



**Análisis de desempeño de la capa física para el estándar de televisión
digital ATSC 3.0**

Vila Bone, Andrés Fernando

Departamento de Eléctrica, Electrónica y Telecomunicaciones

Carrera de Ingeniería en Electrónica y Telecomunicaciones

Trabajo de titulación, previo a la obtención del título de Ingeniero en
Electrónica y Telecomunicaciones

Ing. Olmedo Cifuentes, Gonzalo Fernando

19 de marzo de 2021



Document Information

Analyzed document	Proyecto_Andres_Vila.pdf (D98928069)
Submitted	3/19/2021 3:14:00 PM
Submitted by	Olmedo Cifuentes Gonzalo Fernando
Submitter email	gfolmedo@espe.edu.ec
Similarity	4%
Analysis address	gfolmedo.espe@analysis.orkund.com

Sources included in the report

SA	David_Hermo_Raul_Juan_DVBTyT2.pdf Document David_Hermo_Raul_Juan_DVBTyT2.pdf (D62832548)		1
SA	tesis final.docx Document tesis final.docx (D15110341)		4
W	URL: https://docplayer.es/76753956-Desarrollo-de-modulos-didacticos-para-la-implementac ... Fetched: 12/17/2019 8:22:46 AM		2
W	URL: https://www.digikey.com/es/articles/use-readily-available-components-generate-bina ... Fetched: 3/19/2021 6:23:00 PM		6
W	URL: https://inaoe.repositorioinstitucional.mx/jspui/bitstream/1009/224/1/Casta%C3%B1ed ... Fetched: 10/31/2019 11:41:33 PM		1
W	URL: http://www.niuc.bc.uc.edu.ve/bitstream/123456789/4973/3/jsandia.pdf Fetched: 1/27/2021 11:10:32 AM		2
SA	Universidad de las Fuerzas Armadas ESPE / proyecto_nuqam_danny_aviles.pdf Document proyecto_nuqam_danny_aviles.pdf (D35751572) Submitted by: gfolmedo@espe.edu.ec Receiver: gfolmedo.espe@analysis.orkund.com		12
SA	Universidad de las Fuerzas Armadas ESPE / Proyecto codificacion de canal v11.pdf Document Proyecto codificacion de canal v11.pdf (D57610607) Submitted by: gfolmedo@espe.edu.ec Receiver: gfolmedo.espe@analysis.orkund.com		2
W	URL: https://pdfcoffee.com/codificacion-para-el-control-de-errorespdf-pdf-free.html Fetched: 3/10/2021 12:12:16 AM		1



Firmado electrónicamente por:
GONZALO FERNANDO
OLMEDO CIFUENTES

Ing. Gonzalo Olmedo, Ph.D.



DEPARTAMENTO DE ELÉCTRICA, ELECTRÓNICA Y
TELECOMUNICACIONES
CARRERA DE INGENIERÍA EN ELECTRÓNICA Y
TELECOMUNICACIONES

CERTIFICACIÓN

Certifico que el trabajo de titulación, “**Análisis de desempeño de la capa física para el estándar de televisión digital ATSC 3.0**” fue realizado por el señor **Vila Bone, Andrés Fernando** el cual ha sido revisado y analizado en su totalidad por la herramienta de verificación de similitud de contenido; por lo tanto cumple con los requisitos legales, teóricos, científicos, técnicos y metodológicos establecidos por la Universidad de las Fuerzas Armadas – ESPE, razón por la cual me permito acreditar y autorizar para que lo sustente públicamente.

Sangolquí, 19 marzo del 2021



Firmado digitalmente por
GONZALO FERNANDO
OLMEDO CIFUENTES

.....
Ing. Olmedo Cifuentes, Gonzalo Fernando

C.C.: 171169634



ESPE

UNIVERSIDAD DE LAS FUERZAS ARMADAS
INNOVACIÓN PARA LA EXCELENCIA

DEPARTAMENTO DE ELÉCTRICA, ELECTRÓNICA Y

TELECOMUNICACIONES

CARRERA DE INGENIERÍA EN ELECTRÓNICA Y

TELECOMUNICACIONES

RESPONSABILIDAD DE AUTORÍA

Yo, **Vila Bone, Andrés Fernando**, con cédula de ciudadanía n° 1722163886, declaro que el contenido, ideas y criterios del trabajo de titulación: “**Análisis de desempeño de la capa física para el estándar de televisión digital ATSC 3.0**” es de mi autoría y responsabilidad, cumpliendo con los requisitos legales, teóricos, científicos, técnicos y metodológicos establecidos por la Universidad de las Fuerzas Armadas ESPE, respetando los derechos intelectuales de terceros y referenciando las citas bibliográficas.

Sangolquí, 19 marzo del 2021

.....
Vila Bone, Andrés Fernando

C.C.: 1722163886



ESPE
UNIVERSIDAD DE LAS FUERZAS ARMADAS
INNOVACIÓN PARA LA EXCELENCIA

**DEPARTAMENTO DE ELÉCTRICA, ELECTRÓNICA Y
TELECOMUNICACIONES**

**CARRERA DE INGENIERÍA EN ELECTRÓNICA Y
TELECOMUNICACIONES**

AUTORIZACIÓN DE PUBLICACIÓN

Yo, **Vila Bone, Andrés Fernando**, con cédula de ciudadanía n° 1722163886, autorizo a la Universidad de las Fuerzas Armadas ESPE publicar el trabajo de titulación: “**Análisis de desempeño de la capa física para el estándar de televisión digital ATSC 3.0**” en el Repositorio Institucional, cuyo contenido, ideas y criterios son de mi responsabilidad.

Sangolquí, 19 marzo del 2021

.....
Vila Bone, Andrés Fernando

C.C.: 1722163886

Dedicatorias

Dedico este trabajo principalmente a Dios, por haberme dado la vida y permitirme el haber llegado hasta este momento tan importante de mi formación profesional.

A mi madre, por ser el pilar más importante y por demostrarme siempre su cariño, su apoyo incondicional y su lucha constante por sacarnos adelante sin importar nuestras diferencias de opiniones. A mi padre, a pesar de no ser mi sangre, siento que está conmigo siempre y aunque nos faltan muchas cosas por mejorar, sé que este momento es tan especial para ti como lo es para mí.

A mis hermanos José y Yanella, por su cariño y apoyo condicional.

A toda mi familia, a todos mis amigos, mis compañeros dedico mis triunfos pues han sido y seguirán siendo parte de ellos.

ANDRÉS FERNANDO VILA BONE

Agradecimientos

Agradezco a Dios por guiarme en mi camino y por permitirme concluir con mi objetivo

A mis padres quienes son mi motor y mi mayor inspiración que, a través de su amor, paciencia, buenos valores, ayudan a trazar mi camino.

A mis amigos, con todos los que compartí dentro y fuera de las aulas. Aquellos amigos del cole, que se convierten en amigos de vida y aquellos que serán mis colegas, gracias por todo su apoyo y diversión.

Finalmente, a la Universidad de las Fuerzas Armadas – ESPE y docentes por darme la oportunidad de estudiar y desarrollarme en el campo laboral y académico; y sobre todo a mi tutor un excelente maestro.

ANDRÉS FERNANDO VILA BONE

Tabla de Contenido

Contenido	
Dedicatorias	6
Agradecimientos.....	7
Tabla de Contenido	8
Índice Tablas	12
Índice de Figuras.....	13
Abreviaturas:	17
Resumen.....	19
Abstract.....	20
Capítulo I.....	21
Introducción.....	21
Antecedentes.....	21
Justificación e Importancia.....	21
Alcance.....	22
Objetivos.....	22
General	22
Específicos.....	23
Metodología	23
Distribución del Trabajo de Titulación	24
Capítulo II.....	25
Fundamentos Teóricos	25
Televisión Digital.....	25

Transformación de la televisión análoga a la digital	25
Virtudes y obstáculos de la televisión digital terrestre	26
Virtudes	26
ISDB-T:	27
DTMB:	27
DVB:	28
Estándar ATSC:	28
Descripción general de la capa física para el estándar de televisión digital ATSC	
3.0	29
Adaptación de datos, codificación y modulación.	30
Adaptación de datos.	30
Formato de Entrada	30
Encapsulación y comprensión.	31
Planificador.	31
Formato banda base.	32
Codificación y modulación interpretada por bits (BICM)	37
Corrección de errores hacia adelante (FEC).	37
Codificación externa.	40
Codificación de Paridad Interna (LDPC).	41
Intercalación de bits.	45
Mapeador de constelaciones.	47
Bit to IQ Mapping.	47
Demultiplexor	49

	10
LDM (Layer-Division Multiplexing)	51
Enmarcado e intercalado.....	52
Generación de onda	55
Inserción piloto	56
Pre-distorsión MISO	57
Transformada Rápida de Fourier Inversa (IFFT)	57
PAPR	57
Inserción del intervalo de guarda (GI).....	57
Bootstrap.....	58
Capítulo III.....	59
Implementación del bloque BICM	59
Corrección de errores (FEC).....	60
Decodificación LDPC	63
Decodificación Hard-Decision	64
Decodificación Soft-Decision	67
Intercalador de bits / Desintercalador de bits	75
Intercalador / Desintercalador de paridad	75
Intercalador / Desintercalador de grupo.....	75
Intercalador de Bloque / desintercalador	75
Bloque Interleaver / Deinterleaver tipo B	75
Mapeador/De-Mapeador	77
Modulaciones Digitales no Uniformes.....	77
Grados de Libertad.....	79

	11
Intervalo de valores de SNR.....	80
Constelación inicial.....	80
Etiquetado de los símbolos.....	81
Limite BICM para Constelaciones Convencionales	81
Constelaciones QAM no Uniformes (NUC).....	83
Optimización para AWGN.....	84
Optimización para AWGN con Codificación Interna (Codificación LDPC).....	107
Capítulo IV	111
Análisis de resultados	111
LDPC	111
BICM	112
Resultado por FEC	112
Capítulo V	128
CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES	128
Conclusiones.....	128
Recomendaciones.....	129
REFERENCIAS BIBLIOGRÁFICAS	130

Índice Tablas

Tabla 1. Descripción del OFI (Optional Field Indicator).....	34
Tabla 2. Taps de retroalimentación para LFSR de longitud máxima	36
Tabla 3. Longitud de la K_{payload} (bits) para el $N_{\text{inner}} = 64800$	39
Tabla 4. Longitud de la K_{payload} (bits) para el $N_{\text{inner}} = 16200$	40
Tabla 5. Polinomios BCH.....	41
Tabla 6. Estructura de la codificación LDPC utilizada para cada una de las tasas y longitudes de código.....	44
Tabla 7. Combinación obligatoria de modulación y codificación para $N_{\text{inner}} = 64800$	49
Tabla 8. Combinación obligatoria de modulación y codificación para $N_{\text{inner}} = 16200$	49
Tabla 9. Parámetros para la asignación de bits en constelaciones	50
Tabla 10. Tabla de operadores para GF (2).....	61
Tabla 11. Tabla de permutación para el Bloque Intercalador con $N_{\text{inner}} = 64800$	76
Tabla 12. Tabla de permutación para el Bloque Intercalador con $N_{\text{inner}} = 16200$	76
Tabla 13. Configuraciones del Bloque Intercalador tipo B.....	76
Tabla 14. DOF y Símbolos de las constelaciones 1D NUC.....	79
Tabla 15. Posiciones de un eje PAM.....	83
Tabla 16. Codificación y Modulación para trama normal (\checkmark) y trama corta(x) para códigos LDPC	114
Tabla 17. Estructura de la codificación de canal para la trama normal y trama corta	114

Índice de Figuras

Figura 1. Capa física para ATSC 3.0.....	29
Figura 2. Diagrama de bloques del formato de datos	31
Figura 3. Diagrama de bloques del formato de banda base	32
Figura 4. Encabezado de paquete	33
Figura 5. Detalles de la estructura del encabezado paquete de banda base.	34
Figura 6. Registro de desplazamiento del codificador PRBS para codificación de banda base.....	35
Figura 7. Diagrama de bloques del BICM.....	37
Figura 8. Estructura de la trama FEC cuando se usa BCH o CRC como código externo.....	37
Figura 9. Estructura de la trama FEC cuando no se utiliza ningún código externo.....	39
Figura 10. Representación de la matriz de chequeo de paridad en grafo de Tanner	43
Figura 11. Construcción del grafo de Tanner para la fila 1	43
Figura 12. Diagrama de bloques del entrelazador de bits.....	45
Figura 13. Operación de escritura / lectura del entrelazado de bloques tipo A.....	46
Figura 14. Diagrama de bloques para el Mapeador.....	47
Figura 15. Constelación 16NUQAM 1D y 16NUQAM 2D.....	48
Figura 16. Bloque del De-multiplexor.....	50
Figura 17. Bloque LDM.....	51
Figura 18. Bloque combinador.....	52
Figura 19. Diagrama de bloque del módulo Enmarcado e Intercalado	53
Figura 20. Diagrama de bloque Hybrid Time Interleaver.....	54
Figura 21. Estructura de tramas y sub-tramas	55
Figura 22. Generador de onda, donde los sub- bloques MISO y PAPR son opcionales.....	56
Figura 23. Generador de secuencia referenciada	56
Figura 24. Bloque BICM.....	59
Figura 25. Repartición de bits	62
Figura 26. Grafo de Tanner de la matriz Nodo de Verificación.....	64
Figura 27. Grafo de Tanner para el cálculo de los síndromes a la primera iteración.....	66
Figura 28. Grafo de Tanner que contiene datos de CN errados	66

Figura 29. Grafo de Tanner para el cálculo de los síndromes (iteración 2).....	66
Figura 30. Grafo de Tanner para contar CN errado	67
Figura 31. Grafo de Tanner para el cálculo de los síndromes (iteración 3).....	67
Figura 32. Mapeo bit a símbolo para 16QAM.....	69
Figura 33. Partición del grupo de símbolos para el bit b_{1k}	70
Figura 34. Partición del grupo de símbolos para el bit b_{3k}	70
Figura 35. Estructura del demapeador para constelaciones 1D-NUC.....	72
Figura 36. Factores de Diseño para las constelaciones 1D/2D.....	78
Figura 37. 16 QAM, Gray Mapping	82
Figura 38. Eje PAM de 16-QAM con parámetro a	84
Figura 39. Constelaciones No Uniforme 16NUC según British Broadcasting Corporation	85
Figura 40. Constelaciones No Uniforme 64NUC según British Broadcasting Corporation	86
Figura 41. Constelaciones No Uniforme 256NUC según British Broadcasting Corporation	86
Figura 42. Constelaciones No Uniforme 1024NUC según British Broadcasting Corporation.....	87
Figura 43. Constelaciones No Uniforme 4096NUC según British Broadcasting Corporation.....	87
Figura 44. Constelaciones 16QAM No Uniformes según ATSC: A/322: 2017a.....	88
Figura 45. Constelaciones 16QAM No Uniformes según ATSC: A/322: 2017a.....	88
Figura 46. Constelaciones 16QAM No Uniformes según ATSC: A/322: 2017a.....	89
Figura 47. Constelaciones 16QAM No Uniformes según ATSC: A/322: 2017a.....	89
Figura 48. Constelaciones 16QAM No Uniformes según ATSC: A/322: 2017a.....	90
Figura 49. Constelaciones 64QAM No Uniformes según ATSC: A/322: 2017a.....	90
Figura 50. Constelaciones 64QAM No Uniformes según ATSC: A/322: 2017a.....	91
Figura 51. Constelaciones 64QAM No Uniformes según ATSC: A/322: 2017a.....	91
Figura 52. Constelaciones 64QAM No Uniformes según ATSC: A/322: 2017a.....	92
Figura 53. Constelaciones 64QAM No Uniformes según ATSC: A/322: 2017a.....	92
Figura 54. Constelaciones 256NUC según ATSC: A/322: 2017a	93
Figura 55. Constelaciones 256NUC según ATSC: A/322: 2017a	93
Figura 56. Constelaciones 256NUC según ATSC: A/322: 2017a	94
Figura 57. Constelaciones 256NUC según ATSC: A/322: 2017a	94

Figura 58. Constelaciones 256NUC según ATSC: A/322: 2017a	95
Figura 59. Constelaciones 256NUC según ATSC: A/322: 2017a	95
Figura 60. Constelaciones 1024NUC según ATSC: A/322: 2017a	96
Figura 61. Constelaciones 1024NUC según ATSC: A/322: 2017a	96
Figura 62. Constelaciones 1024NUC según ATSC: A/322: 2017a	97
Figura 63. Constelaciones 1024NUC según ATSC: A/322: 2017a	97
Figura 64. Constelaciones 1024NUC según ATSC: A/322: 2017a	98
Figura 65. Constelaciones 1024NUC según ATSC: A/322: 2017a	98
Figura 66. Constelaciones 4096NUC según ATSC: A/322: 2017a	99
Figura 67. Constelaciones 4096NUC según ATSC: A/322: 2017a	99
Figura 68. Constelaciones 4096NUC según ATSC: A/322: 2017a	100
Figura 69. Constelaciones 4096NUC según ATSC: A/322: 2017a	100
Figura 70. Constelaciones 4096NUC según ATSC: A/322: 2017a	101
Figura 71. Constelaciones 4096NUC según ATSC: A/322: 2017a	101
Figura 72. Desempeño de las constelaciones 16QAM vs. 16NUC, según British Broadcasting Corporation	103
Figura 73. Desempeño de las constelaciones 64QAM vs. 64NUC según British Broadcasting Corporation	103
Figura 74. Desempeño de las constelaciones 256QAM vs 256NUC según British Broadcasting Corporation	104
Figura 75. Desempeño de las constelaciones 1024QAM vs 1024NUC, según British Broadcasting Corporation	104
Figura 76. Desempeño de la constelación NU16QAM, $R= 13/15$ para ATSC 3.0.....	105
Figura 77. Desempeño de la constelación NU64QAM, $R= 13/15$ para ATSC 3.0.....	105
Figura 78. Desempeño de la constelación NU256QAM, $R= 13/15$ para ATSC 3.0.....	106
Figura 79. Desempeño de la constelación NU1024QAM, $R= 13/15$ para ATSC 3.0	106
Figura 80. Desempeño de la constelación NU4096QAM, $R= 13/15$ para ATSC 3.0	107
Figura 81. Desempeño de Codificación Interna LDPC 16QAM uniforme	108
Figura 82. Desempeño de Codificación Interna LDPC 16QAM uniforme	108

Figura 83. Desempeño de Codificación Interna LDPC 16QAM uniforme	109
Figura 84. Ganancia de conformación de la constelación uniforme convencional (UC) frente a NUC para 256QAM y trama normal LDPC de tasa 10/15 sobre el canal AWGN.....	109
Figura 85. Constelación NU256QAM, $r=10/15$	110
Figura 86. Eficiencia Espectral del bloque BICM.....	112
Figura 87. Capacidad del canal de Shannon, capacidad CM y BICM.....	113
Figura 88. Matriz de Verificación de paridad H del código LDPC estructurado de acumulación repetida irregular (IRA).....	115
Figura 89. Desempeño 256NUC con codificación de canal 64k y con $rc=10/15$	117
Figura 90. Constelación 256NUC $rc=10/15$	118
Figura 91. Construcción del código QC-LDPC basado en la estructura [BCI] (MET del inglés multi-edge type).....	119
Figura 92. Constelación 256NUC $rc=5/15$	120
Figura 93. Desempeño 256NUC con codificación de canal 64k y con $r=9/15$	120
Figura 94. Constelación 256NUC $r=9/15$	121
Figura 95. Ganancias de rendimiento en dB de NUC ATSC 3.0.....	121
Figura 96. Interfaz de portada.....	122
Figura 97. Interfaz Principal.....	123
Figura 98. Interfaz Principal.....	123
Figura 99. Interfaz Principal.....	124
Figura 100. Interfaz Principal.....	124
Figura 101. Interfaz Principal.....	125
Figura 102. Interfaz Principal.....	125
Figura 103. Interfaz Principal.....	126
Figura 104. Interfaz Principal.....	126
Figura 105. Interfaz Principal.....	127
Figura 106. Interfaz Principal.....	127

Abreviaturas:

- ALP: Protocolo de capa ATSC
- ARIB: Asociación de Industrias y Empresas de Radio
- ATSC: Comité de Sistemas de Televisión Avanzada
- BCH: Bose-Chaudhuri-Hocquenghem
- BICM: Modulación de código entrelazado por bits
- BICM: Codificación y modulación interpretada por bits
- BIL: Intercalador de Bits.
- CRC: Control de redundancia cíclica
- DOF: Grado de Libertad
- DTMB: Transmisión Multimedia Digital Terrestre
- DTMB-H; Transmisión Multimedia Digital Terrestre Portable
- DVB: Difusión de Video Digital
- DVB-C: Difusión de Video Digital por Cable
- DVB-H: Dispositivo portátil de transmisión de video digital
- DVB-S: Difusión de Video Digital por Satélite
- DVB-T: Difusión de Video Digital Terrestre
- FDM: Multiplexación por división de frecuencia.
- FEC: Corrección de errores hacia adelante
- FFT: Transformada Rápida de Fourier
- HDTV: Televisión de Alta Definición
- HEVC (H.265): Codificación de video de alta eficiencia
- IFFT: Transformada Rápida de Fourier Inversa
- IFU: Función de Interface.
- IP: Protocolo de Internet

- ISDB-T: Servicios Integrado de Difusión Digital Terrestre
- LDM: Multiplexor de división en capas.
- LDPC: Paridad de baja densidad.
- LFSR: Desplazamiento con retroalimentación lineal
- MISO: Múltiples entradas, una salida.
- ModCod: Tasa de código y modulación
- NoC: Número de subportadoras útiles
- NTSC: Comisión Nacional de Sistemas de Televisión
- OFDM: Multiplexación por División de Frecuencias Ortogonales
- PAPR: Reducción de la potencia pico a promedio
- PLP: Tubo de capa física.
- PN: Secuencia Pseudo-Ruido.
- PRBS: Secuencia binaria pseudoaleatoria
- QAM: Modulación de amplitud y cuadratura.
- QNUC: Constelación no Uniformes de Cuadratura
- QoS: Calidad de Servicio
- QPSK: Modulación por desplazamiento cuadrafásica
- RF: Radio Frecuencia
- SDTV: Televisión de Definición estándar
- SFN: Red de Frecuencia Única.
- TDM: Multiplexación por división de tiempo.
- TDT: Televisión Digital Terrestre
- TS: Transport Stream
- ZC: Secuencia Zadoff-Chu

Resumen

En este trabajo se presenta el concepto de constelación no uniforme (NUC) en contraste con las constelaciones convencionales de modulación de amplitud de cuadratura uniforme (QAM). Estas constelaciones proporcionan una ganancia de configuración adicional, lo que permite la recepción con relaciones de señal a ruido más bajas.

ATSC 3.0 será el primer estándar de radiodifusión importante, que utiliza por completo los NUC debido a sus excelentes propiedades. Se considera diferentes tipos de NUC y se describe su rendimiento: los NUC 2D proporcionan más ganancia de modelado a costa de una mayor complejidad de demapeo, mientras que los NUC 1D permiten el demapeo de baja complejidad con ganancias de modelado ligeramente menores. Estos NUC son adecuados para tamaños de constelaciones muy grandes como 1024 y 4096QAM.

Palabras Claves:

- **CONSTELACIONES NO UNIFORMES**
- **QAM**
- **ATSC 3.0**
- **TRANSMISIÓN TERRESTRE**
- **CONFORMACIÓN DE CONSTELACIONES**

Abstract

In this work, the concept of non-uniform constellation (NUC) is presented in contrast to conventional uniform quadrature amplitude modulation (QAM) constellations. These constellations provide additional shaping gain, allowing reception with lower signal-to-noise ratios.

ATSC 3.0 will be the first major broadcast standard, fully utilizing NUCs due to their excellent properties. Different types of NUCs are considered and their performance is described: 2D NUCs provide more modeling gain at the cost of higher mapping complexity, while 1D NUCs allow low-complexity demapping with slightly lower modeling gains. These NUCs are suitable for very large constellation sizes such as 1024 and 4096QAM.

Keywords:

- **NON-UNIFORM CONSTELLATIONS**
- **QAM**
- **ATSC 3.0**
- **TERRESTRIAL TRANSMISSION**
- **CONSTELLATION FORMATION**

Capítulo I

Introducción

Antecedentes

“En los últimos años diferentes tecnologías de codificación/decodificación de canal han sido implementadas en los estándares de Radiodifusión de Televisión Digital Terrestre (DTTB). Estas tecnologías están encaminadas a reducir la brecha con respecto al límite de Shannon de estos sistemas y todas están sujetas a un proceso continuo de optimización y cambio (Fontes Pupo, Díaz Hernández, & Acosta Cintado, 2018). Ejemplos de estas son: la codificación LDPC (Low Density Parity Check), Layer Division Multiplexing (LDM), BICM (Bit-Interleaved Code Modulation) y NUC (Non-Uniform Constellation) (Morales Dionisio & Akamine, 2016). Desde la primera y segunda generación de estándares de TDT, tal y como se definen en (Dai, Wang, & Yang, 2012), hasta el estándar de nueva generación ATSC 3.0, (ATSC, Advanced Television Systems Committee, 2020), estas tecnologías han sido incorporadas progresivamente. Esto ha permitido una utilización más eficiente de la capacidad del canal, es decir, recepción a una menor Relación Señal a Ruido (SNR), mayor velocidad de transmisión y en sentido general, sistemas más robustos (Loghin, y otros, 2016).

“Una de las nuevas tecnologías que posibilita utilizar de una manera más eficiente la capacidad del canal de transmisión, es la optimización de las comúnmente utilizadas Constelaciones Uniformes (UC). Estas optimizaciones están basadas en técnicas de conformación de señales (del inglés, *constellation shaping techniques*), las cuales se pueden dividir en dos grupos: conformación probabilística y conformación geométrica” (Loghin, y otros, 2016). Las NUCs son una forma de conformación geométrica, estas pueden ser diseñadas en 1D o 2D (dos-dimensiones).

Justificación e Importancia

ATSC 3.0 ha realizado un salto cualitativo en varias de las marcas conocidas entre ellas LG, Samsung y Sony donde manifiestan la incorporación del sintonizador ATSC 3.0 con la capacidad de 120fps que se pueda transmitir audio basado en objetos de forma que mejora

notablemente el sonido en televisores compatibles, ofrece mejoras de video (4K, HDR y hasta 120 fps) con la compresión High Efficiency Video Coding o MPEG-H parte 2 que el contenido de las funciones interactivas, el uso combinado en la “antena tradicional” y la toma de red.

ATSC 3.0 por todas las características de integración tecnológica que presenta fue declarado por la UIT como estándar internacional para el futuro de la televisión digital.

En este trabajo de investigación se focaliza en el análisis del desempeño de la capa física para el estándar de televisión digital americano ATSC 3.0, el mismo que debido a los recientes cambios tecnológicos de la industria televisiva digital que vio la necesidad de implementar tecnologías para UHD, movilidad e interacción directa a Internet, utilizando modulaciones no uniformes, códigos correctores de error en dos dimensiones, transmisión jerárquica multiportadoras, según la estructura de servicios configurados para atender las necesidades del consumidor.

La evaluación del desempeño del sistema permitiría realizar una óptima configuración de la capa física de las diferentes capas del modelo OSI y su relación entre ellas, que definirán el requerimiento de tasas de transmisión de servicios para múltiples portadoras.

Alcance

Este proyecto se enfatiza en el análisis del desempeño de la capa física orientada a las constelaciones no uniformes (NUC's) de diferentes órdenes, todos ellos se ven relacionados con la capacidad del BICM (*Bit Interleaved Coded Modulation*, por sus siglas en inglés) y su estimación correspondiente a la Relación Señal/Ruido (SNR).

Evaluará el desempeño de la modulación no uniforme en un canal con Ruido Aditivo Blanco Gaussiano

Objetivos

General

Evaluar el desempeño de la capa física para el estándar de televisión digital ATSC 3.0 con base a la probabilidad de error de bit en función de la relación señal a ruido del canal y a los servicios requeridos.

Específicos

- Evaluar el desempeño de la capa física de ATSC 3.0 utilizando sus respectivas modulaciones no uniformes en conjunto con la verificación de paridad de baja densidad y códigos correctores de error.
- Evaluar el desempeño de la jerarquía de transmisión en múltiples portadoras.
- Analizar la integración de las diferentes capas del modelo OSI para validar y calcular el requerimiento de la tasa de transmisión en la capa física.
- Proponer una metodología para configurar la capa física con base a los requerimientos de servicios.

Metodología

La metodología que se utilizará una investigación cuantitativa que explore los conceptos y evaluación de la capa física propuesta para ATSC 3.0, que incluyen las modulaciones no uniformes, técnicas de multiplexación por capas (LDM-Layered Division Multiplexing), donde los flujos de información son transmitidos simultáneamente, en el mismo instante de tiempo y frecuencia, donde la capa superior (Core Layer) que posee información de un flujo de datos más robusto, y además en la capa inferior (Enhanced Layer) que posee información de un flujo de datos con mayor tasa de datos, en que estas señales son combinadas con diferentes niveles de potencia (Fay , Michael, Gómez-Barquero, Ammar, & Winston Caldwell, 2016) (Morales Dionisio & Akamine, 2016) (Fay, ATSC 3.0 Physical Layer Overview, 2015) (ATSC, Advanced Television Systems Committee, 2020) (ATSC, Advanced Television Systems Committee, 2016).

Además, se realizará en modalidad de investigación aplicada, es la simulación mediante el programa de cómputo numérico o MATLAB; sobre del comportamiento en función de la probabilidad de error de bit en la capa física, con base a la aplicación de conocimientos y técnicas para la resolución de problemas característicos en el desarrollo de los objetivos planteados en el tema de investigación; y en cuanto a la modalidad bibliográfica, a través de diferentes fuentes de información, tanto en libros como publicaciones sobre el estándar ATSC

3.0 en sitios digitales incluso con la recolección de información es un procedimiento ponderado en instrumentos para el registro de información como: aplicaciones de computadora, lenguajes de programación, documentos, etc.

Distribución del Trabajo de Titulación

Para el presente trabajo está distribuido de la siguiente manera:

El documento se compone de 5 secciones, el capítulo 1 trata de los antecedentes, justificación e importancia, el alcance, los objetivos: general y específicos y metodología; para el capítulo 2 se desarrolla la parte teórica, donde se le da importancia a la revisión del estándar de televisión digital ATSC 3.0, en lo que se relaciona la capa física del estándar ATSC 3.0; todo lo que comprende su análisis desde el ingreso de la información (formato de entrada) para que luego al finalizar se obtiene la forma de onda y bootstrap, para el capítulo 3 será el uso de los códigos LDPC(Low Density Parity Code) y constelaciones cuadráticas no uniformes (QNUC), en el capítulo 4 se presenta la evaluación de los resultados y por último en el capítulo 5 se muestran las conclusiones y recomendaciones obtenidas del desarrollo del proyecto.

Capítulo II

Fundamentos Teóricos

Televisión Digital

“La televisión digital es el conjunto de tecnologías de transmisión y recepción de imagen y sonido a través de señales digitales codificadas de forma binaria” (Montesdeoca Ipiales, 2016). En la actualidad existe un gran número de formatos de compresión que permiten enviar varias programaciones en un mismo canal físico, además de aplicaciones interactivas con posibilidades de canales de retorno.

En la actualidad, la propagación de señales de televisión terrestre requiere una infraestructura moderna con tecnología de punta que utiliza medios de transmisión ya conocidos, como radio enlaces de VHF y UHF, Microondas, antenas terrestres de comunicación (no satelitales), por donde se transmiten imágenes y sonidos de excelente calidad, incluyendo servicios multimedia.

Transformación de la televisión análoga a la digital

La televisión como tecnología está cerca del centenario, período en el que ha experimentado importantes cambios, que incluyen la transición mecánica a componente electrónicos, con la incorporación del color y la digitalización.

Sus inicios datan de la década de 1920, cuando los ingenieros de apellidos Baird y Francis lograron construir una televisión mecánica, que tenía como característica principal el sistema de captación, transmisión y recepción de imágenes, pero de deficiente calidad. Después de 15 años surgió la televisión electrónica a cargo de los investigadores Farnsworth y Zworykin, quienes lograron realizar las primeras transmisiones en el año 1941 hasta la puesta en marcha de la televisión a color a inicios de los años 50, que fue regularizadas por la *National Television Standards Committee* (NTSC).

Del crecimiento exponencial de la informática y las Telecomunicaciones, surgió una nueva era de la televisión digital, con sus diferentes variantes en cuanto a normas de estandarización de acuerdo a determinado continente o país con características particulares.

Virtudes y obstáculos de la televisión digital terrestre

Virtudes

Imagen y sonido de gran calidad. Emplea múltiples técnicas digitales para dar mayor robustez a señales indeseadas o interferentes; por ende, aumenta la capacidad de emitir contenidos de mejor calidad, tanto en imagen como en sonido.

Interactividad. Es una de las tantas mejoras que ofrece la televisión digital lo que incluye el servicio de interactividad, que permite al usuario navegar en Internet, realizar compras en línea o acceder a los juegos que ofrece el televisor a más de la programación, subtítulos y de más guías electrónicas disponibles en diferentes idiomas.

Portabilidad y movilidad. Es la capacidad de capturar a la señal de televisión en dispositivos como por ejemplo teléfonos celulares, tabletas o dispositivos USB que soporten contenido digital de alta definición; en cuanto a la movilidad soporta ña recepción de contenido digital en televisiones que estén en movimiento, como equipos incorporados en buses, autos y trenes. Con la Televisión Digital Terrestre (TDT), es posible recibir las señales de TV en ambas situaciones sin pérdida de calidad y de manera gratuita.

Actualización de la antena. Las antenas necesitan receptor una señal digital con menor nivel potencia media, pero que a la vez sea suficiente para detectar y corregir posibles errores binarios del canal.

Con la nueva era de la televisión, la televisión digital ha hecho que otros sectores tecnológicos han implantado una serie de tecnologías comunes de forma casi simultánea, pero la característica principal es la no homogenización de estándares, por ejemplo, el DVB-T(Europa), el ATSC (USA, México), el ISDB-T(Japón), además el estándar chino (DTMB) son los más conocidas.

A continuación, se presenta una breve descripción de algunos de los sistemas de radiodifusión terrestre vigentes.

ISDB-T:

La Asociación de Industrias y Empresas de Radiocomunicación (ARIB) es el organismo japonés para el desarrollo de Industrias de Radiocomunicación, que fue establecida el 15 de mayo de 1995. Este organismo trabaja sobre las competencias del Ministerio de Relaciones Internas y Comunicaciones, contando actualmente con más de 200 miembros y desarrolló el actual estándar japonés para transmisiones de Televisión Digital Terrestre.

Características técnicas del estándar:

- La robustez ante ruido como edificaciones urbanas y cualquier otra interferencia.
- La flexibilidad del servicio es posible dentro del ancho de banda indicado por el estándar y en cuanto a la recepción cualquier sistema de recepción es posible en el mismo ancho de banda es decir en los 6MHz.
- La compatibilidad para reducir los costos de recepción, en especial la radio digital, es deseable un estándar común.
- La interactividad es un factor importante para la armonización con la red.

Entre las mejoras que ofrece son las siguientes: alta calidad/flexibilidad del servicio, robustez/flexibilidad de recepción, interactividad, compatibilidad, movilidad/portabilidad y el servicio one-seg.

DTMB:

“El estándar chino entró en vigencia en agosto del 2007, que en sus particularidades la hace diferente a los otros estándares, tanto en el sistema de modulación como en la codificación de canal. DTMB ofrece alta definición de la imagen, movilidad plena (gracias a su estándar DTMB-H)”. (Granja Toledo, 2011)

Las características principales del estándar son las siguientes:

- Ancho de banda es de 8MHz
- Utiliza intervalos de guarda de 1/9, 1/7 ó 1/4.

- Cobertura SFN con propagación máxima de alrededor de 16 a 35 km.
- Ofrece transmisión de HDTV, SDTV, audio, datos, diversos servicios multimedia e interactividad.

DVB:

Es una gran comunidad tecnológica de Europa que impulsa estándares de televisión digital, en especial para HDTV y televisión vía satélite, así como también para comunicaciones de datos vía satélite. Su uso principal es la transmisión de programas múltiples en un solo canal.

“Adicionalmente DVB tiene muchos estándares, los más utilizados en televisión como, por ejemplo: DVB-S (Estándar para transmisión de señales por satélite), DVB-C (Estándar para transmisión de señales por cable), DVB-H (Estándar para televisión digital terrestre para dispositivos móviles) y DVB-T (Estándar para televisión terrestre)”. (Granja Toledo, 2011).

Estándar ATSC:

El estándar ATSC (*Advanced Television Systems Committee*) es el reemplazo digital para el estándar analógico NTSC.

ATSC fue creado con el objetivo de incrementar la calidad de la televisión digital y dar soporte a equipos móviles y portátiles (ATSC-M/H). Presenta un desempeño muy alto en cuanto a la transmisión de señales con una resolución 1920x1080 pixeles a una velocidad promedio de 19 Mbps. Hasta seis canales virtuales de televisión pueden ser transmitidos por un solo canal con un ancho de banda de 6MHz. Además, soporta múltiples formatos de transmisión, compresión de audio y video digital. Su capa física consta de tres etapas bien establecidas que son: Compresión, multiplexación, y modulación.

El estándar ATSC 3.0 es la versión más reciente de la televisión por aire. Incluye una gran cantidad de mejoras, que incluye la posibilidad de transmitir video desde 4K hasta 8K, sonido de alta fidelidad y funciones interactivas para el usuario de forma gratuita. Uno de los cambios más importantes que vienen con ATSC 3.0 es la combinación de transmisión inalámbrica y conectividad a Internet.

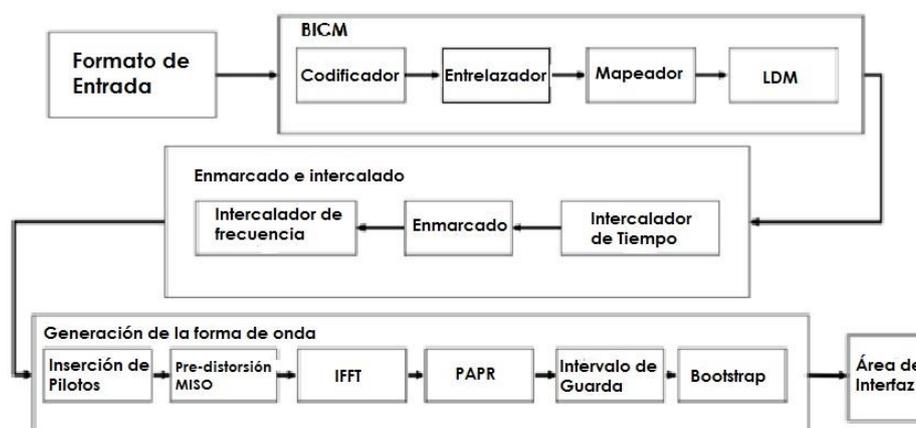
ATSC 3.0, que por todas las características de integración tecnológica que presenta fue declarado por la UIT cómo estándar internacional para el futuro de la televisión digital, es decir que para varios investigadores de este sector buscaban instituir un sistema avanzado en transmisión basado en el mismo lenguaje de protocolo de internet utilizado por los servicios de alta tecnología, ATSC 3.0 amplía enormemente la flexibilidad y adaptabilidad para las emisoras dando a lugar a la transmisión de datos que mejorará las transmisiones de televisión y brindará nuevas oportunidades de ingresos. Además, puede ofrecer todo desde 4K Ultra HD hasta señales móviles sólidas, lo que permite nuevos modelos comerciales y brinda a los consumidores una mejor experiencia.

Descripción general de la capa física para el estándar de televisión digital ATSC 3.0

El estándar americano ATSC 3.0 fue aprobado y publicado en septiembre del 2016, con varias tecnologías que mejoran el desempeño del sistema en relación de la eficiencia espectral, robustez y flexibilidad. Lo más novedoso de esta tecnología, destaca las constelaciones no uniformes simétricas de cuadratura (QNUC), división en capas de multiplexación (LDM), códigos concatenados de baja densidad (LDPC), y el Bootstrap. En la Figura 1 se muestra la estructura de la capa física desde el formato de entrada, seguido por el bloque BICM por sus siglas en inglés *Bit-Interleaved Code Modulation*, el bloque de Enmarcado e intercalado, la generación de la forma de onda y finalmente el área de interfaz.

Figura 1.

Capa física para ATSC 3.0



Notas: Tomado de *Doc. ATSC A/322:2018, por Advanced Transmission Systems Communications (ATSC) (p.11), 2018, Washington, D.C. 20006, 202-872-9160*

Adaptación de datos, codificación y modulación.

Adaptación de datos.

El estándar americano actual ATSC 3.0 utiliza canales lógicos para transportar varios servicios particulares de modulación y robustez, aplicando el concepto de PLP (de las siglas en inglés *physical layer pipes*). Es decir que se puede enviar más de un modo de operación por servicio, considerando que el receptor recibe como máximo 4 PLPs en una trama. (ATSC, Advanced Television Systems Committee, 2018). Estos datos de entrada son comprimidos de acuerdo al estándar HEVC (H.265) y encapsulados en paquetes de tamaño final de 16200 o 64800 bits que pasarán a la etapa de codificación de paridad interna LDPC. Cada paquete de salida está formado por la cabecera **payload**¹, es decir que se compone por los datos de los PLPs y por los encabezados que son incluidos en su correspondiente encapsulación de datos.

Formato de Entrada

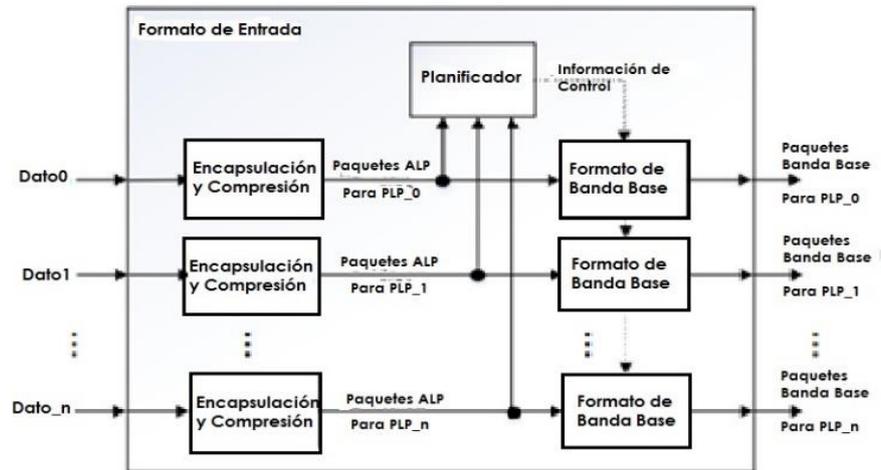
“El formato de entrada en la Figura 2, consiste de tres bloques: encapsulación y compresión de datos, banda base enmarcado y el planificador. En la descripción del diagrama de bloques se muestra con la línea punteada el flujo de información de control, mientras que las líneas sólidas representan el flujo de la información que puede constar de varios tipos, por ejemplo, Protocolo IP, flujo de transporte TS o datos genéricos”. (Advanced Television Systems Committee, 2019)

La operación de encapsulación ensambla los diferentes tipos de paquetes de entrada en el formato ALP (ATSC Layer Protocol) común. La longitud de cada paquete ALP es variable y es factible extraer la longitud del paquete sin información adicional. La longitud máxima es de 64 kB y la longitud mínima, incluido el encabezado, es de cuatro bytes.

¹ Payload: el área de datos (*payload*): que contiene los datos que se desean trasladar,

Figura 2.

Diagrama de bloques del formato de datos



Notas: Tomado de *Doc. ATSC A/322:2018*, por Advanced Transmission Systems Communications (ATSC) (p.11), 2018, Washington, D.C. 20006, 202-872-9160

Encapsulación y compresión.

La longitud máxima de cualquier paquete ALP es variable y su longitud máxima incluyendo todos los encabezados y datos. (ATSC, 2016)

El máximo número de PLPs en cada canal de RF 6, 7 u 8 MHz será de 64, el mínimo número de PLPs será de 1. El número máximo de PLP en un marco que lleva contenido que requiere recuperación simultánea para ensamblar un solo producto entregado será cuatro.

Planificador.

El planificador toma una secuencia de entrada de paquetes ALP encapsulados y los programa con ayuda de una función de administración del sistema que proporciona la información de configuración de la secuencia.

El planificador dirige cómo se asignan estos paquetes a los recursos de la capa física. El bloque de trama de banda base generará paquetes de banda base y la planificación del programador está limitada por un modelo de búfer del sistema con las limitaciones impuestas por los tubos PLP definidos según y el ancho de banda disponible.

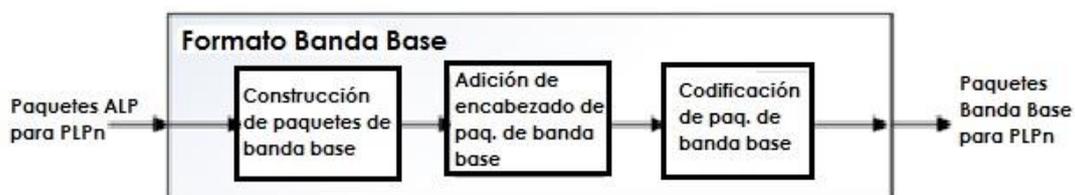
El resultado es una descripción de la configuración de la capa física, es decir, define qué datos se envían y los respectivos momentos a través de recursos definidos.

Formato banda base.

El bloque de formato de banda base se muestra en la Figura 3, consta de tres bloques, construcción de paquete de banda base, adición de encabezado de paquete de banda base y codificación de paquetes de banda base. El bloque banda base establece uno o más PLP según lo indique el planificador. En la salida del bloque de formato de banda base, cada PLP presenta una secuencia de paquetes de banda base, donde se establece un paquete de banda base por trama FEC definida.

Figura 3.

Diagrama de bloques del formato de banda base



Notas: Tomado de *Doc. ATSC A/322:2018, por Advanced Transmission Systems Communications (ATSC) (p.12), 2018, Washington, D.C. 20006, 202-872-9160*

El bloque de formato de banda base consta de tres sub bloques que son los siguientes: **construcción de paquete de banda base, adición de encabezado de paquete de banda base y codificación de paquetes de banda base**. En la operación de PLP múltiple, el bloque de formateo de banda base crea múltiples PLP según sea necesario.

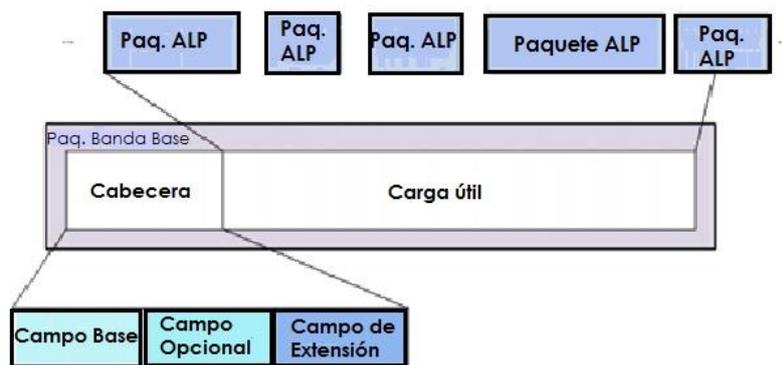
Cada paquete de banda base se compone de un encabezado y una carga útil que consta de paquetes ALP y / o relleno. Los paquetes de banda base tienen una longitud fija. La longitud está determinada por la tasa de código FEC y la longitud de código elegida para ese PLP. Los paquetes ALP se asignan en el mismo orden en que se reciben, es decir la disposición de los paquetes ALP en la capa de enlace se mantiene en la capa física.

El encabezado del paquete de banda base se compone de tres partes como se presenta en la Figura 4. La primera parte se llama campo base y aparece en cada paquete. La segunda parte se denomina campo opcional, que puede usarse para rellenar y / o

proporcionar señalización con respecto al siguiente campo de extensión. La tercera parte se llama campo de extensión. Los campos opcionales y de extensión solo pueden estar presentes en algunos paquetes de banda base. No es obligatorio que aparezcan en cada paquete.

Figura 4.

Encabezado de paquete



Nota: Tomado de *Doc. ATSC A/322:2018*, por Advanced Transmission Systems Communications (ATSC) (p.12), 2018, Washington, D.C. 20006, 202-872-9160

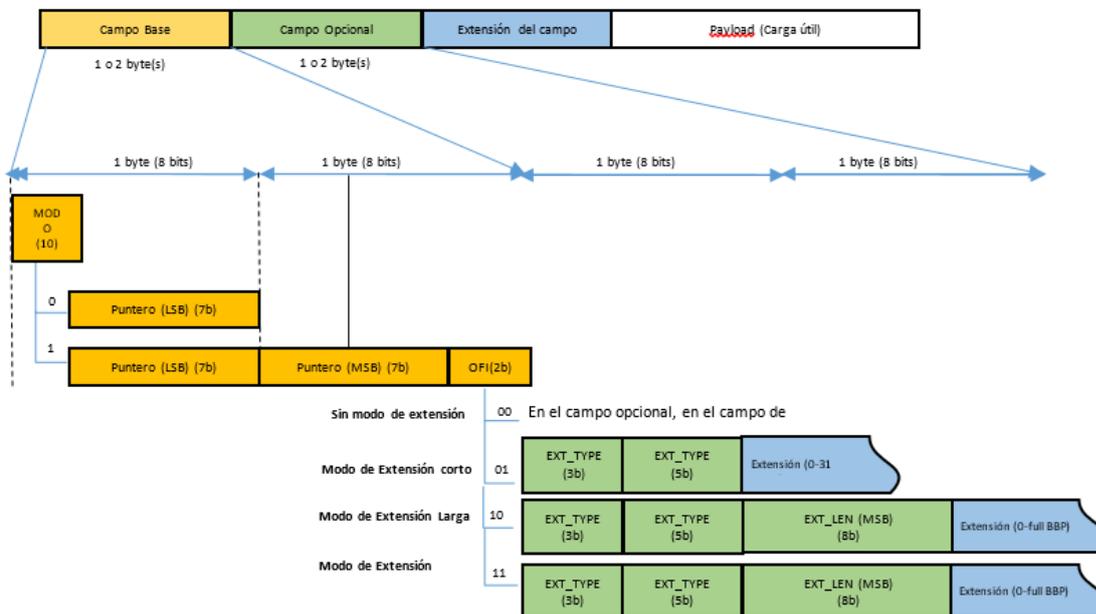
El codificador de paquetes de banda base garantiza que los datos asignados a las constelaciones no se asignen a los mismos puntos de manera indeseable (lo que podría ocurrir, por ejemplo, cuando la carga útil consiste en una secuencia repetitiva). El paquete de banda base completo, consta tanto de su encabezado como también del encabezado carga útil, siempre presenta antes de la codificación de corrección de errores FEC.

Cabecera del paquete de banda base. En la cabecera del paquete banda base, será compuesta hasta de tres partes, como indica la Figura 5. La segunda parte es llamado campo opcional; y la tercera parte llamado campo de extensión.

Por último, en la Tabla 1 se presenta la descripción de los modos OFI (*Optional Field Indicator*) con su respectiva descripción.

Figura 5.

Detalles de la estructura del encabezado paquete de banda base.



Nota: Tomado de *Doc. ATSC A/322:2018*, por Advanced Transmission Systems Communications (ATSC) (p.13), 2018, Washington, D.C. 20006, 202-872-9160.

Tabla 1.

Descripción del OFI (Optional Field Indicator).

OFI	Descripción
00	Sin modo de extensión Ausencia de campos opcionales
01	Modo de extensión corta: Presencia del campo opcional, con longitud igual a 1byte
10	Modo de extensión larga Presencia del campo opcional, con un longitud igual a 2 bytes
11	Modo de extensión mixta Presencia del campo opcional, con una longitud igual a 2 bytes

Nota: La descripción de la Tabla antes mencionada, OFI es el campo que indicará el modo de extensión del encabezado del paquete de banda base.

Scrambling de paquetes de banda base. Se trata de combinar la señal de información con una secuencia binaria pseudoaleatoria, con la finalidad de garantizar que los datos mapeados a las constelaciones no se asignen al mismo punto de una manera indeseable.

Con esta técnica se asegura que las transmisiones de estos paquetes sean aleatorias, mejora el sincronismo del código transmitido, y maneja el espectro de la señal que sea en lo posible similar a las particularidades del ruido blanco.

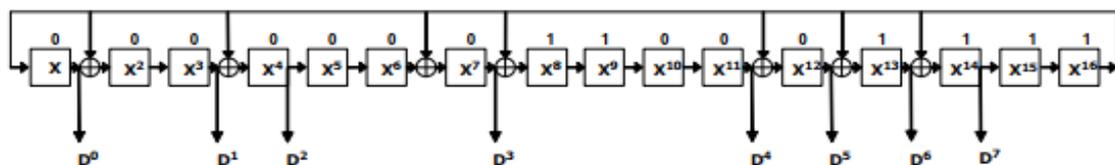
ATSC 3.0 utiliza 16 etapas de secuencia binaria pseudoaleatoria como el *scrambling*, cuyo polinomio generador es:

$$G(x) = 1 + X + X^3 + X^6 + X^7 + X^{11} + X^{12} + X^{13} + X^{16} \quad (1)$$

Para la Figura 6 se tiene el ejemplo de la secuencia de codificación puede ser generada por el registro de desplazamiento de 16 bits.

Figura 6.

Registro de desplazamiento del codificador PRBS para codificación de banda base.



Nota: Registro de desplazamiento del codificador PRBS (Pseudorandom binary sequence) para codificación de banda base. Tomado de *Doc. ATSC A/322:2018, por Advanced Transmission Systems Communications (ATSC) (p.13), 2018, Washington, D.C. 20006, 202-872-9160.*

La secuencia pseudoaleatoria se debe generar a la misma rapidez que la información que se va a transmitir, es decir se debe combinar un bit de información con un bit pseudoaleatorio.

La generación de una señal periódica y determinista PRBS consiste en una serie de unos y ceros digitales. La duración de los niveles uno o cero es un múltiplo del período de reloj del generador de PRBS.

En cuanto a la implementación de una PRBS se realiza mediante registros de desplazamiento con retroalimentación lineal (LFSR). Algunos registros de desplazamiento se organizan en serie con retroalimentación desde las últimas etapas hasta la entrada mediante puertas OR-Exclusivas o la OR Exclusiva Invertida (NOR). Hay diferentes configuraciones de

retroalimentación, casi todos los diseños utilizan varias secuencias de longitud máxima para que el número total de estados sea igual a $(2^N - 1)$, donde N es el número de etapas de registro de desplazamiento para longitudes de LFSR de 2 a 32. Estos taps no son exclusivas es por ello que puede existir más de un polinomio de longitud máxima para cualquier longitud de registro de desplazamiento dada. En la Tabla 2 se tiene una descripción de los taps de retroalimentación para LFSR de longitud máxima.

Tabla 2.

Taps de retroalimentación para LFSR de longitud máxima

Longitud de LFSR	Periodo de PRBS (bits)	Taps	Longitud de LFSR	Periodo de PRBS (bits)	Taps
2	3	2,1	17	131,071	17,14
3	7	3,2	18	262,143	18,11
4	15	4,3	19	524,287	19,6,2,1
5	31	5,3	20	1,048,575	20,17
6	63	6,5	21	2,097,151	21,19
7	127	7,6	22	4,194,303	22,21
8	255	8,6,5,4	23	8,388,607	23,18
9	511	9,5	24	16,777,215	24,13,22,17
10	1,023	10,7	25	33,554,431	25,22
11	2,047	11,9	26	67,108,963	26,6,2,1
12	4,095	12,6,4,1	28	268,435,455	28,25
13	8,191	13,4,3,1	28	268,435,455	28,25
14	16,383	14,5,3,1	29	536,870,911	29,27
15	32,767	15,14	30	1,073,741,823	30,6,4,1
16	65,535	16,15,13,4	31	2,147,483,646	31,28
			32	4,294,967,294	32,22,2,1

Nota: Resumen de las taps para secuencias de longitud máxima para longitudes de LFSR de 2 a 32. Adaptado de *Digi-Key Electronics*.

Para el ejemplo de la Figura 6 utiliza un LFSR de 16 etapas que produce una secuencia aleatoria con una longitud de 65535 bits, conocida como secuencia de prueba PRBS16. Las secuencias más largas se pueden lograr mediante el uso de un LFSR con un mayor número de etapas. Una de las limitaciones es usar una secuencia de prueba PRBS es

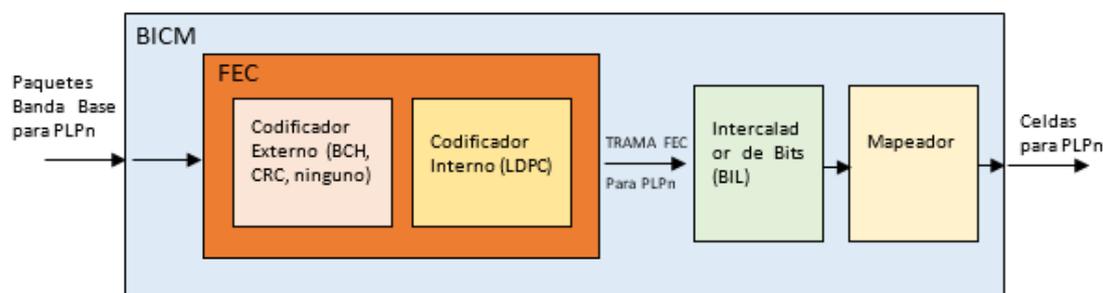
su duración. Una secuencia de 16 bits que puede ser sincronizado a 500kHz demora 65 milisegundos; en cambio una secuencia de 31 bits tardaría alrededor de 72 minutos.

Codificación y modulación interpretada por bits (BICM)

El diagrama de bloques BICM consta de 3 partes: FEC (*Forward Error Correction*), el intercalador de bits y el Mapeador, que se opera por PLPs.

Figura 7.

Diagrama de bloques del BICM



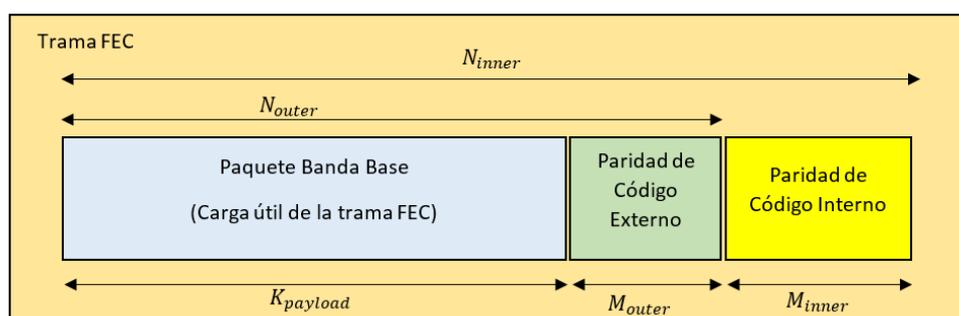
Nota: Tomado de *Doc. ATSC A/322:2018*, por Advanced Transmission Systems Communications (ATSC) (p.17), 2018, Washington, D.C. 20006, 202-872-9160

Corrección de errores hacia adelante (FEC).

Es la primera etapa contenida en el BICM, que consiste en uno o dos codificadores de canal concatenados sean estos externos o internos siendo que estos últimos poseen un tamaño N_{inner} de 64800 bits (trama normal) y de 16200 bits (trama corta). La entrada a la parte FEC es un paquete de banda base y la salida es una trama FEC.

Figura 8.

Estructura de la trama FEC cuando se usa BCH o CRC como código externo.



Nota: Tomado de *Doc. ATSC A/322:2018*, por Advanced Transmission Systems Communications (ATSC) (p.13), 2018, Washington, D.C. 20006, 202-872-9160

Estructura del marco FEC. Según en la Figura 8, una trama FEC se forma mediante la concatenación de la carga útil del paquete de banda base, un código externo y un código interno. El marco FEC tiene un tamaño N_{inner} , expresado en bits, donde el tamaño proviene de la longitud del código LDPC.

El código interno es un código de verificación de paridad de baja densidad (LDPC). Hay dos tamaños diferentes de código LDPC ya definidos. El uso de uno de los códigos internos definidos es obligatorio y se utiliza para proporcionar la redundancia necesaria para la recepción correcta de los paquetes de banda base transmitidos. La longitud de la paridad del código interno M_{inner} depende de la velocidad del código y de N_{inner} (ATSC, Advanced Television Systems Committee, 2018) .

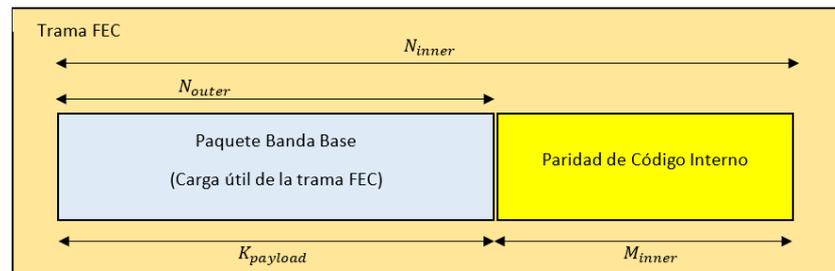
Hay tres opciones para el Código externo: Código externo de Bose, Ray Chaudhuri y Hocquenghem (BCH), un Control de redundancia cíclica (CRC) o ninguno. El código externo (BCH y CRC) agrega bits de paridad M_{outer} al paquete de banda base de entrada. Cuando se utilizan códigos BCH, la longitud de M_{outer} será de 192 bits para $N_{inner} = 64800$ bits y 168 bits, para $N_{inner} = 16200$ bits, respectivamente.

Cuando se utiliza CRC, la longitud de M_{outer} debe ser de 32 bits. La estructura resultante de la concatenación de la carga útil, las paridades BCH o CRC y las paridades LDPC se define como se muestra en la Figura 8.

Cuando no se usa la codificación externa, la longitud de M_{outer} es cero, y la estructura del Marco FEC se muestra en la Figura 9.

Figura 9.

Estructura de la trama FEC cuando no se utiliza ningún código externo



Nota: Tomado de *Doc. ATSC A/322:2018, por Advanced Transmission Systems Communications (ATSC) (p.13), 2018, Washington, D.C. 20006, 202-872-9160*

El tamaño de $K_{payload}$, por lo tanto, depende del tipo de código externo utilizado, además de la velocidad del código y la longitud del código interno. El tamaño de $K_{payload}$, así como M_{outer} , M_{inner} y N_{outer} se muestran en la Tabla 3 y la Tabla 4.

Tabla 3.

Longitud de la $K_{payload}$ (bits) para el $N_{inner} = 64800$

Code Rate	$K_{payload}$ (BCH)	M_{outer} (BCH)	$K_{payload}$ (CRC)	M_{outer} (CRC)	$K_{payload}$ (no outer)	M_{outer} (no outer)	M_{inner}	N_{outer}
2/15	8448	192	8608	32	8640	0	56160	8640
3/15	12768	192	12928	32	12960	0	51840	12960
4/15	17088	192	17248	32	17280	0	47520	17280
5/15	21408	192	21568	32	21600	0	43200	21600
6/15	25728	192	25888	32	25920	0	38880	25920
7/15	30048	192	30208	32	30240	0	34560	30240
8/15	34368	192	34528	32	34560	0	30240	34560
9/15	38688	192	38848	32	38880	0	25920	38880
10/15	43008	192	43168	32	43200	0	21600	43200
11/15	47328	192	47488	32	47520	0	17280	47520
12/15	51648	192	51808	32	51840	0	12960	51840
13/15	55968	192	56128	32	56160	0	8640	56160

Nota: La Tabla en mención muestra los valores según el estándar americano ATSC 3.0 los cuales son evaluados para los diferentes códigos internos y externos en este caso el tamaño fue medido para 64800 bits.

Tabla 4.

Longitud de la $K_{payload}$ (bits) para el $N_{inner} = 16200$

Tasa Codif.	$K_{payload}$ (BCH)	M_{outer} (BCH)	$K_{payload}$ (CRC)	M_{outer} (CRC)	$K_{payload}$ (no outer)	M_{outer} (no outer)	M_{inner}	N_{outer}
2/15	1992	168	2168	32	2160	0	14040	2160
3/15	3072	168	3208	32	3240	0	12960	3240
4/15	4152	168	4288	32	4320	0	11880	4320
5/15	5232	168	5368	32	5400	0	10800	5400
6/15	6312	168	6448	32	6480	0	9720	6480
7/15	7392	168	7528	32	7560	0	8640	7560
8/15	8472	168	8608	32	8640	0	7560	8640
9/15	9552	168	9688	32	9720	0	6480	9720
10/15	10632	168	10768	32	10800	0	5400	10800
11/15	11712	168	11848	32	11880	0	4320	11880
12/15	12792	168	12928	32	12960	0	3240	12960
13/15	13872	168	14008	32	14040	0	2160	14040

Nota: La Tabla en mención muestra los valores según el estándar americano ATSC 3.0 los cuales son evaluados para los diferentes códigos internos y externos en este caso el tamaño fue medido para 16200 bits.

Codificación externa.

Existen dos opciones para el código exterior, el primero es un código BCH que proporciona detección y corrección de errores adicional y el segundo es un código CRC, que no proporciona corrección de errores adicional, solo detección de errores. También existe la posibilidad de no seleccionar ningún código externo.

Códigos BCH (Bose-Chaudhuri-Hocquenghem). La generación de los polinomios para el codificador externo BCH permiten una corrección de hasta 12 bits. Su polinomio generador se obtiene a partir del producto del polinomio de información que lleva de coeficientes $m_0, m_1, \dots, m_{K_{payload}-1}$ y el polinomio M_{outer} , para código BCH donde $g(x) = g_1(x), g_2(x), \dots, g_{12}(x)$, son presentados en la Tabla 5.

Tabla 5.

Polinomios BCH

	Tamaño del Código $N_{inner} = 64800 \text{ bits}$	Tamaño del Código $N_{inner} = 16200 \text{ bits}$
$g_1(x)$	$X^{16} + X^5 + X^3 + X^2 + 1$	$X^{14} + X^5 + X^3 + X + 1$
$g_2(x)$	$X^{16} + X^8 + X^6 + X^5 + X^4 + X + 1$	$X^{16} + X^{11} + X^8 + X^6 + 1$
$g_3(x)$	$X^{16} + X^{11} + X^{10} + X^9 + X^8 + X^7 + X^5 + X^4 + X^3 + X^2 + 1$	$X^{14} + X^{10} + X^9 + X^6 + X^2 + X + 1$
$g_4(x)$	$X^{16} + X^{14} + X^{12} + X^{11} + X^9 + X^6 + X^4 + X^2 + 1$	$X^{14} + X^{12} + X^{10} + X^8 + X^7 + X^4 + 1$
$g_5(x)$	$X^{16} + X^{12} + X^{11} + X^{10} + X^9 + X^8 + X^5 + X^3 + X^2 + 1$	$X^{14} + X^{13} + X^{11} + X^8 + X^6 + X^4 + X^2 + 1$
$g_6(x)$	$X^{16} + X^{15} + X^{14} + X^{13} + X^{12} + X^{10} + X^9 + X^8 + X^7 + X^5 + X^4 + X^2 + 1$	$X^{14} + X^{13} + X^9 + X^8 + X^7 + X^3 + 1$
$g_7(x)$	$X^{16} + X^{15} + X^{13} + X^{11} + X^{10} + X^9 + X^8 + X^6 + X^5 + X^2 + 1$	$X^{14} + X^{13} + X^{11} + X^{10} + X^7 + X^6 + X^5 + X^2 + 1$
$g_8(x)$	$X^{16} + X^{14} + X^{13} + X^{12} + X^9 + X^8 + X^6 + X^5 + X^2 + X + 1$	$X^{14} + X^{11} + X^{10} + X^9 + X^8 + X^5 + 1$
$g_9(x)$	$X^{16} + X^{11} + X^{10} + X^9 + X^7 + X^5 + 1$	$X^{14} + X^{10} + X^9 + X^3 + X^2 + X + 1$
$g_{10}(x)$	$X^{16} + X^{14} + X^{13} + X^{12} + X^{10} + X^8 + X^7 + X^5 + X^2 + X + 1$	$X^{14} + X^{12} + X^{11} + X^9 + X^6 + X^3 + 1$
$g_{11}(x)$	$X^{16} + X^{13} + X^{12} + X^{11} + X^9 + X^5 + X^3 + X^2 + 1$	$X^{14} + X^{12} + X^{11} + X^4 + 1$
$g_{12}(x)$	$X^{16} + X^{12} + X^{11} + X^9 + X^7 + X^6 + X^5 + X + 1$	$X^{14} + X^{13} + X^{10} + X^8 + X^7 + X^6 + X^5 + X^3 + X^2 + X + 1$

Nota: Esta Tabla nos muestra los polinomios generadores para el código externo BCH hasta de 12 bits.

El código CRC solo proporciona detección de errores. El tamaño para la trama FEC es de 32 bits para el CRC, y de 168 bits y 192 bits para el BCH para LDPC de 16200 y 64800 bits, respectivamente.

Codificación de Paridad Interna (LDPC).

Por definición los códigos LDPC que por su naturaleza son códigos de bloques lineales que fueron inventados por Robert G. Gallager a inicios de los 60s. Cabe recalcar que para la época era una novedad, no obstante, para su decodificación requería una alta capacidad de cómputo, pero lastimosamente los recursos tecnológicos eran demasiado limitados. A la postre para los años 90 los señores MacKay y Neal reinventaron ese método obsoleto y a partir de ello salieron nuevos trabajos de investigación relacionados con el tema. "Su proceso de decodificación se lo representa a través de grafos que llevan el nombre de su creador Tanner" (Andrade Salinas , 2017) y se proyectan a través de códigos lineales con un desempeño próximo al límite de Shannon.

Representación algebraica. El código LDPC más simple es un código de bloque lineal binario que se puede denotar como:" n, w_c, w_r donde n es la longitud del código, w_c es el peso de la columna (el número de componentes distintos de cero en una columna de la matriz de control de paridad), y w_r es el peso de la fila (el número de elementos distintos de

cero en una fila de la matriz de verificación de paridad)” (Tu & Zhang, 2007). Para los códigos LDPC regulares, w_c y w_r permanecen invariables para todas las columnas y filas, mientras que, para los irregulares, w_c y w_r pueden variar para diferentes columnas y filas. Todos los códigos LDPC, ya sean regulares o no, deben cumplir la siguiente igualdad. (Tu & Zhang, 2007)

$$H^T x = 0 \quad (2)$$

Donde x es una palabra de código y H es una matriz de verificación de paridad dispersa (es decir, la mayoría de los elementos son elementos cero). Es la escasez de valores igual a uno en la matriz H lo que garantiza la baja complejidad informática. Suponiendo que hay k bits de arranque en cada palabra de código de n_{bit} . Entonces H es una matriz con $(n - k)$ filas, cada una denota una verificación, y n columnas, cada una denota un bit. Cada bit de H participa en comprobaciones de w_c , mientras que cada comprobación incluye bits de w_r .

Representación gráfica. Su representación gráfica es por los “Grafos de Tanner”, esto permite en dar una mejor representación del código y mejor entendimiento del algoritmo de codificación. (Tu & Zhang, 2007).

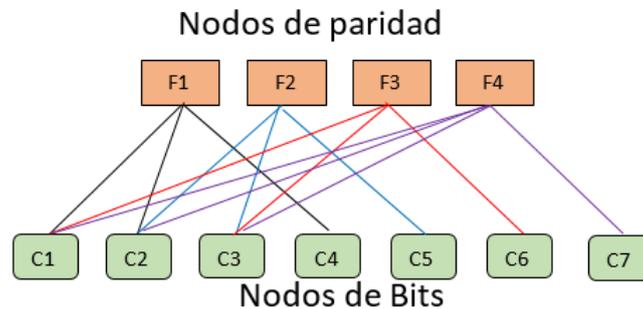
El grafo bipartito o de Tanner tienen dos elementos conocidos como nodos de bits o de variable y nodos de paridad, los cuales están relacionados rigurosamente con los valores de la matriz H .

Los nodos de bits tienen la misma cantidad N de las columnas de la matriz H , mientras que los nodos de paridad tienen la misma cantidad M de las filas de la matriz H . A continuación se presenta un ejemplo de matriz H con su representación gráfica en la Figura 10.

$$H = \begin{pmatrix} 1 & 1 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 1 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 1 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 1 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{pmatrix} \quad (3)$$

Figura 10.

Representación de la matriz de chequeo de paridad en grafo de Tanner



Los pasos para obtener el grafo de Tanner de la Figura 10 son los siguientes:

- a) Identificar la posición de los 1's lógicos dentro de cada fila de la matriz H

$$H = \begin{pmatrix} 1 & 1 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 1 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 1 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 1 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{pmatrix} \quad (4)$$

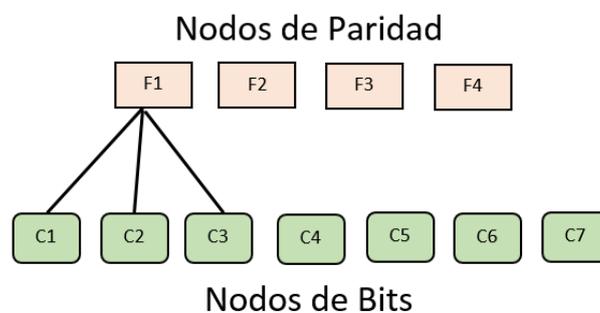
- b) Cada fila representa un nodo de paridad.

$$\begin{array}{l} F1: \quad 1 \quad 1 \quad 0 \quad 1 \quad 0 \quad 0 \quad 0 \\ F2: \quad 1 \quad 1 \quad 1 \quad 0 \quad 1 \quad 0 \quad 0 \\ F3: \quad 1 \quad 0 \quad 1 \quad 0 \quad 0 \quad 1 \quad 0 \\ F4: \quad 1 \quad 1 \quad 1 \quad 0 \quad 0 \quad 0 \quad 1 \end{array} \quad (5)$$

- c) En la Figura 11 se observa como la columna donde se encuentra el valor de 1 lógico dentro de la fila representará el nodo de bit al que se unirá al nodo de paridad.

Figura 11.

Construcción del grafo de Tanner para la fila 1



Nota: Grafo de Tanner

- d) Se repite el proceso hasta cumplir con todas las filas como se indicó la Figura 10.

Los códigos LDPC se emplean para formar bits de paridad que se agregan a la carga útil o *payload* en cada paquete de banda base. Se emplean códigos LDPC de estructura cíclica.

Se utilizan dos estructuras de codificación interna diferentes denominadas tipo A y tipo B. El tipo utilizado para cada tasa y longitud de código se muestra la Tabla 6. El tipo A usa la estructura de código para un mejor rendimiento a tasas de código bajas, por otro lado, la estructura de código de tipo B muestra un mejor rendimiento a tasas de código altas.

Tabla 6.

Estructura de la codificación LDPC utilizada para cada una de las tasas y longitudes de código.

Tasa de codificación	Codificación de canal estructurada (LDPC)	
	Trama Normal	Trama Corta
2/15	A	A
3/15	A	A
4/15	A	A
5/15	A	A
6/15	B	B
7/15	A	B
8/15	B	B
9/15	B	B
10/15	B	B
11/15	B	B
12/15	B	B
13/15	B	B

Nota: Estructura de la codificación LDPC utilizada para cada una de las tasas y longitudes de código.

Compensaciones. La codificación interna para un tamaño de $N_{inner} = 16200$ bits tiene la latencia más baja, con el menor rendimiento. En general, se espera que con los códigos $N_{inner} = 64800$ bits sea la primera opción debido a tener un rendimiento superior. Sin embargo, $N_{inner} = 16200$ bits es recomendable para aplicaciones donde la

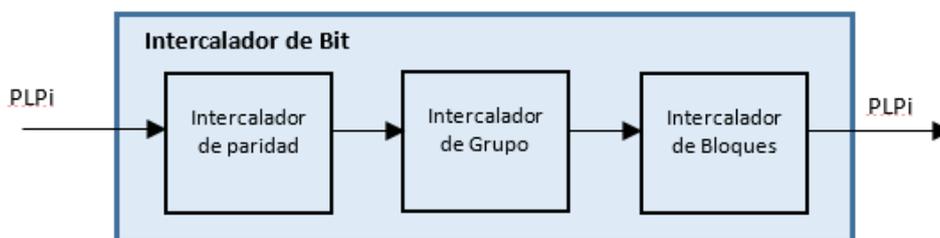
latencia es crítica, o se prefiere una estructura de codificador / decodificador más simple; es decir para la trama corta. (ATSC, Advanced Television Systems Committee, 2018)

Intercalación de bits.

La principal característica del entrelazado de bits es para optimizar el rendimiento de la eficiencia del canal para cada tasa de código LDPC y orden de la constelación. El bloque de intercalador de bits consiste en un entrelazador de paridad seguido de un entrelazador grupal y por un entrelazador de bloque, tal como se muestra en la Figura 12.

Figura 12.

Diagrama de bloques del entrelazador de bits



Notas: Tomado de *Doc. ATSC A/322:2018*, por Advanced Transmission Systems Communications (ATSC) (p.24), 2018, Washington, D.C. 20006, 202-872-9160

Intercalador de paridad. El papel del intercalador de paridad es modificar la estructura de la matriz de verificación de paridad LDPC en una estructura cuasicíclica² similar a la parte de información de la matriz, este intercalador solo se usará para códigos de tipo B, y no para códigos de tipo A.

Intercalador de grupo. El intercalador de grupo correspondiente está optimizado entre la modulación y tasas de código LDPC con longitudes N_{inner} de 64800 y 16200 bits.

Intercalador de bloque. Hay Intercaladores de bloque de tipo A y tipo B para cada combinación de FEC y constelación de tipo A y tipo B; no obstante que algunas combinaciones de FEC y constelación de tipo A usan un intercalador de tipo A, mientras que

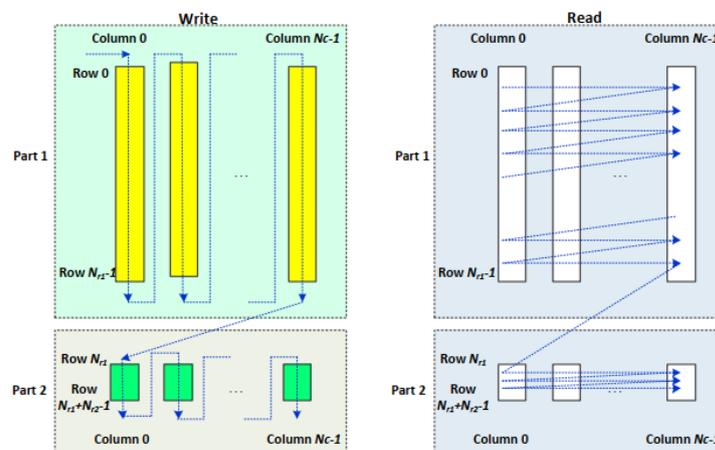
² **Cuasicíclica:** La construcción de buenos códigos de red en algún espacio proyectivo es de naturaleza altamente matemática y requiere un gran poder computacional para las búsquedas resultantes; algunos códigos Grassmannianos cíclicos, especialmente un código óptimo sobre el campo finito F_{210} .

otras combinaciones de FEC y constelación de tipo A usan un intercalador de tipo B, y de manera similar para combinaciones de FEC y constelación de tipo B e intercaladores de tipo A y tipo B. Es decir, las combinaciones de corrección de errores y constelación de tipo A no siempre se emparejan necesariamente con un intercalador de tipo A, y las combinaciones de FEC y constelación de tipo B no siempre se emparejan necesariamente con un Intercalador de tipo B.

En la operación de escritura y lectura del entrelazado, los bits del mismo grupo en la Parte 1 se correlacionarán con los bits que tienen la misma posición de bit en cada símbolo de modulación. Las configuraciones de entrelazado de bloques de la Parte 1 y la Parte 2 para cada formato de modulación y longitud de código. Después del intercalador por grupos, el entrelazador o intercalador de bloques se interpola a la palabra de código LDPC como se muestra en la Figura 13.

Figura 13.

Operación de escritura / lectura del entrelazado de bloques tipo A.



Notas: Tomado de *Doc. ATSC A/322:2018*, por Advanced Transmission Systems Communications (ATSC) (p.28), 2018, Washington, D.C. 20006, 202-872-9160.

Cada columna del intercalador de bloques de tipo A se compondrá de una primera parte y una segunda parte. La parte 1 y la parte 2 se dividen según el número de columnas del intercalador de bloques y el número de bits del grupo de bits. En la parte 1, los bits que

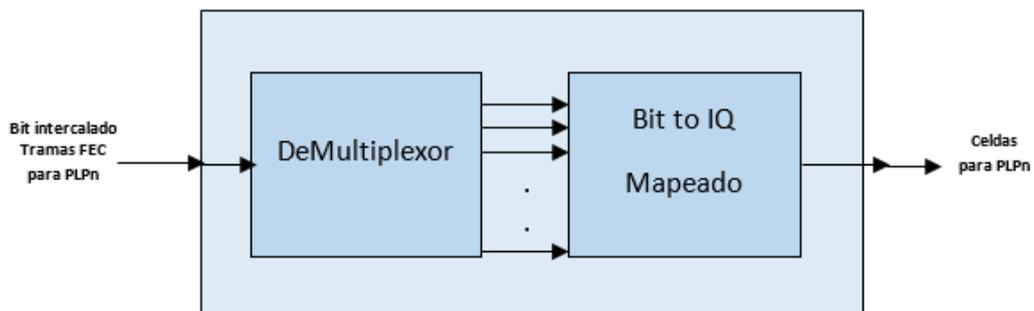
constituyen el grupo de bits se asentarán en la misma columna. En la Parte 2, los bits que constituyen el grupo de bits se asentarán por lo menos en dos columnas.

Mapeador de constelaciones

El mapeo de bits codificados por FEC y bits intercalados a puntos de constelación de modulación de amplitud en cuadratura (QAM), la cual está asociada a una Tabla para generar los símbolos de la constelación. Tanto las Tablas en cuanto al formato de las constelaciones varían debido a la existencia de diversos parámetros de modulación.

Figura 14.

Diagrama de bloques para el Mapeador.



Notas: El bloque del Mapeador está conformado por un Demultiplexor de flujos paralelos; seguido por un bloque de mapeo de bit a IQ. Tomado de *Doc. ATSC A/322:2018*, por Advanced Transmission Systems Communications (ATSC) (p.30), 2018, Washington, D.C. 20006, 202-872-9160.

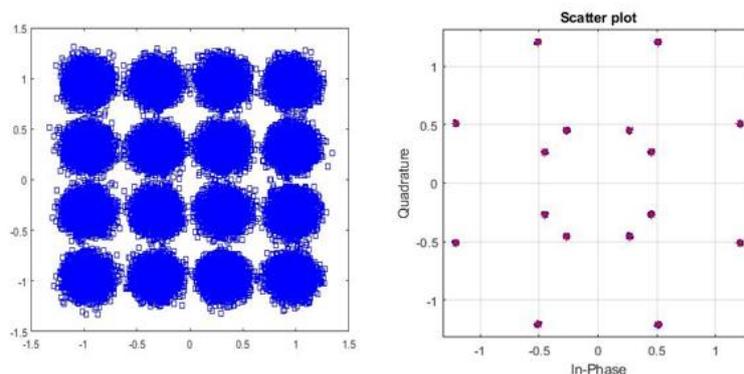
Las constelaciones no uniformes de cuadratura (QNUC) tienen diferentes combinaciones con cada tasa de codificación; para lo cual nos ayudaría en la optimización de los códigos LDPC. Los diferentes formatos que puede optar son debido a los parámetros de señal/ruido con los que la señal llega al receptor, generando una ganancia en el receptor y hacen que la distancia entre el límite de Shannon y la señal disminuyan.

Bit to IQ Mapping. Los relaciona con las modulaciones QPSK, 16QAM, 64 QAM y 256QAM, en cuanto a la modulación QPSK puede ser aplicada para todas las tasas de

código. Para cada combinación de orden de modulación (M-NUC) y velocidad de código existe una constelación diferente; hay que tomar en cuenta que la constelación no varía con la longitud del código, se usa la misma constelación para ambas longitudes $N_{inner} = 64800$ y 16200 bits, respectivamente cuando la tasa de código y el orden de modulación se mantienen constantes. Un punto muy importante es considerar que las constelaciones no uniformes 16QAM, 64QAM y 256QAM son bidimensionales (2D), son constelaciones QAM que se construyen por simetría a partir de un solo cuadrante. En la Figura 15 se observa un ejemplo para una constelación 16-QAM no uniforme 2D, con una tasa de codificación de $\frac{1}{2}$ y la constelación 16-QAM no uniforme con tasa de codificación de $\frac{6}{15}$.

Figura 15.

Constelación 16NUQAM 1D y 16NUQAM 2D



Notas: Modulación 16-NUQAM con una $r = 1/2$ y 16NUQAM con una $r = 6/15$.

Para reducir la complejidad durante el des-mapeado de QAM en el receptor, 1024QAM y 4096QAM las constelaciones se derivan de PAM (modulación de amplitud de pulso) no uniforme unidimensional (1D), son constelaciones tanto para componentes en fase(I) como en cuadratura (Q).

Adicionalmente, en las Tablas 7 y 8 se presentan las combinaciones obligatorias de modulación y codificación que deben implementarse, con el objetivo de reducir la complejidad de la implementación.

Tabla 7.

Combinación obligatoria de modulación y codificación para $N_{inner} = 64800$

M/rc	2/15	3/15	4/15	5/15	6/15	7/15	8/15	9/15	10/15	11/15	12/15	13/15
QPSK	X	X	X	X	X	X	X	X		X		
16QAM			X	X		X	X	X		X		
64QAM			X	X	X	X	X	X	X	X		
256QAM			X	X		X	X	X	X	X	X	X
1024QAM				X		X	X	X	X	X	X	X
4096QAM						X		X		X	X	X

Notas: Para reducir la complejidad de su aplicación, no es necesario realizar la implementación de la modulación y codificación para cada N_{inner} , para este caso $N_{inner} = 64800$ bits

Tabla 8.

Combinación obligatoria de modulación y codificación para $N_{inner} = 16200$

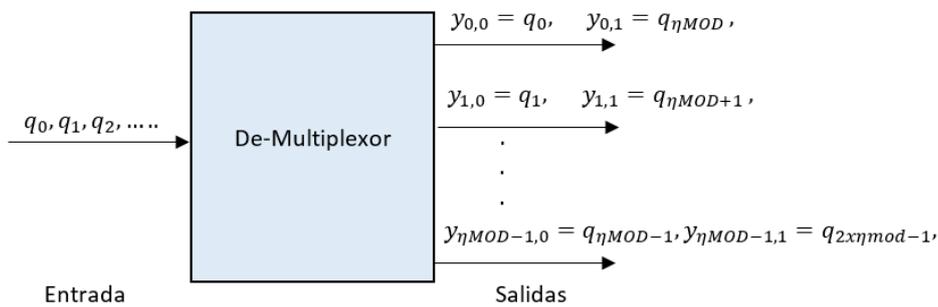
M/rc	2/15	3/15	4/15	5/15	6/15	7/15	8/15	9/15	10/15	11/15	12/15	13/15
QPSK	X	X	X	X	X	X	X	X				
16QAM			X	X	X	X	X	X		X		
64QAM			X	X	X	X	X	X	X	X		
256QAM			X		X	X	X	X	X	X	X	X

Notas: Para reducir la complejidad de su aplicación, no es necesario realizar la implementación de la modulación y codificación para cada N_{inner} , para este caso $N_{inner} = 16200$

Demultiplexor. En este bloque los bits se demultiplexan en forma paralela para generar celdas de datos. A continuación, las celdas de datos se asignarán a valores de constelación que pueden ser constelaciones como la QPSK, 16QAM, 256QAM y para las más grandes 1024QAM y 4096QAM.

Figura 16.

Bloque del De-multiplexor



Notas: Tomado de Doc. ATSC A/322:2018, por Advanced Transmission Systems Communications (ATSC) (p.33), 2018, Washington, D.C. 20006, 202-872-9160

La demultiplexación es la ejecución para mapear bits de cada trama FEC a flujos paralelos antes del mapeo de la constelación. El número de datos contenidos en cada celda de salida es para cada entrada de trama FEC y el número efectivo de bits por celda ηMOD se definen en la Tabla 9.

Tabla 9.

Parámetros para la asignación de bits en constelaciones

Modulación	ηMOD	N° celdas de datos de salida $N_{inner} = 64800 \text{ bits}$	N° celdas de datos de salida $N_{inner} = 16200 \text{ bits}$
QPSK	2	32400	8100
16QAM	4	16200	4050
64QAM	6	10800	2700
256QAM	8	8100	2025
1024QAM	10	6480	N/A
4096QAM	12	5400	N/A

Notas: Es para generar las diferentes constelaciones. Según ATSC 3.0 estos son los parámetros necesarios para cada tamaño medido en bits es decir $N_{inner} = 64800$ y 16200 bits respectivamente.

“El bit-Stream, q_j de la salida del entrelazador de bloques se demultiplexará en subflujos ηMOD , como se muestra en la Figura 16. La salida del demultiplexor es un vector denotado como $(y_{0,s}, \dots, y_{\eta MOD-1,s})$, con el primer índice que describe la posición a

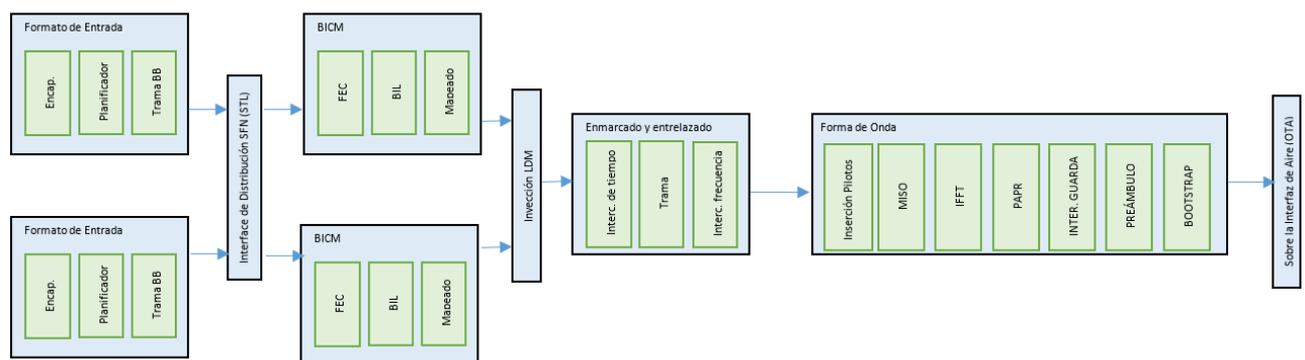
nivel de bit y el índice s que describe el índice de tiempo discreto para enumerar todas las celdas de datos de salida para un FEC". (ATSC, Advanced Television Systems Committee, 2018)

LDM (Layer-Division Multiplexing)

LDM es una tecnología de superposición de constelaciones que combina dos flujos de datos a diferentes niveles de potencia con modulación independiente y la disposición de la codificación de canal en un canal de RF. (ATSC, Advanced Television Systems Committee, 2018), como se muestra en la Figura 17.

Figura 17.

Bloque LDM



Notas: Tomado de *Doc. ATSC A/322:2018*, por Advanced Transmission Systems Communications (ATSC) (p.35), 2018, Washington, D.C. 20006, 202-872-9160

El sistema LDM de dos capas puede combinar dos o más PLPs antes de entrelazar el tiempo. Cada capa consistirá en uno o más PLP. La capa central utilizará una combinación MODCOD³ igual o más robusta que la capa mejorada. Cada PLP puede usar una codificación FEC diferente y el mapeo de la constelación. Por ejemplo, la capa principal podría usar $N_{inner} = 64800$, *tasa de código* = 4/15 y QPSK, mientras que la capa mejorada podría usar

³ MODCOD: Una combinación de modulación y velocidad de código que, en conjunto, determinan la solidez del PLP y el tamaño del paquete de banda base.

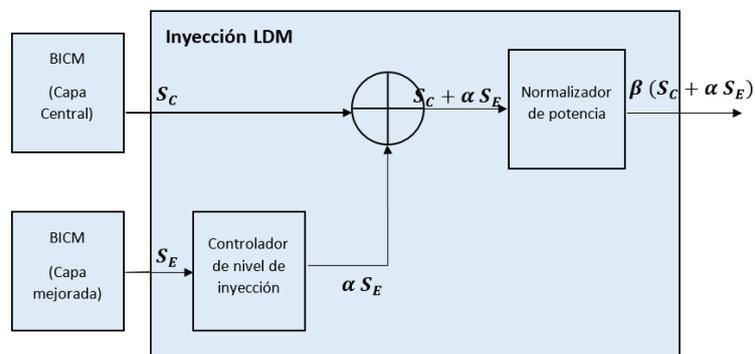
$N_{inner} = 64800$, *tasa de código* = 10/15 y 64QAM. (ATSC, Advanced Television Systems Committee, 2018)

Los PLP principales y los PLP mejorados se combinarán en un bloque Combinador de LDM (Figura 18).

Se utiliza un controlador de nivel de inyección para mitigar la capacidad de la capa mejorada en relación con la capa central para generar la energía de transmisión deseada para cada capa.

Figura 18.

Bloque combinador



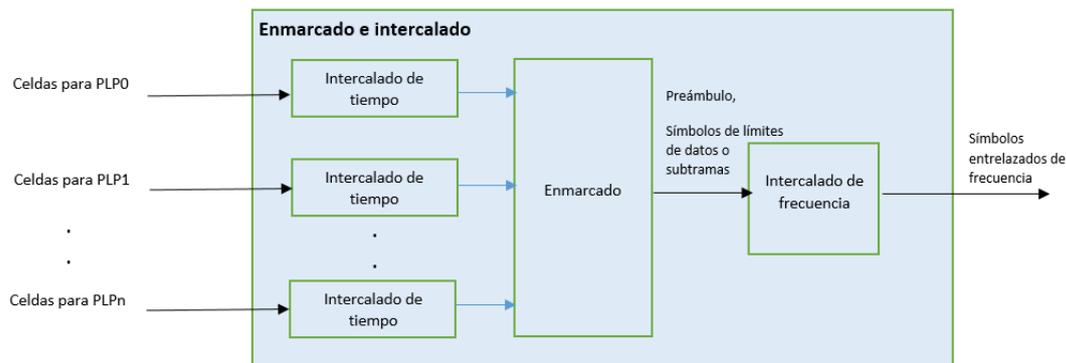
Nota: Diagrama de bloques del módulo de inyección LDM. Tomado de *Doc. ATSC A/322:2018*, por *Advanced Transmission Systems Communications (ATSC)* (p.35), 2018, Washington, D.C. 20006, 202-872-9160.

Enmarcado e intercalado

El módulo de enmarcado e intercalado consta de tres partes: entrelazado de tiempo, enmarcado e intercalado de frecuencia. Básicamente este bloque es una herramienta de capa física que mitiga los efectos de los errores de ráfaga. En la Figura 19 nos muestra el diagrama de bloques, donde a la entrada a los bloques de intercalado y encuadre de tiempo puede consistir en múltiples PLP. Sin embargo, la salida del bloque de encuadre son símbolos OFDM, que están dispuestos en marcos de capa física.

Figura 19.

Diagrama de bloque del módulo Enmarcado e Intercalado



Nota: Tomado de *Doc. ATSC A/322:2018, por Advanced Transmission Systems Communications (ATSC) (p.35), 2018, Washington, D.C. 20006, 202-872-9160.*

Intercalación de tiempo. En ATSC 3.0, la configuración del intercalador de tiempo (TI) depende del número de PLP transmitidos. Cuando existe una transmisión de velocidad celular constante, se utiliza un entrelazador convolucional (CI de sus siglas en inglés *Convolutional Interleaving*).

Para todos los demás casos, es decir M-PLP con transmisión de velocidad de celda variable, la configuración de entrelazado de tiempo es un entrelazador híbrido, que consiste en un entrelazador de células, un entrelazado de bloque y un entrelazador convolucional. El diagrama de bloques de la TI híbrida de la Figura 20 muestra un TI híbrido que funciona según el PLP y los parámetros pueden ser diferentes para cada PLP. El entrelazador de células es opcional, y el entrelazador convolucional solo se usa para el entrelazado entre cuadros.

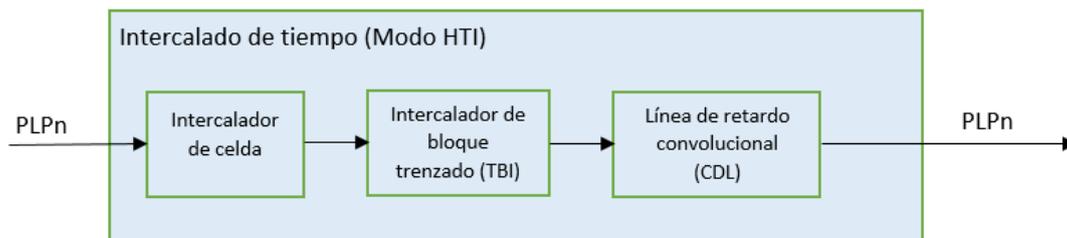
Los beneficios del CI en comparación con un entrelazador de bloque puro son que permite duplicar la profundidad de entrelazado con la misma memoria, y que reduce el tiempo promedio de zapping⁴ para la misma profundidad de entrelazado en aproximadamente un

⁴ El **zapeo** (adaptación del inglés *zapping*) es el acto de saltar programación o canales en la televisión; es decir, ir cambiando de canales. En inglés, se le llama *flipping channels, channel-hopping, channel-surfing* o *zapping*.

33%. Estos beneficios se aplican solo para el entrelazado entre cuadros y entre bastidores, cuando se utiliza el CI.

Figura 20.

Diagrama de bloque Hybrid Time Interleaver



Nota: Diagrama de bloque Hybrid Time Interleaver. Tomado de Doc. ATSC A/322:2018, por *Advanced Transmission Systems Communications (ATSC)* (p.59), 2018, Washington, D.C. 20006, 202-872-9160.

Enmarcado. Hay tres métodos generales de multiplexación PLP en ATSC: TDM, FDM y LDM. Los beneficios de usar LDM que ya se definió anteriormente. Las compensaciones entre TDM y FDM multiplexan PLP son difíciles de evaluar ya que ATSC 3.0 no ofrece una verdadera operación FDM, ya que los datos de arranque y preámbulo cubren toda la asignación de RF y señalan la construcción de carga útil de los marcos.

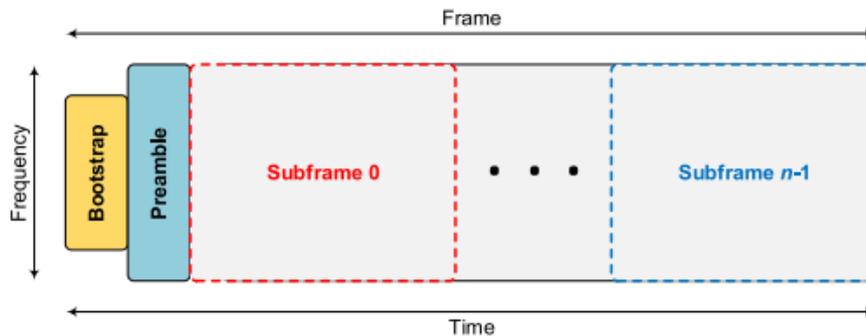
Un marco consiste en una combinación de tres componentes básicos como se muestra en la Figura 21.

1. Una rutina de arranque ubicada al comienzo de cada cuadro (estándar A / 321).
2. Un preámbulo, ubicado inmediatamente después del Bootstrap.
3. Uno o más subtramas ubicados inmediatamente después del preámbulo.

El bootstrap señala la información más básica, el preámbulo contiene la señalización de control de Capa 1 (L1) y suministra la relación de la trama con datos de carga útil real. Un cuadro puede constar de varios subtramas. Cada subtrama tiene un tamaño FFT fijo, longitud GI, patrón piloto disperso y número de subportadoras útiles (NoC). Las diferentes subtramas dentro de la misma trama pueden tener su propio conjunto de tamaños FFT, longitudes GI,

patrones piloto dispersos y / o números de símbolos OFDM que pueden ser diferentes entre sí. La duración máxima de una trama ATSC 3.0 es de 5s y la duración mínima es de 50 ms.

Figura 21. Estructura de tramas y sub-tramas



Nota: Diagrama de estructura de tramas y subtramas. Tomado de Doc. ATSC A/322:2018, por *Advanced Transmission Systems Communications* (ATSC) (p.68), 2018, Washington, D.C. 20006, 202-872-9160.

Intercalado de frecuencia. El entrelazado de frecuencia abarca todo el ancho de banda del canal según el símbolo OFDM para separar los errores de ráfaga en el dominio de la frecuencia. El entrelazado de frecuencia constantemente es usado para símbolos de preámbulo.

Generación de onda

La Figura 22 describe el diagrama de bloques del módulo generación de forma de onda, que consiste en el bloque de inserción piloto, seguido del bloque de distorsión previa MISO, el bloque IFFT, el bloque de reducción de potencia de pico a promedio (opcional) y el sub-bloque de inserción del intervalo de guarda. Finalmente, la señal de arranque se antepone al frente de cada cuadro.

Figura 22.

Generador de onda, donde los sub- bloques MISO y PAPR son opcionales



Nota: Bloque de generación de onda. Tomado de Doc. ATSC A/322:2018, por *Advanced Transmission Systems Communications* (ATSC) (p.94), 2018, Washington, D.C. 20006, 202-872-9160.

Inserción piloto

Los pilotos se pueden utilizar la estimación de canal y estimación de ruido de fase.

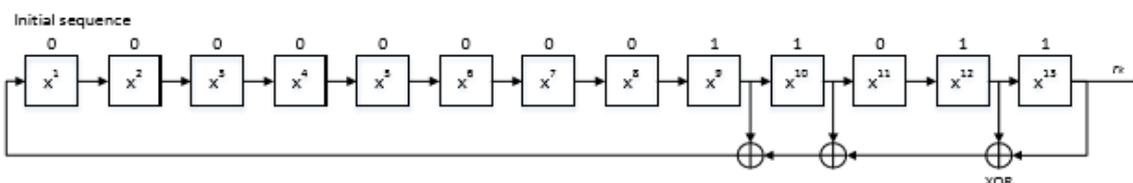
Los pilotos se modulan según una determinada secuencia de referencia, r_k , donde k es el índice de portadora relativo. Los pilotos son modulados por una secuencia que se carga al comienzo de cada símbolo y se aplica a cada portadora transmitida, la secuencia de referencia se puede generar de acuerdo con la Figura 23. La secuencia inicial será 0000000011011. Estas secuencias pueden ser de tipo piloto disperso, continuo, de borde, preámbulo o subtramas. El polinomio generador de la secuencia es el siguiente:

$$g(x) = x^{13} + x^{12} + x^{10} + x^9 + 1 \quad (6)$$

Los primeros 24 valores de la secuencia piloto de referencia son 1101 1000 0000 0001 0100 0000. En la siguiente Figura 23 se muestra una referencia de un generador de secuencia.

Figura 23.

Generador de secuencia referenciada



Nota: Diagrama para la generación de inserción de pilotos. Tomado de Doc. ATSC A/322:2018, por *Advanced Transmission Systems Communications* (ATSC) (p.96), 2018, Washington, D.C. 20006, 202-872-9160.

Pre-distorsión MISO

La técnica de distorsión previa MISO el conjunto de filtros de código de diversidad de transmisión, que des-correlaciona señales de múltiples transmisores en uno SFN artificialmente, para minimizar la interferencia destructiva. Solo debe aplicarse a los símbolos de las subtramas.

Transformada Rápida de Fourier Inversa (IFFT)

Hay tres valores IFFT que se utilizarán en el sistema. ATSC 3.0: 8K, 16K y 32K. El número de portadores útiles en cada uno es 6913, 13825 y 27649, respectivamente, y puede haber una disminución en el número cuando se aplica el factor de reducción. El ancho de banda del sistema es un factor influyente ya que puede utilizar varias frecuencias como puede ser de 6, 7 u 8 MHz y los valores de arranque.

PAPR

Las técnicas PAPR utilizadas en el sistema ATSC 3.0 son: TR (Reserva de tono) y ACE (Extensión de constelación activa), las que se ilustran en la Figura 1 por el bloque PAPR. TR se utiliza en algunos portadores del símbolo OFDM que están reservados para la inserción de celdas que reducen la PAPR general de la salida; por lo tanto, no llevan datos útiles. La técnica ACE reduce la PAPR modificando la constelación de los puntos transmitidos. No se utiliza junto con LDM, MISO y MIMO y no se aplica a los operadores piloto.

Inserción del intervalo de guarda (GI)

Está representado por el bloque de intervalo de guarda, se expresa mediante el valor de muestra del valor total de IFFT. Hay doce valores para elegir y, en términos de tiempo, oscilan entre 28 μ s y 700 μ s para una señal con un ancho de banda de 6 MHz.

El sistema también incluye la posibilidad de insertar algunas muestras adicionales para que el tiempo total del intervalo de guarda sea un número entero en ms; este modo se

denomina alineado en el tiempo. Cuando no se utilizan estas muestras adicionales, el modo se denomina alineado por símbolos.

Bootstrap

“El Bootstrap consta de cuatro símbolos con una configuración fija: frecuencia de muestreo, ancho de banda de la señal, espacio entre subportadoras y estructura del dominio del tiempo, valores que todos los receptores conocen. La información captada en los símbolos proviene de una secuencia ZC (Zadoff-Chu) modulada por una secuencia PN (pseudoruido) en el dominio de la frecuencia”. (Fay, Michael, Gómez-Barquero, Ammar, & Winston Caldwell, 2016)

Lo cual permiten la recuperación de la señal, el sincronismo, la estimación de la frecuencia y el desplazamiento del canal y la información de señalización que permite la decodificación correcta del resto de la señal. Todos los receptores deben recibir el Bootstrap y, por este motivo, es extremadamente robusto y puede recibirse en condiciones con una relación señal-ruido de -6 dB en condiciones urbanas.

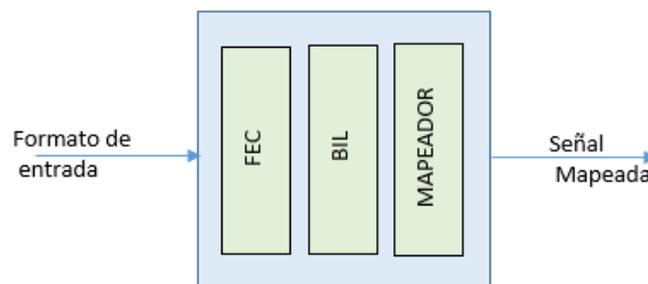
Capítulo III

Implementación del bloque BICM

El bloque BICM se muestra en la Figura 24, cumple un papel importante para el estándar americano de televisión digital ATSC 3.0; ya que a su entrada tiene paquetes de PLP en banda base (formato de entrada o datos genéricos) y a su salida tienen la señal mapeada en cualquier constelación. No obstante, para modulaciones de mayor rango, son más robustas y son inmunes a las señales no deseadas (ruidos).

Figura 24.

Bloque BICM



El bloque BICM consta de tres procesos: el bloque FEC, el entrelazador de bits y el mapeo de constelaciones. Para preservar los datos genéricos a la entrada, un transmisor realiza el FEC con codificación externa y / o interna, luego el entrelazado de bits se realiza con tres pasos de modo que:

1. Mediante el entrelazador, entrelaza únicamente los bits de paridad de la codificación interna,
2. El sub-bloque de intercalador o entrelazador de grupos de bits fragmenta una palabra de codificación interna.
3. El entrelazador de bloques combina los grupos de bits intercalados por el intercalador de grupo.

Finalmente, los bits de la palabra de código que fueron combinados se mapean en posiciones de constelaciones previamente seleccionadas. El uso del bloque LDM, se lleva a cabo la técnica de superposición de constelaciones.

Corrección de errores (FEC)

El FEC del BICM está formado por códigos sistemáticos como el BCH y el LDPC o como puede estar solo el código LDPC. El código externo es el código Bose, Chaudhuri, Hocquenghem (BCH), un verificador de redundancia cíclica (CRC) o ninguno, en cambio que el código interno es el código de comprobación de paridad de baja densidad (LDPC).

Tanto los códigos BCH como LDPC son códigos sistemáticos, de modo que la parte de información está contenida dentro de la palabra de código; es decir la palabra de código resultante es un nexo de información o parte de carga útil, y las paridades BCH o CRC y paridades LDPC, como indica las Figuras 8 y 9.

Para proporcionar la máxima flexibilidad y lograr un mayor rendimiento cuando se espera una suficiente capacidad de corrección de errores del código LDPC, el CRC se puede utilizar como un código externo o incluso no se puede seleccionar ningún código externo. No obstante que cuando se utiliza el CRC para mejorar la eficiencia, no proporciona ninguna capacidad de corregir los errores, sino que únicamente facilita una forma de detectar los errores. Pues el uso del código BCH puede suministrar la capacidad de detección y corrección de errores hasta los 12 bits que se puede sortear para evitar más errores.

La codificación interna para ATSC 3.0 consta de una matriz de verificación de paridad (PCM), para los códigos LDPC de Tipo A y Tipo B, la submatriz de PCM correspondiente a los bits de información, consiste en matrices cuasicíclicas permutadas por fila / columna, como las matrices de permutación circulante ⁵(CPM).

En este trabajo de investigación nos centraremos en los códigos Tipo B, ya que estos funcionan a tasas de código alta para cualquier tamaño de palabra de código, ya sea para la trama normal o la trama corta (64800 bits y 16200 bits respectivamente).

⁵ **Matriz de permutación circulante:** La **matriz permutación** es la matriz cuadrada con todos sus $n \times n$ elementos iguales a 0, excepto uno cualquiera por cada fila y columna, el cual debe ser igual a 1

Serán citados algunos conceptos respecto a la codificación de bloque donde debe cumplir la condición en la que el tamaño de su palabra de código (N) debe ser mayor a los bits de información (K); $N > K$.

La tasa de modulación r , es la relación entre los bits de información respecto a los N bits de la palabra de código como indica la ecuación (7):

$$r = \frac{K}{N} \quad (7)$$

Las operaciones algebraicas están definidas para datos binarios y aplicaciones de Galois Field, donde la suma y multiplicación se lo realiza de manera lógica como indica la Tabla 10.

Tabla 10.

Tabla de operadores para GF (2)

Elementos	Suma (Operador XOR)	Multiplicación (Operador AND)
$GF(2) = \{0, 1\}$	$0 + 0 = 0$	$0 \times 0 = 0$
	$0 + 1 = 1$	$0 \times 1 = 0$
	$1 + 0 = 1$	$1 \times 0 = 0$
	$1 + 1 = 0$	$1 \times 1 = 1$

Para interpretación algebraica se tiene: “la palabra de código, los bits de información y los bits de paridad” (Tarrés & Cabrera).

$$c = [m \mid p] \quad (8)$$

$$c = [c_0, c_1, c_2, \dots, c_{N-1}] \quad (9)$$

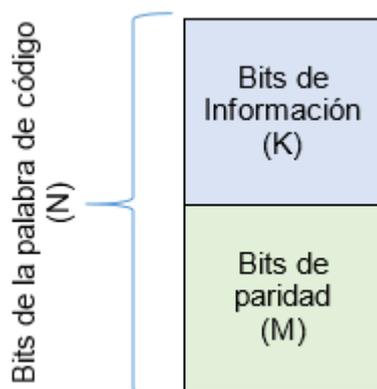
$$m = [m_0, m_1, m_2, \dots, m_{K-1}] \quad (10)$$

$$b = [b_0, b_1, \dots, b_{M-1}] \quad (11)$$

“La codificación la realiza de manera ordenada (sistemática), toma los bits de información y los engloba dentro de los bits de palabra de código, donde M es el sobrante de los bits de redundancia o de paridad, todo el proceso es de algebra lineal para los bits de información” (Tarrés & Cabrera) como indica en la Figura 25.

Figura 25.

Repartición de bits



Para la función de información, los bits paridad forman parte de dicha función siendo esta ecuación (12):

$$b = mxP \quad (12)$$

Siendo P matriz de coeficientes con dimensiones $K \times M$, utilizando las ecuaciones (9) y (12) obtenemos la matriz de palabra de información:

$$c = [m \mid mP] \quad (13)$$

$$c = m [I \mid P] \quad (14)$$

Siendo I matriz identidad con dimensiones $K \times K$, con esta definición de la ecuación (14) se define la “Matriz Generadora” de la ecuación (15):

$$G = [I \mid P] \quad (15)$$

La Matriz G , tiene como característica principal que los elementos de cada una de sus filas son linealmente independientes.

En la ecuación (16) se define la matriz de chequeo de paridad H :

$$H = [A \mid B] \quad (16)$$

Donde A es una matriz con dimensiones $M \times K$ y B de dimensiones $M \times M$, siendo esta última con características de no ser una matriz Identidad una matriz no singular. En otras

palabras la matriz H es la parte principal de la decodificación, es decir que cada fila corresponde a una ecuación para cada palabra de código.

Tomando como referencia a la ecuación (16), aplicando los diferentes métodos de operaciones de matrices una de ellas por “eliminación Gaussiana es posible encontrar una estrecha relación entre la matriz generadora (G) y la matriz de chequeo de paridad (H)” (Tarrés & Cabrera) como expresa la ecuación(17); siendo esta P^T la matriz transpuesta de P e I una matriz Identidad con tamaño $M \times M$:

$$H = [P^T | I_M] \quad (17)$$

La expresión de chequeo de paridad está dada por la siguiente ecuación (18):

$$cH^T = 0 \quad (18)$$

Decodificación LDPC

De acuerdo a la norma A/327:2018 de ATSC, en el tema anterior realiza una breve descripción de la creación de la matriz de paridad LDPC en cuanto a su estructura; es por ello que el uso de diferentes tasas de código es vital para evaluar su desempeño ya sea para la trama normal o trama corta.

Para las matrices de paridad tipo B tiene como objetivo averiguar que bits son de información $(i_0, i_1, i_2, \dots, i_{K_{ldpc}-1})$ se relacionan con cuales son los bits de paridad $(p_0, p_1, p_2, \dots, p_{N_{ldpc}-K_{ldpc}-1})$. Para esta mecánica es necesario generar la matriz generadora como muestra la ecuación (15) donde I es la matriz Identidad y la matriz P es de paridad.

Para realizar el proceso inverso de la codificación, es necesario obtener la expresión de la ecuación (17), que se refiere a la matriz H .

Siendo H una matriz demasiado grande para ser utilizada en la práctica, esta matriz se condensa en otra, denominada matriz de Nodo de Verificación (C), en la que en lugar de 1 y 0, hay, por cada fila, las posiciones de las columnas en las que el valor es 1 de dicha matriz. Teniendo en cuenta que cada fila tendrá un número diferente de 1.

A continuación un ejemplo de la matriz C representadas en la siguiente ecuación (19):

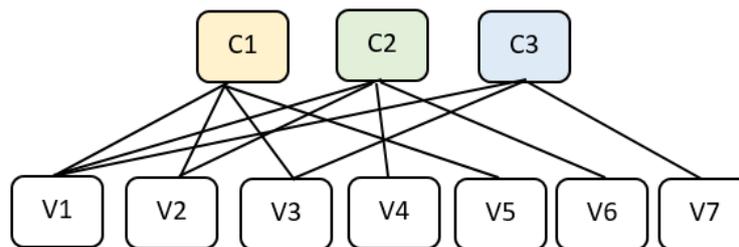
$$\begin{pmatrix} 1 & 1 & 1 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 1 & 1 & 0 & 1 & 0 & 1 & 0 \\ 1 & 0 & 1 & 1 & 0 & 0 & 1 \end{pmatrix} \equiv \begin{pmatrix} 0 & 1 & 2 & 4 \\ 0 & 1 & 3 & 5 \\ 0 & 2 & 3 & 6 \end{pmatrix} \quad (19)$$

En la ecuación (19), se muestra un ejemplo de la matriz H y a lado la matriz C que se obtiene de la matriz con dimensiones (7,3).

La matriz C también es graficada mediante el grafo de Tanner como se indica la Figura 10. En la Figura 11 describe a las líneas de la matriz $C1$, $C2$ y $C3$ que se denominan CN. En la misma imagen, “ $V1$, $V2$, $V3$, $V4$, $V5$, $V6$ y $V7$ se denominan Variable de Nodos, representan a las columnas de la matriz” (de Fez Lava, 2010). Las líneas identifican la conexión entre CN y VN.

Figura 26.

Grafo de Tanner de la matriz Nodo de Verificación



La decodificación es la acción inversa a la codificación en la cual se detectan y/o corrigen los errores introducidos por el canal en la palabra codificada. En el presente trabajo se utiliza dos técnicas de decodificación: decodificación por síndrome (Hard-Decision) y decodificación Soft-Decision.

Decodificación Hard-Decision

En la decodificación Hard-Decision se trata de hacer una comparación de una señal muestreada recibida, esto quiere decir que si esta señal muestreada está por encima del umbral se decide por un “1” sino caso contrario “0”. Seguido de obtener la palabra código de $n - bits$ que corresponde a un determinado alfabeto del código.

Los pasos para la decodificación Hard-Decision son los siguientes:

- Generación de la matriz de paridad (P)

- Generación de la matriz generadora (G)
- Generación de la matriz de chequeo de paridad (H)
- Realiza el cálculo del síndrome, en caso de que básicamente se envía una palabra de código a través de un canal con ruido, y en el extremo del receptor se recibe una determinada palabra código y esta se verá alterada por un patrón de error con un alto nivel de ocurrencia.
- Caso contrario para cada bit del mensaje, cuenta cuantos números hay con el síndrome igual a 1
- Seguido es la inversión de bits con el mayor número de síndromes, es decir, el síndrome igual a 1.

No obstante que para la decodificación Hard-Decision la entrada se da en bits, y para saber que, si el mensaje está correcto, es necesario calcular el síndrome.

La operación para calcular el Síndrome es la operación sumar con el operador OR Exclusivo ya que a la entrada es en bits donde sus elementos inicialmente están en cero y su ecuación de cálculo es la siguiente:

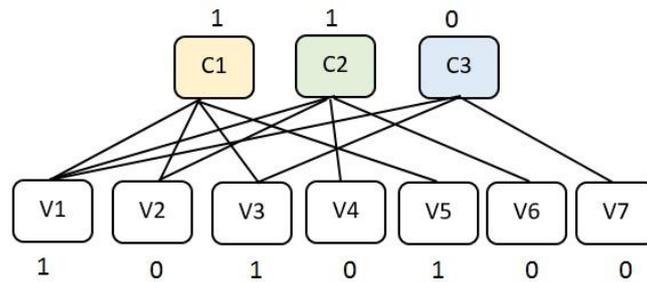
$$\sum_{i=0}^{N_{ldpc}-K_{ldpc} \text{ (Último valor)}} \sum_{j=0} S_i = S_i \oplus rc_{i,j} \quad (20)$$

Si $S_i = 0$ para cada i , el mensaje no puede ser cero. Caso contrario el decodificador intentará corregir los errores.

Por ejemplo suponiendo que un decodificador reciba la palabra de código $\{1\ 0\ 1\ 0\ 1\ 0\ 0\}$, al calcular el síndrome será revisado que S_1 e S_2 serán diferentes de cero como indica la Figura (27).

Figura 27.

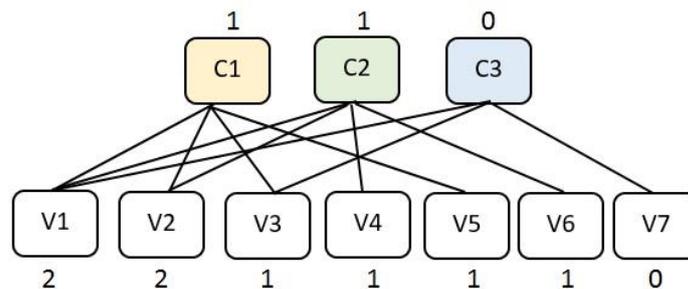
Grafo de Tanner para el cálculo de los síndromes a la primera iteración



Se puede notar que el primer paso para la decodificación y contar cada *bit* del mensaje, y cuantos síndromes con $S_i = 1$ están vinculados entre ellos. En la Figura (28) se puede observar que V1 y V2 poseen datos errados entre ellos.

Figura 28.

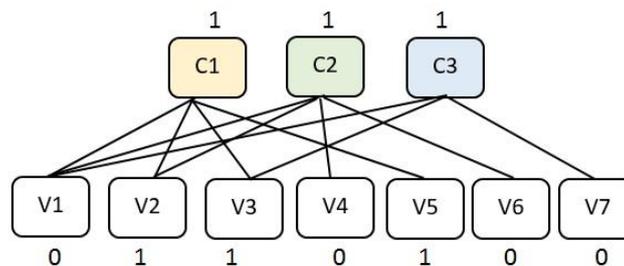
Grafo de Tanner que contiene datos de CN errados



Para corregir las variables V1 y V2 se deben invertir los bits que tienen más síndromes con $S_i = 1$ es decir en este caso se invertirá V1 y V2

Figura 29.

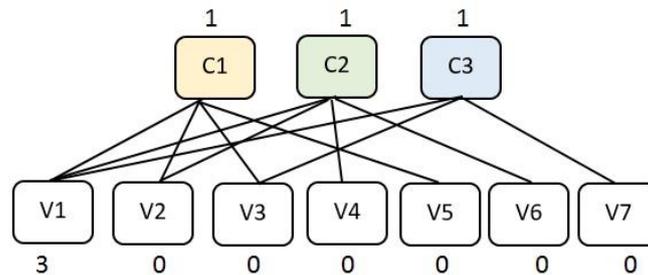
Grafo de Tanner para el cálculo de los síndromes (iteración 2)



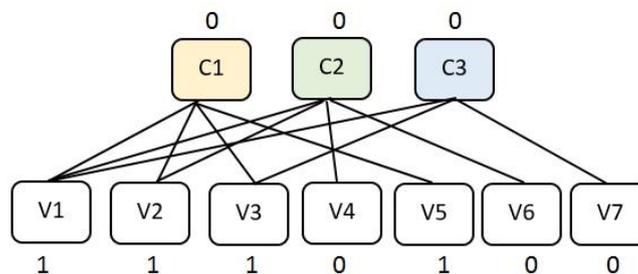
En el siguiente proceso para cada i se tiene $S_i = 0$ se ilustra las iteraciones, hasta llegar a la tercera iteración, donde el síndrome será cero y el mensaje será corregido.

Figura 30.

Grafo de Tanner para contar CN errado

**Figura 31.**

Grafo de Tanner para el cálculo de los síndromes (iteración 3)



Si se alcanza este número de iteraciones, la palabra de código de la iteración pasa al final es decir al decodificador BCH, que se encargará de intentar corregir el resto de errores.

Decodificación Soft-Decision

Puede tomar un rango completo de valores intermedios. Esta información adicional indica la confiabilidad de cada punto de datos de entrada y se utiliza para formar mejores estimaciones de los datos originales. Por lo tanto, un decodificador de decisión suave normalmente funcionará mejor en presencia de datos corruptos que su contraparte de la decisión dura.

Para este tipo de decodificación la entrada está en formato LLR⁶, como ya se mencionó, y por lo tanto está en forma $LLR_0, LLR_1, \dots, LLR_{ldpc-1}$. Es necesario saber si el

⁶ **Relación de probabilidad logarítmica / Log-Likelihood (LLR):** Las entradas y salidas suaves de los decodificadores son representados por las relaciones *Log-Likelihood* donde las magnitudes y amplitudes dan información sobre el signo de cada bit; es decir que si la probabilidad de que el bit es +1 se obtiene un '1 lógico', contrariamente una LLR negativa y alta indica una gran probabilidad de que el bit decodificado sea un '0 lógico' y además la probabilidad de una decisión correcta.

mensaje es correcto, para lo que es primordial el Síndrome. El Síndrome LDPC necesita el mensaje en “1 y 0 por lo tanto los LLR positivos se consideran como bit 1 y los LLR negativos como bit 0”. El síndrome S se calcula de la misma manera que en el método de Hard-Decision como indica la ecuación (20).

Para la decodificación Soft-Decision se tiene un ejemplo para la constelación 16QAM en la cual, se requiere el cálculo de la relación de probabilidad logarítmica de bits (LLR) para dicha constelación, siendo así esta función modificada nos ayudará en la implementación efectiva del LLR.

Se toma en cuenta para la señal 16-QAM transmitida la secuencia de los símbolos $s_k = s_{Ik} + js_{Qk}$ con $s_{Ik}, js_{Qk} \in \{\pm 1, \pm 3\}$. Los símbolos de modulación se obtiene de la información de bits $b_{ik}, i = 1, \dots, 4$, siendo así la regla del mapeo $s_k = M(b_{1k}, b_{2k}, b_{3k}, b_{4k})$. Siendo está considerada sin pérdidas se expresa $s_{Ik} = M_I(b_{1k}, b_{3k})$, $s_{Qk} = M_Q(b_{2k}, b_{4k})$. Como explica en la Figura (32).

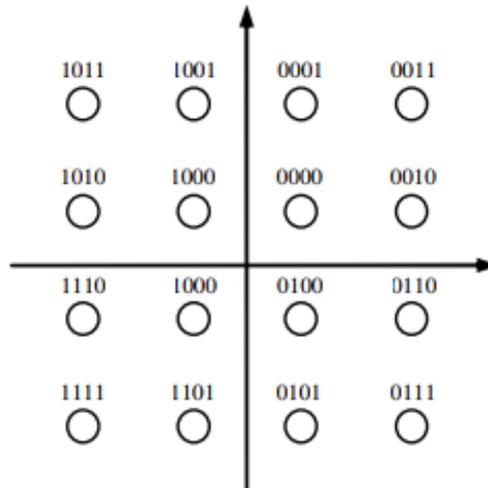
Sea r_k la señal banda base muestreada correspondiente al símbolo s_k según la ecuación (21)

$$r_k = r_k + jr_{Qk} = a\sqrt{E_s} s_k + n_k \quad (21)$$

Según la ecuación (21) indica que $a \in R^+$, E_s es la energía del símbolo recibida y $n_k = n_{Ik} + jn_{Qk} = N(0, N_0)$ es ruido de complejo blanco aditivo con n_{Ik} y n_{Qk} son procesos gaussianos independientes con media cero y varianza $\sigma^2 = \frac{N_0}{2}$.

Figura 32.

Mapeo bit a símbolo para 16QAM



Para el cálculo de la expresión logarítmica de máxima verosimilitud, sea $\Lambda(b_{ik}|r_k)$ indica el bit LLR b_{ik} dado por r_k

$$\Lambda(b_{ik}|r_k) = \log \frac{\Pr(b_{ik} = +1|r_k)}{\Pr(b_{ik} = -1|r_k)} \quad (22)$$

Se define por $S(b_i = +1) = \{q: s^{(q)} = M(\dots, b_i^{(q)} = +1, \dots)\}$ y $S(b_i = -1) = \{q: s^{(q)} = M(\dots, b_i^{(q)} = -1, \dots)\}$ y los subconjuntos de índices de símbolos correspondientes a $b_i = +1$ y $b_i = -1$ respectivamente.

Luego:

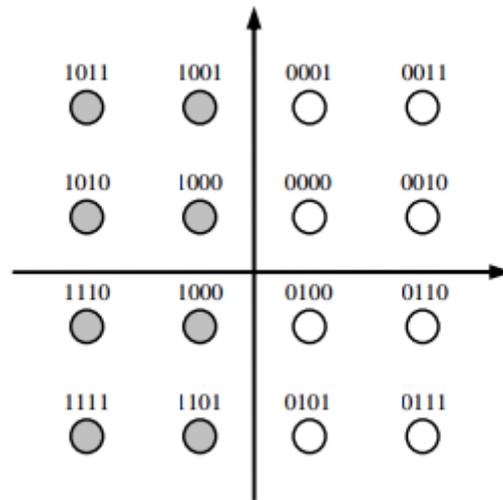
$$\Pr(b_{ik} = +1|r_k) = \sum_{q \in S(b_{ik}=+1)} \Pr(s_k = s^{(q)}|r_k) \quad (23)$$

$$\Pr(b_{ik} = -1|r_k) = \sum_{q \in S(b_{ik}=-1)} \Pr(s_k = s^{(q)}|r_k) \quad (24)$$

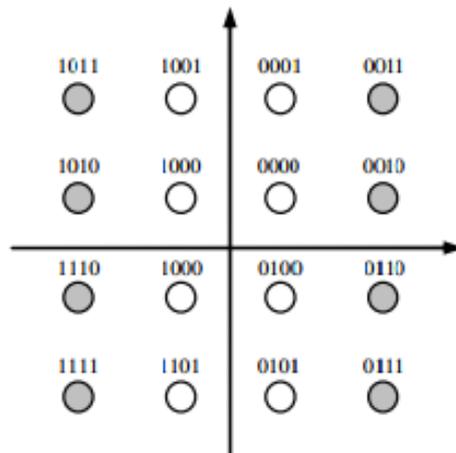
Reemplazando (23) y (24) en (22), se obtiene una expresión equiprobable para símbolos además nos indica en las Figuras 33 y 34 la partición de bits:

Figura 33.

Partición del grupo de símbolos para el bit b_{1k} .

**Figura 34.**

Partición del grupo de símbolos para el bit b_{3k} .



$$\Lambda(b_{ik}|r_k) = \log \frac{\sum_{q \in S(b_{ik}=+1)} \Pr(s_k = s^{(q)}|r_k)}{\sum_{q \in S(b_{ik}=-1)} \Pr(s_k = s^{(q)}|r_k)} \quad (25)$$

Suponiendo un ruido n_k , se tiene lo siguiente:

$$p(r_k|s^{(q)}) = \frac{1}{\pi N_0} \exp\left(-\frac{|r_k - a\sqrt{E_s} s^{(q)}|^2}{N_0}\right) \quad (26)$$

Siendo así el cálculo para el LLR de la constelación 16QAM es el siguiente:

$$\Lambda(b_{1k}|r_k) = \log \left\{ \frac{\left[\exp\left(-\frac{(r_{lk} - a\sqrt{E_s})^2}{N_0}\right) + \exp\left(-\frac{(r_{lk} - 3a\sqrt{E_s})^2}{N_0}\right) \right]}{\left[\exp\left(-\frac{(r_{lk} + a\sqrt{E_s})^2}{N_0}\right) + \exp\left(-\frac{(r_{lk} + 3a\sqrt{E_s})^2}{N_0}\right) \right]} \right\} \quad (27)$$

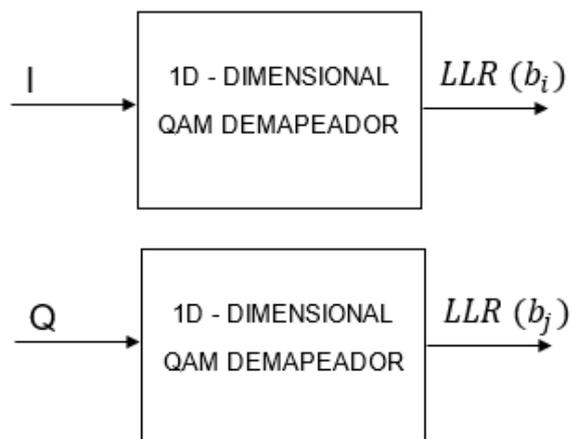
$$\Lambda(b_{3k}|r_k) = \log \left\{ \frac{\left[\exp\left(-\frac{(r_{lk} - a\sqrt{E_s})^2}{N_0}\right) + \exp\left(-\frac{(r_{lk} - 3a\sqrt{E_s})^2}{N_0}\right) \right]}{\left[\exp\left(-\frac{(r_{lk} + a\sqrt{E_s})^2}{N_0}\right) + \exp\left(-\frac{(r_{lk} + 3a\sqrt{E_s})^2}{N_0}\right) \right]} \right\} \quad (28)$$

Como nota importante las expresiones $\Lambda(b_{1k}|r_k)$ y $\Lambda(b_{3k}|r_k)$ dependen exclusivamente para la componente en fase r_{lk} , y para las expresiones análogas son obtenidas para $\Lambda(b_{2k}|r_k)$ y $\Lambda(b_{4k}|r_k)$ como función de la señal componente en cuadratura r_{Qk} .

En cuanto a las constelaciones 1D-NUC ya sea para QPSK, 1024QAM y 4096QAM, un receptor puede formar LLR como una función de dos constelaciones de modulación de amplitud de pulso (PAM) unidimensionales no uniformes que representan la fase (I) y la cuadratura (Q) que forman esas componentes de las constelaciones QAM de una dimensión. Además, también se puede aplicar un demapeador bidimensional, pero con un mayor gasto de cálculo. Considerando que una constelación QAM transporta m bits codificados es decir que cada componente de la constelación tiene $\sqrt{2^m}$ estados posibles, a continuación se tiene la estructura del Mapeador para este tipo de constelaciones.

Figura 35.

Estructura del demapeador para constelaciones 1D-NUC



Dada la estructura de la Figura 35 para los demapeadores de las constelaciones 1D con sus respectivas componentes en fase y cuadratura donde los subíndices i y j son los bits de cada uno de sus componentes donde se describe b_i para el i –ésimo bit y para b_j j –ésimo bit como nos muestra las ecuaciones 29 y 30.

$$LLR(b_i) = \ln \left(\frac{\Pr(b_i = 1 | I)}{\Pr(b_i = 0 | I)} \right) \quad (29)$$

$$LLR(b_j) = \ln \left(\frac{\Pr(b_j = 1 | Q)}{\Pr(b_j = 0 | Q)} \right) \quad (30)$$

Un LLR positivo indica que b_i o b_j se transmitió más probablemente como 1, un LLR negativo que b_i o b_j se transmitió más probablemente como 0. Un punto de constelación particular x se transmite con las coordenadas I_x y Q_x . Idealmente, se espera que los componentes I y Q de la constelación recibidos sean idénticos. Para la práctica, sin embargo, son diferentes porque las celdas en las que viajan I y Q están sujetas a factores de desvanecimiento de amplitud ρI y ρQ , respectivamente, y además al ruido. Por lo tanto, dado que se transmitió el punto x , la función de distribución de probabilidad condicional (pdf) de recibir un I y Q en particular se puede expresar como:

$$p(I | x \text{ fue transmitido}) = \frac{1}{\sqrt{2 \pi \sigma}} e^{-\frac{(I - \rho I I_x)^2}{2 \sigma^2}} \quad (31)$$

$$p(Q | x \text{ fue transmitido}) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma} e^{-\frac{(Q-p_Q Q_x)^2}{2\sigma^2}} \quad (32)$$

“Considerando que la recepción de un bit b_i o b_j particular, si se transmitió 1, esto implica que cualquiera de $\frac{\sqrt{2^m}}{2}$ se transmitieron los estados posibles, que depende del estado de los otros bits $\left(\frac{m}{2} - 1\right)$. Si se transmitió un 0, entonces se transmitió uno de los otros $\frac{\sqrt{2^m}}{2}$ estados posibles. Sea C_i^k el conjunto de puntos constelación x para los que el bit i –ésimo (b_i), toma el valor k (0 ó 1), y C_j^k el conjunto de puntos constelación x para los que el bit j –ésimo (b_j), toma el valor k (0 ó 1). El pdf condicional para los valores recibidos I y Q, dado que b_i o b_j se transmitieron como 1, viene dado por la siguiente expresión, bajo el supuesto de que todos los $\frac{\sqrt{2^m}}{2}$ posibles estados transmitidos para los cuales $b_i = 1$ y $b_j = 1$ se transmiten con igual posibilidad, cada uno de los otros bits $\left(\frac{m}{2} - 1\right)$ toma los valores 0 y 1 con la misma frecuencia”.

$$p(I | b_i = 1) = \frac{1}{\frac{\sqrt{2^m}}{2} \sqrt{2\pi}\sigma} \sum_{x \in C_i^1} e^{-\frac{(I-p_I I_x)^2}{2\sigma^2}} \quad (33)$$

$$p(Q | b_j = 1) = \frac{1}{\frac{\sqrt{2^m}}{2} \sqrt{2\pi}\sigma} \sum_{x \in C_j^1} e^{-\frac{(Q-p_Q Q_x)^2}{2\sigma^2}} \quad (34)$$

El pdf condicional para recibir I y Q, dado que b_i o b_j se transmitió como “0” es el mismo menos que la adición donde se transmitió como “0” es el mismo “excepto que la suma se toma sobre los puntos $x \in C_i^0$ y $x \in C_j^0$. Si se usa el teorema de Bayes⁷ y además asumiendo que el bit b_i o b_j transmitido es igualmente probable que sea 0 o 1” (Machado

⁷ **Teorema de Bayes:** Es la teoría de la probabilidad, es una proposición planteada por el matemático inglés Thomas Bayes (1702-1761) y publicada póstumamente en 1763, que expresa la probabilidad condicional de un evento aleatorio A dado B en términos de la distribución de probabilidad condicional del evento B dado A y la distribución de probabilidad marginal de solo A .

Zurita, 2018) , entonces LLR puede ser obtenido tanto para Fase como en Cuadratura en las siguientes ecuaciones:

$$LLR(b_i) = \ln \left(\frac{\Pr(b_i = 1 | I)}{\Pr(b_i = 0 | I)} \right) = LLR(b_i) = \ln \left(\frac{p(I | b_i = 1)}{p(I | b_i = 0)} \right) \quad (35)$$

$$LLR(b_i) = \ln \left(\frac{\sum_{x \in C_i^1} e^{-\frac{(I - p_I I_x)^2}{2 \sigma^2}}}{\sum_{x \in C_i^0} e^{-\frac{(I - p_I I_x)^2}{2 \sigma^2}}} \right) \quad (36)$$

$$LLR(b_j) = \ln \left(\frac{\Pr(b_j = 1 | Q)}{\Pr(b_j = 0 | Q)} \right) = \ln \left(\frac{p(Q | b_j = 1)}{p(Q | b_j = 0)} \right) \quad (37)$$

$$LLR(b_j) = \ln \left(\frac{\sum_{x \in C_j^1} e^{-\frac{(Q - p_Q Q_x)^2}{2 \sigma^2}}}{\sum_{x \in C_j^0} e^{-\frac{(Q - p_Q Q_x)^2}{2 \sigma^2}}} \right) \quad (38)$$

Siendo así se obtiene una expresión LLR simplificada para 1D-NUC que es la siguiente:

$$\ln(e^{a_1} + \dots + e^{a_k}) \approx \max_{i=1 \dots k} (a_i) \quad (39)$$

La expresión 39 es básicamente detalla el cálculo de LLR simplificada aplicando la aproximación Max-Log.

Luego, la aproximación LLR puede ser obtenida como:

$$LLR(b_i) \approx \frac{1}{2\sigma^2} \left[\min_{x \in C_i^0} ((I - \rho_I I_x)^2) - \min_{x \in C_i^1} ((I - \rho_I I_x)^2) \right] \quad (40)$$

$$LLR(b_j) \approx \frac{1}{2\sigma^2} \left[\min_{x \in C_j^0} ((Q - \rho_Q Q_x)^2) - \min_{x \in C_j^1} ((Q - \rho_Q Q_x)^2) \right] \quad (41)$$

Una consideración importante es que esta simplificación para el cálculo LLR para 1D-NUC puede ser conveniente para la implementación de hardware debido a su baja complejidad.

Intercalador de bits / Desintercalador de bits

Intercalador de bits, se divide en tres subpasos (Intercalador de paridad, Intercalador de grupo e Intercalador de bloque) tiene la función de mezclar los bits del mensaje para protegerlos del ruido de las ráfagas.

La etapa Desintercalador de bits tiene la función de realizar el proceso inverso para recuperar el mensaje original durante la recepción, y también se subdivide en tres etapas (Desintercalador de bloques, Desintercalador de grupo y Desintercalador de paridad).

El proceso de implementación del intercalador consiste en crear Tablas que relacionan el índice de bits en la entrada respecto al índice de bits en la salida del intercalador. El des intercalador respectivo se logra a través de la inversa de estas Tablas.

Intercalador / Desintercalador de paridad

El subpaso *Parity Interleaver / Deinterleaver* tiene la función de convertir la estructura de escalera de las matrices LDPC de tipo IRA en una estructura cuasicíclica. Por lo tanto, este tipo de intercalador / desintercalador se utiliza solo para códigos LDPC de tipo B.

Intercalador / Desintercalador de grupo

Divide los bits en $N_{group} = \frac{N_{inner}}{360}$ grupos donde N_{inner} es el tamaño de la trama ya sea esta trama larga o trama corta LDPC e intercambia varios grupos

Intercalador de Bloque / desintercalador

Bloque Interleaver / Deinterleaver tipo B

La sub-etapa del bloque Intercalado/Desintercalador realiza la mezcla final de los bits del mensaje. Hay dos tipos ("A y "B"), que no tienen relación con las estructuras A y B del código LDPC, a pesar de su similitud de las estructuras. En otras palabras, LDPC con estructura A se puede usar con el bloque Intercalador / Des-intercalador de tipo "A" y "B". Para los códigos LDPC tipo B puede usar el bloque intercalador de bloque / desintercalador de tipo A y B.

La elección del tipo de intercalador / desintercalador de bloques es de acuerdo a la tabla de codificación y decodificación de la señal ya sea para trama normal o la trama corta.

Tabla 11.

Tabla de permutación para el Bloque Intercalador con $N_{inner} = 64800$

M / rc	2/15	3/15	4/15	5/15	6/15	7/15	8/15	9/15	10/15	11/15	12/15	13/15
2	A	A	A	A	A	A	A	A	A	A	A	A
4	A	A	A	B	A	A	B	B	A	A	A	A
6	A	A	A	A	A	B	A	B	B	A	A	B
8	A	A	A	B	B	B	B	A	B	B	A	B
10	A	A	A	B	A	B	A	B	B	B	A	B
12	A	A	A	A	A	B	A	A	A	A	A	A

Tabla 12.

Tabla de permutación para el Bloque Intercalador con $N_{inner} = 16200$

M / rc	2/15	3/15	4/15	5/15	6/15	7/15	8/15	9/15	10/15	11/15	12/15	13/15
2	A	A	A	A	B	B	A	B	A	A	A	A
4	A	A	A	B	B	B	A	B	A	B	A	B
6	A	A	A	A	B	B	A	B	A	A	A	A
8	A	A	A	B	B	A	A	A	A	B	A	A

El algoritmo del intercalador de bloques tipo B es similar al tipo A es decir que el algoritmo de intercalador de bloques de tipo A se divide en dos etapas, la etapa de lectura y la etapa de escritura como indica la Figura 13. Sin embargo, para este caso, el paso de escritura se realiza en líneas y el paso de lectura en columnas. Al igual que el tipo A las variables de lectura, escritura todas ellas varían en su modulación, y el tamaño de la trama".

Tabla 13.

Configuraciones del Bloque Intercalador tipo B

Modulación	$N_{QCB,IG}$	$N_{escritura}$		$N_{lectura}$	
		Trama Normal	Trama Corta	Trama Normal	Trama Corta
QPSK	2	64800	15840	0	360
16QAM	4	64800	15840	0	360
64QAM	6	64800	15120	0	1080
256QAM	8	64800	14400	1440	1800
1024QAM	10	64800	N/A	0	N/A
4096QAM	12	64800	N/A	0	N/A

Mapeador/De-Mapeador

En esta sección convierte los bits en símbolos en una constelación de acuerdo con el orden de la modulación y la tasa de modulación escogida durante la transmisión; en cuanto el demapeador realiza el proceso inverso durante la recepción.

Según la norma ATSC maneja varias modulaciones, pero las principales son las QPSK, 16QNUC, 64QNUC, 256QNUC, 1024QNUC y 4096QNUC todas ellas son no uniformes ya que en las modulaciones no uniformes tienen un formato diferente para cada tasa de codificación.

Sin embargo, para las constelaciones más grandes como la de 1024QAM y 4096QAM, el proceso es un poco más complejo. Los bits que se transformarán en símbolos se separan en bits de índices pares (en la cual se calcula la parte imaginaria del símbolo) y bits de índice impares (que calculará la parte real del símbolo).

Finalmente, ya sea la parte real o imaginaria encontrada será mapeada según el valor respectivo para ello se utilizará MATLAB para representarlos de manera gráfica.

Modulaciones Digitales no Uniformes

A partir de la capacidad BICM para modulaciones de ultra multinivel para constelaciones MQAM no uniformes para grados superiores, es decir para $M = 256, 1024$ y 4096 QAM, es necesario utilizar el SNR y el BER a través del canal AWGN utilizando modelos estadísticos de distribución de probabilidad Gaussiana.

En la etapa Mapeador convierte grupos de bits en símbolos en una constelación de acuerdo con el orden de modulación y la tasa de modulación elegida durante la transmisión. Mientras tanto en la etapa del demapeador realiza el proceso inverso durante la recepción.

En ATSC 3.0 se utiliza varios niveles de constelación no uniforme en fase y cuadratura: NU16QAM, NU64QAM, NU256QAM, NU1024QAM Y NU4096QAM. En el que las modulaciones no uniformes tienen un formato diferente para cada tasa de codificación. Sin embargo, para generar las constelaciones 1024-QAM y 4096-QAM, el proceso es un poco más complejo. Los bits a transformar en símbolos se separan en bits de índice pares (que

calcularán la parte imaginaria del símbolo) y bits de índice impares (que se calcularán la parte real del símbolo).

El concepto de modulación digital es un punto referencial que da lugar a la modulación codificada, donde un grupo de símbolos (M) son transmitidos, los cuales están asociados a un grupo de ubicaciones $X = x_i$, de una constelación en concreto, donde $i = 1, 2, \dots, M$.

A continuación, todo el conjunto determinado de símbolos atraviesa por el canal de ruido blanco los cuales están distorsionados, originando que llegue al receptor, en forma de una señal Y . Sean X e Y dos variables aleatorias discretas (López & Veiga), se define la información mutua $I(X; Y)$ como:

$$I(X; Y) = H(X) - H(X|Y) \quad (42)$$

Con el resultado de la ecuación (42), equivale a la capacidad CM (Coded Modulation) en unidades de bit/símbolo. Donde se asume que los símbolos se transmitieron con la tasa de Nyquist⁸, entonces dicho resultado es numéricamente igual a la capacidad normalizada a bit/s/Hz. Al transmitir la señal con una tasa menor a la de Nyquist, se consigue una restricción adicional para alcanzar el límite de Shannon. (Stott, 2013)

Para diseñar las constelaciones NUC (1D/2D); se toma en cuenta varios factores de diseño de manera directa, tal como indica la siguiente Figura 36:

Figura 36.

Factores de Diseño para las constelaciones 1D/2D



⁸ Para el **teorema de muestreo de Nyquist-Shannon**, una señal analógica con frecuencia máxima F_{max} , debe muestrearse con un tasa $F_x \geq 2F_{max}$ para poder ser recuperada en su totalidad mediante sus muestras (Nyquist, 1928),.

Grados de Libertad

Determinan la dificultad en los pasos de diseño y del demapeo; por ende, el desempeño del sistema; los DOF tiene diferentes formas de cálculo para los dos tipos de constelaciones no uniformes.

Para las constelaciones 1024 o 4096NUC se parte de la expresión $\frac{\sqrt{M}}{2} - 1$, donde M representa el número del símbolos a optimizar. Donde el parámetro a optimizar es a donde $a = [a_0, a_1, \dots, a_N]$ que son los valores de los símbolos positivos de acuerdo a las componentes tanto en Fase (I) como e Cuadratura(Q); siendo N el DoF total.

El valor más pequeño a tomar en cuenta es $a_0 = 1$, esto es debido a la restricción de la normalización de la potencia. Para seguir evaluando el valor de SNR, la capacidad BICM se calcula en función de a ; es decir que se forma un vector de varios elementos de acuerdo al eje PAM que es la muestra de un eje que tiene la siguiente secuencia: $\{-a_N, -a_{N-1}; \dots; -1; 1, a_1 \dots; a_{N-1}, a_N\}$; en esta secuencia toma un valor que representa los símbolos de la constelación optimizada.

Se utiliza el mapeo Gray, donde la posición correcta de cada símbolo es por cuadrante y tiene su repercusión en el cálculo de la capacidad. La posición de cada uno de los símbolos de la constelación va de acuerdo a la Tabla 14, describe las posiciones del eje PAM para cada constelación de orden superior (256/1k/4k símbolos) donde aumenta el número de variables para lo cual tiene un alto grado de optimización para reducir la complejidad y es necesario realizar un algoritmo para realizar dicha acción.

Tabla 14.

DOF y Símbolos de las constelaciones 1D NUC

Constelación	DoF	Parámetros a optimizar
256NUC	7	$\{a_1, a_2, a_3, a_4, a_5, a_6, a_7\}$
1024NUC	15	$\{a_1, a_2, \dots, a_{14}, a_{15}\}$
4096NUC	31	$\{a_1, a_2, \dots, a_{30}, a_{31}\}$

Intervalo de valores de SNR

La evaluación a un sistema de comunicaciones es muy importante sobre todo cuando se evalúa a un intervalo determinado de valores de señal a ruido (SNR), donde los puntos de constelación se pueden adaptar a ese intervalo de valores de SNR; esto se da cuando este sistema de comunicaciones está en aumento, lo que significa que cuando se maximiza la capacidad del sistema existe una única posición de un símbolo de la constelación, lo cual puede proporcionar un valor alto de SNR que el obtenido de una constelación convencional.

Las curvas del BER vs SNR es caracterizada para cada razón de la codificación interna LDPC; para cada razón de código es seleccionado el SNR de la región de caída de la curva correspondiente.

En este caso no se aplica los rangos que ya fueron optimizados ya que estos se utilizan exclusivamente para las constelaciones 2D-NUC, ya que para las 1D-NUC no son relevantes porque en su constelación inicial es independiente del valor SNR, es decir que podrían ser determinantes en el hecho de partir de constelaciones sub-óptimas (1D-NUC que ya fueron optimizadas de igual manera para un determinado valor de señal a ruido).

Con la concentración de los bits más significativos (MSB, *Most Significant Bits*) los cuales proporcionan robustez a las posiciones de constelaciones de bajo orden; en cambio para las (LSB, *Least Significant Bits*), no ayudaría en la superposición de los puntos, ya que suministra información muy débil. Aunque para las constelaciones de mayor rango pueden aumentar su potencia para que puedan transmitir todos sus símbolos posibles de una manera uniformemente espaciados.

Constelación inicial

Para el diseño de la constelación tiene como pauta tres factores importantes: la dimensión (1D-NUC o 2D-NUC), el valor de SNR y el etiquetado de bits; que para las 1D-NUC tiene como base una m – QAM con valores de relación señal a ruido muy bajos, medios y altos.

Etiquetado de los símbolos

El uso del mapeo Gray es usado para un buen rendimiento con el uso de los códigos FEC fuertes como es la codificación interna (LDPC), es por ello que el sistema BICM puede acarrear una ganancia aproximada 2-3 dB con el mapeo Gray en comparación con el mapeo Non-Gray. En la Figura 37 detalla una constelación 16QAM con mapeo Gray en la Tabla 15 se indica una muestra del eje PAM para su diseño.

Limite BICM para Constelaciones Convencionales

“Esta es realizada a nivel de bits” (Stott, 2013); pue se supone que la transmisión de un grupo de M símbolos asociados a un grupo de ubicaciones $X = x_i$, los cuales atraviesan por el canal AWGN, las capacidades de cada nivel de bit son distintos entre sí.

Para el cálculo de la capacidad BICM para un grupo de símbolos mapeados con una constelación $M - QAM$ se extrae uno de sus ejes PAM, el cual contiene valores únicos como $M_{PAM} = \sqrt{M}$ símbolos, cada uno de ellos con $k = \log_2 M_{PAM}$ niveles de bit, a estos se lo ordena desde el bit de mayor significancia (MSB) hasta el menos significativos (LSB). Un dato también a tomar en cuenta es que se puede diferenciar dos conjuntos de símbolos, ambos con $m = \frac{M_{PAM}}{2}$ elementos.

Para calcular la capacidad BICM se parte de la siguiente ecuación:

$$C_{BICM} = \int_{-\infty}^{+\infty} \left[\frac{p(y|x_{cero}) \log_2 p(y|x_{cero}) + p(y|x_{uno}) \log_2 p(y|x_{uno})}{2} - p(y) \log_2 p(y) \right] dy \quad (43)$$

Tomando en cuenta que las probabilidades $p(y|x_{cero})$ y $p(y|x_{uno})$, pueden expresarse como el promedio de probabilidades asociadas en cada uno de sus elementos:

$$p(y|x_{cero}) = \frac{\sum_{k=1}^m p(y|x_k)}{m} \quad (44)$$

$$p(y|x_{uno}) = \frac{\sum_{k=1}^{M_{PAM}} p(y|x_q)}{m} \quad (45)$$

Adicionalmente a la probabilidad $p(y)$ también se le puede expresar de la siguiente manera:

$$p(y) = \frac{1}{2m} \left[\sum_{k=1}^m p(y|x_k) + \sum_{q=m+1}^{M_{PAM}} p(y|x_q) \right] \quad (46)$$

No obstante, hay que tomar en cuenta que los símbolos van por un canal AWGN, por lo tanto, las distribuciones de probabilidad son Normales y son la siguientes:

$$p(y|x_{cero}) = \frac{\sum_{k=1}^m \frac{e^{-\frac{(y-x_k)^2}{2\sigma^2}}}{\sigma\sqrt{2\pi}}}{m} \quad (47)$$

$$p(y|x_{uno}) = \frac{\sum_{q=1}^{M_{PAM}} \frac{e^{-\frac{(y-x_q)^2}{2\sigma^2}}}{\sigma\sqrt{2\pi}}}{m} \quad (48)$$

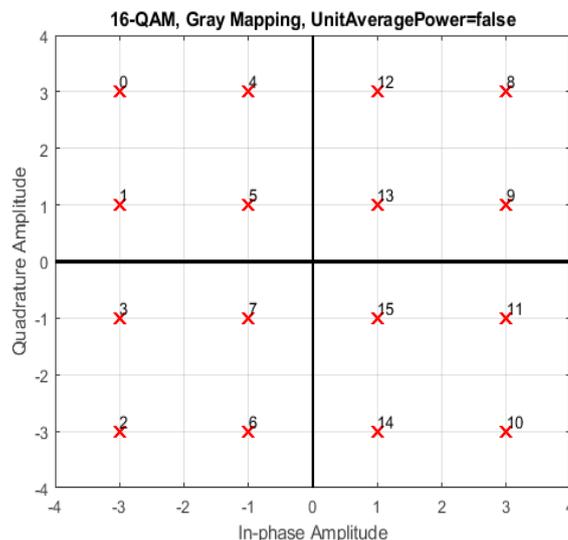
El valor de sigma, se calcula en función de la relación a ruido (E_b/N_0) medido en [dB], $E_b/N_0 = SNR(dB) - 10 \log_{10} 2$

$$\sigma = \sqrt{\frac{\overline{E_s}}{2 * \frac{E_s}{N_0}}} = \sqrt{\frac{\overline{E_s}}{2 * k * \frac{E_b}{N_0}}} \quad (49)$$

Cuando ya se obtiene el cálculo de la capacidad BICM de un eje PAM, basta con duplicar su valor, para luego conseguir la capacidad total BICM total de la constelación M-QAM.

Figura 37.

16 QAM, Gray Mapping



Nota: Constelación con mapeo Gray 16-QAM

Para el ejemplo, si se desea calcular la Capacidad BICM de manera simple, podemos suponer que se está utilizando 16-QAM con codificación Gray. Cada constelación tiene 4 bits codificados asignados a ella de manera independiente. Para el ejemplo se tiene las posiciones de la constelación (en un eje) son $\{-3, -1, +1, +3\}$, mapeadas de la siguiente manera como indica la Tabla 15 y Figura 38. (Stott, 2013):

Tabla 15.

Posiciones de un eje PAM

Posición	-3	-1	+1	+3
MSB	0	0	1	1
LSB	1	0	0	1

Nota: La descripción de la Tabla 15, la ubicación de los bits desde el más significativos hasta el menos significativos donde se obtendrán 4 símbolos, cada uno con dos niveles de bit.

Constelaciones QAM no Uniformes (NUC)

Para armar una constelación NUC, los símbolos estarán distribuidos de manera uniforme en el plano. Pues esto se debe a que la distancia de un símbolo y sus contiguos más cercanos que mantienen constante en cualquier punto de dicha constelación; además es fácil darse cuenta de la ubicación porque están marcadas por cada uno de sus símbolos los cuales está separados por la misma distancia por sus adyacentes. Pero hay que tomar en cuenta que estas ubicaciones no pueden ser las óptimas, es por ello que es necesario el análisis de la ecuación (43) para el cálculo de la capacidad BICM, hace dependencia existente en cuanto de los símbolos existentes de acuerdo a sus ubicaciones, entonces es posible deducir su cálculo y reemplazar los valores en las ubicaciones originales por otras diferentes y así calcular nuevamente la capacidad BICM, se sabrá cual opción se acerca al Límite de Shannon y por ende se obtiene la constelación más óptima; es por ello que se denomina Constelación no Uniforme.

Optimización para AWGN

Tomando en cuenta el ejemplo de la constelación 16QAM, de la Figura 36, y además reemplazando los valores de las ubicaciones de $x_1 = -3$, $x_4 = 3$ por $x_1 = -a$, $x_4 = a$, esto se traduce en un eje PAM con la siguiente representación: $[-a, -1, 1, a]$ como se muestra en la Figura 38. El valor de a que puede obtener para su optimización puede ser cualquiera que estén dentro de los parámetros de optimización, pero cabe recalcar que ese parámetro de a , puede obtener el valor de 1 que se convertiría en una constelación 4-QAM y pero si a toma el valor de 3 sería una constelación 16-QAM tradicional, para no generar confusiones siempre se toma valores positivos para la formación de dicha constelación.

Figura 38.

Eje PAM de 16-QAM con parámetro a .



Nota: Construcción del eje PAM tomando como muestra los valores de la constelación 16-QAM no uniforme.

Y para las demás constelaciones se tiene lo siguiente:

Para 64-QAM: $x = [-a_3, -a_2, -a_1, -1, 1, a_1, a_2, a_3]$

Para 256-QAM: $x = [-a_7, -a_6, -a_5, -a_4, -a_3, -a_2, -a_1, -1, 1, a_1, a_2, a_3, a_4, a_5, a_6, a_7]$

Para 1024-QAM: $x = [-a_{15}, \dots, -a_3, -a_2, -a_1, -1, 1, a_1, a_2, a_3, \dots, a_{15}]$

Para 4096-QAM: $x = [-a_{31}, \dots, -a_3, -a_2, -a_1, -1, 1, a_1, a_2, a_3, \dots, a_{31}]$

“Los valores definidos para cada subíndice de a para las diferentes constelaciones no uniformes” (Stott, 2013), son replicados en las constelaciones no uniformes de la British Broadcasting Corporation.

Para el cálculo de la Capacidad BICM hay un amplio rango de valores de a , eso incluye una infinidad de posibilidades. Para ciertas constelaciones es necesario colocar una serie de restricciones para que los valores de a no se sobrepongan lo cual dificultaría la

posibilidad de distinguirlos cuando sean demapeados en el receptor. Una de las posibles soluciones es asumir valores que estén cerca de los convencionales.

Según (Avilés Cabrera, 2018), a medida que va aumentando el orden de las constelaciones hay parámetros que deben optimizarse para que el cálculo se vuelve más complejo. De igual manera se va considerando varias combinaciones de constelaciones diferentes donde el Cálculo de la Capacidad BICM es distinta para cada una de ellas mientras el valor es más alto es el más óptimo teniendo en cuenta al valor de SNR. Como posible solución es colocar una serie de condiciones de acuerdo al eje PAM para constelaciones de orden mayor : $a_5 > a_4 > a_3 > a_2 > a_1 > 1$ y así sucesivamente.

A partir de la Figura 39 hasta la Figura 43 se muestra las constelaciones no uniformes según la British Broadcasting Corporation (Stott, 2013). En la Figura 43, para la construcción de la constelación 4096NUC, según (Stott, 2013) se optimizó 31 ubicaciones PAM, lo cual es muy complejo por el tema computacional por su alto costo, y por ende el cálculo cambia de manera significativa; ya dados los parámetros para la obtención de las diferentes constelaciones no uniformes, además muestra las constelaciones graficadas con los valores referenciados de (Stott, 2013),

Figura 39.

Constelaciones No Uniforme 16NUC según British Broadcasting Corporation

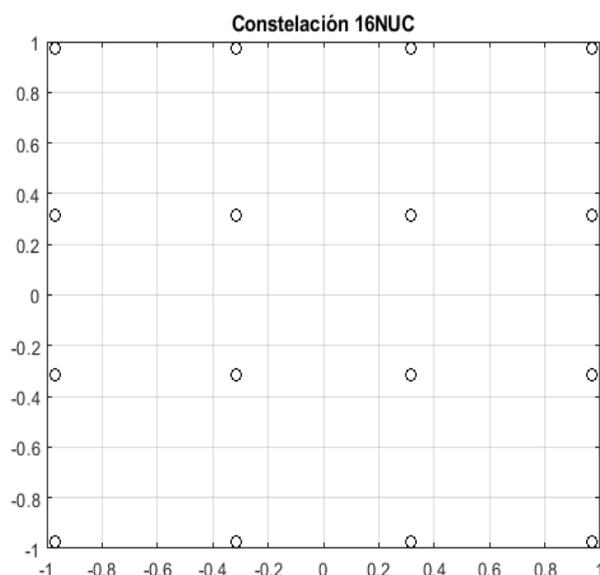
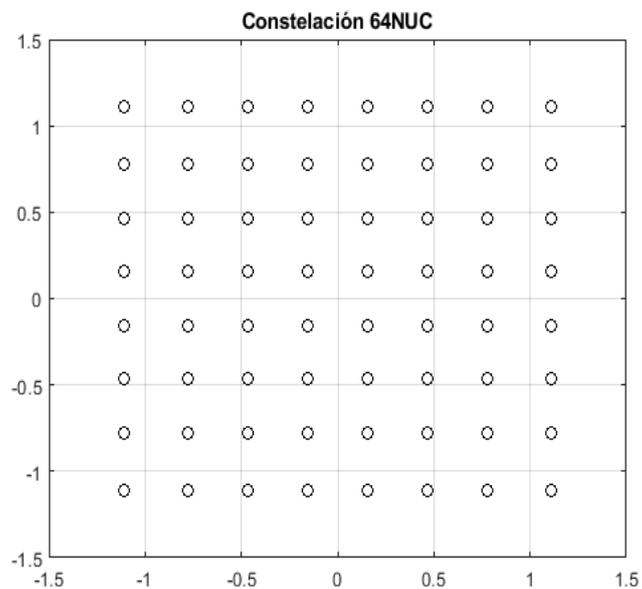


Figura 40.

Constelaciones No Uniforme 64NUC según British Broadcasting Corporation

**Figura 41.**

Constelaciones No Uniforme 256NUC según British Broadcasting Corporation

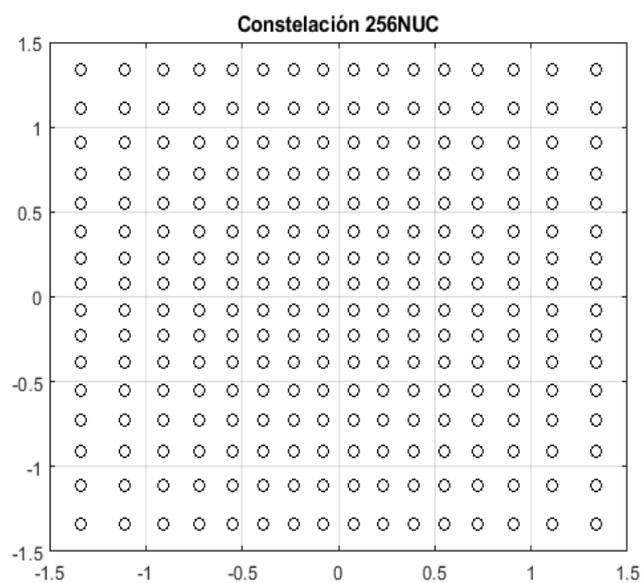
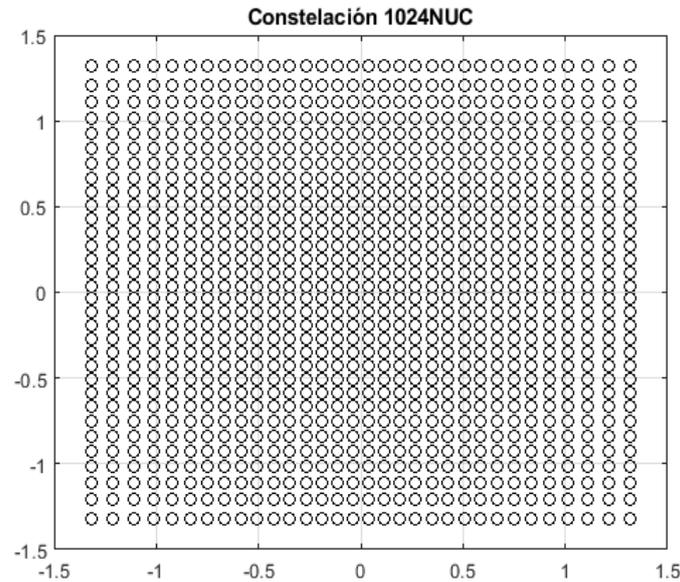
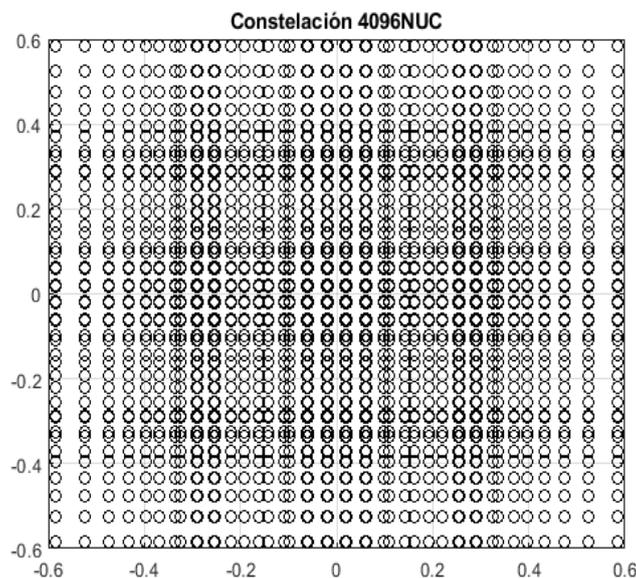


Figura 42.

Constelaciones No Uniforme 1024NUC según British Broadcasting Corporation

**Figura 43.**

Constelaciones No Uniforme 4096NUC según British Broadcasting Corporation



Según (Stott, 2013) el nuevo eje PAM sería la siguiente: $a_1 = 1, a_2 = a_3, a_4 = a_5, a_6 = a_7, a_8 = a_9, a_{10} = a_{11}, a_{12} = a_{13}, a_{14} = a_{15}, a_{16} = 1, a_{18} = a_{19}$.

A partir de la Figura 44, se muestra las diferentes constelaciones 2D a diferentes tasas de codificación (r) para la constelación 16NUQAM ó 16NUC, la constelación 16NUC cambia a partir de la tasa de codificación $r = 10/15$ en adelante dichas constelaciones empiezan a

tener una cierta coincidencia con la constelación convencional es decir a las constelaciones uniformes.

Estas gráficas están sujetas a los valores de la norma americana de televisión digital ATSC 3.0, (ATSC, 2017).

Figura 44.

Constelaciones 16QAM No Uniformes según ATSC: A/322: 2017a

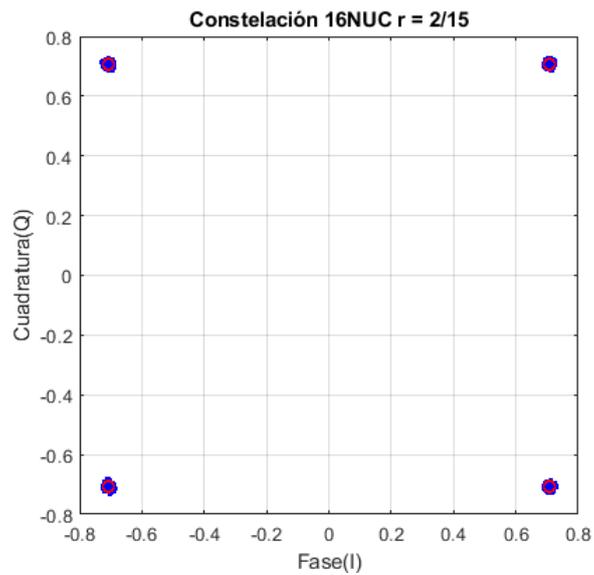


Figura 45.

Constelaciones 16QAM No Uniformes según ATSC: A/322: 2017a

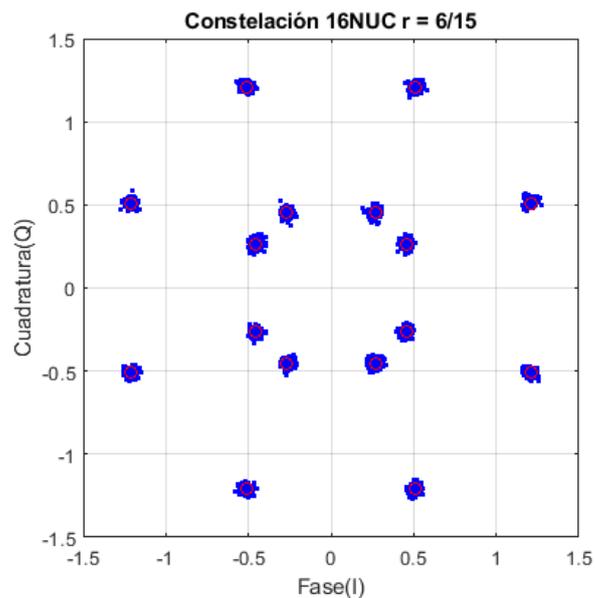
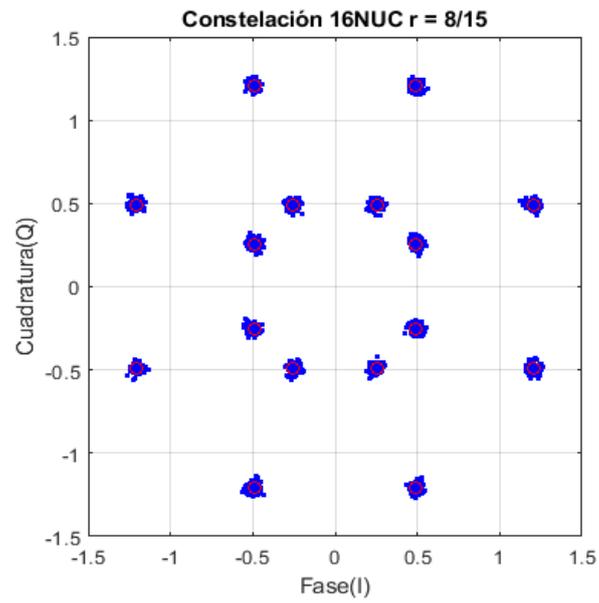


Figura 46.

Constelaciones 16QAM No Uniformes según ATSC: A/322: 2017

**Figura 47.**

Constelaciones 16QAM No Uniformes según ATSC: A/322: 2017a

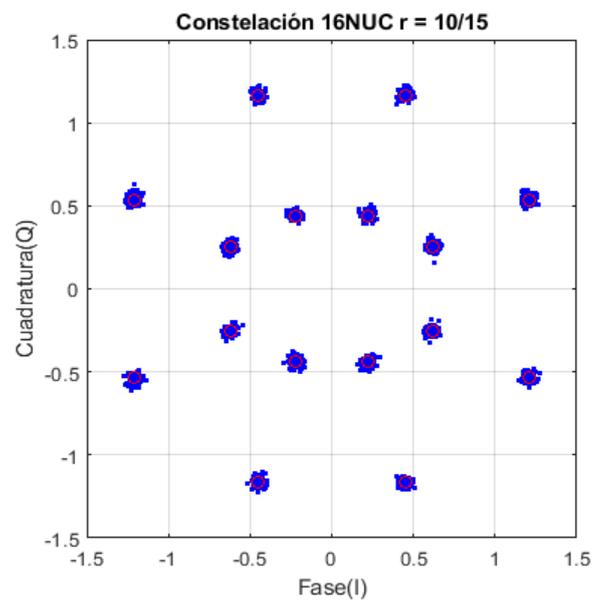
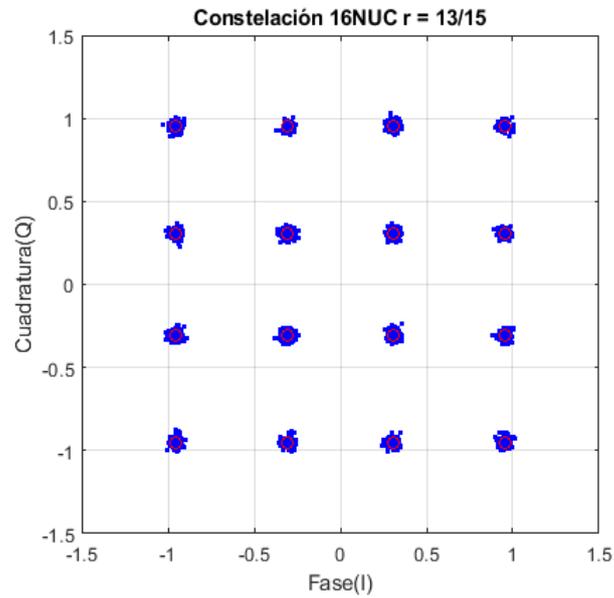


Figura 48.

Constelaciones 16QAM No Uniformes según ATSC: A/322: 2017a



Las Figuras 44, 45, 46, 47 y 78 se observa ejemplos de constelaciones 16QAM No Uniformes 16-NUC, cada una de ellas está con diferentes tasa de codificación $r = \frac{2}{15}$, $r =$

$$\frac{6}{15}, r = \frac{10}{15}, r = \frac{12}{15} \text{ y } r = \frac{13}{15}$$

Figura 49.

Constelaciones 64QAM No Uniformes según ATSC: A/322: 2017a

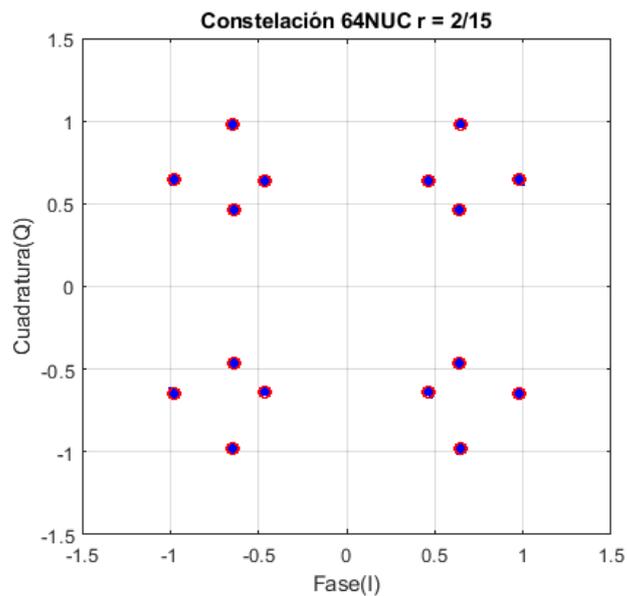
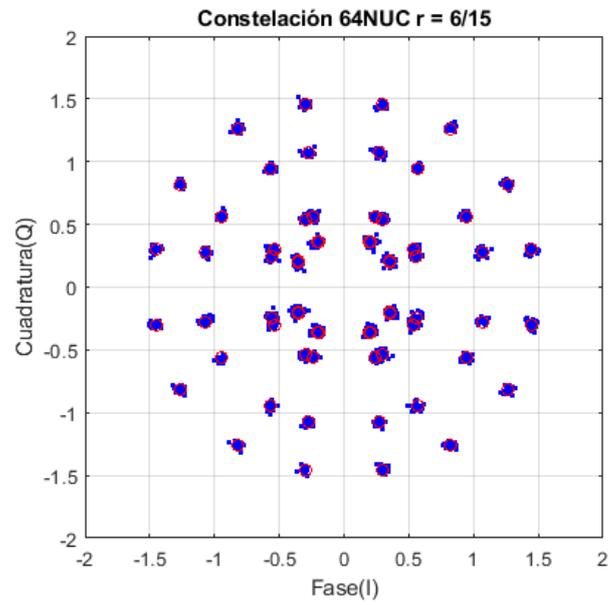


Figura 50.

Constelaciones 64QAM No Uniformes según ATSC: A/322: 2017a

**Figura 51.**

Constelaciones 64QAM No Uniformes según ATSC: A/322: 2017a

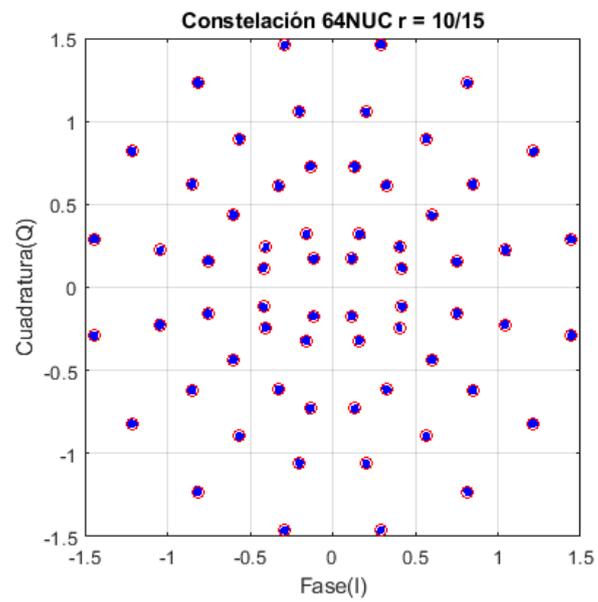
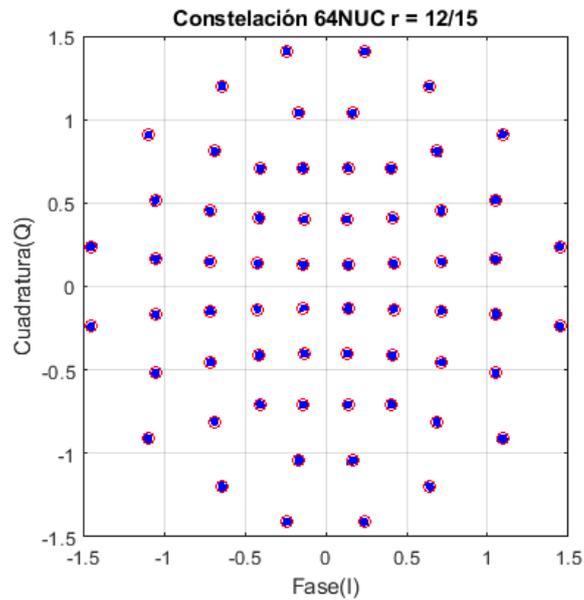
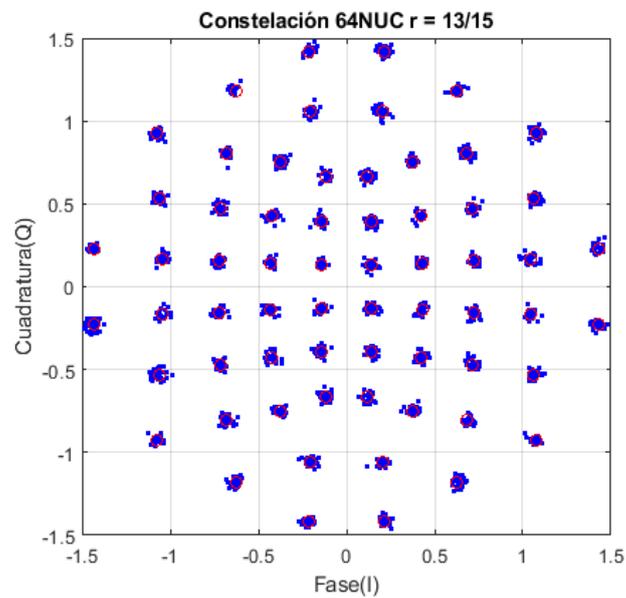


Figura 52.

Constelaciones 64QAM No Uniformes según ATSC: A/322: 2017a

**Figura 53.**

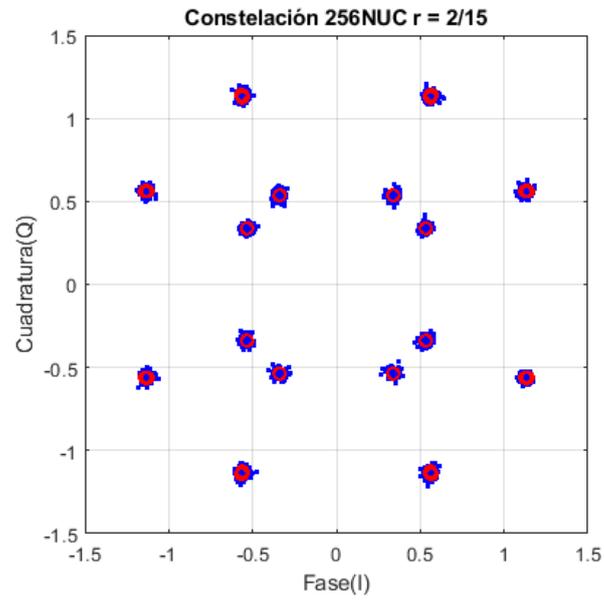
Constelaciones 64QAM No Uniformes según ATSC: A/322: 2017a



En las Figuras 49, 50, 51, 52 y 53, en las constelaciones 64NUC o 64NUQAM vemos que su comportamiento sigue siendo constelaciones 2D para todas las tasas de codificación, las posiciones van cambiando un poco y todas ellas están evaluadas a $snr = 30dB$.

Figura 54.

Constelaciones 256NUC según ATSC: A/322: 2017a

**Figura 55.**

Constelaciones 256NUC según ATSC: A/322: 2017a

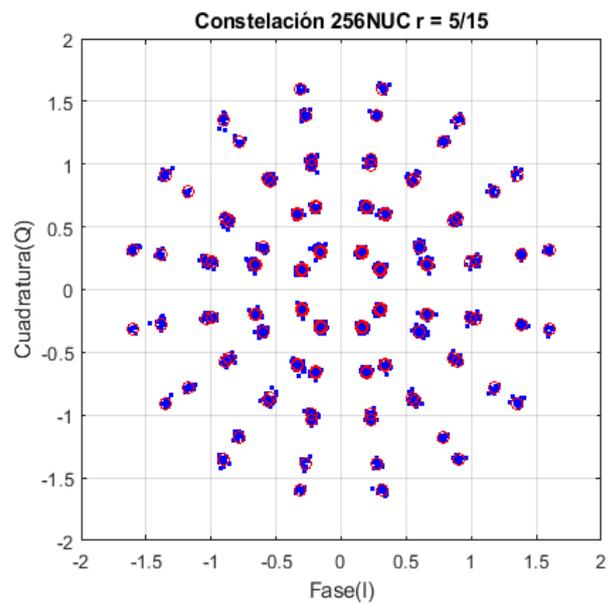
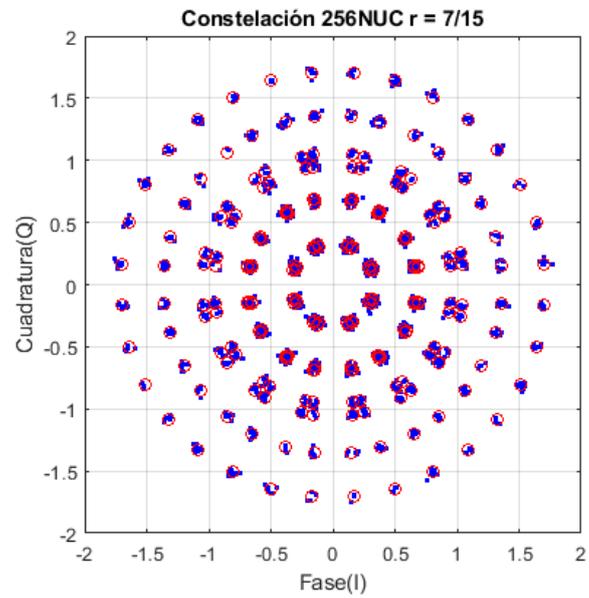


Figura 56.

Constelaciones 256NUC según ATSC: A/322: 2017a

**Figura 57.**

Constelaciones 256NUC según ATSC: A/322: 2017a

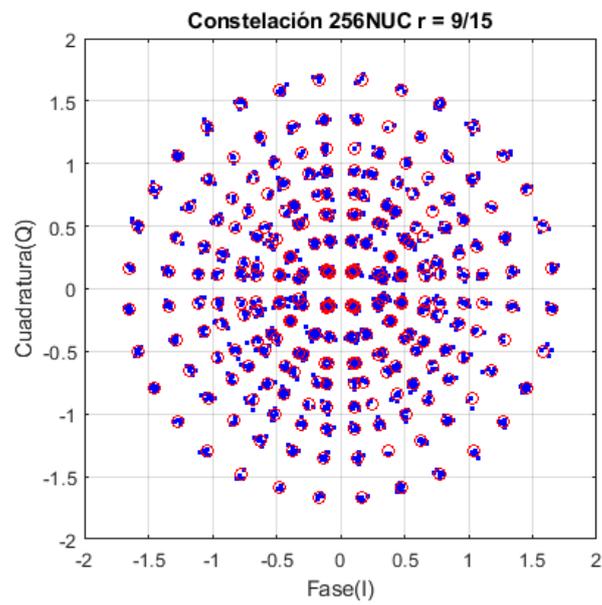
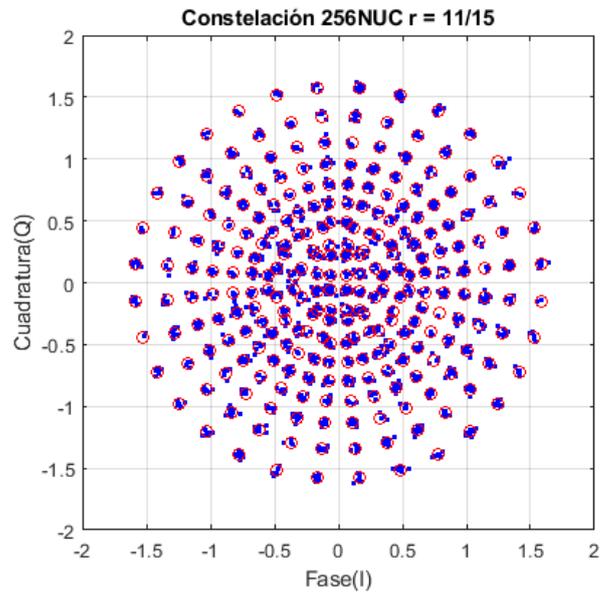
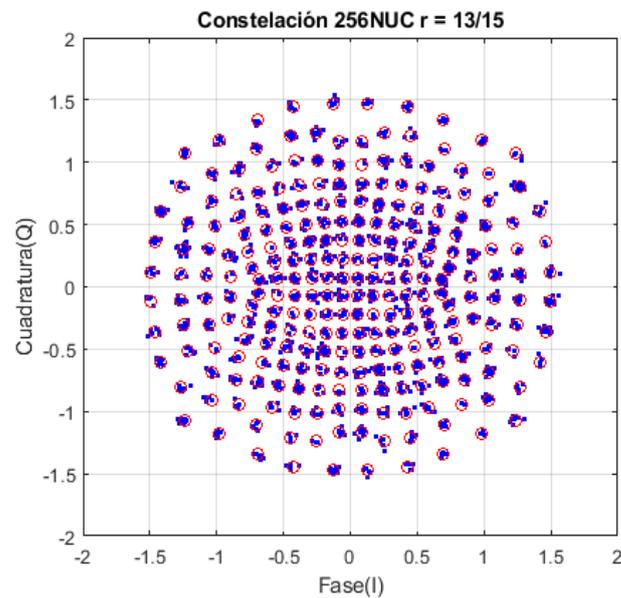


Figura 58.

Constelaciones 256NUC según ATSC: A/322: 2017a

**Figura 59.**

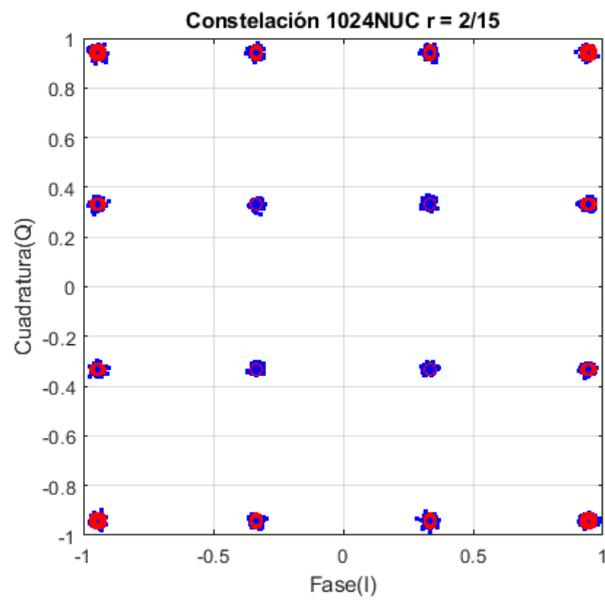
Constelaciones 256NUC según ATSC: A/322: 2017a



Las Figuras 54, 55, 56, 57, 58 y 59, se tiene la constelación 256NUC con diferentes tasas de codificación como: $r = 2/15$, $r = 5/15$, $r = 7/15$, $r = 9/15$, $r = 11/15$, y $r = 13/15$.

Figura 60.

Constelaciones 1024NUC según ATSC: A/322: 2017a

**Figura 61.**

Constelaciones 1024NUC según ATSC: A/322: 2017a

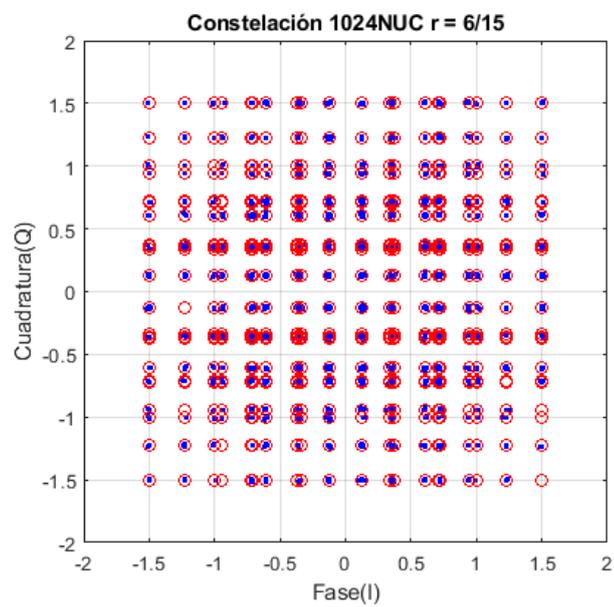
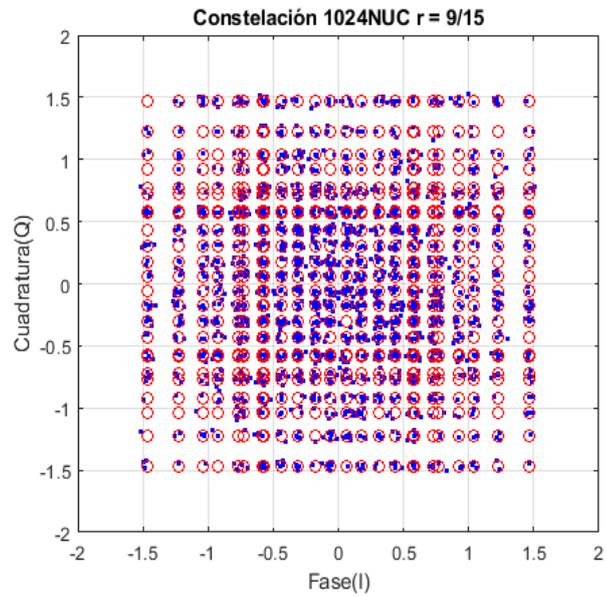


Figura 62.

Constelaciones 1024NUC según ATSC: A/322: 2017a

**Figura 63.**

Constelaciones 1024NUC según ATSC: A/322: 2017a

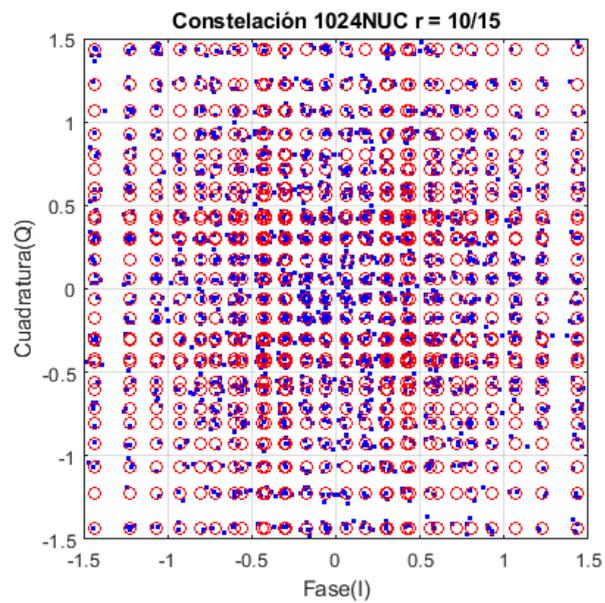
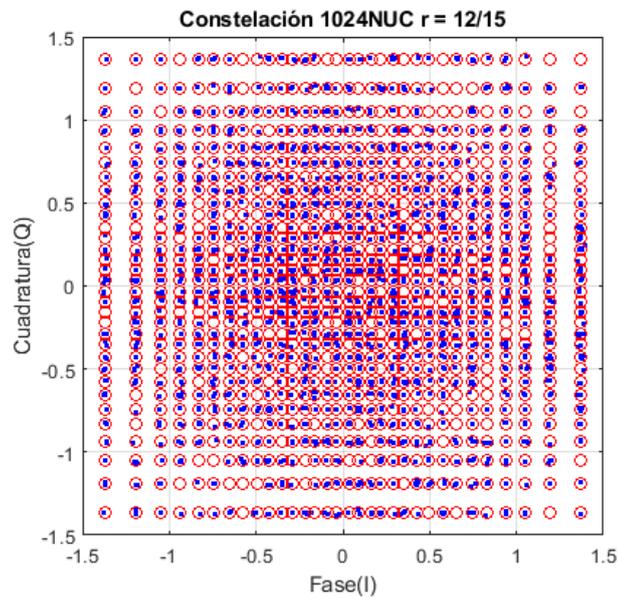
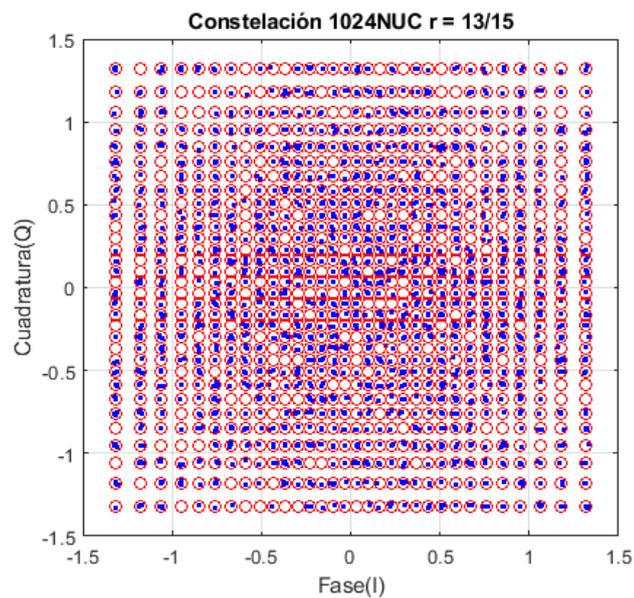


Figura 64.

Constelaciones 1024NUC según ATSC: A/322: 2017a

**Figura 65.**

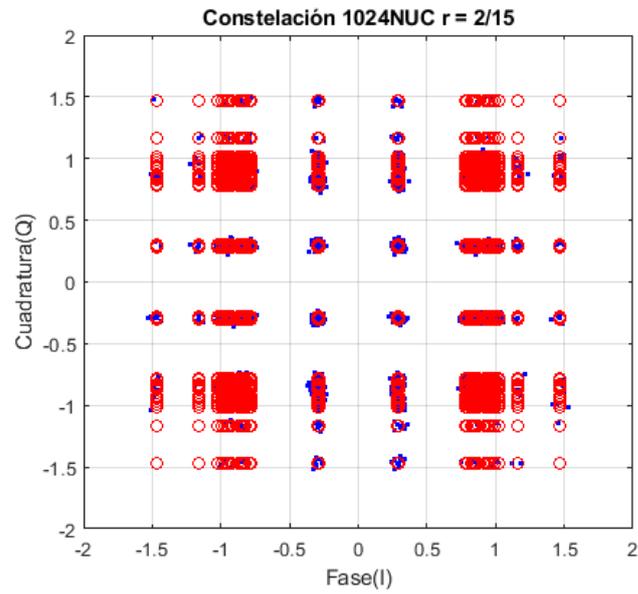
Constelaciones 1024NUC según ATSC: A/322: 2017a



Las Figuras 60, 61, 62, 63, 64 y 65, se tiene la constelación 1024NUC con diferentes tasas de codificación: $r = 2/15$, $r = 6/15$, $r = 9/15$, $r = 10/15$, $r = 12/15$, $r = 13/15$.

Figura 66.

Constelaciones 4096NUC según ATSC: A/322: 2017a

**Figura 67.**

Constelaciones 4096NUC según ATSC: A/322: 2017a

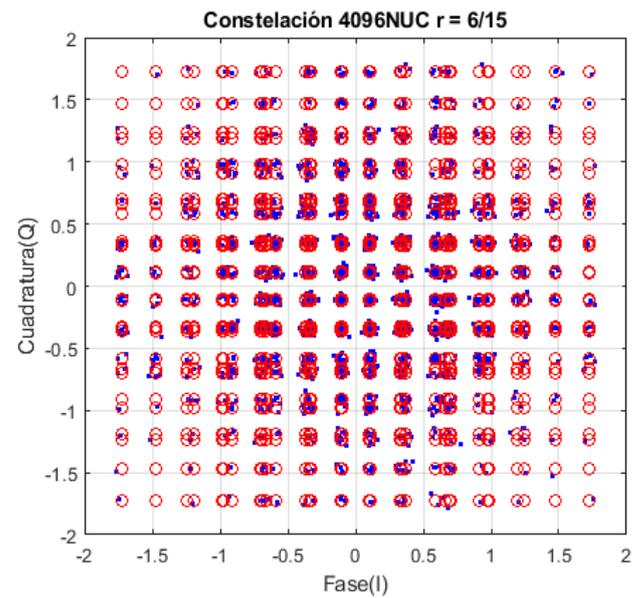
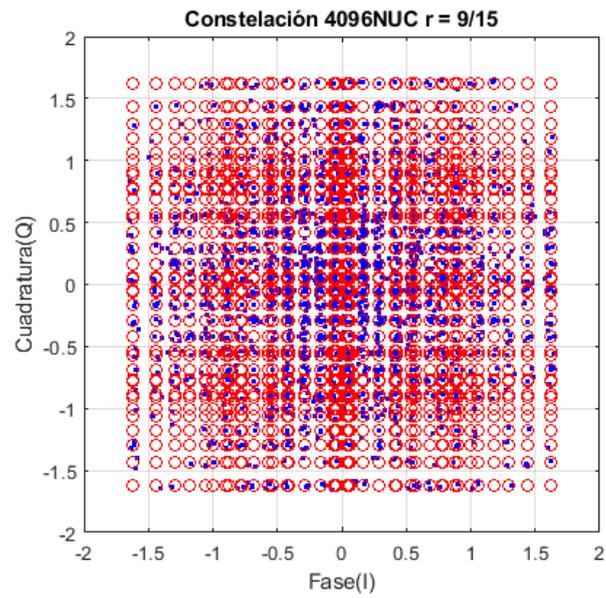


Figura 68.

Constelaciones 4096NUC según ATSC: A/322: 2017a

**Figura 69.**

Constelaciones 4096NUC según ATSC: A/322: 2017a

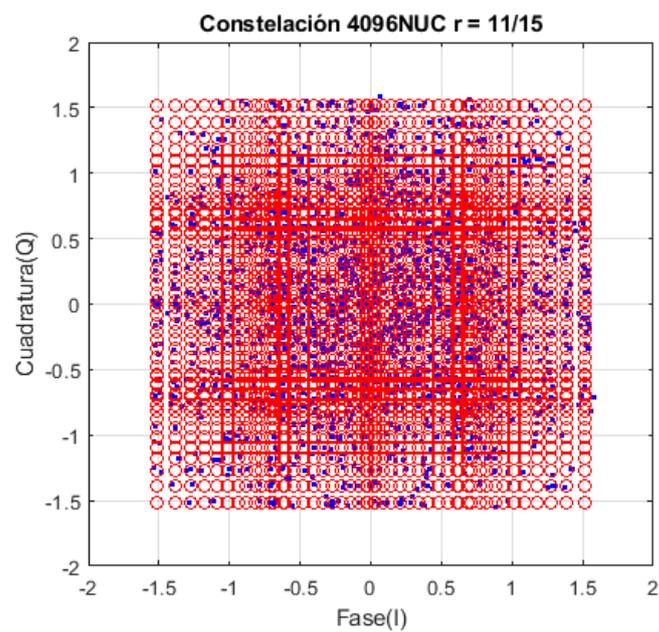
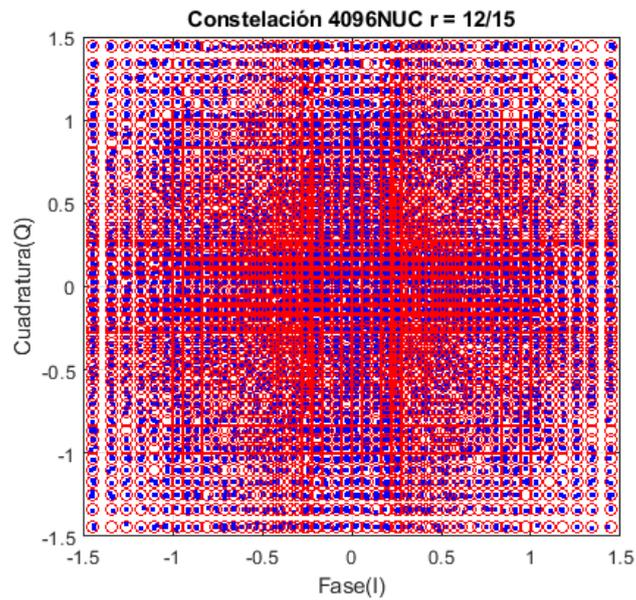
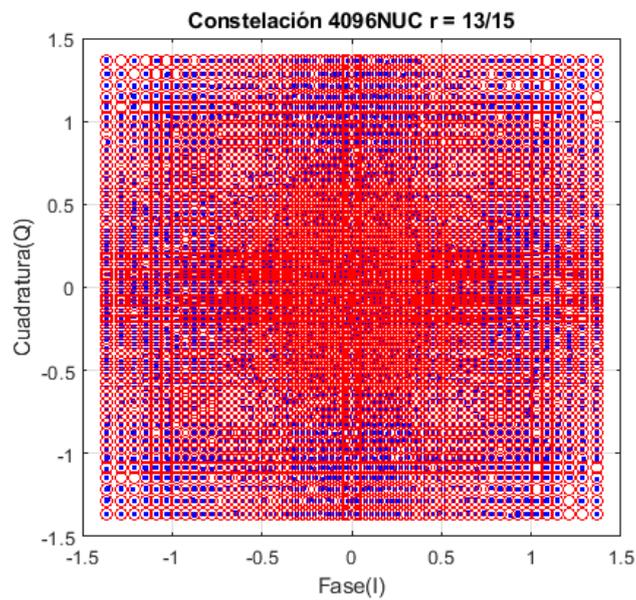


Figura 70.

Constelaciones 4096NUC según ATSC: A/322: 2017a

**Figura 71.**

Constelaciones 4096NUC según ATSC: A/322: 2017a



Las Figura 66, 67, 68, 69, 70 y 71, se tiene la constelación 4096NUC con diferentes tasas de codificación como: $r = 2/15$, $r = 6/15$, $r = 9/15$, $r = 11/15$, $r = 12/15$, $r = 13/15$.

Como nota importante, tenemos que las propiedades de dos dimensiones independientes como en las constelaciones QAM convencionales, el NUC se reduce a un

PAM unidimensional con puntos no uniformes. Tanto el componente real como el imaginario del NUC están formados por el mismo PAM.

Una constelación compleja m -aria se reduce así a \sqrt{m} puntos con valor real. Además, podemos suponer simetría con el origen, lo que da como resultado solo $\frac{\sqrt{m}}{2}$ puntos de valores reales (nuevamente, uno de estos puntos puede normalizarse debido a la restricción de potencia).

Una constelación NUC resultante se llamará 1D NUC, para la constelación 1024QAM convencional, donde tiene 2048 DOF⁹ de valor real para 2DNUC, pero para las constelaciones 1D es solo 16 DOF. Es por ello que la optimización es un proceso que se vuelve más factible por esta limitación, sobre todo la reducción de la complejidad para el demapeador que es una característica importante. Para el demapeo de máxima verosimilitud (ML o LLR) de una NUC 2D debe considerar todas las constelaciones de m -puntos.

Para ATSC 3.0 las constelaciones 16QAM, 64QAM y 256QAM son optimizadas en constelaciones 2D como QNUC 2D, pero para las constelaciones 1024 y 4096 QAM son propuestas como QNUC 1D de menor complejidad. Como obstáculo que ofrece estas constelaciones que la restricción de los DOF da como resultado ganancias de conformación ligeramente menores en comparación con las variaciones con las 2D.

Desde las Figuras 60 hasta la 65 y 66 hasta 71], se tiene las constelaciones 1k y 4k a distintas tasas de modulación las cuales están optimizadas con el código LDPC. Donde el componente real como el imaginario aplican el mismo “32PAM para el caso de la 1024NUC” (Stott, 2013) y la mitad de etiquetas de bits se mapean de manera independiente de la otra mitad a cada dimensión.

A partir de la Figura 72 se presentan varias gráficas para algunas de las constelaciones no uniformes donde que serán evaluadas con bases a valores del eje PAM previo a su construcción en el software MATLAB, para los diferentes valores de SNR, en un

⁹ **DOF (Degrees of Freedom):** Grados de libertad para la obtención de las NUC (*Non Uniform Constellations*)

principio sin considerar la codificación de canal, pero mostrando su proximidad a los resultados obtenidos de tasa de error de bit. (BER del inglés *Bit Error Rate*) de una modulación uniforme.

Figura 72.

Desempeño de las constelaciones 16QAM vs. 16NUC, según British Broadcasting Corporation

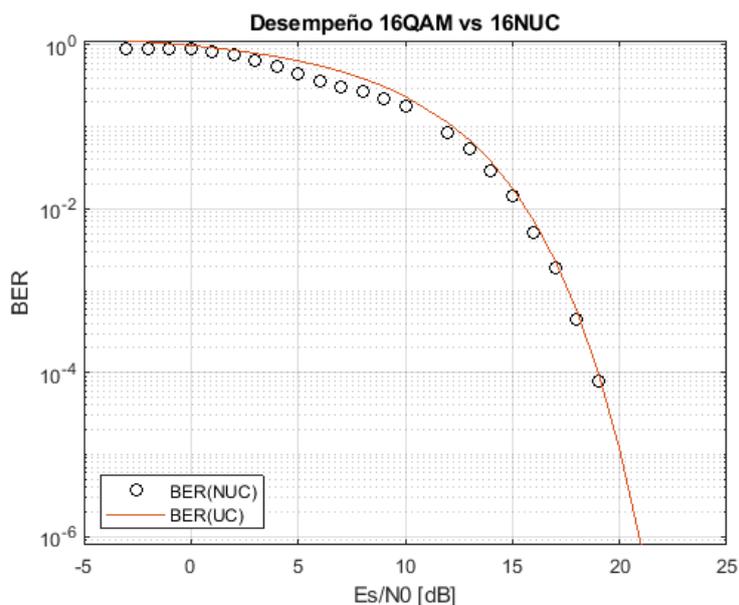


Figura 73.

Desempeño de las constelaciones 64QAM vs. 64NUC según British Broadcasting Corporation

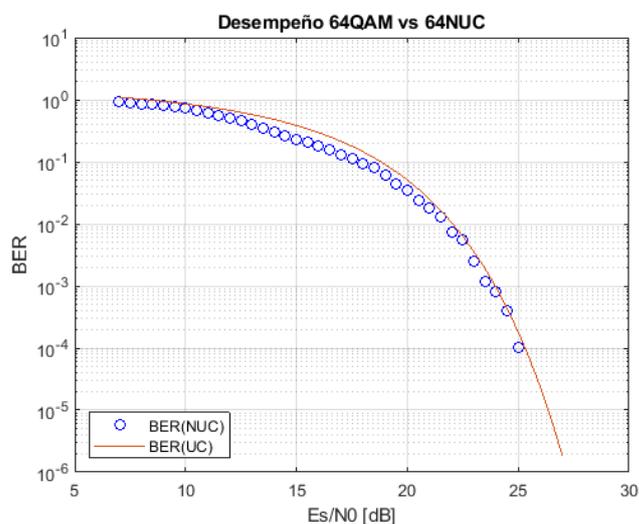
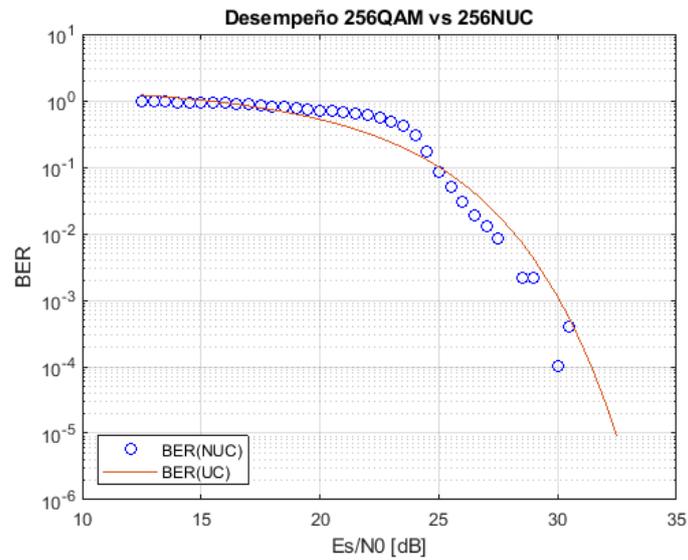
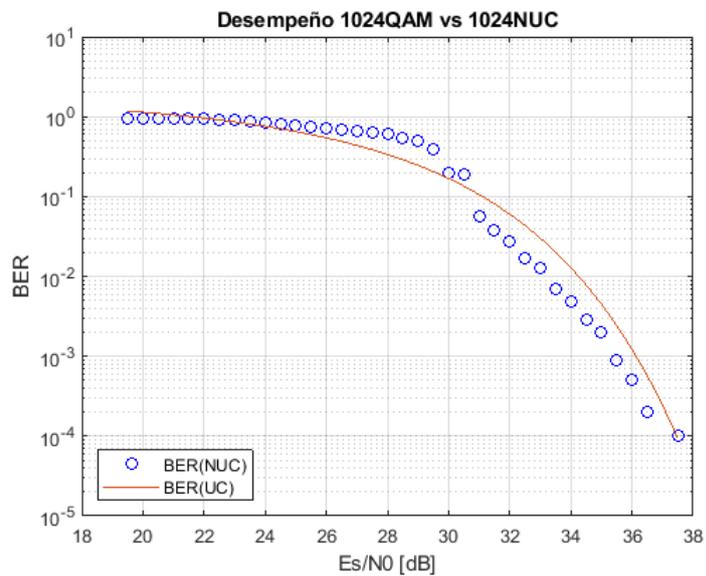


Figura 74.

Desempeño de las constelaciones 256QAM vs 256NUC según British Broadcasting Corporation

**Figura 75.**

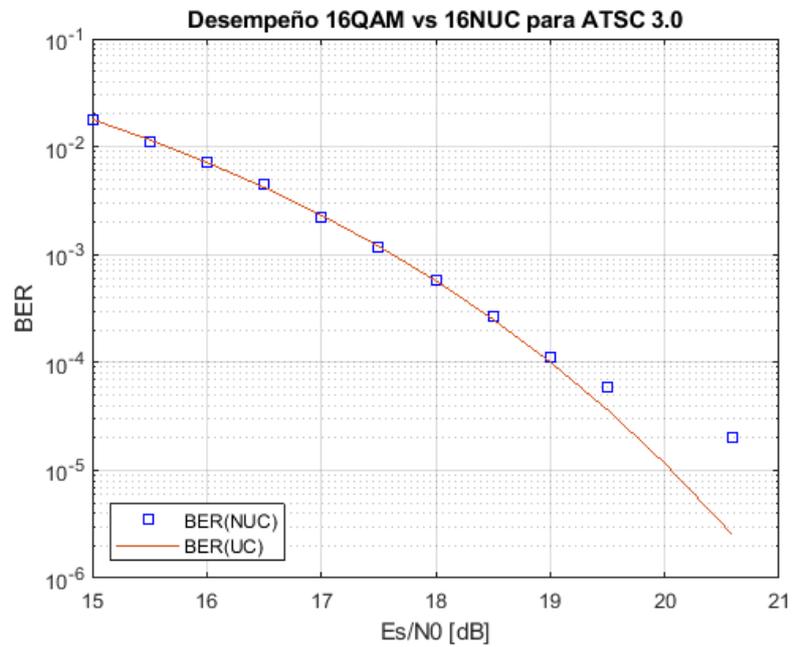
Desempeño de las constelaciones 1024QAM vs 1024NUC, según British Broadcasting Corporation



A partir de la Figura 76, se presenta varias gráficas para algunas de las constelaciones no uniformes de la norma ATSC 3.0 sin codificación de canal.

Figura 76.

Desempeño de la constelación NU16QAM, $R= 13/15$ para ATSC 3.0

**Figura 77.**

Desempeño de la constelación NU64QAM, $R= 13/15$ para ATSC 3.0

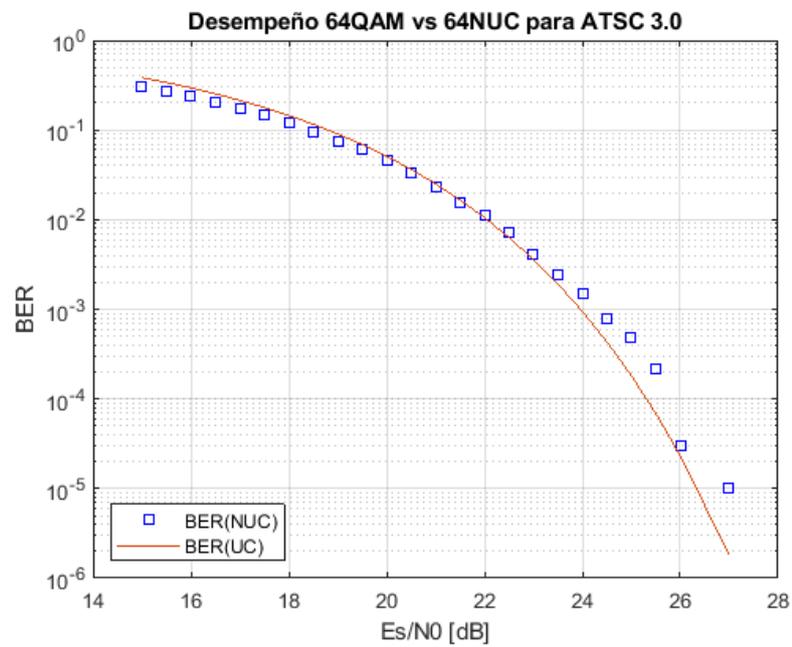


Figura 78.

Desempeño de la constelación NU256QAM, $R= 13/15$ para ATSC 3.0

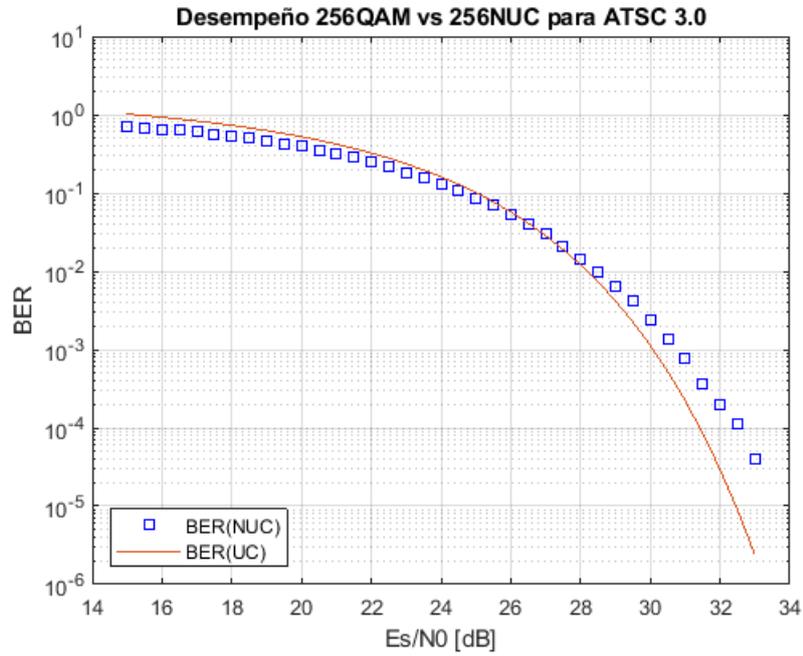


Figura 79.

Desempeño de la constelación NU1024QAM, $R= 13/15$ para ATSC 3.0

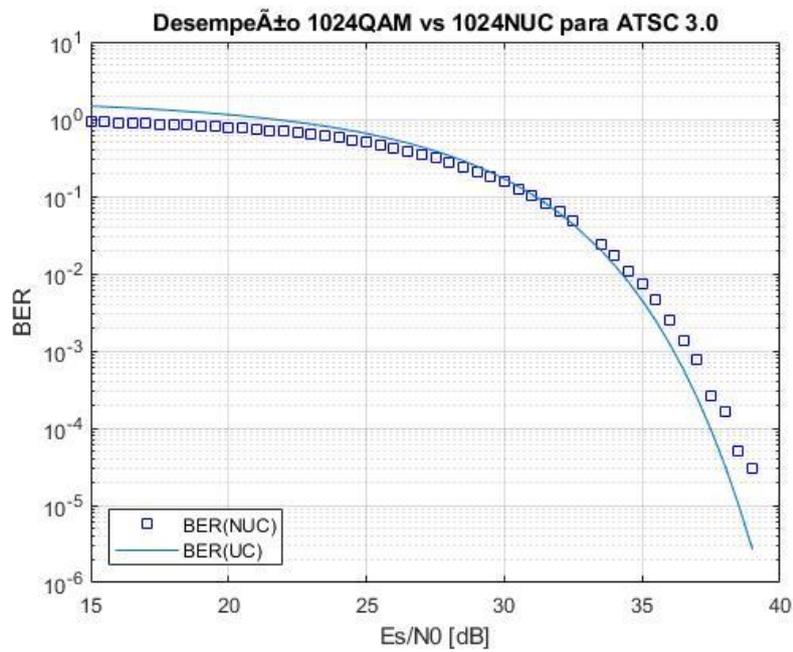
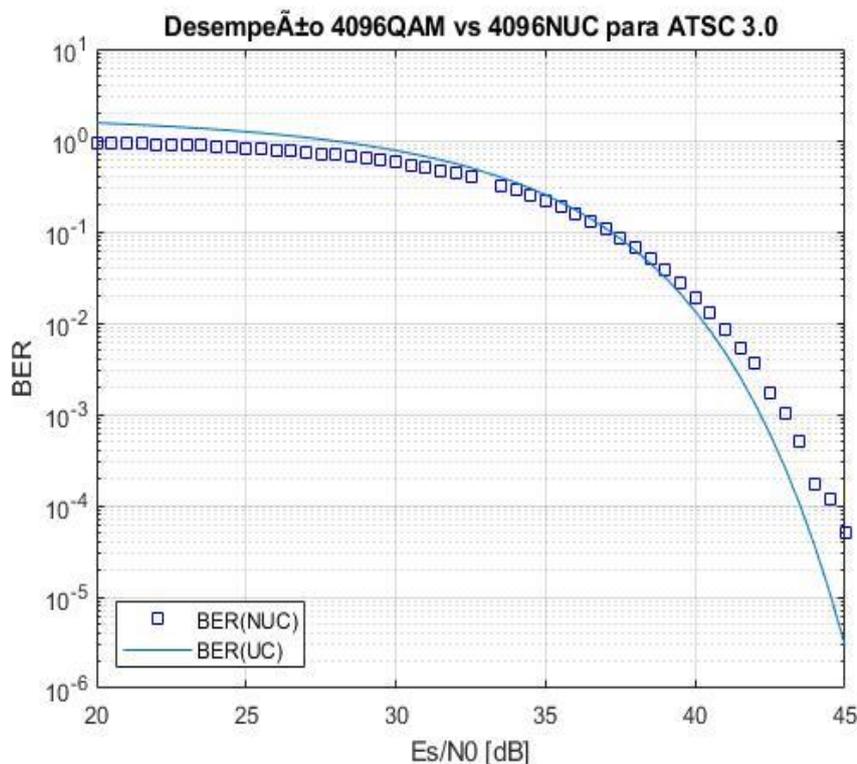


Figura 80.

Desempeño de la constelación NU4096QAM, $R= 13/15$ para ATSC 3.0



Optimización para AWGN con Codificación Interna (Codificación LDPC)

La evaluación LDPC en ATSC 3.0 ofrece una gran variedad de combinaciones y codificación, denominadas MODCOD, los códigos LDPC tienen 64800 o 16200 bits como longitudes de palabras de código (trama normal o trama corta respectivamente), con tasas de código van desde 2/15 a 13/15.

Los códigos de trama normal ofrecen un mejor rendimiento que los de trama corta, pero con la diferencia de que requieren utilizar más memoria para la decodificación y tienen algún impacto en la latencia y consumo de energía. Para la norma ATSC 3.0, las constelaciones en ATSC 3.0 van desde una modulación QPSK muy robusta sobre la 16QNUC o NU16QAM hasta 4096NUC, cada constelación es optimizada de manera muy cuidadosa para cada tasa de código LDPC.

A continuación, en las siguientes Figuras se muestra las tasas de error de bits (BER) en el canal AWGN, cuando se usa la codificación de canal LDPC de la trama normal (64800 bits).

Figura 81.

Desempeño de Codificación Interna LDPC 16QAM uniforme

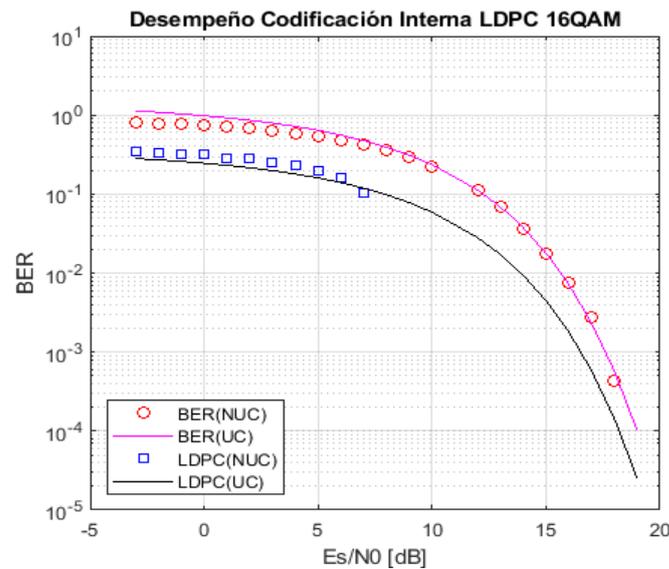


Figura 82.

Desempeño de Codificación Interna LDPC 16QAM uniforme

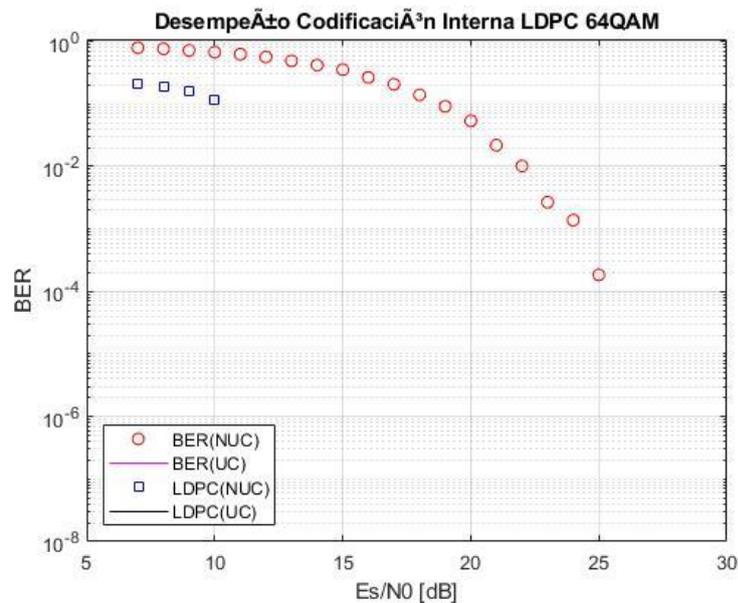
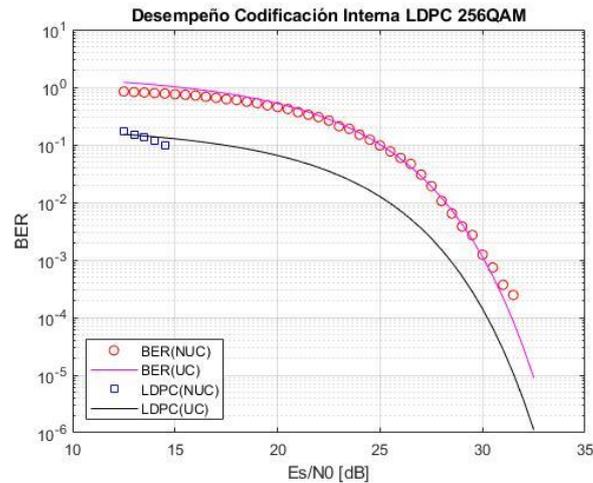


Figura 83.

Desempeño de Codificación Interna LDPC 16QAM uniforme



En la Figura 84 muestra el desempeño de un 256NUC con las tasas de error de bits y frames (tramas) en el canal AWGN, usando 64k LDPC de tasa 10/15 junto con un 256QAM convencional en comparación con el 256NUC que está optimizado para ATSC 3.0.

Para la trama $FER = 10e - 04$, la constelación NUC permite la recepción en el nivel SNR siendo este 0.91 [dB] más bajo que el de la contraparte uniforme. Estas constelaciones NUC para ATSC 3.0 tienen un mejor desempeño para el canal AWGN que para Rayleigh.

Figura 84.

Ganancia de conformación de la constelación uniforme convencional (UC) frente a NUC para 256QAM y trama normal LDPC de tasa 10/15 sobre el canal AWGN

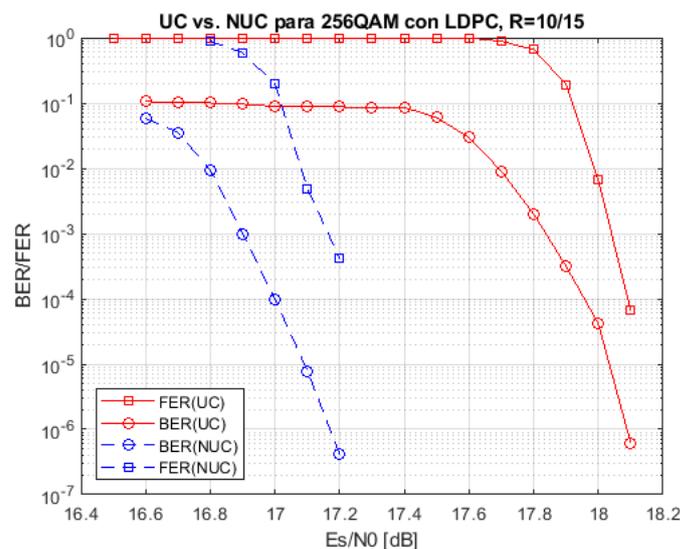
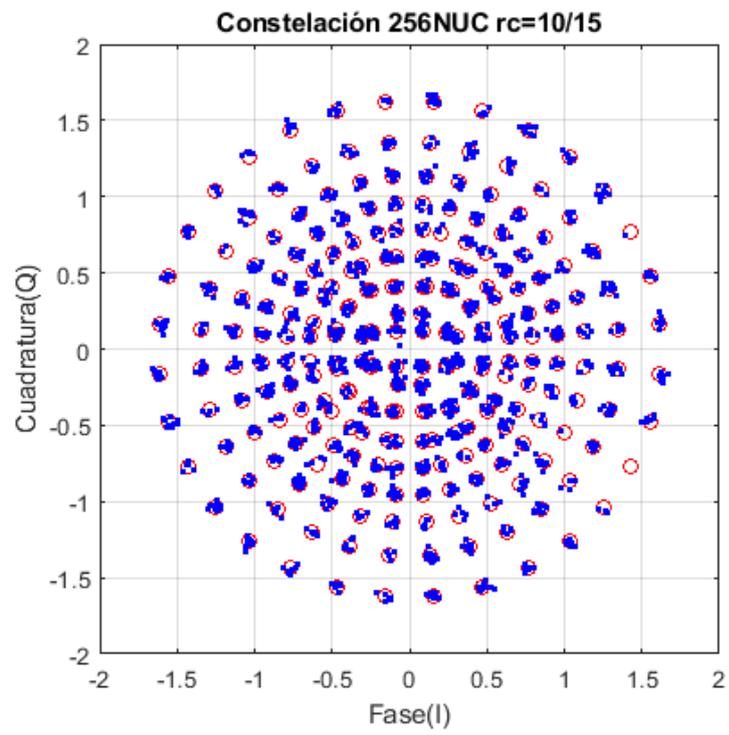


Figura 85.

Constelación NU256QAM, $r=10/15$



Capítulo IV

Análisis de resultados

ATSC 3.0 ofrece una extensa variedad de modulaciones y codificaciones llamadas MODCODs. La longitud de la palabra de código para la codificación interna puede ser de 64800 bits o 16200 bits, con tasas de codificación que varían desde los 2/15 hasta 13/15. La ventaja que ofrece la trama normal (64800 bits) tienen un mejor rendimiento que su contraparte (trama corta), pero la diferencia es que requieren más memoria para decodificar y tienen algún impacto en la latencia y consumo de potencia.

En ATSC 3.0 el uso de las constelaciones varía desde 16NUC hasta la 4096NUC todas ellas fueron optimizadas para el código de codificación interna LDPC ya que su rendimiento no es muy notable, pero esto ayudará en la reducción de la cantidad de constelaciones diferentes.

LDPC

Para la codificación interna es decir para los códigos LDPC se validará la codificación y decodificación LDPC, tanto en la decodificación como la codificación interna se trabajó con Soft-Decision y Hard-Decision, siendo esta la más usada por su simplicidad computacional, en cuanto a la codificación se realiza mediante la generación de la matriz generadora (G) para luego obtener la matriz de chequeo de paridad (H).

Se analiza el bloque BICM donde está conformado por los sub-bloques FEC (Codificación Externa e Interna), seguido del sub-bloque Intercalador de Bits. En el sub-bloque Mapeador realiza la conversión de bits para los símbolos I/Q (Fase y Cuadratura), en el cual está adicionado la generación de Ruido Gaussiano Blanco a la señal. En cuanto al demapeador realiza la conversión de los símbolos I/Q que son recibidos en LLR (máxima expresión de verosimilitud logarítmica); en cuanto la decodificación Hard-Decision realiza la comparación de una señal recibida, siendo esta una señal muestreada, se traduce que si esta señal muestreada está por encima del umbral se decide por un "1" sino caso contrario "0".

Para medir el BER (Bit Error Rate), se define a la secuencia de bits errados recibidos por el total de bits enviados durante un tiempo determinado.

BICM

Para recordar el bloque BICM está conformado por los bloques FEC, Intercalador de Bits y el Mapeador, donde en el sub-bloque FEC sólo consta de la codificación interna (LDPC) que realiza su respectiva codificación, para la decodificación es la Soft-Decision, para el bloque intercalador ATSC no es más que interbloquear la señal.

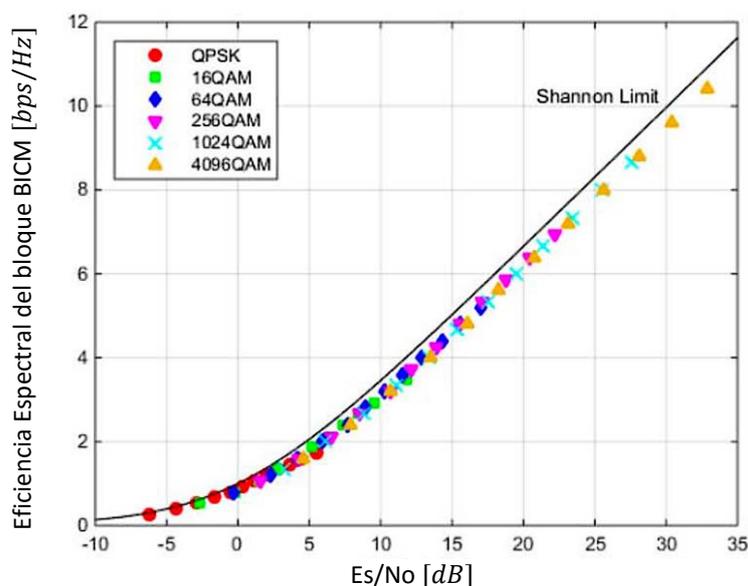
Para el bloque Mapeador convierte los bits en símbolos I/Q todo a ello se le agrega el ruido generado a dicha señal; para el bloque demapeador convierte los símbolos I/Q recibidos en LLR.

En el bloque deintercalador de bits ATSC realiza el desentrelazado en la señal; el bloque decodificador LDPC Hard-Decision; donde decodifica la Hard-Decision LDPC de la señal. Para medir el BER, para LDPC es ir comparando la diferencia total de bits comparados.

Resultado por FEC

Figura 86.

Eficiencia Espectral del bloque BICM

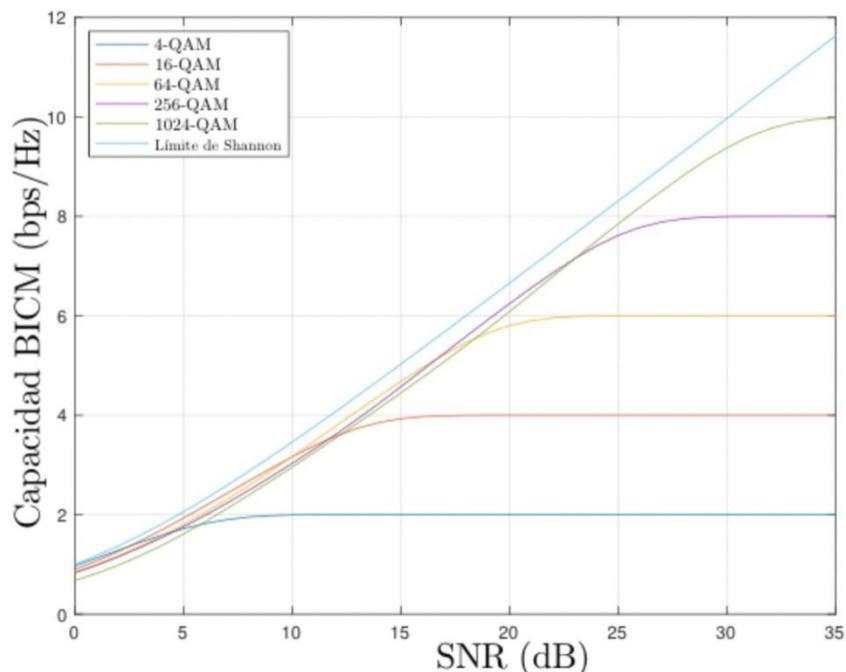


En la Figura 86 se presenta el rendimiento en términos de eficiencia espectral en bits por segundo por Hertz (bps/Hz) vs. La energía de símbolo a la relación de ruido (SNR) para códigos LDPC de trama normal sin la codificación de canal externa en AWGN.

El límite de capacidad de Shannon también se muestra como límite superior como referencia. En la Figura 87 se puede ver que el BICM para los códigos más largos funciona muy cerca del límite de Shannon. La brecha es casi insignificante para las relaciones señal a ruido que está por debajo de los 5 [dB]. Mientras que para las relaciones señal a ruido mayores a 5 [dB] la brecha es cerca de 1[dB]

Figura 87.

Capacidad del canal de Shannon, capacidad CM y BICM



Para el canal AWGN, las tres capacidades se comparan como indica la Figura 87. La capacidad del conjunto de señales (denominadas CM) y la capacidad BICM se trazan para constelaciones convencionales ya conocidas. En general $C_C \geq C_S \geq C_B$ pero con la diferencia no tan notoria entre C_S y C_B para la asignación Gray. Tanto C_S como C_B convergen hacia $Mbits/s/Hz$, cuando la SNR tiende al infinito tal como ocurre en la brecha con el límite de Shannon, que se hace más grande cuanto mayor es el tamaño de la constelación. Pero esta

brecha aún se puede reducir más mediante el uso de constelaciones no uniformes en lugar de las convencionales.

En la Tabla 16 se muestra las estructuras de codificación correspondientes a la longitud de código y tasa de codificación que nos ayudará en la construcción de la matriz de verificación de paridad H , conjuntamente con la Tabla 17 se muestra la estructura de la codificación de canal para la trama normal y trama corta

Tabla 16.

Codificación y Modulación para trama normal (\checkmark) y trama corta(x) para códigos LDPC

<i>rc</i>	<i>16QAM</i>	<i>64QAM</i>	<i>256QAM</i>	<i>1024QAM</i>	<i>4096QAM</i>
<i>2/15</i>					
<i>3/15</i>		\checkmark			
<i>4/15</i>	\checkmark	\checkmark	\checkmark		
<i>5/15</i>	$\checkmark x$	$\checkmark x$	$\checkmark x$	\checkmark	
<i>6/15</i>	x	$\checkmark x$			
<i>7/15</i>	$\checkmark x$	$\checkmark x$	$\checkmark x$	\checkmark	\checkmark
<i>8/15</i>	$\checkmark x$	$\checkmark x$	$\checkmark x$	\checkmark	
<i>9/15</i>	\checkmark	$\checkmark x$	$\checkmark x$	\checkmark	\checkmark
<i>10/15</i>		$\checkmark x$	$\checkmark x$	\checkmark	
<i>11/15</i>	$\checkmark x$	$\checkmark x$	$\checkmark x$	\checkmark	\checkmark
<i>12/15</i>			$\checkmark x$	\checkmark	\checkmark
<i>13/15</i>			$\checkmark x$	\checkmark	\checkmark

Tabla 17.

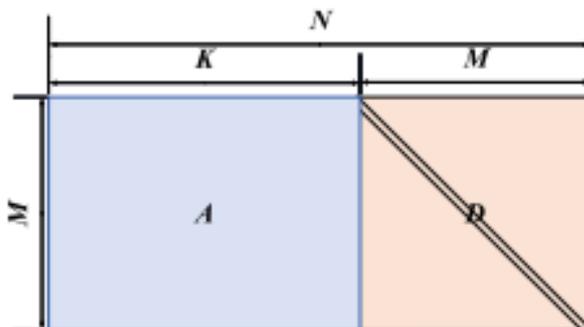
Estructura de la codificación de canal para la trama normal y trama corta

<i>Tasa de código</i>	<i>Trama Normal (64800)</i>	<i>Trama Corta (16200)</i>
<i>2/15</i>	MET	MET
<i>3/15</i>	MET	MET
<i>4/15</i>	MET	MET
<i>5/15</i>	MET	MET
<i>6/15</i>	IRA	IRA
<i>7/15</i>	MET	IRA
<i>8/15</i>	IRA	IRA
<i>9/15</i>	IRA	IRA
<i>10/15</i>	IRA	IRA
<i>11/15</i>	IRA	IRA
<i>12/15</i>	IRA	IRA
<i>13/15</i>	IRA	IRA

Para las tasas de codificación $r = \frac{2}{15}$ y $r = \frac{5}{15}$ de la trama normal se usa la estructura MET y para la tasa de codificación $r = \frac{10}{15}$ se usa la estructura IRA la diferencia es la forma de cómo se construye la matriz de verificación de paridad según en el código ATSC LDPC.

Figura 88.

Matriz de Verificación de paridad H del código LDPC estructurado de acumulación repetida irregular (IRA)



Para determinar la matriz de verificación de paridad H_{SC} , se determina el mcd entre M_b y N_b donde la función máxima del divisor común ($\alpha = mcd(M_b, N_b)$), M_b indica el número de filas y N_b indica el número de filas y columnas en la matriz de verificación de paridad.

La línea de corte se determina moviendo alternativamente las entradas N_b/α hacia la derecha y luego las entradas M_b/α hacia abajo. Posteriormente, se corta la matriz de control de paridad en partes superior e inferior a lo largo de la línea de corte, luego de obtener esas matrices (H_{sup} y H_{inf}) se puede determinar la matriz de verificación de paridad (H_{SC}) volviendo a empalmar las dos partes como se seguirá en el siguiente resultado.

En los resultados para la obtención de la matriz de chequeo de paridad (H_{SC}) y matriz generadora (G) está hecha para la modulación no uniforme 256NUC, con tasa de codificación $rc = \frac{10}{15}$ con su respectivo desempeño con la codificación de canal.

Se tiene una matriz de verificación de paridad ($H_{[6 \times 3]}$), donde $M_b = 3, N_b = 6$ y con número de repeticiones igual a 2 ($n_b = 2$). Obteniendo la siguiente ecuación 50:

$$\mathbf{H}_b = \begin{pmatrix} 1 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & 1 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 \end{pmatrix} \quad (50)$$

Seguindo con la regla de construcción de la matriz H_{SC} se traza la línea de corte en H_b moviendo alternativamente $\frac{N_b}{\alpha} = \frac{6}{3} = 2$ entradas a la derecha y $\frac{M_b}{\alpha} = \frac{3}{3} = 1$ entrada hacia abajo como indica la siguiente ecuación 51.

$$H_b = \begin{pmatrix} \overbrace{1 \ 1} & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & 1 & \underbrace{0 \ 1} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & \underbrace{1 \ 1} \end{pmatrix} \quad (51)$$

Posteriormente de cortar la matriz H_b en partes superior e inferior y rellenar las dos partes con ceros como indican las siguientes ecuaciones 52 y 53 .

$$H_{sup} = \begin{pmatrix} \mathbf{0} & \mathbf{0} & 1 & 0 & 0 & 0 \\ \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{0} & 0 & 0 \\ \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{0} \end{pmatrix} \quad (52)$$

$$H_{inf} = \begin{pmatrix} 1 & 1 & \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{0} \\ 1 & 1 & 0 & 1 & \mathbf{0} & \mathbf{0} \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 \end{pmatrix} \quad (53)$$

En consecuencia, el código SC-LDPC es basado en la matriz base H_b se generará volviendo a empalmar la parte superior e inferior.

$$H_{SC} = \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{pmatrix} \quad (54)$$

Debido al número de repeticiones ($n_b = 2$), podemos obtener el nuevo código SC-LDPC con una nueva longitud de 12 como expresa la ecuación 55.

$$H_{SC}(n_b) = \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{pmatrix} \quad (55)$$

Como desventaja que ofrece esta codificación SC-LDPC es la reducción de la velocidad de codificación del código y esto es debido al número de repeticiones que existe ($n_b = 2$); es decir que si se tiene una tasa de 1/2 se reduce a 1/4 lo que resulta una pérdida

de tasa ineludible de 1/4; pero como opción a esto es incrementar el número de repeticiones para reducir la tasa, $\frac{M_b}{N_b n_b}$ es decir que si aumentamos más de 100 la pérdida de velocidad ya no será de 1/4 cuando $n_b = 2$.

La matriz generadora G_{SC} de $H_{SC}(n_b)$ es la siguiente:

$$G_{SC} = \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{pmatrix} \quad (56)$$

Figura 89.

Desempeño 256NUC con codificación de canal 64k y con $rc=10/15$

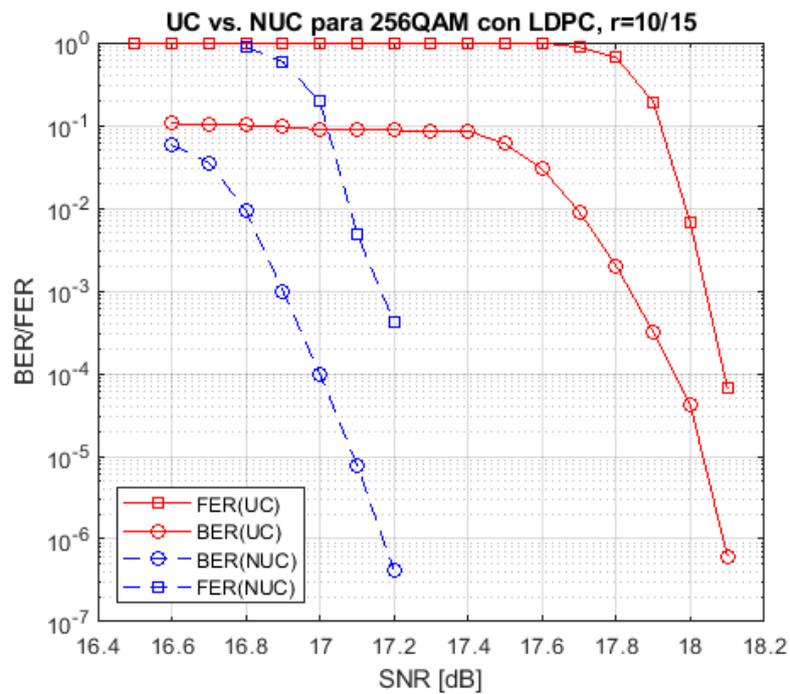
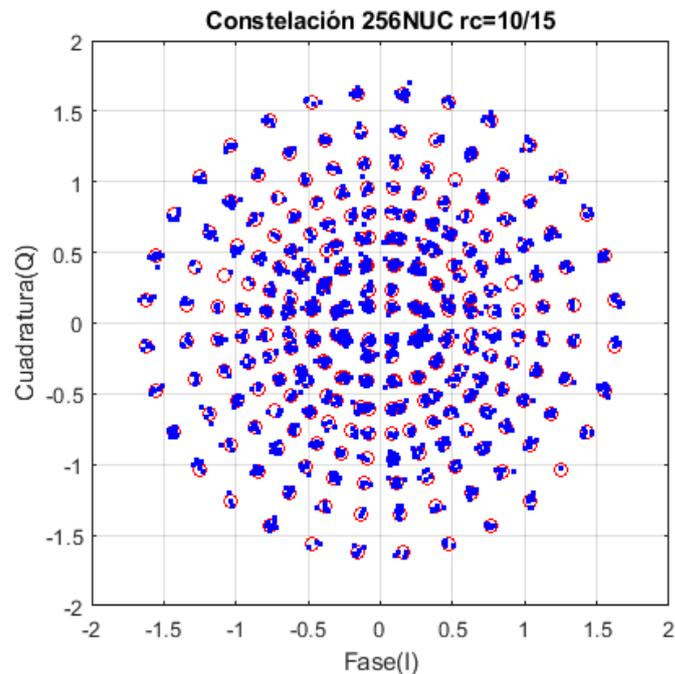


Figura 90.

Constelación 256NUC $rc=10/15$



En los resultados para la obtención de la matriz de chequeo de paridad (H) y matriz generadora (G) está hecha para la modulación no uniforme 256NUC, con tasa de codificación $rc = 5/15$ con su respectivo desempeño con la codificación de canal.

El código QC-LDPC tiene como característica principal que es de fácil implementación por hardware y tiene una baja complejidad de codificación /decodificación. Generalmente, se establece el parámetro p como el número de cambios cíclicos, los CPM son matrices que desplazan las posiciones de los 1 en las matrices de identidad hacia la derecha p veces.

En la ecuación 57 se tiene la matriz que se usará para la codificación de canal.

$$\mathbf{H}_b = \begin{pmatrix} 1 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & 1 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 \end{pmatrix} \quad (57)$$

La matriz de verificación de paridad del código QC-LDPC está compuesta por las matrices cero y matrices de permutación cíclica (CPM). Todas las submatrices cuadradas tienen como tamaño de $[L \times L]$.

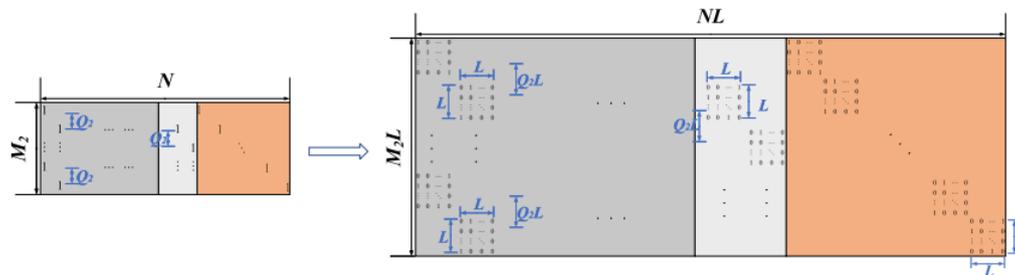
La construcción de la matriz H_{QC} está basado en el código ATSC LDPC que es reemplazando 0's y 1's en la matriz base con matrices cero y los CPM correspondientes, respectivamente.

El tamaño de cada submatriz $[L \times L]$ y además p se establece en un número aleatorio de 0 a $L - 1$.

Para una matriz de verificación de paridad dada de código ATSC LDPC, la estructura del código QC-LDPC puede expandir la matriz base de tamaño $M_b \times N_b L$.

Figura 91.

Construcción del código QC-LDPC basado en la estructura [BCI] (MET del inglés multi-edge type)



Se supone que el número de levantamiento de tamaño es $L = 3$ y que el parámetro p es aleatorio entre 0 y 2; cada 0 y 1 de la matriz base será reemplazado por una matriz de ceros y un CPM aleatorio de tamaño $L \times L$, respectivamente y los CPMs son los siguientes:

$$H_{p=0} = \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{pmatrix}, H_{p=1} = \begin{pmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 0 \end{pmatrix} \text{ y } H_{p=2} = \begin{pmatrix} 0 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \end{pmatrix}$$

Luego la matriz base se puede expandir de la siguiente manera:

$$H_{QC} = \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 1 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 1 \end{pmatrix} \tag{58}$$

La matriz generadora G de H_{QC} es la siguiente:

$$G = \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 1 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 1 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \end{pmatrix} \tag{59}$$

Figura 92.

Constelación 256NUC $r=5/15$

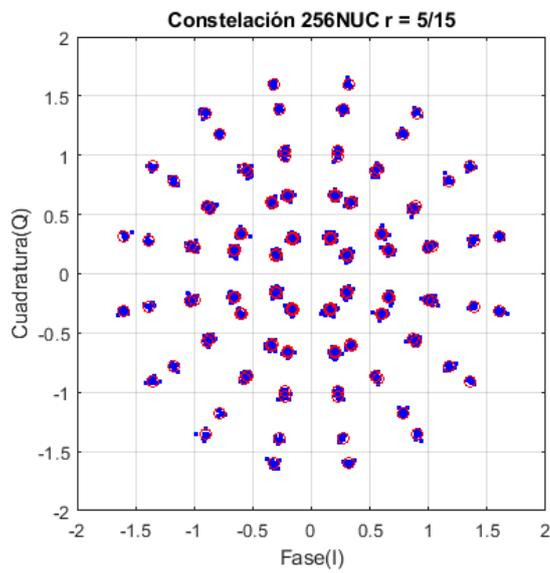


Figura 93.

Desempeño 256NUC con codificación de canal 64k y con $r=9/15$

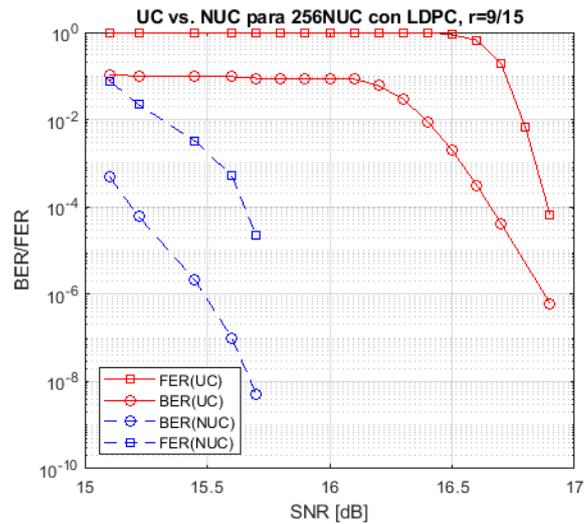
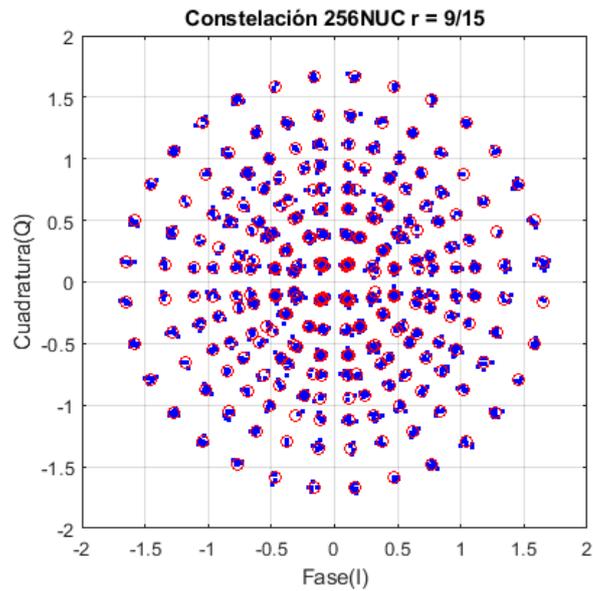


Figura 94.

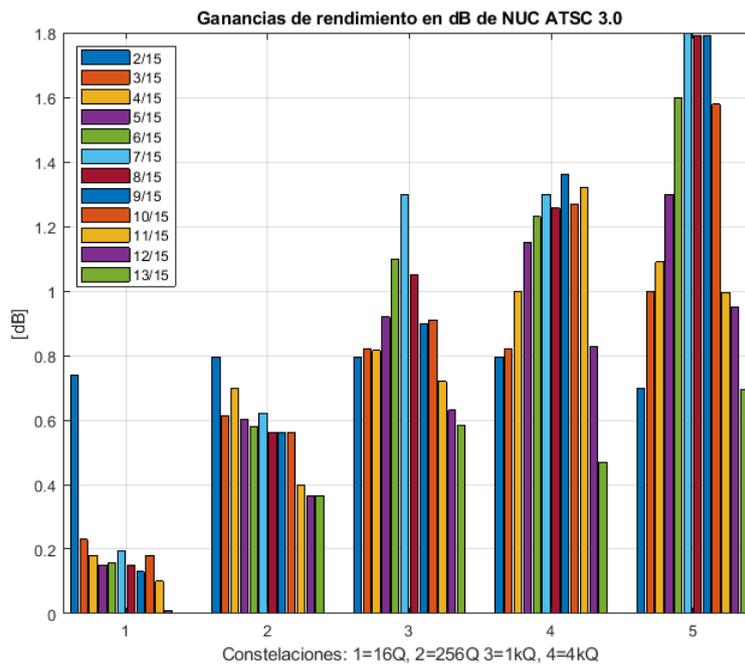
Constelación 256NUC $r=9/15$



A continuación, se muestra la Figura 95 de las ganancias de rendimiento en dB de las NUC ATSC 3.0 frente a constelaciones uniformes sobre el canal AWGN.

Figura 95.

Ganancias de rendimiento en dB de NUC ATSC 3.0



En la Figura 95 se muestra las ganancias de rendimiento en dB para la constelación 256NUC con $r = \frac{9}{15}$ y $r = \frac{10}{15}$ con 0.9 dB y 0.91dB respectivamente

Como aporte final se realizó una interfaz gráfica en MATLAB, donde se obtienen las constelaciones de las modulaciones no uniforme (16, 64, 256, 1024 y 4096NUC); se colocará unos ejemplos de constelaciones 1-D y 2-D, donde se grafica a diferentes valores de SNR en [dB], además entrega el valor del vector de la constelación deseada que se usará para aplicaciones futuras, están evaluadas a la trama normal y los tipos están de acuerdo a la Tabla 11, que es la Tabla de permutación para el Bloque Intercalador con $N_{inner} = 64800 \text{ bits}$.

Para su comprobación de valores se encuentra en la sección Anexos A, B.1, B.2, C.1, C.2, D.1, D.2, E.1 y E.2.

La interfaz es la siguiente

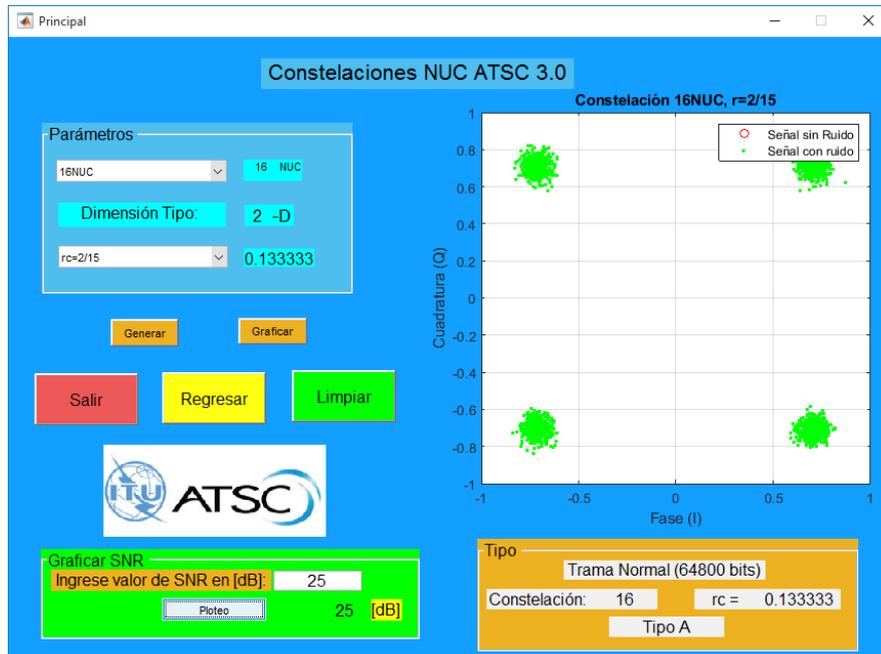
Figura 96.

Interfaz de portada



Figura 97.

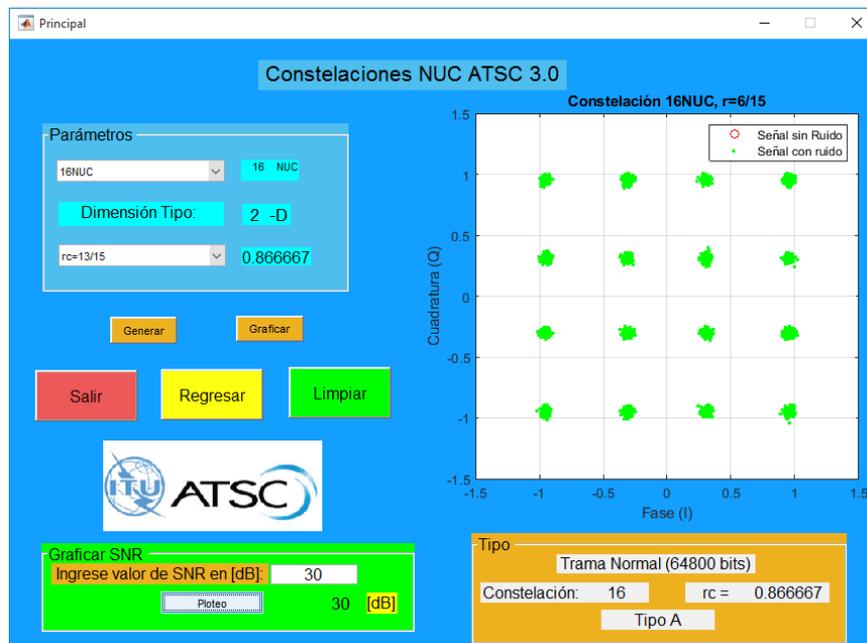
Interfaz Principal



Nota: Constelación 2-D 16NUC con tasa de codificación $rc=13/15$ y con $SNR=25dB$

Figura 98.

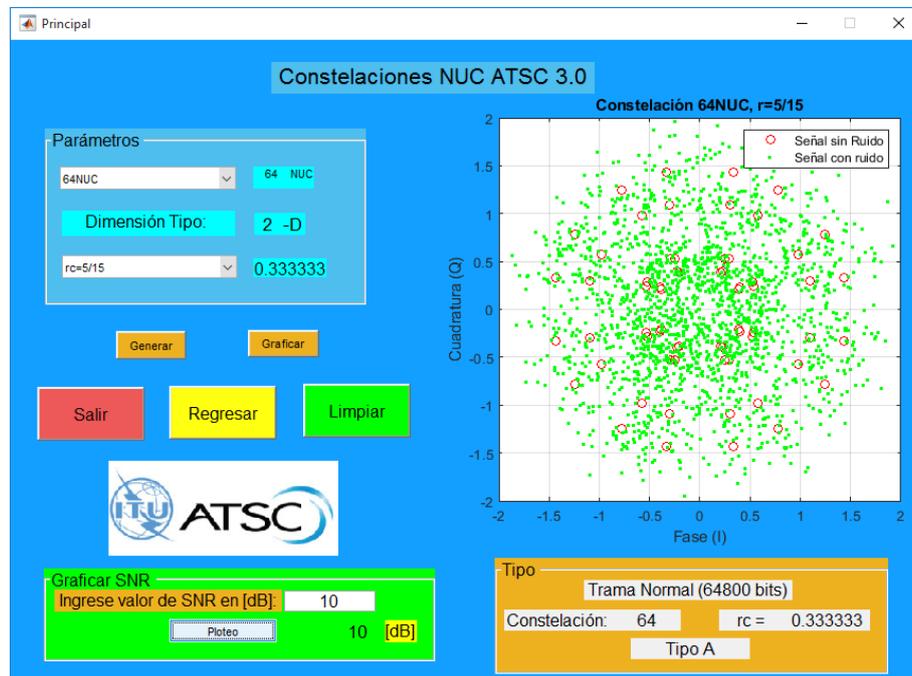
Interfaz Principal



Nota: Constelación 2-D 16NUC con tasa de codificación $rc=13/15$ y con $SNR=30dB$

Figura 99.

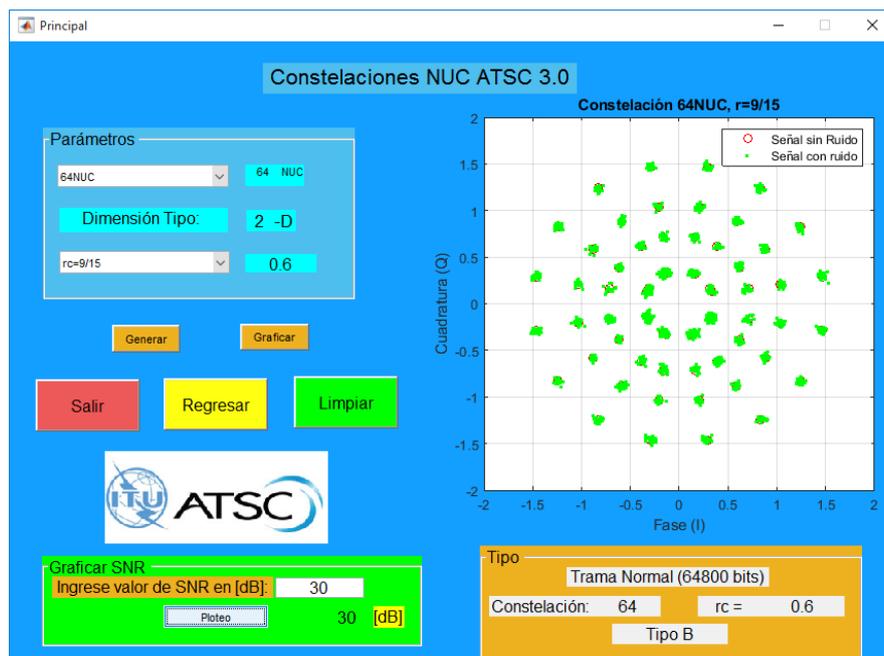
Interfaz Principal



Nota: Constelación 2-D 64NUC con tasa de codificación $rc=5/15$ y con $SNR=10dB$

Figura 100.

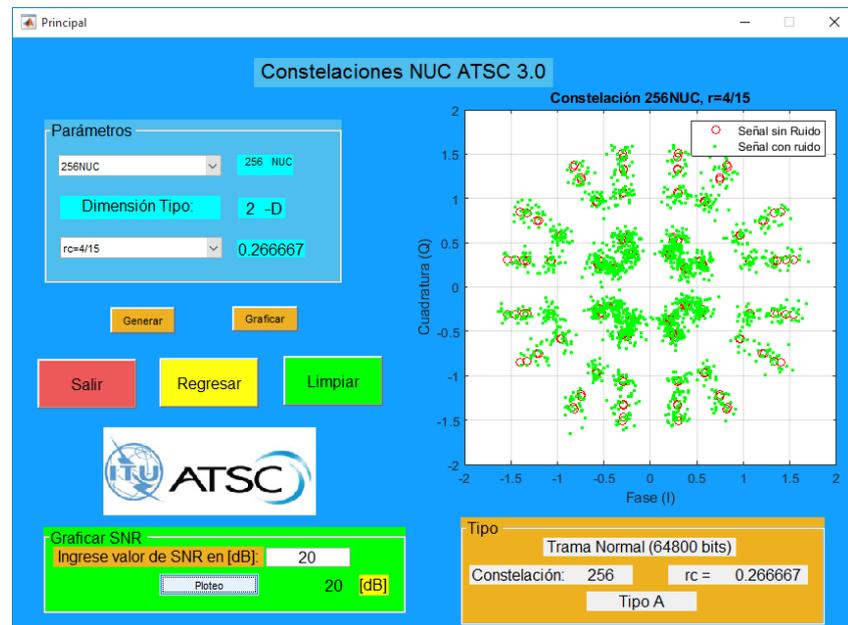
Interfaz Principal



Nota: Constelación 2-D 64NUC con tasa de codificación $rc=9/15$ y con $SNR=30dB$

Figura 101.

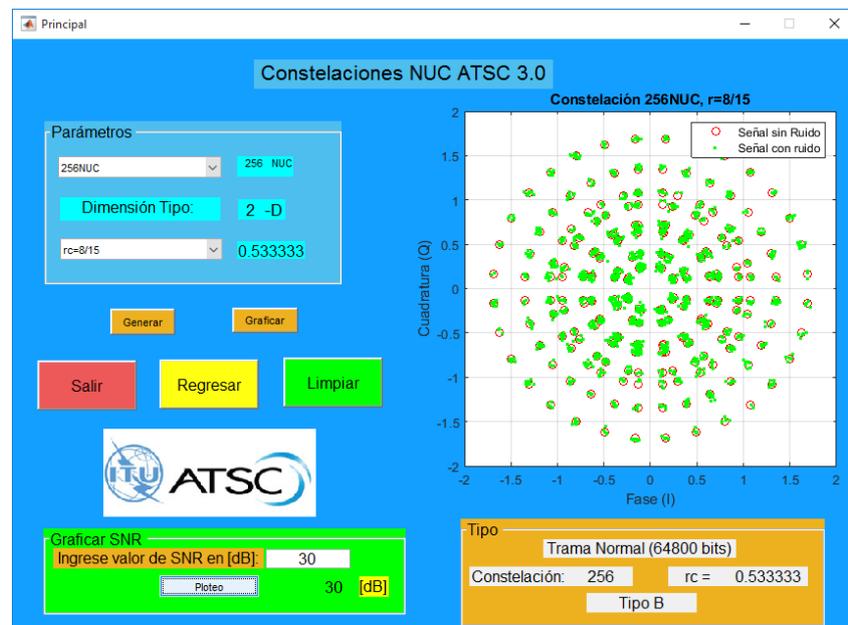
Interfaz Principal



Nota: Constelación 2-D 256NUC con tasa de codificación $rc=4/15$ y con $SNR=20dB$

Figura 102.

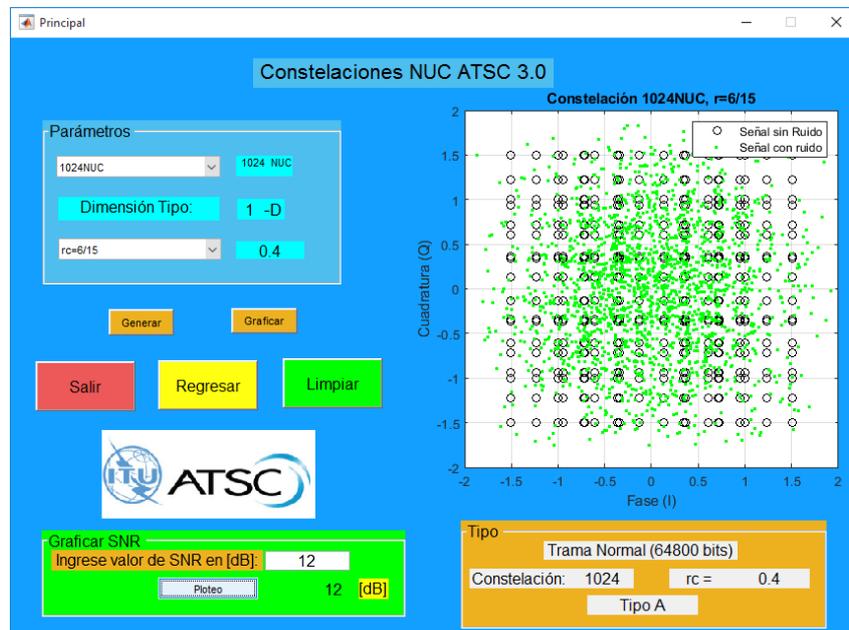
Interfaz Principal



Nota: Constelación 2-D 256NUC con tasa de codificación $rc=8/15$ y con $SNR=30dB$

Figura 103.

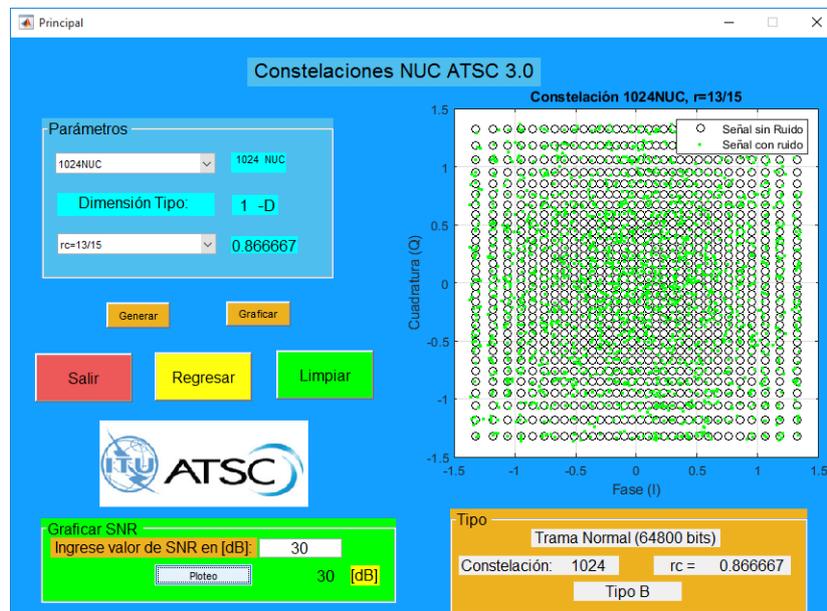
Interfaz Principal



Nota: Constelación 1-D 1024NUC con tasa de codificación $rc=6/15$ y con $SNR= 12dB$

Figura 104.

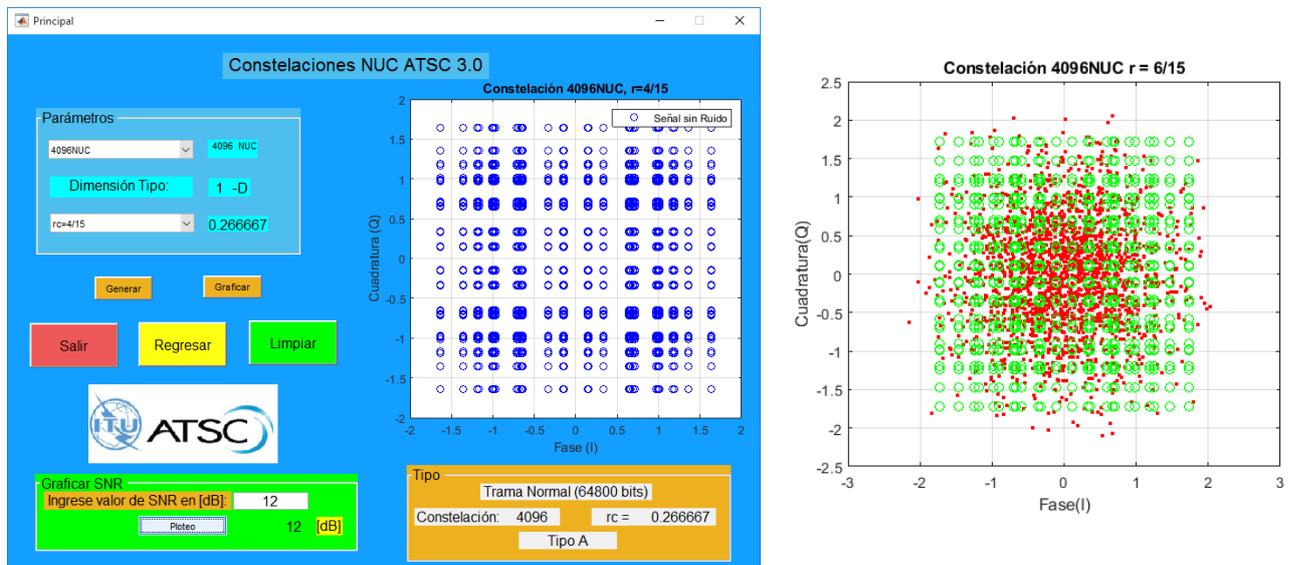
Interfaz Principal.



Nota: Constelación 1-D 1024NUC con tasa de codificación $rc=13/15$ y con $SNR= 30dB$

Figura 105.

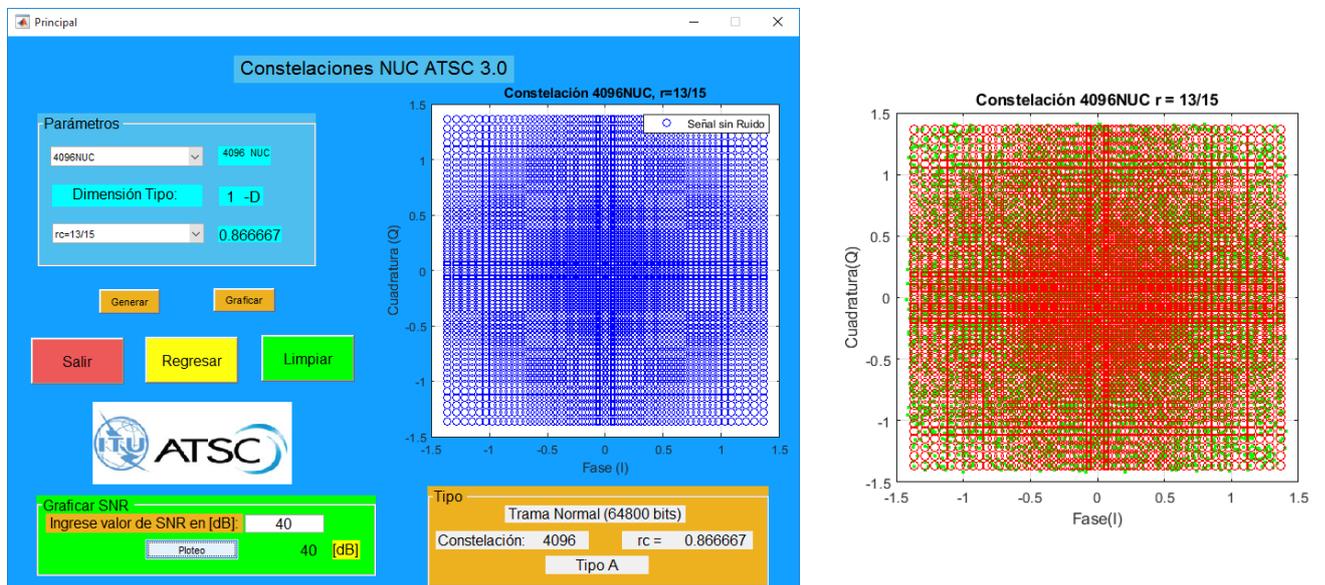
Interfaz Principal



Nota: Constelación 1-D 4096NUC con tasa de codificación $rc=4/15$ y con $SNR= 12dB$

Figura 106.

Interfaz Principal



Nota: Constelación 1-D 4096NUC con tasa de codificación $rc=13/15$ y con $SNR= 40dB$

Capítulo V

CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES

Conclusiones

Este trabajo presentó los conceptos del sistema ATSC 3.0, que fue necesario para comprender los conceptos y tecnologías utilizados en la realización de la disertación. La norma A/322 utilizada como base permitió comprender la forma en que se diseñó el sistema y de esta forma aplicar estos conocimientos en el desarrollo del proyecto.

Los métodos de modulaciones NUC son basadas en constelaciones cuyas distancias no son uniformes y la ubicación de sus puntos varía dependiendo de la capacidad del canal BICM la cual a su vez obedece a la SNR, pues el índice y el tipo de modulación, así como la distribución de sus bits en los símbolos (Gray). Para simular el impacto de las constelaciones 1D-NUC en el estándar ATSC 3.0 es un algoritmo basado en la codificación Hard-Decision y Soft-Decision lo cual permite obtener una mejora gradual con relación a las constelaciones convencionales (UC).

Se presentó constelaciones no uniformes (NUC), que tuvieron un diseño de optimización para la capa física ATSC 3.0. El diseño consideró diferentes realizaciones de canal y tuvo en cuenta la combinación de código LDPC y entrelazador de bits. Los resultados mostraron que es posible dar forma a ganancias de más de 1.5dB, lo que puede verse como un paso importante hacia los límites finales de las comunicaciones y que califica a ATSC 3.0 para convertirse en un estándar de transmisión terrestre de vanguardia a prueba de futuro.

Así se puede concluir que la etapa BICM del sistema ATSC 3.0 trae varias de las innovaciones tecnológicas presentes en este sistema. El uso de codificadores de canal LDPC y BCH concatenados da como resultado una gran capacidad de corrección de errores, lo que, junto con el uso de uniformes de constelaciones no aleatorias adaptadas a la FEC.

Sin embargo, durante la realización de este trabajo, se notó una gran capacidad de procesamiento necesaria para poder implementar este bloque, principalmente con respecto al decodificador Soft-Decision LDPC. Este decodificador trabaja con matrices de muy alto

orden, lo que requiere una gran cantidad de memoria y procesamiento. Por esta razón, era necesario el uso de un decodificador Hard-Decision. Este rendimiento computacional mejorado el bloqueo en detrimento de la capacidad de corrección.

En el presente trabajo se ha diseñado diferentes órdenes de constelaciones no uniformes 1D y 2D. Los símbolos de constelación se optimizan para maximizar la capacidad media de BICM, que es básicamente modificar las posiciones convencionales en el plano I/Q. Se tomó en énfasis a las constelaciones de mayor rango 1D-NUC de 1024 y 4096 símbolos, y se realizó una descripción general para las constelaciones 2D-NUC como, por ejemplo 16,64 y 256 símbolos, se tomó en cuenta el proceso de normalización para ATSC 3.0.

La optimización de órdenes de constelaciones superiores no es factible para el algoritmo utilizado. La complejidad del proceso de optimización es altísima y el método no encuentra la solución óptima, llegando a mínimos resultados que no brinda el mejor resultado.

Recomendaciones

La bibliografía es extensa para las técnicas avanzadas de las modulaciones es reciente, por lo que se propone las siguientes recomendaciones:

Extender los procedimientos de modulación y de demodulación para las constelaciones de mayor orden, aunque no esté definida su utilización en el mismo.

La implementación de algunos algoritmos propuestos para la obtención de las constelaciones (1D/2D NUC) partiendo del cálculo de la capacidad del canal BICM.

REFERENCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- Advanced Television Systems Committee. (2019). A/300:2019, "**Sistema ATSC 3.0**".
Advanced Television Systems Committee.
- Andrade Salinas , G. (2017). **Implementacion de la codificacion y decodificación del código LDPC (LOW DENSITY PARTIY CHECK) en Matlab.** Quito: EPN.
- ATSC. (2016). "**ATSC Standard: Link-Layer Protocol,**" Doc. A/330:2016,. Washington, D.C.
- ATSC. (2017). **ATSC Standard: Physical Layer Protocol (A/322).** Washington: ATSC.org.
- ATSC, **Advanced Television Systems Commitee. (2018).** ATSC Standar: *Physical Layer Protocol (A/322).* Doc.A/322:2018, 24.
- ATSC, **Advanced Television Systems Committee. (2016).** ATSC Standard: *A/321, System Discovery and Sgnaling.* Doc: A/321:2016.
- ATSC, **Advanced Television Systems Committee. (2020).** ATSC Standar: *Physical Layer Protocol.* Doc: A322:2020.
- Avilés Cabrera, D. A. (2018). **Análisis de desempeño de modulaciones no uniformes ultra-nivel.** Sangolquí: ESPE.
- Dai, L., Wang, Z., & Yang, Z. (2012). **Next-Generation Digital Television Terrestrial Broadcasting Systems: Key Technologies and Research Trends.** *IEEE Communications Magazine*, 150-158.
- de Fez Lava, I. (2010). **Implementación y evaluación de la codificación LDPC para la transmisión de ficheros en entornos unidireccionales.** 1-65.
- Fay , L., Michael, L., Gómez-Barquero, D., Ammar, N., & Winston Caldwell, M. (2016). **An Overview of the ATSC 3.0 Physical Layer Specification.** *IEEE Transactions on Broadcasting*, 1-13.
- Fay, L. (2015). ATSC 3.0 Physical Layer Overview. *IEEE Transactional Broadcasting*, 1-5.

- Fontes Pupo, E., Díaz Hernández, R., & Acosta Cintado, Y. (2018). **Constelaciones No-Uniformes en 1D para el estándar DTMB**. *RIELAC, Revista de Ingeniería Electrónica, Automática y Comunicaciones*, 62-72.
- Granja Toledo, N. R. (2011). **Análisis del Transport Stream para el estándar de televisión digital ISDB-TB**. Sangolquí.
- Loghin, N., Zollner, J., Mouhouche, B., Anzorregui, D., Kim, J., & Park, S.-I. (2016). **Non-Uniform Constellations for ATSC 3.0**. *IEEE Transactions on Broadcasting*, 197-203.
- López, C., & Veiga, M. (s.f.). **Teoría de la Información y Codificación**. 98.
- Machado Zurita, S. (2018). **Implementación de técnicas de constelaciones no uniformes en 1D para la optimización del estándar DTMB en Matlab**. Santa Clara. Villa Clara, Cuba: UCLV/FIE.
- Montesdeoca Ipiales, E. G. (2016). **“Simulación de la Capa Física del estándar DVB-T2, utilizado en Televisión Digital Terrestre**. Ambato: Universidad Técnica de Ambato.
- Morales Dionisio, V., & Akamine, C. (2016). **Desmitificando o padrao de TV digital ATSC 3.0. Brazilian Technology Symposium**, (págs. 1-6). Sao Paulo.
- Stott, J. (2013). **CM and BICM limits for rectangular constellations (White Paper WHP 257)**. Londres: British Broadcasting Corporation.
- Tarrés , F., & Cabrera, M. (s.f.). **Codificación de Canal I: introducción y códigos de bloque**. Catalunya: UOC, Universidad Oberta de Catalunya.
- Tu, Z., & Zhang, S. (2007). **Overview of LDPC Codes. Seventh International Conference on Computer and Information Technology (págs. 469-473)**. Shanghai: Department of Computer and Information Technology.