UCLV
Universidad Central
"Marta Abreu" de Las Villas

FIE
Facultad de
Ingeniería Eléctrica

Departamento de Telecomunicaciones y
Electrónica

TRABAJO DE DIPLOMA

Título del Trabajo: "Implementación de técnicas de constelaciones no uniformes en 1D para la optimización del estándar DTMB en Matlab."

Autor: Sandra Machado Zurita

Tutor: Msc. Irina Siles Siles

Santa Clara, Junio de 2018
Copyright©UCLV

Este documento es Propiedad Patrimonial de la Universidad Central “Marta Abreu” de Las Villas, y se encuentra depositado en los fondos de la Biblioteca Universitaria “Chiqui Gómez Lubian” subordinada a la Dirección de Información Científico Técnica de la mencionada casa de altos estudios.

Se autoriza su utilización bajo la licencia siguiente:

Atribución- No Comercial- Compartir Igual

Para cualquier información contacte con:

Dirección de Información Científico Técnica. Universidad Central “Marta Abreu” de Las Villas. Carretera a Camajuaní. Km 5½. Santa Clara. Villa Clara. Cuba. CP. 54 830

Teléfonos.: +53 01 42281503-1419

PENSAMIENTO

"La ciencia no sabe de países, porque el conocimiento le pertenece a la humanidad y es la antorcha que ilumina el mundo. La ciencia es el alma de la prosperidad de las naciones y la fuente de todo progreso."

Louis Pasteur

DEDICATORIA

A mi madre.

AGRADECIMIENTOS

A mi madre.

A mi familia.

A mis profesores, en especial Irina, Erick, Carlitos y Julio.

A mis amigos.

En general, a todo el que me brindó su apoyo para hacer posible la realización de este proyecto.

TAREA TÉCNICA

Para lograr la confección del trabajo de diploma fueron definidas las siguientes tareas técnicas:

1. Analizar el comportamiento de las NUC según la bibliografía consultada.
2. Definir las ventajas principales de las constelaciones no uniformes con respecto a las uniformes.
3. Definir las características y la fundamentación matemática de las constelaciones no uniformes.
4. Proponer un modelo de optimización para obtener las NUC.
5. Desarrollar la implementación en Simulink el estándar DTMB con la utilización de las constelaciones no uniformes en 1D.
6. Analizar los resultados obtenidos.
7. Confeccionar el informe del Trabajo de Diploma.

Firma del Autor	Firma del Tutor

RESUMEN

En el presente trabajo se realiza un estudio de las técnicas avanzadas de modulación, específicamente de las NUC (*Non Uniform Constellations*) y su comportamiento cuando son aplicadas a estándares de DTT (*Digital Terrestrial Television*). Esta aseveración está en función de seguir las tendencias actuales de la DTT que imponen un reto en cuanto a la optimización del espectro. Se propone un algoritmo de optimización para la obtención de las NUC, mediante el cálculo de sus correspondientes DoF (*Degrees of Freedom*) y capacidad de canal BICM. Se realizan simulaciones para diferentes modos de trabajo del estándar DTMB para demostrar la mejora que le confieren las NUC sobre las UC (*Uniform Constellations*) convencionales definidas por la norma en cuestión. Los resultados que se obtienen son validados para capacidad de canal y BER (*Bit Error Rate*) y están en corrsepondencia a estudios similares en este ámbito.

TABLA DE CONTENIDOS

PENSAMIENTO i

DEDICATORIA ii

AGRADECIMIENTOS iii

TAREA TÉCNICA iv

RESUMEN v

TABLA DE CONTENIDOS vi

INTRODUCCIÓN 1

CAPÍTULO 1. ANÁLISIS DE TÉCNICAS AVANZADAS DE MODULACIÓN Y SU APLICABILIDAD EN ESTÁNDARES DE DTT. 6

1.1. Tendencias de la televisión digital mundial. 6

1.2. Tendencias en los estándares de nueva generación DTT a nivel mundial. 8

1.3. Capacidad del canal. 9

1.3.1 Capacidad del canal BICM. 10

1.4. DTMB en Cuba. 11

1.5. Constelaciones No Uniformes. Conceptos generales. 12

1.5.1 Fundamentos de las constelaciones. 13

1.5.2 Clasificación de las NUC. 15

1.5.3 Constelaciones óptimas no uniformes. 19

1.5.4 Constelaciones no uniformes para comunicaciones. 21

1.6. Constelaciones bidimensionales no uniformes de alto orden. 22

1.7. Conclusiones del capítulo. 23

CAPÍTULO 2. MATERIALES Y MÉTODOS. 24

2.1. Diseño del método de trabajo a seguir para la obtención de las métricas necesarias. 24

2.2. Materiales empleados. 25
2.3. Diseño de las constelaciones NUC en 1D. 26
2.4. Simulación del estándar DTMB en Simulink. 29
2.4.1. Datos de entrada. 30
2.4.2. Aleatorizador. 30
2.4.3. FEC. 31
2.4.4. Mapeo. 34
2.4.5. Entrelazado. 36
2.4.6. Información del sistema. 38
2.4.7. Procesamiento del cuerpo de la trama. 39
2.4.8. Encabezado de la trama. 39
2.4.9. Formación de la Trama Señal. 40
2.4.10. Procesamiento de datos Banda Base. 42
2.4.11. Up Converter. 43
2.5. Conclusiones del capítulo. 44
CAPÍTULO 3. RESULTADOS Y DISCUSIÓN. 45
3.1. Análisis de los valores BERvsSNR para las UC en el esquema DTMB. 45
3.2. Cálculo de la capacidad BICM para el diseño de las NUC. 49
3.3. Análisis de los valores BERvsSNR para las NUC en el esquema DTMB. 54
3.4. Conclusiones del capítulo. 57
CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES 58
Conclusiones 58
Recomendaciones 58
REFERENCIAS BIBLIOGRÁFICAS 59

ANEXOS 64

Anexo I Diagrama de estado del algoritmo Nelder Mead [1].....64

Anexo II Función de capacidad BICM implementada en Mathematica (64QAM). 65

Anexo III Matriz H obtenida desde el anexo A del estándar DTMB. 65

Anexo IV Matriz H obtenida desde el anexo B del estándar DTMB. 66

Anexo V Visualización de ejemplos de NUC diseñadas. 67

Anexo VI Tablas comparativas entre las BER de las UC y las NUC diseñadas. 69

INTRODUCCIÓN

En la actualidad la Televisión Digital Terrestre *(del inglés Digital Television Terrestrial, DTT)* se ha caracterizado por la alta capacidad requerida para transmitir servicios de televisión de alta definición, además el espectro disponible se ha reducido drásticamente, lo que ha provocado desafíos a los que esta debe responder [1]. Con el devenir del tiempo la evolución de los estándares se ha materializado y se han vislumbrado tendencias que se concretan en la utilización eficiente del canal, enfocados a aspectos tales como la potencia, capacidad y cobertura.

Uno de los estándares para televisión digital existente es Difusión de Multimedia Digital Terrestre *(del inglés Digital Terrestrial Multimedia Broadcast, DTMB),* el cual fue aprobado en China en el año 2006 [2]; dicho estándar fue el escogido para implementar en nuestro país. El estándar fue diseñado para soportar tanto recepción fija como móvil, concebido como un sistema flexible capaz de difundir un número de programas en alta definición combinados con varios canales convencionales y otros contenidos multimedia. Además de las funciones básicas del servicio de televisión tradicional, DTMB da cabida a nuevos servicios adicionales utilizando el sistema de radiodifusión de televisión. Este estándar utiliza tecnologías que mejoran su rendimiento, las cuales se pueden apreciar en [3] y [4].

En la actualidad, varias investigaciones [5]–[7] incitan a seguir utilizando de modo más eficiente el espectro. Según [8]–[10] esta idea se ha tratado de introducir en ambientes de televisión digital en la búsqueda de lograr dicho objetivo. Se percibe el requerimiento de nuevas tecnologías para garantizarlo y lograr paralelamente mayores capacidades. Las constelaciones no uniformes *(del inglés non uniform constellation, NUC)* surgen como una de las técnicas más innovadoras para tratar dichos requerimientos. Precisamente, en este trabajo se pretende realizar una investigación para ver la incidencia que tiene la inclusión de las NUC en una dimensión (1D) en aras de optimizar el estándar DTMB, mediante su implementación en el *software* **Matlab**.

Una constelación es la forma en la que se envían los diferentes bits en un sistema de comunicaciones digitales. Estos bits se transportan en símbolos (compuestos de dos componentes, una en fase y otra en cuadratura) de la constelación, y un símbolo puede estar

compuesto de uno o más bits (dependiendo el tipo de constelación utilizada). Las constelaciones uniformes se caracterizan por su forma cuadrada y distribución uniforme de los símbolos. Además, se llevan utilizando desde hace mucho tiempo en sistemas de comunicaciones.

Recientemente, se han propuesto constelaciones no uniformes para sistemas de radiodifusión. Se ha demostrado que la capacidad de un sistema de comunicaciones puede incrementarse si todos los puntos de la constelación se adaptan al rango de señal a ruido *(del inglés signal to noise ratio, SNR)* en el que trabaja el sistema. Esto significa que para cada valor de SNR, hay una única posición para cada símbolo de la constelación que maximiza la capacidad del sistema, es decir, para una misma capacidad del sistema, esta técnica proporciona un valor más alto de SNR que el obtenido con una constelación uniforme.

Las NUC reducen el espacio existente entre las constelaciones uniformes QAM y el límite teórico de Shannon. Con estas constelaciones, los símbolos se optimizan en ambas componentes fase (I) y cuadratura (Q) mediante técnicas geométricas de modelado de la señal, considerando un nivel SNR concreto y un modelo de canal específico.

En [11] se afirma que estas constelaciones han sido adoptadas en sistemas de televisión de siguiente generación tales como DVB-NGH *(Digital Video Broadcasting - Next Generation Handheld),* ATSC 3.0 *(Advanced Television Systems Committee - Third Generation)* y NGB-W *(Chinese Next Generation Broadcasting- Wireless)* [12].

Se han confirmado [11], [13] los beneficios para las constelaciones uniformes y las no uniformes en un rango de valores de SNR a través de numerosas simulaciones. Los resultados obtenidos son un aumento considerable en la capacidad de canal, al considerar conjuntamente las técnicas de constelaciones no uniformes y rotadas. Por último expresan la necesidad de extender la construcción en cuestión a dimensiones arbitrarias, no sólo aquellas que son potencia de dos.

Expresa [14] que la modulación codificada de entrelazado de bit con demapeado y decodificado iterativo *(del inglés Bit Interleaved Coded Modulation with Iterative Demapping and Decoding, BICM-ID)* es una técnica efectiva para lograr una alta eficiencia espectral con un rendimiento cercano a los límites de capacidad. El uso de una constelación de señal no uniforme siguiendo una distribución Gaussiana en lugar de la señalización

equiprobable convencional proporciona una mejora adicional, es decir, aumenta la ganancia de configuración. En este documento, se investiga el efecto de la constelación no uniforme en el rendimiento de los sistemas BICM-ID con diferentes esquemas de codificación de corrección de errores *(del inglés Forward Error Correction, FEC)* como el código de convolución y el código de verificación de paridad de baja densidad *(del inglés Low Density Parity Check, LDPC)* como código externo. Los resultados de la simulación muestran que las constelaciones no uniformes pueden ofrecer una ganancia de configuración de hasta 0,21 dB.

Enuncia [15] que la modulación uniforme de la amplitud en cuadratura *(del inglés Quadrature Amplitude Modulation, QAM)* se ha utilizado ampliamente en los sistemas de radiodifusión terrestre porque proporciona una velocidad de datos alta, aunque es menos resistente al ruido y a la interferencia. Sin embargo, el patrón uniforme de los puntos de constelación no proporciona la mayor capacidad BICM, por lo que se necesita un grado de no uniformidad para mejorar la capacidad BICM del sistema. Por otro lado, debido a que el escenario de propagación en aplicaciones de radiodifusión es realmente difícil, se debe aplicar una técnica de diversidad del espacio de señal *(del inglés Signal Space Diversity, SSD)* para enfrentarlo. El documento presenta y muestra el rendimiento de los esquemas de constelaciones no uniformes en conjunto con las técnicas de diversidad del espacio de señales.

En el ámbito nacional también existen investigaciones sobre el tema, específicamente en el trabajo [13] se realiza un estudio de las NUC y realiza una comparación con las constelaciones uniformes *(del inglés Uniform Constellation, UC)*, mostrando aspectos de la capa física. Se simulan los bloques BHC, LDPC e Interleaver, los cuales conforman la parte principal del bloque BICM y el modulador que permite obtener las NUC 1D y 2D, con modulación M-QAM, para valores de M igual a 16, 64 y 256. Posteriormente el canal y el receptor, para posibilitar el cálculo de los valores de probabilidad de error de bit *(del inglés Bit Error Rate, BER)* para un canal con ruido blanco aditivo gaussiano *(del inglés Additive White Gaussian Noise, AWGN)* y un canal con desvanecimiento *(Rayleigh)*, así como la eficiencia espectral y la relación entre la potencia pico y la potencia promedio *(del inglés Peak to Average Power Ratio, PAPR).* Además, se implementa una interfaz gráfica para la simulación y posterior evaluación de las constelaciones, a partir de la herramienta de

simulación **Matlab**. Los resultados obtenidos para los parámetros indicadores de calidad logran establecer la superioridad de las constelaciones no uniformes sobre las uniformes.

Otra investigación de gran importancia que recrea el objeto de estudio es [16], donde se evalúa la mejora del desempeño de estas constelaciones con respecto a la utilización de la capacidad del canal, las cuales fueron diseñadas siguiendo el criterio de optimización de la capacidad de un canal BICM. Se valida el sistema DTMB con las constelaciones propuestas con la obtención de las curvas de BER y capacidad del canal, ambas contra SNR.

Al analizar muchas de estas bibliografías se deduce que al aplicar esta técnica en la modulación para estándares de televisión digital, indistintamente y según los intereses específicos, es capaz de acercar más a un sistema al límite de Shannon, dotándolo de una mayor capacidad en el canal y mejor relación señal a ruido, lo que se traduce en extender la robustez y eficiencia espectral presentes en el sistema.

Debido a la evolución de los esquemas de televisión digital, es necesario comenzar a estudiar cómo incidir positivamente en una mejora del desempeño del estándar DTMB. Precisamente, se ha decidido utilizar el mecanismo en cuestión (1D NUC) para el estándar DTMB que es el implementado en nuestro país, con la herramienta Simulink del mismo modo que [17], [18], y posteriormente compararlo con el modelo ya existente.

Tomando en consideración las ideas anteriores que ilustran un problema de investigación puntual, se elabora la siguiente **pregunta científica:**

¿Cómo incidir en el desempeño del estándar DTMB tomando en consideración la inclusión de las técnicas de las constelaciones no uniformes en 1D?

Para dar solución a la pregunta anterior, se planteó el siguiente **Objetivo General:**

Evaluar el desempeño de las constelaciones no uniformes en 1D en el estándar DTMB.

Objetivos Específicos

Para cumplir con este objetivo general se proponen los siguientes objetivos específicos:

- ✓ Realizar un estudio bibliográfico de las tecnologías involucradas en la investigación.
- ✓ Implementar un modelo que permita mediante simulación medir el impacto de las constelaciones no uniformes en 1D, particularmente en el estándar DTMB.

- ✓ Presentar una valoración crítica de los resultados obtenidos a partir de la realización de las simulaciones.

Interrogantes Científicas

- ✓ ¿Qué importancia presentan las constelaciones no uniformes en la actualidad?
- ✓ ¿Cuáles son las ventajas principales de las constelaciones no uniformes con respecto a las uniformes?
- ✓ ¿Cuáles son las características y la fundamentación matemática de las constelaciones no uniformes?
- ✓ ¿Cómo implementar en Simulink el estándar DTMB con la utilización de las constelaciones no uniformes en 1D?
- ✓ ¿De qué modo los resultados obtenidos demuestran una mejora del desempeño en el esquema diseñado?

El trabajo de diploma, luego de esta introducción, incluye tres capítulos, conclusiones, recomendaciones, referencias bibliográficas y anexos. En el **Capítulo 1** se caracterizan las tendencias de los estándares de nueva generación de DTT, así como el estándar DTMB en Cuba. Se define la capacidad de un canal BICM, y cómo a partir de esta capacidad se obtienen las constelaciones NUC en 1D, posteriormente se caracterizan las mismas. El **Capítulo 2** pretende explicar el diseño del modelo empleado de las 1D NUC y se elabora un código para la obtención y optimización de las mismas, implementa el estándar DTMB en Simulink, y posteriormente, incluye las constelaciones diseñadas en el estándar GB20600. En el **Capítulo 3** se evalúan los resultados obtenidos que parten del mapeo de los símbolos en función de una capacidad optimizada y culminan en la representación de valores de BERvsSNR para diferentes modos de trabajo implementados. En los anexos se completan los datos obtenidos por las implementaciones desarrolladas a lo largo de la investigación.

CAPÍTULO 1. ANÁLISIS DE TÉCNICAS AVANZADAS DE MODULACIÓN Y SU APLICABILIDAD EN ESTÁNDARES DE DTT.

En el presente capítulo se ofrece una panorámica de las tendencias de la televisión digital a nivel mundial tomando en consideración lo novedoso de los estándares de nueva generación de DTT. Se profundiza en la obtención de la capacidad de un canal BICM y en las NUC. El fin del estudio bibliográfico realizado tiene como objetivo encontrar un método de diseño a utilizar para incidir en la mejora del desempeño del esquema DTMB.

1.1. Tendencias de la televisión digital mundial.

En su momento, los sistemas de radiodifusión de primera generación fueron los estándares de Televisión Digital Terrestre *(del inglés Digital Terrestrial Television, DTT)* más innovadores con las principales tecnologías de vanguardia incluidas en sus definiciones. Estos sistemas han sido ampliamente adoptados en todo el mundo, intentando proporcionar servicios de alta calidad, versátiles, escalables y rentables. Sin embargo, recientemente han surgido nuevos desafíos, debido a las expectativas cada vez mayores de los televidentes y al reducido espectro de televisión disponible como consecuencia del dividendo digital que ha sucumbido en nuevos retos para los desarrolladores e innovadores en este ámbito.

Por un lado, la importancia de la movilidad en los sistemas de radiodifusión y el deseo de que los dispositivos móviles y portátiles sean capaces de funcionar correctamente son totalmente claros, este hecho requiere sistemas de DTT más robustos para poder recibir servicios de televisión en escenarios más retadores. Además, el despliegue de sistemas de mayor resolución desde alta definición hasta calidad de ultra alta definición, que obtienen una representación más cercana de la realidad, es altamente deseable, pero se traduce en la necesidad de más capacidad. Por otro lado, la eficiencia de los estándares existentes no fue suficiente para la creciente escasez de espectro. Finalmente, debe tenerse en cuenta que la mayoría de ellos se definieron hace más de 10 años cuando las capacidades de procesamiento eran menores.

Se hace imprescindible, por tanto, estudiar del modo que lo hacen [19]–[24] la influencia que tienen los diferentes parámetros de configuración en el umbral teórico para determinar si se recomienda su uso en ambientes de DTT para los evolutivos de cada norma. Dicha

aseveración se evidencia en [4], donde para los actuales sistemas de DTT se está muy cerca del límite teórico de Shannon por medio de códigos LDPC *(del inglés Low Density Parity Check)* y constelaciones QAM uniformes de hasta 256QAM.

MIMO *(del inglés Multiple-In-Multiple-Out, MIMO)* [1], [25] es ampliamente reconocido como una forma eficiente de aumentar la capacidad del sistema y mejorar la confiabilidad de transmisión. Hoy en día, MIMO y Multiplexación por División de Frecuencias Ortogonales *(del inglés Orthogonal Frequency Divison Multiplexing, OFDM)* se están convirtiendo en dos tecnologías de capa física indispensables para la mayoría de los sistemas de transmisión emergentes. Cuando la mayoría de los estándares DTT de difusión de primera generación se constituyeron a finales de los años 90 del siglo XX, MIMO era solo una técnica emergente en ese momento, por lo que esos estándares no consideraban MIMO. Sin embargo, con el rápido desarrollo de la tecnología MIMO, se han llevado a cabo numerosas investigaciones y experimentos para sistemas DTT de difusión basados en MIMO para mejorar el rendimiento del sistema. MIMO a gran escala con decenas de antenas es una técnica emergente para lograr la atractiva eficiencia espectral hasta varias decenas de bps / Hz o incluso más. Los principales desafíos para los sistemas MIMO a gran escala incluyen la colocación adecuada de la antena para garantizar canales MIMO colgantes, algoritmos de detección de señal de baja complejidad para la implementación práctica, y estimación de canales de la matriz de canales MIMO de gran tamaño, etc.

Las constelaciones no uniformes son técnicas reconocidas por [22], [26]–[28] cuya aplicación sobre los estándares de DTT contribuyen a una mejora en su desempeño con respecto a la utilización de la capacidad del canal, y por consiguiente, acercarlos al límite teórico de Shannon; además ofrecen mayor eficiencia espectral, y mejor recepción a menores valores de relación señal a ruido *(del inglés Signal to Noise Ratio, SNR)*. Dichas constelaciones son diseñadas siguiendo el criterio de optimización de capacidad de un canal BICM.

1.2. Tendencias en los estándares de nueva generación DTT a nivel mundial.

En apenas dos décadas de explotación y despliegue cada uno de los estándares de DTT han ido evolucionando de manera paulatina y siempre tomando como premisas muchas de las cuestiones analizadas a priori en el epígrafe 1.1. A continuación se discuten algunos datos referidos a los esquemas DTT y de sus evolutivos. Para discusión y análisis, la presente investigación abordará cuestiones esenciales de los estándares más relevantes y revolucionarios.

El estándar candidato con implementaciones de prueba desde 2017 **ATSC 3.0** ha incluido nuevos elementos en el módulo BICM para aumentar su cercanía al límite de Shannon, siendo altamente eficiente sin potencia de transmisión adicional o ancho de banda. En ATSC 3.0, los resultados muestran que el módulo BICM proporciona no solo la mayor eficiencia espectral en comparación con cualquier sistema DTT actual, sino que también proporciona un aumento significativo en la máxima robustez y capacidad de transmisión. Cuando varias combinaciones de BICM satisfacen los requisitos de capacidad, se deben tener en cuenta algunas consideraciones para elegir la combinación de modulación y código más sólida. ATSC 3.0, el cual ya no es compatible con sus versiones anteriores, es un sistema que adopta una nueva capa física de transmisión, la cual refleja los últimos avances técnicos de manera que permita satisfacer la demanda creciente de usuarios multimedia. Se basa en la modulación OFDM con un potente código de corrección de errores LDPC. Soporta órdenes de constelación superior a los existentes en los sistemas anteriores de difusión de televisión digital terrestre: 1024 QAM y 4096 QAM. Admite el empleo de múltiples antenas de transmisión y recepción, dando cabida a la selección de formas de transmisión una entrada una salida *(del inglés Single-In-Single-Out, SISO)*, múltiples entradas una salida *(del inglés Multiple-In-Single-Out, MISO)* y MIMO. Para un ancho de banda de 6 MHz alcanza valores desde 1 Mbps hasta los 57 Mbps, incrementándose en, aproximadamente un 34 por ciento con respecto a su antecesor ATSC 1.0. La capa de transporte de ATSC 3.0 se basa en el empleo del Protocolo de Internet *(del inglés Internet Protocol, IP)*, a diferencia del encapsulamiento de trama de transporte, empleado por los restantes sistemas de DTT. ATSC 3.0 está diseñado con el objetivo de fusionarse a Internet como parte de la convergencia de

las tecnologías actuales. Esto le permite entregar a los distribuidores los servicios por banda ancha o por aire, brindando una nueva forma de interactividad [29]–[31].

La segunda generación de DVB es llamada Difusión de Video Digital -Terrestre de segunda generación *(del inglés Digital Video Broadcasting Terrestrial 2*, ***DVB-T2)***, estándar publicado en el 2008. Los cambios más significativos con respecto a la primera generación son: mejora de la eficiencia (tiene un 97 % más de capacidad), cambio al formato MPEG-4 AVC, llamado también H.264; permite modulación en 256QAM y tiene más opciones para el intervalo de guarda. DVB-T2, cuya versión actualizada está optimizada para recepción con dispositivos móviles, se introdujo en abril de 2012. Basado, pero no compatible con su anterior estándar DVB-T, permite un mejor uso del espectro con la mayor eficiencia espectral en más del 30 por ciento, lo que se logra al integrar el procesamiento de señales con transmisión OFDM mejorada, estructura de trama flexible, código LDPC / BCH *(del inglés Bose–Chaudhuri–Hocquenghem)*, modulación BICM-ID, diversidad de transmisión, rotación de constelación y reducción de la PAPR. DVB -T2 es el sistema de Difusión de Televisión Digital Terrestre *(del inglés Digital Terrestrial Television Broadcast, DTTB)* más avanzado con alta eficiencia espectral, rendimiento confiable y configuración flexible [31], [32].

China en el 2013 oficialmente certifica, en la UIT, la nueva norma **DTMB-A**. Las mejoras técnicas empleadas fueron en virtud de incrementar la sensibilidad de recepción, mejorar el aprovechamiento del espectro electromagnético y acrecentar la cobertura de las redes de frecuencia única *(del inglés Single Frequency Network, SFN)*. Utiliza codificación BCH/LDPC, tecnología TDS-OFDM *(del inglés Time Domain Synchronous-Orthogonal Frequency Division Multiplexing)* con modulación de subportadoras en Gray-APSK (del inglés Amplitude Phase Shift Keying), soporta MISO, y permite la transmisión de múltiples servicios por un canal de radiofrecuencia (del inglés radio frequency, RF) [31], [33].

1.3. Capacidad del canal.

En canales con presencia de AWGN la capacidad del canal se puede calcular según la ecuación 1.1, siendo SNR la relación señal a ruido del sistema. Dicha capacidad nunca va a

ser alcanzada por los sistemas en la práctica, ya que se parte de que se transmiten un número infinito de símbolos y la modulación y la demodulación son ideales.

$$Capacidad\left(\frac{\frac{bit}{s}}{Hz}\right) = log2(1 + SNR). \quad (1.1)$$

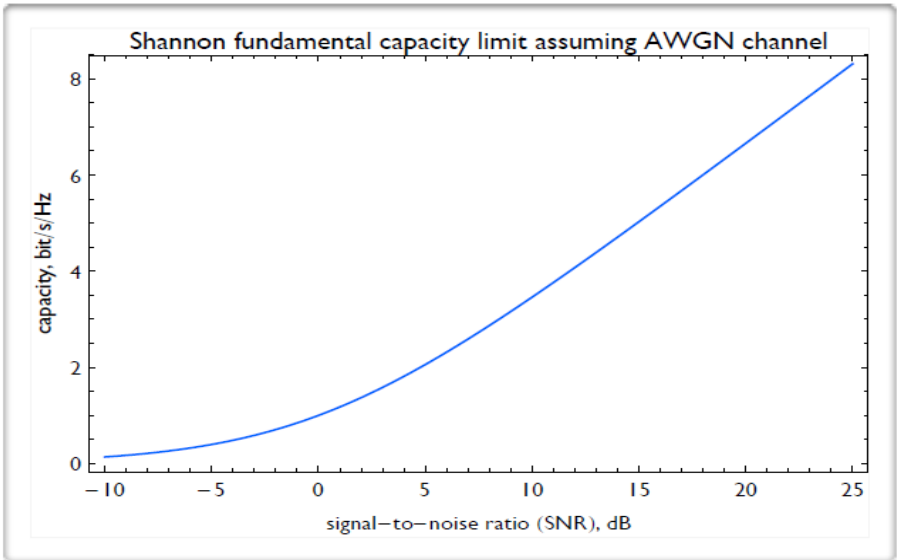


Figura 1.1. Límite de capacidad teórica de Shannon [34].

1.3.1 Capacidad del canal BICM.

La capacidad de un canal con Sistema BICM se puede calcular como la suma de las capacidades de cada bit de la constelación mapeada. La siguiente ecuación muestra la capacidad de cada bit asociado a un símbolo de la constelación [16], [35].

$$C_{b_i} = \iint \frac{p(y|\ b_i{=}0)log_2 p(y|\ b_i{=}0)+p(y|\ b_i{=}1)log_2 p(y|\ b_i{=}1)}{2} - p(y)log_2 p(y)drydiy \quad (1.2)$$

Donde b_i es uno de los bits de los símbolos de la constelación mapeada y *ry* e *iy* son la parte real e imaginaria del símbolo recibido *y*, respectivamente. Además $p(y|\ b_i = 0)$ es la probabilidad condicional de recibir *y* dado que el bit transmitido fue un 0 y $p(y|\ b_i = 1)$ es la probabilidad condicional de recibir *y* dado que el bit transmitido fue un 1.

Por lo tanto la ecuación para calcular la capacidad del canal BICM total es

$$C = \sum_{i=1}^{n} C_{b_i} \quad (1.3)$$

Donde $n = log_2 M$, asumiendo que M es el número de símbolos asociados a la transmisión y, por lo tanto, n seria la cantidad de bits por cada uno de estos símbolos asociados a la transmisión.

Estas probabilidades condicionales anteriormente utilizadas están definidas por la distribución gausiana, por lo que se calculan,

$$p(y|\ b_i = 0) = \frac{2}{n} \sum_{x_i \in C_b^0} \frac{e^{-\frac{(y-x_i)^2}{2\sigma^2}}}{\sqrt{2\pi}\sigma} \tag{1.4}$$

Y similarmente para $p(y|\ b_i = 1)$.

Finalmente $p(y)$ se puede expresar como

$$p(y) = \frac{1}{n} \sum_{x_i \in C} \frac{e^{-\frac{(y-x_i)^2}{2\sigma^2}}}{\sqrt{2\pi}\sigma} \tag{1.5}$$

Es importante destacar que los puntos a los que se hace referencia en las ecuaciones anteriores corresponden a la posición en los ejes de coordenadas de la constelación y se analizan según los grados de libertad que ofrezca su índice de modulación o número de símbolos de la constelación.

1.4. DTMB en Cuba.

Una de las normas empleadas en la transmisión de señales de televisión es la GB20600-2006 [2], más conocida como Difusión de Multimedia Digital Terrestre *(del inglés Digital Television Terrestrial Multimedia Broadcast, DTMB)*, la cual es una de las reconocidas por la Unión Internacional de Telecomunicaciones *(del inglés International Telecommunication Union, ITU)*. Además de ser la norma obligatoria en la R.P.China, ha sido adoptada oficialmente por diferentes países entre los que se encuentra Cuba. Más que un cambio necesario, la televisión digital es un proyecto prioritario e integral, de creación de infraestructura social, con el principal objetivo de poner a disposición de todos los ciudadanos los medios necesarios que le permitan acceder a los servicios televisivos y disfrutar de una televisión con una calidad homogénea y superior a la televisión analógica, además de las bondades de los servicios de valor agregado con que cuenta [36].

La norma DTMB sólo especifica los procesos de Codificación de Canal y Modulación introducidos anteriormente. Además regula que su interfaz de entrada debe cumplir con el estándar ISO/IEC 13818-1:1996, es decir, que acepta un flujo de transporte MPEG2; y deja la libertad de seleccionar para el resto del sistema de televisión digital diferentes estándares, ya sea de compresión de audio, video, y los servicios de datos que puedan ser implementados.

La migración en Cuba a la tecnología digital deja saldos positivos desde varios puntos de vista, desde las perspectivas del usuario final y como interés de país, partiendo desde este último es evidente que garantiza un empleo más eficiente y descongestión del espectro radioeléctrico, que es un recurso limitado, abriendo la posibilidad de introducir más canales de programación y nuevos servicios en el mismo espacio de frecuencia. Reducción de la cantidad de transmisores, lo cual se traduce en una reducción del consumo energético, disminución de la carga de las torres, menores pérdidas en el sistema del transmisor y menor necesidad de piezas de repuesto. También permite nuevas formas de creación y enriquecimiento de la producción audiovisual al disponer de texto e imágenes. A los desarrolladores de contenido les habilita una vía adicional para programación radial con calidad de audio digital, superior a FM, permite ofrecer al televidente el acceso a la Guía de Programación a demanda y ofrecer servicios de información en formato de texto e imágenes.

Las ventajas para los usuarios son también apreciables, pues visualiza la señal libre de distorsiones, fantasmas, ruidos, desvanecimientos, con mayor uniformidad la calidad de los canales, detecta mejor calidad de la señal recibida, su receptor sintoniza todos los canales desde un solo transmisor (sin necesidad de reorientar la antena cada vez para optimizar la calidad de la señal en diferentes canales), disfruta de un incremento de la cantidad de canales, además de tener la posibilidad de acceder a nuevos y útiles servicios.

1.5. Constelaciones No Uniformes. Conceptos generales.

De acuerdo con [31], [37], [38] varios de los estándares de nueva generacion tienen en común la implementación de esquemas de modulación basados en QAM. Algunos, en busca de combatir el multitrayecto, adaptarse a las condiciones del canal de comunicaciones o aumentar la capacidad de transmisión. En aras de atemperar la situación para buscar la mejora

significativa de las capacidades de transmisión, en [1] se aborda como las constelaciones QAM uniformes no cumplen lo requerido y se conduce a la idea de que las NUC podrían ofrecer una alternativa viable para la solución de dicha problemática. Siguiendo esta idea, se optimizan constelaciones que poseen tamaños hasta de 4096 QAM, logrando un aumento revelador en el cálculo de la capacidad del canal BICM, reduciendo así, el déficit del límite teórico de Shannon.

Estas constelaciones están optimizadas con respecto a uno de los ejes (dividiendo la QAM en dos modulaciones de amplitud de pulso y optimizando una de ellas) y, por lo tanto, se denominan constelaciones no uniformes de una dimensión (1D-NUC). También existen las constelaciones no uniformes de dos dimensiones donde su ganancia de capacidad es mayor con respecto a las 1D-NUC.

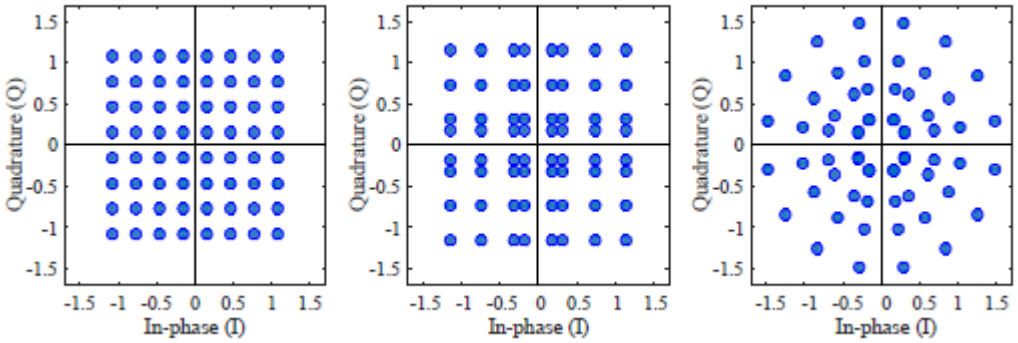


Figura 1.2. De izquierda a derecha se muestra 64QAM-UC, 1D-64NUC, 2D-64NUC [1].

Se ha demostrado [1] que la capacidad de un sistema de comunicación puede incrementarse si todos los puntos de la constelación se adaptan al rango de SNR en el que se espera que funcione el sistema. Esto significa que para cada valor de SNR, hay una ubicación para cada símbolo de constelación que maximiza la capacidad del sistema, por lo que, cada vez que se tenga una capacidad de sistema igual, esta técnica es capaz de proporcionar un valor de SNR más alto que el obtenido con una constelación uniforme.

1.5.1 Fundamentos de las constelaciones.

Según [13] una constelación es la forma en la que se envían los diferentes bits en un sistema de comunicaciones digitales. Estos bits se transportan en símbolos (compuestos de dos componentes, una en fase y otra en cuadratura) de la constelación, y un símbolo puede estar

compuesto de uno o más bits (dependiendo el tipo de constelación utilizada). Las constelaciones uniformes se caracterizan por su forma cuadrada y distribución uniforme de los símbolos. Además, se llevan utilizando desde hace mucho tiempo en sistemas de comunicaciones. Recientemente, se han propuesto constelaciones no uniformes (también llamadas constelaciones jerárquicas) para sistemas de radiodifusión. Se ha demostrado que la capacidad de un sistema de comunicaciones puede incrementarse si todos los puntos de la constelación se adaptan al rango de relación entre la potencia y el ruido recibido *(del inglés signal to noise ratio, SNR)* en el que trabaja el sistema. Esto significa que para cada valor de SNR, hay una única posición para cada símbolo de la constelación que maximiza la capacidad del sistema, es decir, para una misma capacidad del sistema, esta técnica proporciona un valor más alto de SNR que el obtenido con una constelación uniforme.

En [11], se presentan como objetivos demostrar que la rotación y la no uniformidad aplicadas simultáneamente pueden mejorar la capacidad de las constelaciones bidimensionales, e ilustrar cómo las rotaciones óptimas pueden variar con las constelaciones y la SNR. Los autores analizan diferentes casos y se puede apreciar que su enfoque no asume ninguna estructura en la constelación, por lo tanto es aplicable a las constelaciones no uniformes y uniformes por igual, mejorando así la capacidad de las constelaciones no uniformes y por consiguiente, aumentar la capacidad. Además son capaces de fusionar las dos técnicas para obtener mejores resultados, la no uniformidad así como la rotación de las constelaciones, probando positivamente los beneficios reales en función de las metas trazadas.

Existen otras bibliografías que corroboran lo expuesto en este documento, como [13], donde además se expresa que con dichas rotaciones se correlacionan los canales I y Q, donde no tendría sentido enviarlos al mismo tiempo, tanto así que es necesario separar ambas componentes, ya que debido a la rotación con una única información que se reciba es suficiente. También en [9] que es otro artículo de los autores en cuestión, se confirma lo expresado.

En [15] se analiza también la idea de estimar el rendimiento de las constelaciones no uniformes cuando se combinan con la técnica de rotación. Se enfatiza en demostrar que dichas constelaciones superan significativamente a las uniformes para todas las posibles combinaciones de modulación y codificación, incluso sin rotar, en función de los parámetros

SNR, BER y probabilidad de error de trama *(del inglés Frame Error Rate, FER)* tanto en un canal con ruido aditivo blanco gausiano *(del inglés Additive White Gaussian Noise, AWGN)* como en uno de Rayleigh. Sin embargo, arriban a conclusiones que difieren de los artículos presentados anteriormente ya que a pesar de que se demuestra la superioridad de ambas técnicas por separado, se llega a la conclusión de que los resultados de su combinación no son los mejores.

En [14] se investiga como inciden las constelaciones no uniformes en el rendimiento de los sistemas de modulación codificada y entrelazada de bits, sus resultados demuestran que con esta implementación las NUC son capaces de ofrecer una ganancia de configuración hasta de 0.21 dB. En el artículo logran optimizar las NUC de 1D y 2D, para hacer coincidir diferentes esquemas de codificación externa incluyendo códigos Convolucional Sistemático Recursivo *(del inglés Recursive Systematic Convolutional, RSC)* y códigos regulares de LDPC.

Ofrecen mejor relación señal a ruido de cada portadora, reduciendo así la interferencia entre los puntos de cada cuadrante de la constelación en uso. Recientemente, se ha otorgado un grado adicional de libertad al diseño de NUC para superar su deficiencia, que es el comportamiento por debajo de los 11 dB en SNR. Esta función avanzada se basa en considerar dos dimensiones (I y Q) cuando se crean constelaciones no uniformes *(2D-NUC)*. De hecho, para cada valor de SNR existe un esquema de constelación óptimo.

1.5.2 Clasificación de las NUC.

En la literatura consultada existen dos tipos de constelaciones no uniformes:

- **Constelaciones no uniformes de una dimensión** optimiza cada símbolo con respecto a un único eje de los dos posibles, lo que simplifica la complejidad de diseño de estas constelaciones. Se pueden demapear (obtener los bits recibidos a partir de los símbolos recibidos) con un simple demapeador de una dimensión. Las desventajas que presentan son, por un lado, el empeoramiento existente para valores de SNR menores de 11 dB y, por otro que, al optimizar las constelaciones respecto a un solo eje, los grados de libertad de búsqueda de constelaciones optimizadas son menores y, por tanto, las constelaciones no son las más óptimas.

- **Constelaciones no uniformes de dos dimensiones** cada símbolo se optimiza con respecto a ambos ejes, resultando constelaciones con una forma circular. La ventaja que presentan es el incremento de la capacidad del sistema con respecto a las constelaciones no uniformes de una dimensión y las uniformes. Sin embargo, presentan una serie de desventajas ya que la complejidad de diseño y el procesado en la etapa de recepción (es necesario un demapeador de dos dimensiones) es mayor que en el caso de las constelaciones no uniformes de una dimensión y las uniformes debido al mayor número de variables involucradas.

Los trabajos previos en la literatura describen el diseño de las NUC y sus ganancias potenciales. En 1974, se notó el déficit de capacidad para las constelaciones de QAM uniformes e introdujo el concepto no uniforme, obteniendo varias constelaciones que ofrecen una mejora de la capacidad. Fue el primer acercamiento a las constelaciones hoy en día conocidas como NUC, y constituyó la base de todos los estudios realizados hasta ahora. Estudios más recientes abordaron la optimización de NUC unidimensionales con 16 a 1024 símbolos, en un canal con AWGN. Aquí, el concepto de una constelación condensada se presenta por primera vez. Las NUC 1D y 2D de alto orden también se optimizan hasta 1024 símbolos, también para el canal AWGN. Las constelaciones presentadas se acercan al límite de Shannon hasta 0.036 bit / s / Hz a 29 dB de SNR, lo que corresponde a aproximadamente 0.1 dB. También se investigan NUC de alto orden con tamaños de constelación de hasta 4096 símbolos.

Como cuestión de hechos, el uso de NUC abre una amplia gama de posibilidades para explorar [1], [14], [35]. Las NUC también se combinan eficazmente con técnicas avanzadas de procesamiento de señal, como las constelaciones rotadas *(del inglés rotated constellations, RC)* [1], [13], [38]. Los NUC girados pueden ser especialmente efectivos cuando se utilizan técnicas que combinan la información transmitida a través de varios canales de radiofrecuencia. Los NUC también pueden combinarse eficazmente con la tecnología de múltiples entradas múltiples salidas *(del inglés multiple input multiple output, MIMO)*. La combinación de NUC y MIMO es un tema de investigación relativamente nuevo en la literatura, y se necesita más investigación, tanto en el transmisor como en el receptor [1].

Según lo demostrado en [13], [39], [40] para la obtención de las constelaciones no uniformes, se tiene como primer paso la rotación de la constelación, técnica utilizada en la modulación digital, básicamente en las modulaciones M-QAM, que consigue mejoras en la robustez (disminución del error de símbolo) y la eficiencia de la transmisión a partir de rotar las constelaciones de símbolos originales en un ángulo determinado. La idea básica es que los símbolos puedan reconstruirse a partir del valor de un único eje de la constelación, de forma que, si se pierde el valor del otro eje durante la transmisión, todavía se pueda reconstruir el símbolo enviado.

La ganancia que puede presentar una constelación no uniforme en dos dimensiones respecto a una de una dimensión o una uniforme puede ser de varios dBs para constelaciones de alto orden, el objetivo es hacer que las transmisiones de los dos canales no sean independientes entre sí, aumentando así la correlación entre estos.

Por lo tanto, se entiende que, si durante la transmisión se pierde el valor de uno de los ejes, con el valor del otro eje ya se tendría suficiente para poder determinar una posición dentro de la constelación. En este caso, el valor de I sí que brinda la información sobre el valor de Q y viceversa.

Los puntos p^R y p se pueden relacionar de la siguiente forma:

$$[p^R i\ p^R q] = [pi + pq] * \begin{bmatrix} \cos(\Theta) & -\sin(\Theta) \\ \sin(\Theta) & \cos(\Theta) \end{bmatrix} \quad (1.6)$$

Donde θ es el ángulo de rotación y los puntos en cada eje se pueden expresar como:

$$x_i = a_i \cos(\Theta) + b_i \sin(\Theta) \quad (1.7)$$

$$y_i = -(a_i) \sin(\Theta) + b_i \cos(\Theta) \quad (1.8)$$

Por lo tanto, el nuevo pulso de salida del emisor se expresaría como:

$$s(t) = \sum_{i=-\infty}^{i=+\infty} x_i\, p(t - iTs) \cos(2\pi f_c t) + \sum_{i=-\infty}^{i=+\infty} k y_i p(t - iTs) sen(2\pi f_c t). \quad (1.9)$$

Donde el parámetro K corresponde a un retraso temporal en el canal de cuadratura. Teniendo en cuenta las ecuaciones anteriores, se determinan los ángulos para la simulación de las constelaciones giradas. Con la rotación de la constelación se logran correlacionar los canales I-Q, lo cual facilita la tarea de decisión de los símbolos en el receptor ya que no necesita la

información completa (dígase I y Q) para lograr una decisión acertada. Una vez que se generan los símbolos según la nueva constelación rotada, no tendría sentido enviarlos al mismo tiempo, ya que si una interferencia ocurriese durante la transmisión, afectaría a los dos símbolos por igual y todo este proceso no tendría sentido, en el receptor no podría reconstruir el símbolo. En consecuencia, es vital separar los dos componentes de forma que el ruido les afecte de manera distinta a cada uno y existan mayores posibilidades de recibir al menos una parte del símbolo bien, porque debido a la rotación con esta única información se tiene suficiente.

Para conseguir esta separación entre canales se utiliza un entrelazado coordinado que separa de forma distinta los valores según el canal, de forma que siempre el canal (Q) estará desfasado un tiempo de pulso con respecto al canal (I). Dicho de forma sencilla, se introduce un retardo de un tiempo de pulso en el canal de cuadratura, retardo que corresponde al parámetro k de la fórmula anterior.

Es importante resaltar que este paso es vital para el buen funcionamiento del sistema y que toda rotación de la constelación requiere también de un retardo en el canal de cuadratura. Se consigue disminuir la probabilidad de error de símbolo en recepción para una misma relación SNR. Cuanto más grandes son los valores de relación SNR, más eficaz es la rotación de la constelación. Por lo tanto, en un canal ruidoso, la utilización de esta técnica permitirá tener más robustez.

Otros diseños de esquemas de constelaciones más eficientes se han propuesto a lo largo de los años. Sin embargo, muchos de los sistemas de comunicación que actualmente se utilizan están basados en la llamada arquitectura BICM, que es la empleada en la investigación en cuestión. Por lo tanto, para obtener esquemas con constelaciones óptimas que aumenten la eficiencia espectral del sistema, es necesario ver la ecuación de la capacidad del canal BICM. Esta ecuación muestra que la capacidad del canal BICM para un canal en particular depende principalmente de dos parámetros: la posición de los puntos de la constelación y la relación señal a ruido (SNR). De hecho, para cada valor de SNR existe un esquema de constelación óptimo.

1.5.3 Constelaciones óptimas no uniformes.

Los grados totales de libertad (DoF) en la optimización 1D-NUC son:

$$DoF = \frac{\sqrt{M}}{2} - 1. \quad (1.10)$$

Donde M representa el número de símbolos de la constelación en evaluación. La optimización de las constelaciones de orden superior requiere aumentar el número de variables, lo que también incrementa la carga de optimización. El número de parámetros de optimización para las constelaciones con cardinalidad de 16, 64, 256, 1024 y 4096 puntos requiere: 1, 3, 7, 15 y 31 variables de optimización, respectivamente. En general, la optimización comienza desde el mapeo de Gray y calcula los símbolos de constelación en un eje a partir de los parámetros indicados en la **Tabla 1.1**.

El objetivo es identificar los parámetros óptimos a = [a0, a1,..., aN] que indican los valores positivos de los símbolos en un componente específico I o Q (parte real o imaginaria, respectivamente), donde N representa el DoF total. Debido a la restricción de la normalización de potencia, el valor más pequeño a0 se establece en 1. Para un objetivo de SNR, la capacidad de BICM se calcula como una función de a. A partir de este parámetro, es necesario generar la secuencia {-aN, -aN-1,..., - a1, -1,1, a1,..., aN-1, aN} que da las posiciones particulares de símbolos de constelaciones en cada componente. Es necesario tener en cuenta que con QPSK el DoF es $N = \frac{\sqrt{4}}{2} - 1 = 0$, y no hay una optimización posible con esta constelación. Las constelaciones con 16 puntos de cardinalidad son el caso más simple para evaluar.

Aunque condensadas, las constelaciones de orden superior aumentan la potencia necesaria para transmitir todos los símbolos posibles. Desde este punto de vista, es mejor transmitir órdenes de baja constelación que permitan usar eficiencias espectrales similares mediante el uso de razones de códigos *(del inglés Code Rate, CR)* más altos. A altas SNR, las posiciones convergen hacia una forma uniforme. Sin una CR robusta, la mejor opción es empaquetar los símbolos de la constelación lo más espaciados posible [1].

Tabla 1.1. Parámetros de optimización de NUC 1D QAM.

Constelación	DoF	Parámetros a optimizar
16 NUC	1	a_1
64 NUC	3	a_1, a_2, a_3
256 NUC	7	a_1, a_2,…, a_7
1024 NUC	15	a_1, a_2,…,a_{14}, a_{15}
4096 NUC	31	a_1, a_2,…,a_{30}, a_{31}

Extrapolación a constelaciones de orden superior

Un mayor número de DoF da una mejoría mucho mayor que 16 NUC, en comparación con sus versiones uniformes. En consecuencia, NUC más grandes se acercan progresivamente al límite teórico de Shannon, pero el algoritmo necesita iteraciones adicionales para encontrar la solución óptima.

Cuando se consideran 64 NUC, se deben optimizar 3 parámetros diferentes (a1, a2, a3), como muestra la **Tabla 1.1.** Como se hizo con 16NUC, se consideran las posiciones QAM como variables iniciales, ya que la complejidad no es realmente alta y, por lo tanto, el algoritmo no alcanza mínimos locales. En general, las variaciones con SNR son similares a 16 NUC, pero obtienen un mayor nivel de condensación. A 5 dB, la constelación converge completamente a un 16 NUC. A 0 dB, 64 NUC colapsa en constelaciones QPSK si la SNR es lo suficientemente baja, por lo que hay dos niveles de condensación. Por otro lado, a valores altos de SNR las posiciones convergen hacia valores uniformes de QAM.

Optimización de constelación rectangular

Según se expresa en [14], para optimizar los puntos de la constelación M-QAM rectangular, cada dimensión (es decir, Q-ASK con $Q = \sqrt{M}$) se optimiza de la siguiente manera. La probabilidad de cada punto Q-ASK es 1 / Q, pero las coordenadas xi, i = 1, 2,..., Q, de los puntos se eligen apropiadamente. Por lo tanto, la función de distribución acumulativa gausiana, que tiene valores entre cero y uno, se divide en Q partes iguales con Q + 1 límites i_0, i = 0, 1, ..., Q. Las coordenadas xi de los puntos de señal se dan luego como los centroides de estas partes $\frac{\frac{i}{Q}+\frac{i-1}{Q}}{2} = \frac{2i-1}{2Q}$, siendo,

$$x_i = CDF^{-1}\left(\frac{2i-1}{2Q}\right) = \sqrt{2}erf^{-1}(\frac{2i-1-Q}{Q}) \quad (1.11)$$

Donde i = 1, 2,..., Q. La ganancia de configuración alcanzable aumenta con el tamaño de la constelación en crecimiento.

Optimización de constelación circular

Además [14] propone que las dos dimensiones de la constelación QAM circular se optimizan conjuntamente. Los símbolos complejos optimizados deben seguir una distribución gausiana compleja. La amplitud y la fase de una variable aleatoria gausiana compleja son independientes y conforman una distribución de Rayleigh y una distribución uniforme, respectivamente. Al usar esta idea, la constelación de señal circular óptima se genera en base a un procedimiento iterativo de cuantificación polar *(del inglés iterative polar quantization, IPQ)*. En IPQ, los puntos de la constelación se distribuyen en círculos de radios determinados por la distribución de Rayleigh. Por lo tanto, la constelación circular M-QAM está optimizada para obtener una constelación M-IPQ basada en el error de cuantificación de la media cuadrática mínima. El número óptimo de puntos Li por i -ésimo círculo con radio mi está determinado por,

$$Li = \frac{\sqrt[3]{m_i^2 \int_{r_i}^{r_i+1} p(r)dr}}{\sum_{i=2}^{Lr} \frac{1}{M} \sqrt[3]{m_i^2 \int_{r_i}^{r_i+1} p(r)dr}}, i=1,2,\ldots,L_r \quad (1.12)$$

Donde Lr es el número de círculos en la constelación y p (r) es la función de distribución de Rayleigh. El radio del i-ésimo círculo está determinado por,

$$m_i = \frac{2\sin(\Delta\theta_i/2 \int_{r_i}^{r_i+1} rp(r)dr}{\Delta\theta_i \int_{r_i}^{r_i+1} p(r)dr}, \Delta\theta_i = \frac{2\pi}{L_i}. \quad (1.13)$$

Los límites de integración están determinados por,

$$r_i = \frac{\pi(m_i^2 - m_{i-1}^2)}{2\left[m_i L_i \sin\left(\frac{\Delta\theta_i}{2}\right) - m_{i-1}L_{i-1}\sin(\Delta\theta_{i-1}/2)\right]}. \quad (1.14)$$

1.5.4 Constelaciones no uniformes para comunicaciones.

En [1] se determina que el uso de constelaciones no uniformes en comunicaciones de difusión de una sola antena se ha estudiado desde distintos puntos de vista de transmisión y recepción.

Esto incluye el proceso de optimización, el análisis de rendimiento y la complejidad (demapeo y cuantificación). Con MIMO, se modifican los sistemas de transmisión y recepción, ya que se utilizan múltiples antenas. El uso de varias antenas afecta claramente tanto el modelo de canal como el rango de SNR en el que funcionan las constelaciones. Las constelaciones optimizadas para SISO pueden no ser óptimas para MIMO, como se propone en el proceso de estandarización ATSC 3.0. La capacidad MIMO aumenta con la SNR a una velocidad mayor que el esquema SISO. Esta diferencia en la eficiencia espectral se debe a la ganancia de multiplexación para un canal MIMO que emplea dos antenas de transmisión y recepción con flujos independientes. La ganancia depende también del canal particular.

Otro concepto interesante es el uso de constelaciones condensadas [34]. La idea es transmitir varios símbolos agrupados en grupos, lo que permite utilizar más bits por símbolo. En este caso, los bits más significativos proporcionan una robustez similar, pero los bits menos significativos se utilizan para proporcionar información adicional. Por otro lado, el uso de constelaciones de orden inferior permite aumentar la CR, por lo que en la práctica ambas constelaciones proporcionan un rendimiento similar. Otra característica a tener en cuenta es el consumo de energía. Aunque condensadas, las constelaciones de orden superior aumentan la potencia necesaria para transmitir todos los símbolos posibles. Desde esta perspectiva, es mejor transmitir órdenes de baja constelación que permitan usar eficiencias espectrales similares mediante el uso de CR más altos.

1.6. Constelaciones bidimensionales no uniformes de alto orden.

Es necesario mejorar el método de optimización para diseñar 2D-NUC con símbolos 1024 y 4096, logrando ganancias de capacidad extremadamente altas en comparación con QAM y 1D-NUC. A su vez, las ganancias de rendimiento proporcionadas por estas constelaciones deben estudiarse a fondo. Otra opción es considerar la condensación antes de la optimización, para CR bajos. En tal caso, solo deben calcularse los conglomerados de símbolos, reduciendo ligeramente la capacidad obtenida pero reduciendo drásticamente tanto el DoF como el número de iteraciones para alcanzar la solución óptima.

1.7. Conclusiones del capítulo.

En este capítulo se presentó un acercamiento a las tendencias de los estándares de última generación. Además se describieron las características de las NUC, así como su clasificación y sus ventajas con respecto a las constelaciones uniformes.

CAPÍTULO 2. MATERIALES Y MÉTODOS.

En el presente capítulo se diseña un algortimo para obtener la representación de las NUC y se muestran además todos los bloques definidos en el estándar DTMB sobre el cual se va a trabajar para medir el comportamiento de las NUC propuestas, así como una breve explicación de su funcionamiento.

2.1. Diseño del método de trabajo a seguir para la obtención de las métricas necesarias.

Para llevar a cabo la implementación de las NUC en el estándar DTMB fue necesario seguir una serie de pasos que condicionaran un esquema factible en el que se pudieran obtener los resultados para ser analizados. Para ello nos auxiliamos de los pasos descritos en la siguiente figura que parte del montaje del esquema DTMB, la optimización de la representación de los símbolos NUC en función de la capacidad BICM y culmina con el análisis de los resultados obtenidos.

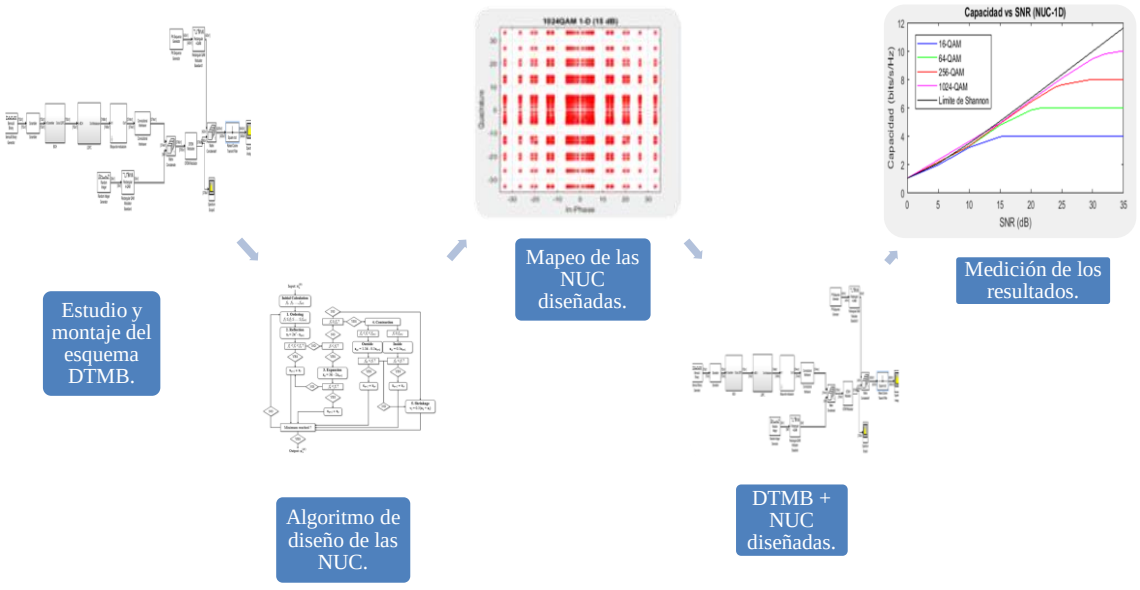


Figura 2.1. Método de trabajo a seguir.

2.2. Materiales empleados.

Para la realización de este proyecto es necesario contar con la herramienta **Simulink** del *software* **Matlab R2017a**, la cual será caracterizada en el capítulo con la finalidad de facilitar su comprensión y utilización. La selección del *software* de modelado de sistemas **Matlab,** y su herramienta **Simulink** obedece principalmente a que contiene los módulos necesarios para poder modelar y simular un sistema de DTT.

Además se analizan parámetros de las modulaciones QAM, para luego incurrir en el diseño de las NUC.

Matlab es una potente y sofisticada herramienta de computación para resolver cálculos técnicos y científicos. Se especializa en cálculos que involucran vectores y matrices, de ahí que su nombre en una abreviatura de *Matrix Laboratory*. También integra operaciones de programación y visualización. Usando **Matlab** se pueden analizar datos, desarrollar algoritmos y crear modelos y aplicaciones. El rango de aplicaciones incluye procesamiento de señales y comunicaciones, procesamiento de imagen y video, sistemas de control, pruebas y medidas, computación financiera y biología computacional [41].
Las principales características de **Matlab** son: lenguaje de alto nivel para la computación numérica, visualización y desarrollo de aplicaciones; ambiente interactivo para la solución de problemas, diseño y exploración interactiva; funciones matemáticas para álgebra lineal, estadística, series de Fourier, solución de ecuaciones, construcción de gráficos para la visualización de datos y herramientas para su personalización; herramientas para la construcción de aplicaciones e interfaces gráficas; y funciones para la integración de algoritmos basados en **Matlab** con aplicaciones externas y lenguajes como C, Java, .NET y Microsoft Excel.

Simulink proporciona un entorno gráfico que facilita enormemente el análisis, diseño y simulación de sistemas (de control, electrónicos, etc.), al incluir una serie de rutinas que resuelven los cálculos matemáticos de fondo, junto con una sencilla interfaz para su uso. Proporciona un entorno de usuario gráfico que permite dibujar los sistemas como diagramas de bloques tal y como se haría sobre un papel.

El conjunto de componentes incluidos junto al programa **Simulink**, incluye bibliotecas de fuentes de señal, dispositivos de presentación de datos, sistemas lineales y no lineales,

conectores y funciones matématicas. En caso de que sea necesario, se pueden crear nuevos bloques a medida por el usuario.

El programa **Simulink** se inicia desde el botón *"Simulink Library Browser"* (Biblioteca de Simulink) de la ventana de comandos de **Matlab**, o desde la línea de comandos mediante la orden: >>**simulink.**

Una vez iniciado el programa el entorno de trabajo queda dividido en tres partes.

- La ventana de comandos de **Matlab** desde la que se puede ejecutar cualquier comando del mismo, dar valores a variables y controlar la ejecución de las simulaciones.
- La ventana de la biblioteca de **Simulink** desde la que se seleccionan los componentes que se van a insertar en el sistema a simular.
- La ventana de los modelos en las que se dibujan los mismos y se realizan y controlan las simulaciones.

Mathematica es el sistema de computación global más poderoso del mundo. Desde su primer lanzamiento en 1988, ha tenido un profundo efecto en la manera en que se aplica la computación en las áreas técnicas, científicas, educativas, y en el mundo de los negocios y la industria. Entre las fortalezas de **Mathematica** destaca **Wolfram Language**, un poderoso lenguaje de programación de alto nivel simbólico-numérico, con funciones y super-funciones asociadas a extensas bases de datos y amplia agilidad algorítmica. Esto permite que **Mathematica** sea utilizado ampliamente en campos como ciencias de la vida, ingenierías, supercómputo, ciencia de datos, economía, finanzas y muchas otras áreas, sin necesidad de cajas de herramientas adicionales [42].

2.3. Diseño de las constelaciones NUC en 1D.

Para el diseño de las constelaciones NUC en 1D se utilizó el algoritmo iterativo ***Nelder-Mead*** el cual fue escogido por su facilidad de implementación y entendimiento [1]. Dicho algoritmo propone la optimización de los símbolos en la constelación a través de la optimización de la ecuación de capacidad de un canal BICM, definida en el **Capítulo 1**.

El algoritmo está compuesto por cinco pasos fundamentales, los cuales son llamados:

1. ***Ordering***

2. ***Reflection (ρ)***
3. ***Expansion (χ)***
4. ***Contraction (γ)***
5. ***Shrinkage (σ)***

El algoritmo original propone que los parámetros deben satisfacer las condiciones siguientes:

$\rho > 0$, $\chi > 1$, $\chi > \rho$, $0 < \gamma < 1$, $0 < \sigma < 1$.

Las decisiones más comunes y las escogidas para utilizar son las siguientes:

$\rho=1$, $\chi=2$, $\gamma=0.5$, $\sigma=0.5$.

El mismo propone que para una *n* cantidad de vértices, están asociadas *n+1* funciones. También se define quien sería *x*, que no es más que el vector que contiene los DoF de la modulación que se esté optimizando y *f(x)*, que sería la función donde se evalúa el vector *x*. En nuestro caso serían:

$$x = [a_1, a_2, \ldots . a_n], \textit{donde } \boldsymbol{a} \textit{ sería la posición del símbolo a optimizar}. \quad (2.1)$$

$$f(x) = -C_{BICM}. \quad (2.2)$$

Para formar la matriz x con los vectores correspondientes se realiza lo siguiente, donde δ es igual a 0.05:

- $x_1^{(0)} = [x_{11}, x_{12}, \ldots , x_{1n}]$ *este es tomado como vector de entrada.*
- $x_2^{(0)} = [(1+\delta)x_{21}, x_{22}, \ldots , x_{2n}]$
- $x_3^{(0)} = [x_{31}, (1+\delta)x_{32}, \ldots , x_{3n}]$
- $x_{n+1}^{(0)} = [x_{n+1}, x_{(n+1)2}, \ldots , (1+\delta)x_{(n+1)n}]$

1. ***Ordering***

En este paso se ordenan los vectores de mayor a menor atendiendo al resultado de su $f(x)$ respectiva.

2. ***Reflection***

Aquí se calcula un vector x_r, que está definido por la siguiente ecuación:

$$x_r = 2x_{med} - x_{n+1} \text{ ; donde } x_{med} = \sum_{i=1}^{n} x_i/n. \quad (2.3)$$

Si la función evaluada en x_r es mayor que f_1 y menor que f_n, se escoge este vector y la iteración termina, y en la siguiente iteración el vector que ocupa el lugar x_{n+1} es reemplazado por x_r y el proceso es repetido nuevamente.

3. Expansion

Si la función evaluada en el vector reflejado es menor que la función evaluada en el vector con el mayor resultado, la expansión se calcula:

$$x_e = 3x_{med} - 2x_{n+1} \quad (2.4)$$

Se calcula la función evaluada en el vector x_e. Si el resultado es menor que f_r, entonces el vector expandido es seleccionado y la iteración termina. Si por el contrario el resultado es mayor o igual que f_r, se selecciona el vector x_r y la iteración termina.

4. Contraction

Si f_r es mayor o igual que f_n, se pueden formar dos diferentes tipos de *contractions*, dependiendo de f_{n+1}.

- ***Outside contraction:*** si $f_n \leq f_r \leq f_{n+1}$, entonces se calcula:

  $$x_{oc} = 1.5x_{med} - 0.5x_{n+1}. \quad (2.5)$$

Si f_{oc} es menor que f_r , se escoge le vector x_{oc} y la iteración termina. De lo contrario se pasa al paso 5.

- ***Inside contraction:*** si $f_r \geq f_{n+1}$, entonces se calcula:

  $$x_{ic} = 0.5x_{n+1}. \quad (2.6)$$

Si f_{ic} es menor que f_{n+1}, se selecciona el vector x_{ic} y la iteración termina, de lo contrario se pasa al paso 5.

5. Shrinkage

Cuando ninguno de los criterios considerados anteriormente se cumple, se pasa a este estado. La función es evaluada en los *n* vértices de la siguiente manera:

$$v_i = x_1 + \sigma(x_i - x_1) = 0.5(x_1 + x_i). \quad (2.7)$$

En el **Anexo I** se muestra un diagrama de estado que describe el algoritmo iterativo Nelder Mead que incluye los cinco estados considerados y las posibles situaciones mientras dure la optimización.

El algoritmo se implementó en un *script* de **Matlab** donde se obtienen las posiciones óptimas, recalculando las capacidades y comparándolas, donde la condición de parada sería lograr la igualdad hasta cuatro lugares decimales después de la coma tanto del vector x, como de $f(x)$. Además se implementó la ecuación del cálculo de capacidad del canal BICM en una función

del **Mathematica**, la cual es capaz de integrar correctamente sin las limitantes de la función equivalente presentada en el *script* de **Matlab (ver Anexo II)**. En el **Anexo V** se muestran ejemplos de constelaciones NUC entre 16QAM y 1024QAM de las diseñadas por el algoritmo para SNR específicas.

2.4. Simulación del estándar DTMB en Simulink.

Según el Estándar Nacional Chino GB 20600-2006, con título *"Framing Structure, Channel Coding and Modulation for Digital Television Terrestrial Broadcasting System (DTMB)"*, para la correcta implementación del mismo se debe cumplir con el siguiente esquema:

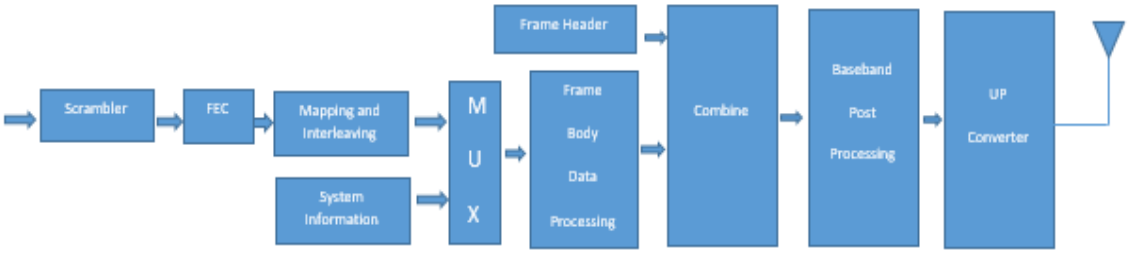


Figura 2.2. Diagrama de transmisión del estándar DTMB [2].

A los datos a la entrada les son aplicados los siguientes procesos: inicialmente son aleatorizados, luego se pasa por los bloques de código de corrección FEC, por el mapeo de constelaciones y el entrelazado. A continuación se produce el multiplexado del bloque de dato básico y la información de sistema, formando así el cuerpo de la trama. Seguidamente se lleva a cabo la combinación del cuerpo y cabecera de la trama, con la introducción de la secuencia PN como encabezado, en el cuerpo de la trama se forma la trama de la señal. La trama de la señal es convertida en señal de datos banda base, la cual se procesa y adecua en un ancho de banda específico y finalmente esta señal de datos banda base es trasladada en frecuencia para ser convertida en señal de radiofrecuencia (RF) en banda UHF o VHF para ser transmitida [43], [44].

Además se implementa también en el **Simulink** el diagrama de recepción con los mismos parámetros del estándar para poder medir el desempeño del mismo correctamente, así como todas las mejoras que le confieran las NUC en 1D diseñadas.

2.4.1. Datos de entrada.

Para la simulación, los datos de entrada se generarán con el bloque *Bernoulli Binary Generator* y sus parámetros se llenarán como se muestra a continuación.

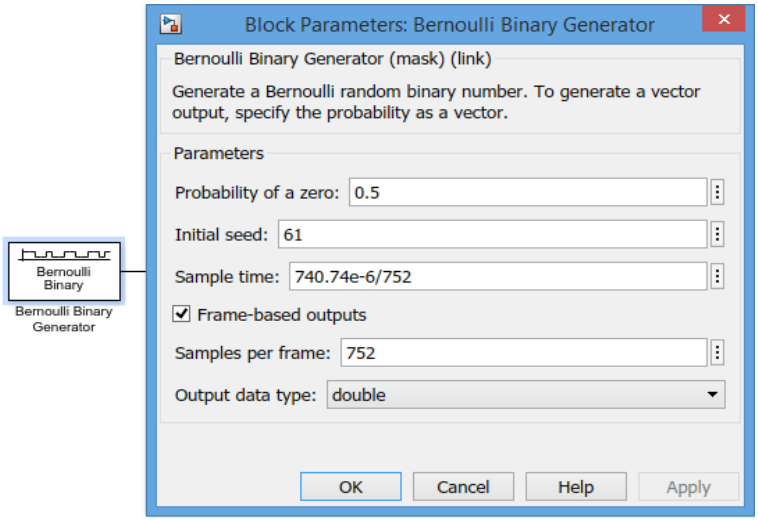


Figura 2.3. Interfaz de configuración del bloque Bernoulli Binary Generator.

2.4.2. Aleatorizador.

El *Scrambler* o *aleatorizador* es un elemento que genera una secuencia de bits pseudoaleatoria *(del inglés Pseudo Random Bits Sequence, PRBS)* esta se construye a base de un registro de desplazamiento con realimentación lineal *(del inglés Lineal Feedback Shift Register, LFSR)* cuya entrada es una función lineal de su estado anterior. La función lineal que utiliza es un *OR exclusivo*, así la entrada es manejada por esta operación lineal en la que intervienen varios elementos del registro [2], [43].

Según lo expresado en la norma el código de aleatorización es una PRBS de longitud máxima. El polinomio generador será: $G(X) = 1 + X^{14} + X^{15}$ el cual indica que las salidas de la etapa 14ª y 15ª en el registro de desplazamiento hacen un XOR para formar la retroalimentación y la salida del LFSR. El estado inicial del LFSR es "100101010000000" a partir del cual se genera la PRBS.

La secuencia pseudoaleatoria se debe generar a la misma velocidad que la información que se va a transmitir, o sea, se debe combinar un bit de información con un bit pseudoaleatorio. El primer bit en la salida del generador de PRBS se aplicará al primer bit del primer byte de

flujo de entrada mediante la operación XOR para aleatorizar los datos. El aleatorizador se restablecerá a su estado inicial al comienzo de cada trama de señal.

Este proceso asegura una mejor transmisión de los datos aleatorios, mejora la calidad de sincronización del código, haciendo que el espectro de la señal sea más similar a las características del ruido blanco. Con esto se distribuyen los bits de modo que no haya grupos grandes de unos y ceros reduciendo así los errores en ráfaga.

Este bloque se encuentra en el **Simulink** y solo es necesario especificar los datos antes expuestos quedando de la siguiente manera.

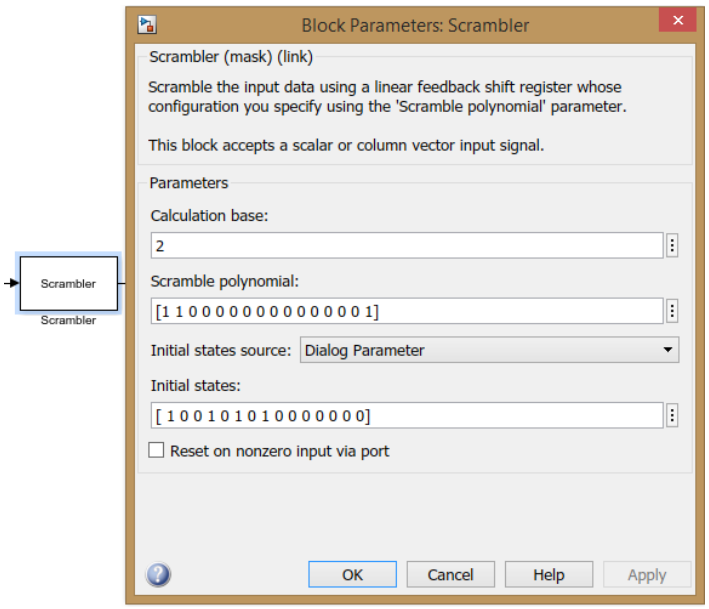


Figura 2.4. Interfaz de configuración del bloque Scrambler.

2.4.3. FEC.

El bloque de codificación FEC del estándar DTMB se encarga de agregar los bits de chequeo necesarios para proteger a los datos de información de errores provocados por diversos factores durante la transmisión. El mismo se compone de un Codificador Externo BCH y un Codificador Interno LDPC.

Los grupos de palabras codificadas BCH son concatenadas hasta formar palabras de cuatro, seis u ocho grupos BCH, en dependencia de la razón de código empleada: 0.4, 0.6 o 0.8. Su longitud será de 3048, 4572 o 6096 bits, a los mismos se le añaden los bits redundantes del codificador LDPC para formar palabras de longitud fija e igual a 7493 bits. Finalmente se

retiran los primeros cinco bits de chequeo de la palabra codificada, dicho proceso se justifica con el objetivo de transmitir en una Trama Señal (unidad básica de transmisión del estándar DTMB), o sea un número fijo de Tramas de Transporte (TS) de 188 bytes [2], [44].

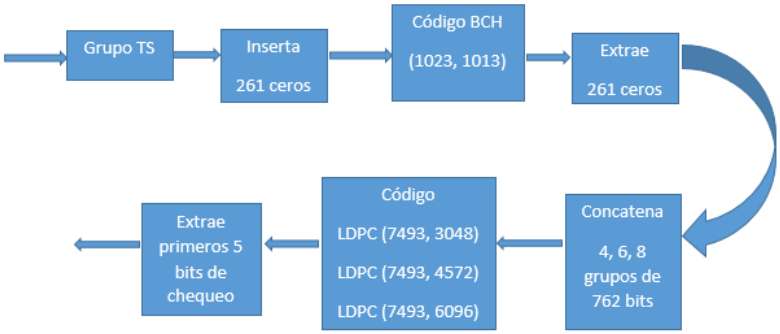


Figura 2.5. Diagrama en bloques del bloque codificador FEC.

BCH

El codificador externo es del tipo BCH (762,752) correspondiente a 752 bits de información y 10 de chequeo. Este se obtiene del código BCH (1023,1013) que se forma rellenando los bits de información con 261 ceros y así se obtienen los 1013 bits. Una vez obtenida la palabra de código se extraen los 261 ceros ubicados en la cabecera de la misma, esto es posible pues el código es sistemático, ubicando los bits de información por delante de los de chequeo. En la simulación, los pasos descritos quedan de la siguiente manera.

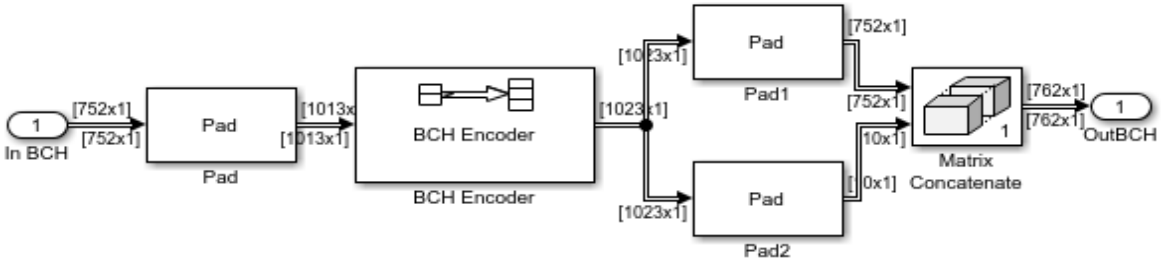


Figura 2.6. Diagrama en Simulink del bloque codificador BCH.

LDPC

EL Codificador LDPC es de baja densidad pues es un código de bloque lineal representado por una matriz de chequeo de paridad H (m x n) con baja densidad de unos; se considera baja la densidad si es menor del 1% de todos los elementos de la matriz H.

La matriz H está representada por un arreglo de matrices circulantes, en la cual cada fila es un desplazamiento cíclico de la anterior, la primera fila es un cambio cíclico de la última fila, y así mismo sucede con las columnas. El peso de cada fila es uno, lo que significa que el peso de las columnas será igual, dando la propiedad de regulares a las submatrices y de irregular a la matriz compuesta.

El anexo B de la norma define la primera fila de cada submatriz, expresando la posición del 1, que compone a la matriz de chequeo de paridad del código LDPC. En el **Simulink** existe un bloque LDPC Encoder al cual se le inserta una matriz generada en un *script*, que especifica dicha matriz pero es necesario cambiarla por otra ya que corresponde a la norma europea DVB, para ello se conforma una función en **Matlab** que sea capaz de generar la matriz en cuestión **(ver Anexo IV)**, la cual utiliza documentos de texto para importar los datos necesarios que son facilitados en el estándar. Además al cargar la función en el **Simulink**, este puntualiza que la matriz identidad o triangular deben estar al final de la matriz de chequeo de paridad, y la norma la define al inicio, por lo que en la programación desarrollada se realizan transformaciones para lograr dichos requerimientos.

El anexo A de la norma define en hexadecimal la primera fila de cada submatriz circulante ($G_{i,\,j}$) de tamaño 127X127 que junto a la matriz identidad forman la matriz generadora del código LDPC llamada G_{qc}. Para llegar a la matriz de chequeo de paridad se le aplican una serie de transformaciones a la matriz $G_{qc.}$ **(ver Anexo III)** [45], [46].

En la investigación fueron implementadas ambas matrices pero se decidió cargarle al bloque la obtenida desde el anexo A de la norma. Según los pasos explicados anteriormente se conforma un subsistema LDPC en el **Simulink** que se presenta de la siguiente manera [47]–[53].

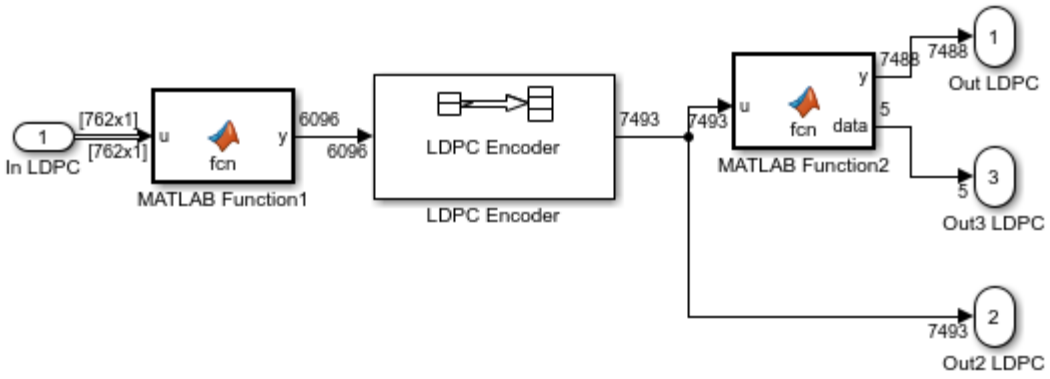


Figura 2.7. Diagrama en Simulink del bloque codificador LDPC.

En el subsistema para lograr la implementación del bloque LDPC como lo exige la norma DTMB, fue necesario la utilización de los bloques *Matlab Function*, se utilizaron para concatenar los bloques BCH según el FEC rate que se esté utilizando y para extraer los primeros cinco bits de información a la salida del LDPC Encoder.

2.4.4. Mapeo.

La modulación de amplitud en cuadratura *(del inglés Quadrature Amplitude Modulation, QAM)* ofrece diversas velocidades dependiendo de la aplicación y de las características del canal de transmisión. Al aumentar la cantidad de señales en la constelación aumenta la BER para la misma potencia de transmisión, debido a que las señales están más cerca unas de otras en las constelaciones, y la posibilidad de confundirlas aumenta. La modulación de amplitud en cuadratura se consigue sumando dos señales moduladas en amplitud y desfasadas 90°, las cuales no se interfieren mutuamente pues son ortogonales.

En el estándar se definen 5 modos de mapeo: 64QAM, 32QAM, 16QAM, 4QAM y 4QAM-NR. Los modos 4QAM y 4QAM-NR corresponden a la demanda de servicios móviles de alta velocidad, soportan transmisiones SDTV, a la vez que mantienen un balance adecuado entre cobertura y calidad de la señal en los receptores. Los modos de 32QAM y 64QAM corresponden a la demanda de altas velocidades y soportan HDTV y múltiples canales SDTV [2], [43].

En **Simulink** existe el bloque de modulación nQAM, para poder simular esta parte del diagrama, sin embargo no se utilizará en ninguna de las combinaciones los modos 4QAM y

4QAM-NR pues no se consideran un objetivo fundamental el compararlos con las modulaciones NUC, ya que no poseen DoF, además el modo 4QAM-NR es una técnica que rompe con el esquema elaborado. Tampoco se analizarán las 32 QAM pues solo se optimizan aquellas constelaciones que poseen una cantidad par de bits por símbolos, ya que este factor es una premisa en el cálculo de capacidad del canal BICM.

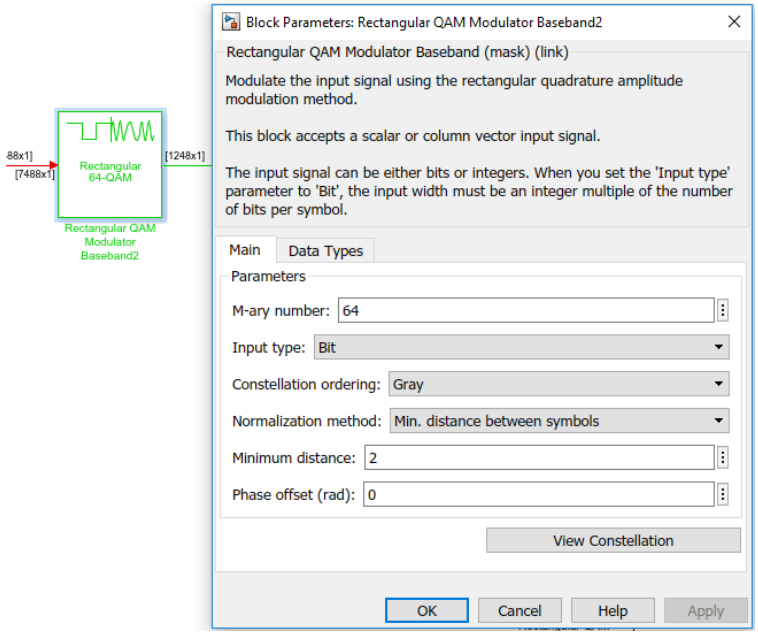


Figura 2.8. Interfaz de configuración del bloque Rectangular QAM Modulator Baseband.

Conjuntamente con las modulaciones definidas por la norma, para darle cumplimiento a los objetivos de la investigación se elaboraron varias técnicas que responden a las modulaciones NUC. Es en este paso donde se intercambian los bloques habituales por los confeccionados, utilizando el bloque General QAM Modulator Baseband para poder hacer mediciones una vez construido el esquema atendiendo a parámetros como capacidad del canal, BER y SNR. Este bloque se utiliza indicando en forma de vector en la casilla de *Signal Constellation* las coordenadas de los puntos calculadas anteriormente en el programa diseñado para obtener las NUC en 1D.

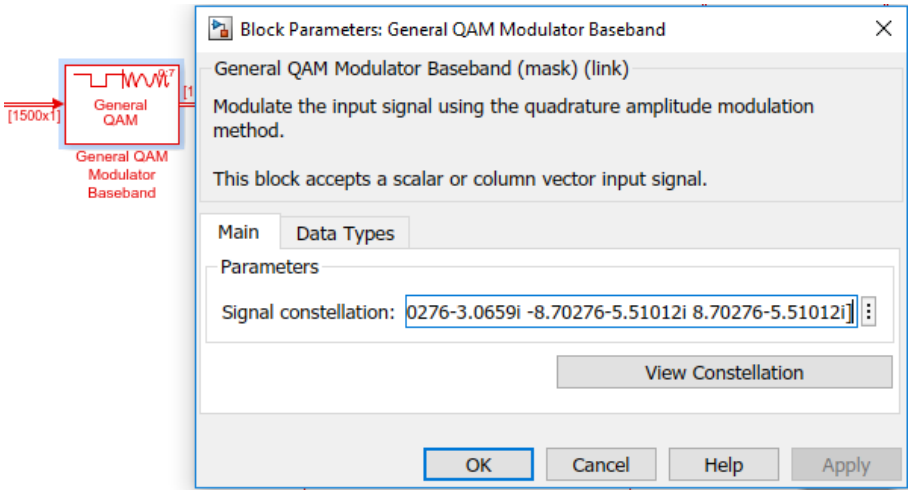


Figura 2.9. Interfaz de configuración del bloque General QAM Modulator Baseband.

2.4.5. Entrelazado.

La norma define dos tipos de entrelazado, en el dominio del tiempo y en el de la frecuencia [54]–[58]. El entrelazado mejora el rendimiento de los sistemas de radio digital a expensas de aumentar el espacio en memoria, la complejidad del sistema y el retardo en el tiempo.

Entrelazado de tiempo

Se ejecuta a través de un entrelazado convolucional, el cual define una cantidad de BxN arreglos, donde B es el número de registros de desplazamiento y M es la profundidad del mismo, o sea el tiempo de entrelazado. El retardo total se calcula como B*(B-1)*M y la rama cero se sincroniza con el primer símbolo de datos.

Según la norma [2] existen dos modos a utilizar, son llamados entrelazado corto o modo 1 y entrelazado largo o modo 2. Para el primero, B=52 y M=240 símbolos, el intervalo de entrelazado y des-entrelazado es de 100ms y el retardo total de entrelazado y des-entrelazado es de 170 tramas de la señal. Para el segundo, B=52 y M=720 símbolos, el intervalo de entrelazado y des-entrelazado es de 300ms y el retardo total de entrelazado y des-entrelazado es de 510 tramas de la señal. El entrelazado de mayor profundidad provoca mayor retardo de símbolos recibidos y el espacio total en memoria requerido es mayor, pero a su vez la eficiencia de corrección de error aleatorio aumenta.

En el programa existe el bloque *Convolutional Interleaver*, el cual es el encargado de realizar este proceso de una manera muy fácil para el usuario ya que solo es necesario definir los parámetros antes descritos.

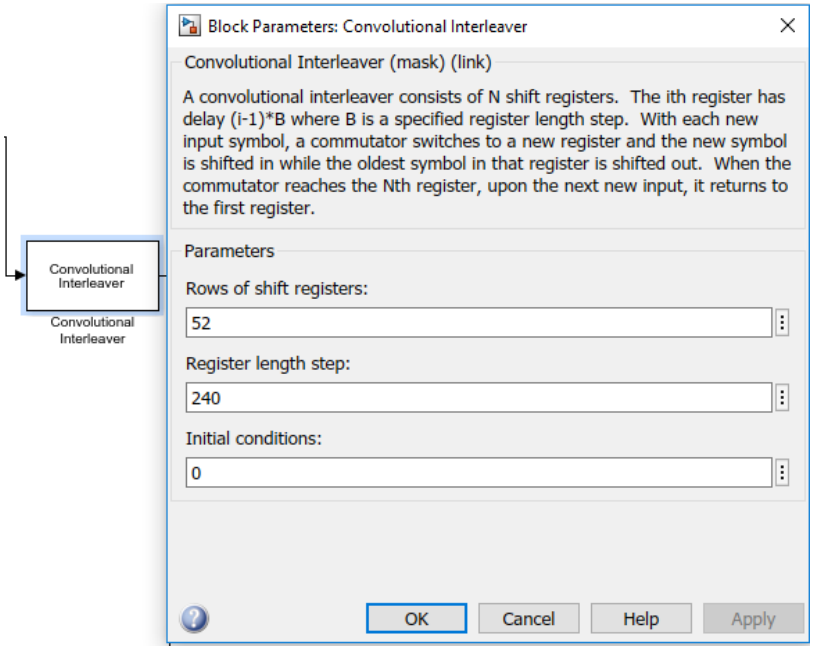


Figura 2.10. Interfaz de configuración del bloque Convolutional Interleaver.

Entrelazado de frecuencia

El entrelazado en frecuencia se usa cuando se trabaja en modo multiportadora (C=3780). Su propósito es mapear los símbolos de las constelaciones en las 3780 portadoras de forma entrelazada en el interior del cuerpo de la trama de manera que los datos queden aleatorizados en el dominio de la frecuencia. En nuestro esquema siempre vamos a trabajar con dicho modo para no tener que hacer ajustes a la hora de correr la simulación, y además poder ver en conjunto como trabajan los dos entrelazados definidos por el estándar.

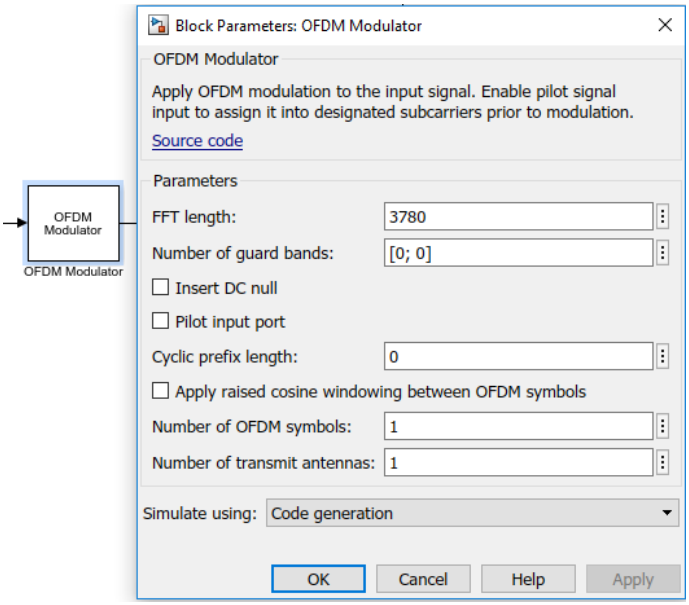


Figura 2.11. Interfaz de configuración del bloque OFDM Modulator.

2.4.6. Información del sistema.

Este es el encargado de proveer la información necesaria referente a demodulación y decodificación, mapeo, tasas de codificación LDPC, modos de entrelazado y modos de transmisión (multiportadora o única portadora). En total existen 64 modos definidos en el anexo G del estándar. Los 6 bits de información son convertidos en 32 bits mediante técnicas de espectro esparcido, valiéndose de secuencias Walsh y Secuencias Pseudo-Aleatorias Binarias (PRBS), ambas de longitud 32. Después de esta conversión, a los 32 bits se le agregan otros 4 con información sobre el modo de transmisión, conformando los 36 bits de Información de Sistema. Estos 36 bits se transforman en otros tantos símbolos luego de mapearlos 4QAM. Para esta parte se utilizó para aligerar el esquema un bloque generador de 36 bits aleatorios.

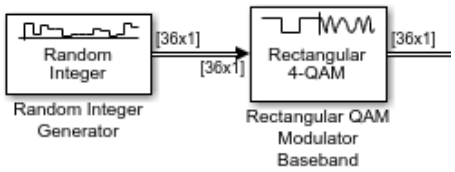


Figura 2.12. Bloque generador de los 36 bits de Información del Sistema.

2.4.7. Procesamiento del cuerpo de la trama.

Este se forma al multiplexar 3744 símbolos de datos con los 36 símbolos de información del sistema antes descritos. Como habíamos dicho antes el estándar soporta dos modos de configuración (C=1 y C=3780). Los símbolos del cuerpo de la trama se componen de adicionar 3744 y 36 que dan un total de 3780, los cuales están definidos por la función:

$$Fbody(k) = \frac{1}{\sqrt{C}} \sum_{n=1}^{C} X(n) e^{j2\pi n \frac{k}{C}}, \qquad (2.8)$$

donde C=3780 y X (n) es la señal a modular.

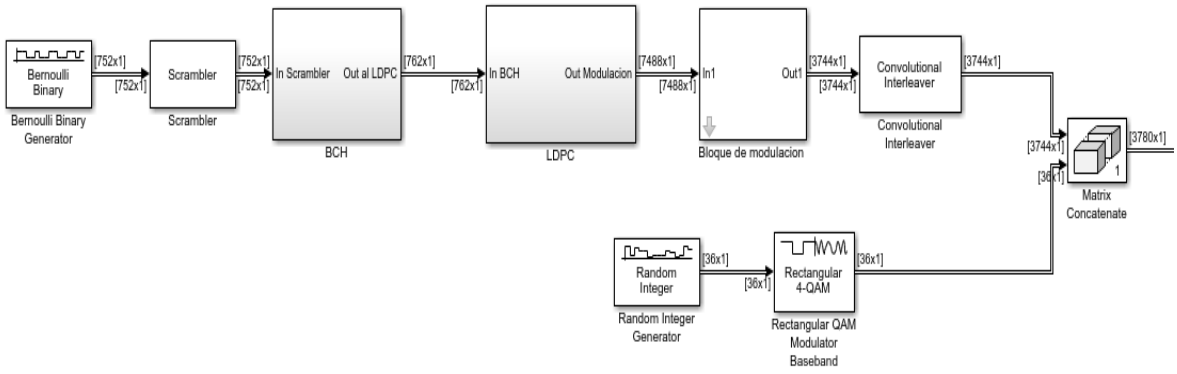


Figura 2.13. Formación del cuerpo de la trama en Simulink.

2.4.8. Encabezado de la trama.

Existen tres longitudes diferentes definidas por el estándar: 420, 595 y 945 símbolos. Los objetivos principales de la cabecera de la trama es actuar como medio de sincronización, estimación de canal e intervalo de guarda. El intervalo de guarda previene ecos de la trama anterior de interferir con la actual. Las secuencias de 420 y 945 bits se transmiten con el doble de la potencia media del cuerpo de la trama.

El encabezado de trama se emplea como intervalo de guarda temporal para proveer inmunidad a la dispersión de canal y superar la interferencia inter-símbolo (ISI). En el caso de DTMB la guarda consiste en secuencias pseudo-aleatorias (PN) conocidas, a las cuales no se les aplica modulación OFDM; este nuevo esquema de modulación se denomina TDS-OFDM porque es en estas secuencias pseudo-aleatorias donde se almacena la información necesaria para el sincronismo de la señal en el receptor. La nueva técnica posibilita una más

rápida y eficiente sincronización, predicción de canal y ecualización. La modulación de las cabeceras es 4QAM en la misma forma que con los bits de Información del Sistema.

Los polinomios generadores para cada encabezado definidos por el estándar son los siguientes:

$$G_{420}(x) = 1 + x + x^5 + x^6 + x^8 \quad (2.9)$$

$$G_{595}(x) = 1 + x + x^3 + x^{10} \quad (2.10)$$

$$G_{945}(x) = 1 + x^2 + x^7 + x^8 + x^9 \quad (2.11)$$

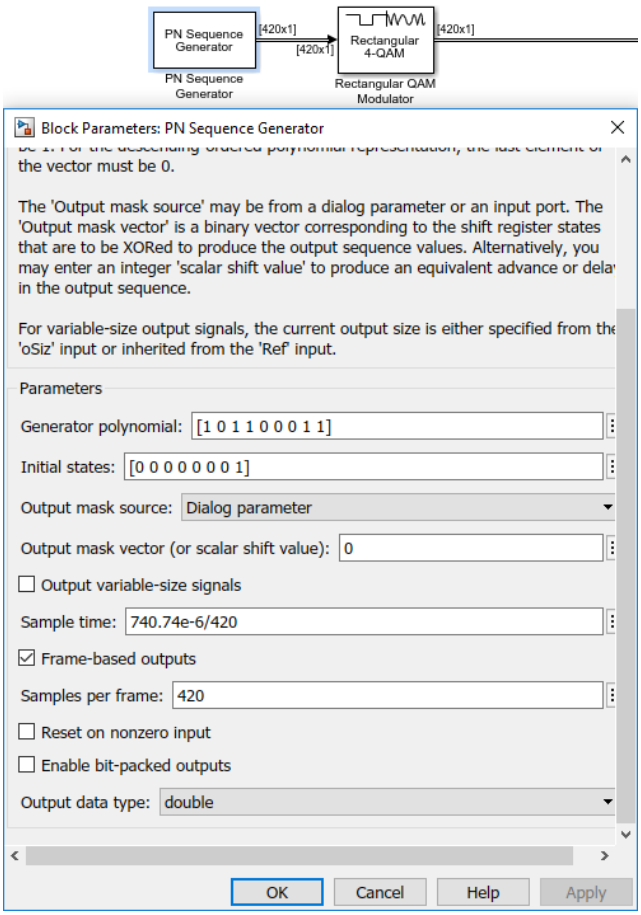


Figura 2.14. Interfaz de configuración del bloque PN Sequence Generator.

2.4.9. Formación de la Trama Señal.

La estructura de trama de este estándar está sincronizada en tiempo real y es jerárquica con 4 capas. La capa inferior se denomina trama señal, la súper trama se define como un grupo de tramas señal, la trama minuto se define como un grupo de súper tramas y la capa superior

se llama Trama Calendario del Día *(del inglés Calendar Day Frame, CDF)* formada por un grupo de tramas minuto.

Trama Señal

Es la unidad básica de la estructura de trama del sistema. La trama señal se compone de dos partes, el encabezado y el cuerpo de la trama. La razón de símbolo en banda base para el cuerpo y la cabecera es la misma. Como en nuestro país el ancho de banda es de 6 MHz, la razón de símbolos pasa a ser 5.67 Msps.

El encabezado está compuesto por la secuencia pseudoaleatoria PN y puede tomar tres longitudes mientras que el cuerpo tiene un período de tiempo fijo. En todas las opciones de cabecera debe cumplirse que la razón de símbolos sea 5.67 Msps.

Para todos los modos de estructura trama señal el cuerpo de trama incluye el mismo número de símbolos (3780 símbolos, de los cuales 36 son de Información de Sistema y 3744 de datos) y una duración de 666.667μs (3780*1/5.67Msps).

Tabla 2.1. Duración total de la trama señal.

Opción de cabecera de la trama	Cabecera de la trama	Cuerpo de la trama	Intervalos de la trama
1. 420 símbolos	420/5.67Msps	3780/5.67Msps	740.8 μs
2. 595 símbolos	595/5.67Msps	3780/5.67Msps	771.6 μs
3. 945 símbolos	945/5.67Msps	3780/5.67Msps	833.334 μs

Super Trama y Trama Minuto

Esta trama tiene una duración de 125 ms, lo que significa que se necesitan 8 para completar un segundo y por consiguiente 480 para completar una Trama Minuto.

Trama Día

Posee una duración de 24 horas y se necesitan 1440 tramas minuto para completarla.

Estructura de la Trama Señal

La Trama Señal es el elemento básico de la estructura de la trama, y como antes se expuso está compuesta por la cabecera y el cuerpo de la trama, por consiguiente a la hora de ser ubicada dentro de una Super Trama no siempre va a caber la misma cantidad. Como una Super Trama demora 125 ms, se calculan la cantidad de Tramas Señal de la siguiente manera:

- Opción 1: (125 ms*7.56 μs)/(3780+420)=225 Tramas Señal
- Opción 2: (125 ms*7.56 μs)/(3780+595)=216 Tramas Señal
- Opción 3: (125 ms*7.56 μs)/(3780+945)=200 Tramas Señal

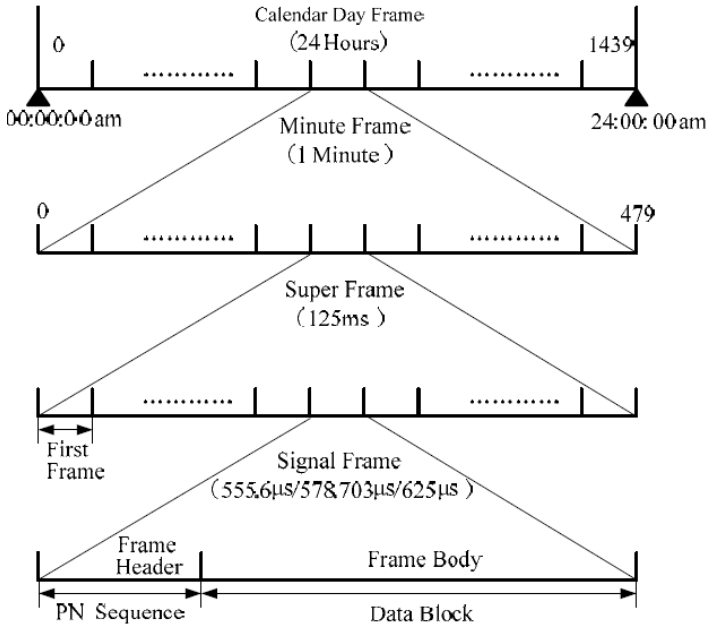


Figura 2.15. Jerarquía de la estructura de la trama [2].

2.4.10. Procesamiento de datos Banda Base.

Para realizar este paso es utilizado un filtro raíz cuadrada coseno alzado *(del inglés Square Root Raised Cosine, SRRC),* con un factor de roll off (α) de 0.05. La expresión que describe la respuesta de frecuencia del filtro en cuestión es la siguiente:

$$H(f) = \begin{cases} 1 & |f| \le f_n(1-\alpha) \\ \left\{\frac{1}{2} + \frac{1}{2}\cos\frac{\pi}{\alpha f_n}\left(\frac{|f|-f_n(1-\alpha)}{2}\right)\right\}^{\frac{1}{2}} & f_n(1-\alpha)|f| \le f_n(1+\alpha) \\ 0 & |f| \ge f_n(1+\alpha) \end{cases} \quad (2.12)$$

Donde,

α = 0.05 es el factor de *roll off* del filtro SRRC, este factor está relacionado al intervalo que hay que dejar para que nuestro canal no interfiera ni sea interferido por otros.

fn = 1/2Ts , Ts = 1/5.67M siendo Ts el período de símbolo [2].

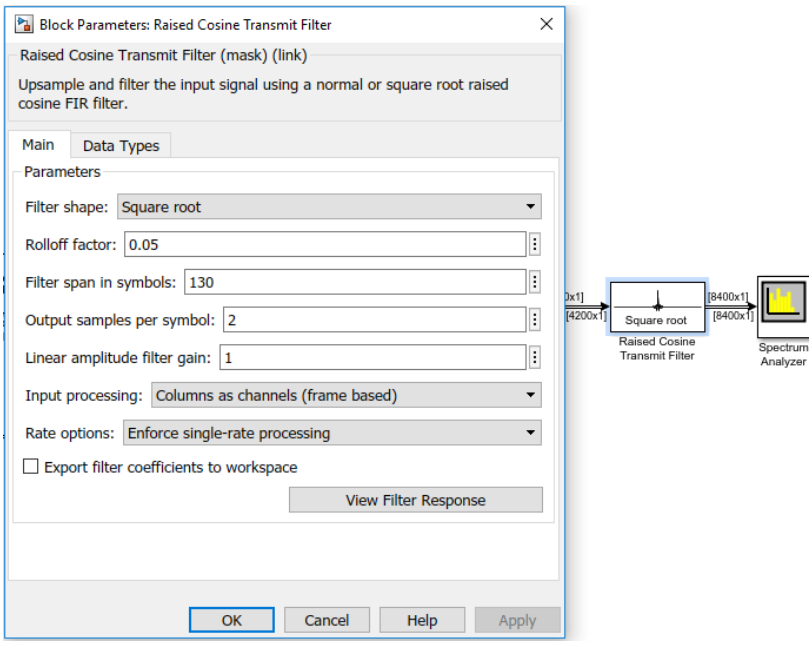


Figura 2.16. Interfaz de configuración del bloque Raised Cosine Transmit Filter.

2.4.11. Up Converter.

La señal de datos Banda Base debe ser convertida a señal de radiofrecuencia pata poder ser transmitida, esta conversión esta dad por la ecuación:

$$S(t) = Re\{exp(j2\pi F_c t) \times [h(t) \otimes Frame(t)]\} \quad (2.13)$$

Donde,

S(t) es la señal de RF.

Fc es la frecuencia de portadora en MHz.

h(t) es la función de respuesta al impulso del SRRC.

Frame(t) es la señal en Banda Base que comprende la trama compuesta por la cabecera de la trama y el cuerpo de la trama.

2.5. Conclusiones del capítulo.

En este capítulo, se describió el metodo empleado para obtener las NUC en 1D y sus respectivas capacidades con valores establecidos de SNR. Además, se explicó bloque a bloque en el **Simulink** como emular el estándar DTMB, para a posteriori llevar a cabo la inserción de las NUC obtenidas con el método y pasar al análisis de los resultados en el **Capítulo 3**.

CAPÍTULO 3. RESULTADOS Y DISCUSIÓN.

En este capítulo se presentan y analizan los resultados obtenidos en cuanto a probabilidad de error de bit y capacidad de canal en función de SNR para diferentes razones de QAM/FEC, tanto de las NUC en 1D como para las conocidas UC. Los resultados de las simulaciones validan el comportamiento de las NUC sobre las UC y la mejora del desempeño del estándar DTT.

3.1. Análisis de los valores BERvsSNR para las UC en el esquema DTMB.

Para llevar a cabo el primer análisis, se parte como se mencionó en el **Capítulo 2** de la implementación en bloques del esquema DTMB en **Simulink**; la representación **(Figura 3.1)** se realiza en función del estándar GB20600. Inicialmente se llevan a cabo varias corridas de simulación en las que se analiza la probabilidad de error de bit para diferentes valores de SNR del canal AGWN. Este primer análisis es consecuente con los resultados esperados pues demuestra en función de los diferentes valores de FEC (0.4/0.6/0.8) y las diferentes modulaciones utilizadas las aptitudes correctoras del bloque codificador así como los resultados de las BER obtenidas son tabulados en la Tabla 3.1.

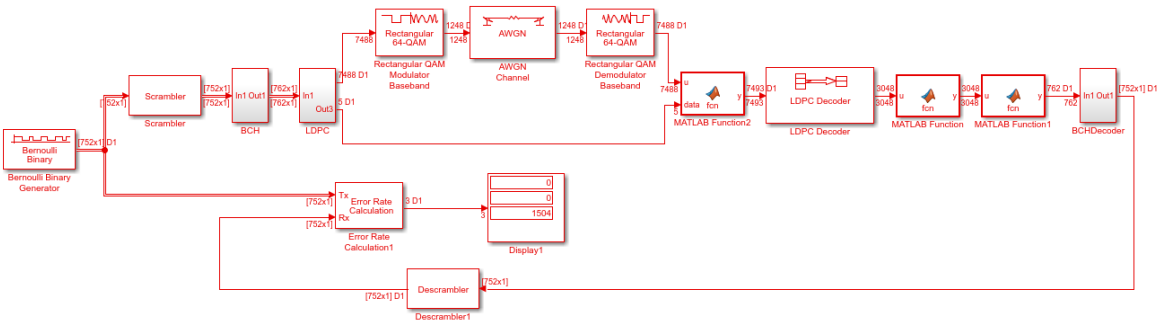


Figura 3.1. Representacion en Simulink del esquema en bloques para el estándar DTMB a utilizar.

Tabla 3.1. Representación de las BER en función de SNR para las diferentes razones de código y esquemas de modulación del estándar DTMB.

SNR	$BER_{16QAM/FEC}$			$BER_{64QAM/FEC}$		
	0.4	**0.6**	**0.8**	**0.4**	**0.6**	**0.8**
3	0.04723	0.04842	0.04951	0.06192	0.06354	0.06377
3.5	0.0359	0.03717	0.03749	0.04662	0.04851	0.04751
4	0.02607	0.02713	0.02665	0.0338	0.03537	0.03501
4.5	0.0185	0.01959	0.01902	0.02441	0.02522	0.02504
5	0.01308	0.01369	0.01291	0.01659	0.01728	0.01691
5.5	0.008499	0.008884	0.008725	0.01108	0.01209	0.01173
6	0.004687	0.005187	0.00514	0.006405	0.006655	0.006944
6.5	0.00239	0.002937	0.00289	0.003802	0.004312	0.004101
7	0.001594	0.001656	0.001804	0.002448	0.002968	0.002547
7.5	0.0008436	0.0007812	0.0009139	0.001229	0.00114	0.001125
8	0.0003281	0.0002812	0.0003984	0.0007395	0.0005781	0.0004765
8.5	-	0.0001562	0.0002109	-	0.0005833	0.0003437
8.7	9.374e-5	-	-	0.0002187	-	-
9	-	3.125e-5	9.374e-5	-	0.0001666	0.0001172
9.5	-	-	-	-	6.249e-5	2.343e-5
9.6			4.687e-5	-	-	-

Además, la **Figura 3.2** muestra la representación de la matriz H dispersa para las tres FEC definidas por la norma cuya característica principal es la baja densidad de unos utilizada en cada caso partiendo del anexo B de la norma y obtenida a partir del código implementado y presentado en el **Anexo IV**. Este paso es de vital importancia para poder obtener las BER antes mostradas.

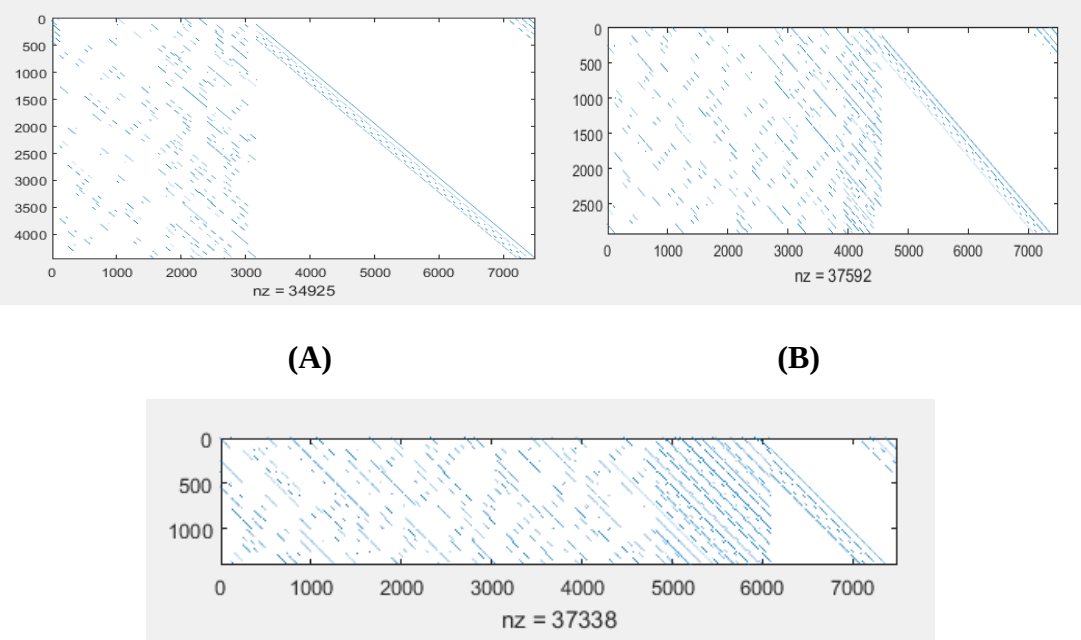


Figura 3.2. A, B y C. Representación de las matrices H utilizadas en cada razón de código.

Como desde el punto de vista de diseño del modelo de **Nelder Mead** para la optimización de las NUC, resulta imprescindible determinar los valores de SNR pues se parte de elaborar unas gráficas que muestren las curvas de BERvsSNR que describe cada razón de código para las UC. De este modo, se podrá seleccionar el valor del SNR en la región de caída en donde el valor de BER disminuye de manera gradual hacia un mínimo conclusivo. Lógicamente, el comportamiento para los esquemas de codificación en los que se le agrega mayor cantidad de bits redundantes trabajan a valores de SNR más bajos y a los que se les agrega menos poseen peor comportamiento y por tanto, peor BER. La curva a utilizar se hace logarítmica en el ejeY (BER) para mostrar el fenómeno de un modo más claro.

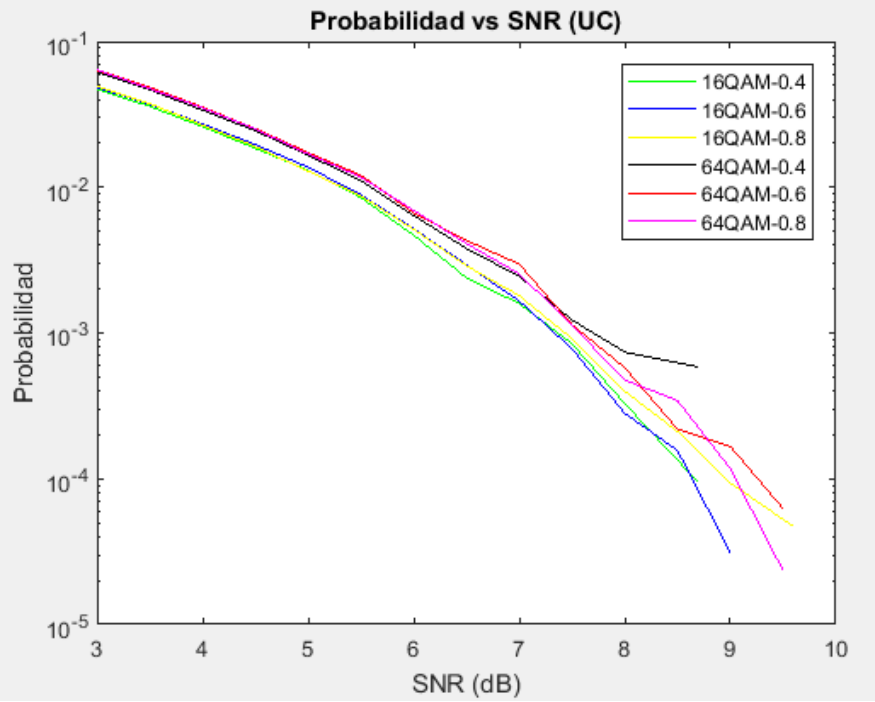


Figura 3.3 Representacion de BERvsSNR para los diferentes modos de DTMB.

Para analizar las constelaciones en las modulaciones QAM, se decidió realizar un experimento donde fue medida la BER contra SNR en un rango de 0-5 dB, cambiando la mínima distancia entre los puntos, las distancias analizadas fueron 2, 3 y 4. Consecuentemente, la **Figura 3.4** muestra la incidencia de la distancia intersímbolo en función de la BER. Los resultados, expresan que al expandir los símbolos en las constelaciones se obtienen mejores BER. Estos aumentos de amplitud vienen aparejados a un aumento de potencia, que es un factor que siempre se encuentra en detrimento en los sistemas de comunicaciones digitales, por lo que es necesario entonces optimizar dichas amplitudes, pero que no afecten el parámetro potencia y a la vez generen ganancias de capacidad y de BER, dotando al sistema de mayor eficiencia espectral y robustez.

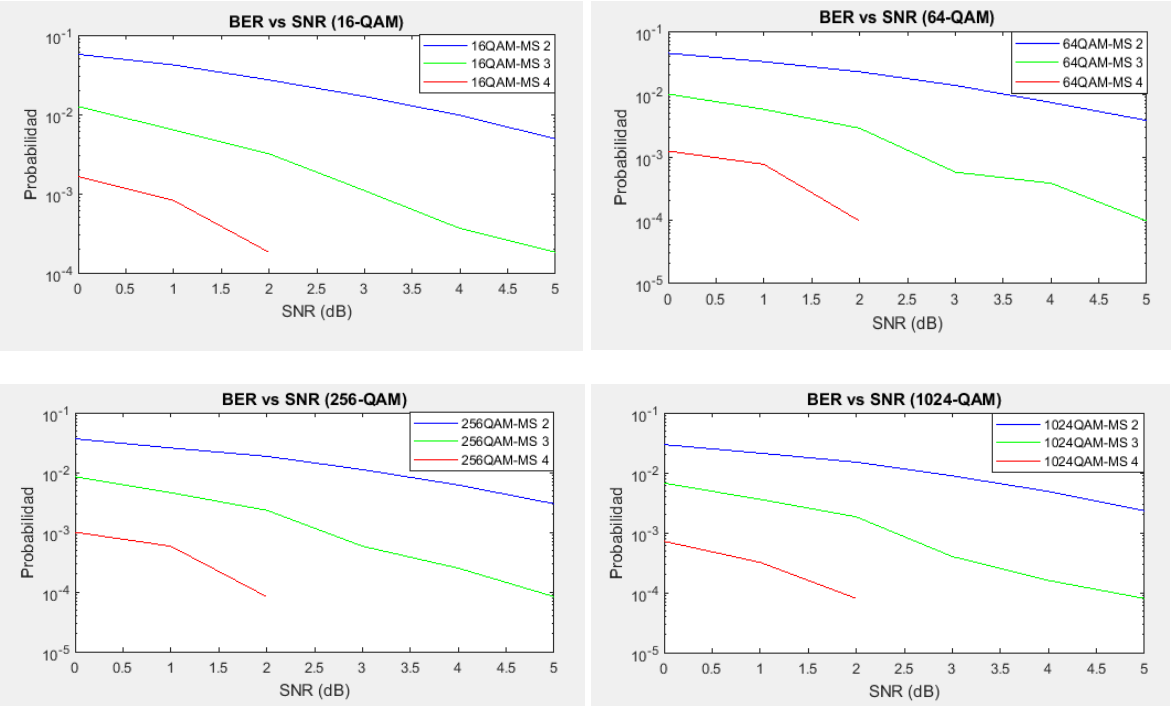


Figura 3.4. Gráficos de BER vs SNR cuando cambian las mínimas separaciones entre los puntos en las constelaciones QAM.

3.2. Cálculo de la capacidad BICM para el diseño de las NUC.

Para el cálculo de la capacidad se parte del esquema de modulación 16QAM. Recuerde que para 4QAM no tiene sentido y para 32QAM no se logra pues solamente esta técnica se realiza para las modulaciones cuya cantidad de bits por símbolo es un resultado par del total de símbolos ($\log_2$ (M)) en busca de una cosntelacion de forma rectangular y por tanto se implementa en los casos 16, 64, 256 o 1024 y 4096 QAM. En este estudio solo se llevarán a cabo los cálculos para 16 y 64 pues son los modos utilizados por el estándar.

Para el diseño de las 1D NUC se evade la característica que poseen las UC de la "uniformidad" de la distancia entre sus puntos adyacentes y se usa la acepción discutida en el epígrafe 1.5.3 sobre los DoF para los puntos de la nueva constelación optimizada. Recordar que estos DoFs varían en cantidad de acuerdo al índice de la constelación QAM pero como se hacen en 1D se tiene simetría respecto respecto al cero.

La modulación 16QAM, tiene únicamente 1 DoF **(Tabla 1.1)**, luego aplicando la simetría la obtención de la representación en la parte imaginaria resulta sencilla. Recordar además que

se ha de partir del hecho de que la contelacion uniforme tiene sus símbolos mapeados en {-3, -1, 1, 3} a una distancia uniforme mínima entre ellos de dos, las modulaciones con índices mayores también siguen el mismo comportamiento, y se usa código Gray para representar la posición inherente de cada símbolo para las señales en cuadratura. Evaluando esta constelación en los valores de caída de SNR, para cada modo (0.4/0.6/0.8) tabulado se obtiene un nuevo valor de símbolos a mapear en función de {-a, -1, 1, a} o {-a3, -a2, -a1, -1, 1, a1, a2, a3} para el caso de 64QAM. La representación obtenida se muestra en la **Tabla 3.2** y se grafica en la **Figura 3.5**. Estos valores concuerdan con la representación de los mismos en función de otros métodos de diseño diferentes.

Tabla 3.2. Posiciones relativas de los puntos de las constelaciones diseñadas.

Índice de modulación (QAM)	FEC	SNR (dB)	DoF (posiciones)
16	0.4	8.7	a1= 3.6
	0.6	9	a1= 3.45
	0.8	9.6	a1= 3.45
64	0.4	8.7	a1= 2.81109; a2= 5.20405; a3= 8.47988
	0.6	9.5	a1= 2.98028; a2= 5.4101; a3= 8.70172
	0.8	9.5	a1= 3.0659; a2= 5.51012; a3= 8.70276

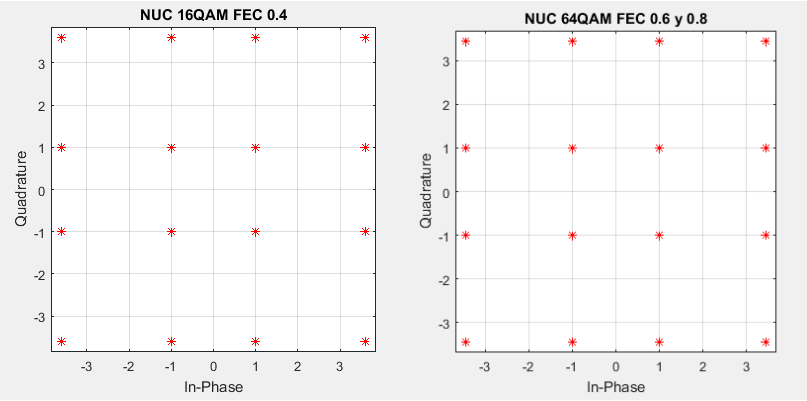


Figura 3.5. Representación del mapeo de símbolos para 16QAM y 64QAM de las NUC diseñadas.

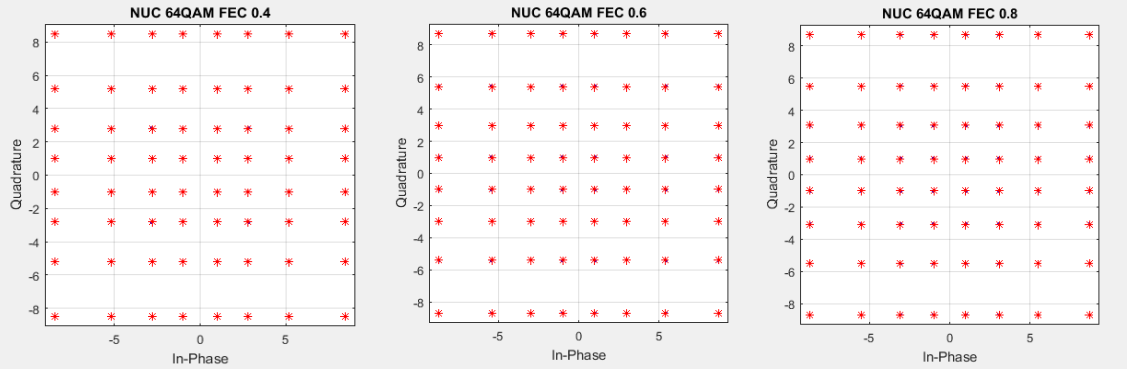


Figura 3.5 (cont). Representación del mapeo de símbolos para 16QAM y 64QAM de las NUC diseñadas.

A partir de la **Ecuación 1.3** para el cálculo de la capacidad BICM y utilizando el algortimo iterativo de optimización **Nelder Mead (Anexo I)** se puede demostrar el aumento de la capacidad en la constelación optimizada con respecto a las UC y una mejora de las SNR en las regiones de caída para una probabilidad de error de bit asociada. Los resultados obtenidos se muestran en la **Tabla 3.3** solo para 16QAM/FEC y 64QAM/FEC, pero obsérvese que los graficados en las **Figuras 3.6, 3.7 y 3.8** también se incluyeron otros valores mQAM para mostrar en un diapazón más amplio el efecto que conlleva el uso de modulaciones NUC de alto nivel para el acercamiento al límite teórico de Shannon.

Tabla 3.3 Ganancia de capacidad para las constelaciones diseñadas.

Índice de modulación (QAM)	FEC	SNR (dB)	Capacidad UC	Capacidad 1D NUC	Ganancia de Capacidad
16	0.4	8.7	2.85425	2.86979	0.01554
	0.6	9	2.9277	2.9422	0.0145
	0.8	9.6	3.07216	3.08471	0.01255
64	0.4	8.7	2.78524	2.83815	0.05291
	0.6	9.5	3.02133	3.07771	0.05638
	0.8	9.5	3.02133	3.07353	0.05220

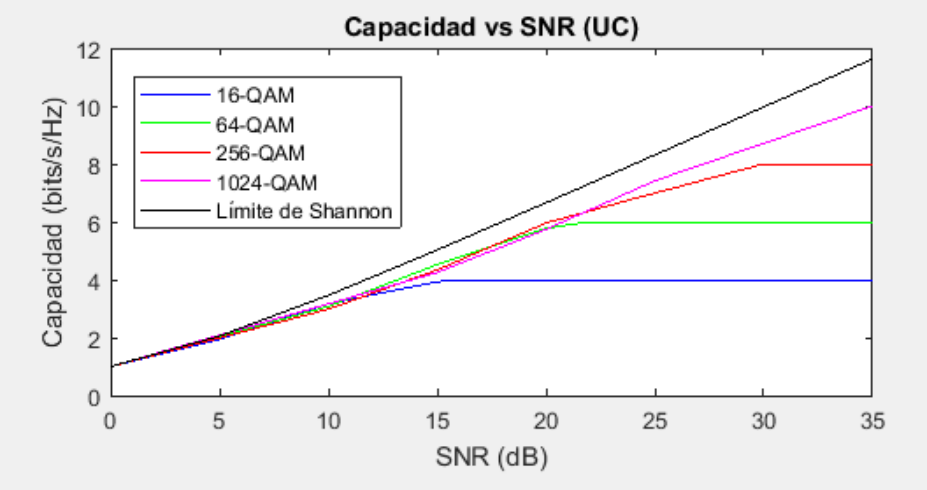


Figura 3.6. Capacidades de las constelaciones QAM uniformes en un canal AWGN.

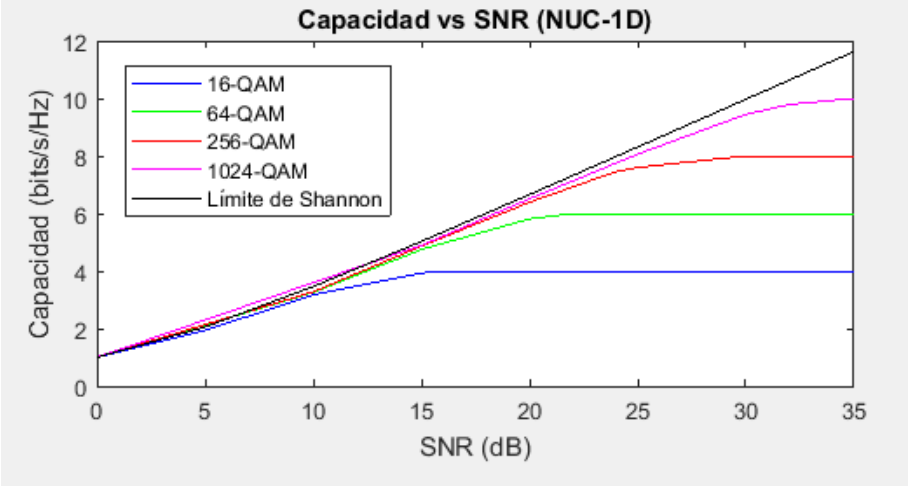


Figura 3.7. Capacidades de las constelaciones QAM 1D NUC en un canal AWGN.

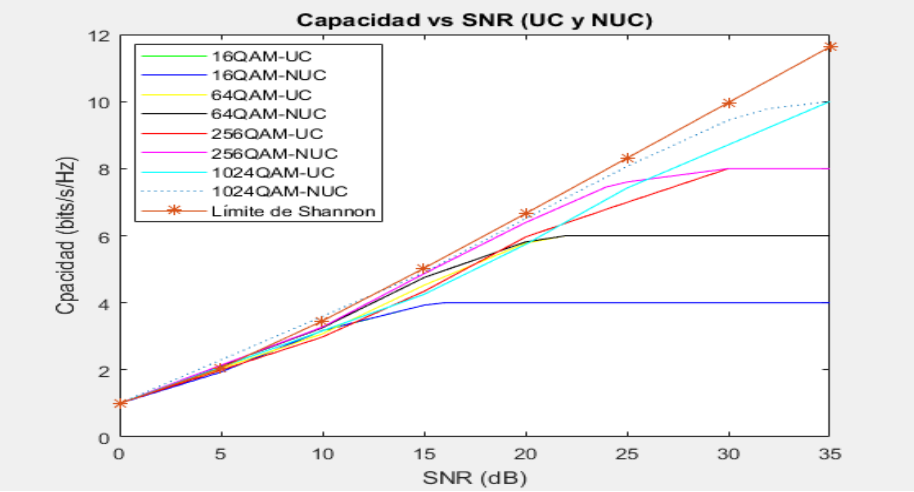


Figura 3.8. Capacidades de las constelaciones QAM UC y NUC en un canal AWGN.

Es necesario destacar que la implementación del programa para obtener las constelaciones, posee valores de capacidades dadas las respectivas SNR, que el valor obtenido no es un resultado maximizado "fiable", esta limitante está dada por los límites de integración con los que trabaja la función para integrar escogida. No obstante, para validar todos los resultados los valores para las funciones creadas en el código siempre se compararon con el programa **Mathematica** y con los resultados de [34].

Para la representacion de acuerdo al estándar DTMB de las capacidades de las NUC optimizadas en función de la SNR, se muestra en 3.9 únicamente para el caso de 16QAM/FEC. La ganancia que se logró en todos los casos es pequeña. Esto es debido al orden de las constelaciones y los pocos grados de libertad que estas tienen para la optimización. Resultados superiores se podrían obtener o bien en función del aumento del orden de la modulación o la implementación de esquemas 2D NUC.

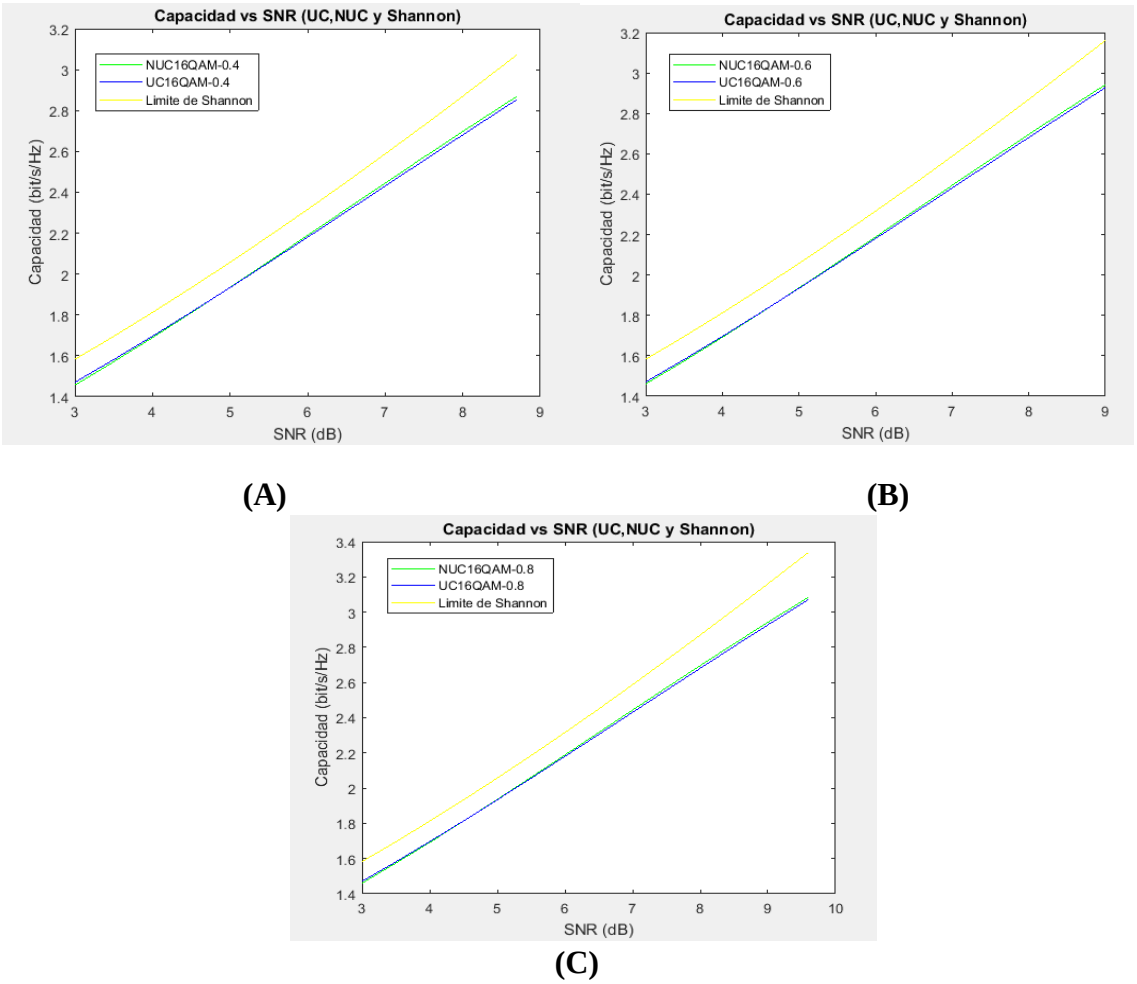


Figura 3.9. A, B y C. Capacidad de canal BICM de 1D NUC 16QAM.

3.3. Análisis de los valores BERvsSNR para las NUC en el esquema DTMB.

En nuevo esquema de simulación para la obtención de los valores de BERvsSNR para los valores optimizados se hace de acuerdo al epígrafe 2.5.4 y se muestra en la **Figura 3.10**. Nótese que no en todos los casos se usaron los bloques nativos del Simulink sino que se elaboraron algunas funciones que están de acuerdo a lo definido por el estándar.

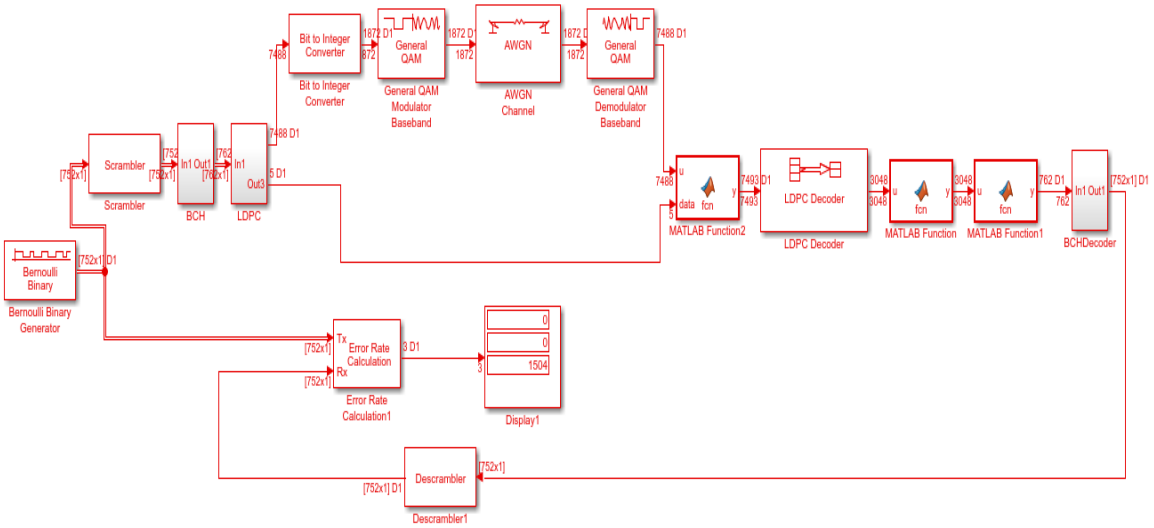


Figura 3.10. Representación en Simulink del esquema en bloques con NUC para el estándar DTMB a utilizar.

Al analizar la BER en función de la SNR, cuyo cuadro de resultados se pueden visualizar en la **Tabla 3.4** (16QAM/0.4) y en el **Anexo VI** (mQAM/FEC) se obtienen valores cercanos a los esperados según la bibliografía consultada, ya que, en los casos experimentados, excepto en las SNR más altas de la modulación 16QAM con FEC 0.6, el comportamiento de las NUC es mejor que el de las UC.

Tabla 3.4. Comparación entre las BER de las NUC y de las UC.

Índice de modulación (QAM) 16 FEC 0.4		
SNR (dB)	**BER (UC)**	**BER (NUC)**
3	0.04723	0.03192
3.5	0.0359	0.02253
4	0.02607	0.01504
4.5	0.0185	0.00978
5	0.01308	0.00678
5.5	0.008499	0.004234
6	0.004687	0.002172
6.5	0.00239	0.001078
7	0.001594	0.000703
7.5	0.0008436	0.0002812
8	0.0003281	4.687e-5
8.7	9.374e-5	0

A continuación, las figuras muestran el comportamiento de las probabilidades obtenidas en cada caso como consecuencia de la aplicación del método diseñado para la optimizacion de las constelaciones. Para 16QAM/FEC o para 64QAM/FEC indistintamente el comportamiento es semejante; aunque cada constelación fue optimizada para el SNR en el que la probabilidad de error de bit disminuía en varios órdenes, en cada caso la conducta

tiene la tendencia a que para valores de SNR por debajo de los que la contelación fue optimizada la BER con relación a la UC disminuye.

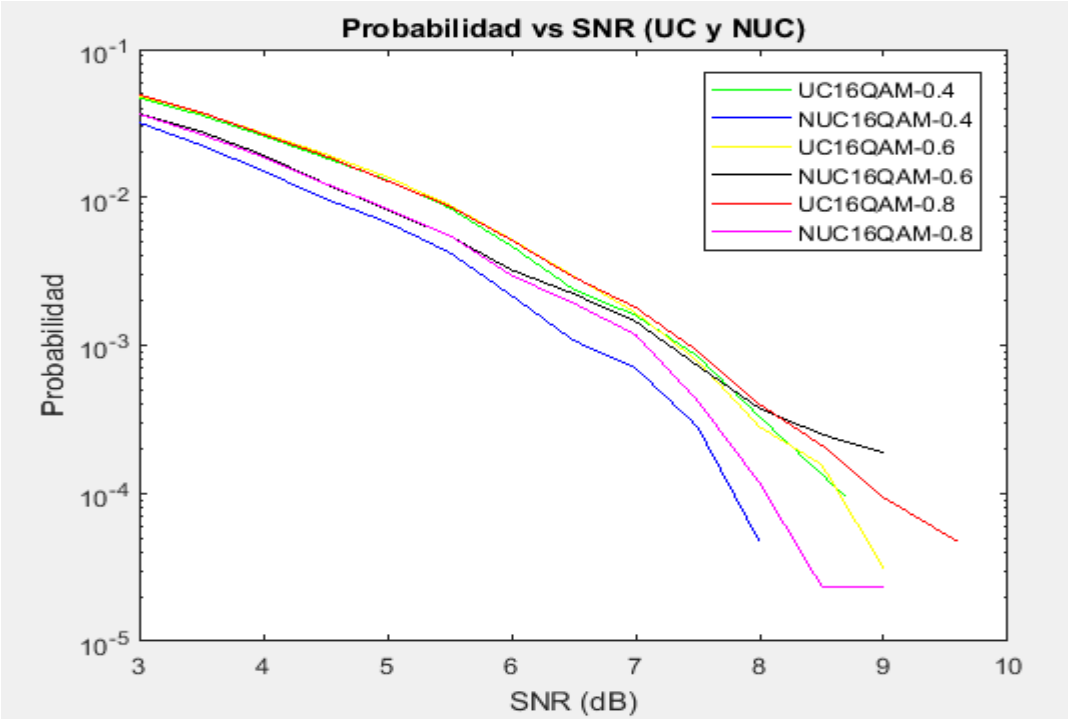


Figura 3.11. Comparación entre las probabilidades de UC y NUC en un canal AWGN.

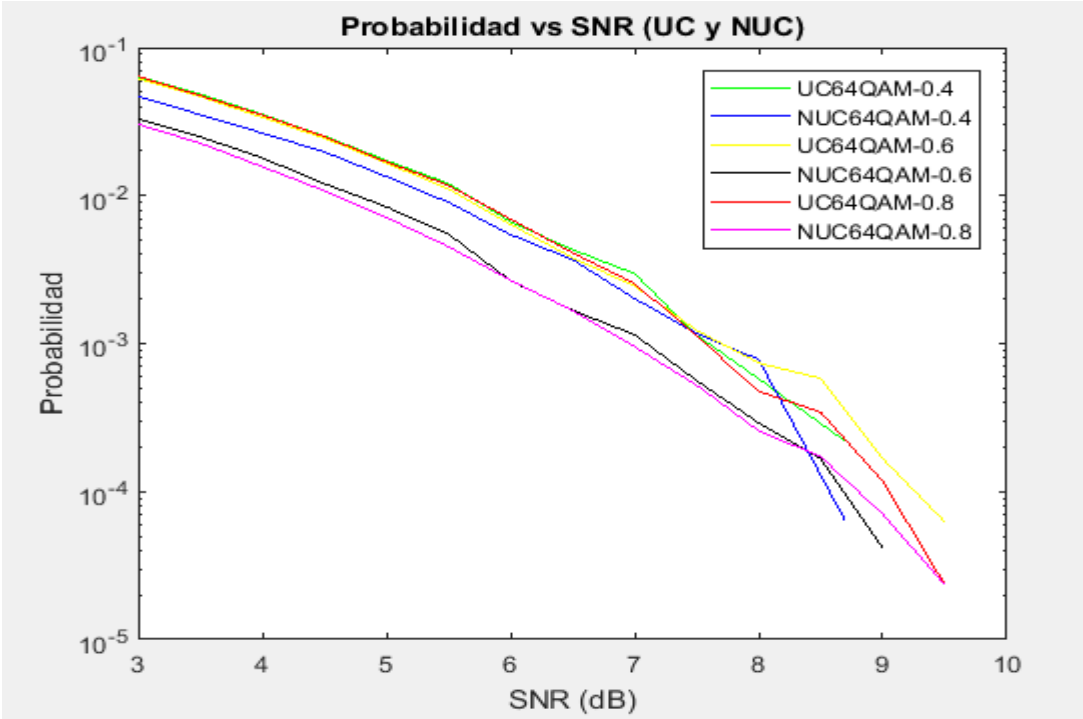


Figura 3.12. Comparación entre las probabilidades de UC y NUC en un canal AWGN.

3.4. Conclusiones del capítulo.

En el capítulo se analizaron los resultados obtenidos en las simulaciones para varias condiciones impuestas. Se corroboró el comportamiento de las 1D NUC de acuerdo a la literatura estudiada en el **Capítulo 1**; validándose el mismo en un esquema real de transmisión/recepción digital como lo es el esquema de televisión DTMB. Los resultados obtenidos están de acuerdo a estudios similares realizados.

CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES

Conclusiones

Como conclusiones de la presente investigación se obtienen:

1) Las técnicas 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, el índice y el tipo de modulación, así como la distribución de sus bits en los símbolos (Gray o Binaria).

2) Para simular el impacto de las 1D NUC en el estándar DTMB se desarrolló un algoritmo basado en el modelo **Nelder Mead** que permitiera obtener una mejora gradual con relación a las UC.

3) Los resultados de las simulaciones realizadas muestran una mejora del desempeño del estándar DTMB en cuanto a la capacidad del canal y el SNR mínimo de recepción de los modos optimizados. Este resultado se traduce en un aumento de la cobertura del servicio de TDT si el estándar DTMB utilizara las NUC propuestas.

Recomendaciones

A pesar de la bibliografía existente, el tema de las técnicas avanzadas de modulación es reciente, por lo que se proponen las siguientes recomendaciones:

1) Extender la técnica utilizada en el estándar hacia constelaciones de mayor orden, aunque no esté definida su utilización en el mismo.

2) Mejorar la implementación del algoritmo propuesto para el cálculo de la capacidad del canal BICM.

3) Extrapolar el tema hacia las NUC de dos dimensiones (2D-NUC), NUC rotadas (RNUC), NUC Condensadas (ConNUC) y Modulaciones Jerárquicas, ya que todas las antes mencionadas son técnicas avanzadas de modulación.

REFERENCIAS BIBLIOGRÁFICAS

[1] M. Fuentes Muela, «Non-Uniform Constellations for Next-Generation Digital Terrestrial Broadcast Systems», 2017.

[2] Standarization Administration of the People's Republic of China., «GB 20600-2006, Framing Structure, Channel Coding and Modulation For Digital Television Terrestrial Broadcasting System (DTMB).» China-2006.

[3] «DTMB», *Wikipedia, la enciclopedia libre*.

[4] «05-Estandares_actuales_de_television_digital.pdf». .

[5] N. Souto, J. C. Silva, F. Cercas, R. Dinis, A. Rodrigues, y A. Correia, «Non-uniform constellations for broadcasting and multicasting services in WCDMA systems», en *Proc. IEEE IST Mobile & Wireless Communications Summit*, 2005, pp. 19-23.

[6] «Utilizacion-eficiente-del-espectro-electromagnetico-para-comunicaciones-inalambricas-inteligentes.pdf». .

[7] M. Alvarado, G. Perona, y C. P. de Estudios Sociales-CEPES, *Espectro abierto para el desarrollo Estudio de caso: Perú*. Lima: CEPES, 2011.

[8] R. ŠTUKAVEC y T. KRATOCHVÍL, «Simulation and Measurement of the Transmission Distortions of the Digital Television DVB-T/H: Part 2: Hierarchical Modulation Performance.», *Radioengineering*, vol. 19, n.º 3, 2010.

[9] D. A. Karpuk y C. Hollanti, «Locally diverse constellations from the special orthogonal group», *IEEE Trans. Wirel. Commun.*, vol. 15, n.º 6, pp. 4426-4437, 2016.

[10] S. P. Herath, N. H. Tran, y T. Le-Ngoc, «Rotated multi-D constellations in Rayleigh fading: Mutual information improvement and pragmatic approach for near-capacity performance in high-rate regions», *IEEE Trans. Commun.*, vol. 60, n.º 12, pp. 3694-3704, 2012.

[11] D. A. Karpuk y C. Hollanti, «Multi-dimensional and non-uniform constellation optimization via the special orthogonal group», en *Information Theory Workshop (ITW), 2014 IEEE*, 2014, pp. 287-291.

[12] W. Zhang, D. He, Y. Guan, Y. Kou, S. Feng, y Y. Shi, «Brief introduction on the key technologies of NGB-W broadcasting channel», en *Broadband Multimedia Systems and Broadcasting (BMSB), 2015 IEEE International Symposium on*, 2015, pp. 1-9.

[13] Ms. I. Y. V. M. MSc. Ing. Fidel V. Giró Uribazo, «Análisis comparativo de técnicas avanzadas de modulación empleadas en la próxima generación de TDT.»

[14] T. Arafa, W. Sauer-Greff, y R. Urbansky, «Non-uniform signal constellation for iteratively decoded bit interleaved coded modulation (BICM-ID) with convolution and LDPC codes», en *Innovations in Information Technology (IIT), 2011 International Conference on*, 2011, pp. 23-28.

[15] J. Barrueco *et al.*, «Combining advanced constellations and SSD techniques for optimal BICM capacity», en *Broadband Multimedia Systems and Broadcasting (BMSB), 2015 IEEE International Symposium on*, 2015, pp. 1-4.

[16] E. Fontes Pupo, R. Díaz Hernández, y Y. Acosta Cintado, «Constelaciones No-Uniformes en 1D para el estándar DTMB», *Ing. Electrónica Automática Comun.*, vol. 39, n.º 1, pp. 62-72, 2018.

[17] M. Elsharief, A. Zekry, y M. Abouelatta, «Implementing a Standard DVB-T System using MATLAB Simulink», *Int. J. Comput. Appl.*, vol. 98, n.º 5, 2014.

[18] E. F. Pupo y R. D. Hernández, «Modelo de referencia de un modulador de la norma DTMB de Televisión Digital.», *Rev. Telem Tica*, vol. 14, n.º 2, pp. 38-48, 2015.

[19] M. Eroz, F.-W. Sun, y L.-N. Lee, «DVB-S2 low density parity check codes with near Shannon limit performance», *Int. J. Satell. Commun. Netw.*, vol. 22, n.º 3, pp. 269-279, 2004.

[20] L. Michael y D. Gómez-Barquero, «Bit-interleaved coded modulation (BICM) for ATSC 3.0», *IEEE Trans. Broadcast.*, vol. 62, n.º 1, pp. 181-188, 2016.

[21] D. Gómez-Barquero, C. Douillard, P. Moss, y V. Mignone, «DVB-NGH: The next generation of digital broadcast services to handheld devices», *IEEE Trans. Broadcast.*, vol. 60, n.º 2, pp. 246-257, 2014.

[22] J. Morgade, D. Ansorregui, B. Mouhouche, H. Jeong, y H. Lee, «Improving the DVB-T2 BICM performance by newly optimized Two-Dimensional Non-Uniform Constellations», en *Consumer Electronics–Berlin (ICCE-Berlin), 2014 IEEE Fourth International Conference on*, 2014, pp. 96-100.

[23] D. Gómez-Barquero *et al.*, «Mimo for atsc 3.0», *IEEE Trans. Broadcast.*, vol. 62, n.º 1, pp. 298-305, 2016.

[24] L. Dai, Z. Wang, y Z. Yang, «Next-generation digital television terrestrial broadcasting systems: Key technologies and research trends», *IEEE Commun. Mag.*, vol. 50, n.º 6, 2012.

[25] S. Jeon *et al.*, «MIMO cloud transmission based on BICM-ID for high data rate local contents delivery», *IEEE Trans. Broadcast.*, vol. 61, n.º 4, pp. 580-589, 2015.

[26] M. F. Barsoum, C. Jones, y M. Fitz, «Constellation design via capacity maximization», en *Information Theory, 2007. ISIT 2007. IEEE International Symposium on*, 2007, pp. 1821-1825.

[27] B. Mouhouche, D. Ansorregui, y A. Mourad, «High order non-uniform constellations for broadcasting UHDTV», en *Wireless Communications and Networking Conference (WCNC), 2014 IEEE*, 2014, pp. 600-605.

[28] N. S. Loghin, J. Zöllner, B. Mouhouche, D. Ansorregui, J. Kim, y S.-I. Park, «Non-uniform constellations for ATSC 3.0», *IEEE Trans. Broadcast.*, vol. 62, n.º 1, pp. 197-203, 2016.

[29] L. Fay, L. Michael, D. Gómez-Barquero, N. Ammar, y M. W. Caldwell, «An overview of the ATSC 3.0 physical layer specification», *IEEE Trans. Broadcast.*, vol. 62, n.º 1, pp. 159-171, 2016.

[30] R. Chernock y J. C. Whittaker, «Next-Generation Broadcast Television: ATSC 3.0 [Standards in a Nutshell]», *IEEE Signal Process. Mag.*, vol. 33, n.º 1, pp. 158-162, 2016.

[31] N. O. O. Jiménez y O. E. R. Ramírez, «Comparación entre los estándares de transmisión de segunda generación de televisión digital terrestre: DTMB-A y DVB-T2», *Rev. Telem Tica*, vol. 15, n.º 3, pp. 36-55, 2017.

[32] I. Eizmendi *et al.*, «DVB-T2: The second generation of terrestrial digital video broadcasting system», *IEEE Trans. Broadcast.*, vol. 60, n.º 2, pp. 258-271, 2014.

[33] F. J. T. Suárez, «ESTANDAR DTMB-A Y EL DESPLIEGUE DE LA TVD EN CUBA STANDARD DTMB-A AND THE UNFOLD OF THE TDT IN CUBA».

[34] J. Stott, «CM and BICM limits for rectangular constellations», *BBC Res. Dev. WHP 257*, 2012.

[35] J. Barrueco *et al.*, «Constellation Design for Bit-Interleaved Coded Modulation (BICM) Systems in Advanced Broadcast Standards», *IEEE Trans. Broadcast.*, vol. 63, n.º 4, pp. 603-614, 2017.

[36] «LACETEL. Preguntas y respuestas sobre TVD en Cuba.»

[37] S. Chie, M. Zambrano, y C. Medina, «Estándares actuales de televisión digital: Una breve reseña», *Prisma Tecnológico*, vol. 6, n.º 1, pp. 19-23, 2016.

[38] L. Dai, Z. Wang, y Z. Yang, «Next-generation digital television terrestrial broadcasting systems: Key technologies and research trends», *IEEE Commun. Mag.*, vol. 50, n.º 6, 2012.

[39] «Estudio del desempeño de las constelaciones bidimensionales con rotaciones óptimas concatenadas con entrelazador dorado para canal con ruido clase A».

[40] M. N. Khormuji, U. Rizvi, G. J. M. Janssen, y S. B. Slimane, *Rotation Optimization for Mpsk/Mqam Signal Cons Tel lations Over Rayleigh Fading Channels*. .

[41] R. M. Fuentes Solano, L. Ruiz, y N. Fabián, «Desarrollo de Módulos Didácticos para la Implementación de Prácticas de Laboratorios para Televisión Digital», 2017.

[42] «Wolfram Mathematica: Computación técnica moderna»

[43] A. G. Suárez y I. F. Hurtado, «TRABAJO DE DIPLOMA».

[44] R. O. Arias Zamora, «Codificador de televisión digital terrestre de la norma DTMB con FPGA», Universidad Central« Marta Abreu» de Las Villas, Facultad de Ingeniería Eléctrica, Departamento de Electrónica y Telecomunicaciones, 2017.

[45] A. B. Carlson, *Communication system*. Tata McGraw-Hill Education, 2010.

[46] J. G. Proakis, M. Salehi, N. Zhou, y X. Li, *Communication systems engineering*, vol. 2. Prentice Hall New Jersey, 1994.

[47] D. E. Hocevar, «A reduced complexity decoder architecture via layered decoding of LDPC codes», en *Signal Processing Systems, 2004. SIPS 2004. IEEE Workshop on*, 2004, pp. 107–112.

[48] D. Declercq y M. Fossorier, «Decoding algorithms for nonbinary LDPC codes over GF $(q) $», *IEEE Trans. Commun.*, vol. 55, n.º 4, pp. 633–643, 2007.

[49] J. Chen y M. P. Fossorier, «Density evolution for two improved BP-based decoding algorithms of LDPC codes», *IEEE Commun. Lett.*, vol. 6, n.º 5, pp. 208–210, 2002.

[50] B. Sklar, *Digital communications*, vol. 2. Prentice Hall Upper Saddle River, 2001.

[51] M. M. Mansour y N. R. Shanbhag, «High-throughput LDPC decoders», *IEEE Trans. Very Large Scale Integr. VLSI Syst.*, vol. 11, n.º 6, pp. 976–996, 2003.

[52] R. M. Tanner, D. Sridhara, A. Sridharan, T. E. Fuja, y D. J. Costello, «LDPC block and convolutional codes based on circulant matrices», *IEEE Trans. Inf. Theory*, vol. 50, n.º 12, pp. 2966–2984, 2004.

[53] J. Thorpe, «Low-density parity-check (LDPC) codes constructed from protographs», *IPN Prog. Rep.*, vol. 42, n.º 154, pp. 42–154, 2003.

[54] J. Wang, Z.-X. Yang, C.-Y. Pan, M. Han, y L. Yang, «A combined code acquisition and symbol timing recovery method for TDS-OFDM», *IEEE Trans. Broadcast.*, vol. 49, n.º 3, pp. 304-308, 2003.

[55] K. F. Lee y D. B. Williams, «A space-frequency transmitter diversity technique for OFDM systems», en *Global Telecommunications Conference, 2000. GLOBECOM'00. IEEE*, 2000, vol. 3, pp. 1473-1477.

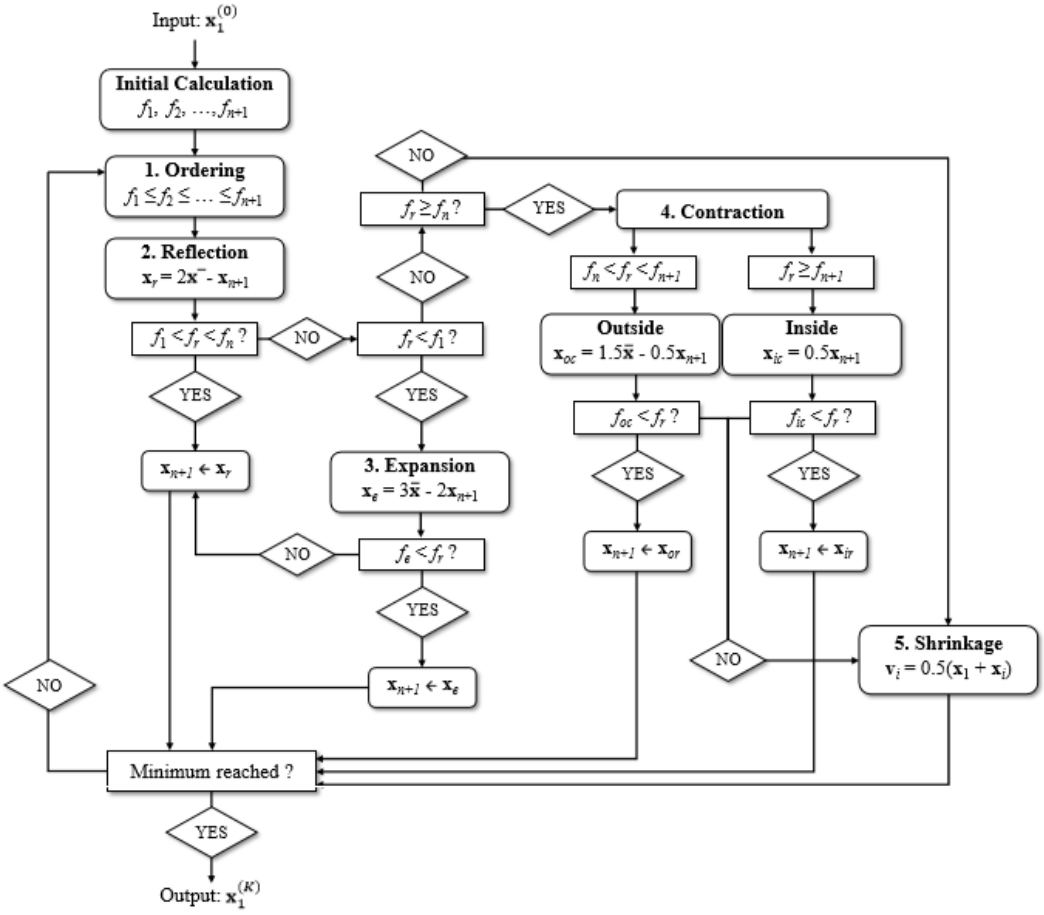
[56] M. Fimoff, S. F. Halozan, y R. C. Hauge, *Convolutional interleaver and deinterleaver*. Google Patents, 1996.

[57] Z. Huang, *Convolutional interleaver with reduced memory requirements and address generator therefor*. Google Patents, 1996.

[58] A. Pandharipande, «Principles of OFDM», *IEEE Potentials*, vol. 21, n.º 2, pp. 16-19, 2002.

ANEXOS

Anexo I Diagrama de estado del algoritmo Nelder Mead [1].



Anexo II Función de capacidad BICM implementada en Mathematica (64QAM).

```
gen[db_,lista0_,lista1_]:=Module[{listaT,n,σ,pyx0,pyx1,py},
listaT=Join[lista0,lista1];
σ=Sqrt[Mean[listaT^2]/(2*10^(db/10))];
n=Length[lista0];
pyx0=∑_{i=1}^{n} E^(-(y-lista0[[i]])^2/(2σ^2))/√(2π σ) / (n);
n=Length[lista1];
pyx1=∑_{i=1}^{n} E^(-(y-lista1[[i]])^2/(2σ^2))/√(2π σ) / n;

n=Length[listaT];
py=∑_{i=1}^{n} E^(-(y-listaT[[i]])^2/(2σ^2))/√(2π σ) / n;

1/2 (pyx0 Log[2,pyx0]+pyx1 Log[2,pyx1])-py Log[2,py]
]
NIntegrate[(gen[10,{-7,-5,-3,-1},{1,3,5,7}]),{y,-∞,∞}]
2NIntegrate[(gen[7,{-7,-5,-3,-1},{1,3,5,7}]+gen[7,{-7,-5,5,7},{-3,-1,1,3}]+gen[7,{-7,-1,1,7},{-5,-3,3,5}]),{y,-∞,∞}]
```

Anexo III Matriz H obtenida desde el anexo A del estándar DTMB.

```
razon=('0.6');
switch razon
   case '0.4'
alfa=24;
beta=35;
   case '0.6'
alfa=36;
beta=23;
   case '0.8'
alfa=48;
beta=11;
end
fdimen = alfa*127;
cdimen = beta*127;
f = zeros(1,alfa);
f(1,[1:alfa])=127;
c = zeros(1,beta);
c(1,[1:beta])=127;
G = zeros(fdimen,cdimen);
G = mat2cell(G, f, c);
Tamano = size(g);
for i=1:Tamano(1)
   matriz_provisional2 = zeros(127,127);
```

```
    matriz_provisional = zeros(127,127);
    for j=1:32
        fila = hex2dec(g(i,j));
        fila = dec2bin(fila,4)-48;
        matriz_provisional2(1,4*j-3:4*j)= fila;
        matriz_provisional = matriz_provisional2(1,2:end);
    end
    for c=2:127 %fila ciclica de G.
        matriz_provisional(c,:)= circshift(matriz_provisional(c-1,:),[0 1]);
    end
    G(i)= mat2cell(matriz_provisional,[127]);
end
G = cell2mat (G);

I = eye(127*alfa);
H = [I,G];
H = gen2par(H);
HdesdeG = sparse(H);
```

Anexo IV Matriz H obtenida desde el anexo B del estándar DTMB.

```
razon=('0.6');
switch razon
    case '0.4'
alfa=35;
beta=59;
    case '0.6'
alfa=23;
beta=59;
    case '0.8'
alfa=11;
beta=59;
end
fdimen = alfa*127;
cdimen = beta*127;
filaSmatriz = zeros(1,alfa);
filaSmatriz(1,[1:alfa])=127;
c = zeros(1,beta);
c(1,[1:beta])=127;
H = zeros(fdimen,cdimen);
H = mat2cell(H, filaSmatriz, c);
generador = importdata('parity_check_0.6_127_23_59.txt');
Tamano = size(generador);

for i=1:Tamano(1)
    matriz_provisional = zeros(127,127);
```

```
    matriz_provisional(1,generador(i,3)+1)= 1;
    for c=2:127 %fila ciclica de G.
        matriz_provisional(c,:)= circshift(matriz_provisional(c-1,:),[0 1]);
    end
    x=mat2cell(matriz_provisional,[127]);
    fila=generador(i,1)+1;
    columna=generador(i,2)+1;
    H(fila,columna)=x;
end
H = cell2mat (H);
H2=H;
H2(1:end,1:4572)=H(1:end,2922:7493);
H2(1:end,4573:7493)=H(1:end,1:2921);
HdesdeH = logical(sparse(H2));
```

Anexo V Visualización de ejemplos de NUC diseñadas.

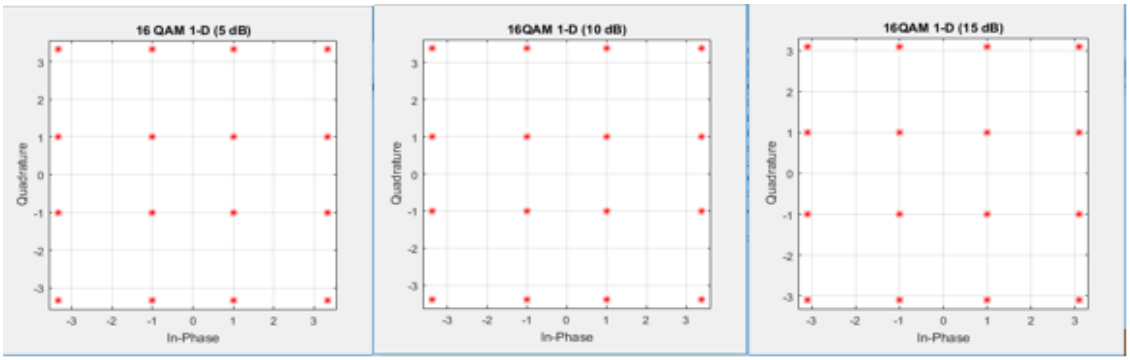


Figura 1. 1D NUC diseñadas 16QAM.

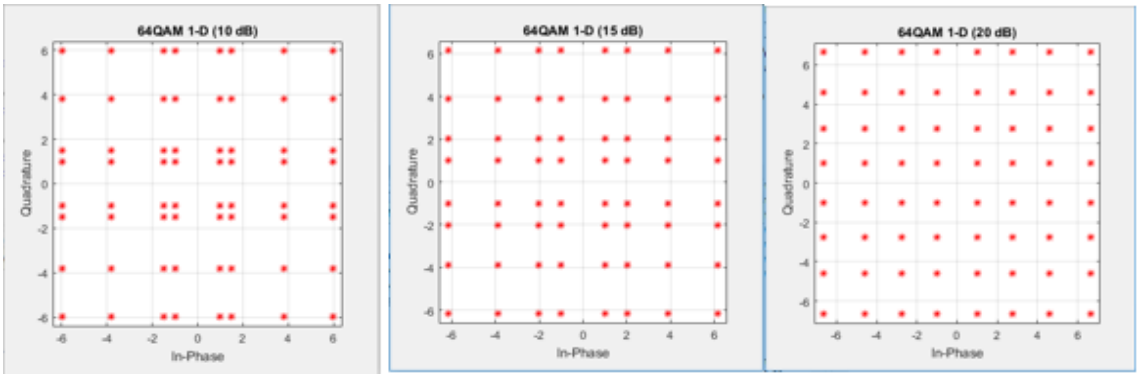


Figura 2. 1D NUC diseñadas 64QAM.

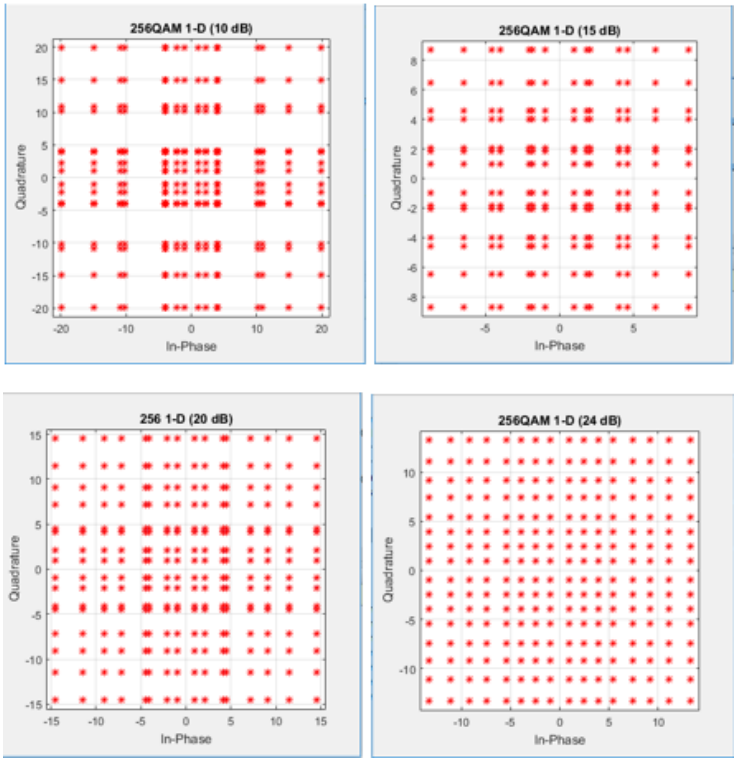


Figura 3. 1D NUC diseñadas 256QAM.

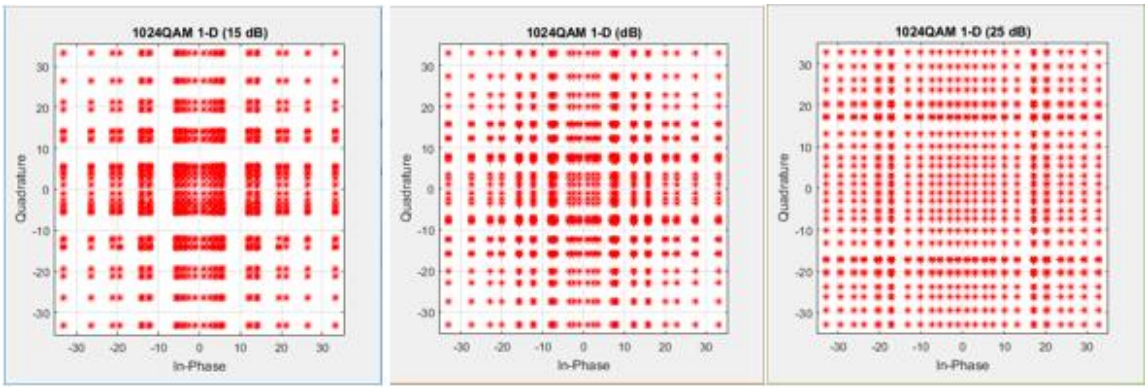


Figura 4. 1D NUC diseñadas 1024QAM.

Anexo VI Tablas comparativas entre las BER de las UC y las NUC diseñadas.

Tabla 1. Comparación entre las BER de las NUC y de las UC.

Índice de modulación (QAM) 16 FEC 0.4		
SNR (dB)	**BER (UC)**	**BER (NUC)**
3	0.04723	0.03192
3.5	0.0359	0.02253
4	0.02607	0.01504
4.5	0.0185	0.00978
5	0.01308	0.00678
5.5	0.008499	0.004234
6	0.004687	0.002172
6.5	0.00239	0.001078
7	0.001594	0.000703
7.5	0.0008436	0.0002812
8	0.0003281	4.687e-5
8.7	9.374e-5	0

Tabla 2. Comparación entre las BER de las NUC y de las UC.

Índice de modulación (QAM) 16 FEC 0.6		
SNR (dB)	**BER (UC)**	**BER (NUC)**
3	0.04842	0.0368
3.5	0.03717	0.02782
4	0.02713	0.01931
4.5	0.01959	0.01237
5	0.01369	0.008207
5.5	0.008884	0.005499
6	0.005187	0.003229
6.5	0.002937	0.002229
7	0.001656	0.001448
7.5	0.0007812	0.0007291
8	0.0002812	0.000375
8.5	0.0001562	0.00025
9	3.125e-5	0.0001875

Tabla 3. Comparación entre las BER de las NUC y de las UC.

Índice de modulación (QAM) 16 FEC 0.8		
SNR (dB)	**BER (UC)**	**BER (NUC)**
3	0.04951	0.03656
3.5	0.03749	0.02665
4	0.02665	0.0187
4.5	0.01902	0.01239
5	0.01291	0.008382
5.5	0.008725	0.005538
6	0.00514	0.002961
6.5	0.00289	0.001929
7	0.001804	0.00118
7.5	0.0009139	0.0004218
8	0.0003984	0.0001172
8.5	0.0002109	2.343e-5
9	9.374e-5	2.343e-5
9.6	4.687e-5	0

Tabla 4. Comparación entre las BER de las NUC y de las UC.

Índice de modulación (QAM) 64 FEC 0.4		
SNR (dB)	**BER (UC)**	**BER (NUC)**
3	0.06192	0.03304
3.5	0.04662	0.02498
4	0.0338	0.01797
4.5	0.02441	0.01205
5	0.01659	0.008405
5.5	0.01108	0.005489
6	0.006405	0.002666
6.5	0.003802	0.001677
7	0.002448	0.001146
7.5	0.001229	0.0005624
8	0.0007395	0.0002916
8.7	0.0002187	6.29e-5

Tabla 5. Comparación entre las BER de las NUC y de las UC.

Índice de modulación (QAM) 64 FEC 0.6		
SNR (dB)	**BER (UC)**	**BER (NUC)**
3	0.06354	0.04692
3.5	0.04851	0.0352
4	0.03537	0.02645
4.5	0.02522	0.01972
5	0.01728	0.01345
5.5	0.01209	0.008999
6	0.006655	0.005452
6.5	0.004312	0.003687
7	0.002968	0.002015
7.5	0.00114	0.001172
8	0.0005781	0.0007812
8.5	0.0005833	0.0001666
9	0.0001666	4.166e-5
9.5	6.249e-5	0

Tabla 6. Comparación entre las BER de las NUC y de las UC.

Índice de modulación (QAM) 64 FEC 0.8		
SNR (dB)	**BER (UC)**	**BER (NUC)**
3	0.06377	0.03033
3.5	0.04751	0.02259
4	0.03501	0.01569
4.5	0.02504	0.01078
5	0.01691	0.007108
5.5	0.01173	0.004523
6	0.006944	0.002679
6.5	0.004101	0.001672
7	0.002547	0.000953
7.5	0.001125	0.0005234
8	0.0004765	0.0002578
8.5	0.0003437	0.0001719
9	0.0001172	7.03e-5
9.5	2.343e-5	2.343e-5