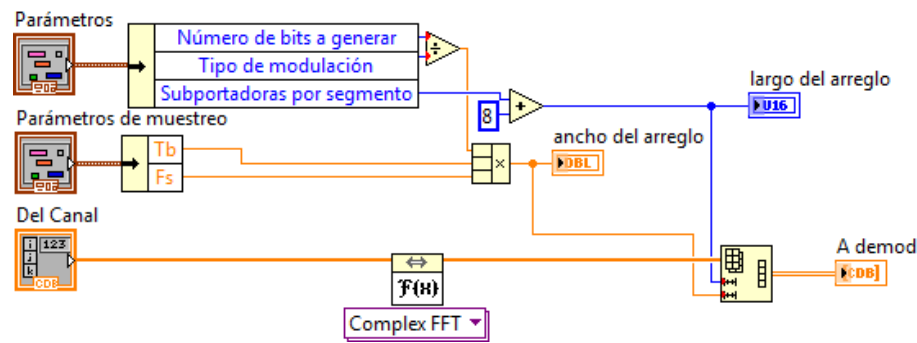


Figura 54. Diagrama FFT

IV.3.10 Demodulador

Los últimos procesos para recuperar los bits transmitidos son realizados en el demodulador, su diagrama de bloques se muestra en la Figura 55, en este se muestra que son usadas dos entradas: el “cluster” de parámetros y el arreglo proveniente de la FFT, adicionalmente se generan dos salidas: la constelación recibida y el caudal de bits de salida.

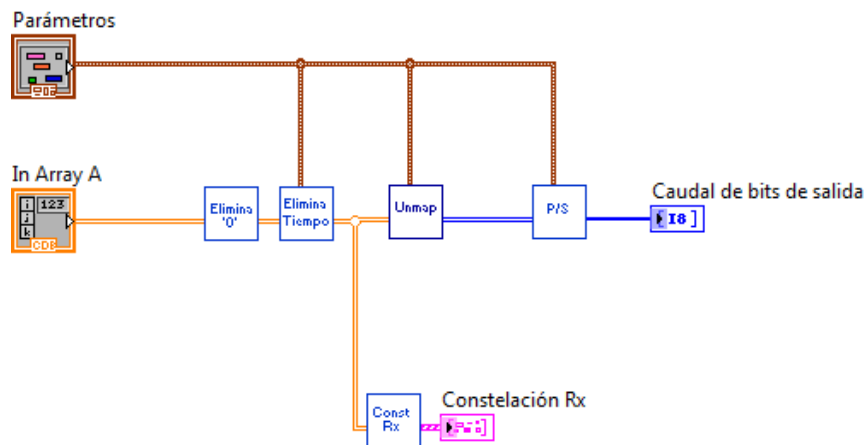


Figura 55. Diagrama Demodulador

El primer subVI que se muestra en la Figura 55 es el Elimina “0”, este se encarga de remover los ceros que fueron agregados al arreglo para que pudiera ser visualizado correctamente, su contenido se muestra en la Figura 56, cuenta con una única entrada, a la que se le eliminan ocho filas de ceros, las cuatro primeras filas de la matriz y las cuatro últimas. Para excluir las cuatro primeras se indica como índice cero, para comenzar a eliminar desde la primera posición y se señala, en la dimensión

que corresponde a las filas, que se remuevan cuatro. Ahora para remover las cuatro últimas se toma el total de filas de arreglo de entrada y se le restan las ocho que corresponden a los ceros, lo que da como resultado el índice de la fila desde donde se debe empezar a borrar las cuatro últimas, tomando como entrada en arreglo sin las cuatro filas superiores de ceros, por lo que al terminar este proceso ya se obtiene la matriz sin ceros, lo que constituye la salida del subVI.

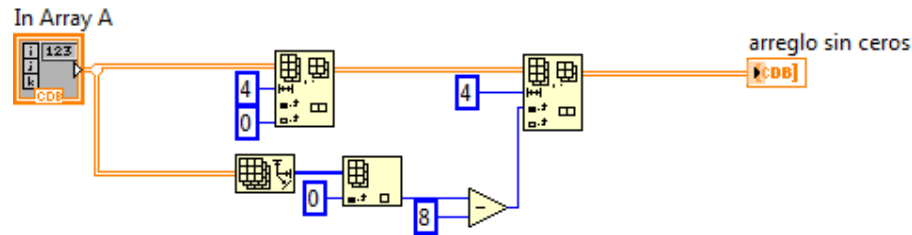


Figura 56. Diagrama Elimina "0".

El siguiente subVI en el demodulador es el Elimina Tiempo, que remueve el eje de tiempo que fue añadido en el modulador, para que se pudiera interactuar de manera adecuada con el canal. Su contenido se muestra en la Figura 57, cuenta con dos entradas: el “cluster” de parámetros y el arreglo proveniente de Elimina “0”.

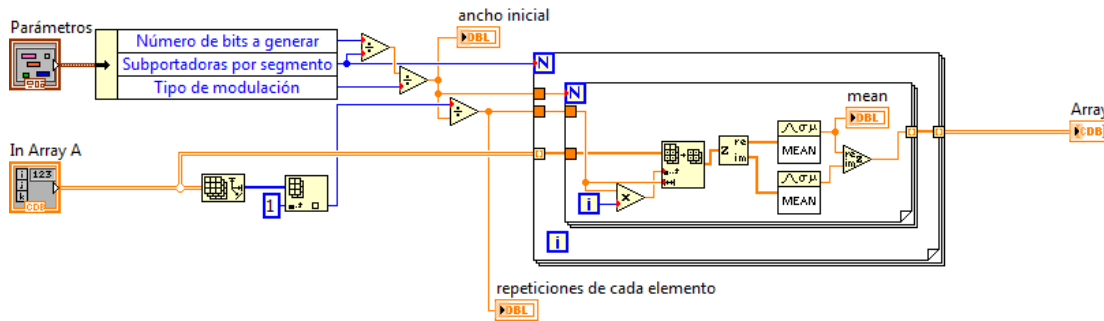


Figura 57. Diagrama Elimina Tiempo

El subVI comienza calculando el ancho que tenían cada una de las filas de la matriz inicial antes de que se le agregara el índice de tiempo, esto se logra dividiendo primero el número de bits entre el número de subportadoras, lo que da como resultado el ancho que tenían las tramas antes de ser moduladas, luego este valor es dividido en el Tipo de Modulación cuyo valor se corresponde con el número de bits empleados para generar un símbolo, este total es el ancho inicial de la matriz. Luego al dividir el ancho de la matriz de entrada entre el ancho inicial calculado, se obtiene el número de

veces que se repitió cada elemento, en el transmisor al agregar el eje de tiempo. A continuación en el subVI se observan dos ciclos, uno externo para manejar cada fila por separado, con $N = \text{número de subportadoras}$ y uno interno para manejar cada elemento que fue repetido las veces que indica el parámetro, por lo que tiene $N = \text{ancho inicial}$. Dentro del ciclo se toman todas las repeticiones de un valor y se separan en su parte real e imaginaria, a estos arreglos se les calcula el valor promedio y luego se vuelven a transformar a un número imaginario. Al salir de los 2 ciclos la matriz de salida estará sin eje de tiempo.

El subVI que sigue en el Demodulador es el Unmap, que se encarga de hacer la función inversa del Mapper y demodular los símbolos complejos de entrada. El esquema se muestra en la Figura 58, usa dos entradas el “cluster” de parámetros y el arreglo de entrada, este es una matriz con el número de filas igual al número de subportadoras por segmento, que contiene los símbolos complejos para demodular. Se necesitan dos ciclos para hacer la demodulación, el primero es para tomar una fila a la vez y el segundo es para seleccionar un elemento de dicha fila en cada iteración, este elemento va a una estructura case, donde se selecciona el tipo de modulación que fue aplicada. Existen tres opciones QPSK, 16-QAM y 64-QAM, cada una será explicada por separado.

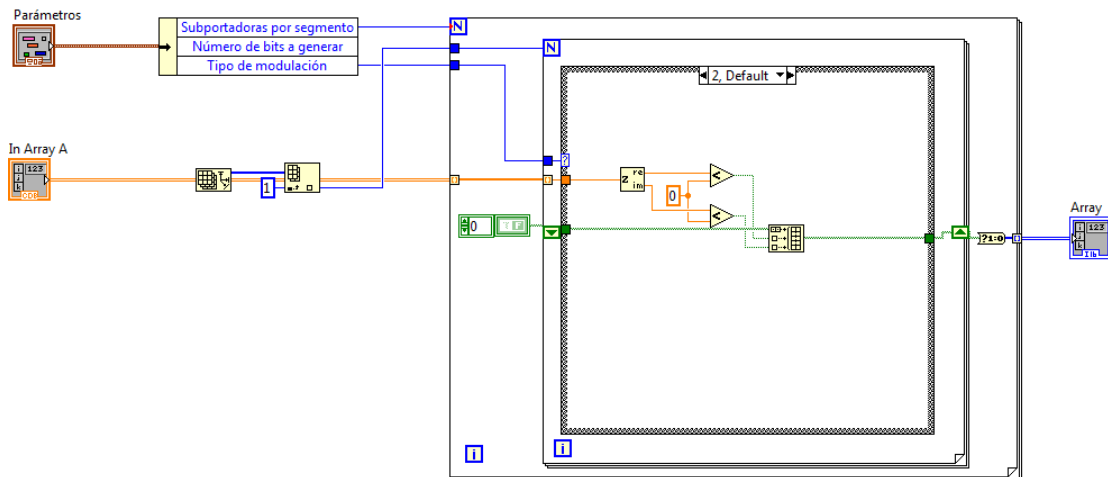


Figura 58. Diagrama Unmap.

El primer caso a estudiar es el de QPSK a la estructura entra un solo símbolo, este se divide en parte real y parte imaginaria y luego se compara cada una con cero, si es menor que cero se obtiene “true”, en caso contrario “false”, estos dos valores van formando el arreglo, obteniendo 2 bits por cada iteración del ciclo interno, al terminar el ciclo interno se pasa la fila obtenida de “boolean” a binario. Al finalizar el ciclo externo se obtiene una matriz de bits con un número de filas igual al número de subportadoras.

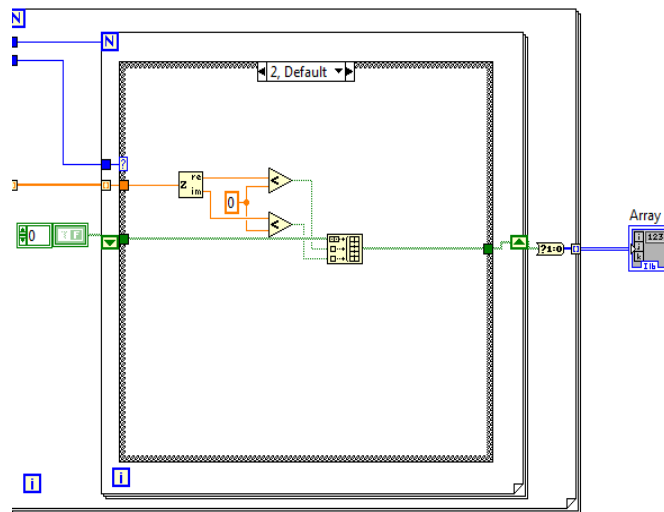


Figura 59. Diagrama Case Unmap QPSK

El caso que sigue es el de la modulación 16-QAM, al case entra un único símbolo complejo, este se multiplica por $\sqrt{10}$ para revertir la normalización hecha en el modulador, luego el símbolo es separado en parte real y parte imaginaria. Para esta modulación se usaron dos bits para cada parte, de los cuales uno corresponde al signo y el otro a la amplitud, es por esto que cada parte se compara con cero, para saber su signo, si es menor que cero el resultado del primer elemento será “true” en caso contrario será “false”, ahora para determinar el segundo bit se compara con el valor 2 puesto que las posibilidades eran 1 o 3, si es mayor que 2 el resultado será true en caso contrario será false. Así se obtienen dos valores por cada parte del símbolo lo que suma 4 valores por iteración de ciclo. Se construye el arreglo y se pasan los valores de “boolean” a binario.

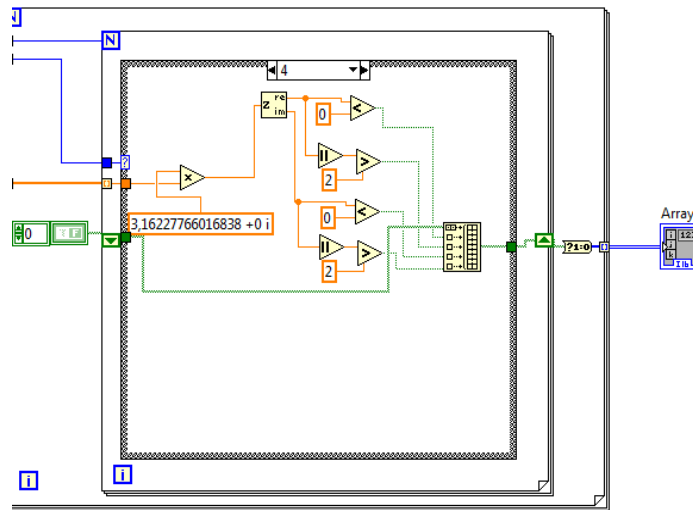


Figura 60. Diagrama Case Unmap 16-QAM

El último caso de las modulaciones es el 64-QAM, esta vez el símbolo es multiplicado por $\sqrt{42}$ para revertir la normalización hecha en el modulador, luego se separa en parte real y parte imaginaria. Para esta modulación los tres bits utilizados para generar cada símbolo se cambiaron de binario a número y luego fueron transformados según la Tabla 2

Valor que tenía	0	1	2	3	4	5	6	7
Valor que se le asignó	3	1	5	7	-3	-1	-5	-7

Tabla 2. Asignación de valores en el demodulador para 64-QAM

Para cada parte se compara el valor que hay en el demodulador para determinar los valores de los tres bits según la tabla. Por ejemplo: si el número es negativo se sabe que su primer bit era 1 (“true”) en caso contrario era 0 (“false”). Para el segundo bit se compara si su valor absoluto era mayor que 4 si esto es cierto los valores son 5, 7, -5 o -7, de los cuales sus valores previos eran el 2, 3, 6 y 7 que tienen como segundo bit 1 (“true”) en caso contrario es 0 (“false”) y para determinar el último bit se usa una operación lógica OR, primero se compara si el valor absoluto del número era menor que 2 es decir si era 1 o -1, y luego se compara si era mayor que 6 es decir 7 o -7, si alguna de estas dos condiciones se cumple se sabe que su último bit era 1 (“true”), en caso contrario era 0 (“false”). Con los tres valores de la

parte real y los tres valores de la parte imaginaria se crea el arreglo que luego es pasado de “boolean” a binario, al salir del ciclo externo se han demodulado todos los símbolos.

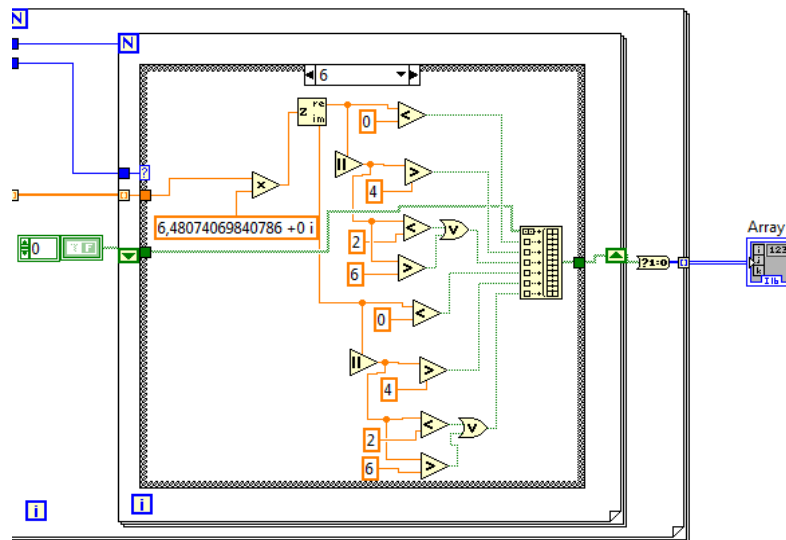


Figura 61. Diagrama Case Unmap 64-QAM

Cuando se obtienen los bits demodulados, el siguiente paso es llevarlos de paralelo a serial, este procedimiento es muy sencillo, solo es necesario transponer el arreglo y luego serializarlo colocando una fila a continuación de la otra para convertir a una única dimensión. Esto se aprecia en la Figura 62.

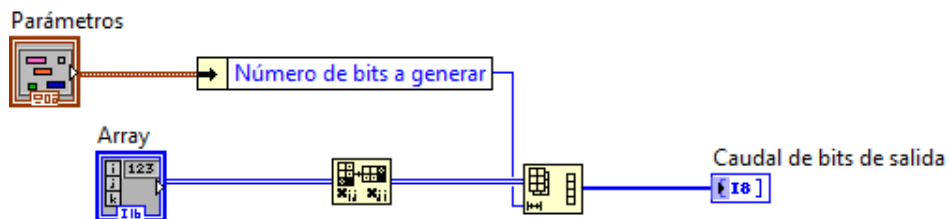


Figura 62. Diagrama P/S

IV.3.11 Retardo

Una de las partes adicionales del sistema es la que permite calcular el tiempo de procesamiento al ejecutar el programa. Para lograr esto se necesita de dos partes, la primera es que todo el sistema este dentro de un ciclo For con N=1, donde se tome el tiempo justo antes de iniciar el ciclo y la segunda es el subVI llamado Retardo que

se encarga de tomar el tiempo en el instante en el que finaliza el ciclo, y restarlo con el tiempo en el que se inició el mismo, de esta manera se obtiene el tiempo de procesamiento del sistema. Los contadores de tiempo están en milisegundos, por lo que el resultado de la resta se divide entre 1000 para obtener la respuesta segundos. Las dos partes necesarias para calcular el tiempo de procesamiento se muestran en la Figura 63.

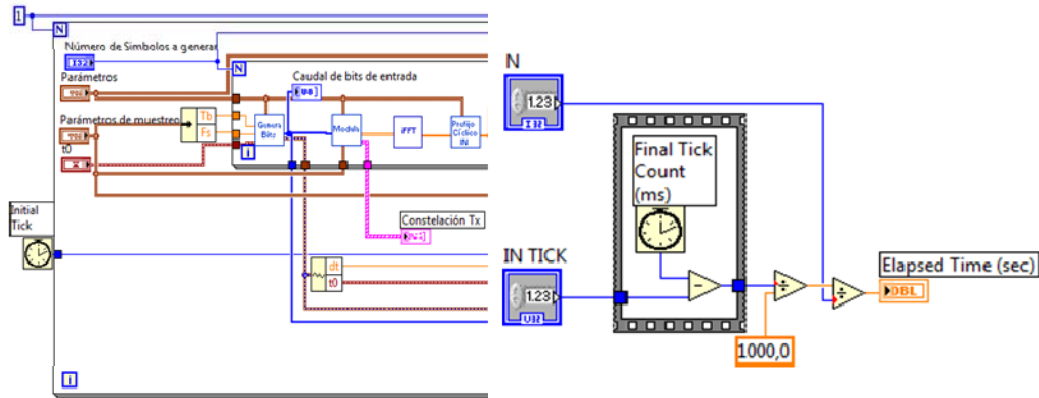


Figura 63. Diagrama para calcular tiempo de procesamiento

IV.3.12 Número de Errores

Otra parte adicional del sistema, es el instrumento de medición Número de Errores, su contenido se muestra en la Figura 64. Este compara los bits enviados con los recibidos. Restando los dos arreglos se obtiene otro que contiene valores distintos de 0 en las posiciones donde había un error, luego se le asigna el valor 1 a todas las posiciones con errores y se suman los componentes del arreglo, obteniendo el Número de Errores que es la salida del subVI.

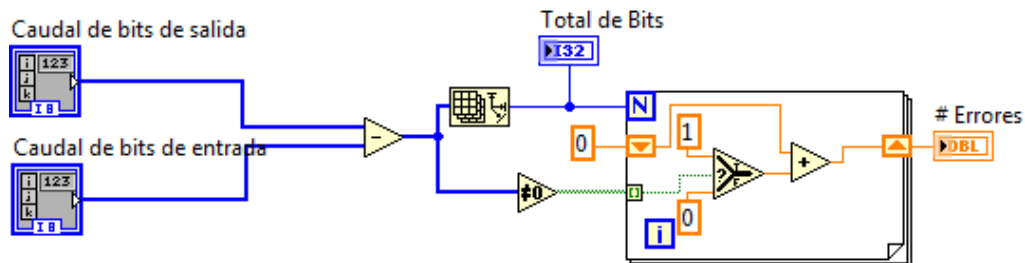


Figura 64. Diagrama Número de Errores

IV.3.13 BER

Una sección indispensable para evaluar el desempeño del sistema es el Bit Error Rate (BER), su implementación fue muy sencilla, se tomó como entrada el número de errores calculado por el subVI destinado a esto y se dividió este valor entre el número de bits generados, como se observa en la Figura 65.

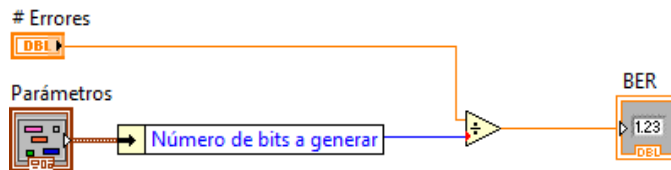


Figura 65. Diagrama BER

IV.3.14 Interfaz de Usuario

Al ser detallado todo el diagrama de bloques del sistema resta por explicar el panel frontal de la simulación que es el que interactúa con el usuario. En la Figura 66 se puede observar.

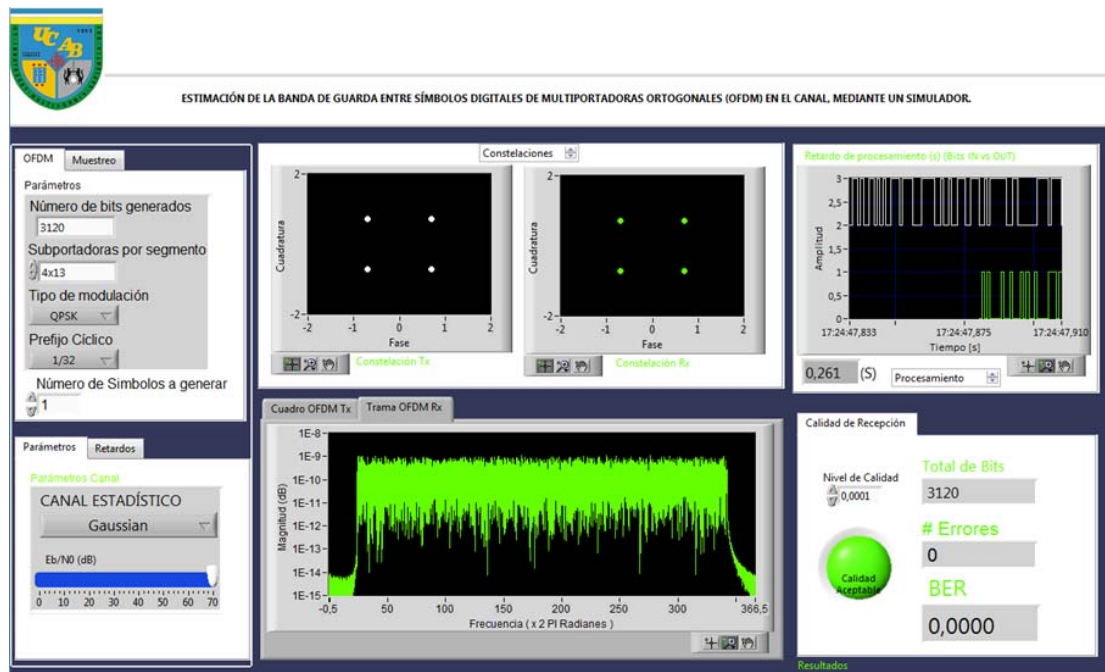


Figura 66. Panel Frontal del Simulador

En la parte izquierda se encuentran los controles del sistema. En el fragmento superior se varían los parámetros para generar el símbolo OFDM. En la primera pestaña (OFDM) primero se muestra el número de bits que se están generando, en el segundo control se pueden variar el número de subportadoras entre $4 \times 13(52)$ y $5 \times 13(65)$, este valor se expresa en múltiplos de 13 para poder separar el número de portadoras en un número entero entre los 13 segmentos de datos, en los que virtualmente se divide el símbolo. El siguiente control es el Tipo de Modulación, tiene tres opciones, QPSK, 16-QAM y 64-QAM, sigue el control del tamaño del Prefijo Cíclico: las opciones son $1/32$, $1/16$, $1/8$, $1/4$. Y por último se puede seleccionar cuántos símbolos OFDM se van a generar, para crear el cuadro OFDM se que se manda al canal. La otra pestaña (Muestreo) mostrada en la Figura 67, controla los parámetros de muestreo del sistema, como la frecuencia de muestreo (F_s), el número de muestras (#s) y el tiempo de bit en segundos (T_b), adicionalmente se encuentra el control para el t_0 el cual se debe ajustar al tiempo para el momento en que se va a correr el programa por primera vez, esto se hace haciendo “click” en el calendario y seleccionando la opción Set Time to Now.

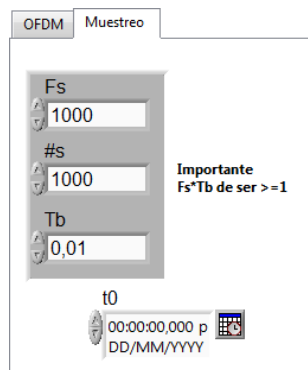


Figura 67. Pestaña Muestreo en Panel Frontal

La parte inferior izquierda de la interfaz de usuario contiene los controles del canal, la primera pestaña, mostrada en la Figura 66, se denomina Parámetros y controla el tipo de canal a seleccionar entre las opciones: Ninguno, Gaussian, Ricean y Rayleigh, adicionalmente se controla la relación E_b/N_0 que tendrá el mismo. La otra pestaña se denomina Retardos y se muestra en la Figura 68, esta se encarga de

controlar los parámetros para los canales de ecos Ricean y Rayleigh, controlando las atenuaciones y los retardos de los ecos.

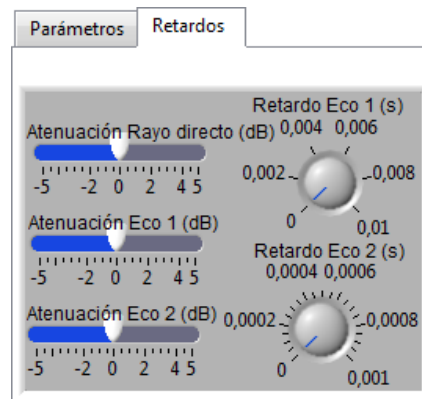


Figura 68. Pestaña Retardos en Panel Frontal

La sección del medio del panel frontal es la encargada de las comparaciones de transmisión y recepción, en la parte superior se observa la constelación transmitida a la izquierda y la constelación recibida a la derecha, adicionalmente si se cambia el control de Constelaciones a Espectros se podrá observar el último espectro transmitido y el último espectro recibido. En la parte inferior se puede observar el espectro del cuadro OFDM transmitido y en la otra pestaña el espectro del cuadro OFDM recibido.

Por último la sección derecha del panel frontal, muestra los resultados, en la parte superior se observan los bits transmitidos y recibidos, de dos maneras: mostrando los dos arreglos en la opción Bits o con la opción Procesamiento donde se muestra la gráfica de los bits de entrada con un DC y los bits de salida desplazados en el tiempo según el retardo de procesamiento.

Para finalizar en la esquina inferior derecha se muestra la calidad de la recepción, con los parámetros BER y Número de errores, adicionalmente se puede introducir el nivel de BER máximo tolerable para la aplicación, el cual se denomina nivel de calidad y el indicador luminoso cambiará a rojo cuando este valor haya sido superado.

IV.4 Etapa IV

Al completar la Etapa III se inició la fase de pruebas. El estudio se basó en separar los parámetros del canal como E_b/N_0 , los retardos y la atenuación de estos y estudiarlos primero por separado variando algunos de los valores de los símbolos OFDM como la modulación y el prefijo cíclico y observando las alteraciones que se producían en el parámetro de calidad BER. Por último se trabajaron con todos los parámetros juntos, se fijaron todos a un valor, menos el prefijo cíclico, la E_b/N_0 y uno de los retardos para poder determinar para cada condición el prefijo necesario para alcanzar el nivel de calidad.

Para realizar las pruebas se hizo un VI muy similar al simulador pero con solo los visores necesarios para bajar el tiempo de procesamiento, donde todo el sistema está dentro de ciclos en los que se van variando los valores de los parámetros a estudiar, para generar gráficas de resultados que tienen como eje “y” el BER y como eje “x” el parámetro que se está estudiando. El diagrama de bloques se muestra en la Figura 69

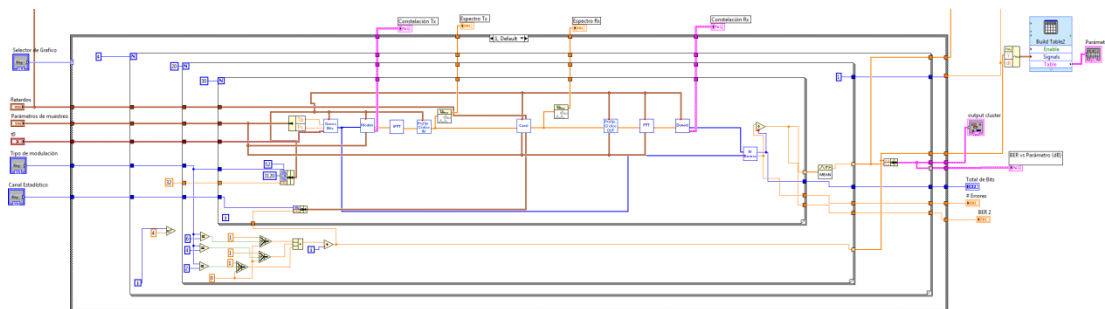


Figura 69. Diagrama Interfaz para Pruebas

Como se puede observar en la Figura 69, el VI es el mismo sistema original pero está dentro de una estructura “case”, varios ciclos y los parámetros son controlados de otra forma. La estructura “case” se usa para escoger la manera en la que se va a generar la prueba, dependiendo del parámetro a estudiar. Todos los casos tienen básicamente la misma estructura. El ciclo más interno se encarga de repetir la operación que se esté realizando cuántas veces como se quiera, a la salida de este

ciclo se saca un valor promedio de los resultados obtenidos en cada iteración. El ciclo del medio se encarga de ir aumentando el valor del parámetro que se está estudiando, tiene como N el número de puntos que se quieran generar en el eje “x” de la gráfica. El ciclo externo se encarga de variar un segundo parámetro para generar curvas de comparación dentro de la misma gráfica. Por ejemplo, si se quiere saber el efecto del ruido en una modulación específica para cada prefijo cíclico, en el ciclo interno se le coloca N igual al número de veces que se quiera repetir cada valor de BER, en el ciclo del medio se coloca N igual al número de puntos que se quieran estudiar de E_b/N_0 , adicionalmente en este ciclo se controla a partir de dónde se quiere que se comiencen a variar los valores de E_b/N_0 y cuánto es el intervalo entre los puntos, por último en el ciclo externo se controla la variación de los valores posibles de prefijo cíclico con N =número de curvas a generar. Un gráfico resultante de este ejemplo es el que se aprecia en la Figura 70.

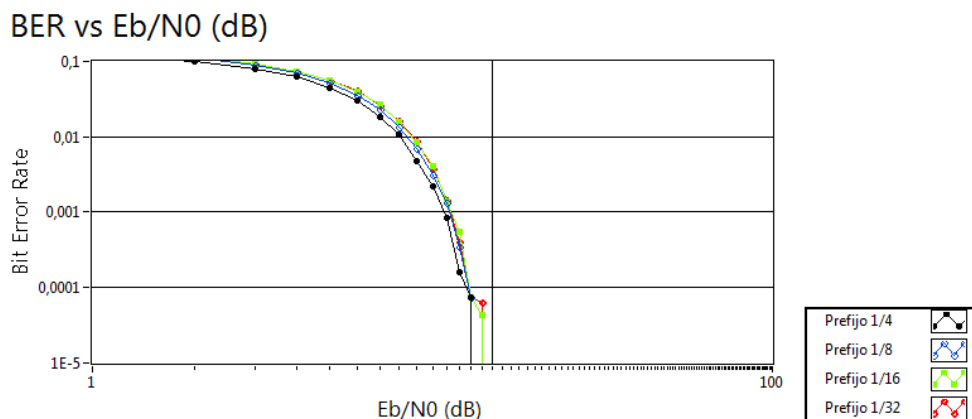


Figura 70. Ejemplo Gráfico de Resultados

Adicionalmente al gráfico también se generan tablas de valores para poder tener datos más precisos. El panel frontal del VI se muestra en la Figura 71.

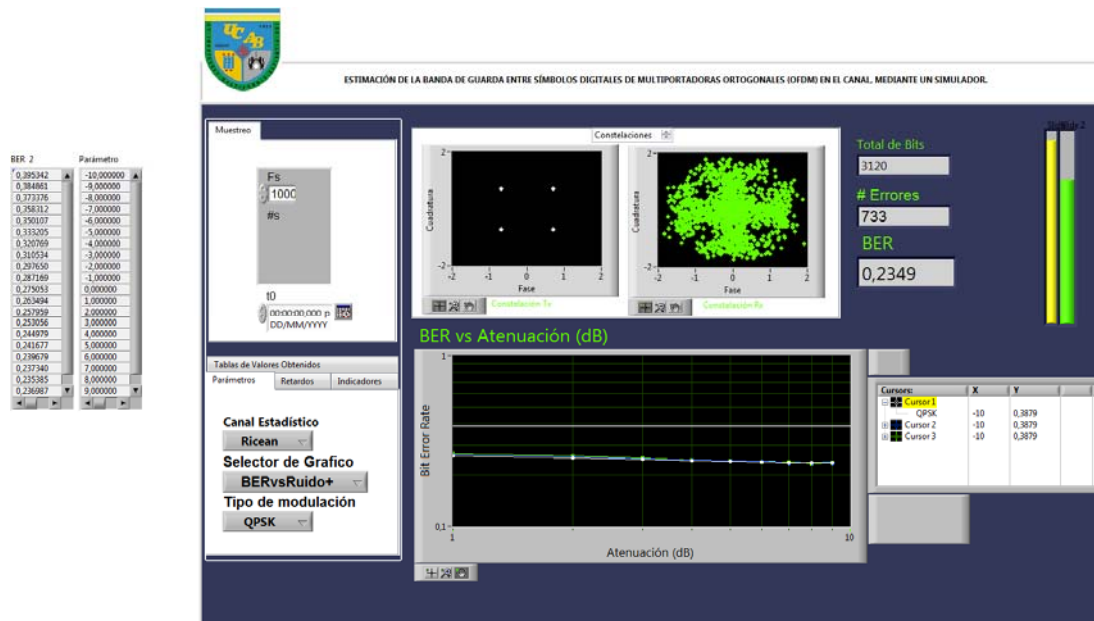


Figura 71. Panel Frontal Interfaz de Prueba

IV.5 Etapa V:

Como último paso de la investigación se busca hacer un aporte que parta de los resultados de la experimentación con la simulación. Se hará una aproximación, según las tendencias mostradas en la fase de pruebas, de la banda de guarda para unas condiciones específicas del canal. Adicionalmente de la deducción de la banda de guarda, el emulador en sí es una contribución, como herramienta de enseñanza para capacitación y para investigaciones similares en cualquier lugar donde se puede adaptar al modelo de propagación o también estudiar otros parámetros con algunas modificaciones al código.

CAPÍTULO V

Resultados

Analizando los efectos de todos los bloques funcionales del sistema sobre la señal a enviar, se definieron los parámetros que afectan de manera más significativa a la misma. Se observó el comportamiento de cada uno de ellos generando gráficas de BER vs. Cada parámetro a estudiar, haciendo uso de un VI creado para tal fin llamado “interfaz para pruebas.vi”, donde se muestra el comportamiento de la señal en el receptor. Se observó el comportamiento del BER al variar el parámetro estudiado en un rango de valores determinados, al finalizar esta variación se genera una curva de tendencia, la cual aunque no tiene validez estadística puesto que no tiene los suficientes puntos para que eso sea posible, sí permitirá conocer la respuesta de la señal bajo la influencia de cada uno de los parámetros en el simulador, puesto que cada punto de dicha curva corresponde al valor promedio de 30 iteraciones y varias repeticiones para cada prueba. Para por último establecer las condiciones fijas sobre las que se hará el análisis concluyente sobre el objetivo principal de esta investigación, establecer el prefijo cíclico óptimo para una situación planteada.

V.1 Calidad de Recepción de la Señal.

Como primera condición, siguiendo la metodología y de acuerdo al número de bits generados por el Simulador se estableció el nivel de calidad mínimo aceptable para considerar la recepción como exitosa. Para TV Digital se usa como “*Bit Error Rate*” máximo aceptable 10^{-6} , al escalar este valor al número de puntos generados se obtiene, que para el Simulador, será de:

$$BER \leq 0,0001$$

V.2 Tendencia según el Nivel de Señal a Ruido (E_b/N_0)

Esta tendencia se puede apreciar mediante la simulación de un canal de transmisión Gaussian, en el cual la señal se ve modificada únicamente por la presencia de ruido AWGN. Este primer análisis consta de dos partes: La primera es la Gráfica #1 “BER vs. E_b/N_0 (Comparación entre Modulaciones)” en esta se puede apreciar el nivel de BER obtenido para un valor de prefijo seleccionado, en donde se analiza el comportamiento para cada modulación digital y su respuesta a los niveles de Señal a Ruido expuestos. Una vez estudiada dicha conducta, se genera la Gráfica #2 “BER vs. E_b/N_0 (Comparación entre Prefijos Cíclicos)” donde se analizará el comportamiento detallado de la señal a través del BER obtenido para cada tamaño de prefijo cíclico disponible esto para cada modulación por separado, donde se logra la segunda parte de este primer estudio de la resistencia al ruido de la señal recibida.

a. Gráfica #1 “BER vs. E_b/N_0 (Comparación entre Modulaciones)”

Primero se fijaron los valores de transmisión como lo indica la Figura 72.

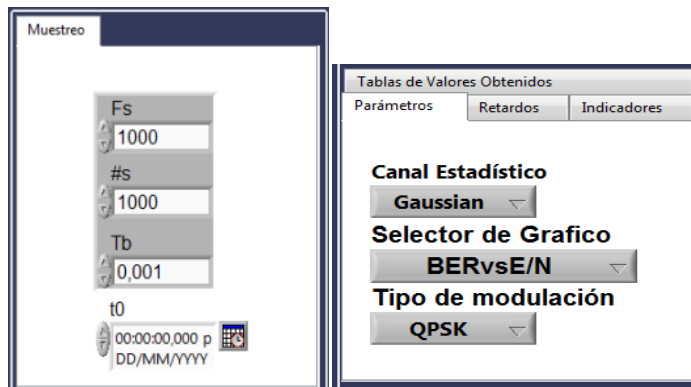


Figura 72. Selección de Canal Gaussian, Modulación N/A, Muestreo.

El resto de parámetros de transmisión, como se dijo anteriormente fueron escogidos como se muestra en la Tabla 3 y se aprecia su implementación en la Figura 73.

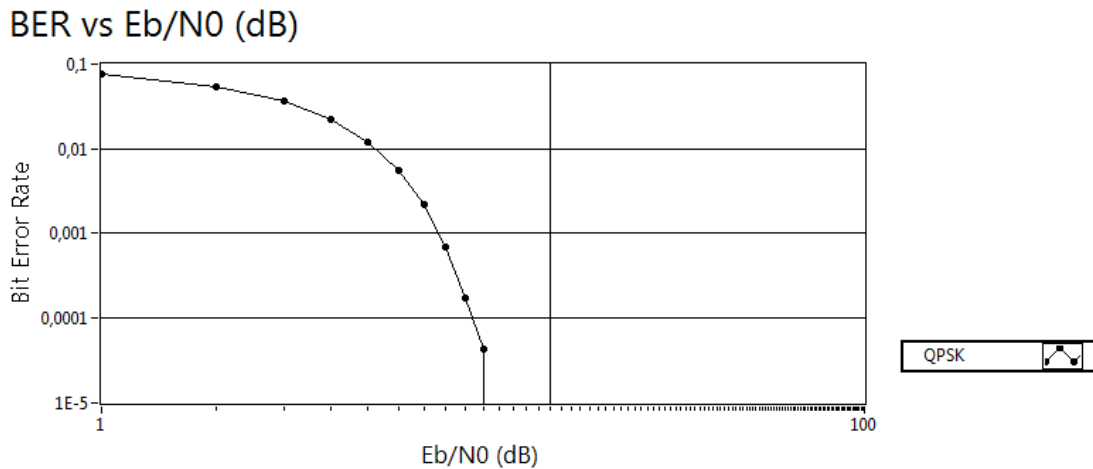


Figura 74. Gráfica BER vs. Eb/N0 para QPSK. PC=1/32.

Gráficamente se puede apreciar en la Figura 74 la disminución logarítmica del BER obtenido a medida que se aumenta el nivel de señal a ruido para QPSK, encontrando que a partir de los 10 dB de Eb/N0, el umbral de recepción establecido es alcanzado. Este valor no se especifica con más precisión puesto que al tratarse de un patrón de ruido aleatorio esto puede cambiar, es por esto que se garantiza el cumplimiento del nivel de calidad sólo a partir de los 10dB de Eb/N0.

Para el caso de 16QAM se obtiene la Tabla 5:

BER	Parámetro
0,138622	1,000000
0,117030	2,000000
0,097201	3,000000
0,076186	4,000000
0,056998	5,000000
0,040011	6,000000
0,027222	7,000000
0,016122	8,000000
0,008483	9,000000
0,004284	10,000000
0,001282	11,000000
0,000641	12,000000
0,000214	13,000000
0,000021	14,000000
0,000000	15,000000
0,000000	16,000000
0,000000	17,000000

Tabla 5. Valores BER vs. Eb/N0 para 16-QAM. BER en adimensional, Eb/N0 en dB.

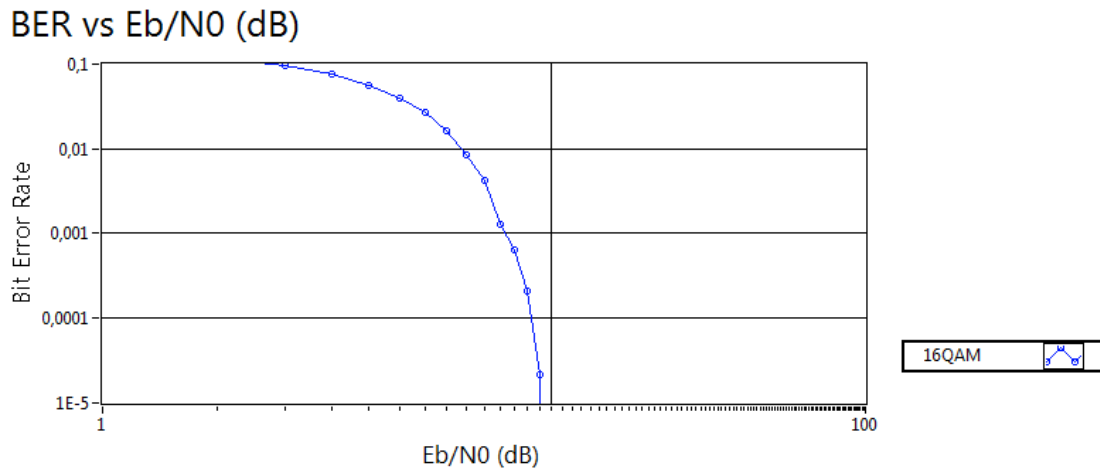


Figura 75. Gráfica BER vs. Eb/N0 para 16-QAM. PC=1/32.

Como se observa en la Figura 75 se obtiene una tendencia de BER decreciente para cada aumento de nivel de Eb/N0, similar a la gráfica obtenida anteriormente para la simulación QPSK, pero encontrando que el umbral de calidad establecido se alcanza cuando el valor de Eb/N0 supera los 13 dB, (Ver Tabla 5).

Por último, para 64-QAM se espera una fortaleza ante el ruido menor a las modulaciones digitales anteriores, debido a que la separación entre sus símbolos en la constelación es menor, lo que la hace más susceptible los efectos del AWGN. En la Tabla 6 se pueden apreciar los valores de BER para cada situación.

BER	Parámetro
0,198237	1,000000
0,175908	2,000000
0,157350	3,000000
0,136015	4,000000
0,116859	5,000000
0,099615	6,000000
0,082393	7,000000
0,066880	8,000000
0,051560	9,000000
0,037479	10,000000
0,025780	11,000000
0,016368	12,000000
0,009658	13,000000
0,004402	14,000000
0,001645	15,000000
0,000844	16,000000
0,000214	17,000000
0,000043	18,000000
0,000011	19,000000
0,000000	20,000000

Tabla 6. Valores BER vs. Eb/N0 para 64-QAM. BER en adimensional. E/N en dB.

Donde tanto para 10 dB (QPSK) y 13 dB (16-QAM) el BER se encuentra por encima del umbral de calidad establecido de 0,0001, y este se alcanza al superar los 17dB de E_b/N_0 . Gráficamente se puede observar el comportamiento en la curva de tendencia para 64-QAM en la Figura 76

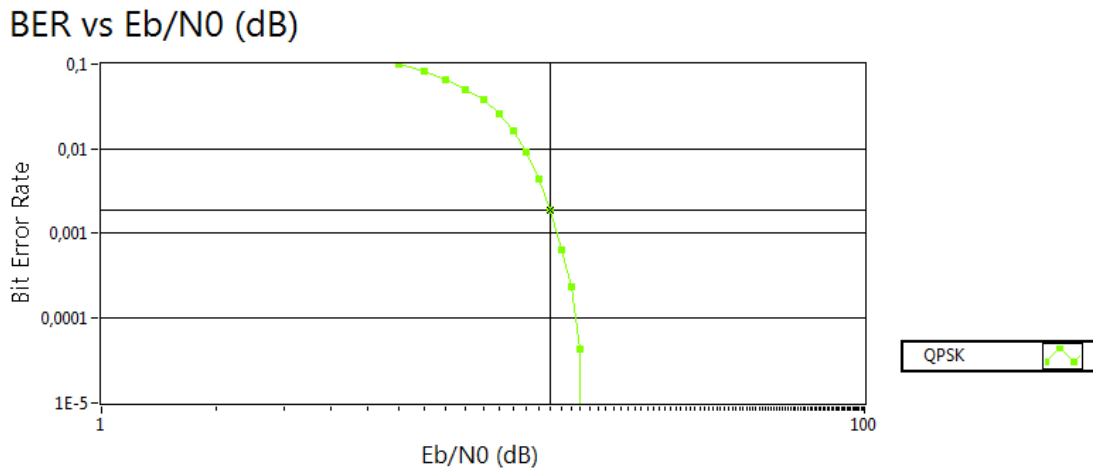


Figura 76. Gráfica BER vs. E_b/N_0 para 64-QAM. PC=1/32.

Finalmente estas tendencias se pueden resumir en la gráfica de la Figura 77, donde se realiza la comparación de los resultados obtenidos para las tres modulaciones digitales empleadas, con las mismas condiciones de canal Gaussian para cada punto de observación. En dicha figura se puede apreciar los distintos niveles de robustez entre las modulaciones, que se comportan como es de esperar; la modulación más robusta frente a los efectos del ruido es QPSK y al aumentar el número de niveles, lo que disminuye el espacio entre símbolos, las modulaciones se hacen menos resistentes al AWGN, siendo 64-QAM la que peor tolera estos efectos.

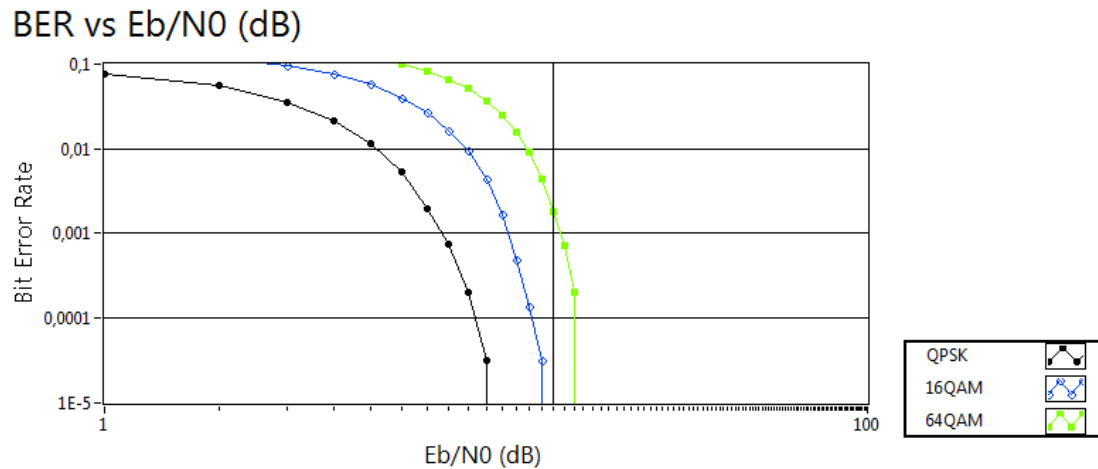


Figura 77. Gráfica BER vs. E_b/N_0 para QPSK, 16-QAM y 64-QAM, $PC=1/32$.

b. Gráfica #2 “BER vs. E_b/N_0 (Comparación entre Prefijos Cíclicos)”

Una vez analizada la curva de tendencia para cada una de las modulaciones digitales en un canal Gaussian afectado por la variación del nivel de señal a ruido, se estudió el desarrollo de esta tendencia no sólo para un único tamaño de prefijo cíclico como en el caso anterior, sino por el contrario seleccionando una modulación a la vez y generando una curva de BER vs. E_b/N_0 para cada uno de los diferentes tamaños disponibles. El resultado obtenido puede apreciarse en las siguientes tablas y gráficos, generados a través de la selección de los parámetros de la Figura 78.

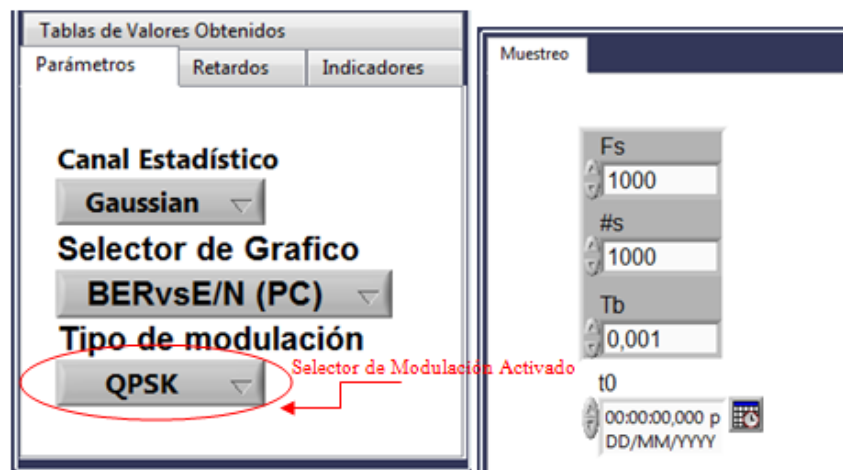


Figura 78. Selección de Canal Gaussian, Modulación QPSK. Muestreo.

El resto de los parámetros de la transmisión se fijan de igual manera que para el caso anterior según la Tabla 7.

Número de Subportadoras totales	52
Número de Bits a Generar	3120
Tamaño de Prefijo Cíclico	Variable

Tabla 7. Parámetros de Transmisión Gráfica BER vs. Eb/N0 por tamaño del prefijo cíclico.

En primer lugar al fijar la modulación QPSK, se obtiene:

BER	Parámetro	BER	Parámetro	BER	Parámetro	BER	Parámetro
0,059882	1,000000	0,068910	1,000000	0,074797	1,000000	0,074979	1,000000
0,039498	2,000000	0,049124	2,000000	0,052158	2,000000	0,054124	2,000000
0,024840	3,000000	0,030994	3,000000	0,034199	3,000000	0,036464	3,000000
0,014049	4,000000	0,018408	4,000000	0,021175	4,000000	0,022425	4,000000
0,006688	5,000000	0,010075	5,000000	0,010577	5,000000	0,011474	5,000000
0,002863	6,000000	0,004370	6,000000	0,005118	6,000000	0,005897	6,000000
0,000919	7,000000	0,001421	7,000000	0,002158	7,000000	0,002083	7,000000
0,000256	8,000000	0,000534	8,000000	0,000705	8,000000	0,000684	8,000000
0,000021	9,000000	0,000107	9,000000	0,000150	9,000000	0,000192	9,000000
0,000000	10,000000	0,000000	10,000000	0,000032	10,000000	0,000011	10,000000
0,000000	11,000000	0,000000	11,000000	0,000011	11,000000	0,000000	11,000000
0,000000	12,000000	0,000000	12,000000	0,000000	12,000000	0,000000	12,000000
0,000000	13,000000	0,000000	13,000000	0,000000	13,000000	0,000000	13,000000
0,000000	14,000000	0,000000	14,000000	0,000000	14,000000	0,000000	14,000000
0,000000	15,000000	0,000000	15,000000	0,000000	15,000000	0,000000	15,000000
0,000000	16,000000	0,000000	16,000000	0,000000	16,000000	0,000000	16,000000
0,000000	17,000000	0,000000	17,000000	0,000000	17,000000	0,000000	17,000000
0,000000	18,000000	0,000000	18,000000	0,000000	18,000000	0,000000	18,000000
0,000000	19,000000	0,000000	19,000000	0,000000	19,000000	0,000000	19,000000
0,000000	20,000000	0,000000	20,000000	0,000000	20,000000	0,000000	20,000000
1/4		1/8		1/16		1/32	
QPSK							

Tabla 8. Valores BER vs. Eb/N0 para cada Prefijo Cíclico en QPSK. BER en adimensional, Eb/N0 en dB.

La Tabla 8 muestra los valores de BER obtenidos para cada nivel de Eb/N0 desde 1dB hasta 20dB utilizando QPSK como modulación digital en cada una de las subportadoras OFDM. Como se puede observar, al realizar una comparación entre cada valor obtenido para cada longitud de Prefijo Cíclico; con las longitudes menores, la resistencia al ruido disminuye, como era de esperarse, y según vaya incrementando dicho tamaño la señal recibida adquiere mayor fortaleza ante el ruido, sacrificando ancho de banda para transporte de información. Concluyendo que para PC= 1/4, el valor de Eb/N0 necesario para que la transmisión sea aceptable es al superar los 8dB.

Mientras que para las mismas condiciones de canal los PC menores (1/8, 1/16 y 1/32) necesitan entre 9 y 10dB.

La Figura 79, representa este comportamiento para cada tamaño de PC al aplicar la modulación QPSK, se puede apreciar la tendencia generalizada decreciente a medida que aumenta el nivel de E_b/N_0 , además se observa como para el mayor de los PC disponibles (1/4) la curva se precipita hacia cero de forma más rápida que para el PC de 1/32 del tamaño total del símbolo OFDM.

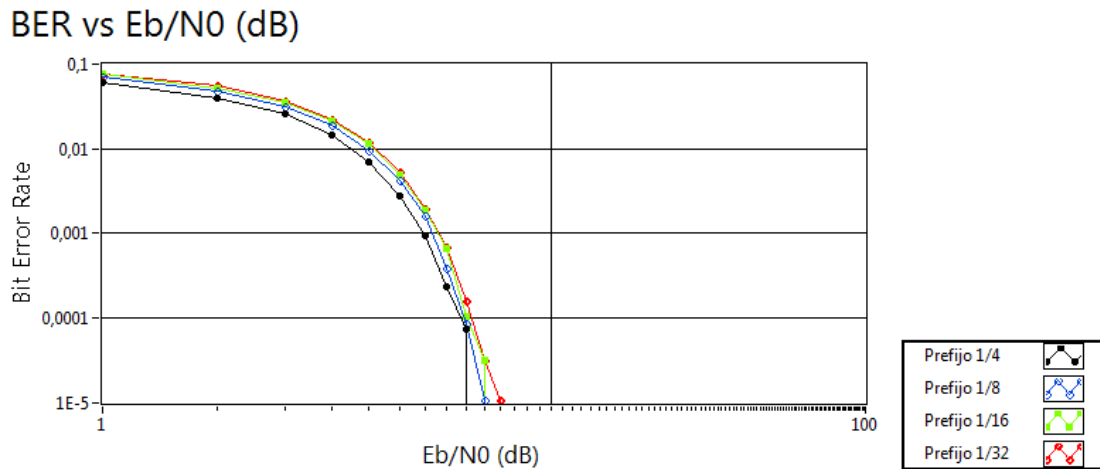


Figura 79. Gráfica BER vs. E_b/N_0 para 1/4, 1/8, 1/16 y 1/32 de PC, QPSK.

Las siguientes figuras relatan las tendencias obtenidas para 16-QAM y 64-QAM. En la Figura 80 se muestra las selecciones de parámetros para “interfaz para pruebas.vi” para 16-QAM y 64-QAM, respectivamente, con los cuales se generan las gráficas y tablas de valores obtenidos para cada uno de los casos.

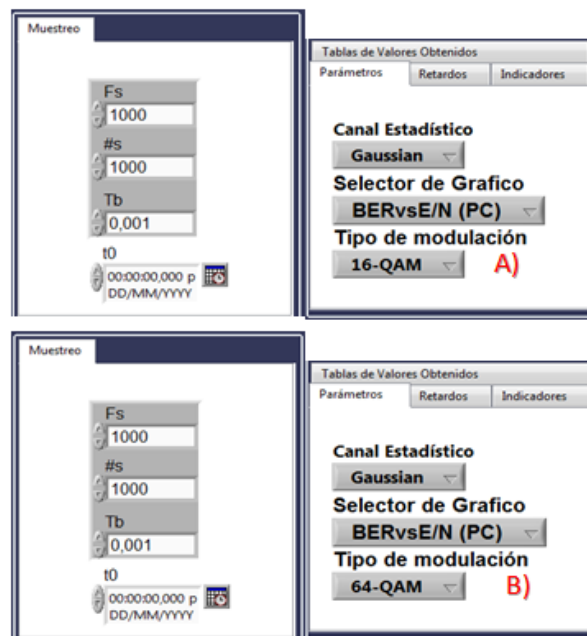


Figura 80. Selección de Canal Gaussian, A) Modulación 16-QAM B) Modulación 64-QAM. Muestreo.

El resto de los parámetros de generación, de la señal a transmitir en el simulador, fueron considerados igual que para QPSK. Es importante recordar que el número de iteraciones para obtener el BER, por cada valor de E_b/N_0 en la gráfica, para lograr una mejor aproximación fue de 30, esto quiere decir que los valores obtenidos son un promedio de esta serie de repeticiones.

Como puede observarse en la Tabla 9 y en la Figura 81, para 16QAM, se obtienen valores cada vez más similares que para QPSK para los diferentes tamaños de prefijo cíclico. Encontrando que para las longitudes de $1/8$ y $1/4$ de PC se alcanza estar por debajo del BER máximo aceptado en niveles de señal a ruido mayores a 12-13 dB (Aprox. 12,5dB E_b/N_0 , $BER \leq 0,0001$) y para los tamaños más pequeños de $1/16$ y $1/32$, se consigue llegar al nivel de calidad de la señal entre los 13 y 14 dB (Aprox. 13,5dB E_b/N_0 , $BER \leq 0,0001$) en adelante.

BER	Parámetro	BER	Parámetro	BER	Parámetro	BER	Parámetro
0,124220	1,000000	0,132083	1,000000	0,136859	1,000000	0,139423	1,000000
0,101442	2,000000	0,110641	2,000000	0,115224	2,000000	0,116154	2,000000
0,082906	3,000000	0,090107	3,000000	0,092361	3,000000	0,096656	3,000000
0,060171	4,000000	0,069103	4,000000	0,073333	4,000000	0,075844	4,000000
0,044434	5,000000	0,050566	5,000000	0,055096	5,000000	0,056528	5,000000
0,031581	6,000000	0,037404	6,000000	0,040150	6,000000	0,040652	6,000000
0,018419	7,000000	0,022532	7,000000	0,026197	7,000000	0,027585	7,000000
0,011528	8,000000	0,013632	8,000000	0,015224	8,000000	0,016474	8,000000
0,004690	9,000000	0,007169	9,000000	0,008280	9,000000	0,008921	9,000000
0,002115	10,000000	0,003365	10,000000	0,003900	10,000000	0,003857	10,000000
0,000524	11,000000	0,001175	11,000000	0,001432	11,000000	0,001485	11,000000
0,000171	12,000000	0,000321	12,000000	0,000363	12,000000	0,000427	12,000000
0,000032	13,000000	0,000053	13,000000	0,000107	13,000000	0,000139	13,000000
0,000000	14,000000	0,000000	14,000000	0,000021	14,000000	0,000000	14,000000
0,000000	15,000000	0,000000	15,000000	0,000000	15,000000	0,000000	15,000000
0,000000	16,000000	0,000000	16,000000	0,000000	16,000000	0,000000	16,000000
0,000000	17,000000	0,000000	17,000000	0,000000	17,000000	0,000000	17,000000
0,000000	18,000000	0,000000	18,000000	0,000000	18,000000	0,000000	18,000000
0,000000	19,000000	0,000000	19,000000	0,000000	19,000000	0,000000	19,000000
0,000000	20,000000	0,000000	20,000000	0,000000	20,000000	0,000000	20,000000
1/4		1/8		1/16		1/32	
16QAM							

Tabla 9. Valores BER vs. Eb/N0 para cada Prefijo Cíclico en 16-QAM. BER en adimensional. Eb/N0 en dB.

Gráficamente también se puede analizar el comportamiento de los diferentes tamaños de banda de guarda para símbolos OFDM para una modulación 16QAM como se muestra en la Figura 81, donde se sigue manteniendo que la caída más rápida a 0 BER se observa en las longitudes de PC mayores.

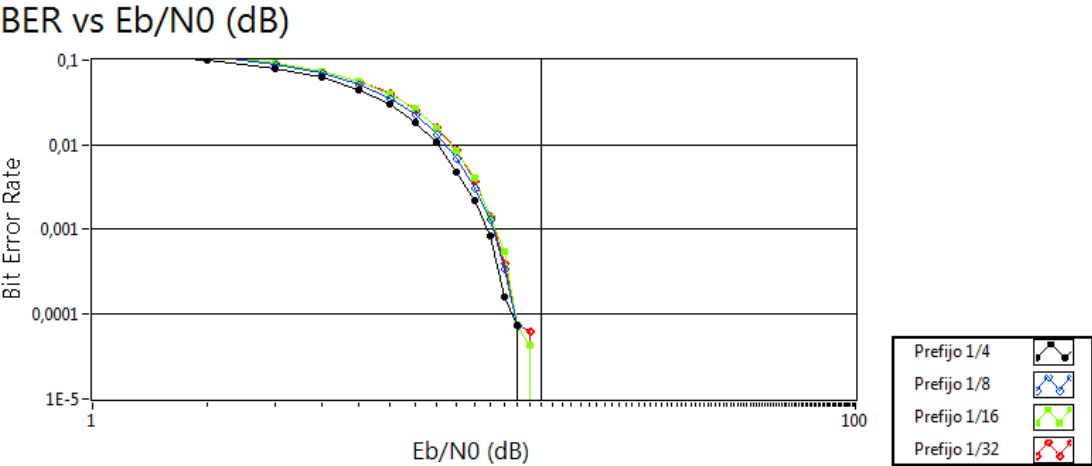


Figura 81. Gráfica BER vs. Eb/N0 para 1/4, 1/8, 1/16 y 1/32 de PC, 16QAM.

Para la modulación más compleja, 64QAM, se obtuvieron valores de BER diferentes al ir variando el tamaño del PC pero muy similares entre sí, pero sin embargo puede apreciarse el mismo efecto decreciente de la incidencia de errores en

la recepción al aumentar el nivel de banda de guarda dotado por la inserción de prefijo cíclico. Como se encuentra expresado en la Tabla 10, se obtuvo la mejor resistencia ante ruido utilizando protección 1/4 de la duración del símbolo, llegando al nivel de calidad mínimo con una señal a ruido superior a los 16dB, en el caso del resto de tamaños de PC, los valores de Eb/N0 deben ser superiores a los 17dB (17~18 dB aprox.). En la curva de tendencia de la Figura 82 puede notarse, (aunque por la cantidad de puntos utilizados, la diferencia sea mínima) como al aumentar los tamaños de PC la recepción mejora.

BER	Parámetro	BER	Parámetro	BER	Parámetro	BER	Parámetro
0,181741	1,000000	0,188868	1,000000	0,195043	1,000000	0,198600	1,000000
0,158814	2,000000	0,167233	2,000000	0,175481	2,000000	0,174872	2,000000
0,140684	3,000000	0,148942	3,000000	0,153579	3,000000	0,156058	3,000000
0,121912	4,000000	0,129776	4,000000	0,133600	4,000000	0,135321	4,000000
0,102874	5,000000	0,112350	5,000000	0,114370	5,000000	0,117340	5,000000
0,085887	6,000000	0,094209	6,000000	0,096976	6,000000	0,099391	6,000000
0,069583	7,000000	0,077425	7,000000	0,081325	7,000000	0,081517	7,000000
0,054690	8,000000	0,060962	8,000000	0,065748	8,000000	0,064124	8,000000
0,040801	9,000000	0,046400	9,000000	0,050363	9,000000	0,051944	9,000000
0,028408	10,000000	0,033355	10,000000	0,036795	10,000000	0,037981	10,000000
0,017692	11,000000	0,022212	11,000000	0,024551	11,000000	0,025000	11,000000
0,011250	12,000000	0,014049	12,000000	0,015673	12,000000	0,016229	12,000000
0,005224	13,000000	0,007468	13,000000	0,008782	13,000000	0,009637	13,000000
0,002425	14,000000	0,003504	14,000000	0,004519	14,000000	0,004925	14,000000
0,001004	15,000000	0,001453	15,000000	0,001838	15,000000	0,002137	15,000000
0,000310	16,000000	0,000513	16,000000	0,000705	16,000000	0,000716	16,000000
0,000064	17,000000	0,000118	17,000000	0,000288	17,000000	0,000182	17,000000
0,000011	18,000000	0,000021	18,000000	0,000064	18,000000	0,000021	18,000000
0,000000	19,000000	0,000000	19,000000	0,000000	19,000000	0,000000	19,000000
0,000000	20,000000	0,000000	20,000000	0,000000	20,000000	0,000000	20,000000
1/4		1/8		1/16		1/32	
64QAM							

Tabla 10. Valores BER vs. Eb/N0 para cada PC en 64-QAM. BER en adimensional. Eb/N0 en dB.

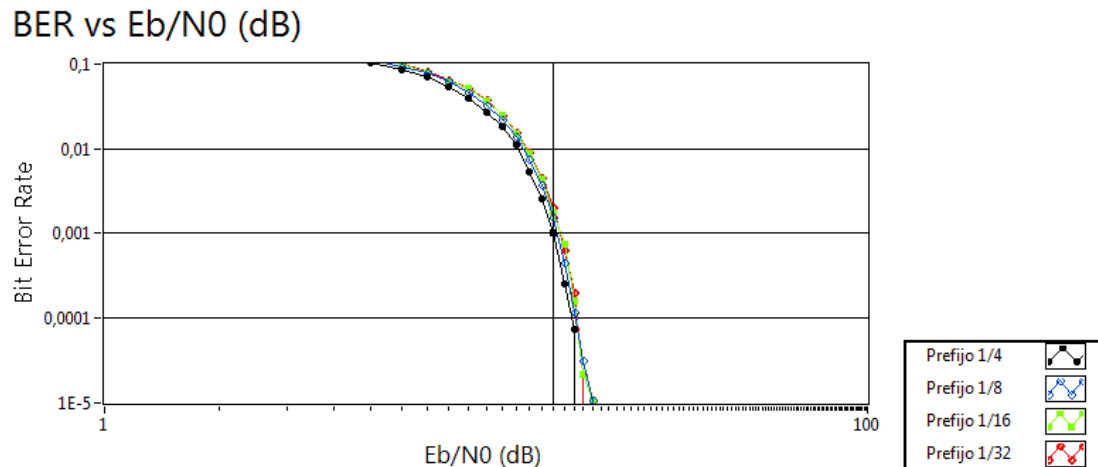


Figura 82. Gráfica BER vs. Eb/N0 para 1/4,1/8,1/16 y 1/32 de PC, 64-QAM.

En este sentido, al haber estudiado detenidamente el comportamiento ante ruido de la señal OFDM en el canal Gaussian (Afectada únicamente por ruido AWGN) variando tanto las modulaciones digitales disponibles en el estándar ISDB-T como los diferentes tamaños de protección, se pudo observar el comportamiento esperado según los estudios teóricos de robustez ante el ruido (QPSK mayor resistencia, menor capacidad de transporte de información. Al igual que el uso del prefijo, mientras sea más grande se tendrá mayor tolerancia al ruido pero menor capacidad del transporte dado que el ancho de banda debe ser el mismo independientemente del prefijo).

V.3 Tendencia al parámetro Atenuación.

Para analizar el efecto de la atenuación sobre la señal transmitida, es necesario plantear una situación de canal compuesta por Ecos y sus respectivas relaciones con la potencia del rayo directo. Se decidió realizar el estudio usando el canal Rayleigh (compuesto únicamente por dos señales de eco) del cual solo se considerará uno de sus ecos, por lo que el otro se configuró como si fuera un rayo directo. Adicionalmente se seleccionaron los parámetros mostrados en la Tabla 11 y la Figura 83.

Número Total de Bits	3120
Subportadoras por Segmento	4x13 (52)
Prefijo Cíclico	1/32 (32)
Retardo Eco 1	0s
Atenuación Eco 1	2,37374 dB
Retardo Eco 2	0,0052 s
Atenuación Eco 2	Variable
Eb/N0	100dB

Tabla 11. Selección de Parámetros Gráfica “BER vs. Atenuación”.

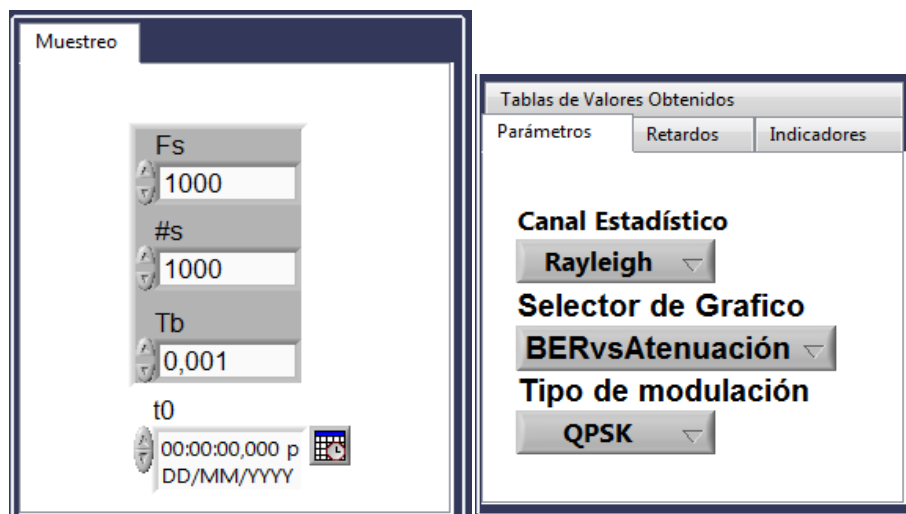


Figura 83. Selección de Canal Rayleigh, Tipo de Modulación. Gráfica “BER vs. Atenuación” Muestreo.

De esta manera se logra simular un canal compuesto por un rayo directo (Retardo Eco 1 = 0 segundos, Atenuación Positiva para analizar el efecto de la atenuación del Eco 2 únicamente) y una señal de eco (Retardo = 1/10 de la duración del símbolo) cuya atenuación será el parámetro estudiado en el gráfico generado. Además se selecciona una Eb/N0 bastante alta (100dB) para que el AWGN no afecte el resultado.

El resultado obtenido puede apreciarse en la Tabla 12 y Figura 84.

BER	BER	BER	Parámetro
0,000000	0,000000	0,000000	-10,000000
0,000000	0,000000	0,000000	-9,000000
0,000000	0,000000	0,000000	-8,000000
0,000000	0,000000	0,007340	-7,000000
0,000000	0,000000	0,036779	-6,000000
0,000000	0,000000	0,073381	-5,000000
0,000000	0,012548	0,114503	-4,000000
0,000000	0,029503	0,147019	-3,000000
0,000000	0,102484	0,189343	-2,000000
0,000000	0,146891	0,237163	-1,000000
0,000000	0,175753	0,276074	0,000000
0,089744	0,219151	0,310224	1,000000
0,240385	0,269199	0,345064	2,000000
0,309615	0,331362	0,385096	3,000000
0,361538	0,368205	0,410369	4,000000
QPSK	16QAM	64QAM	

Tabla 12. Valores BER vs. Atenuación. Modulación QPSK, 16QAM y 64QAM. BER en adimensional. Atenuación en dB.

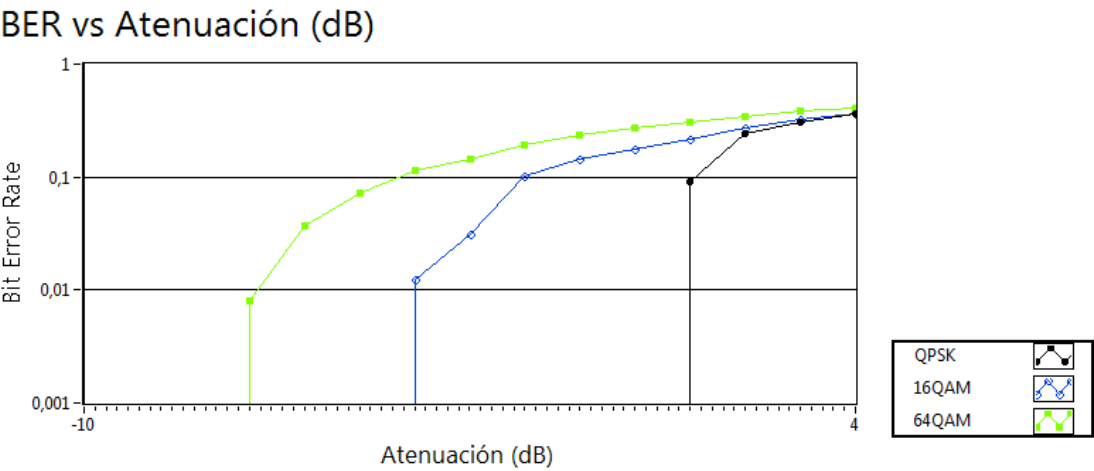


Figura 84. Gráfica BER vs. Atenuación.

Se puede observar el comportamiento del parámetro atenuación en cada una de las modulaciones digitales según los parámetros estipulados. Encontrando que la señales soportan mayor potencia de los Ecos en las modulaciones de bajo nivel, siendo QPSK la que soportó la mayor potencia de los ecos, incluso hasta se dio la posibilidad de que el eco tuviera la misma potencia que la señal original enviada con 0dB de atenuación-ganancia sin perder el nivel de calidad de la señal. 16QAM

soportó hasta los -4 dB y 64QAM al llegar a los -7 dB ya la señal pierde los niveles de recepción necesarios.

V.4 Selección de Parámetros y Estimación del Prefijo Cíclico Óptimo para unas condiciones de canal simuladas.

A este punto ya se han estudiado la mayoría de los parámetros que afectan a la señal de Tv Digital transmitida en nuestro canal estadístico simulado, con lo cual ya se podrán establecer las condiciones finales, para dar respuesta al objetivo fundamental de establecer una banda de guarda óptima entre símbolos ortogonales. Para esto falta agregar y analizar la última variación de parámetros: la inclusión de retardos de tiempo para señales eco, las cuales se encuentran presente en cualquier canal de multitrayecto.

Se utilizará como canal estadístico el **Ricean**, el cual modela las más significativas características de los canales de transmisión “*multipath*”, la modulación será **QPSK** debido a que según el análisis anterior se puede llegar a apreciar mejor los cambios en la señal a través del canal, debido a la mayor distancia entre símbolos que esta ofrece. La idea consiste en estudiar para distintos valores de E_b/N_0 , en situaciones diferentes de retardo y a su vez para cada uno de los tamaños de prefijo cíclico posibles en el simulador cuál de estos se adapta mejor para ciertas condiciones y así poder concluir con las suficientes pruebas y demostraciones este estudio.

Se han establecido además los valores de atenuación y retardo de los ecos tal y como se indica en la Tabla 13,

Atenuación Rayo Directo (dB)	-0,555556
Retardo Eco 1 (s.)	Variable
Atenuación Eco 1 (dB)	-2
Retardo Eco 2 (s.)	0,000433336

Atenuación Eco 2 (dB) -5

Duración del Símbolo OFDM (s) 0,052

Tabla 13. Selección de Parámetros para Gráfica “BER vs. Ruido+Retardo”.

Se elige una mayor atenuación para el Eco 2 puesto que su valor será fijado y por ende se desea apreciar principalmente el comportamiento del Eco 1. Se han establecido los valores a manera de representar lo que sería una transmisión, un paso a través del canal (para este caso teórico puesto que no existe un modelo de propagación para el país) y recepción de un sistema OFDM.

Por consiguiente se plantean las diferentes situaciones de la siguiente manera:

Situación 1. Retardo Eco 1= 0,0087 s. (1/6 duración del símbolo)

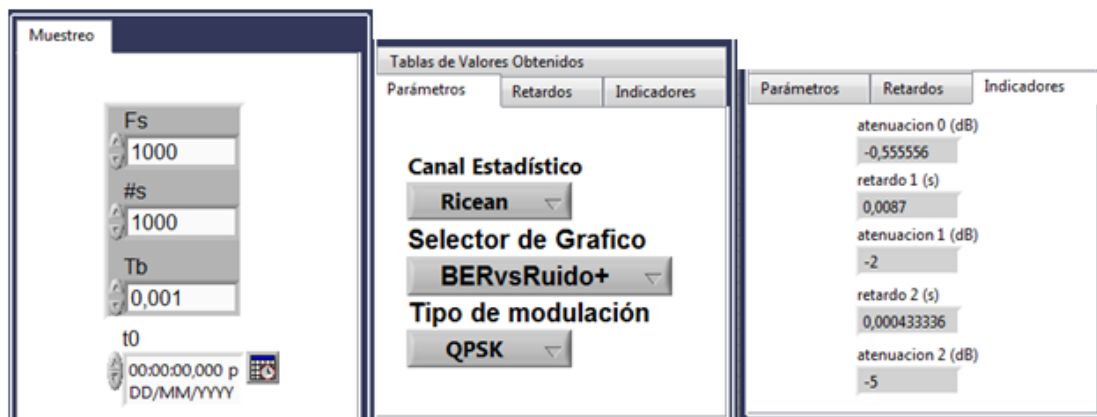


Figura 85. Selección de Parámetros Gráfica “BER vs Ruido+Retardos”. Retardo 1= 0,0087 s

La Figura 85 muestra la implementación de los parámetros en el VI desarrollado para generar las gráficas. La curva de tendencia obtenida para esta primera combinación de señales eco, bajo el efecto además del ruido AWGN, puede observarse para cada tamaño de prefijo cíclico en la Figura 86.

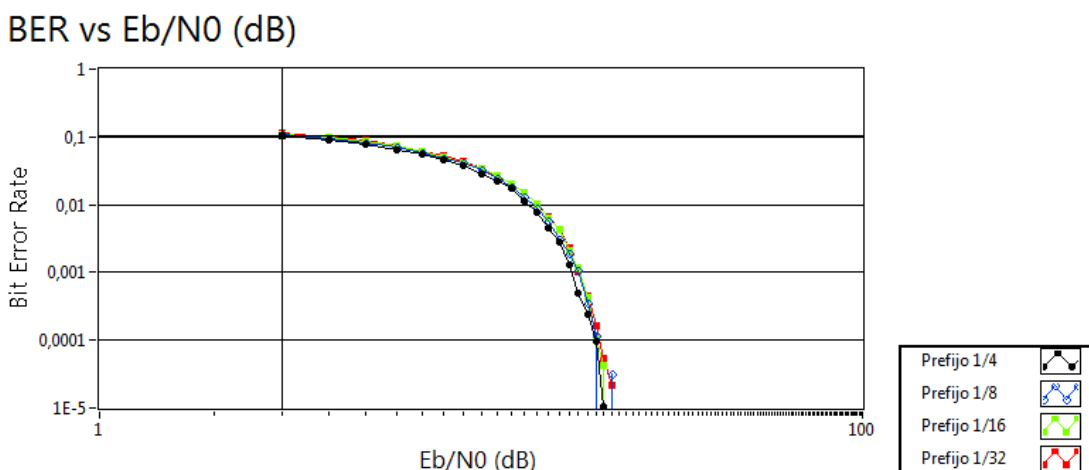


Figura 86. Gráfica “BER vs. Ruido+Retardos”. Retardo 1= 0,0087 s.

Cuya tabla de valores obtenidos se expresa en la Tabla 14 para cada una de las variaciones del prefijo cíclico como banda de guarda entre símbolos.

BER	Parámetro	BER	Parámetro	BER	Parámetro	BER	Parámetro
0,101976	3,000000	0,109829	3,000000	0,111314	3,000000	0,114284	3,000000
0,090096	4,000000	0,094658	4,000000	0,098387	4,000000	0,098857	4,000000
0,077447	5,000000	0,080983	5,000000	0,086389	5,000000	0,086335	5,000000
0,064626	6,000000	0,070128	6,000000	0,072094	6,000000	0,073568	6,000000
0,054690	7,000000	0,058088	7,000000	0,062105	7,000000	0,063590	7,000000
0,044979	8,000000	0,048718	8,000000	0,052949	8,000000	0,052564	8,000000
0,036699	9,000000	0,041303	9,000000	0,042938	9,000000	0,044081	9,000000
0,028996	10,000000	0,031346	10,000000	0,034338	10,000000	0,035321	10,000000
0,021998	11,000000	0,024989	11,000000	0,025545	11,000000	0,027254	11,000000
0,016303	12,000000	0,018739	12,000000	0,020449	12,000000	0,020267	12,000000
0,011154	13,000000	0,013301	13,000000	0,014541	13,000000	0,015620	13,000000
0,007382	14,000000	0,009530	14,000000	0,009840	14,000000	0,010641	14,000000
0,004594	15,000000	0,006122	15,000000	0,006613	15,000000	0,006987	15,000000
0,002810	16,000000	0,003141	16,000000	0,004071	16,000000	0,004135	16,000000
0,001560	17,000000	0,001774	17,000000	0,002094	17,000000	0,002222	17,000000
0,000566	18,000000	0,000908	18,000000	0,000983	18,000000	0,001143	18,000000
0,000182	19,000000	0,000321	19,000000	0,000321	19,000000	0,000620	19,000000
0,000064	20,000000	0,000043	20,000000	0,000182	20,000000	0,000128	20,000000
0,000043	21,000000	0,000032	21,000000	0,000011	21,000000	0,000021	21,000000
0,000000	22,000000	0,000000	22,000000	0,000011	22,000000	0,000021	22,000000
1/4		1/8		1/16		1/32	
QPSK							

Tabla 14. Valores BER vs Eb/N0 para cada Prefijo Cíclico en QPSK y 1era Situación de Retardos. BER en adimensional. Eb/N0 dB.

De igual manera se obtienen los gráficos y tablas de valores para las siguientes situaciones de canal planteado. Es importante recalcar que a través del ciclo de iteración, del VI generador de gráficos diseñado para esta investigación, se realiza un promedio entre de cada uno de los 30 datos arrojados por cada punto de

E_b/N_0 , donde se pretende obtener la mejor aproximación posible a través del simulador.

Situación 2. Retardo Eco 1= 0,0065 s. (1/8 duración del símbolo)

Para este planteamiento se realizó la selección de parámetros de acuerdo a la Figura 87 de “interfaz para pruebas.vi”.

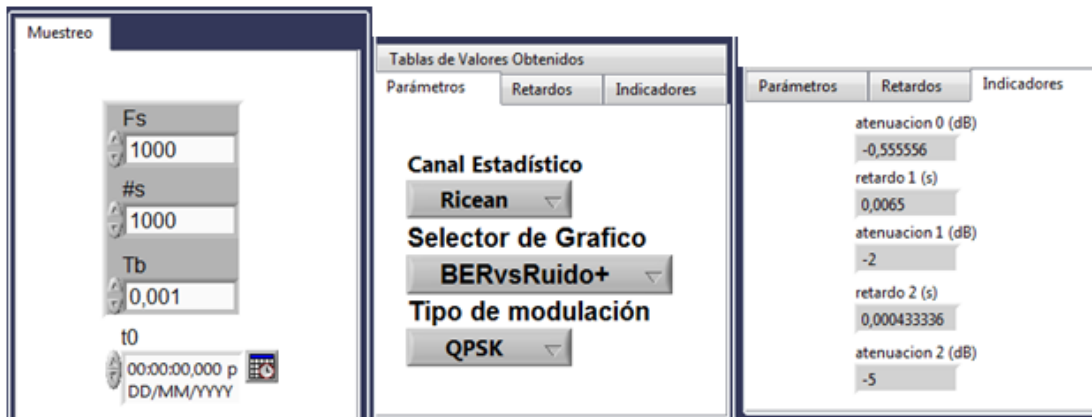


Figura 87. Selección de Parámetros Gráfica “BER vs. Ruido+Retardos”. Retardo 1= 0,0065 s.

Obteniendo de la misma manera que para el caso simulado anteriormente, la correspondiente curva de tendencia (Ver Figura 88) y tabla de valores asociados (Ver Tabla 15) característica de este modelado en específico para el compendio de situaciones estipuladas.

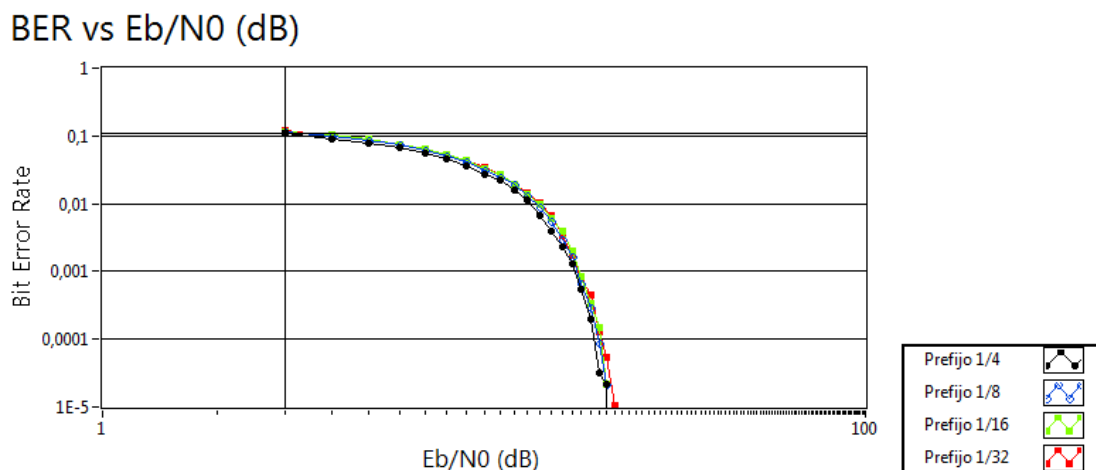


Figura 88. Gráfica “BER vs Ruido+Retardos”. Retardo 1= 0,0065 s.

BER	Parámetro	BER	Parámetro	BER	Parámetro	BER	Parámetro
0,106453	3,000000	0,113152	3,000000	0,117447	3,000000	0,117853	3,000000
0,093120	4,000000	0,096549	4,000000	0,100748	4,000000	0,103494	4,000000
0,079199	5,000000	0,084359	5,000000	0,086688	5,000000	0,088515	5,000000
0,066613	6,000000	0,072051	6,000000	0,073120	6,000000	0,074103	6,000000
0,054840	7,000000	0,060353	7,000000	0,062297	7,000000	0,062821	7,000000
0,045780	8,000000	0,050609	8,000000	0,052051	8,000000	0,053173	8,000000
0,036346	9,000000	0,040737	9,000000	0,042415	9,000000	0,043280	9,000000
0,028771	10,000000	0,031603	10,000000	0,034359	10,000000	0,034776	10,000000
0,022297	11,000000	0,024071	11,000000	0,025919	11,000000	0,028194	11,000000
0,015513	12,000000	0,018291	12,000000	0,019979	12,000000	0,019712	12,000000
0,010951	13,000000	0,013002	13,000000	0,014968	13,000000	0,014808	13,000000
0,007115	14,000000	0,008675	14,000000	0,009850	14,000000	0,009786	14,000000
0,004530	15,000000	0,005449	15,000000	0,006100	15,000000	0,006517	15,000000
0,002361	16,000000	0,002959	16,000000	0,003964	16,000000	0,003654	16,000000
0,001154	17,000000	0,001538	17,000000	0,001741	17,000000	0,002115	17,000000
0,000438	18,000000	0,000694	18,000000	0,000940	18,000000	0,001132	18,000000
0,000160	19,000000	0,000235	19,000000	0,000353	19,000000	0,000513	19,000000
0,000011	20,000000	0,000075	20,000000	0,000182	20,000000	0,000139	20,000000
0,000032	21,000000	0,000021	21,000000	0,000053	21,000000	0,000032	21,000000
0,000000	22,000000	0,000000	22,000000	0,000011	22,000000	0,000021	22,000000
1/4		1/8		1/16		1/32	
QPSK							

Tabla 15. Valores BER vs. Eb/N0 para cada Prefijo Cíclico en QPSK y 2da Situación de Retardos. BER adimensional. Eb/N0 en dB.

Situación 3.Retardo Eco 1= 0,0052 s. (1/10 duración del símbolo)

Como última de las situaciones a simular se requirió de la selección del retardo para el Eco 1 en los parámetros, para proceder a generar las gráficas pertinentes a esta experimentación, los cuales pueden observarse en Figura 89

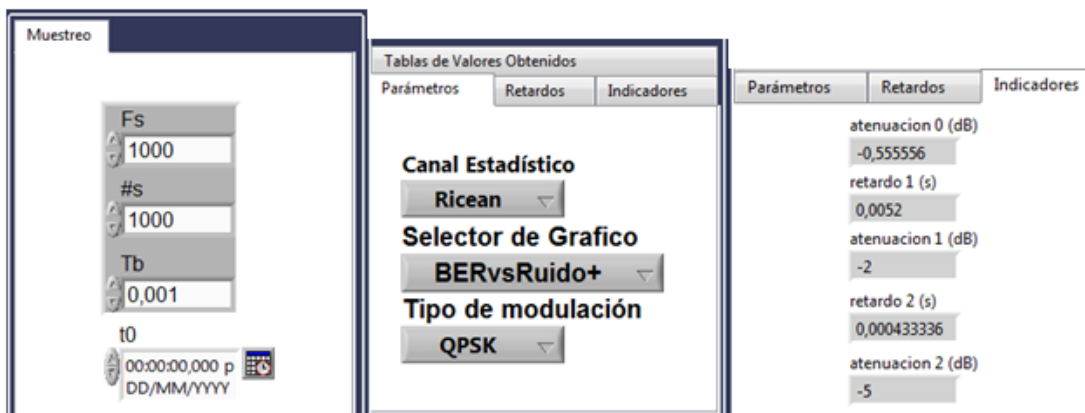


Figura 89. Selección de Parámetros Gráfica “BER vs. Ruido+Retardos”. Retardo 1= 0,0052 s.

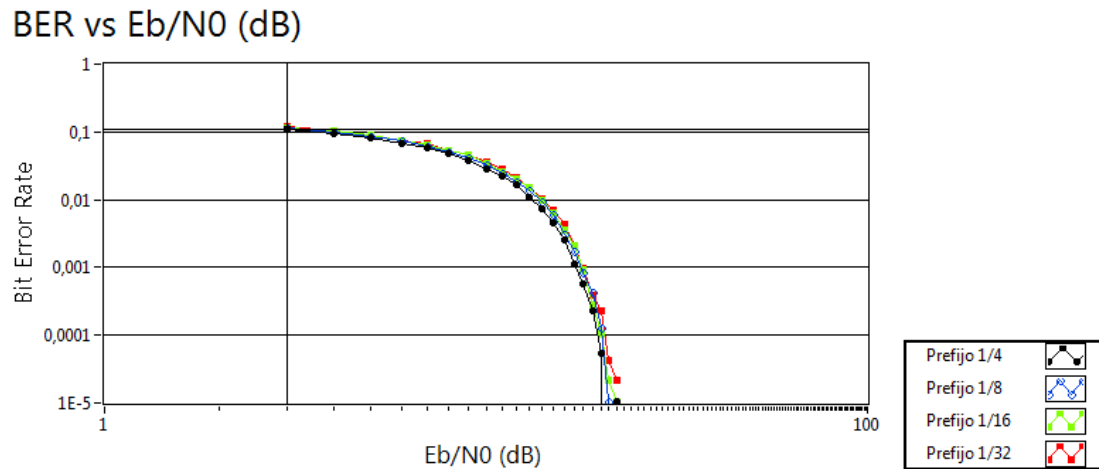


Figura 90. Gráfica “BER vs. Ruido+Retardos”. Retardo 1= 0,0052 s.

BER	Parámetro	BER	Parámetro	BER	Parámetro	BER	Parámetro
0,107457	3,000000	0,113665	3,000000	0,120171	3,000000	0,119744	3,000000
0,093835	4,000000	0,099476	4,000000	0,101827	4,000000	0,103846	4,000000
0,080630	5,000000	0,085256	5,000000	0,088408	5,000000	0,089840	5,000000
0,066635	6,000000	0,072746	6,000000	0,075534	6,000000	0,078109	6,000000
0,056442	7,000000	0,062650	7,000000	0,063793	7,000000	0,064797	7,000000
0,046442	8,000000	0,051635	8,000000	0,053825	8,000000	0,055171	8,000000
0,037682	9,000000	0,042158	9,000000	0,044476	9,000000	0,045150	9,000000
0,029476	10,000000	0,033697	10,000000	0,035096	10,000000	0,036325	10,000000
0,023034	11,000000	0,025214	11,000000	0,027382	11,000000	0,027447	11,000000
0,015759	12,000000	0,018024	12,000000	0,020150	12,000000	0,021132	12,000000
0,011603	13,000000	0,013697	13,000000	0,014733	13,000000	0,015075	13,000000
0,007222	14,000000	0,009188	14,000000	0,009754	14,000000	0,010513	14,000000
0,004754	15,000000	0,005545	15,000000	0,006325	15,000000	0,006464	15,000000
0,002842	16,000000	0,003451	16,000000	0,003654	16,000000	0,003750	16,000000
0,001218	17,000000	0,001763	17,000000	0,001912	17,000000	0,002051	17,000000
0,000534	18,000000	0,000801	18,000000	0,001154	18,000000	0,001068	18,000000
0,000171	19,000000	0,000299	19,000000	0,000374	19,000000	0,000417	19,000000
0,000085	20,000000	0,000075	20,000000	0,000150	20,000000	0,000128	20,000000
0,000011	21,000000	0,000021	21,000000	0,000021	21,000000	0,000021	21,000000
0,000000	22,000000	0,000000	22,000000	0,000000	22,000000	0,000000	22,000000
1/4		1/8		1/16		1/32	
QPSK							

Tabla 16. Valores BER vs. Eb/N0 para cada Prefijo Cíclico en QPSK y 3era Situación de Retardos. BER adimensional. Eb/N0 dB.

La Figura 90 y la Tabla 16 anteriores, dan muestra de los resultados obtenidos bajo estas circunstancias de canal.

Donde finalmente se puede llegar a la Tabla 17 resumen de los valores obtenidos en las diferentes experimentaciones antes expuestas y con la cual puede realizarse una comparación efectiva entre las tres situaciones de retardo, ruido AWGN y tamaño de PC para cada caso.

Estimación de la Banda de Guarda Entre Símbolos Digitales de Multiportadoras Ortogonales en el Canal, Mediante un Simulador.

Parametro	BER	BER	BER	BER	BER	BER	BER	BER	BER	BER	BER	BER
3,000000	0,101976	0,106453	0,107457	0,109829	0,113152	0,113665	0,111314	0,117447	0,120171	0,114284	0,117853	0,119744
4,000000	0,090096	0,093120	0,093835	0,094658	0,096549	0,099476	0,098387	0,100748	0,101827	0,098857	0,103494	0,103846
5,000000	0,077447	0,079199	0,080630	0,080983	0,084359	0,085256	0,086389	0,086688	0,088408	0,086335	0,088515	0,089840
6,000000	0,064626	0,066613	0,066635	0,070128	0,072051	0,072746	0,072094	0,073120	0,075534	0,073568	0,074103	0,078109
7,000000	0,054690	0,054840	0,056442	0,058088	0,060353	0,062650	0,062105	0,062297	0,063793	0,063590	0,062821	0,064797
8,000000	0,044979	0,045780	0,046442	0,048718	0,050609	0,051635	0,052949	0,052051	0,053825	0,052564	0,053173	0,055171
9,000000	0,036699	0,036346	0,037682	0,041303	0,040737	0,042158	0,042938	0,042415	0,044476	0,044081	0,043280	0,045150
10,000000	0,028996	0,028771	0,029476	0,031346	0,031603	0,033697	0,034338	0,034359	0,035096	0,035321	0,034776	0,036325
11,000000	0,021998	0,022297	0,023034	0,024989	0,024071	0,025214	0,025545	0,025919	0,027382	0,027254	0,028194	0,027447
12,000000	0,016303	0,015513	0,015759	0,018739	0,018291	0,018024	0,020449	0,019979	0,020150	0,020267	0,019712	0,021132
13,000000	0,011154	0,010951	0,011603	0,013301	0,013002	0,013697	0,014541	0,014968	0,014733	0,015620	0,014808	0,015075
14,000000	0,007382	0,007115	0,007222	0,009530	0,008675	0,009188	0,009840	0,009850	0,009754	0,010641	0,009786	0,010513
15,000000	0,004594	0,004530	0,004754	0,006122	0,005449	0,005545	0,006613	0,006100	0,006325	0,006987	0,006517	0,006464
16,000000	0,002810	0,002361	0,002842	0,003141	0,002959	0,003451	0,004071	0,003964	0,003654	0,004135	0,003654	0,003750
17,000000	0,001560	0,001154	0,001218	0,001774	0,001538	0,001763	0,002094	0,001741	0,001912	0,002222	0,002115	0,002051
18,000000	0,000566	0,000438	0,000534	0,000908	0,000694	0,000801	0,000983	0,000940	0,001154	0,001143	0,001132	0,001068
19,000000	0,000182	0,000160	0,000171	0,000321	0,000235	0,000299	0,000321	0,000353	0,000374	0,000620	0,000513	0,000417
20,000000	0,000064	0,000011	0,000085	0,000043	0,000075	0,000075	0,000182	0,000182	0,000150	0,000128	0,000139	0,000128
21,000000	0,000043	0,000032	0,000011	0,000032	0,000021	0,000021	0,000011	0,000053	0,000021	0,000021	0,000032	0,000021
22,000000	0,000000	0,000000	0,000000	0,000000	0,000000	0,000000	0,000011	0,000011	0,000000	0,000021	0,000021	0,000000
E/N	S1	S2	S3	S1	S2	S3	S1	S2	S3	S1	S2	S3
	1/4			1/8			1/16			1/32		
	QPSK											

Tabla 17. Resumen de Valores Finales para cada situación de canal planteado. Límites de calidad encontrados.

Es bastante notable en la Tabla 17, que a través de la variación del tamaño del prefijo como banda de guarda entre los símbolos transmitidos puede llegarse a disminuir la tasa de bits errados encontrados en el receptor. Como se vino observando a medida de que se fueron realizando las experimentaciones; primero analizando el efecto de los parámetros por separado y luego finalmente con la inclusión de los retardos temporales en la señal, el aumento o decremento de la longitud del prefijo cíclico aplicado, incide directamente en el nivel de calidad de la señal recibida. Si se hace la comparación directa por ejemplo para los niveles de BER obtenidos cuando la señal cuenta con 15 dB de E_b/N_0 para cada una de las situaciones podemos aclarar la idea planteada, la Tabla 18 siguiente expresa esto último:

E_b/N	PC=1/4			PC=1/8			PC=1/16			PC=1/32		
15 dB	0,00	0,00	0,00	0,00	0,005	0,005	0,006	0,006	0,006	0,006	0,006	0,006
	4594	4530	4754	6122	449	545	613	100	325	987	517	464
	S1	S2	S3	S1	S2	S3	S1	S2	S3	S1	S2	S3

Tabla 18. Ejemplo del aumento del BER obtenido para cada disminución del tamaño del Prefijo Cíclico.

Otra apreciación que es importante resaltar es que, se cumple que a medida que los retrasos de las señales de Eco, que conforman la señal recibida resultante, aumentan hacen fallar al sistema hasta tal punto que se hace indetectable por ningún demodulador, por lo que se debe considerar en todo momento el efecto de los retardos para poder elegir las técnicas necesarias para suprimirlo.

Estimación de la Banda de Guarda

Según lo que se observa en la Tabla 19, se repite una conducta para los tamaños 1/4 y 1/8 de la longitud del PC y otra para el resto. En este sentido se determinó que donde se logra conseguir una menor relación señal a ruido, necesaria para cumplir con el nivel de calidad en la recepción de la señal, para todas las situaciones de canal con retraso simulado, es en estas 2 longitudes de banda de guarda principales (remarcadas en color amarillo), en donde se obtiene un valor de E_b/N_0 mínimo de 20 dB. De forma contraria sucede para 1/16 y 1/32 (remarcadas en rojo) de la duración del símbolo OFDM activo, en donde se supera el valor máximo de calidad para estos mismos valores. Entonces se concluye que en una transmisión determinada por las siguientes características de generación y canal:

OFDM	
Número de Bits generados	3120
Tiempo de Bit (T_b)	0,001 seg.
Número de Subportadoras	52 (4x13)
Duración del Símbolo OFDM	0,052 seg.
Modulación Digital	QPSK
Frecuencia de Muestreo	1000 Hz

CANAL	
Modelo Estadístico	Ricean
Eb/N0 mínima	20 dB
Atenuación Rayo Directo	-0,555556 dB
Retardo Eco 1	1/10, 1/8 ó 1/6 de la duración del símbolo (s).
Atenuación Eco 1	-2 dB
Retardo Eco 2	0,000433336 s.
Atenuación Eco 2	-5 Db

Tabla 19. Informe de Parámetros de Generación y Canal para determinación de ancho de banda de guarda óptima.

En donde a través de la selección de los parámetros anterior (Tabla 18), con del estudio de el comportamiento de cada uno de ellos y su efecto en la señal recibida, se obtuvo que la banda de guarda óptima para garantizar el nivel de calidad requerido de **$BER \leq 0,0001$** debe ser de 1/4 ó 1/8 del tamaño del símbolo OFDM activo. Se determinó que los prefijos de menor tamaño (1/16 y 1/32) no cumplen el nivel requerido para una recepción óptima puesto que el máximo retardo alcanzado por la señal resultante es mayor a su tamaño. Con lo que se concluye que por optimización de la eficiencia espectral, mediante el mayor envío de información a través del mismo ancho de banda resulta finalmente que:

BANDA DE GUARDA ÓPTIMA ENTRE SÍMBOLOS
DIGITALES OFDM EN EL CANAL= $\frac{1}{8}$ De la Duración del Símbolo
Activo.

CAPÍTULO VI

Conclusiones y Recomendaciones

V.1 Conclusiones

Son numerosos los factores que agregan valor e importancia al empleo de multiplexaciones ortogonales para la transmisión de señales a distancia, a través del aire como medio, ya que las vicisitudes que se desea superar implican aleatoriedad, atenuación, dispersión y otras degradaciones a consecuencia del canal que desmejoran la eficiencia de cualquier sistema de transmisión, por lo que disponer de un sistema completamente pensado en combatir dichos agentes, sin la necesidad de tener que comprometer el aprovechamiento del ancho de banda disponible, es una solución lo suficientemente atractiva. Es por esto que los sistemas basados en OFDM se pueden considerar la evolución para transmisiones digitales por aire. En particular el estándar de la ISDB-T explota todas las capacidades que da OFDM como por ejemplo: alta calidad con HDTV en 6 MHz de ancho de banda, robustez contra “*multipath*”, ruidos urbanos y desvanecimiento y flexibilidad en la recepción dado que contempla las posibilidades: fija, móvil y portátil en el mismo ancho de banda; dependiendo de cómo sea esta recepción se escoge la modulación digital correspondiente para que sea inmune a los efectos del medio.

La implementación de la plataforma para transmisión de Televisión Digital Terrestre en Venezuela, según el estándar japonés, constituiría un gran progreso para el país por una parte; porque sería un gran avance tecnológico que beneficiaría tanto al usuario como a toda la industria involucrada, con más y mejores posibilidades de servicios y por otra parte porque se espera que la implementación de este estándar, que fue escogido por todos sus beneficios y su adaptabilidad, sea el resultado de una fase de pruebas profunda donde las decisiones tomadas para la determinación de los parámetros este justificada y apoyada con diversos estudios en campo. En este sentido

la inversión de capital de parte del estado y los entes competentes en proyectos de investigación y desarrollo de estos sistemas es una necesidad imperativa para lograr un cambio exitoso que asegure el óptimo funcionamiento, y garantice la rentabilidad de la transición a esta plataforma.

Este estudio forma parte de esas investigaciones iniciales, que aunque no tiene validez estadística, debido a que no se pueden generar el número de puntos suficientes y además es una versión reducida del estándar, ni constituye una base sobre la cual se puedan tomar decisiones de implementación, el mismo sí permite mostrar el desempeño de un sistema OFDM frente a diferentes situaciones, con lo que se puede conseguir una primera experiencia y sacar tendencias sobre que esperar del comportamiento de las señales al momento de experimentar en campo real.

Fue posible a través del diseño del simulador desarrollado; el modelado de comportamientos de canales teóricos y la generación y recepción de símbolos OFDM. Partiendo de esto se generaron diferentes situaciones, al variar los parámetros del sistema, para estudiar cómo se desenvolvía este. Por último se fijaron todas las condiciones, en tres escenarios distintos y se escogió la banda de guarda óptima para éstas. Con estos parámetros del canal teórico, combinados con los parámetros de los símbolos OFDM se obtuvo un valor de Prefijo Cíclico, que actúa como banda de guarda, para garantizar que el BER se mantenga por debajo del máximo valor aceptable fijado para el sistema.

V.2 Recomendaciones

Es recomendable el uso del software producido como una herramienta de enseñanza, puesto que el mismo permite visualizar de manera sencilla las prestaciones de un sistema OFDM, que tiende a ser difícil de entender si sólo se usa una base teórica.

La simulación aunque fue pensada para medir la banda de guarda, puede ser adaptada con pequeñas modificaciones, o ninguna, para otros estudios basados en ISDB-T, lo que es fundamental para el desarrollo del proyecto TDT para Venezuela, en esta etapa temprana de pruebas.

Un potenciamiento del sistema que permitiría que fuera utilizado para diversas aplicaciones, sería que se llevara a pasabanda, puesto que su condición de banda base puede ser limitante para algunos estudios.

Bibliografía

-Associação Brasileira de Normas Técnicas. (2007). *Televisión Digital Terrestre- Sistema de Transmisión*. Obtenida el 20 de septiembre de 2010, de: http://www.dtv.org.br/download/es-es/ABNTNBR15601_2007Esp_2008.pdf

-Association of Radio Industries and Businesses. (2007). *Reporte Técnico: Características del Sistema ISDB-T*. Obtenida el 16 de agosto del 2010, de: http://www.dibeg.org/techp/feature/isdb-t_Spanish.pdf

-Association of Radio Industries and Businesses. (2007). *Reporte Técnico: Características del Sistema ISDB-T, ANEXO-AA*. Obtenida el 16 de agosto del 2010, de: http://www.dibeg.org/techp/feature/ANNEX-AA_spanish.pdf .

-Association of Radio Industries and Businesses. (2001). *Transmission System for Digital Terrestrial Television Broadcasting (ARIB STD-B31)*. Recuperado el 17 de agosto de 2010, de http://www.arib.or.jp/english/html/overview/doc/6-STD-B31v1_6-E2.pdf

-Bahai, Ahmad & Saltzberg, Burton & Ergen Mustafa. (2004). *Multi-carrier Digital Communications: Theory And Applications Of OFDM (2da edición)*. Nueva York, EEUU: Springer Science + Business Media, Inc.

-Bevan, E. & Ermolayev, V. & Flaksman, A. & Averin, I. (2004). *Gaussian Channel Model for Mobile Multipath Enviroment*. Revista de Procesamiento de Señales Aplicado: EURASIP. Volumen 9, páginas: 1321–1329.

-Blake, Roy. (2004). *Sistemas Electrónicos de Comunicaciones (2da edición)*. México: Thomson.

-Doyle, Alden & Han, Kyungtae & Nadkarni, Suvid & Seshadrinathan, Kalpana & Simha, Raghuveer & Wong, Ian. (2004). *Performance Evaluation of the*

IEEE 802.16a physical layer using simulation. Recuperado el 2 de diciembre de 2010, de: <http://users.ece.utexas.edu/~iwong/Files/WirelessFinalReport.pdf>

-Figueiras, Aníbal R. (2002). *Una Panorámica de las Telecomunicaciones.* Madrid, España: Pearson Education.

-Gorricho, Juan L. & Gorricho, Mónica. (2002). *Comunicaciones Móviles.* España: Ediciones UPC.

-Hernández, Oliver. (1997). *Descripción del Estándar MPEG-2.* Revista Electrónica de la Escuela de Ingeniería Eléctrica de la Universidad Central de Venezuela. Volumen 1. Obtenido el 1 de Diciembre de 2010, de: <http://neutron.ing.ucv.ve/revista-e/No1/Mpeg2.htm>

-Jáuregui, Juan C. & Pérez, Gabriel T. (2006). TESIS: “*Simulador de un sistema de comunicaciones basado en el estándar IEEE 802.16 (WiMax)*”. Venezuela: Universidad Católica Andrés Bello. Facultad de Ingeniería en Telecomunicaciones.

-Litwin, Louis & Pugel, Michael. (2001). *The Principles of OFDM.* RFDesign. Obtenido 03 de Diciembre de 2010 de: <http://rfdesign.com/images/archive/0101Puegel30.pdf>

-Sienra, Luis G. (2003). *QAM, La Guía Completa.* Centro de Investigación e Innovación en Telecomunicaciones. Obtenido el 05 Enero de 2011 de: <http://www.cinit.org.mx/articulo.php?idArticulo=10>

- Štukavec, Radim. (2008). *DVB-T Broadcasting Error Rate Measurement.* República Checa: Universidad de Tecnología Brno. Facultad de Ingeniería Eléctrica y Comunicación. Obtenido el 07 de Julio de 2011 de: <http://www.feec.vutbr.cz/EEICT/2008/sbornik/03-Doktorske%20projekty/01-Elektronika%20a%20komunikace/12-stuclik.pdf>

-Tomasi, Wayne. (2003). *Sistemas de Comunicaciones Electrónicas (4ta edición)*. México: Pearson Educación.

-Universidad de Chile, Facultad de Ingeniería de las Telecomunicaciones. (n.d.). *Funcionamiento de OFDM: Anexo FG*. Obtenida el 14 de agosto del 2010, de <http://toip.uchile.cl/mediawiki/upload/e/e5/AnexoFG-Marcomun.pdf>.

-Universidad Politécnica de Cataluña, E.T.S. de Ingeniería de Telecomunicación de Barcelona Dept. de Teoría de la Señal y Comunicaciones. (n.d.) *Modelado Discreto De Sistemas De Transmisión Digital*. Obtenida el 5 de Diciembre de 2011, de: <http://e-md.upc.edu/diposit/material/24798/24798.pdf>

-Gonzales C. Y., Venuska. (n.d.). *Interferencia Intersimbólica*. Extraído el 11 de noviembre del 2011, de: <http://cnx.org/content/m36885/latest/?collection=col11274/latest>.

-Vergara G., José M. (2008). TESIS: “*Simulación de un Esquema de Modulación/Demodulación OFDM Utilizando un Modelo de Canal Multitrayectoria*”. Ecuador: Escuela Superior Politécnica del Litoral. Facultad de Ingeniería en Electricidad y Computación.

-Watkinson, John. (2004). *The MPEG Handbook* (2da edición). Oxford, Reino Unido: Focal Press.