



ESPE

**UNIVERSIDAD DE LAS FUERZAS ARMADAS
INNOVACIÓN PARA LA EXCELENCIA**

DEPARTAMENTO DE ELÉCTRICA Y ELECTRÓNICA

**CARRERA DE INGENIERÍA EN ELECTRÓNICA Y
TELECOMUNICACIONES**

**TRABAJO DE TITULACIÓN PREVIO A LA OBTENCIÓN DEL
TÍTULO DE INGENIERO EN ELECTRÓNICA Y
TELECOMUNICACIONES**

**TEMA: ANÁLISIS DE DESEMPEÑO DE ESTACIONES
REPETIDORAS PARA BROADCASTING MÓVIL EN TELEVISIÓN
DIGITAL TERRESTRE**

AUTOR: MARTÍNEZ GORDON RONIE STALIN

DIRECTOR: ING. OLMEDO GONZALO, PH.D.

SANGOLQUÍ, 2017



DEPARTAMENTO DE ELÉCTRICA Y ELECTRÓNICA


CARRERA DE INGENIERÍA EN ELECTRÓNICA Y TELECOMUNICACIONES

CERTIFICACIÓN

Certifico que el trabajo de titulación, “Análisis de desempeño de estaciones repetidoras para broadcasting móvil en televisión digital terrestre”, realizado por el señor Ronie Stalin Martínez Gordon, ha sido revisado en su totalidad y analizado por el software anti-plagio, el mismo cumple con los requisitos teóricos, científicos, técnicos, metodológicos y legales establecidos por la Universidad de las Fuerzas Armadas – ESPE, por lo tanto me permito acreditarlo y autorizar al señor Ronie Stalin Martínez Gordon para que lo sustente públicamente.

Sangolquí, 17 de Enero de 2017

Atentamente,



Ing. Gonzalo Olmedo, Ph.D.



DEPARTAMENTO DE ELÉCTRICA Y ELECTRÓNICA

CARRERA DE INGENIERÍA EN ELECTRÓNICA Y TELECOMUNICACIONES

AUTORÍA DE RESPONSABILIDAD

Yo, Ronie Stalin Martínez Gordon, con cédula de identidad N° 1720937323, declaro que este trabajo de titulación “Análisis de desempeño de estaciones repetidoras para broadcasting móvil en televisión digital terrestre” ha sido desarrollada considerando los métodos de investigación existentes, así como también se ha respetado los derechos intelectuales de terceros considerándose en las citas bibliográficas.

Consecuentemente declaro que este trabajo es de mi autoría, en virtud de ello me declaro responsable del contenido, veracidad y alcance de la investigación mencionada.

Sangolquí, 17 de Enero de 2017

Ronie Stalin Martínez Gordon

1720937323



DEPARTAMENTO DE ELÉCTRICA Y ELECTRÓNICA

CARRERA DE INGENIERÍA EN ELECTRÓNICA Y
TELECOMUNICACIONES

AUTORIZACIÓN

Yo, Ronie Stalin Martínez Gordon, autorizo a la Universidad de las Fuerzas Armadas – ESPE publicar en la biblioteca Virtual de la institución el presente trabajo de titulación “Análisis de desempeño de estaciones repetidoras para broadcasting móvil en televisión digital terrestre” cuyo contenido, ideas y criterios son de mi exclusiva responsabilidad y autoría.

Sangolquí, 17 de Enero de 2017

Ronie Stalin Martínez Gordon

1720937323

DEDICATORIA

*“Cuando abandones tus sueños, sabrás que has muerto,
y los gusanos siempre están hambrientos.”*

Enrique Bunbury

A mis padres Luis y Mary, por su esfuerzo por la familia, por su ejemplo y sobre todo por su gran paciencia en este último peldaño de esta etapa.

A mi tutor y a todos los maestros que compartieron sus conocimientos conmigo, ya que el conjunto de todas sus enseñanzas hicieron posible este trabajo y esta meta académica.

A mi hermana Katherine, que a pesar de las diferencias, siempre sabemos que podemos contar incondicionalmente el uno con el otro.

Ronie Stalin Martínez Gordon

AGRADECIMIENTO

A mis padres Luis y Mary, que han sido la principal inspiración personal, siendo ellos el ejemplo de esto. Les agradezco igualmente por su vasta paciencia, esfuerzo y por todo el apoyo que me han dado hasta ahora y que seguramente me seguirán brindando.

A los grandiosos maestros que he tenido a lo largo de esta etapa que aportaron a mi desarrollo académica y personalmente: Gonzalo Olmedo, sin el cual este trabajo no hubiera sido posible y que colabora con sus conocimientos e ideas a todo aquel que trabaje con él; Carlo Kleber Rodríguez cuyo paso por el país dejó grandes enseñanzas a quienes tuvimos la oportunidad de compartir con él; Rubén León, un maestro que comparte sus conocimientos como pocos; Nancy Paredes, Paúl Mejía y Patricia Zapata quienes saben la importancia de trabajar con y para la comunidad; y Antonella Vallejo, Ana Lucía Pérez, Darwin Aguilar, Cristian Vega, Darwin Alulema que también marcaron de buena manera esta etapa.

A mi tío, amigo y maestro Juan Carlos, que siempre ha estado presente en los momentos más importantes y que siempre ha tenido un consejo, una anécdota, una historia que se adapte a cualquier momento.

A mis verdaderos grandes amigos, especialmente Esteban y Leonardo, con quienes hemos compartido tantos momentos buenos y malos, y a mis colegas que aprecio mucho Alexis V., Josue A., Dennys A., Cristina J., Ricardo C. y Francisco E. que han sobresalido por sobre el resto en diferentes aspectos.

Ronie Stalin Martínez Gordon

ÍNDICE DE CONTENIDOS

| | |
|---------------------------------------|----------|
| CERTIFICADO TUTOR..... | vi |
| AUTORÍA DE RESPONSABILIDAD..... | vii |
| AUTORIZACIÓN PUBLICACIÓN..... | v |
| DEDICATORIA..... | v |
| AGRADECIMIENTO..... | vi |
| ÍNDICE DE CONTENIDOS..... | vii |
| ÍNDICE DE TABLAS..... | xi |
| ÍNDICE DE FIGURAS..... | xii |
| RESUMEN..... | xv |
| ABSTRACT..... | xvi |
| | |
| CAPÍTULO 1..... | 1 |
| GENERALIDADES..... | 1 |
| 1.1. ANTECEDENTES..... | 1 |
| 1.2. JUSTIFICACIÓN E IMPORTANCIA..... | 3 |
| 1.3. ALCANCE DEL PROYECTO..... | 5 |
| 1.4. OBJETIVOS..... | 6 |
| 1.4.1. General..... | 6 |
| 1.4.2. Específicos..... | 7 |
| | |
| CAPÍTULO 2..... | 9 |
| DEFINICIÓN DEL ESCENARIO..... | 9 |

| | |
|---|-----------|
| 2.1. TELEVISIÓN DIGITAL TERRESTRE Y PROPUESTAS PARA MOVILIDAD | 9 |
| 2.1.1. DVB-T – Europa | 10 |
| 2.1.2. ATSC – Estados Unidos | 12 |
| 2.1.3. DTMB – China | 13 |
| 2.1.4. ISDB-T / ISDB-Tb – Japón / Brasil | 14 |
| 2.2. RELACIÓN SEÑAL A RUIDO..... | 15 |
| 2.2.1. Modelamiento del ruido..... | 15 |
| 2.2.2. SNR en función de la potencia de transmisión..... | 16 |
| 2.2.3. SNR en función de la distancia | 17 |
| 2.2.4. SNR en función de la potencia de transmisión y la distancia | 17 |
| 2.2.5. Simulación del Ruido | 18 |
| 2.3. TIPOS DE MODULACIÓN M-QAM Y DEFINICIÓN DE LA TRANSMISIÓN | 19 |
| 2.3.1. Modulación 4-QAM o QPSK | 20 |
| 2.3.2. Modulación 16-QAM | 21 |
| 2.3.3. Modulación 64-QAM | 23 |
| 2.4. TIPOS Y MODELAMIENTO DE DESVANECIMIENTO | 25 |
| 2.4.1. Distribución Rician | 25 |
| 2.4.2. Distribución Rayleigh | 27 |
| CAPÍTULO 3..... | 28 |
| EVALUACIÓN DE DESEMPEÑO A TRAVÉS DE ANÁLISIS MATEMÁTICO Y SIMULACIÓN | 28 |
| 3.1. RELACIÓN SEÑAL A RUIDO VS DISTANCIA VS POTENCIA DE TRANSMISIÓN | 29 |

| | |
|--|-----------|
| 3.2. BIT ERROR RATE VS DISTANCIA..... | 30 |
| 3.2.1. Modulación M-QAM | 30 |
| 3.2.1.1. Sustento Matemático | 31 |
| 3.2.1.2. Simulación | 32 |
| 3.2.2. Codificador Convolutacional | 34 |
| 3.2.2.1. Sustento Matemático | 36 |
| 3.2.2.2. Simulación | 37 |
| 3.2.3. Codificador Reed – Solomon | 39 |
| 3.2.3.1. Sustento Matemático | 40 |
| 3.2.3.2. Simulación | 41 |
| 3.2.4. Desvanecimiento – Movilidad | 42 |
| 3.2.4.1. Sustento matemático | 43 |
| 3.2.4.2. Simulación | 46 |
| 3.2.5. Análisis de energía y de potencia | 49 |
| 3.2.5.1. Análisis de energía | 49 |
| 3.2.5.2. Análisis de potencia..... | 51 |
| 3.2.6. Simulación completa para TDT | 51 |
| | |
| CAPÍTULO 4..... | 58 |
| CLOUD TRANSMISSION – CLOUD TXN..... | 58 |
| 4.1. ESCENARIO CLOUD TXN CON MISMA SEÑAL TRANSMITIDA | 62 |
| 4.2. ESCENARIO CLOUD TXN CON DISTINTAS SEÑALES TRANSMITIDAS | 66 |
| 4.2.1. Sustento matemático | 68 |
| 4.2.2. Simulación | 70 |

| | |
|---|----|
| CAPÍTULO 5 | 73 |
| ANÁLISIS DE RESULTADOS | 73 |
| 5.1. ANÁLISIS DE RENDIMIENTO Y COMPARACIÓN ENTRE LOS DISTINTOS RESULTADOS..... | 73 |
| 5.1.1. Escenario Cloud Txn con misma señal transmitida | 73 |
| 5.1.2. Escenario Cloud Txn con distintas señales transmitidas | 75 |
| | |
| CAPÍTULO 6 | 80 |
| CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES | 80 |
| 6.1. CONCLUSIONES..... | 80 |
| 6.2. RECOMENDACIONES | 84 |
| | |
| REFERENCIAS BIBLIOGRÁFICAS | 86 |
| | |
| ANEXO A: Código de dos transmisoras con misma señal | 89 |
| ANEXO B: Código de dos transmisoras con distintas señales | 90 |

ÍNDICE DE TABLAS

| | |
|--|----|
| Tabla 1. Comparación entre estándares de TDT. | 10 |
| Tabla 2. Bits transmitidos con puncturing..... | 35 |
| Tabla 3. Número de caminos en la Trellis de Viterbi para un canal AWGN..... | 37 |
| Tabla 4. Equivalencia de energías. | 50 |

ÍNDICE DE FIGURAS

| | |
|--|----|
| Figura 1. Demodulador DVB-H. | 11 |
| Figura 2. Diagrama de bloques ISDB-T | 14 |
| Figura 3. PDF de una variable aleatoria Gaussiana..... | 19 |
| Figura 4. Constelación QPSK, código Gray. | 21 |
| Figura 5. Constelación QPSK + Ruido, SNR=15dB. | 21 |
| Figura 6. Constelación 16-QAM, código Gray..... | 22 |
| Figura 7. Constelación 16QAM + Ruido, SNR=20dB..... | 22 |
| Figura 8. Constelación 64-QAM, código Gray..... | 23 |
| Figura 9. Constelación 64QAM + Ruido, SNR=25dB..... | 24 |
| Figura 10. PDF de una variable aleatoria Rice para distintos valores de K..... | 26 |
| Figura 11. PDF de una variable aleatoria Rayleigh para distintos valores de σ . 27 | |
| Figura 12. SNR (dB) vs d (m) vs P (W)..... | 30 |
| Figura 13. BER vs E_s/N_0 (dB) para M-QAM. | 33 |
| Figura 14. BER vs d (m) para M-QAM, P=100W. | 34 |
| Figura 15. BER vs E_s/N_0 (dB) para M-QAM + Convolutacional..... | 38 |
| Figura 16. BER vs d (m) para M-QAM + Convolutacional, P=100W. | 39 |
| Figura 17. BER vs E_s/N_0 (dB) para M-QAM + Reed-Solomon. | 41 |
| Figura 18. BER vs d (m) para M-QAM + Reed-Solomon, P=100W..... | 42 |

| | |
|---|----|
| Figura 19. BER vs E_s/N_0 (dB) para M-QAM + ruido + Rayleigh. | 46 |
| Figura 20. BER vs E_s/N_0 (dB) para M-QAM + ruido + Rice. | 47 |
| Figura 21. BER vs d (m) para M-QAM + ruido + Rayleigh, $P=100W$ | 48 |
| Figura 22. BER vs d (m) para M-QAM + ruido + Rice, $P=100W$ | 49 |
| Figura 23. Diagrama simulado considerando Ruido. | 52 |
| Figura 24. BER vs d (m) para ISDB-T. | 53 |
| Figura 25. Diagrama simulado considerando Ruido y Desvanecimiento. | 55 |
| Figura 26. BER vs d (m) para ISDB-T + Rayleigh. | 56 |
| Figura 27. Escenario planteado para el análisis. | 59 |
| Figura 28. Diagrama simulado considerando Ruido, Desvanecimiento y señal secundaria. | 61 |
| Figura 29. SNR en función de la ubicación del receptor. | 63 |
| Figura 30. SNR vs Posición del receptor (dentro de todo el radio de interés) ... | 64 |
| Figura 30. Desempeño de la señal. Estación secundaria: misma señal que la principal (repetidora). Escenario de la Figura 27. ISDB-T + desvanecimiento. | 65 |
| Figura 31. SNIR en función de la ubicación del receptor. | 67 |
| Figura 32. Distribución de probabilidad de una señal con y sin interferente con modulación BPSK. | 69 |
| Figura 33. Desempeño de las señales independientes. Escenario de la Figura 27. ISDB-T (BPSK) + desvanecimiento. | 71 |

| | |
|---|----|
| Figura 34. Desempeño de las señales independientes. Escenario de la Figura 27. ISDB-T (QPSK) + desvanecimiento. | 72 |
| Figura 35. Cloud Txn, misma señal. ISDB-T + desvanecimiento, sin considerar codificador convolucional. | 74 |
| Figura 37. Cloud Txn, distintas señales. ISDB-T + desvanecimiento, sin considerar codificador convolucional. | 76 |
| Figura 38. Matriz bidimensional de código propuesto para Cloud Txn..... | 78 |
| Figura 39. Matriz producto de codificación | 79 |

RESUMEN

En el presente trabajo se realizó un estudio, análisis y evaluación de desempeño de estaciones transmisoras de televisión digital terrestre para difusión móvil bajo el estándar ISDB-T sobre un canal AWGN con desvanecimiento. Se definió una estación principal y una estación secundaria cuyo desempeño conjunto fue evaluado. La estación secundaria trabaja con una potencia considerablemente inferior a la estación principal, definida en este trabajo con una relación 100:1. Bajo este escenario planteado, se definieron dos opciones de trabajo: (i) ambas estaciones transmiten la misma información, por lo que se considera la estación secundaria como una estación repetidora, y (ii) ambas estaciones transmiten distinta información, por lo que se considera un ambiente de interferencia co-canal. Los resultados obtenidos del desempeño se presentaron mediante la tasa de error de bit en función de la ubicación del receptor. Estos resultados son teóricos, en base al sustento matemático adecuado, y simulados, mediante el uso del método de Montecarlo. Por lo tanto, se obtuvieron resultados cuantitativos de la mejora o empeoramiento de la señal, respectivos a las opciones de trabajo establecidas.

Palabras clave

- TELEVISIÓN DIGITAL TERRESTRE – TDT
- ISDB-T
- CÓDIGOS CORRECTORES DE ERRORES
- PROBABILIDAD DE ERROR DE BIT
- DESEMPEÑO ANALÍTICO.

ABSTRACT

This project presents the analysis and performance evaluation for digital television transmitter stations using ISDB-T standard over AWGN and fading channel. A main broadcast transmitter with a secondary transmitter were evaluated. The second station works with a lower power regarding the main broadcast transmitter (for this project with a 100:1 ratio). Under this scenario, two working options were defined: (i) both stations transmit the same information, where the secondary station as a repeater station was considered, and (ii) both stations transmit different information, building an environment of co-channel interference. The performance by the bit error rate as a function of the receiver's location was presented. The simulation and theoretical results shown the improvement or deterioration of the signal, respectively to the working options established.

Keywords

- DIGITAL TERRESTRIAL TELEVISION – DTT
- ISDB-T
- ERROR CORRECTING CODES
- BIT ERROR RATE
- ANALYTICAL PERFORMANCE.

CAPÍTULO 1

GENERALIDADES

1.1. ANTECEDENTES

El índice de penetración del servicio abierto de televisión alcanza altos niveles alrededor del mundo. En la región, Brasil es el principal mercado de América Latina en televisión comercial abierta con una cobertura del 98% de los hogares. En Ecuador, la cobertura bordea el 90% (Agencia de Regulación y Control de las Telecomunicaciones - ARCOTEL, 2015).

La televisión, junto con la telefonía celular, son los servicios dominantes en cuanto a transmisión de información y comunicaciones inalámbricas masivas, lo cual conlleva a su constante desarrollo y evolución tecnológica. La principal evolución de la televisión, es el cambio de analógica a digital.

Existen varias ventajas presentadas para la televisión digital terrestre (TDT) con respecto a la televisión analógica. Entre las principales características a destacar se encuentran los servicios adicionales que se pueden ofrecer (ej. EPG, interactividad, etc) y la optimización del espectro radioeléctrico, pudiendo

transmitir varias señales paralelas (multiplexadas), utilizando el mismo ancho de banda que se utiliza en televisión analógica. Todos los estándares de televisión digital terrestre proponen la potencial transmisión de varias señales a diferentes definiciones: Alta Definición (*High Definition* - HD), Definición Estándar (*Standard Definition* - SD) y Definición de Baja Densidad (*Low Density* – LD), esta última, enfocada a movilidad (ej. “1seg” en ISDB-T, “ATSC-M/H” en ATSC, etc) (Gallegos Chávez, 2009).

Sin embargo, también están presentes las limitaciones e inconvenientes para la recepción óptima de la señal. Si bien esto no representa mayor problema para receptores fijos, si es un tema a considerar para los receptores portátiles y móviles. Para receptores fijos, la principal consideración es el modelamiento de los multitrayectos (*multipath*), lo cual no representa un efecto muy fuerte, y que además se contrarresta con el uso de modulación OFDM y la definición de un intervalo de guarda, diseñado especialmente con este objetivo. Mientras que para receptores móviles, además de considerar los multitrayectos, se debe considerar también el desvanecimiento (*fading*). Estos fenómenos mezclados hacen que la tasa de errores se incremente, conduciendo a que el desempeño de la señal baje considerablemente (Mendo Tomas, 2012). Es por esto que, para receptores móviles, es necesario que la señal transmitida sea más robusta, por lo que se utilizan modulaciones bajas (QPSK, DPSK), lo mismo que además implica una baja tasa de transmisión, ergo, baja definición.

Otra consideración importante en TDT, son las zonas a la que la señal no llega o la potencia de la interferencia, ya sea ruido o interferencia co-canal, es muy superior a la de la señal, lo cual no permite la visualización óptima del contenido original transmitido. Existe una propuesta, denominada “*Cloud Transmission* –

Cloud Txn” (Wu, Rong, Salehian, & Gagnon, 2012), la cual es robusta ante interferencia co-canal, inmune a la distorsión por multitrayectos y optimiza el espectro. Cloud Txn ha sido evaluada en varios escenarios (Montalban, et al., 2013) (Montalbán, et al., 2014). Los resultados que se presentan en las primeras pruebas muestran que esta propuesta tiene un buen desempeño con relaciones señal a ruido (SNR) muy bajas, e inclusive negativas (del orden de los -3, -4 dB), demostrando que la interferencia co-canal no afecta mayormente en el uso de la técnica comentada.

Cloud Txn utiliza codificadores de canal muy robustos, lo mismo que implica tasas de transmisión relativamente bajas (del orden de 2.4 Mbps (Montalban, et al., 2013) (Montalbán, et al., 2014)), sin embargo, el análisis solamente muestra el desempeño de la señal transmitida por la radio base secundaria, cuya señal es diferente a la señal transmitida por la radio base principal, dejando la puerta abierta al planteamiento de varios escenarios, en el que se pueda utilizar este principio y técnica.

1.2. JUSTIFICACIÓN E IMPORTANCIA

La evolución de la tecnología ha hecho que la sociedad converja al uso necesario y dependencia de la misma (ej. *Smart Cities*). Ante esto se presenta como algo estrictamente necesario tener un servicio continuo, robusto y masivo para la transmisión de información. Ante esta necesidad, la tecnología por excelencia es el *broadcasting* de televisión, tanto fijo como móvil.

Si bien la TDT en sus múltiples estándares ha considerado la movilidad (Gallegos Chávez, 2009), enfocada especialmente a medios de transporte masivo, tales como buses, metro, etc, esta debe ser analizada especialmente, para determinar si se pueden realizar nuevas mejoras, tanto en cobertura, como en calidad de señal (definición).

Para movilidad, cada estándar de TDT ha considerado una definición especial, denominada “*Low Density - LD*” (Gallegos Chávez, 2009), cuyas características son las mínimas para la visualización. Es aquí en donde el campo de investigación está abierto, es decir, en la búsqueda de nuevas técnicas para llegar a zonas en las que no exista cobertura o mejorar la definición en los límites de cobertura.

Basándonos en el planteamiento de Cloud Txn, uno de los escenarios de gran interés se presenta para ser considerado: la transmisión de la misma información, tanto por parte de la radio base principal, como de la(s) radio base(s) secundaria(s), convirtiéndose esta(s) en estación(es) repetidora(s), es decir, usar el concepto de Red de Frecuencia Única (Single Frequency Network – SFN) (Mattsson, 2005) (Wu, Rong, Salehian, & Gagnon, 2012).

Si bien existe software para simular escenarios (ej. Sirenet), estos solamente analizan coberturas en función de la potencia y ubicación de las antenas transmisoras. La propuesta presentada a continuación, se centra en el análisis de probabilidad de error de bit en función de la ubicación del receptor. Con el análisis previamente mencionado, se puede proponer la potencia mínima de trabajo para la estación repetidora, para que la ayuda que brinda a la señal sea

considerablemente buena. Es decir, el modelo planteado, definirá el valor real de la información recibida y la evaluará cuantitativamente.

1.3. ALCANCE DEL PROYECTO

El presente trabajo pretende realizar un estudio, análisis y evaluación del desempeño de una estación repetidora para *broadcasting* móvil en TDT. Llegando a definir las zonas de cobertura óptima en función de la distancia desde el receptor a la transmisora principal y a la repetidora. Además se planteará definir los parámetros mínimos para el óptimo desempeño de la estación repetidora. Entre los parámetros se encuentran, distancias, potencias de transmisión, tipos de modulación, modelos de desvanecimiento, tasas de transmisión y probabilidades de error de la señal transmitida.

Para realizar esta evaluación, se utilizará una herramienta para simulación matemática, desarrollo de algoritmos, visualización y análisis de datos (ej. MatLab, SciLab, etc), así como también serán obtenidas ecuaciones cerradas de probabilidad de error de bit en base al canal de comunicación, modulación empleada, SNR y distancia entre transmisores y receptor, en base a los siguientes criterios:

- Análisis de SNR vs distancia (d) vs Potencia de Transmisión (P_{TX}).
- Análisis de SNR vs (d), a potencias de transmisión previamente definidas.
- Análisis de *Bit Error Rate* (BER) vs d , a potencias de transmisión previamente definidas.

Para la última, se debe considerar varios sub-escenarios:

- Análisis de BER vs d , enviando solamente bits sin codificar, utilizando diferentes modulaciones (ej. BPSK, QPSK, M-QAM).
- Análisis de BER vs d , con códigos de canal, además de la modulación previamente definida.
- Análisis de BER vs d , con distintas distribuciones para el modelamiento del desvanecimiento (ej. Rayleigh, Rice)

Análisis de BER vs d , bajo las condiciones de un estándar de TDT (ej. ISDB-T)

Cada uno de los escenarios mencionados, brindará información valiosa e importante para el posterior análisis y determinar los parámetros para el mejor desempeño de una estación repetidora para *broadcasting* móvil en TDT. Adicionalmente, cada escenario planteado será comparado entre sí para determinar cómo el grado de rendimiento ha ido variando conforme los parámetros hagan lo propio, con el objetivo de presentar gráficas cuantificables de cuán afectada es realmente la señal original (BER).

1.4. OBJETIVOS

1.4.1. General

Estudiar, analizar y evaluar el desempeño de una estación repetidora para *broadcasting* móvil en Televisión Digital Terrestre – TDT, mediante software de

simulación matemática para determinar los parámetros de funcionamiento óptimos y determinar cuantitativamente la ayuda que ofrece la repetidora a la señal principal.

1.4.2. Específicos

- Realizar un estudio del estado del arte referido a métodos y tecnologías para la optimización del espectro radioeléctrico.
- Realizar un estudio comparativo de las propuestas para movilidad en los diferentes estándares de TDT.
- Determinar el comportamiento de la SNR en función de las potencias de transmisión y la ubicación del receptor, considerando interferencia co-canal.
- Analizar y comparar la SNR a distintos parámetros predefinidos, considerando interferencia co-canal y distintas modulaciones (QPSK, 16-QAM, 64-QPSK).
- Calcular y comparar el BER a distintos parámetros predefinidos.
- Analizar, estudiar y definir la distribución Rayleigh para el desvanecimiento de la señal principal (considerando que tiene línea de vista), y la distribución

Rice para el desvanecimiento de la señal secundaria (considerando que no tiene línea de vista).

- Modelar un sistema completo de TDT (ISDB-T) y medir el desempeño de la estación transmisora.
- Plantear un escenario de Cloud Txn con la misma señal transmitida y determinar su desempeño.
- Plantear un escenario de Cloud Txn con distintas señales transmitidas y determinar su desempeño.

CAPÍTULO 2

DEFINICIÓN DEL ESCENARIO

2.1. TELEVISIÓN DIGITAL TERRESTRE Y PROPUESTAS PARA MOVILIDAD

Para sistemas de TDT – Televisión Digital Terrestre se ha creado cuatro estándares alrededor del mundo (Wu, Pliszka, Caron, Bouchard, & Chouinard, 2000), según los cuales cada país sopesa las alternativas y define cuál es que mejor se adapta para su entorno.

En la Tabla 1 se muestra un breve resumen comparativo entre los estándares de TDT existentes, sin embargo, este trabajo se enfoca especialmente en las propuestas para movilidad, por lo que estas se desarrollan a continuación.

Tabla 1.
Comparación entre estándares de TDT.

| | ATSC | DVB-T | | ISDB-T | | | DMB-T |
|---------------------------|------------------------------|--|-------------|--|--------------------|--------------------|---|
| | | Modo 1 (2k) | Modo 3 (8k) | Modo 1 (2k) | Modo 2 (4k) | Modo 3 (8k) | |
| Ancho de banda | | 6 MHz | | | | | 6 y 8 MHz |
| Ancho de banda útil | | 5,71 MHz | | 5,575 MHz | 5,573 MHz | 5,572 MHz | 7,56 MHz |
| Portadoras | | 1704 | 6816 | 1405 útil: 1248 | 2809 útil: 2496 | 5617 útil: 4992 | |
| Modulación | 8-VSB | QPSK, 16QAM, 64QAM; COFDM | | QPSK, 16QAM, 64QAM, DPSK; BST-OFDM | | | QPSK, 16QAM, 32QAM, 64QAM; TDS-OFDM |
| Números de símbolos Trama | 207 bytes | 204 bytes | | 204 bytes | | | |
| Codificador Interno | Convolutacional tasa: 2/3 | Convolutacional [171,133] tasa: 1/2, 2/3, 3/4, 5/6, 7/8 | | Convolutacional [171,133] tasa: 1/2, 2/3, 3/4, 5/6, 7/8 | | | LDPC tasa: 0,4 , 0,6 , 0,8 |
| Codificador Externo | RS (207,187) | RS (204,188) | | RS (204,188) | | | BCH (762,752) |
| Velocidad de transmisión | 19,39 Mbps | 5 a 31 Mbps | | 3,7 a 23,2 Mbps | | | 4,813 a 32,486 Mbps |

2.1.1. DVB-T – Europa

El estándar DVB-T (*Digital Video Broadcasting Terrestrial* en inglés), con Europa como desarrollador, presenta DVB-H (*Digital Video Broadcasting Handheld*) (DVB, 2016), como una ampliación del estándar principal, para la recepción en vehículos y terminales móviles. Esta tecnología hace uso de la difusión de datos IP, combinando la compresión de video y el sistema original. En la Figura 1 se presenta el esquema para la demodulación.

Las principales características son:

- Reducción en el consumo de potencia, es decir menor uso de batería en el terminal receptor. Esto se logra haciendo uso de la técnica *Time Slicing* (hasta el 90% de ahorro de batería).
- Partiendo de que el tamaño de los terminales receptores conlleva a la limitante en tamaño de las antenas internas, se propone MPE-FEC (*Multiprotocol Encapsulation – Forward Error Correction* en inglés) el cual, al hacer uso de un código RS (255, 191) proporciona una gran capacidad correctora de errores.

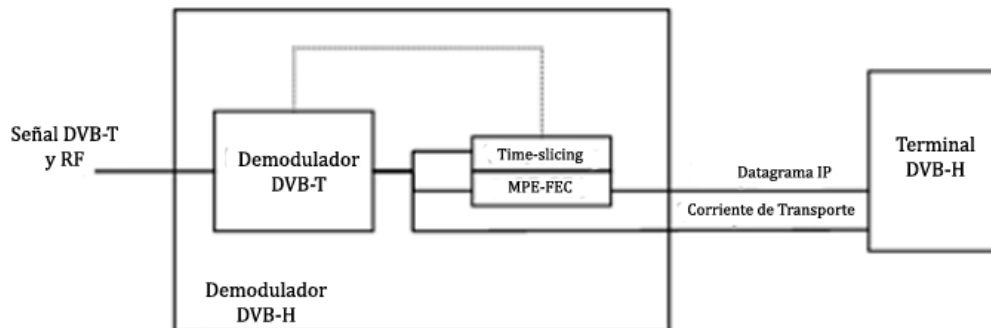


Figura 1. Demodulador DVB-H.
Fuente: (Wikipedia, DVB-H)

Por otro lado, DVB-NGH (*Digital Video Broadcasting – Next Generation Handheld*), aunque aún está en fase de desarrollo, es la mejora inminente de DVB-H conllevando eficiencia espectral y mayor flexibilidad en la modulación.

2.1.2. ATSC – Estados Unidos

El estándar ATSC (*Advance Television System Committee* en inglés), con Estados Unidos como desarrollador, no contempló inicialmente la recepción en condiciones de movilidad, sin embargo, existe ya la propuesta denominada ATSC-M/H (*Advanced Television Systems Committee - Mobile/Handheld* en inglés) (ATSC, 2016) el cual es un sistema híbrido entre los dos prototipos presentados: MPH (*mobile/pedestrian/handheld* en inglés) desarrollado por LG Electronics y A-VSB (*Advanced Vestigial Side Band* en inglés) desarrollado por Samsung.

Las principales características son:

- Es un sistema multiplexado que utiliza el mismo canal de radiofrecuencia que ATSC, utilizando solamente una porción de 19,39 Mbps del ancho de banda de 6 MHz disponible.
- Al igual que en el estándar DVB, se hace uso de la técnica *Time Slicing*.
- En cuanto a corrección de errores se utiliza un código RS y un *CRC checksum* combinados.

El autodenominado ATSC 3.0 es un conjunto de estándares enfocado al soporte a gran escala de TDT, dentro de lo cual se encuentra: televisión móvil, televisión 3D, 4K UHD, HDR (*high dynamic range* en inglés), HFR (*high frame rate* en inglés) y WCG (*wide color gamut* en inglés).

2.1.3. DTMB – China

El estándar DTMB (*Digital Terrestrial Multimedia Broadcast* en inglés), con China como desarrollador, inicialmente conocido como DMB-T/H (*Digital Multimedia Broadcast – Terrestrial/Handheld*) (DTV Status, 2016) fue concebido inicialmente para recepción interna, externa y móvil de TDT siendo considerada para esta última una calidad SD.

Al ser una fusión de varias tecnologías utilizadas en los otros estándares, esta representa algunas ventajas notables, como:

- Estimación de canal más precisa y sincronización más rápida del sistema, al hacer uso de un código pseudo-aleatorio de ruido como intervalo de guarda.
- Codificación LDPC (*low density parity check* en inglés) la cual es más robusta para corrección de errores, y modulación TDS-ODFM (*Time Domain Synchronization – Orthogonal Frequency Division Multiplexing*) para la multiplexación de señales SD, HD, servicios multimedia, etc.

A pesar de ya estar considerada la movilidad dentro del estándar principal, se le denomina CMMB (*China Multimedia Mobil Broadcasting*) a la extensión enfocada en esto.

2.1.4. ISDB-T / ISDB-Tb – Japón / Brasil

El estándar ISDB-T (*Integrated Services Digital Broadcasting Terrestrial* en inglés), con Japón como desarrollador, fue inicialmente presentado para brindar robustez, movilidad y portabilidad, tanto como para alta definición (HD) como para definición estándar (SD). Adicionalmente, este estándar es el único que hace uso de un *time interleave* (en total, cuenta con cuatro entrelazadores), el cual es robusto frente al ruido y tiene un excelente desempeño para recepción portátil y móvil. El diagrama de bloques completo se lo presenta en la Figura 2.

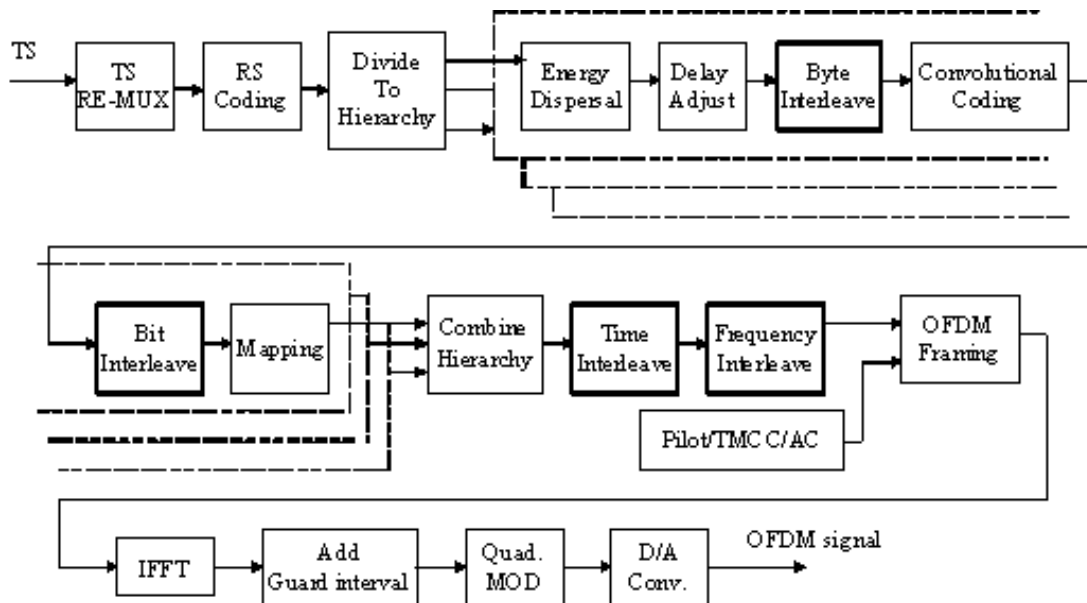


Figura 2. Diagrama de bloques ISDB-T.
Fuente: (DiBEG, 2016)

Dentro de este estándar, se incluye el servicio denominado *one seg* o 1seg (*one segment*) diseñado y desarrollado especialmente para movilidad, brindando una definición básica o de baja densidad.

El servicio 1seg hace uso de 1 de los 13 segmentos disponibles dentro del ancho de banda del canal de 6 MHz. Debido tanto al limitado ancho de banda como a la gran afectación de la señal para receptores móviles, para este servicio se hace uso de una modulación muy robusta, es decir, se utiliza QPSK o DPSK.

2.2. RELACIÓN SEÑAL A RUIDO

2.2.1. Modelamiento del ruido

El ruido de Johnson-Nyquist, o ruido térmico, se ocasiona en el terminal receptor en un sistema de comunicaciones, debido a la agitación térmica de los electrones. Este ruido es similar al ruido blanco, por lo que tiene una densidad espectral de potencia casi plana y distribución normal o gaussiana (Ron, 2002).

La densidad espectral de potencia del ruido para un ancho de banda de 1 Hz a temperatura ambiente es:

$$N_0(1 \text{ Hz}) = -174 \text{ dBm} \rightarrow P_{N0} \approx 0.004 \text{ aW}$$

Mientras que para un sistema de televisión analógica convencional, con ancho de banda de 6 MHz es:

$$N_0(6 \text{ MHz}) = -106 \text{ dBm} \rightarrow P_{N0} \approx 25 \text{ fW}$$

2.2.2. SNR en función de la potencia de transmisión

Los efectos del ruido pueden ser minimizados incrementando la potencia de transmisión, sin embargo, existen otras limitaciones tales como el ancho de banda o características de los equipos, entre otras.

La Relación Señal a Ruido (SNR – *Signal-to-Noise Ratio* en inglés) es una proporción entre potencia de la señal de interés y la potencia del ruido interferente. Este coeficiente es expresado en decibeles (dB) y se lo usa principalmente para graficar la probabilidad de error en función esta.

La SNR está dada por la siguiente ecuación:

$$SNR \text{ (dB)} = 10 \log \left(\frac{P_S}{P_{N0}} \right) \quad (1)$$

Donde:

P_s Potencia de la Señal (W)

P_{No} Potencia del Ruido (W)

2.2.3. SNR en función de la distancia

La potencia con la cual se trabaja es la potencia percibida por el receptor. Para obtener esta potencia de recepción, se utiliza el modelo exponencial de pérdida de trayecto, el mismo que es definido por la siguiente ecuación:

$$P_S (W) = P_{Rx}(W) = P_{Tx}d^{-\beta} \quad (2)$$

Donde:

P_{Tx} Potencia de transmisión (W)

d Distancia entre transmisor y receptor (m)

β Coeficiente de pérdida de trayecto (4 para ambientes urbanos)

2.2.4. SNR en función de la potencia de transmisión y la distancia

De las ecuaciones (1) y (2) se obtiene la siguiente expresión:

$$SNR (dB) = 10 \log \left(\frac{P_{Tx} d^{-\beta}}{P_{N0}} \right) \quad (3)$$

Sin embargo, se puede definir previamente un valor de SNR, con lo cual se puede realizar el proceso inverso para la obtención de las características del ruido. Dada una SNR en dB, se debe transformar a valores manejables de potencia:

$$SNR (W) = \frac{E_s}{N_0} = 10^{\left(\frac{SNR (dB)}{10}\right)} \quad (4)$$

La densidad espectral de potencia del ruido es N_0 , al tratarse de un ruido complejo, debido a la modulación digital M-QAM, se debe considerar que tanto la parte real como la imaginaria, tienen una densidad espectral de potencia de $N_0/2$. Con esto, se puede obtener la siguiente expresión:

$$\sigma^2 = \frac{N_0}{2} = \frac{E_s}{2 E_s/N_0} \quad (5)$$

2.2.5. Simulación del Ruido

La variable aleatoria Gaussiana X es definida en función de dos parámetros: media m , y desviación estándar σ^2 . Se la presenta de la forma $X = N(m, \sigma^2)$.

La PDF (*Probability Density Function* en inglés) de esta variable aleatoria está dada por:

$$p(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma^2}} e^{-\frac{(x-m)^2}{2\sigma^2}} \quad (6)$$

Para representar el ruido se hace uso de una variable aleatoria Gaussiana con media $m = 0$ y desviación estándar σ^2 obtenido anteriormente. En la simulación se utiliza la función *normrnd* predefinida en la herramienta MatLab.

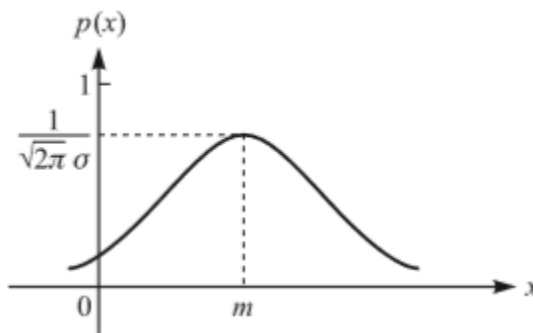


Figura 3. PDF de una variable aleatoria Gaussiana.
Fuente: (Proakis, 2001)

2.3. TIPOS DE MODULACIÓN M-QAM Y DEFINICIÓN DE LA TRANSMISIÓN

La Modulación de Amplitud en Cuadratura (QAM – *Quadrature Amplitude Modulation* en inglés) es el tipo de modulación por excelencia para la televisión digital (Tabla 1), ya que permite la transmisión de dos señales mediante la

modulación de una portadora en amplitud y en fase, aprovechando el ancho de banda disponible. Para el análisis se toma en cuenta la energía media de símbolo $\overline{E_s}$ de la constelación.

Si bien, una modulación de mayor orden (ej. 64-QAM) significa que se puede enviar más información por símbolo, en caso de existir un error en el símbolo recibido, mayor información es la afectada.

Los símbolos de cada constelación se presentan en código Gray (QPSK - Figura 4, 16-QAM - Figura 6 y 64-QAM - Figura 8), es decir, la diferencia entre 2 símbolos próximos, o vecinos, es solamente de 1 bit, disminuyendo eventualmente la tasa de error de bit ocasionada por el ruido.

Adicionalmente se presentan las constelaciones con la adición de ruido (AWGN), que es la constelación que se percibe en el receptor (QPSK - Figura 5, 16-QAM - Figura 7 y 64-QAM - Figura 9) a diferentes niveles de SNR.

2.3.1. Modulación 4-QAM o QPSK

Los símbolos de una constelación en una modulación 4-QAM son 4. Cada símbolo representa 2 bits de información. Esta modulación es considerada robusta ante el ruido y es usada en televisión digital cuando el nivel de la señal es bajo (SNR bajo), por ejemplo, para transmitir señal de baja densidad (LD).

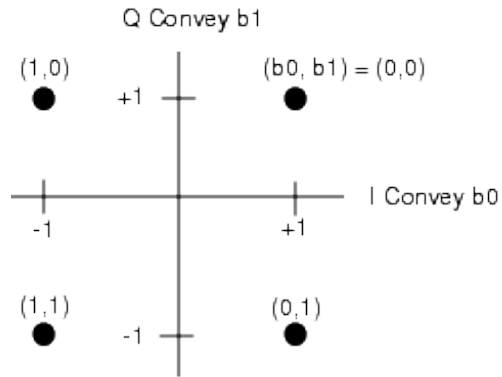


Figura 4. Constelación QPSK, código Gray.

Fuente: (Agilent Technologies, 2005)

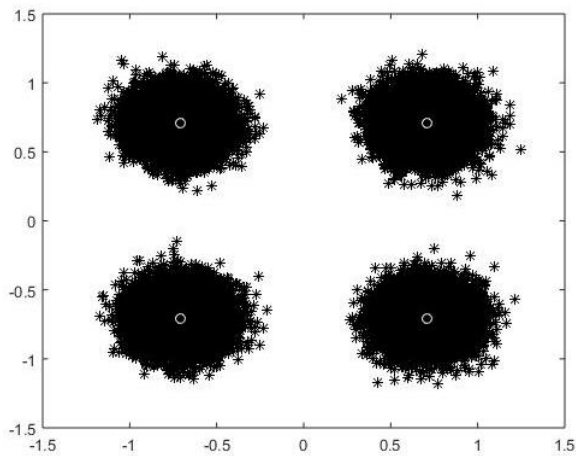


Figura 5. Constelación QPSK + Ruido, SNR=15dB.

2.3.2. Modulación 16-QAM

En una modulación 16-QAM, cada símbolo representa 4 bits de información. Este tipo de modulación se utiliza en televisión digital para transmitir señal en definición estándar (SD).

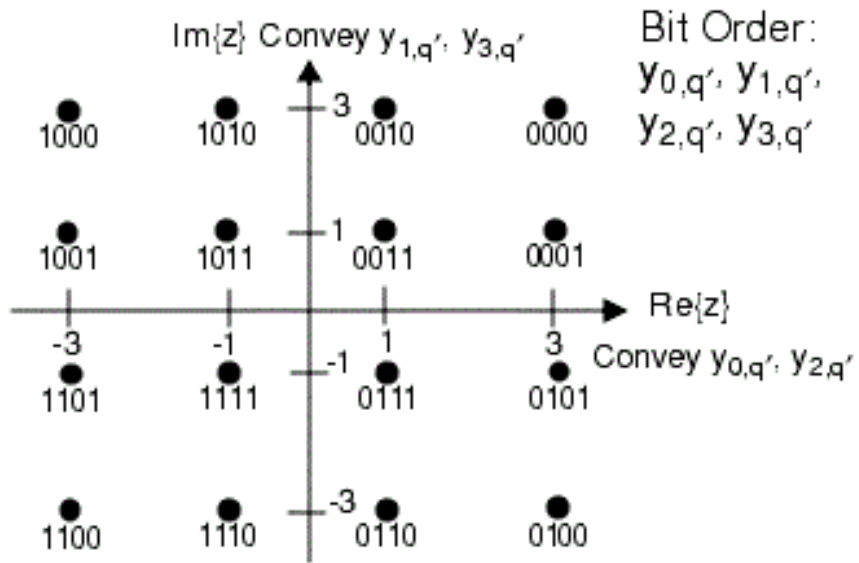


Figura 6. Constelación 16-QAM, código Gray.

Fuente: (Agilent Technologies, 2005)

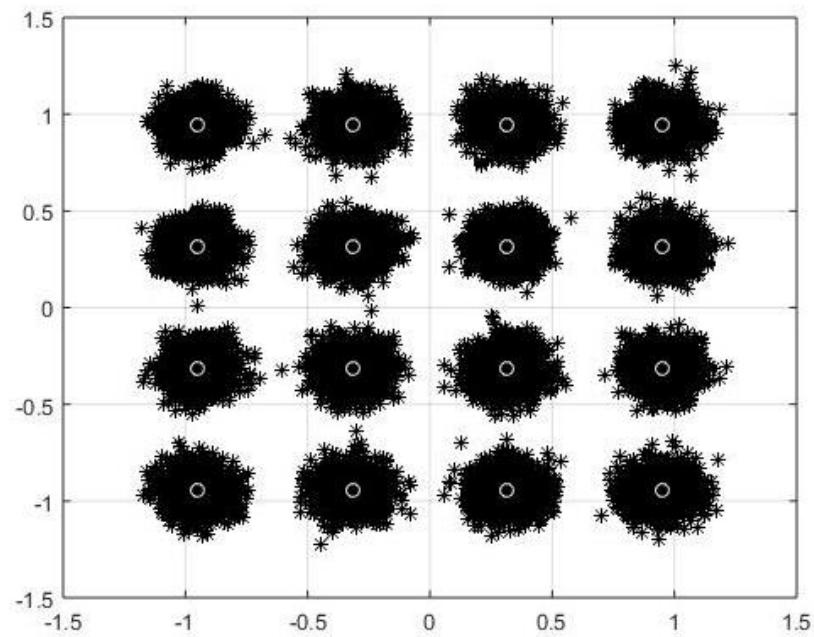


Figura 7. Constelación 16QAM + Ruido, SNR=20dB.

2.3.3. Modulación 64-QAM

Los símbolos de una constelación en una modulación 64-QAM son 64. Cada símbolo representa 6 bits de información. Esta modulación es considerada en televisión digital cuando el nivel de la señal es alto (SNR alto), por ejemplo, para transmitir señal de alta definición (HD).

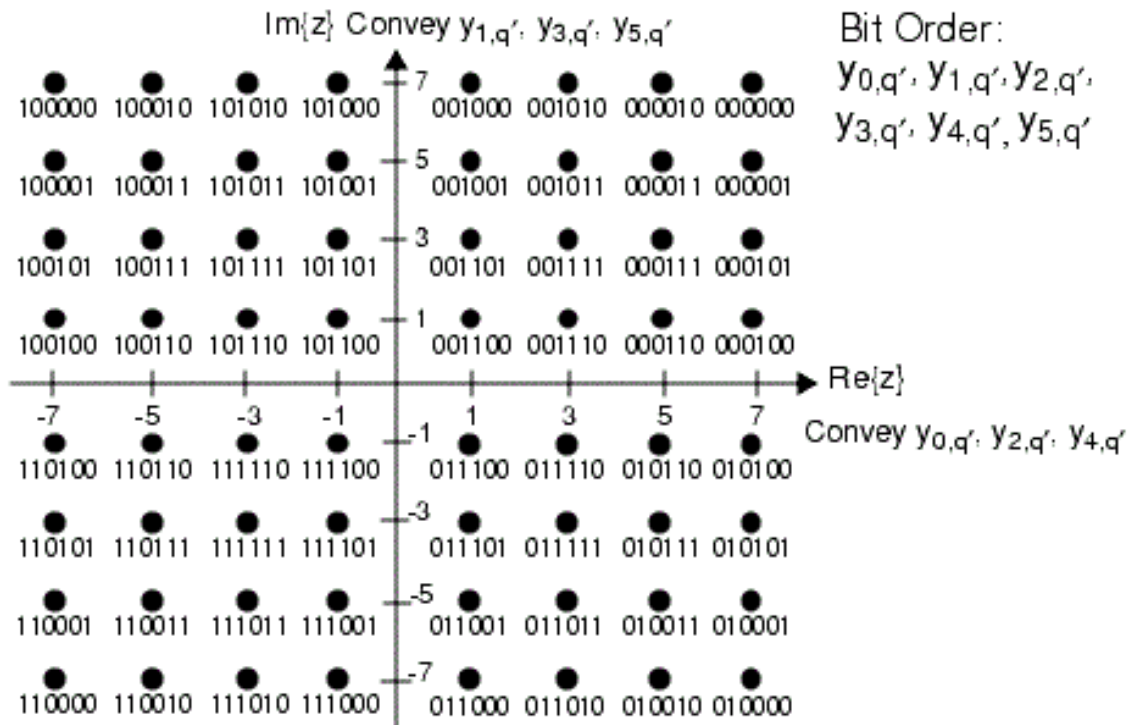


Figura 8. Constelación 64-QAM, código Gray.

Fuente: (Agilent Technologies, 2005)

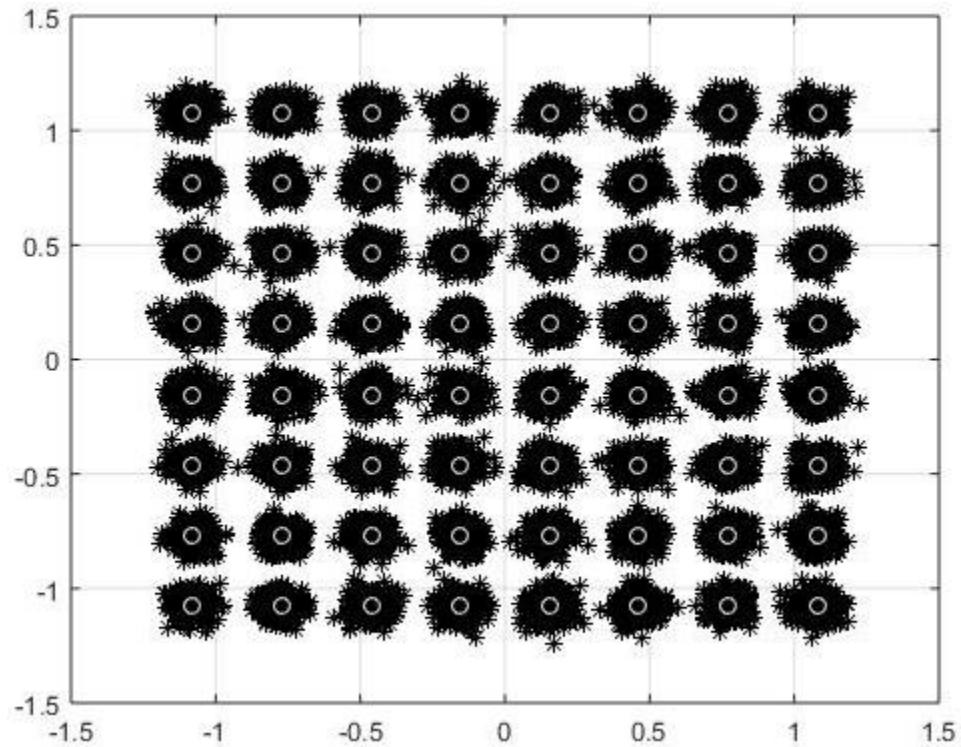


Figura 9. Constelación 64QAM + Ruido, SNR=25dB.

En la Figura 9 se puede visualizar que a mayor orden de modulación M-QAM se necesita tener de igual manera un mayor nivel de SNR para mitigar el potencial error que puede producir el ruido.

Para los tres órdenes de modulaciones M-QAM presentados, se puede observar, en la Figura 13, la relación existente entre los niveles de SNR y la probabilidad de error que se presentaría en cada uno de los casos.

2.4. TIPOS Y MODELAMIENTO DE DESVANECIMIENTO

2.4.1. Distribución Rician

Dadas dos variables aleatorias Gaussianas independientes distribuidas X_1 y X_2 con media $\mu_1 = m_1$ y $\mu_2 = m_2$ respectivamente y desviación estándar σ^2 , se tiene una variable aleatoria Rice X de la forma:

$$X = \sqrt{X_1^2 + X_2^2} \quad (7)$$

Cuya PDF está dada por:

$$p(x) = \begin{cases} \frac{x}{\sigma^2} I_0\left(\frac{sx}{\sigma^2}\right) e^{-\frac{x^2+s^2}{2\sigma^2}}, & x > 0 \\ 0, & \text{para el resto} \end{cases} \quad (8)$$

Donde s y $I_0(x)$ están dadas respectivamente por (Proakis, 2001):

$$s = \sqrt{m_1^2 + m_2^2} \quad (9)$$

$$I_0(x) = \sum_{k=0}^{\infty} \left(\frac{x^k}{2^k k!}\right)^2 \approx \frac{e^x}{\sqrt{2\pi x}} \quad (10)$$

Con segundo momento (energía media):

$$E[x^2] = 2\sigma^2 + s^2 \quad (11)$$

Otra forma de representar su PDF es a través del factor Rice K definido como:

$$K = \frac{s^2}{2\sigma^2} \quad (12)$$

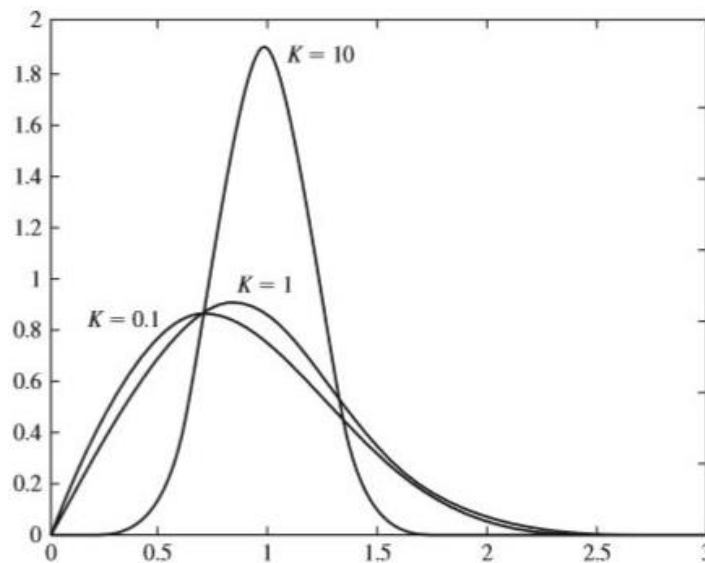


Figura 10. PDF de una variable aleatoria Rice para distintos valores de K .

Fuente: (Proakis, 2001)

Una característica especial de esta variable aleatoria es que para $s = 0$, la variable aleatoria Rice se reduce a una variable aleatoria Rayleigh, y para un alto valor de s , la variable aleatoria Rice puede ser aproximada a una variable aleatoria Gaussiana. Esto se puede verificar visualmente en la Figura 10.

2.4.2. Distribución Rayleigh

Dadas dos variables aleatorias Gaussianas independientes e idénticamente distribuidas X_1 y X_2 con media $m = 0$ y desviación estándar σ^2 , se tiene una variable aleatoria Rayleigh X de igual manera que en la ecuación (7). Su PDF está dada por:

$$p(x) = \begin{cases} \frac{x}{\sigma^2} e^{-\frac{x^2}{2\sigma^2}}, & x > 0 \\ 0, & \text{para el resto} \end{cases} \quad (13)$$

Con segundo momento (energía media):

$$E[x^2] = 2\sigma^2 \quad (14)$$

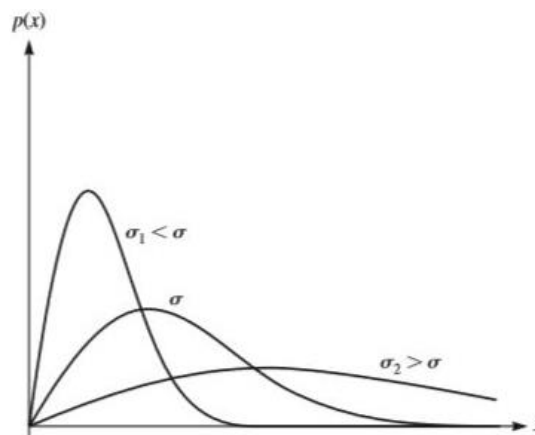


Figura 11. PDF de una variable aleatoria Rayleigh para distintos valores de σ .
(Proakis, 2001)

CAPÍTULO 3

EVALUACIÓN DE DESEMPEÑO A TRAVÉS DE ANÁLISIS MATEMÁTICO Y SIMULACIÓN

Las ecuaciones presentadas en este capítulo han sido encontradas y estudiadas en varios libros tradicionales de la literatura y parametrizadas acorde a la necesidad del escenario planteado. Estas ecuaciones tienen una amplia gama de complejidad de procesamiento, por lo que una herramienta robusta y versátil (ej. MatLab) es necesaria para presentar los resultados.

Por otra parte, para la simulación se utilizó el método de Montecarlo, el cual es un método determinista, pero que es aplicable en problemas tanto deterministas como estocásticos. El método consiste básicamente en generación de datos aleatorios y repetir el proceso muchas veces, siendo el error absoluto de este método aproximadamente $1/\sqrt{N}$, donde N es el número de repeticiones. Para todas las simulaciones se utilizaron de 10^5 bits a 10^8 bits dependiendo la necesidad de cada caso.

De la Figura 12 a la Figura 22 no se presentan igual cantidad de puntos simulados como puntos obtenidos por ecuaciones teóricas, esto no significa que a partir del último punto simulado obtenido no existen datos, mucho menos que

los datos no siguen la tendencia presentada por las ecuaciones teóricas, las simulaciones presentadas se realizaron bajo dos condiciones: la primera condición es el costo computacional que el procesamiento representa, y la segunda condición es un límite referencial mínimo en el que se pueda observar la tendencia de la curva.

En la Figura 13, Figura 15, Figura 17, Figura 19 y Figura 20 se presentan los resultados individuales de cada etapa desarrollada para comprobar el grado de similitud entre las ecuaciones teóricas presentadas y la simulación propuesta, mientras que en la Figura 24 y Figura 26 se presentan algunas de las etapas conjuntamente (concatenadas) para presentar el desempeño de todo el sistema completo acorde a la Figura 23 y Figura 25 respectivamente.

3.1.RELACIÓN SEÑAL A RUIDO VS DISTANCIA VS POTENCIA DE TRANSMISIÓN

Con la ecuación (3) se puede obtener la Figura 12, en la que se presenta la SNR en dB en función de la distancia del receptor con respecto a la transmisora.

Esta gráfica sirve como referencia visual para tener presente cuanto afecta la distancia en el desempeño de la señal. Se puede utilizar para relacionar los resultados de todos los análisis posteriores en los que se presenta la SNR en función de la distancia.

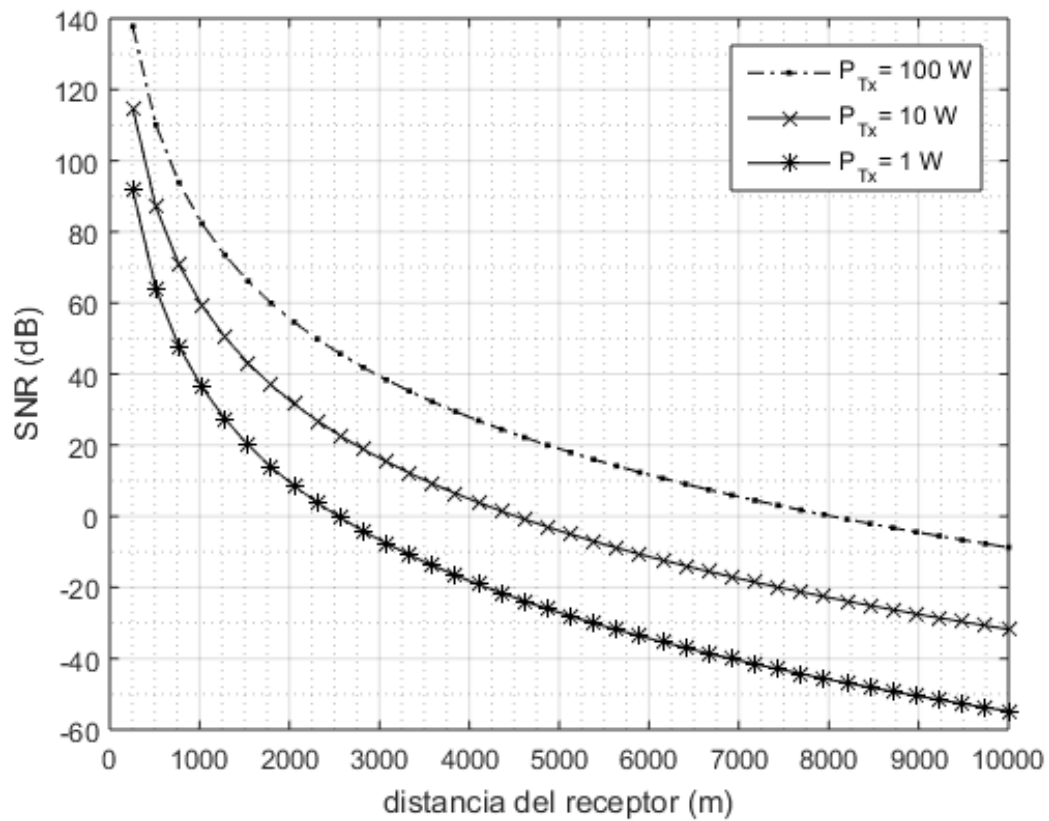


Figura 12. SNR (dB) vs d (m) vs P (W).

3.2. BIT ERROR RATE VS DISTANCIA

3.2.1. Modulación M-QAM

Para la modulación digital M-QAM se considera la energía media de los símbolos de la constelación $\overline{E_s} = 1$, la misma que posteriormente será multiplicada por la energía total recibida en función de la potencia.

3.2.1.1. Sustento Matemático

La expresión matemática para la probabilidad de error de símbolo para una modulación digital M-QAM sobre un canal AWGN (*Additive White Gaussian Noise*) (Simon & Alouini, 2005) está dada por:

$$P_S = 4 \left(1 - \frac{1}{\sqrt{M}}\right) Q \left(\sqrt{\frac{3}{M-1} \frac{E_S}{N_0}} \right) - 4 \left(1 - \frac{1}{\sqrt{M}}\right)^2 Q^2 \left(\sqrt{\frac{3}{M-1} \frac{E_S}{N_0}} \right) \quad (15)$$

Siendo la probabilidad de error del orden decimal menor o igual a 1, la segunda parte de la expresión, al estar elevada al cuadrado, puede considerarse despreciable por lo que la ecuación (15) puede reducirse a:

$$P_S = 4 \left(1 - \frac{1}{\sqrt{M}}\right) Q \left(\sqrt{\frac{3}{M-1} \frac{E_S}{N_0}} \right) \quad (16)$$

Donde:

M orden de la modulación digital M-QAM

$Q(.)$ función gaussiana.

$$Q(x) = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\frac{x}{\sqrt{2}} \right) \quad (17)$$

La misma que a su vez hace uso de la función de error complementario (ERFC – *complementary error function* en inglés).

Dada la probabilidad de error de símbolo en la ecuación (16), se puede obtener la probabilidad de error de bit modulado (BER – *Bit Error Rate* en inglés):

$$BER = P_{bm} = \frac{P_s}{\log_2 M} \quad (18)$$

3.2.1.2. Simulación

Para la simulación se hace uso de funciones predefinidas en la herramienta MatLab: `comm.RectangularQAMModulator` para la modulación y `comm.RectangularQAMDemodulator` para la demodulación (MathWorks, 2016).

La mayoría de análisis presentan gráficas de BER vs E_s/N_0 o BER vs E_b/N_0 . En la Figura 13, al igual que en las figuras posteriores, se presenta la probabilidad de error de bit tanto simulada (puntos), como teórica (línea continua, en este caso obtenidas a partir de las ecuaciones (16) y (18)).

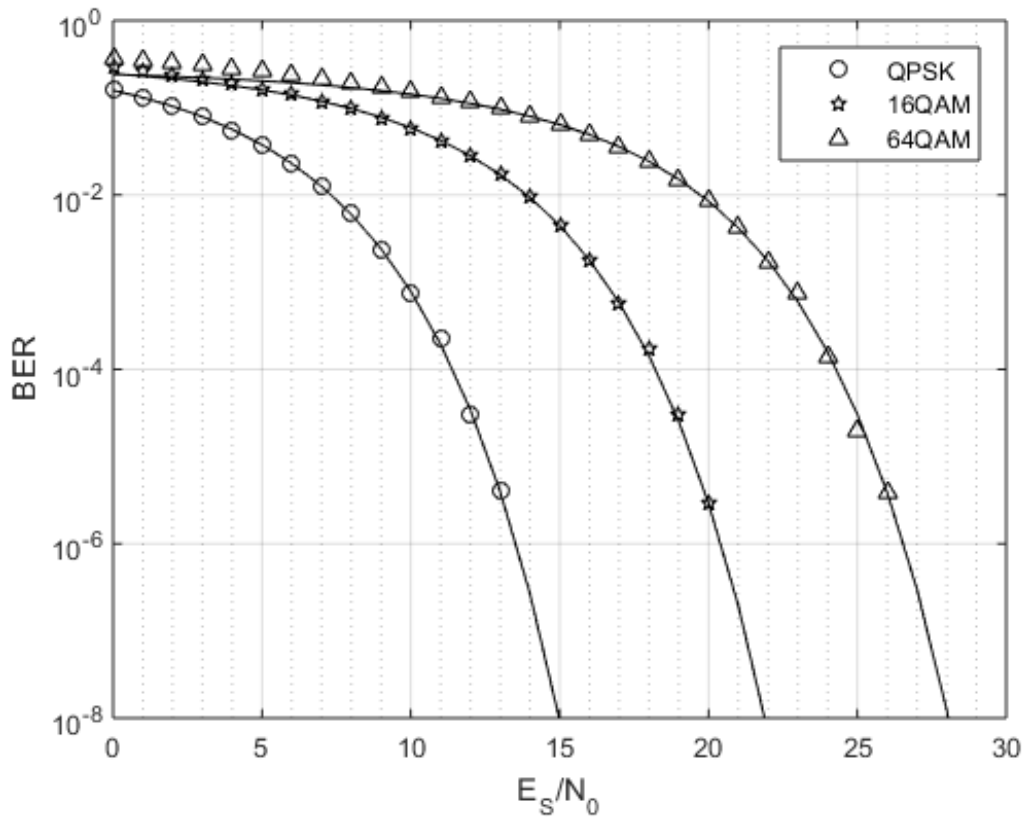


Figura 13. BER vs Es/N0 (dB) para M-QAM.

Sin embargo, por motivo de análisis, se propone la representación de la BER en función de la distancia a la que el receptor se encuentra con respecto de la transmisora.

Cabe mencionar también que la gráfica se obtiene al definir previamente un nivel de potencia en el transmisor. Para una potencia de 100W en el transmisor, se puede visualizar el desempeño de la señal modulada en la Figura 14.

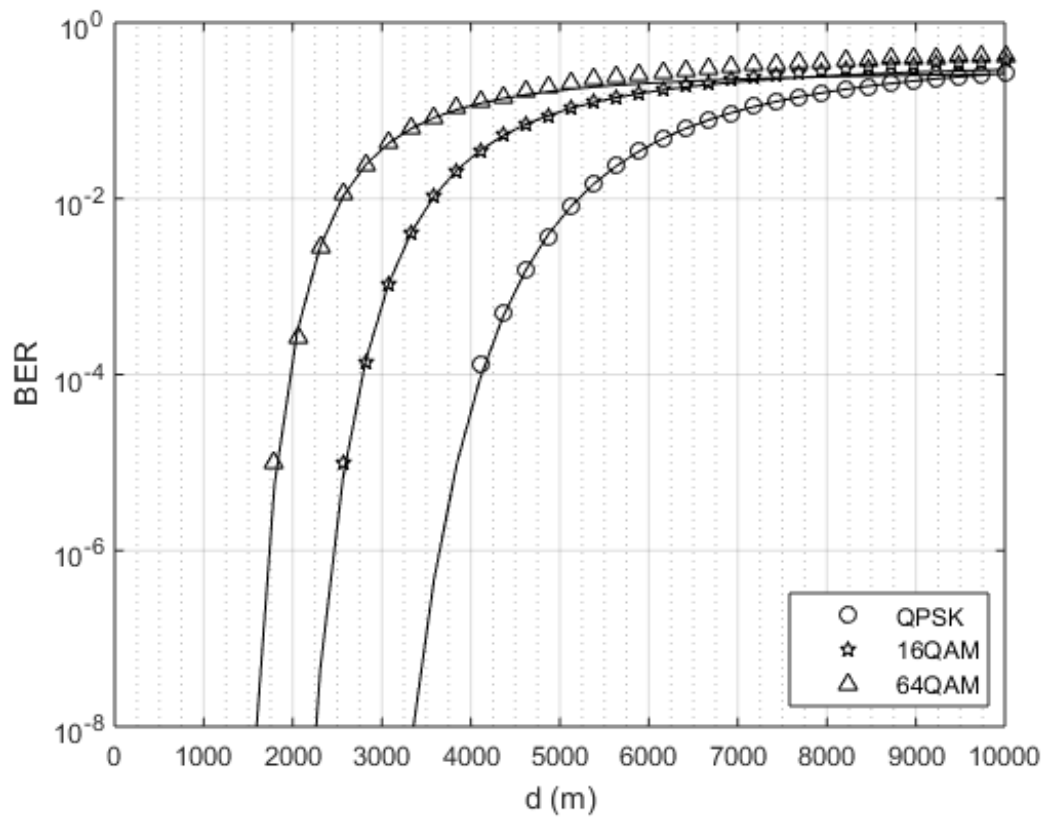


Figura 14. BER vs d (m) para M-QAM, P=100W.

En la Figura 13 y en la Figura 14, se pueden observar puntos simulados hasta el orden de 10^{-5} (1 bit erróneo por cada 100000 bits de información) aproximadamente.

3.2.2. Codificador Convolutivo

Los códigos convolutivos se encuentran entre los mejores codificadores para combatir los errores aleatorios que ocurren durante la transmisión de la

información digital. Para televisión digital se considera un codificador convolucional con código generador $G = [133, 171]$. Por cada bit a la entrada del codificador, este genera 2.

En la parte matemática, este codificador es el más complejo de evaluar, debido al método utilizado para su decodificación (algoritmo de Viterbi) y al uso de una técnica conocida como *puncturing*, la cual consiste en omitir ciertos bits de información en la transmisión, es decir, no se envía la información completa. Si bien, esta técnica permite un mejor aprovechamiento del espectro, al enviar menos bits de redundancia, también ocasiona mayor costo computacional en el receptor, debido a que este necesita realizar procesos de predicción y aproximación para decodificar la información completa, tomando en cuenta los bits faltantes.

La tasa de código es la que define los bits que se transmiten y los bits que se omiten, los mismos que se presentan en la Tabla 2.

Tabla 2.
Bits transmitidos con puncturing.

| r_c | bits transmitidos |
|------------|--|
| 1/2 | X1 Y1 |
| 2/3 | X1 X2 Y1 Y2 |
| 3/4 | X1 X2 X3 Y1 Y2 Y3 |

3.2.2.1. Sustento Matemático

La expresión matemática para el codificador convolucional está dada por (Proakis, 2001):

$$P_b < \sum_{d=d_{free}}^{\infty} a_d P_2(d) \quad (19)$$

Donde:

d_{free} distancia libre del código.

a_d número de caminos en la trellis de Viterbi correspondiente al grupo de distancias d . Tabla 3.

P_2 probabilidad de error dada por el tipo de modulación y los parámetros del canal. Ecuación (20).

La ecuación es considerada *upper-bound* debido a que se utilizan todos los valores de a_d en la sumatoria, sin considerar si en alguno de ellos ya se truncó el código.

$$P_2(d) = \begin{cases} \sum_{k=(d+1)/2}^d \binom{d}{k} p^k (1-p)^{d-k}, & d \text{ impar} \\ \sum_{k=d/2+1}^d \binom{d}{k} p^k (1-p)^{d-k} + \frac{1}{2} \binom{d}{d/2} p^{d/2} (1-p)^{d/2}, & d \text{ par} \end{cases} \quad (20)$$

Donde:

p probabilidad de error antes de considerar el codificador convolucional

La misma que también se la puede aproximar (de igual manera se considera *upper-bound*) a:

$$P_2(d) < [4p(1 - p)]^{d/2} \quad (21)$$

Tabla 3.
Número de caminos en la Trellis de Viterbi para un canal AWGN.

| r_c | d_{free} | $d = d_{free}, d_{free} + 1, d_{free} + 2, d_{free} + 3, \dots$ |
|------------|------------|---|
| 1/2 | 10 | $\alpha_d = [36, 0, 211, 0, 1404, 0, 11633, 0, 77433, 0, 502690, 0, 3322763, 0, 21292910, 0, 134365911, 0]$ |
| 2/3 | 6 | $\alpha_d = [3, 70, 285, 1276, 6160, 27128, 117019, 498860, 2103891, 8784123]$ |
| 3/4 | 5 | $\alpha_d = [42, 201, 1492, 10469, 62935, 379644, 2253373, 13073811, 75152755, 428005675]$ |

3.2.2.2. Simulación

Para la simulación se hace uso de funciones predefinidas en la herramienta MatLab: *convenc* para la codificación y *vitdec* para la decodificación (MathWorks, 2016).

En la Figura 15 se presenta la BER vs E_s/N_0 , tanto simulada (puntos), como teórica (línea continua Ecuación (19) y Ecuación (20)).

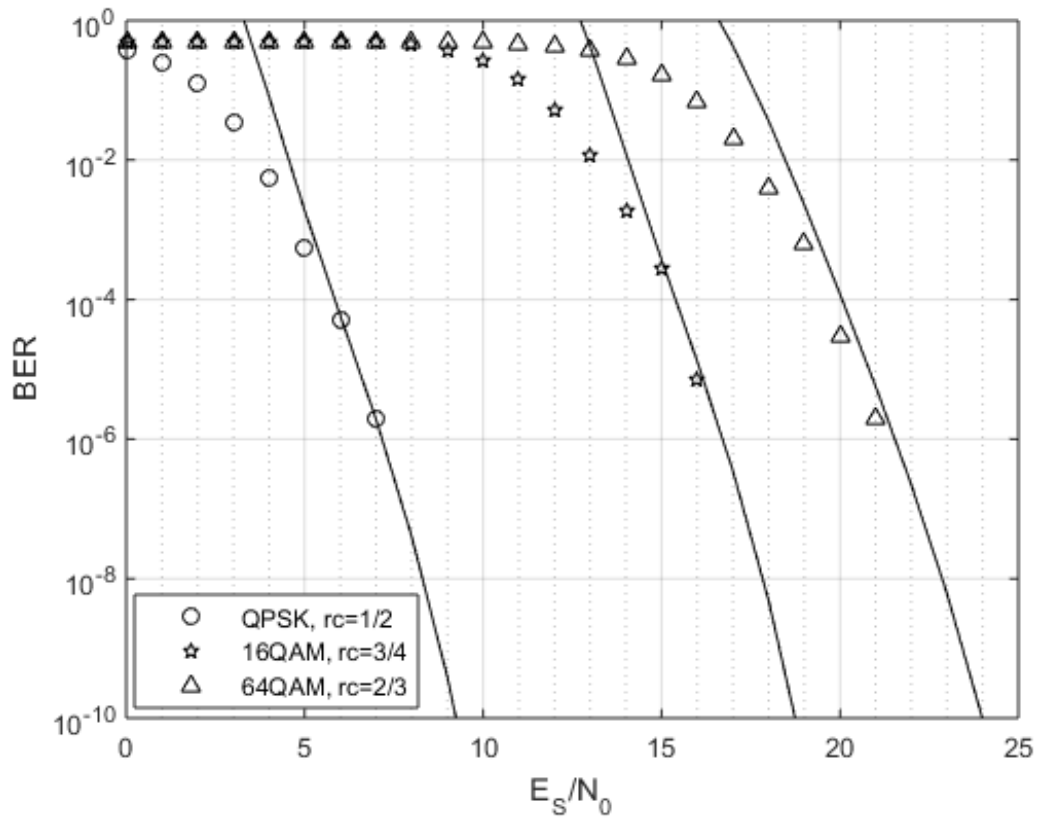


Figura 15. BER vs E_s/N_0 (dB) para M-QAM + Convolutional.

De igual manera se presenta la BER vs la distancia del receptor con respecto a la transmisora en la Figura 16. La potencia del transmisor se define en 100W.

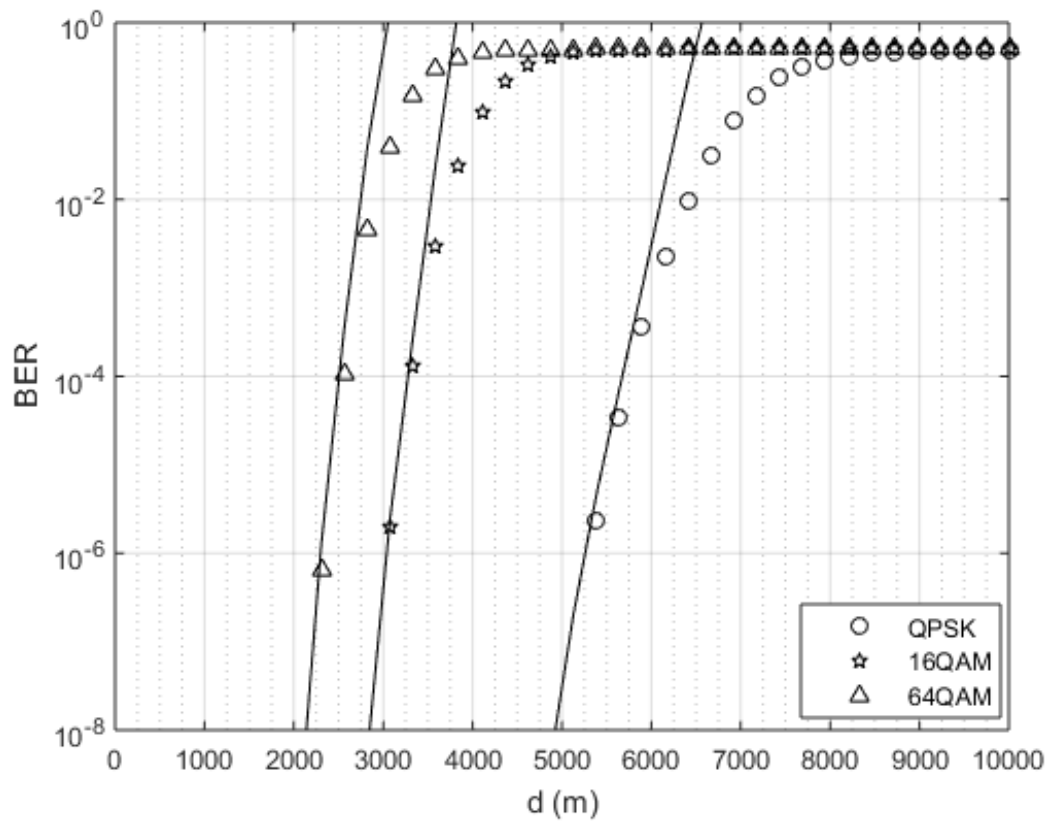


Figura 16. BER vs d (m) para M-QAM + Convolutivo, P=100W.

3.2.3. Codificador Reed – Solomon

Los códigos Reed-Solomon son especialmente buenos para corregir errores en ráfaga (*burst-errors*). Considerando un código $(n, k) = (255, 247)$, en donde cada símbolo está formado por 8 bits (1 byte), se puede determinar que puede corregir 4 símbolos con error en un grupo de 255 símbolos. Este codificador reemplaza los 8 bits completos de los símbolos erróneos brindando esto una gran ventaja en comparación con los códigos binarios.

El estándar ISDB-Tb utiliza como codificador externo un código RS (204, 188) con la capacidad de corregir hasta 8 bytes.

3.2.3.1. Sustento Matemático

La expresión matemática para la probabilidad de error de byte de un codificador Reed – Solomon (Sklar, 2001) está dada por:

$$P_B = \frac{1}{N} \sum_{n=t+1}^N n \binom{N}{n} P^n (1 - P)^{N-n} \quad (22)$$

Donde:

N $N=2^m-1$, siendo m el número de bits de cada símbolo

n longitud de la palabra (byte = 8 bits)

P probabilidad de error antes de considerar el codificador Reed-Solomon

Si se expresa la probabilidad de error de byte en función de la probabilidad de error de bit, se tiene:

$$P_B = 1 - (1 - P_b)^8 \quad (23)$$

Por lo que despejando:

$$P_b = 1 - \sqrt[8]{1 - P_B} \quad (24)$$

3.2.3.2. Simulación

Para la simulación se hace uso de funciones predefinidas en la herramienta MatLab: *rsenc* para la codificación y *RSDecoder* para la decodificación.

Al igual que en las secciones anteriores, se presenta la BER vs E_s/N_0 en la Figura 17.

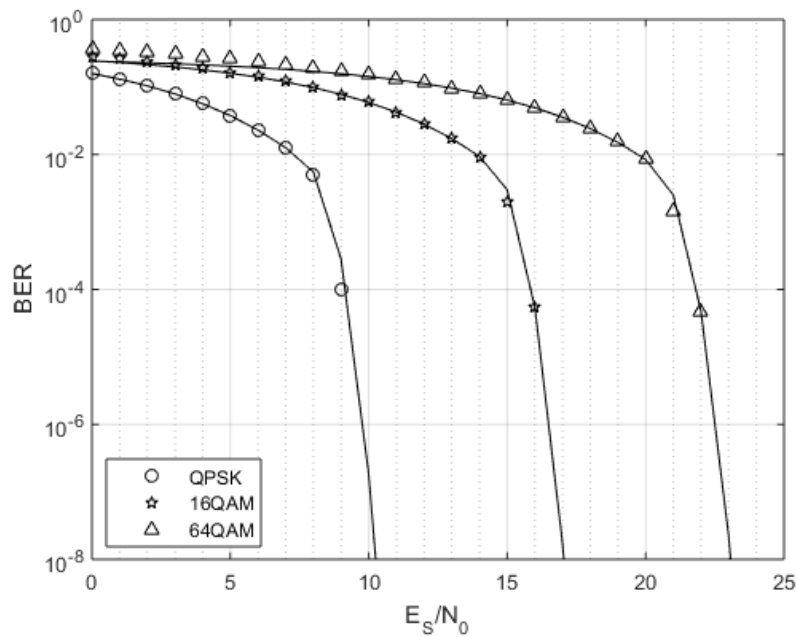


Figura 17. BER vs E_s/N_0 (dB) para M-QAM + Reed-Solomon.

La gráfica BER vs la distancia del receptor con respecto a la transmisora a una potencia de 100W se presenta en la Figura 18.

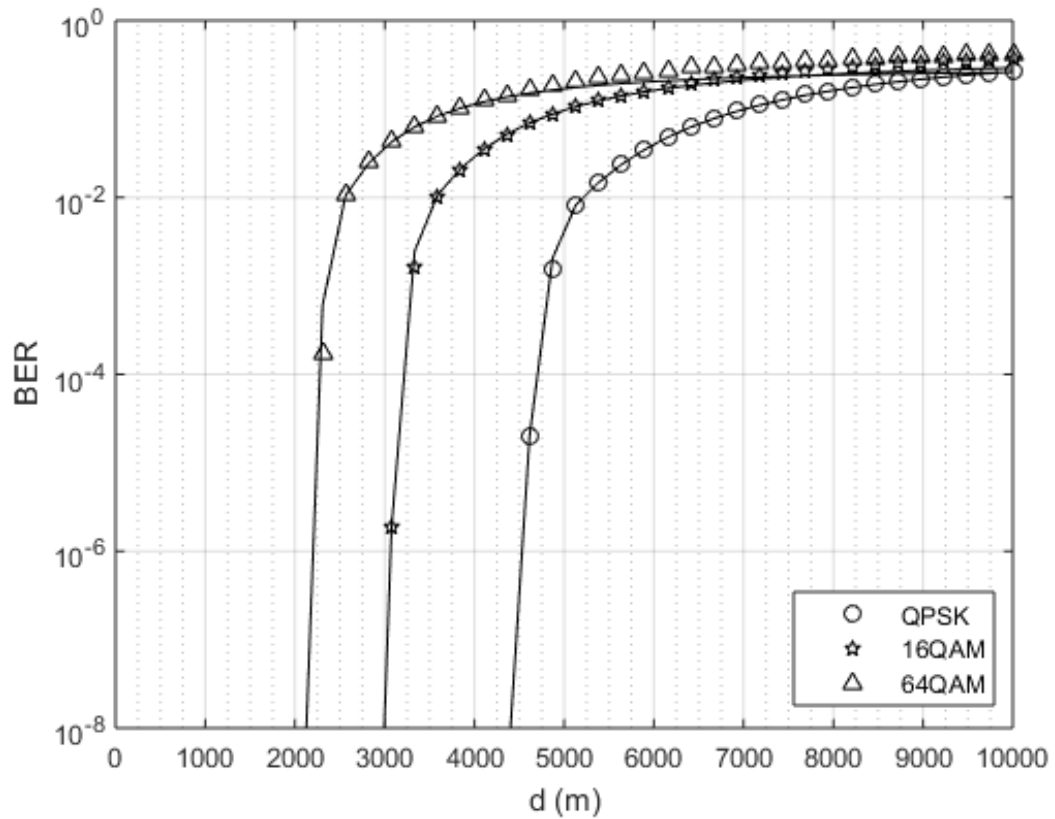


Figura 18. BER vs d (m) para M-QAM + Reed-Solomon, P=100W.

3.2.4. Desvanecimiento – Movilidad

Para representar el desvanecimiento, se puede utilizar tanto la variable aleatoria Rayleigh (comúnmente usada para simular cuando no hay línea de vista)

como la variable aleatoria Rice (comúnmente usada para simular cuando si hay línea de vista).

Para la simulación de la variable aleatoria Rice se necesitan los valores de m_1 , m_2 y σ . Dadas las ecuaciones (11) y (12) se pueden expresar los términos necesarios de la siguiente manera:

$$\sigma = \sqrt{\frac{E[\alpha^2]}{2(K+1)}} \quad (25)$$

$$0 \leq m_1 \leq \sqrt{2K}\sigma \quad (26)$$

$$m_2 = \sqrt{2K\sigma^2 - m_1^2} \quad (27)$$

Tal como se mencionó anteriormente, bajo cierta condición, la variable aleatoria Rice se reduce a una variable aleatoria Rayleigh. Estas condición es que los valores de K y m sean cero (la ecuación (25) se reduce a (14)).

3.2.4.1. Sustento matemático

En el análisis se considera un óptimo funcionamiento de la técnica OFDM (*Orthogonal Frequency Division Multiplex* en inglés) que es la que se encarga de mitigar tanto los efectos ocasionados por los múltiples trayectos (*delay spread*) al

hacer uso del intervalo de guarda (Nee & Prasad, 2000), como los efectos de desvanecimiento selectivo en frecuencia (Pedraza, Hernández, & Ballesteros, 2011).

La expresión matemática para la probabilidad de error de símbolo para una modulación digital M-QAM sobre un canal con desvanecimiento Rayleigh, y considerando además el ruido AWGN está dada por la ecuación (31), obtenida por Olmedo (2016) basándose en (Proakis, 2001) al levantar la condición de ecuaciones dadas de probabilidad de error en función de SNR γ_b (ecuación (28)) cuando el desvanecimiento α es fijo.

$$P_b(\gamma_b) = Q(\sqrt{2\gamma_b}) \quad (28)$$

Para levantar la condición (para α aleatoria) es necesario evaluar la integral:

$$P_b = \int_0^{\infty} P_b(\gamma_b) p(\gamma_b) d\gamma_b \quad (29)$$

Donde:

$p(\gamma_b)$ PDF de γ_b cuando α es aleatoria. Ecuación (33).

Cuando α es una distribución Rayleigh, α^2 tiene una distribución de probabilidad tipo chi-cuadrada con dos grados de libertad (Proakis, 2001). Con $\bar{\gamma}_b$ como la relación promedio señal a ruido.

$$p(\gamma_b) = \frac{1}{\bar{\gamma}_b} e^{-\gamma_b/\bar{\gamma}_b}, \quad \gamma_b > 0 \quad (30)$$

De esta manera se obtiene la probabilidad de error de símbolo en una constelación M-QAM sobre un canal con desvanecimiento (además del ruido) dada por la siguiente expresión:

$$P_S = 2 \left(1 - \frac{1}{\sqrt{M}}\right) \left(1 - \sqrt{\frac{\bar{\gamma}}{1 + \bar{\gamma}}}\right) \quad (31)$$

Donde:

M orden de la modulación digital M-QAM

$\bar{\gamma}$ Relación señal a ruido promedio. Ecuación (32).

A su vez, la relación señal a ruido promedio está definida por:

$$\bar{\gamma} = \frac{3 E_S E[\alpha^2]}{2 N_0 M - 1} \quad (32)$$

Donde:

$E[\alpha^2]$ valor medio de α^2 , o energía media. α variable aleatoria utilizada para representar el desvanecimiento. Ecuación (14).

3.2.4.2. Simulación

En la simulación se define $E[\alpha^2] = 1$. En la Figura 19 se presenta la BER vs E_s/N_0 utilizando una variable aleatoria Rayleigh y en la Figura 20 se utiliza una variable aleatoria Rice.

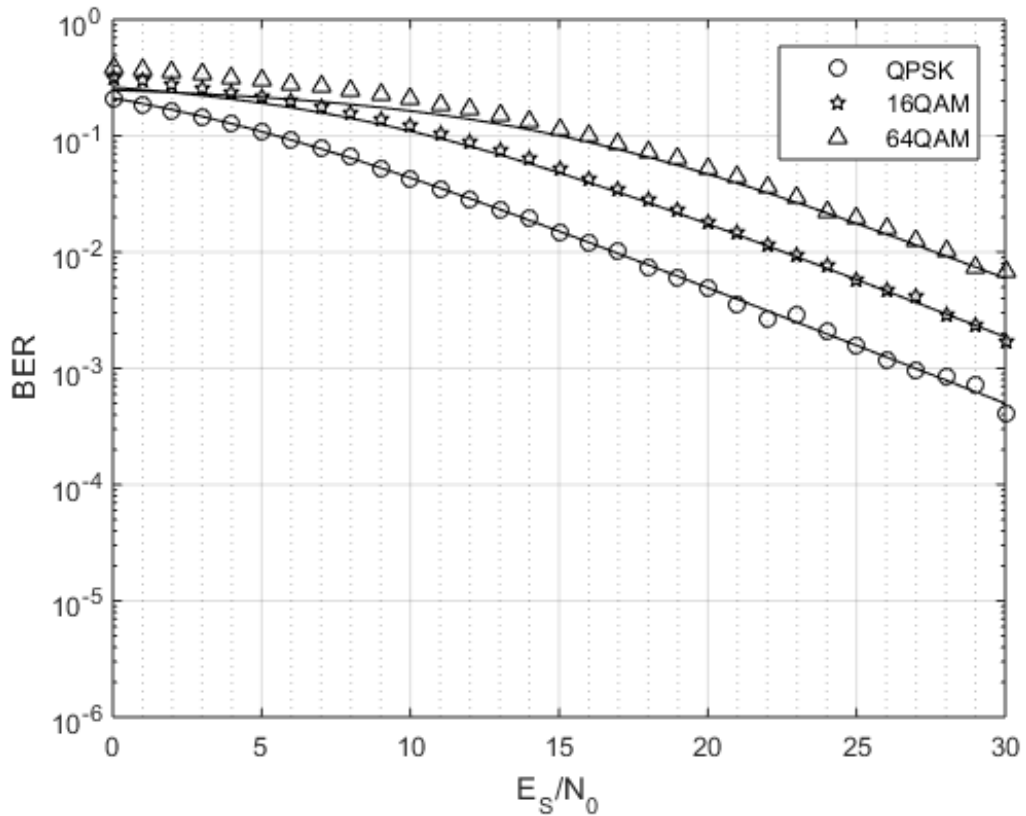


Figura 19. BER vs E_s/N_0 (dB) para M-QAM + ruido + Rayleigh.

Para la Figura 20 se definió el valor de $K = 1$ (ecuación (12)), y los valores de m_1 y m_2 de acuerdo a las ecuaciones (26) y (27).

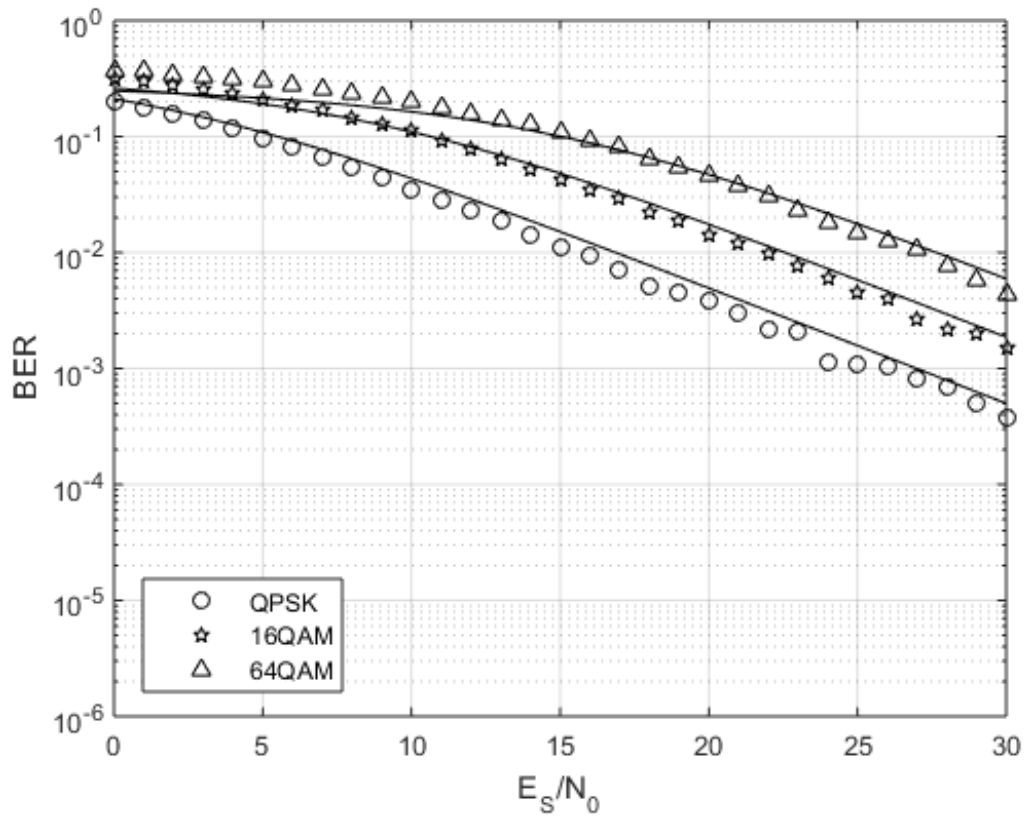


Figura 20. BER vs Es/N0 (dB) para M-QAM + ruido + Rice.

En la Figura 21 se presenta BER vs la distancia del receptor con respecto a la transmisora utilizando una variable aleatoria Rayleigh y en la Figura 22 se utiliza una variable aleatoria Rice. Ambos escenarios utilizan una transmisora con una potencia de 100W.

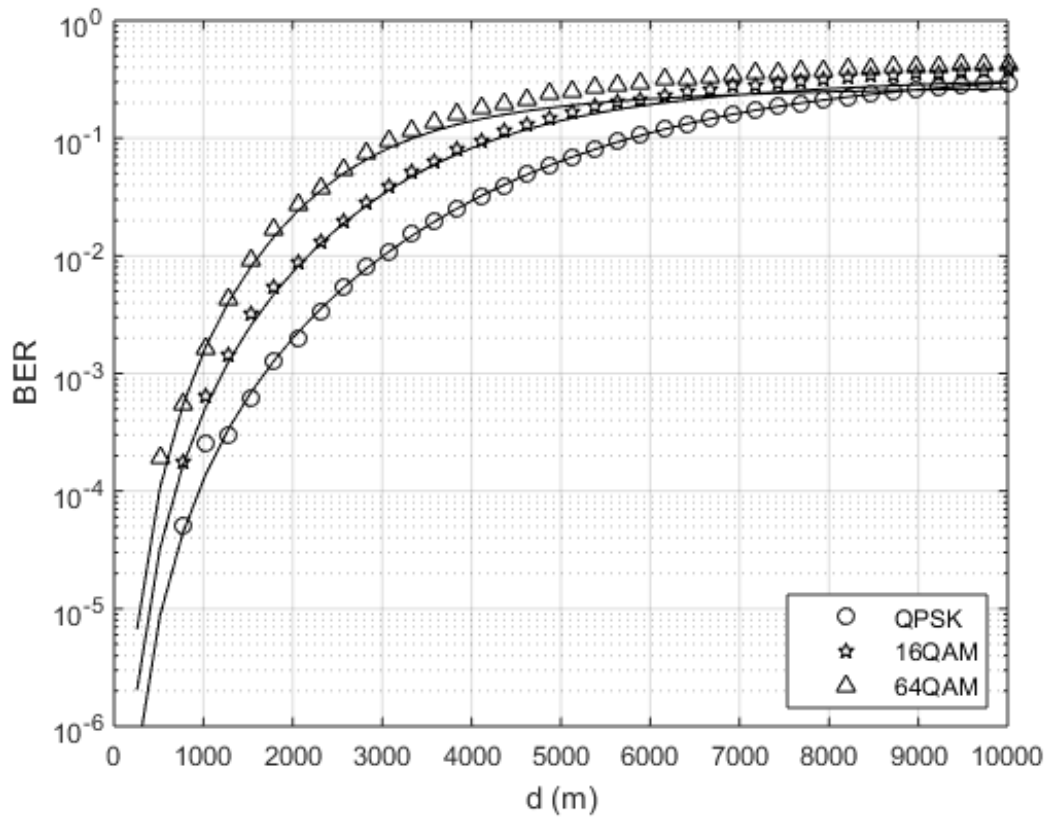


Figura 21. BER vs d (m) para M-QAM + ruido + Rayleigh, $P=100W$.

Para $K = 1$, los resultados entre utilizar la variable aleatoria Rice y la variable aleatoria Rayleigh no son muy diferentes entre sí, por lo que se puede hacer el uso de cualquiera de las dos para representar el efecto del desvanecimiento.

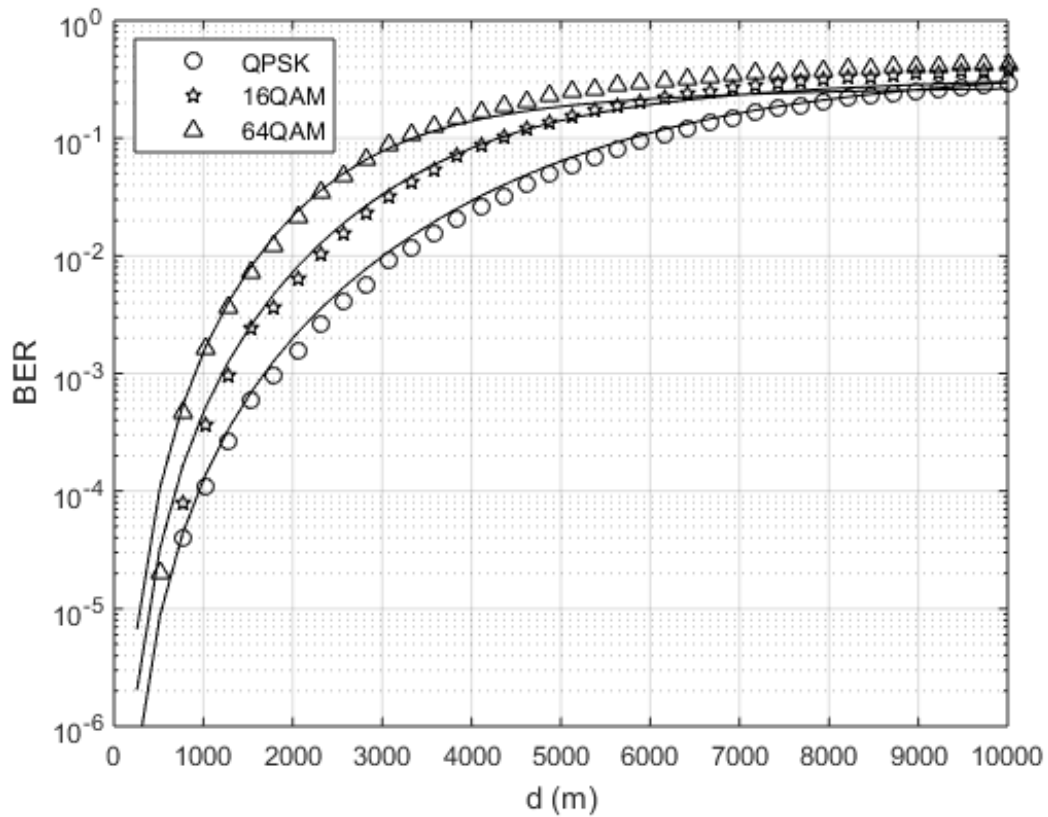


Figura 22. BER vs d (m) para M-QAM + ruido + Rice, P=100W.

3.2.5. Análisis de energía y de potencia

3.2.5.1. Análisis de energía

Tal como se ha ido mencionando desde el inicio del capítulo, la mayoría de análisis presentan las gráficas BER vs E_s/N_0 o BER vs E_b/N_0 , pero para lo cual se debe considerar un análisis especial en cuanto a la energía.

En la Tabla 4 se muestra la equivalencia de la energía en función del bloque que atraviesa. Por ejemplo, en el codificador convolucional, a la entrada de este se tiene una energía de bit E_b dada, y el valor equivalente a la salida tiene una energía de bit codificado E_{bc} dado en función de E_b y la tasa del código r_c .

De igual manera, antes de utilizar el modulador M-QAM se tiene una E_{bc} dada, y su valor equivalente después de utilizar el modulador es la energía de símbolo E_s , en función de E_{bc} y el orden de la modulación M .

La misma equivalencia de energías se indica cuando hay presencia de desvanecimiento, en donde la energía de símbolo para cualquier análisis E_s está en función de la energía total recibida del canal E_{SR} y la propiedad del desvanecimiento $E[\alpha^2]$. En caso de no considerar el desvanecimiento para el análisis, la energía recibida es directamente E_s , caso contrario se debe considerar la equivalencia mencionada.

Tabla 4.
Equivalencia de energías.

| Codif. Convolucional | Modulador M-QAM | Canal | |
|--|---|--|----------------------|
| $\frac{E_b}{N_0} = \frac{E_{bc}/N_0}{r_c}$ | $\frac{E_{bc}}{N_0} = \frac{E_s/N_0}{\log_2 M}$ | $\frac{E_s}{N_0} = \frac{E_{SR}/N_0}{E[\alpha^2]}$ | $\frac{E_{SR}}{N_0}$ |

3.2.5.2. Análisis de potencia

Según la potencia que el transmisor entrega a la línea de transmisión y a la antena, se pueden clasificar en sistemas de baja, mediana o alta potencia. La clasificación suele variar según el autor, sin embargo en una referencia subjetiva se consideran sistemas de baja potencia cuando se trabaja con menos de 500 W, sistemas de mediana potencia cuando se trabaja de 500 W a 10 kW, y sistemas de alta potencia cuando se trabaja con más de 10 kW.

Hay que considerar también que al trabajar con sistemas digitales, estos requieren una potencia inferior, comparada a la que se usa al trabajar con sistemas analógicos. Esta relación comúnmente es de 10:1.

3.2.6. Simulación completa para TDT

Si se considera que el ruido es el único interferente, y siguiendo el proceso presentado en la Figura 23 (basado en el diagrama de bloques de ISDB-T de la Figura 2 y de (Olmedo, 2016)) se obtiene la Figura 24 en donde se muestra la BER.

Si bien, en el proceso de la Figura 23 se comparan los bytes generados con los recibidos, obteniendo la ByER, se puede realizar una conversión utilizando la Ecuación (24) para obtener la BER equivalente.

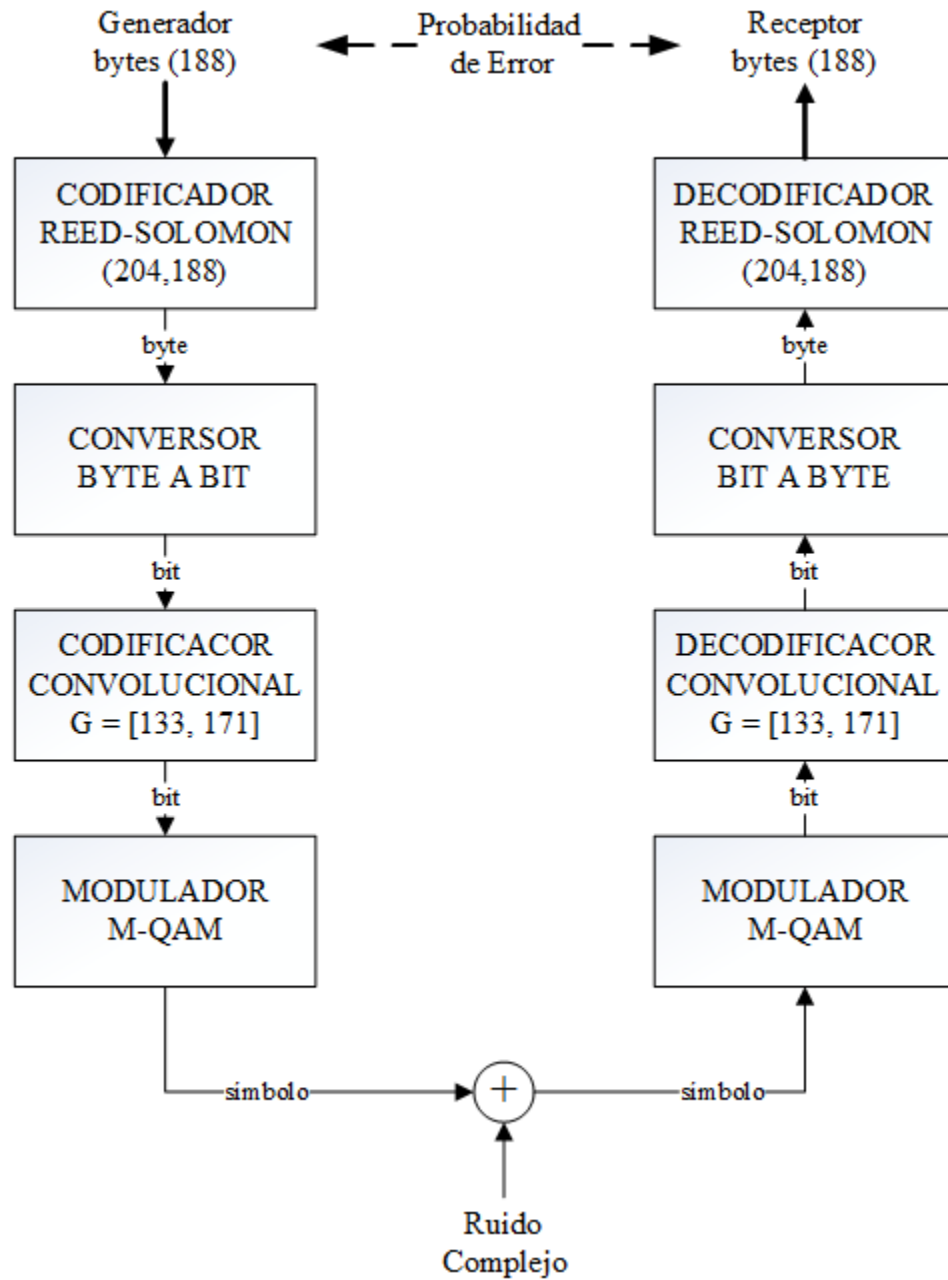


Figura 23. Diagrama simulado considerando Ruido.

La señal recibida puede ser representada por la siguiente expresión:

$$y(t) = \sqrt{E_s} S(t) + n(t) \quad (33)$$

Donde:

$\sqrt{E_s}$ energía de símbolo recibida

$S(t)$ señal originalmente transmitida

$n(t)$ ruido (AWGN)

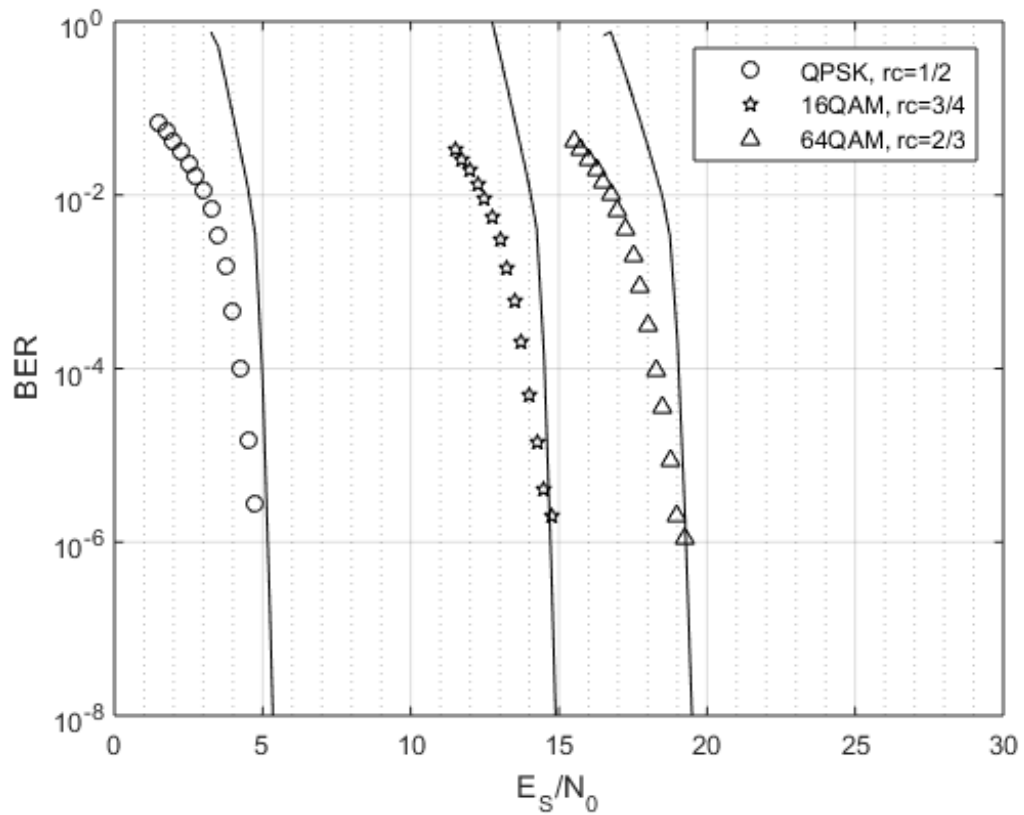


Figura 24. BER vs d (m) para ISDB-T.

En la Figura 24 se presenta el desempeño completo de la señal siguiendo el estándar ISDB-T. En el estándar se presentan los modos de trabajo que se

diferencian en cuanto al orden de la modulación y al *puncturing* del codificador convolucional: para señal HD se utiliza modulación 64-QAM y *puncturing* con tasa 2/3, para señal SD se utiliza modulación 16-QAM y *puncturing* con tasa 3/4, y para 1seg se utiliza modulación QPSK y sin *puncturing* con tasa 1/2.

Si además del ruido, también se considera el desvanecimiento, tal como se muestra en la Figura 25, se obtienen los resultados presentados en la Figura 26.

La señal recibida puede ser representada por la siguiente expresión:

$$y(t) = \sqrt{E_s} S(t) \alpha(t) + n(t) \quad (34)$$

Donde:

$\sqrt{E_s}$ energía de símbolo recibida

$S(t)$ señal originalmente transmitida

$\alpha(t)$ desvanecimiento

$n(t)$ ruido (AWGN)

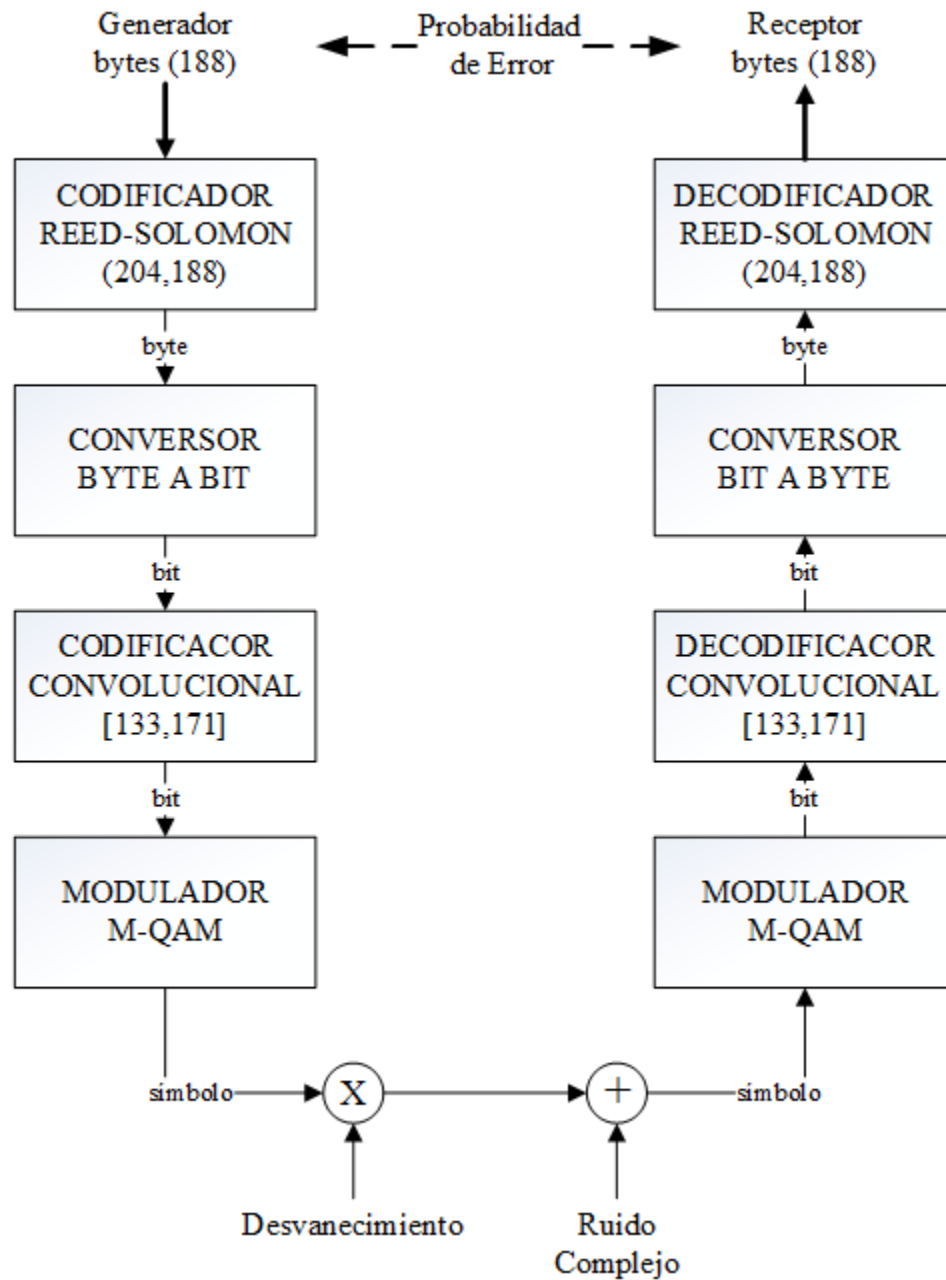


Figura 25. Diagrama simulado considerando Ruido y Desvanecimiento.

Para la Figura 26 es necesario aclarar que los valores teóricos son una aproximación debido a los cambios implícitos en el codificador convolucional. Los

valores de α_d que se presentan en el Tabla 3 y que se utilizan en la ecuación (19) están dados solamente para un canal AWGN. Debido a los efectos del desvanecimiento estos valores varían (los caminos de la trellis de Viterbi aumentan), sin embargo no se tienen los resultados cuantitativos en la literatura consultada para este trabajo, además, la investigación de esto supera el alcance de este proyecto de grado. Es por esto que se presentan todas las modulaciones una tasa de código $r_c=1/2$, ya que en teoría, no se omite información (sin *puncturing*) y la ecuación sería la más próxima a la realidad.

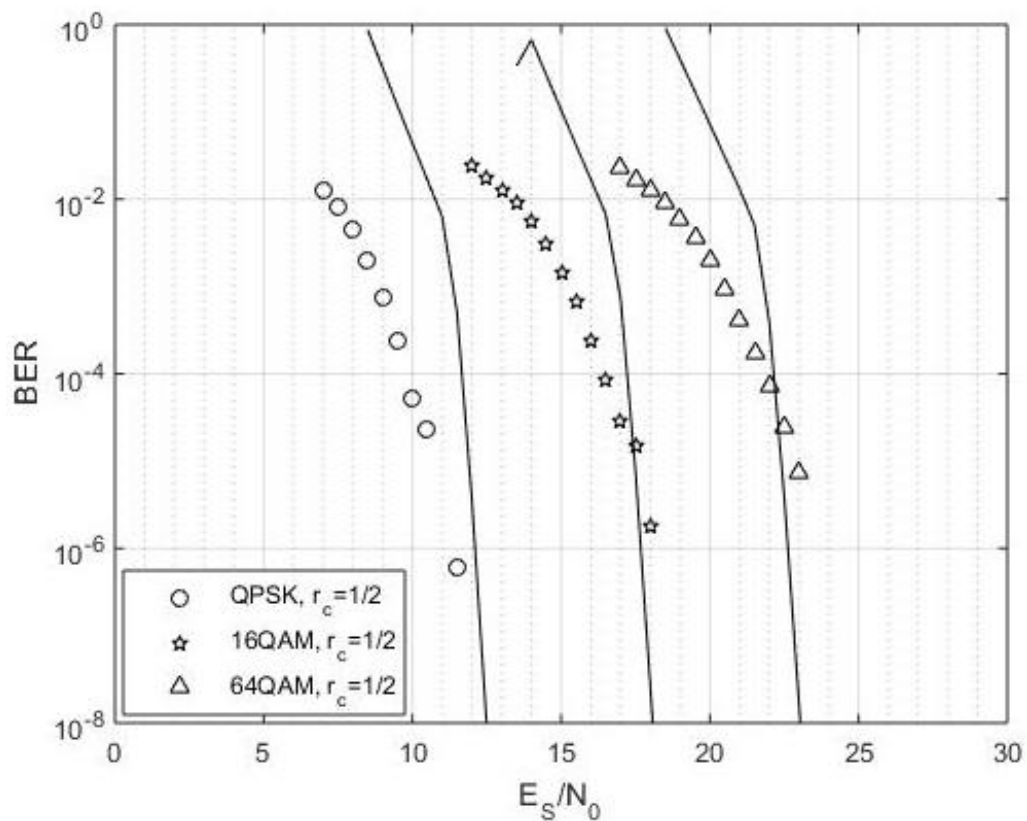


Figura 26. BER vs d (m) para ISDB-T + Rayleigh.

Con las consideraciones mencionadas se pueden asumir como válidos los valores de a_d para la modulación QPSK sin *puncturing*, ya que esta es la más robusta entre las utilizadas debido a la distribución de la constelación (entre menos opciones para elegir, potencialmente menos errores) y es la que se utiliza en el servicio 1seg para movilidad.

CAPÍTULO 4

CLOUD TRANSMISSION – CLOUD TXN

Este escenario está definido por dos estaciones transmisoras:

- Estación transmisora principal (celda - *c*): Ubicada generalmente a mayor distancia del receptor (en este análisis), y con potencia de transmisión considerablemente mayor a la de la estación transmisora secundaria.
- Estación transmisora secundaria (micro celda - *uc*): Ubicada más próxima al receptor (en este análisis), y con potencia de transmisión muchas veces menor a la de la estación transmisora principal.

El escenario está definido con los siguientes parámetros:

- Distancia entre estaciones transmisoras: ej. 10 km.
- Potencia de transmisión estación principal: ej. 100 W.
- Potencia de transmisión estación secundaria: ej. 1 W.

- Radio de consideración para el análisis de desempeño: ej. 4 km (con respecto a la estación transmisora secundaria).

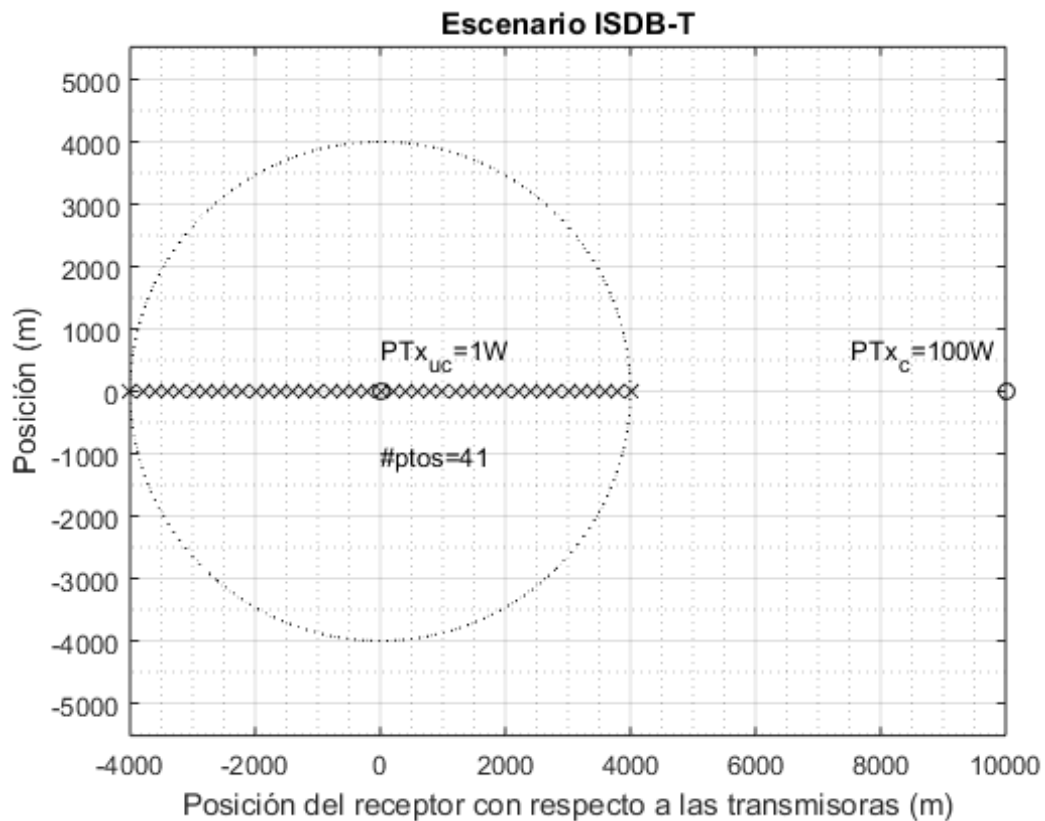


Figura 27. Escenario planteado para el análisis.

Todos los parámetros anteriormente fueron analizados y variados previamente, y si bien pueden ser modificados, han sido definidos de esta manera para mejor visualización y entendimiento de los resultados.

Es también necesario aclarar que los puntos seleccionados para el análisis se encuentran todos en la misma línea de las estaciones transmisoras. Nuevamente, si bien se puede modificar las posiciones de los puntos (receptor),

estas posiciones han sido fijadas de esta manera para una mejor presentación de los resultados, además de mencionar que el barrido de las posiciones representarían todos los desempeños posibles y que cualquier otro punto a consideración ya se encontraría dentro de estos rangos presentados.

Adicionalmente, por definición, la variable aleatoria Rayleigh, en comparación con la variable aleatoria Rice, tendría mayor impacto en el comportamiento de la señal, por lo que para ambas señales se utiliza un desvanecimiento con modelamiento Rayleigh tratando de emular el peor desempeño posible, no obstante es posible manejar cada señal con un desvanecimiento con modelamiento diferente (ej. para la señal proveniente de la transmisora principal se puede utilizar Rice asumiendo que se tiene línea de vista, y para la señal proveniente de la trasmisora secundaria se puede mantener Rayleigh asumiendo que no se tiene línea de vista).

Considerando todo lo previamente mencionado, el proceso de las señales es el presentado en la Figura 28, en donde la señal repetidora o secundaria sigue el mismo proceso. La señal recibida sería la presentada a continuación:

$$y(t) = \sqrt{Es_1} S_1(t) \alpha_1(t) + \sqrt{Es_2} S_2(t) \alpha_2(t) + n(t) \quad (35)$$

Donde:

E_s energía recibida, el índice indica la estación transmisora.

$S(t)$ señal original modulada.

$\alpha(t)$ desvanecimiento.

$n(t)$ ruido

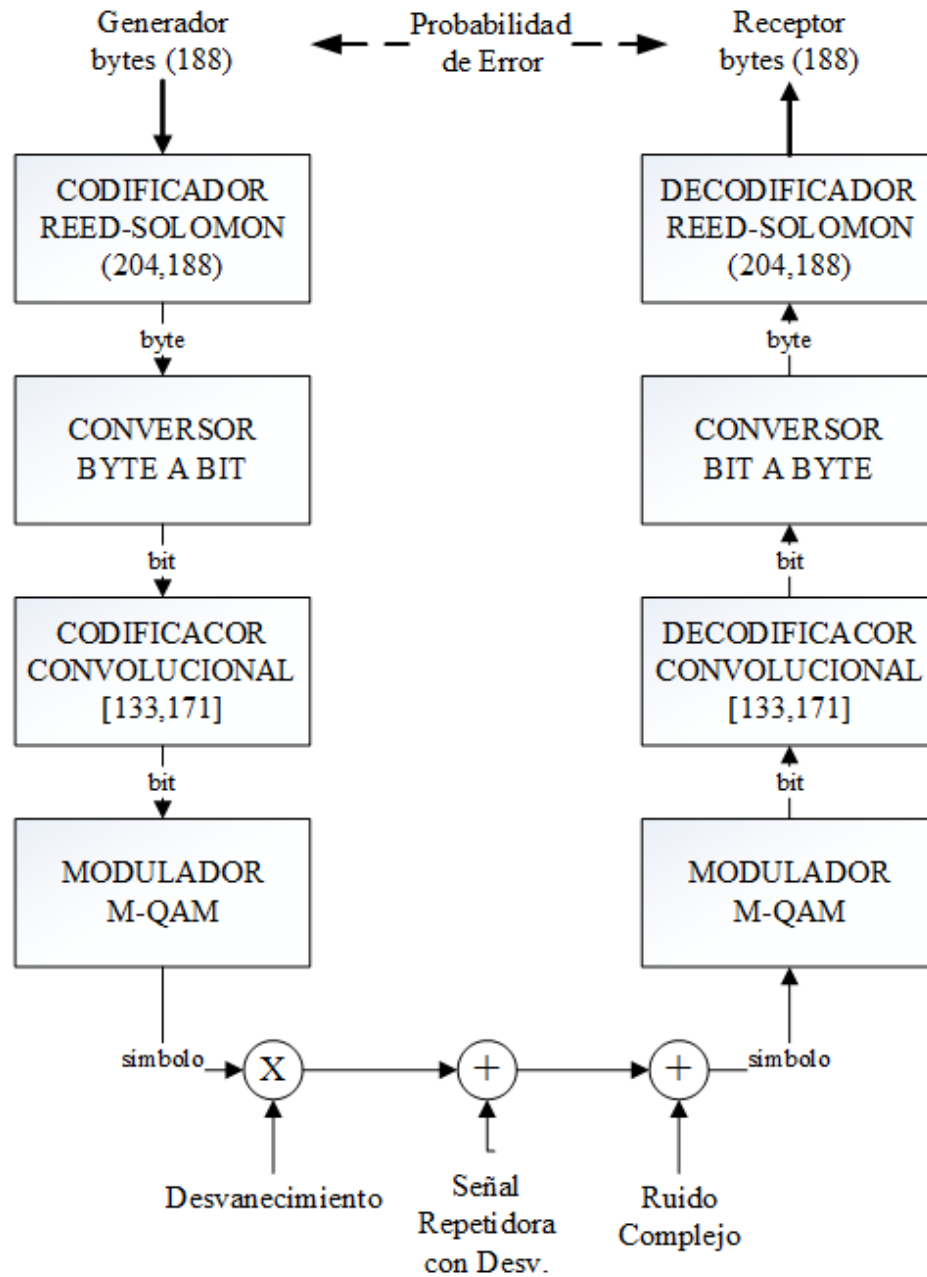


Figura 28. Diagrama simulado considerando Ruido, Desvanecimiento y señal secundaria.

4.1. ESCENARIO CLOUD TXN CON MISMA SEÑAL TRANSMITIDA

Si la señal que transmiten las estaciones principal y secundaria es la misma, es decir $S_1 = S_2 = S$, la ecuación (35) se reduce a:

$$y(t) = S(t) [\sqrt{E_1} \alpha_1(t) + \sqrt{E_2} \alpha_2(t)] + n(t) \quad (36)$$

La expresión entre corchetes es de especial interés para la simulación, ya que para representar una recepción “óptima” tendría que dividirse la señal recibida para dicha expresión.

Si bien, las señales son las mismas, no se puede asumir lo mismo de las energías con las que llegan, ya que esto depende de otros factores (potencias de transmisión y distancias).

En la Figura 29 se presenta la SNR de cada señal individual y la SNR conjunta, ya que al transmitir ambas estaciones la misma señal, se considera una ayuda en lugar de interferencia (asumiendo que el sincronismo sea perfecto). Es por esto que a priori, se pueden definir las zonas -2500 m a 1500 m como zona óptima de trabajo de la estación secundaria (la señal de la transmisora principal es despreciable) y las zonas de -4000 m a -2500 m y de 1500m a 3500 m como zonas de cooperación entre estaciones principal y secundaria. Fuera de estos rangos no se puede definir como zonas de colaboración ya que la estación secundaria sería despreciable con respecto a la principal.

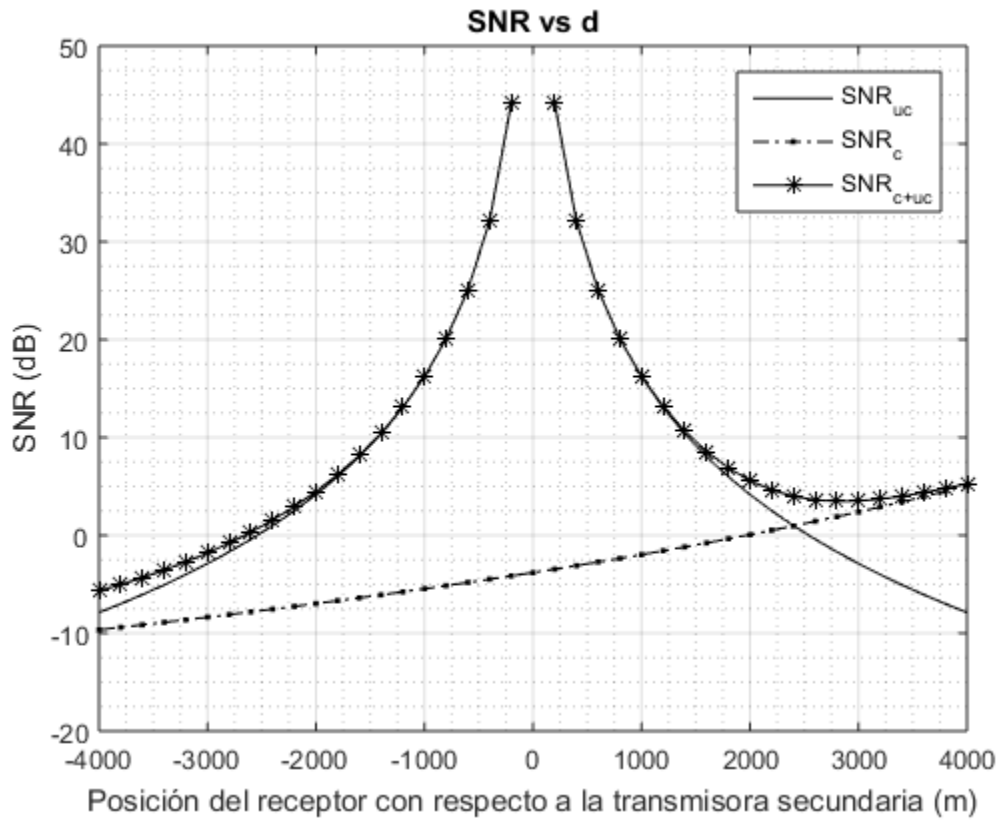


Figura 29. SNR em função de la ubicación del receptor.

Se puede pensar que para realizar un análisis de desempeño de la manera más óptima, estos puntos deben ser generados de manera aleatoria a lo largo de toda el área de análisis propuesto (4 km), sin embargo, en la Figura 30 se presenta la SNR de las dos señales en cooperación ($c + uc$) en función de la posición del receptor, tal como se presenta en la Figura 29, pero considerando puntos distribuidos en toda el área considerada.

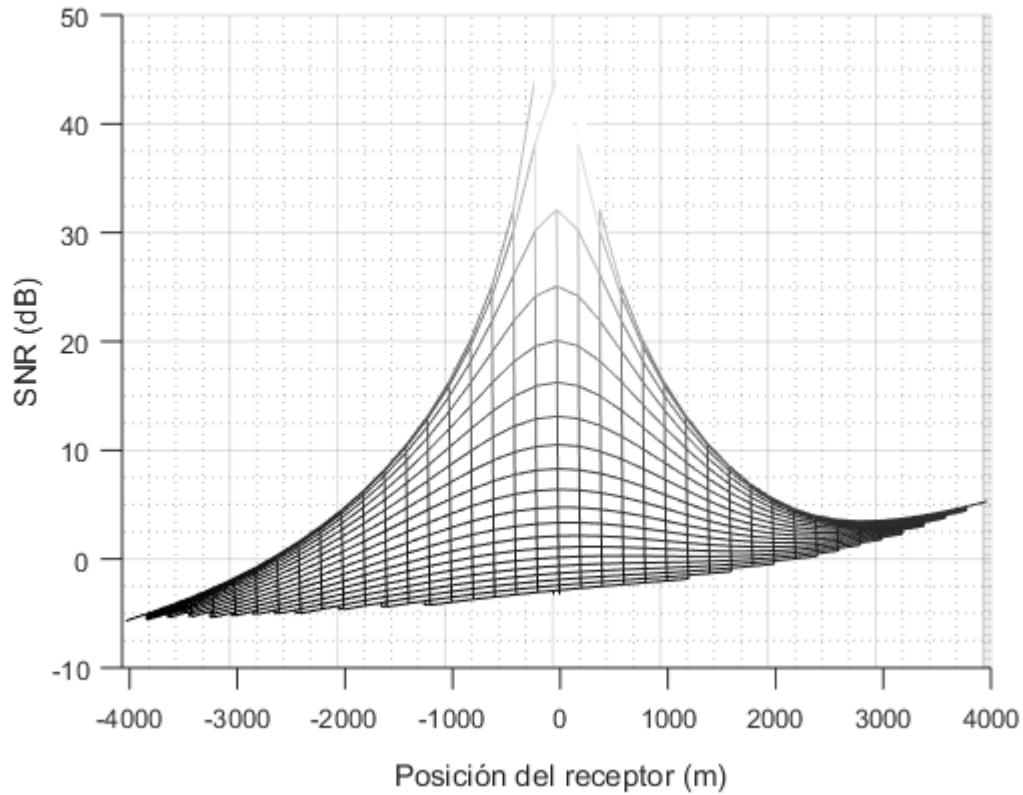


Figura 30. SNR vs Posición del receptor (dentro de todo el radio de interés)

De esta manera se comprueba lo mencionado anteriormente. Es decir, los puntos considerados para el análisis (dentro de la misma línea de las transmisoras) abarcan toda la gama de desempeños con respecto a la posición del receptor.

La diferencia entre el funcionamiento con una sola transmisora y con dos transmisoras se presentan en la Figura 31. En la mitad izquierda se presenta el desempeño solamente de la señal principal de acuerdo al escenario de la Figura 27; en este caso, al no considerar una estación secundaria, el rango presentado de -4000 m a 4000 m con respecto a la ubicación de la estación secundaria sería

el rango de 14000 m a 6000 m con respecto a la estación principal. En la mitad derecha se presenta el desempeño de ambas señales (principal y secundaria) trabajando en cooperación conjunta.

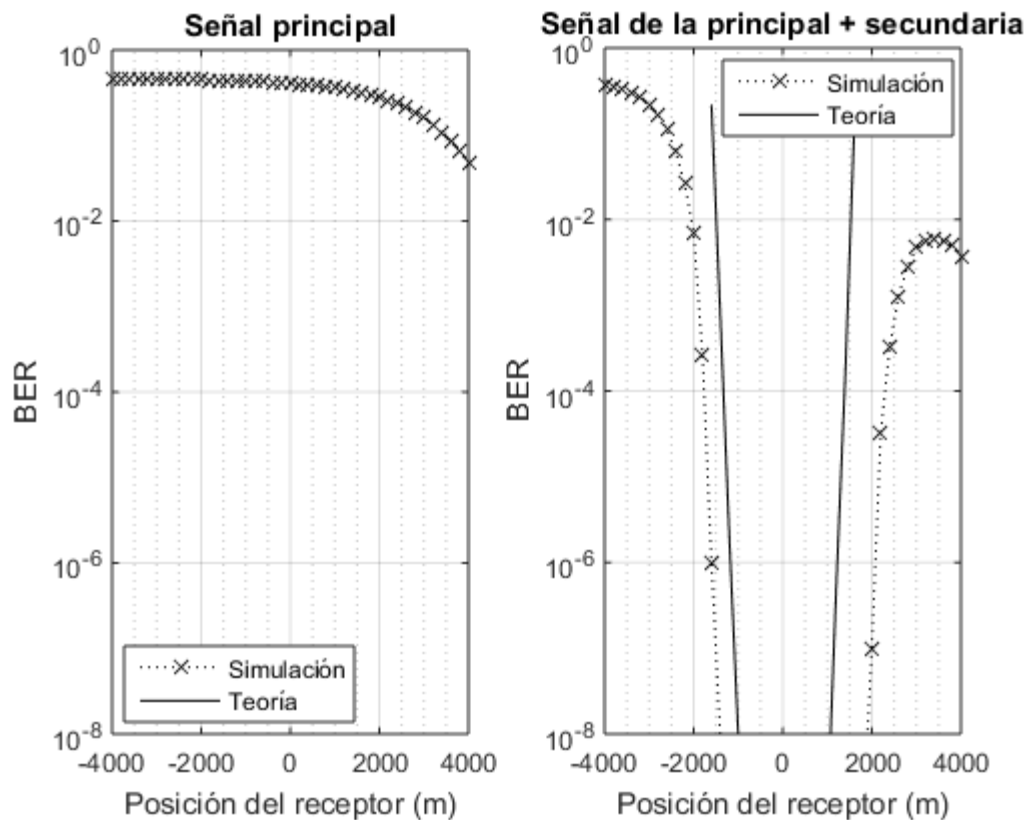


Figura 31. Desempeño de la señal. Estación secundaria: misma señal que la principal (repetidora). Escenario de la Figura 27. ISDB-T + desvanecimiento.

Al comparar ambos desempeños (con y sin estación secundaria) se nota que inclusive alrededor de 3000 m con respecto a la estación secundaria existe cooperación entre las dos señales, tomando en cuenta el bajo nivel de potencia de la una estación con respecto a la otra (100 veces).

Este escenario es considerado como una Red de Frecuencia Única (*SFN* – *Single Frequency Network* en inglés) y puede llegar a ser aplicado sopesándolo previamente y definiendo si se adapta completamente al entorno requerido.

4.2. ESCENARIO CLOUD TXN CON DISTINTAS SEÑALES TRANSMITIDAS

Con la misma distribución planteada en la Figura 27, pero esta vez considerando que no se transmite la misma información por ambas estaciones, sino que cada una transmite su propia señal, este debe ser considerado como un entorno con interferencia co-canal.

El valor de la SNR dada en la ecuación (1) ya no es de utilidad como referencia correcta para realizar el análisis, por lo que es necesario hacer uso de otra relación conocida como Relación Señal a Ruido + Interferencia (SNIR – *Signal-to-Noise-plus-Interference Ratio* en inglés), la cual está dada por la siguiente expresión:

$$SNIR (dB) = 10 \log \left(\frac{P_S}{P_i + P_{N0}} \right) \quad (37)$$

Donde:

P_S Potencia de la señal de interés (W)

P_i Potencia de la señal interferente (W)

P_{N0} Potencia del ruido (W)

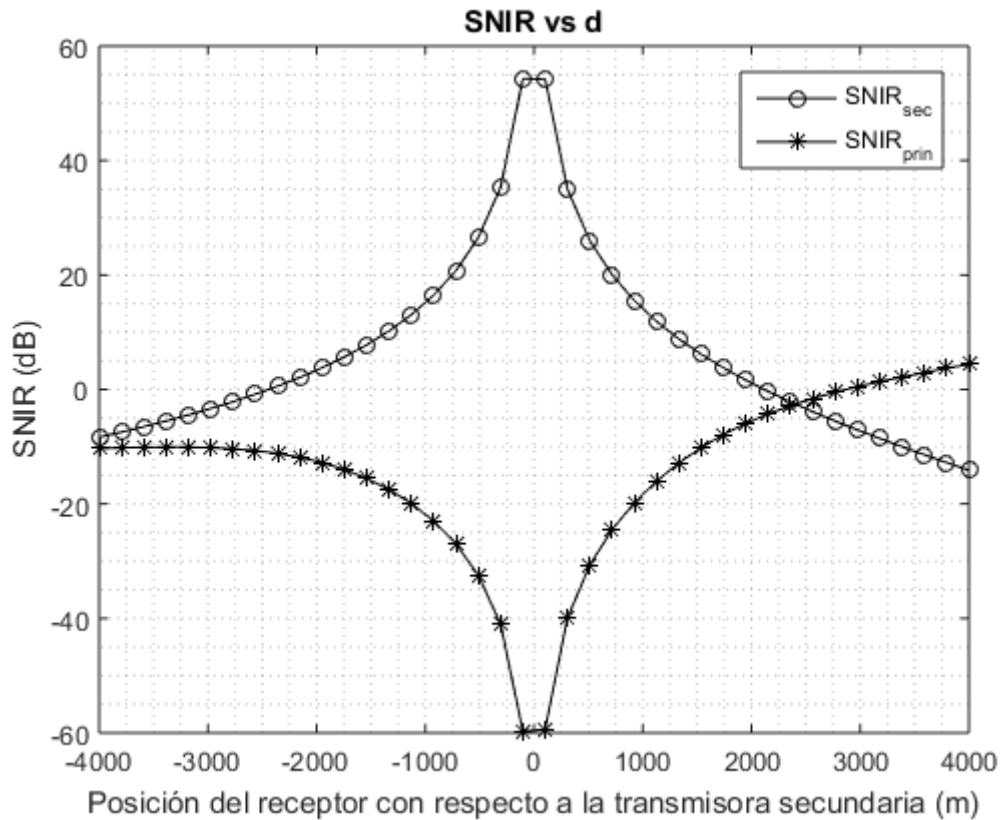


Figura 32. SNIR en función de la ubicación del receptor.

Se puede considerar a cualquiera de las dos señales como la de interés, y a la otra como señal interferente. En la Figura 32 se presentan las gráficas de SNIR, considerando tanto la señal principal como de interés (señal secundaria interferente), como la señal secundaria de interés (señal principal interferente).

De la Figura 32 se puede deducir, a priori, que en la distribución del escenario planteada, la interferencia de la señal secundaria sobre la señal principal tiene un efecto tan grande que su desempeño se vería ampliamente afectado, esto al considerar que en el rango del análisis la SNIR se encuentra por debajo de los 5 dB.

Asimismo, teniendo a la señal principal como interferente sobre la señal secundaria, en el rango aproximado de -1500 m a 1500 m se podría esperar un desempeño aceptable, ya que su SNIR se encuentra por encima de los 10 dB (aproximadamente).

4.2.1. Sustento matemático

Al tratarse de una señal con interferencia, la probabilidad de error debe ser expresada en función de la señal de interés y de la señal interferente.

Para una modulación BPSK cuya probabilidad de error estaba dada por la ecuación (38), ahora se debe considerar la energía del interferente. La representación de la distribución considerando al interferente (ecuación (39)) se presenta en la Figura 33 en donde la energía de la señal de interés es E y la energía de la señal interferente es E_i .

$$P_s = P_b = Q\left(\sqrt{2\frac{E_b}{N_0}}\right) \quad (38)$$

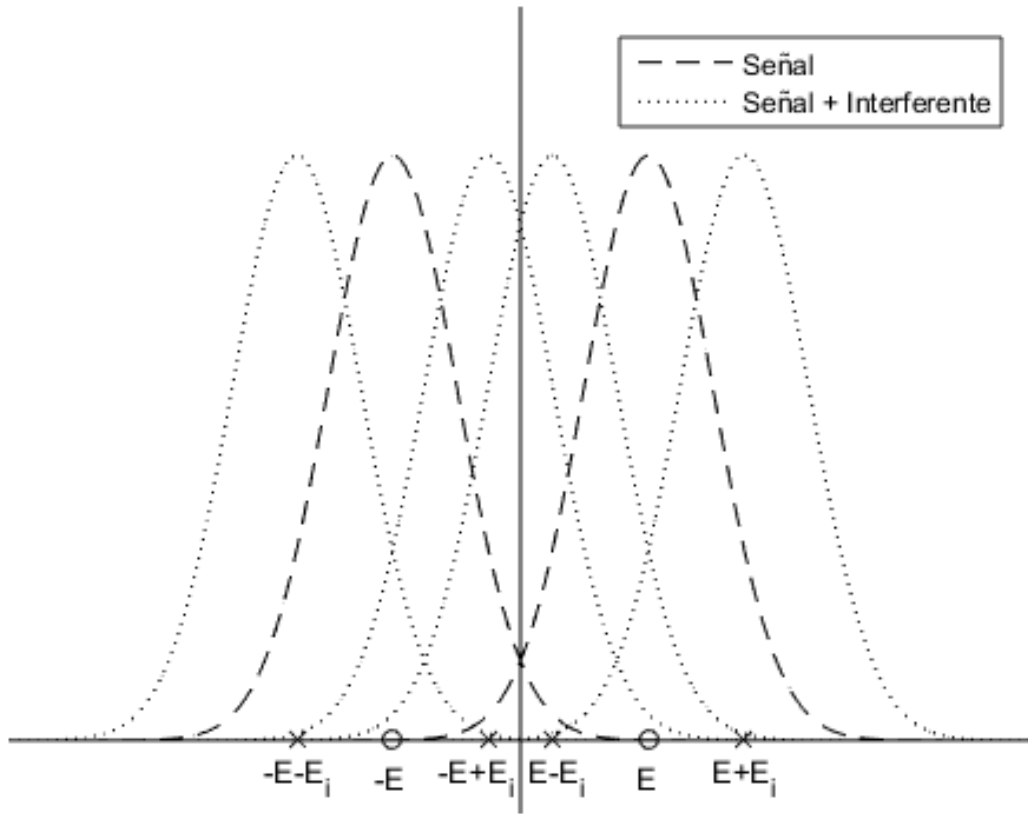


Figura 33. Distribución de probabilidad de una señal con y sin interferente con modulación BPSK.

$$P = \frac{1}{2} Q\left(\frac{\sqrt{E} + \sqrt{E_i}}{\sigma}\right) + \frac{1}{2} Q\left(\frac{\sqrt{E} - \sqrt{E_i}}{\sigma}\right) \quad (39)$$

Si adicionalmente se considera el desvanecimiento, la probabilidad está dada por:

$$P(\alpha_1, \alpha_2) = \frac{1}{2} Q\left(\frac{\sqrt{E}\alpha_1 + \sqrt{E_i}\alpha_2}{\sigma}\right) + \frac{1}{2} Q\left(\frac{\sqrt{E}\alpha_1 - \sqrt{E_i}\alpha_2}{\sigma}\right) \quad (40)$$

Donde:

E Energía de la señal de interés

E_i Energía de la señal interferente

α_1 Desvanecimiento de la señal de interés

α_2 Desvanecimiento de la señal interferente

De igual manera que en la sección 3.2.4.1 se considera que la ecuación (40) se encuentra condicionada para α_1 y α_2 , por lo que para levantar la condición se realiza el mismo proceso:

$$P = \iint_0^{\infty} P(\alpha_1, \alpha_2) P(\alpha_1) P(\alpha_2) d\alpha_1 d\alpha_2 \quad (41)$$

Donde:

$P(\alpha_1, \alpha_2)$ Probabilidad condicionada del canal.

$P(\alpha)$ PDF de la distribución del desvanecimiento. Ecuación (13) para Rayleigh y ecuación (8) para Rice.

4.2.2. Simulación

En la Figura 34 se presenta el desempeño de las señales de ambas transmisoras. En la mitad izquierda se muestra el desempeño de la señal transmitida por la estación secundaria, considerando que la señal proveniente de

la estación principal es interferente, por otro lado, en la mitad derecha se muestra lo contrario, es decir, el desempeño de la señal transmitida por la estación principal, considerando que la señal proveniente de la estación secundaria es la interferente.

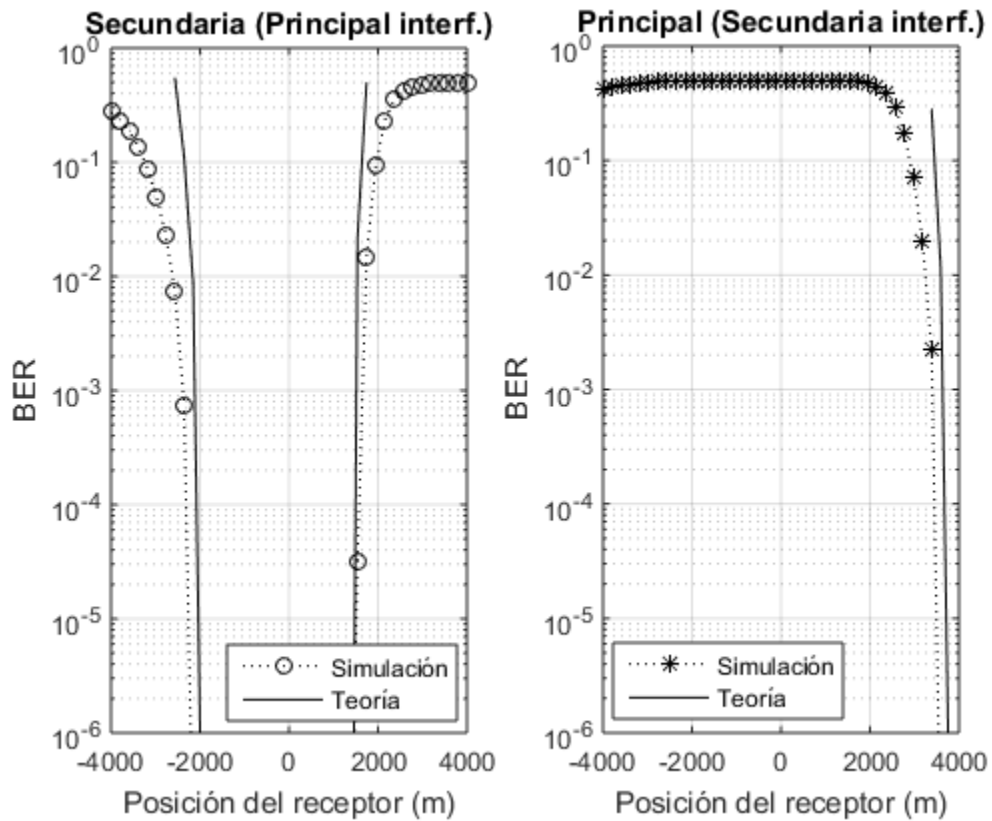


Figura 34. Desempeño de las señales independientes. Escenario de la Figura 27. ISDB-T (BPSK) + desvanecimiento.

Mientras que en la Figura 34 se utiliza una modulación BPSK (sustento matemático de la sección 4.2.1 y simulación), en la Figura 35 se utiliza una modulación QPSK (solamente simulación). Ambas modulaciones tienen

desempeño muy similar debido a que ambas son robustas y por la distribución de sus constelaciones.

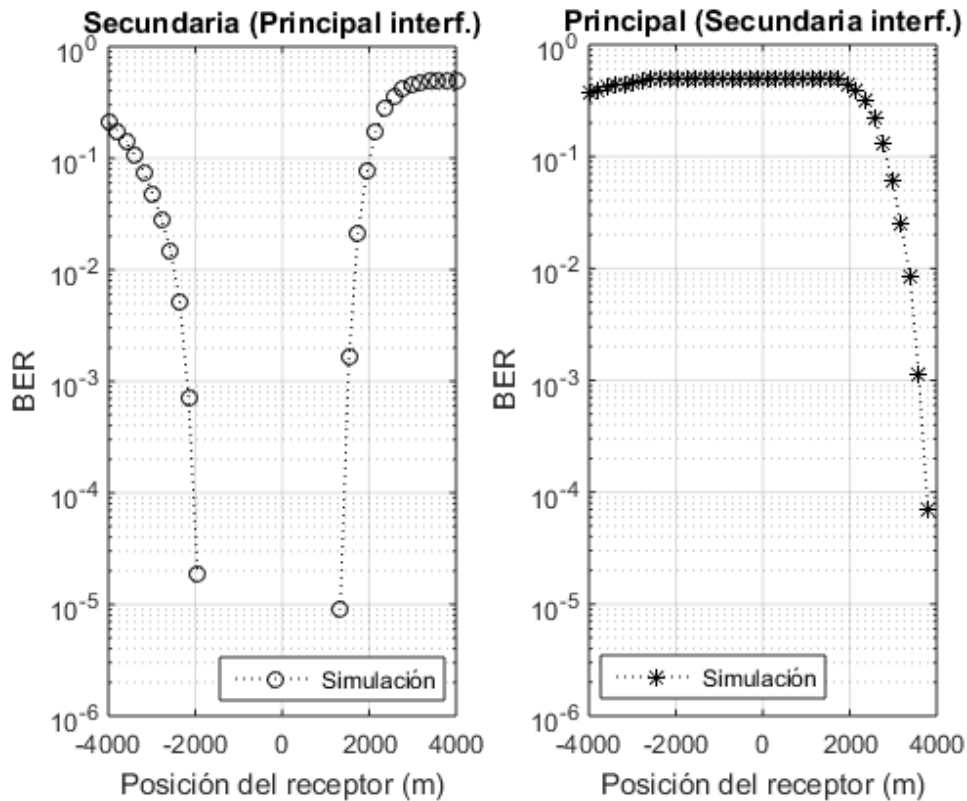


Figura 35. Desempeño de las señales independientes. Escenario de la Figura 27. ISDB-T (QPSK) + desvanecimiento.

Como estuvo previsto a partir de la Figura 32, bajo el escenario planteado en la Figura 27, la señal que tiene un desempeño aceptable (dentro del radio analizado) es la señal de la estación secundaria, esto a pesar del nivel de potencia bajo (relación 100 a 1). Sin embargo, existe un desempeño no previsto en el rango de 3000 m a 4000 m cuando la señal secundaria es interferente de la principal.

CAPÍTULO 5

ANÁLISIS DE RESULTADOS

5.1. ANÁLISIS DE RENDIMIENTO Y COMPARACIÓN ENTRE LOS DISTINTOS RESULTADOS

5.1.1. Escenario Cloud Txn con misma señal transmitida

En la Figura 31 se presentan los resultados obtenidos tanto de manera simulada, como de manera teórica.

El desempeño se muestra claramente mejorado dentro de un radio de 2km con respecto a la estación secundaria, considerando que este desempeño mejoraría exponencialmente con mínimos aumentos en la potencia de transmisión de la estación secundaria.

De igual manera, en los 2 km siguientes, es decir, la zona de 2 km a 4 km se nota claramente el efecto de cooperación de las dos señales. Es así que la

zona de 2 km a 4 km tiene un notable superior desempeño con respecto a la zona de -4 km a -2 km.

A pesar de que se visualice una diferencia notable entre las curvas de la simulación y de la teoría, nuevamente esto se debe completamente al bloque del codificador convolucional (Sección 3.2.6). Esto puede ser corroborado al realizar el mismo análisis del escenario completo, únicamente omitiendo el bloque del codificador convolucional, dando como resultado las curvas mostradas en Figura 36.

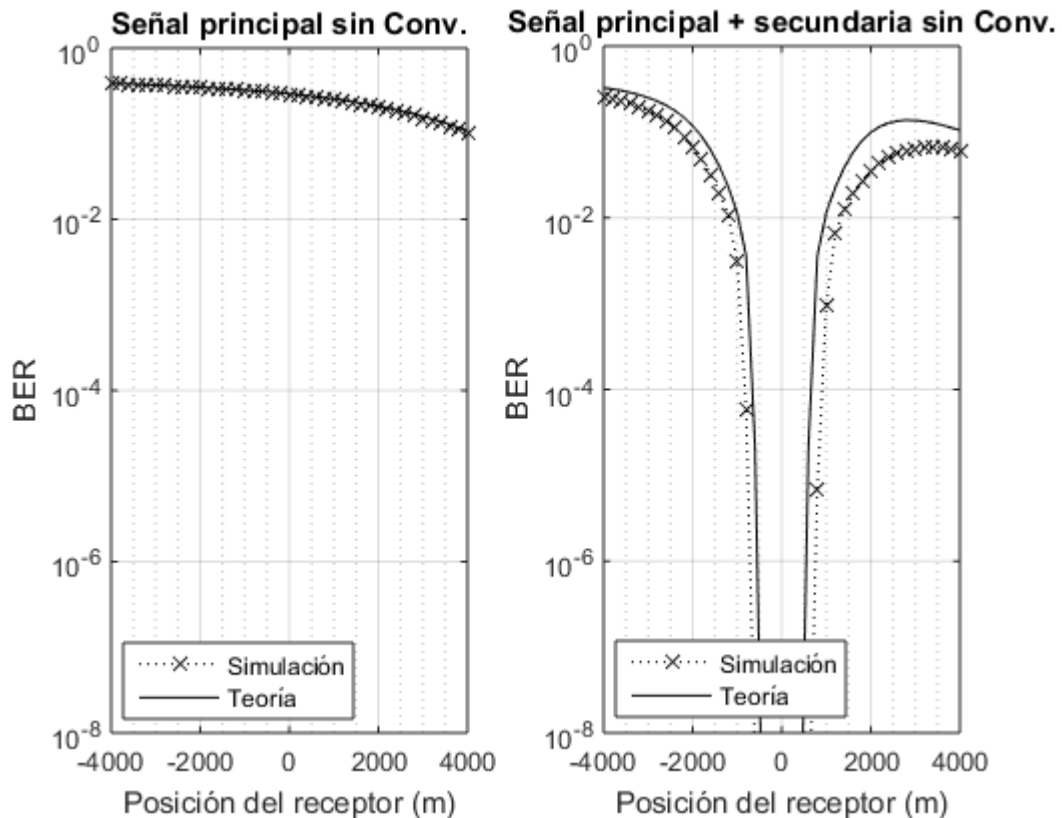


Figura 36. Cloud Txn, misma señal. ISDB-T + desvanecimiento, sin considerar codificador convolucional.

Sin la consideración del bloque del codificador convolucional se puede apreciar la proximidad entre los resultados teóricos y simulados, concluyendo que la diferencia en el diagrama completo radica exclusivamente en el bloque mencionado, puntualmente, en los valores de α_d (ecuación (19) y Tabla 3).

A pesar de esto, la curva teórica en la Figura 31 se puede seguir considerando como referencia del desempeño, sin olvidar que la simulación es el resultado más próximo a la realidad y el esperado de este proyecto de titulación.

5.1.2. Escenario Cloud Txn con distintas señales transmitidas

Un resultado al principio inquietante es que en la zona de 3000 m a 4000 m con respecto a la transmisora secundaria, se aprecia una mejora interesante de la señal principal con interferencia de la señal secundaria (Figura 34 y Figura 35 derecha), esto comparando con el desempeño de la señal principal al no existir señal secundaria (Figura 31 izquierda). Esto a pesar de que en principio parece no tener mucho sentido se puede comprobar matemáticamente en base a la teoría planteada en la sección 4.2.1 y gráficamente con la Figura 33. También se puede deducir que este efecto se presentaría únicamente en modulaciones BPSK y QPSK debido a la distribución de su constelación, y que para constelaciones de mayor orden (ej. 16-QAM y 64-QAM) el efecto de ayuda quedaría anulado.

En base a la ecuación (37) y considerando la pérdida de trayecto de la ecuación (2) se puede afirmar que por más pequeña que sea la potencia definida

para la transmisora secundaria, esta interfiere (dentro de un área pequeña) de manera considerable a la señal de la transmisora principal, por lo que se puede definir este escenario para el trabajo con el concepto de reuso de frecuencias (ej. radio cognitiva (Hoven, Tandra, & Sahai, 2005)) o en el uso considerando la interferencia de los canales denominados prohibidos mientras se hace la migración completa de analógico a digital ya que una vez implementado al 100% la transmisión digital ya no hay problema con la utilización de estos canales.

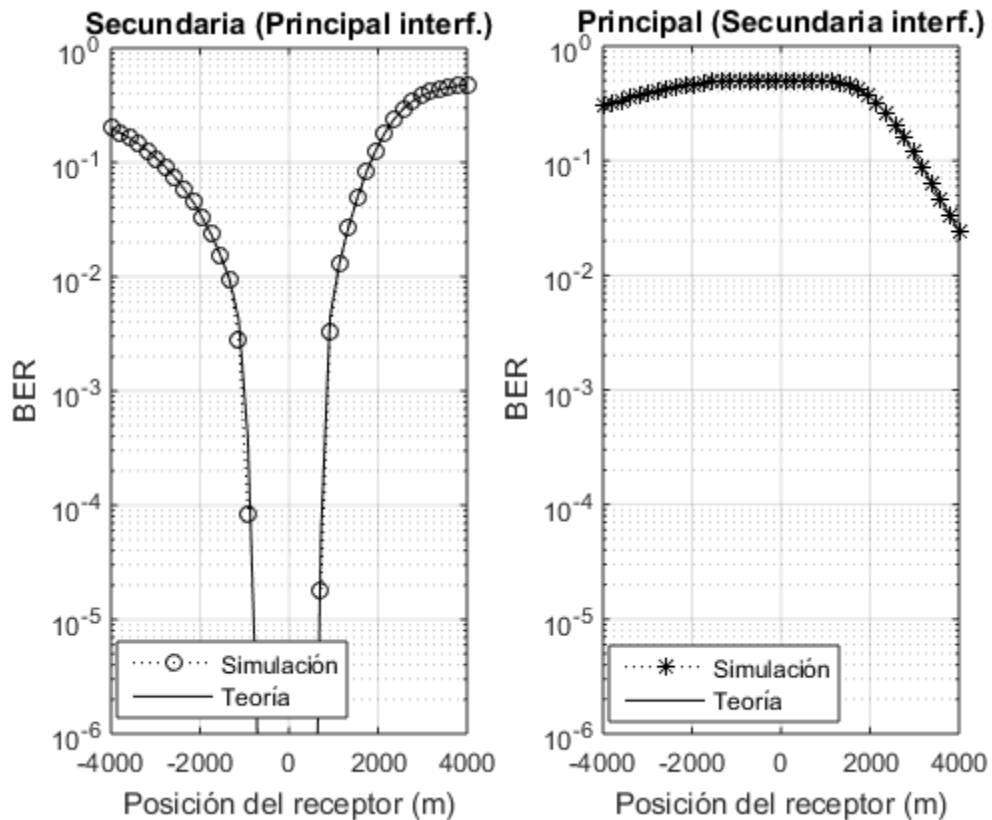


Figura 37. Cloud Txn, distintas señales. ISDB-T + desvanecimiento, sin considerar codificador convolucional.

De igual manera que en el análisis anterior, la diferencia entre lo simulado y lo teórico se debe al bloque del codificador convolucional. Esto se puede comprobar nuevamente al simular el escenario completo, retirando el bloque convolucional y comprobar qué tan parecidos son ambos resultados. Esto se presenta en la Figura 37.

La definición de Cloud Txn (Wu, Rong, Salehian, & Gagnon, 2012) y su propuesta es utilizar muy robustos códigos de canal que tengan un excelente desempeño en corrección de errores, lo que a su vez haría incrementar la eficiencia espectral al aproximarse al límite de Shannon. Los resultados iniciales obtenidos con esta propuesta es un desempeño aceptable alrededor de valores de SNR de -3 dB (Wu, Rong, Salehian, & Gagnon, 2012) y hasta los -5 dB (Montalban, et al., 2013). Valores negativos de SNR significa que el sistema puede soportar tanto ruido, interferencia co-canal y distorsión *multipath* que sobrepasen en conjunto la potencia de la señal de interés.

Sin embargo, con el uso de un solo tipo de codificador no es posible un óptimo desempeño, es por eso que se propone la combinación de algunos códigos. De esta manera, se propone la aplicación de un código bidimensional (Figura 34), resultado por ejemplo de la combinación de un código LDPC y un Reed-Solomon.

El código LDPC es el propuesto por (Park, Kim, Wu, & Kim, 2013) denominado *Quarter-Rate Quasi-Cyclic LDPC*. Simulaciones de este código dan como resultado un desempeño significativamente mejor en menos iteraciones comparado con el código *Quarter-Rate LDPC* utilizado en DVB-T2/S2, que fue el

inicialmente propuesto para Cloud Txn. Las pruebas de este código se realizaron a diferentes tasas, desde 1/3 hasta 9/10. Estos códigos tienen una gran aproximación al límite de Shannon, el mejor llega a 0.6 dB del límite de Shannon mientras que el propuesto para DVB llega a 1.29 dB del mismo (estos resultados son dados a un BER = 2×10^{-6}). Es decir existe una diferencia de 0.69 dB, sin embargo su complejidad aumenta el 50% comparado el uno con el otro.

El código Reed-Solomon utilizado es un código (160, 146) aparentemente más robusto que el RS (204, 188) utilizado en ISDB-T y DVB, y el RS (207, 187) utilizado en ATSC.

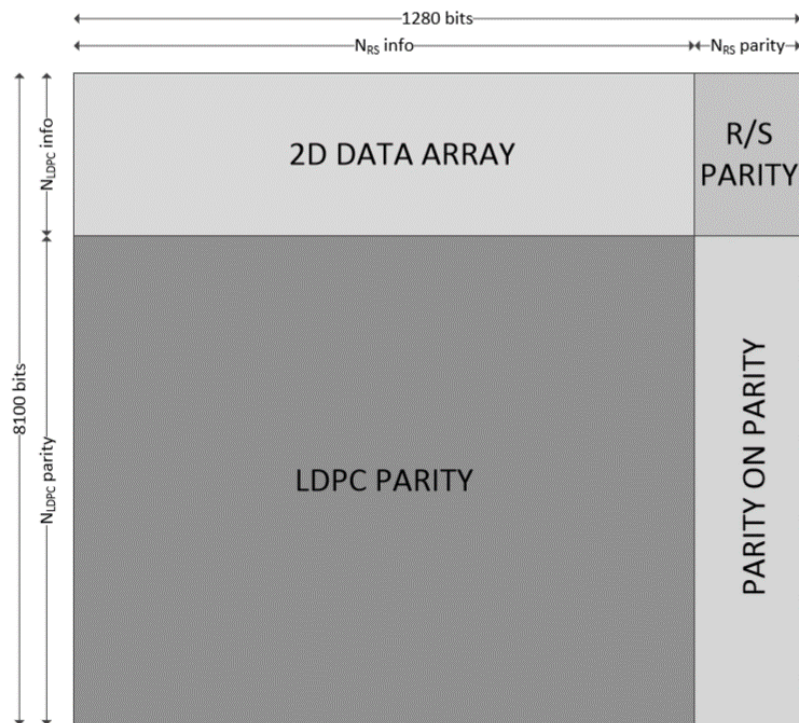


Figura 38. Matriz bidimensional de código propuesto para Cloud Txn.
Fuente: (Montalban, et al., 2013)

Si bien el concepto de combinar bidimensionalmente dos códigos (Figura 39) no es del todo vanguardista, existe el campo completamente abierto en propuestas para la selección, optimización y mejoras de los códigos a utilizar. Por lo pronto, generalmente para Cloud Txn se utilizan códigos LDPC verticalmente y RS horizontalmente.

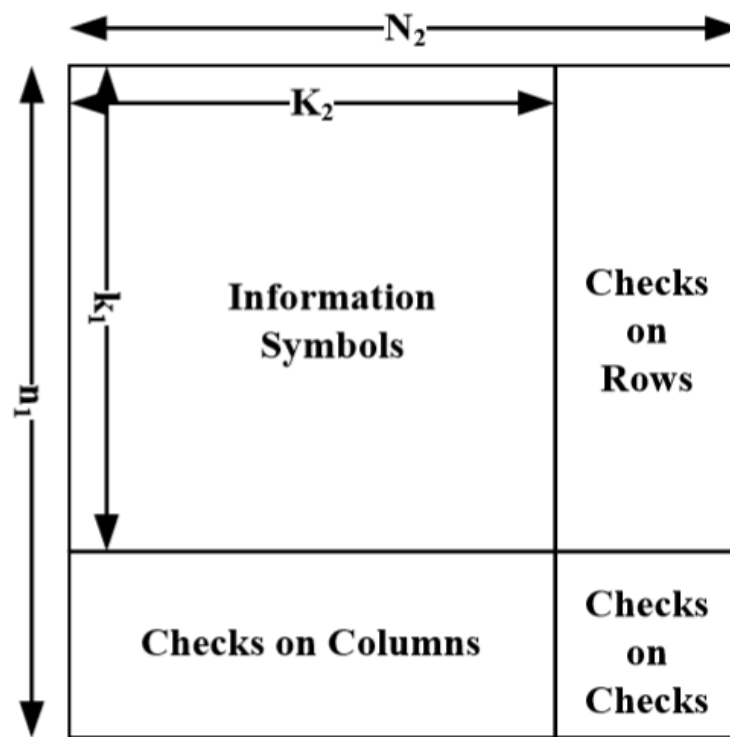


Figura 39. Matriz producto de codificación.
Fuente: (Li, et al., 2013)

CAPÍTULO 6

CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES

6.1. CONCLUSIONES

- No se puede establecer el mejor estándar de televisión digital absoluto, ya que todos poseen ventajas y desventajas en distintos parámetros y análisis. Adicional a los factores técnicos de cada estándar la selección independiente de cada país en adoptar cualquiera de ellos se ve afectada también por los factores no técnicos, tales como: situación geográfica, situación económica y política, tanto interna como con los países de alrededor o con la región en la que se encuentran. Sin embargo, independientemente del estándar que se haya elegido, estos siempre se encuentran en constante desarrollo para la optimización de los recursos necesarios, es por eso que en este trabajo se presentó un breve estado del arte con las técnicas que cada uno de los estándares se encuentra investigando y desarrollando para mejorar el desempeño de la señal recibida bajo condiciones de movilidad.
- Se utilizó el modelo exponencial de pérdida de trayecto para la definición de la potencia de recepción en función de la potencia de transmisión y distancia.

- Se estableció una clara referencia del desempeño de la señal recibida en función de la distancia del receptor con respecto a la estación transmisora. El desempeño está directamente ligado a la relación señal a ruido – SNR y a la relación señal a ruido más interferencia – SNIR, dependiendo del escenario.
- Se desarrollaron independientemente y en conjunto el análisis de cada bloque utilizado en TDT bajo el estándar ISDB-T (modulación M-QAM, codificación convolucional y codificación Reed-Solomon) y su respectivo desempeño de probabilidad de error de byte/bit, tanto de manera simulada utilizando del método de Montecarlo, como de manera teórica con las ecuaciones extraídas de la literatura consultada. Adicionalmente, se definieron y se comprobaron posteriormente las ecuaciones para el bloque de desvanecimiento utilizando tanto modelamiento Rayleigh como modelamiento Rice.
- Se analizaron ambos codificadores utilizados en el estándar ISDB-T. El codificador convolucional es utilizado para combatir los errores aleatorios y el codificador Reed-Solomon es utilizado para combatir los errores en ráfaga. Independientemente ambos codificadores tienen un desempeño aceptable sobre la señal, con mejora de 5 dB para RS (204,188) y mejora de 4 dB y 7 dB para Convolucional [133, 171], ambos analizados con BER 10^{-8} utilizando modulación M-QAM y ruido AWGN. Adicionalmente se presentó el desempeño de ambos codificadores en conjunto funcionamiento, con lo cual se obtiene una mejora de hasta 10 dB para QPSK.

- Se presentó el desempeño del modelamiento de movilidad utilizando variables aleatorias Rice y Rayleigh, las que se utilizan cuando existe y no existe línea de vista respectivamente. A pesar de que para ambas variables el desempeño es muy similar, para la simulación completa con dos estaciones transmisoras se utilizó únicamente modelamiento Rayleigh en ambas, esto para presentar el desempeño bajo el peor de los casos, es decir, cuando no se tiene línea de vista con ninguna de las transmisoras.
- Se realizó un análisis sobre la energía percibida a la entrada y la salida de cada bloque utilizado, esto queda establecido para posteriores análisis que se quieran presentar en función de la energía de bit en vez de en función de la energía de símbolo como se trató en este trabajo.
- Se definió un escenario con dos estaciones transmisoras, las cuales pueden o no transmitir la misma señal. La relación de las potencias de transmisión es de 100 a 1, las cuales en ese trabajo se definieron en 100 W y 1 W respectivamente para la estación principal y secundaria.
- Los puntos definidos para el análisis en un escenario con dos transmisoras se definieron de tal manera (sobre la misma línea de las transmisoras), tanto para visualización de los resultados, como para abarcar toda la gama de desempeños posibles dentro del radio de interés. Esto fue corroborado al realizar un análisis con puntos uniformemente distribuidos por todo el radio de interés demostrando que los puntos considerados para el análisis cubren todos los posibles desempeños dentro del radio de análisis.

- Se obtuvo el desempeño de la señal cuando las dos estaciones transmisoras están enviando la misma señal. El desempeño se muestra claramente mejorado dentro de un radio de 2km con respecto a la estación secundaria, considerando que este desempeño mejoraría exponencialmente con mínimos aumentos en la potencia de transmisión de la estación secundaria. De igual manera, en los 2 km siguientes, es decir, la zona de 2 km a 4 km se nota claramente el efecto de cooperación de las dos señales. Es así que la zona de 2 km a 4 km tiene un notable superior desempeño con respecto a la zona de -4 km a -2 km.
- Se definió matemáticamente y se simuló el desempeño de las señales cuando las estaciones transmisoras están enviando diferente información. Se muestra que por más pequeña que sea la potencia definida para la transmisora secundaria, esta interfiere de manera considerable a la señal de la transmisora principal, por lo que se puede definir este escenario para el trabajo con el concepto de reuso de frecuencias, radio cognitiva o en el uso considerando la interferencia de los canales denominados prohibidos mientras se hace la migración completa de analógico a digital.

6.2. RECOMENDACIONES

- Si se desea obtener una curva teórica más exacta y próxima a la simulada para el bloque del codificador convolucional, se recomienda profundizar matemáticamente en el análisis, ya que las ecuaciones actuales son consideradas *upper-bound*.
- Se recomienda considerar el análisis de energías realizado en este trabajo para presentar el desempeño de BER vs E_b/N_0 , al igual que las características del desvanecimiento (energía media).
- A pesar de que *Cloud Txn* haya sido inicialmente definido para ser utilizado en el estándar DVB, este puede seguir siendo estudiado y desarrollado para la implementación en cualquiera de los estándares existentes. En base a la definición de este trabajo se puede realizar la inclusión de un bloque adicional que funcione bajo las condiciones definidas por *Cloud Txn* o inclusive una modificación de esta técnica para evaluar el desempeño de la señal.
- Con respecto a las modificaciones mencionadas para *Cloud Txn* se puede considerar el uso de códigos turbo en lugar de los códigos LDPC definidos y realizar una comparación con respecto del desempeño alcanzado en cada caso.

- El interés por los códigos LDPC también ha ayudado en su desarrollo, por ejemplo la definición de *Quarter-Rate LDPC* para contrarrestar la gran limitante del uso de memoria y la velocidad de procesamiento. Es decir, el campo de investigación se encuentra constantemente en innovación para el desarrollo de códigos más óptimos.
- Este trabajo se enfocó en el análisis del estándar ISDB-T, sin embargo los bloques pueden ser reutilizados y adaptados para realizar el análisis de otros estándares. Por ejemplo en el estándar DVB-T se utilizan los mismos bloques que los presentados, la principal diferencia es la técnica OFDM utilizada. Asimismo, en el estándar ATSC se puede utilizar el bloque convolucional y adaptar el bloque Reed-Solomon, y en el estándar DMB-T se puede utilizar el bloque de modulación M-QAM. Adicionalmente, para cualquier estándar se puede utilizar el bloque y la definición matemática del desvanecimiento.

REFERENCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- Agencia de Regulación y Control de las Telecomunicaciones - ARCOTEL. (Marzo de 2015). Telefonía Fija, Audio-Video por Suscripción y Radio-TV. *Boletín Estadístico del Sector de las Telecomunicaciones*(4). Obtenido de http://www.arcotel.gob.ec/wp-content/uploads/downloads/2015/04/BOLETIN-No-4-AVS_RTV_TF__.pdf
- Agilent Technologies. (August de 2005). *DTV Design Library*. Obtenido de <http://cp.literature.agilent.com/litweb/pdf/ads2005a/dtv/index.html>
- ATSC. (2016). *ATSC*. Obtenido de <http://atsc.org/>
- DiBEG. (2016). *Digital Broadcasting Experts Group*. Obtenido de <http://www.dibeg.org/index.html>
- DTV Status. (2016). *Digital TV Status*. Obtenido de <http://es.dtvstatus.net/>
- DVB. (2016). *Global Mobile TV*. Obtenido de <https://www.dvb.org/>
- Gallegos Chávez, C. (Mayo de 2009). *Digital Broadcasting Experts Group - DIBEG*. Recuperado el Junio de 2016, de http://www.dibeg.org/news/2009/0905Paraguay_ISDB-T_seminar/session3.pdf
- Hoven, N., Tandra, R., & Sahai, A. (2005). Some fundamental limits on cognitive radio. *Wireless Foundations EECS, Univ. of California, Berkeley*.
- Li, Y., Liu, B., Rong, B., Wu, Y., Gagnon, G., Gui, L., & Zhang, W. (2013). Rate-compatible LDPC-RS product codes based on raptor-like LDPC codes. *2013 IEEE International Symposium on Broadband Multimedia Systems and Broadcasting (BMSB)*, 1-6.
- MathWorks. (2016). *MathWorks*. Obtenido de es.mathworks.com/help/matlab/ref/help.html

- Mattsson, A. (2005). Single frequency networks in DTV. *IEEE transactions on broadcasting*, 51(4), 413-422.
- Mendo Tomas, L. (2012). Comunicaciones Móviles. Madrid: OpenCourseWare. Obtenido de <http://ocw.upm.es/teoria-de-la-senal-y-comunicaciones-1/comunicaciones-moviles/contenidos/>
- Montalban, J., Rong, B., Park, S. I., Wu, Y., Kim, J., Kim, H. M., . . . Velez, M. (2013). Cloud Transmission: System simulation and performance analysis. *2013 IEEE International Symposium on Broadband Multimedia Systems and Broadcasting (BMSB)*, 1-5.
- Montalbán, J., Zhang, L., Gil, U., Wu, Y., Angulo, I., Salehian, K., . . . others. (2014). Cloud transmission: System performance and application scenarios. *IEEE Transactions on Broadcasting*, 60(2), 170-184.
- Nee, R. v., & Prasad, R. (2000). *OFDM for wireless multimedia communications*. Artech House, Inc.
- Olmedo, G. (2016). Analytical Performance of Modulation and Error Correcting Codes for the ISDB-T System over AWGN Channels.
- Park, S. I., Kim, H. M., Wu, Y., & Kim, J. (2013). A newly designed quarter-rate QC-LDPC code for the cloud transmission system. *IEEE transactions on broadcasting*, 59, 155-159.
- Pedraza, L., Hernández, C., & Ballesteros, D. M. (2011). Modelo del desvanecimiento selectivo en frecuencia; Model of frequency selective fading. *Revista Facultad de Ingeniería Universidad de Antioquia*(58), 114-122.
- Proakis, J. G. (2001). *Digital Communications* (Cuarta ed.). New York: McGraw-Hill Companies, Inc.

REFERENCIAS

- Ron, M. (2002). Op amps for everyone. *Texas: Texas Instrument*. Obtenido de <http://web.archive.org/web/20110805050213/http://focus.ti.com/lit/an/slod006b/slod006b.pdf>
- Simon, M. K., & Alouini, M.-S. (2005). *Digital communication over fading channels*. John Wiley & Sons.
- Sklar, B. (2001). *Digital communications*. Prentice Hall NJ.
- Wu, Y., Pliszka, E., Caron, B., Bouchard, P., & Chouinard, G. (2000). Comparison of terrestrial DTV transmission systems: the ATSC 8-VSB, the DVB-t COFDM, and the ISDB-t BST-OFDM. *IEEE Transactions on Broadcasting*, 46(2), 101-113.
- Wu, Y., Rong, B., Salehian, K., & Gagnon, G. (2012). Cloud transmission: A new spectrum-reuse friendly digital terrestrial broadcasting transmission system. *IEEE Transactions on Broadcasting*, 58(3), 329-337.

ANEXO A:
Código de dos transmisoras con misma señal

ANEXO B:

Código de dos transmisoras con distintas señales



INGENIERÍA EN ELECTRÓNICA Y TELECOMUNICACIONES

ACTA DE ENTREGA RECEPCIÓN DE PROYECTO DE GRADO

En Santa Clara – Sangolquí, Cantón Rumiñahui, Provincia de Pichincha, siendo las 11:30 a.m. del martes 31 de enero del 2017, ante el señor Ing. Darwin Omar Alulema Flores, Director de la carrera de Ingeniería en Electrónica y Telecomunicaciones de la Universidad de las Fuerzas Armadas – ESPE, comparece el señor egresado: Ronie Stalin Martínez Gordon; quien manifiesta hacer la entrega de dos impresiones del desarrollo del trabajo de graduación, titulado: “Análisis de desempeño de estaciones repetidoras para broadcasting móvil en televisión digital terrestre”.

En efecto, verificado por el Director de Carrera que el egresado presenta el trabajo de graduación dentro del plazo estipulado en este reglamento, por lo que el señor Director dispone se levante la presente Acta de Entrega – Recepción, para dar cumplimiento a lo establecido en la norma legal.

Para constancia de lo actuado, firman en unidad de acto el señor Director de la carrera de Ingeniería en Electrónica y Telecomunicaciones de la Universidad de las Fuerzas Armadas – ESPE y el señor egresado de esta carrera.


Sr. Ronie Stalin Martínez Gordon


Ing. Darwin Omar Alulema Flores

EL EGRESADO

EL DIRECTOR