

Televisión digital terrestre: planeación y análisis de cobertura

Televisión digital terrestre: planeación y análisis de cobertura

Andrés López Salamanca, Elvis Eduardo Gaona García,
Juan Carlos Gómez Paredes





UD
Editorial

ES
Espacios

© Universidad Distrital Francisco José de Caldas
© Centro de Investigaciones y Desarrollo Científico
© Andrés López Salamanca, Elvis Eduardo Gaona García,
Juan Carlos Gómez Paredes

ISBN: 978-958-787-509-6
ISBN digital: 978-958-787-510-2
Primera edición, marzo de 2023

Jefe Sección de Publicaciones
Rubén Eliécer Carvajalino C.

Gestión editorial
Edwin Pardo Salazar

Corrección de estilo
Proceditor

Diagramación
Astrid Prieto Castillo

Editorial UD
Universidad Distrital Francisco José de Caldas
Carrera 24 n.º 34-37
Teléfono: (601) 3239300 ext. 6202
Correo electrónico: publicaciones@udistrital.edu.co

*Sistema de Bibliotecas de la Universidad Distrital
Francisco José de Caldas
Catalogación en la publicación (CEP)*

López Salamanca, Andrés

Televisión digital terrestre : planeación y análisis de cobertura /
Andrés López Salamanca, Elvis Eduardo Gaona García, Juan Carlos
Gómez Paredes. -- Primera edición. -- Bogotá: Universidad Distrital
Francisco José de Caldas, 2023.

174 páginas : gráficos ; 24 cm.-- (Colección Espacios)

ISBN: 978-958-787-509-6 ISBN digital: 978-958- 787-510-2

1. Telecomunicaciones 2. Comunicaciones digitales 3. Televisión digital
- Colombia 4. Digitalización de la información. I. Gaona García, Elvis
Eduardo, autor II. Gómez Paredes, Juan Carlos, autor III. Serie.

621.388: CDD 21 edición.

Todos los derechos reservados.

Esta obra no puede ser reproducida sin el permiso previo escrito de la
Sección de Publicaciones de la Universidad Distrital Francisco José de Caldas.
Hecho en Colombia

Contenido

1. Introducción	17
2. Modelos de propagación de señales del servicio de televisión digital terrestre en la banda UHF	25
2.1. Características técnicas de la estación piloto	26
2.2. Modelos determinísticos	29
2.2.1. ITU-R P.525: cálculo de la atenuación en el espacio libre	30
2.2.2. ITU-R P.526: propagación por difracción	31
2.2.3. Deygout 94: difracción por agrupación de obstáculos	33
2.3. Modelos estadísticos	34
2.3.1. ITU-R P.370: curvas de propagación en frecuencias comprendidas entre 30 y 1000 MHz	35
2.3.2. ITU-R P.1546: métodos de predicción de punto a zona para servicios terrenales en la gama de frecuencias de 30 a 3000 MHz	37
2.4. Modelos semideterminísticos	39
2.4.1. ITU-R P.1812: método de predicción de la propagación específico del trayecto para servicios terrenales punto a zona en las bandas de ondas métricas y decimétricas	39
2.4.2. Modelo de propagación Okumura-Hata	42
3. Televisión digital terrestre	47
3.1. Parámetros de modulación y transmisión	54
3.1.1. Definiciones preliminares	54
3.1.2. Modulación vectorial con OFDM	56
3.1.3. Arquitectura física DVB-T2	62
3.1.4. Símbolos preámbulo P1 y P2	67

3.1.5. Patrón de portadoras piloto	68
3.1.6. Constelaciones rotadas	69
3.1.7. Códigos de control de error LDPC	70
3.1.8. Reducción de la potencia pico a la potencia media	71
3.2. Elección de parámetros de modulación DVB-T2 para canales de 6 MHz	72
3.3. Elección de tamaños de portadora OFDM	72
3.3.2. Elección de patrones de dispersión de portadoras piloto	81
3.3.3. Elección de la tasa de transmisión	85
3.4. Parámetros de potencia	93
3.4.1. Márgenes de protección	99
4. Planificación de redes DVB-T2 para canales de 6 MHz	103
4.1. Identificación de la población objetivo	106
4.2. Cálculo de parámetros de transmisión	114
4.3. Estimación de la propagación de señales de televisión digital terrestre en entornos urbanos	118
4.3.1. Propagación por espacio libre	125
4.3.2. Propagación por Okumura-Hata	126
4.3.3. Propagación por Stanford University	129
4.3.4. Propagación con el modelo Xia-Bertoni	132
4.4. Resultado de la estimación de la propagación de señales de televisión digital terrestre en entornos urbanos	135
4.4.1. Corrección del modelo Okumura-Hata	136
4.4.2. Corrección del modelo Stanford University	139
4.4.3. Corrección del modelo Xia-Bertoni	140
4.5. Estimación de la propagación de señales de televisión digital terrestre en entornos rurales	144
4.5.1. Propagación por espacio libre	147
4.5.2. Propagación por Okumura-Hata	148
4.5.3. Propagación por Stanford University (SUI)	151
4.6. Comparación y corrección de modelos	153
4.6.1. Corrección del modelo Okumura-Hata	154
4.6.2. Corrección de modelo Stanford University (SUI)	156

5. Conclusiones	159
Referencias	163
Autores	173

Índice de figuras

Figura 1.	Diseño del patrón de radiación para la estación piloto de estudio	28
Figura 2.	Valores de admitancia para el cálculo de pérdidas debidas a las características eléctricas de la tierra	32
Figura 3.	Difracción para un trayecto transmisor-receptor sin línea de vista despejada	33
Figura 4.	Difracción por obstáculos tipo filo de cuchilla	34
Figura 5.	Curvas de intensidad de campo para trayecto terrestre en la banda de frecuencias 450 MHz a 1000 MHz	35
Figura 6.	Factor de rugosidad del terreno para los modelos estadísticos	36
Figura 7.	Factor de corrección para la rugosidad del terreno en la banda de frecuencias de 450 MHz a 1000 MHz	37
Figura 8.	Curvas de intensidad de campo para para trayecto terrestre en la frecuencia de transmisión de 600 MHz	38
Figura 9.	Pérdidas por difracción en obstáculos tipo filo de cuchilla	41
Figura 10.	Geometría requerida para el análisis de la reflexión de señales	41
Figura 11.	Tamaños de portadora OFDM para DVB-T2	59
Figura 12.	Comparación de flujos 8K y 32K con intervalos de guarda de 1/32 y 1/128 respectivamente	61
Figura 13.	Comparativa del modo normal y extendido de portadoras	61
Figura 14.	Diagrama de bloques de la cadena DVB-T2	62
Figura 15.	Diagrama de bloques de alto nivel de los sistemas DVB-T2	64
Figura 16.	Diferentes PLP (color) ocupan diferentes portadoras (celdas)	65
Figura 17.	Topología de una red MISO Alamouti	66
Figura 18.	Dispersión de portadoras piloto DVB-T (arriba) y DVB-T2 (abajo)	68
Figura 19.	Comparación entre sistemas con constelación rotada y sin constelación rotada	70
Figura 20.	Comparación de códigos convolucionales (CC) y códigos LDPC	71
Figura 21.	Incidencia del tamaño de portadoras en redes SFN	73
Figura 22.	Comparativa entre modos normal y extendido de portadoras	75
Figura 23.	Tiempos y distancias de intervalo de guarda	78
Figura 24.	Simulación y mitigación de interferencias DVB-T2	79

Figura 25. Dispersión de portadoras piloto en OFDM	82
Figura 26. Estructura del marco T2	86
Figura 27. Estructura de los símbolos OFDM	87
Figura 28. Tasa de transmisión para sistemas DVB-T2 en canales de 6 MHz con tamaño de portadoras de 32K ext., fracción de intervalo de guarda de 1/128 y patrón de portadoras piloto PP7	92
Figura 29. Factor de corrección por desvanecimiento	96
Figura 30. Esquema general del proceso de planificación de redes para la radiodifusión de señales de televisión digital	104
Figura 31. Actividades que forman parte de la identificación de la población objeto de cobertura	106
Figura 32. Estaciones de la red Telecom: Cundinamarca y Bogotá	108
Figura 33. Análisis comparativo para la identificación de emplazamientos DVB-T2	111
Figura 34. Mapa de emplazamientos potenciales DVB-T2 para la cobertura de Cundinamarca y Bogotá	114
Figura 35. Procesos de la etapa de cálculo de los parámetros de transmisión	115
Figura 36. Cálculo de los parámetros de transmisión para el operador local de televisión	117
Figura 37. Puntos de medición con respecto a la estación Calatrava 4°44'36.88"N, 74° 4'29.38"W	120
Figura 38. Puntos de medición con respecto a la estación Cruz Verde 4°37'53.13"N, 74°03'04.1"W	121
Figura 39. Relación potencia recibida vs distancia para Calatrava sobre el canal 16	123
Figura 40. Relación potencia recibida vs distancia para Calatrava sobre el canal 17	124
Figura 41. Relación potencia recibida vs distancia para Cruz Verde sobre el canal 16	124
Figura 42. Relación potencia recibida vs distancia para Cruz Verde sobre el canal 17	125
Figura 43. Relación de la potencia esperada a partir del modelo de espacio libre	126
Figura 44. Relación potencia esperada a partir del modelo de Okumura-Hata para Calatrava canal 16	128
Figura 45. Relación potencia esperada a partir del modelo de Okumura-Hata para Cruz Verde canal 16	128
Figura 46. Relación de potencia esperada a partir del modelo de (SUI) para Calatrava canal 16	131
Figura 47. Relación de potencia esperada a partir del modelo de (SUI) para Cruz Verde canal 16	131
Figura 48. Relación de la potencia esperada a partir del modelo de Xia-Bertoni para Calatrava canal 16	134
Figura 49. Relación de la potencia esperada a partir del modelo de Xia-Bertoni para Cruz Verde canal 16	134
Figura 50. Recopilación de los modelos Okumura-Hata, Stanford, Xia-Bertoni vs datos medidos para Calatrava canal 16	135
Figura 51. Recopilación de los modelos Okumura-Hata, Stanford, Xia-Bertoni vs datos medidos para Cruz Verde canal 16	136

Figura 52.	Comparación de potencia recibida con ecuación de Okumura-Hata corregida Calatrava canal 16	138
Figura 53.	Comparación de la potencia recibida con ecuación de Okumura-Hata corregida Calatrava canal 16	140
Figura 54.	Comparación de potencia recibida con ecuación de Xia-Bertoni corregida Calatrava canal 16	142
Figura 55.	Comparación de potencia recibida con modelos de propagación Okumura-Hata, Xia-Bertoni y Stanford corregidos, Calatrava canal 16	143
Figura 56.	Puntos de medición con respecto a la estación Calatrava 4°44'36.88"N, 74° 4'29.38"W	145
Figura 57.	Relación potencia recibida vs. distancia para Calatrava sobre el canal 28	147
Figura 58.	Relación potencia recibida vs. distancia para Calatrava sobre el canal 30	147
Figura 59.	Relación de la potencia esperada a partir del modelo de espacio libre canal 28	148
Figura 60.	Relación de la potencia esperada a partir del modelo de espacio libre canal 30	148
Figura 61.	Relación de la potencia esperada a partir del modelo de Okumura-Hata para Calatrava canal 28	149
Figura 62.	Relación de la potencia esperada a partir del modelo de Okumura-Hata para Calatrava canal 30	150
Figura 63.	Relación de la potencia esperada a partir del modelo de SUI para Calatrava canal 28	152
Figura 64.	Relación de la potencia esperada a partir del modelo de SUI para Calatrava canal 30	152
Figura 65.	Recopilación de los modelos Okumura-Hata y SUI vs. datos medidos para Calatrava canal 28	153
Figura 66.	Recopilación de los modelos Okumura-Hata y SUI vs. datos medidos para Calatrava canal 30	154
Figura 67.	Comparación de potencia recibida con la ecuación de Okumura-Hata corregida sobre Calatrava canal 28	155
Figura 68.	Comparación de potencia recibida con la ecuación de Okumura-Hata corregida sobre Calatrava canal 30	155
Figura 69.	Comparación de potencia recibida con ecuación de SUI corregida para Calatrava canal 28	156
Figura 70.	Comparación de potencia recibida con ecuación de SUI corregida para Calatrava canal 30	157
Figura 71.	Comparación de potencia recibida con modelos de propagación Okumura-Hata y Stanford corregidos, Calatrava canal 28	157
Figura 72.	Comparación de potencia recibida con modelos de propagación Okumura-Hata y Stanford corregidos, Calatrava canal 30	157

Índice de tablas

Tabla 1.	Características técnicas de la estación Calatrava en Bogotá	27
Tabla 2.	Parámetro del modelo Stanford	45
Tabla 3.	Diferencia entre dos topologías TDT (DVB-T y DVB-T2) implementadas en Reino Unido-8 MHz	53
Tabla 4.	Configuración de redes SFN similares con los estándares DVB-T y DVB-T2	54
Tabla 5.	Tamaño original de portadoras	74
Tabla 6.	Tiempos de guarda en μ s para canales de 6 MHz	80
Tabla 7.	Distancias de guarda en km para canales de 6 MHz	81
Tabla 8.	Portadoras piloto para el modo de transmisión SISO	83
Tabla 9.	Portadoras piloto para el modo de transmisión MISO	83
Tabla 10.	Conformación de los patrones de portadoras piloto	84
Tabla 11.	Número máximo de símbolos en un marco T2 para canales de 6 MHz	88
Tabla 12.	Número de símbolos P2 en un marco T2	90
Tabla 13.	Número de celdas disponibles en un símbolo de datos	90
Tabla 14.	Relación señal a ruido para la modulación vectorial en el estándar DVB-T2	94
Tabla 15.	Factores de corrección para la relación C/N	95
Tabla 16.	Degradación adicional de la relación C/N por índice de redundancia en modulación	97
Tabla 17.	Márgenes de protección de canal adyacente DVB-T2 vs DVB-T2, por modulación	101
Tabla 18.	Márgenes de protección de canal adyacente DVB-T2 vs DVB-T2, por tamaño de portadoras	102
Tabla 19.	Relación de emplazamientos potenciales DVB-T2 para la cobertura de Cundinamarca y Bogotá	112
Tabla 20.	Parámetros estación Calatrava	118
Tabla 21.	Parámetros estación Cruz Verde	119
Tabla 22.	Nivel de potencia recibido por canal y distancia para Calatrava	121
Tabla 23.	Nivel de potencia recibido por canal y distancia para Cruz Verde	122

Tabla 24.	Ecuación de Friis utilizando las pérdidas de Okumura-Hata Calatrava canal 16	127
Tabla 25.	Criterios estadísticos para Okumura-Hata Calatrava canales 16 y 17	129
Tabla 26.	Ecuación de Friis utilizando las pérdidas de (SUI) Calatrava canal 16	130
Tabla 27.	Criterios estadísticos para SUI Calatrava canales 16 y 17	132
Tabla 28.	Ecuación de Friis utilizando las pérdidas de Xia-Bertoni Calatrava canal 16	133
Tabla 29.	Criterios estadísticos para Xia-Bertoni Calatrava canales 16 y 17	135
Tabla 30.	Ecuación de Friis Okumura-Hata corregido Calatrava canal 16	137
Tabla 31.	Criterios estadísticos para Okumura-Hata corregido Calatrava canales 16 y 17	138
Tabla 32.	Ecuación de Friis Stanford corregido Calatrava canal 16	139
Tabla 33.	Ecuación de Friis Stanford corregido Calatrava canal 16	141
Tabla 34.	Criterios estadísticos para Xia-Bertoni corregido Calatrava canales 16 y 17	142
Tabla 35.	Criterios estadísticos para Okumura-Hata, Xia-Bertoni y Stanford corregidos, Calatrava canales 16 y 17	143
Tabla 36.	Parámetros de la estación transmisora Calatrava	144
Tabla 37.	Datos de las mediciones canales 28 y 30	146
Tabla 38.	Criterios estadísticos para el modelo Okumura-Hata Calatrava canales 28 y 30	150
Tabla 39.	Criterios estadísticos para SUI Calatrava canales 28 y 30	153
Tabla 40.	Criterios estadísticos para Okumura-Hata corregidos sobre Calatrava canales 28 y 30	156
Tabla 41.	Criterios estadísticos para Okumura-Hata y Stanford corregidos, Calatrava canal 28 y 30	158

1. Introducción

En Colombia, los diferentes operadores de televisión abierta radiodifundida están iniciando el proceso de diseño y despliegue de redes de televisión digital terrestre bajo el estándar *digital video broadcasting second generation terrestrial* (DVB-T2). Si bien los organismos estatales han definido las condiciones técnicas relevantes que deben considerarse en la planificación de este proceso, no existe una metodología unificada para el diseño de estaciones de televisión digital y para la configuración de parámetros técnicos de modulación y transmisión. A su vez, la falta de unificación genera incertidumbre en cuanto a los resultados esperados de cobertura y servicio y a la gestión ineficiente del espectro electromagnético.

Para el desarrollo de esta metodología se hace necesario estudiar los diferentes aspectos y funcionalidades comprendidos en el estándar DVB-T2; establecer los alcances y las limitaciones según el tipo de servicio que se quiere brindar; identificar los diferentes modelos de propagación de señales aplicables a las condiciones topográficas, atmosféricas, y la banda de frecuencias del servicio de televisión en Colombia; y establecer mecanismos que contribuyan en la planeación y la asignación eficiente de frecuencias por parte de los entes reguladores del país.

Con el desarrollo de este proyecto, los diferentes actores de la industria de televisión abierta en Colombia podrán contar con una herramienta unificada para la planificación de redes de televisión digital e impulsar el óptimo desarrollo de esta tecnología en cuanto a cobertura y oportunidad de acceso por parte de los usuarios y procurar en todos los casos la gestión eficiente del espectro radioeléctrico.

Debido a las ventajas tecnológicas que suponen los estándares de televisión digital con respecto a los clásicos formatos de transmisión de televisión analógica, en Colombia se adoptó, a mediados del 2008, el estándar de radiodifusión de contenidos de televisión digital DVB-T (primera generación). Sin embargo, como consecuencia de las actualizaciones técnicas y la evolución del mercado para la instalación de infraestructura de transmisión, en el 2011 se adoptó el estándar DVB-T2, cuyas características técnicas —que se describen más adelante en este apartado— permiten maximizar la tasa de transmisión para un umbral de recepción mediano mínimo dado.

En la actualidad, los operadores de televisión abierta en Colombia han iniciado el despliegue de redes de televisión digital terrestre (TDT) bajo el estándar DVB-T2, desarrollado por el proyecto DVB para la radiodifusión de contenidos digitales. Este despliegue requiere de un proceso preciso de análisis de las técnicas incluidas en el estándar para configurar las redes de transmisión en función del propósito de servicio. No obstante, el estándar DVB-T2 actual no incluye definiciones técnicas para canales de televisión con ancho de banda de 6 MHz, probablemente debido a la baja adopción de este estándar en países que cuentan con la misma canalización adoptada en Colombia. Se trata de una consecuencia de la dificultad en la planificación de redes TDT en el país, que obliga a la aplicación de métodos de ensayo y error que en la mayoría de los casos concluyen en resultados no deseados o, en gran medida, indeterminados.

De esta manera, los operadores de televisión pueden ajustar los parámetros de transmisión e implementar estaciones de tal manera que provean servicios con modalidad *in-door* —es decir, para recepción al interior de las edificaciones—, *out-door* —o para recepción en exterior con antena fija—; móvil; o recepción al interior de vehículos en movimiento. Incluso, un operador puede combinar todas las modalidades de recepción para un mismo canal de transmisión (Polak y Kratochvil, 2012).

El estándar DVB-T2 tiene su origen dada la demanda constante por contenidos digitales radiodifundidos en alta definición (Vangelista *et al.*, 2009), lo que no era posible con el estándar de primera generación DVB-T debido a las limitaciones en las opciones de configuración de las modulaciones vectoriales y el uso excesivo de portadoras para la estimación del canal en

recepción. Estas características se traducen en la reducción de la capacidad máxima del flujo de datos de transmisión del sistema (Li Fu *et al.*, 2010). Este estándar incluye además la técnica de multiplexación por división de frecuencia ortogonal, *orthogonal frequency division multiplex* (OFDM), que permite transmitir información de forma segmentada a través de multiporadoras; así, se reduce la probabilidad de error en la transmisión de datos y se minimizan los requerimientos de potencia de transmisión. OFDM también permite planificar redes de frecuencia única *single frequency network* (SFN) por medio de la configuración de intervalos de guarda. De esta manera, los receptores están en la capacidad de tolerar señales reflejadas y ecos en segmentos de tiempo determinados, lo que posibilita un uso más eficiente de las frecuencias (Floch *et al.*, 1995).

Es claro entonces que, para el diseño de redes de televisión digital terrestre bajo el estándar DVB-T2, existen múltiples configuraciones de los parámetros técnicos de diseño según los criterios de planificación que se establezcan y el tipo de recepción deseada. DVB-T2 incluye, entre otras opcionalidades, la opción de configurar redes para recepción tipo *multiple-input single-output* (MISO) o tipo *single-input single-output* (SISO), en redes SFN (Alamouti, 1998); la posibilidad de seleccionar entre diferentes multiporadoras OFDM —tamaños 1k, 2k, 4k, 8k, 16k y 32k— cuya elección afecta principalmente el alcance máximo de la red SFN; la probabilidad de interferencias cocanal y la tasa de transmisión máxima; y la posibilidad de configurar diferentes tipos de modulación vectorial: QPSK, 16QAM, 64QAM o 256QAM, entre otros (Samo *et al.*, 2015).

Las posibilidades que presentamos exigen que, para la planificación de redes de televisión, sea absolutamente necesario conocer con detalle cada una de las características técnicas que soporta el estándar DVB-T2. Con esta información de base, se puede realizar el diseño de las redes de radiodifusión e identificar los emplazamientos idóneos para la ubicación de las estaciones, y satisfacer así los requerimientos de servicio y asegurar el rendimiento óptimo de la red. Con la definición adecuada de los parámetros técnicos de modulación, se pueden determinar los requerimientos de transmisión: la potencia de los transmisores, las pérdidas máximas admisibles y la configuración de los patrones de radiación (Kateros *et al.*, 2009), y con ello efectuar

los análisis de cobertura e interferencias con herramientas computacionales y la aplicación de modelos de propagación que deben ser previamente ajustados y parametrizados en función de la banda de frecuencias de operación de los servicios y las condiciones atmosféricas del entorno (Östlin *et al.*, 2008).

Los modelos de propagación para la predicción de cobertura y simulación de redes tienen características particulares. Cada uno de ellos puede parametrizarse de forma distinta, según el tipo: si se trata de un modelo determinístico o estadístico; y según las condiciones climatológicas y características particulares del terreno. Estas condiciones afectan la reflexión y la difracción de las señales. Los diferentes modelos y formas de parametrizar las condiciones del medio garantizan resultados disímiles comparativamente para un mismo entorno de simulación. En consecuencia, el número de predicciones que se pueden obtener para una sola estación equivale al número de modelos aplicables según la banda de frecuencias de servicio y al número de combinaciones distintas de parametrización de cada uno (Andersen y Rappaport, 1995).

El desconocimiento de las funcionalidades técnicas del estándar DVB-T2 y de la elección y la aplicación de un modelo idóneo para el análisis de cobertura e interferencias de las redes de televisión genera incertidumbre y dificulta los procesos de establecimiento de condiciones técnicas, como la ubicación de las estaciones, la potencia de transmisión mínima requerida y máxima permitida para la protección de los servicios, la configuración eficaz de los sistemas radiantes, el ajuste de retardos para la sincronización, etc. A su vez, resulta imposible calcular de forma precisa las zonas de servicio y cobertura de una estación y, consecuentemente, las regiones afectadas por interferencias. Sin esta información, los operadores de televisión no pueden hacer uso de técnicas de ajuste para mejorar el cubrimiento y mitigar interferencias, considerando que la probabilidad de hallar zonas interferidas es mucho mayor principalmente en redes con configuración SFN (Alamouti, 1998).

En la actualidad, en el diseño y la planificación de redes se utilizan procedimientos de prueba y error, y en algunos casos se hace uso de herramientas de predicción, incluso luego de la implementación de las estaciones de televisión. Los modelos de predicción de propagación de señales, los cálculos de umbrales de recepción y los criterios de modalidad de servicio aplicados por los operadores de televisión pública y privada en el país son disímiles. En ese

sentido, los resultados obtenidos no pueden ser comparables y la calidad del servicio para el usuario se ve afectada.

Si bien los organismos estatales de regulación y gestión del espectro y de vigilancia y control de los servicios de televisión en Colombia han expedido reglamentaciones con respecto a la TDT en cuanto a aspectos técnicos que deben ser considerados en la planificación de redes (CRC, 2013), no han determinado el procedimiento de planificación de redes de TDT para Colombia con criterios unificados; estas determinaciones servirían como instrumento para la puesta en marcha de las estaciones y el ajuste de los parámetros técnicos. Por esta razón, cada operador diseña de forma independiente, de acuerdo con sus propios juicios, las redes de televisión digital. Hay incompatibilidad desde el punto de vista de recepción, y los usuarios, en algunos casos, están obligados a prescindir de los servicios o a implementar más de una antena de recepción para sintonizar todos los contenidos radio-difundidos desde diferentes estaciones.

De la falta de una metodología unificada para la planificación de redes de televisión —una que tenga en cuenta la elección de los parámetros técnicos y la parametrización de un modelo idóneo para la predicción de cobertura y las condiciones atmosféricas y de elevaciones del terreno particulares de Colombia— se deriva otro problema que tiene relación específicamente con la asignación de frecuencias y gestión del espectro electromagnético: la incertidumbre en el cálculo de cobertura de una red induce al error para el establecimiento de los contornos de interferencia de las estaciones. Por esta causa, en algunos casos se obtiene contornos interferentes que originan la asignación imprecisa de frecuencias en zonas que una estación en particular no atiende, pero —ya que se mantienen los márgenes de protección— se puede hacer reuso de frecuencias y conservar la disponibilidad para otro operador u otra estación de televisión.

Además, sin una metodología clara de planificación, los diferentes operadores de televisión continuarán desplegando redes de radiodifusión con características técnicas diferentes. Será latente la incompatibilidad entre las redes y los problemas de recepción a nivel de usuario por cuenta de las diferencias en los niveles de intensidad de campo eléctrico, las interferencias cocanal y de canal adyacente, y la infraestructura no homogénea de

recepción en los casos en los que se hace forzosamente necesario implementar más de una antena de recepción para sintonizar las señales que se transmitan desde diferentes estaciones. Así mismo, seguirá existiendo incertidumbre en la identificación precisa de las zonas de servicio y la ocupación de frecuencias de una estación de televisión. Se sobredimensionará el alcance de propagación de las señales y a su vez el uso ineficiente del espectro radioeléctrico, recurso escaso que puede ser aprovechado para permitir la participación de otros operadores de televisión o incluso para la prestación de nuevos servicios de telecomunicaciones en bandas de frecuencias que puedan ser liberadas.

En ese sentido, es necesario desarrollar una metodología que estandarice el diseño y la planificación de redes de TDT en Colombia y que sirva de instrumento para identificar los parámetros técnicos de modulación y transmisión idóneos en función del tipo de servicio que se proyecte brindar. Así mismo, los resultados de la aplicación de esta metodología deberán proporcionar información precisa con relación a la propagación de las señales, la cobertura y la ocupación de frecuencias e identificación de interferencias. Los diferentes operadores de televisión podrán hacer uso de esta metodología para el diseño y la planificación de sus redes, y así reducir los riesgos y los sobrecostos ocasionados por la planificación inexacta de estaciones; se asegura así la cobertura necesaria en las regiones de interés. Adicionalmente, los diferentes organismos estatales encargados de la vigilancia, el control y la regulación de los servicios de televisión y la gestión del espectro radioeléctrico podrán hacer uso de esta metodología para la planeación y la asignación adecuada de frecuencias, y aprovechar al máximo posible el uso del espectro en cumplimiento del mandato constitucional.

Desde la década de los setenta, la televisión se convirtió en el medio de comunicación masiva con más impacto. La televisión ha sido instrumento de cambios culturales a gran escala. Este impacto a su vez permitió la transformación y la aparición de nuevas tecnologías como la televisión digital, que representa el cambio tecnológico más radical en la industria televisiva después de la aparición de la televisión a color.

En el 2009 comenzó un proceso paulatino de implementación de la televisión digital en algunas zonas del país, que se dio inicialmente en las

principales ciudades y que debió concluir en el 2022, al llegar a una cobertura del ciento por ciento de la población, que en la actualidad usa mayoritariamente televisión analógica; se buscó el denominado “apagón analógico” para el 31 de diciembre del 2022. Teniendo en cuenta lo anterior, Colombia ha llevado a cabo múltiples diseños de red que ofrecen cobertura al territorio nacional bajo el estándar *digital video broadcasting second generation terrestrial* (DVB-T2), siendo Bogotá una de las ciudades más grandes del país y la que cuenta con cobertura total gracias a las cinco estaciones instaladas: Suba y Santa Librada, operadas por el Consorcio Canales Nacionales Privados (CCNP); y Calatrava, El Cable y Cruz Verde, operadas por la Radio Televisión Nacional de Colombia (RTVC). Gracias a estas estaciones también hay cobertura en los municipios aledaños a la capital del país.

En el siguiente capítulo, se analizan y comparan dos modelos de propagación a partir de mediciones realizadas en distintos puntos de los municipios de Chía, Cota y Cajicá. Se adquirió información con respecto a las áreas de expansión en el POT de cada uno de los municipios: Consejo Municipal de Chía (2016), Consejo Municipal de Cajicá (2014), Consejo Municipal de Cota (2018). Uno de los objetivos principales de este trabajo es efectuar una corrección a los modelos de propagación propuestos para el diseño de una red de cobertura eficiente: al corregir o modelar un radioenlace considerando las características de trayectoria entre la estación transmisora y los receptores es posible determinar la viabilidad de implementación de la red en cuanto a la capacidad y los costos del sistema (Chacho y Zamora, 2016; García *et al.*, 2002).

2. Modelos de propagación de señales del servicio de televisión digital terrestre en la banda UHF

En Colombia, el servicio de televisión digital terrestre, adoptado en el 2011, con el estándar de radiodifusión DVB-T2, se atribuyó a la banda UHF en el rango de 470 MHz a 698 MHz (ANE, 2012). Es relevante para la planificación de las redes de radiodifusión de televisión digital identificar los modelos válidos que eventualmente se puedan utilizar en la planificación de estaciones de televisión.

El estado del arte propone tres clases de modelos de propagación: modelos determinísticos, aquellos basados en expresiones matemáticas que producirán el mismo resultado en condiciones semejantes; modelos estadísticos, que se basan en resultados experimentales y campañas de mediciones en campo bajo condiciones disimiles de recepción, incluidas las afectaciones que eventualmente puedan generar cambios atmosféricos; y modelos semideterminísticos, que recurren a una combinación parcial de modelos estadísticos y determinísticos a fin de proporcionar directrices para el cálculo de los niveles de intensidad de campo en función de la ubicación del punto de recepción en particular (Barreda, 2009; Carreño *et al.*, 2005; Gaona *et al.*, 2020; Tello, 2009).

El factor que genera mayor incertidumbre en el cálculo de cobertura para la planificación de redes de radiodifusión es el efecto de la difracción en entornos en los que las señales sufren desvanecimiento por obstrucción (Östlin *et al.*, 2008). Los modelos estadísticos y semideterminísticos incluyen la parametrización necesaria para emular las condiciones, gracias al amplio rango de resultados obtenidos a través de las campañas de mediciones. No obstante,

algunos modelos determinísticos deben complementarse con el uso de otros modelos para el cálculo específico de los niveles de intensidad de campo que se generen por la difracción de las señales.

Iniciaremos con el análisis de los modelos de propagación usados para la planificación de redes de televisión en la banda UHF, con el propósito de seleccionar el modelo que mejor se ajuste a las condiciones reales de la zona bajo estudio. Para esto, se desarrolla un análisis de los modelos de propagación determinísticos recomendados por la Unión Internacional de Telecomunicaciones (ITU), con el cálculo de la atenuación en el espacio libre ITU-R P.525 y el cálculo de niveles de intensidad de campo debido a la propagación por difracción Deygout 94 e ITU-R P.526. Así mismo, se analizan los modelos estadísticos de curvas de propagación ITU-R P.370 e ITU-R P.1546, y el método semideterminístico para la predicción de propagación de servicios terrenales ITU-R P.1812.

2.1. Características técnicas de la estación piloto

El uso de una estación de referencia permitirá emplear modelos de propagación para predecir la cobertura a través de *software* de simulación. Ese *software* hace posible contemplar zonas de servicio tanto urbanas como rurales en las que los efectos de la difracción sean apreciables.

En la tabla 1, se relacionan las características técnicas del centro transmisor de televisión digital, denominado Calatrava y ubicado en área metropolitana de Bogotá (Cundinamarca). Se incluye la información de ubicación del centro transmisor en el sistema de coordenadas geográficas WGS84 (*World Geodetic System 84*), la potencia nominal de transmisión para un canal de 6 MHz de ancho de banda, la configuración del arreglo de antenas por cara (número de paneles por cara), el azimut de cada cara del arreglo de antenas, la inclinación eléctrica y el relleno del primer nulo de los diagramas de radiación verticales por cada cara del sistema radiante, la ganancia del arreglo —referida a un dipolo de media onda y la altura central—, y las pérdidas estimadas de todos los elementos de interconexión, desde el transmisor hasta el arreglo (filtros, líneas rígidas y flexibles de transmisión, latiguillos y conectores).

Tabla 1. Características técnicas de la estación Calatrava en Bogotá

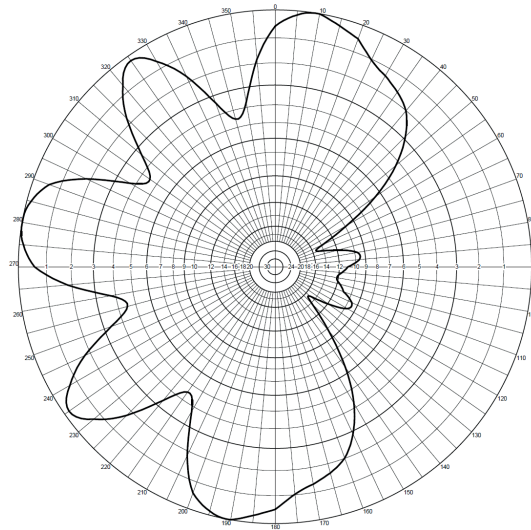
Coordenadas	Latitud	6°16'47,8" N
	Longitud	75° 41' 10,3" W
Altura		3098 msnm
Potencia de transmisión		6000 W
Arreglo de antenas	Configuración	(8:8:8:8)
	Azimut	(10°:100°:190°:280°)
	Inclinación	(1°:5°:1°:1°)
	Relleno de nulos	(10%:20%:10%:10%)
	Ganancia del arreglo	13,2 dBd
	Centro de radiación	136 m
Pérdidas estimadas del sistema de transmisión		2,88 dB

Fuente: elaboración propia.

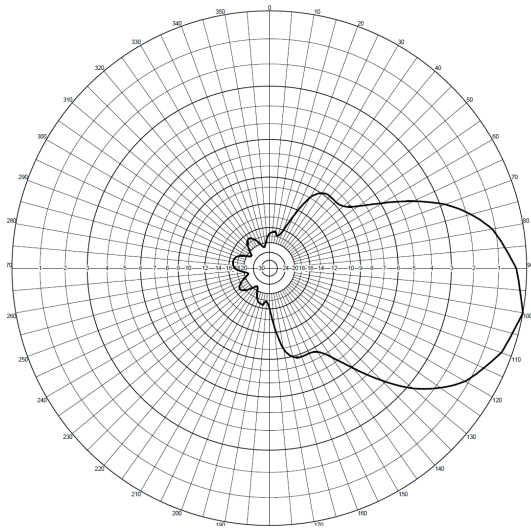
La ubicación de la estación permite difundir señales con línea de vista directa sobre Bogotá, incluida el área metropolitana. Sin embargo, la mayor cobertura obtenida por la señal gracias al transmisor se obtiene por los efectos de la difracción de las señales transmitidas en parte del territorio que no tiene línea de vista despejada desde la estación dadas las irregularidades del terreno.

El diagrama de radiación de las antenas de la estación piloto se observa en la figura 1. Este diseño prototipo responde a las características descritas y se utiliza a lo largo del presente capítulo para la comparación de los resultados de los diferentes modelos de propagación. No hay mediciones en campo que caractericen los diagramas del sistema radiante en operación.

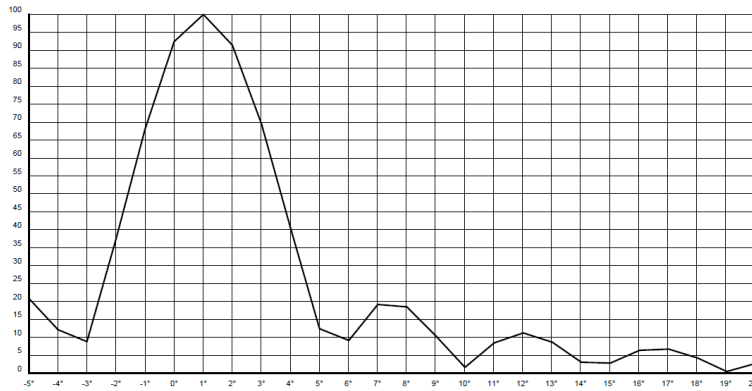
Figura 1. Diseño del patrón de radiación para la estación piloto de estudio



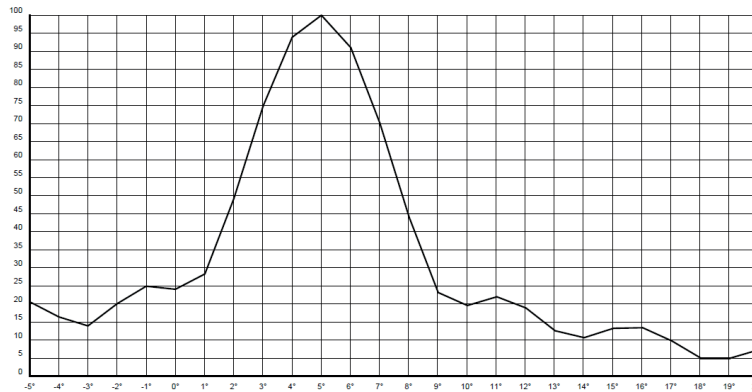
a. Diagrama de radiación horizontal con 1° de inclinación



b. Diagrama de radiación horizontal con 5° de inclinación



c. Diagrama de radiación vertical en los azimut 10°, 190° y 280°



d. Diagrama de radiación vertical en el azimut 100°

Fuente: elaboración propia.

2.2. Modelos determinísticos

Esta sección comprende la descripción de los modelos determinísticos válidos para la simulación de propagación de señales en la banda de frecuencias de televisión digital en Colombia, y la simulación del escenario de propagación de la estación de estudio con los modelos descritos. Ya que el cálculo de los niveles de intensidad de campo en estos modelos depende en gran medida de las características del terreno, se utilizó una cartografía digital de altimetría —50 metros de resolución— a fin de emular condiciones reales de propagación.

2.2.1. ITU-R P.525: cálculo de la atenuación en el espacio libre

El análisis determinístico de la propagación de señales involucra, en todos los casos y de forma independiente, al servicio transmitido y su banda de operación, además del cálculo de las pérdidas de las señales en relación con el medio de transmisión. En las comunicaciones por radiodifusión, el medio de transmisión es el espacio libre, que se ve influenciado por los diferentes fenómenos atmosféricos que a su vez causan absorción de energía radioeléctrica.

El factor de pérdidas por propagación en el espacio libre corresponde a una referencia general para la predicción de niveles de intensidad de campo de forma determinística en escenarios en los que existe una línea de vista despejada entre los puntos transmisor y receptor. En consideración de esta circunstancia, la ITU ha establecido en su recomendación P.525 (ITU 2016) las expresiones matemáticas unificadas para el cálculo de atenuaciones en el espacio libre de enlaces tipo punto a zona, punto a punto y radar.

Ya que el análisis computacional se efectúa por cada píxel correspondiente a la zona de recepción, resulta conveniente en la simulación de redes considerar antenas isotrópicas tanto en el transmisor como en el receptor, a fin de realizar los cálculos de las pérdidas básicas de forma independiente. Para lograrlo, el modelo de propagación ITU-R P.525 incorpora la expresión teórica de pérdidas básicas de transmisión que se relaciona en la ecuación 1.

$$L_{pf} = 34,2 + 20 \cdot \log(f) + 20 \cdot \log(d) \quad \text{Ecuación 1}$$

donde:

L_{pf} : Pérdida básica de transmisión en el espacio libre (dB).

f : Frecuencia (MHz).

d : Distancia (km).

Dado que el modelo de propagación ITU-R P.525 hace referencia a comunicaciones con línea de vista despejada, sin presencia de obstrucciones entre los puntos transmisor y receptor, y los fenómenos de difracción son despreciables, se hace necesario complementar este modelo con métodos de

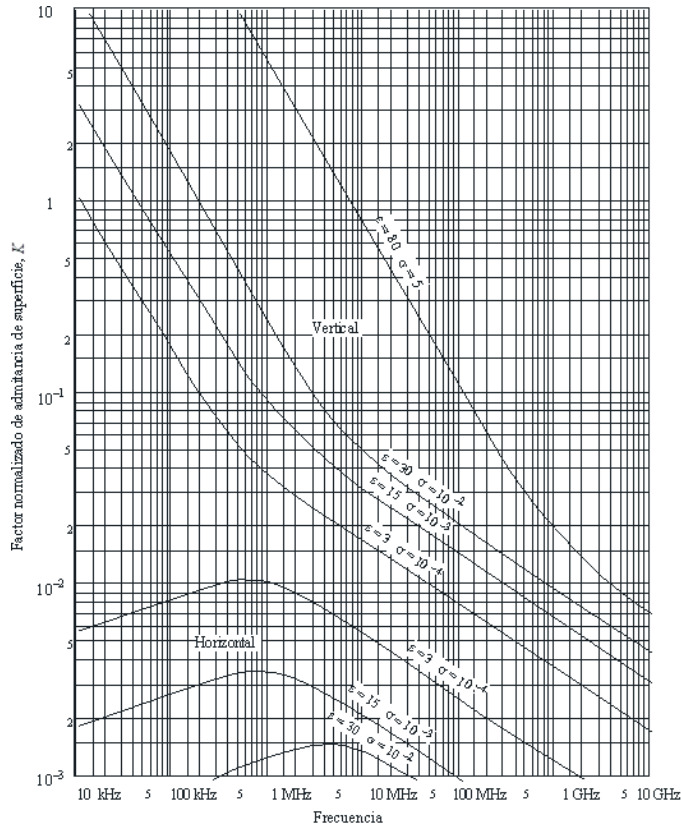
cálculo para escenarios en los que se obstruya parcial o totalmente los elipsoides de Fresnel y la propagación resulte por la difracción de las señales.

2.2.2. ITU-R P526: propagación por difracción

El estudio de los fenómenos de difracción permite identificar, con un alto grado de certeza, zonas cubiertas en las que regularmente no existe línea de vista entre el transmisor y el punto de recepción, o en las que más del 60% del elipsoide de Fresnel se encuentra obstruido. Este aspecto resulta ser relevante por cuanto identificar las zonas cubiertas por difracción de las señales maximiza el potencial de cobertura de una estación y reduce el número de frecuencias o canales requeridos para la operación de una red de radiodifusión.

La recomendación ITU-R P.526 propone los métodos de cálculo determinísticos de niveles de intensidad de campo en trayectos de propagación por difracción, y asume formas geométricas tipo filo de cuchilla o redondeadas de los obstáculos que se presenten. De igual manera, la recomendación incluye el cálculo de las pérdidas debido a una obstrucción y la característica eléctrica de su superficie. Así, a partir del cálculo del factor normalizado de admitancia de superficie K , se determina la influencia de las características eléctricas de la tierra sobre el enlace y las pérdidas asociadas, siendo estas mucho más relevantes en enlaces con polarización vertical, tal como se observa en las curvas de la figura 2 (ITU, 2013b).

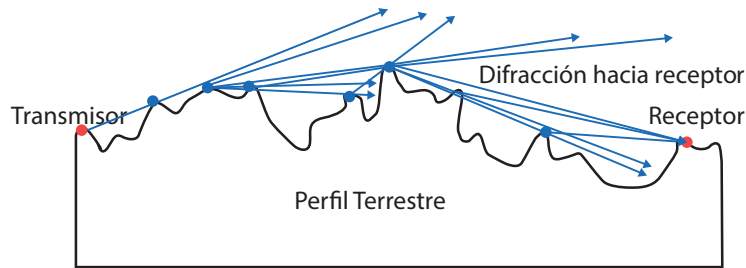
Figura 2. Valores de admitancia para el cálculo de pérdidas debidas a las características eléctricas de la tierra



P0526-02

Fuente: ITU (2013b).

Una vez determinadas las incidencias que sobre el terreno puedan ocasionar las características eléctricas de la tierra, el método ITU-R P.526 define el cálculo de los niveles de intensidad de campo de las señales en un punto sin línea de vista directa, y considera el ángulo de difracción de las señales que se propagan hacia los picos montañosos de obstrucción. Un ejemplo de ello se expone en la figura 3, escenario típico de las comunicaciones radiodifundidas en las que la línea de vista entre el transmisor y el receptor está totalmente obstruida y cada pico montañoso de obstrucción actúa básicamente como un retransmisor de la señal. Por supuesto, se guardan las proporciones dado que la señal se difracta en diferentes direcciones y hay pérdidas adicionales.

Figura 3. Difracción para un trayecto transmisor-receptor sin línea de vista despejada

Fuente: elaboración propia.

A diferencia de otros métodos de difracción, el modelo propuesto por la ITU especifica el análisis puntual de difracción por cada punto de obstrucción, de manera que los obstáculos se consideran independientes y no agrupados (ITU, 2013b). Por supuesto, este tipo de análisis tiene un mayor costo computacional a fin de asegurar la emulación de escenarios reales. De igual manera, el modelo de difracción permite la elección de formas geométricas redondas o puntiagudas de obstrucción, de acuerdo con el área de superficie de las zonas donde se produce la difracción. En la mayoría de los casos, resulta conveniente asumir formas puntiagudas de obstrucción, pues con las formas redondas se plantea un mayor contacto entre las señales y los obstáculos, y ello por supuesto se ve reflejado en mayores pérdidas en los puntos de recepción. No obstante, es recomendable verificar y contrastar las condiciones de difracción de una zona en particular con información cartográfica de elevación y mediciones en campo.

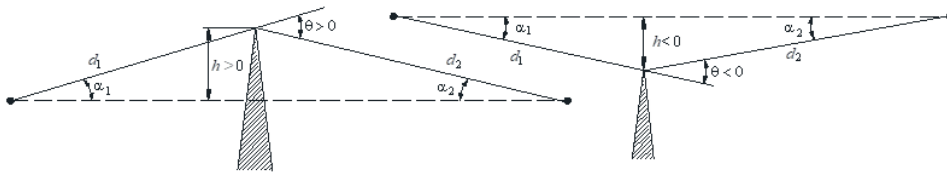
2.2.3. Deygout 94: difracción por agrupación de obstáculos

Otra de las técnicas utilizadas para el cálculo de los niveles de intensidad de campo causados por la difracción es el modelo determinístico desarrollado por Jacques Deygout, que interpreta como un obstáculo único tipo filo de cuchilla una agrupación de obstáculos entre dos puntos utilizando un algoritmo recursivo a fin de identificar los obstáculos relevantes en el enlace para luego despejarlo y repetir la operación sobre el siguiente obstáculo relevante (Deygout, 1966). Adicionalmente, este modelo propone la aplicación de factores de corrección en función de las alturas diferenciales de los obstáculos

presentes y los puntos transmisor y receptor a fin de proporcionar valores de pérdidas más ajustados a la realidad.

El modelo Deygout 94 supone una reducción significativa en la complejidad computacional, dado que se reduce el número de cálculos por obstáculo para determinar los niveles de intensidad de campo en una zona sin línea de vista directa con el transmisor. La figura 4 muestra la difracción dada por obstáculos tipo filo de cuchilla: el efecto se produce por la incidencia de una señal transmitida en un área muy pequeña en el pico de los obstáculos. Por supuesto, entre los puntos de transmisión o recepción y el obstáculo dominante pueden existir otros obstáculos cuya relevancia se analiza con el cálculo de obstrucción en la zona de Fresnel. Las pérdidas generadas por los obstáculos que interceptan la primera zona de Fresnel, sin llegar a bloquear la zona en más del 60 % en el subtrayecto, se suman entre sí.

Figura 4. Difracción por obstáculos tipo filo de cuchilla



Fuente: Deygout (1966).

En la figura 4 se observa, de manera general, la geometría de difracción del modelo Deygout 94, donde d_1 y d_2 corresponden a las distancias desde los extremos hasta el punto más alto del obstáculo; el parámetro h referencia la altura de la cima del obstáculo con respecto a los extremos, y los ángulos α_1 y α_2 se refieren a la dirección de visibilidad del punto más alto de los obstáculos con respecto al origen y el destino de la señal.

2.3. Modelos estadísticos

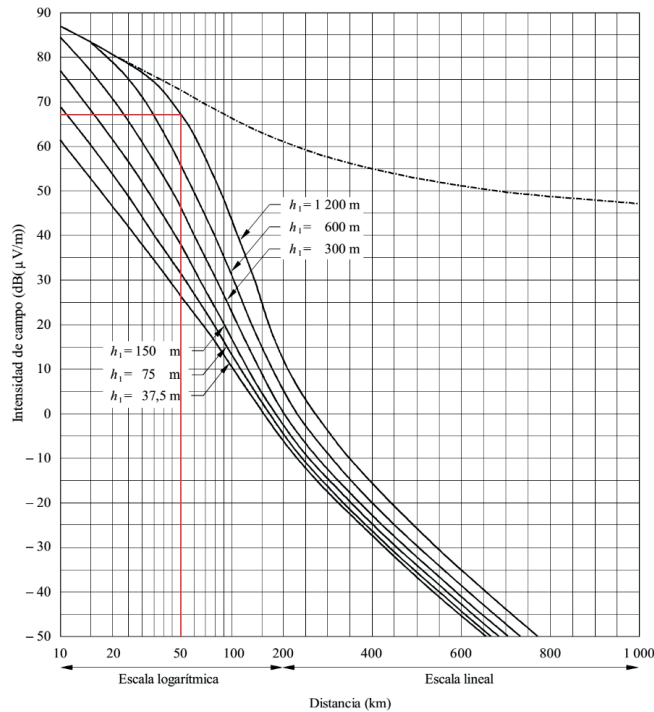
En esta sección se describen los modelos determinísticos aplicados a la simulación de redes en la banda de frecuencias UHF; se caracteriza al entorno geográfico de simulación a través de una cartografía digital, suponiendo áreas terrestres no influenciadas por los cambios climáticos del mar; finalmente,

se presentan los resultados de simulación para la estación de estudio y se aplican los modelos a fin de comparar su grado de precisión.

2.3.1. ITU-R P370: curvas de propagación en frecuencias comprendidas entre 30 y 1000 MHz

Esta recomendación postula una serie de curvas de nivel de intensidad de campo electromagnético en función de la distancia entre transmisor y receptor, calculadas a partir de un número considerable de mediciones en campo en diferentes entornos y con climas principalmente templados. Todas las mediciones se realizaron en el continente europeo en regiones influenciadas por mares cálidos y fríos; por tal razón, algunas curvas muestran trayectos terrestres y trayectos marítimos, hecho que debe considerarse de manera cuidadosa en la planificación de redes de acuerdo con las zonas específicas de simulación. Estas mediciones se muestran en la figura 5.

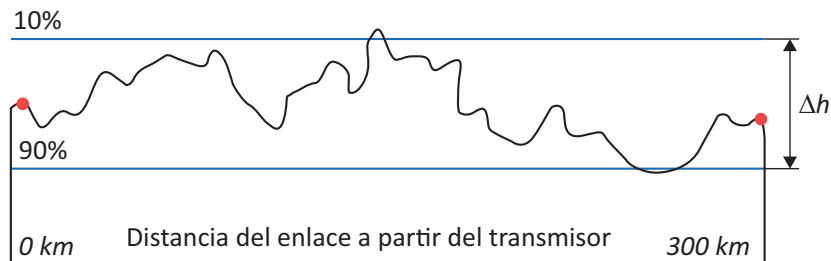
Figura 5. Curvas de intensidad de campo para trayecto terrestre en la banda de frecuencias 450 MHz a 1000 MHz



Fuente: ITU (1995).

Como es usual en la planificación de redes, las curvas de los niveles de intensidad de campo se hallaron con antenas receptoras caracterizadas e implementadas a 10 metros de altura sobre el nivel del suelo, en dirección del centro transmisor. Esta premisa se incluyó con base en la recomendación ITU-R SM.1875 (ITU, 2014), propuesta para mediciones de cobertura y verificación de criterios de planificación, y es ampliamente adoptada a nivel mundial para la comparación de datos en las mismas condiciones tanto de mediciones como de simulación de coberturas.

Figura 6. Factor de rugosidad del terreno para los modelos estadísticos



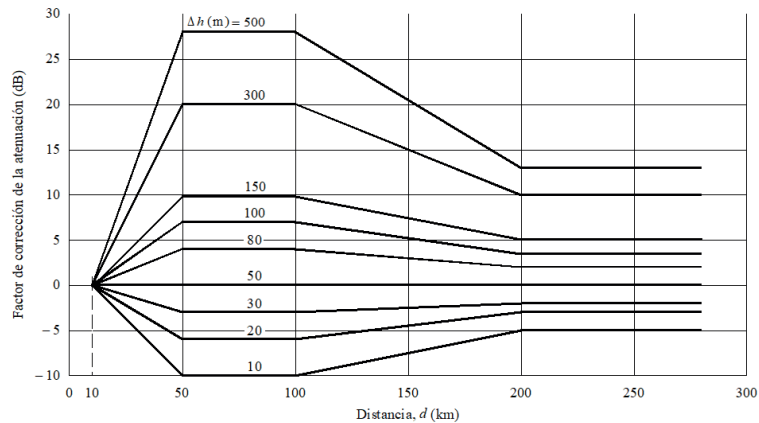
Fuente: elaboración propia.

Otro aspecto importante que se considera en el modelo de propagación ITU-R P.370 es la rugosidad del terreno (Δh). Se tiene en cuenta un factor tal que representa las ondulaciones típicas observables en Europa y América del Norte (50 m). En la figura 6 se aprecia de manera gráfica el concepto de rugosidad del modelo para una distancia dada entre un punto transmisor y el borde esperado de cobertura (ITU, 1995). Como hay una falta de pruebas y mediciones en América del Sur, y específicamente en Colombia, se deben ajustar los factores de corrección del terreno y comparar las predicciones con los resultados en campo.

Las curvas que se relacionan en la figura 5 corresponden a los niveles de intensidad de campo experimentales del modelo ITU-R P.370 para alturas del centro transmisor respecto al punto de recepción (h_r): entre 37,5 m y 1200 m (ITU, 1995). En caso de que se usen otros valores diferentes a los valores de rugosidad típicos de 50 m, se debe aplicar el factor de corrección que se muestra en la figura 7; así, es posible obtener una altura del centro transmisor de 1200 m y una medida de rugosidad de 300 m: un factor de

atenuación equivalente a 20 dB sobre la curva específica de la figura 5. El nivel resultante de intensidad de campo en el punto de análisis correspondería a aproximadamente 47 dB μ V/m.

Figura 7. Factor de corrección para la rugosidad del terreno en la banda de frecuencias de 450 MHz a 1000 MHz



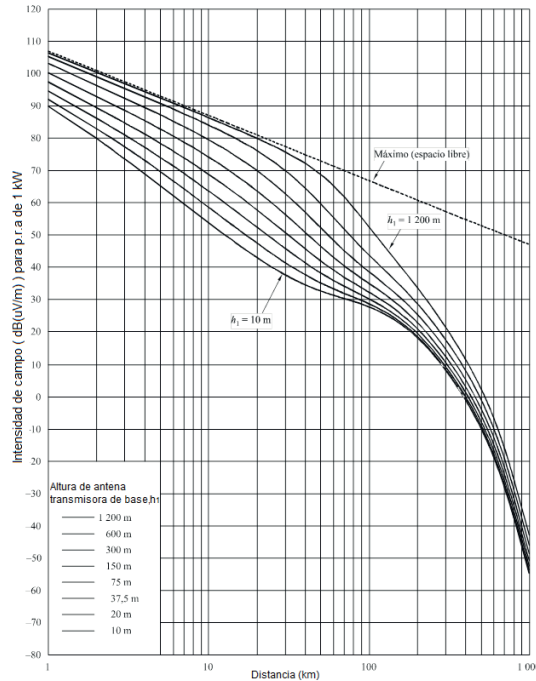
Fuente: ITU (1995).

2.3.2. ITU-R P.1546: métodos de predicción de punto a zona para servicios terrenales en la gama de frecuencias de 30 a 3000 MHz

De forma similar al modelo ITU-R P.370, el método de predicción de cobertura ITU-R P.1546 presenta una serie de resultados experimentales en forma de curvas para frecuencias específicas de transmisión en las bandas VHF y UHF. Se deben aplicar los factores de corrección correspondientes para el cálculo de los niveles de intensidad de campo a una frecuencia dada específica, y considerar que las curvas están referidas a una frecuencia de radiodifusión.

Los resultados experimentales se obtuvieron para alturas del centro transmisor con respecto al punto de recepción comprendidas entre 10 m y 1200 m. Para alturas superiores, se hace necesario calcular un nuevo factor de corrección arrojado por el patrón de tendencia de las curvas obtenidas. Las antenas receptoras, de igual manera, se asumen instaladas a 10 m de altura sobre el nivel del suelo en dirección del centro transmisor (ITU, 2013a).

Figura 8. Curvas de intensidad de campo para para trayecto terrestre en la frecuencia de transmisión de 600 MHz



Fuente: ITU (2013a).

A diferencia del modelo ITU-R P.370, el modelo ITU-R P.1546 establece parámetros dinámicos experimentales para el cálculo de pérdidas por el efecto de difracción de las señales. Con esta inclusión, los niveles de intensidad de campo se ven afectados por el nivel de rugosidad del terreno y, además, por el grado de obstrucción de las distintas señales hasta el punto particular de recepción. Para ello, la ITU recomienda disponer de la base de datos de altimetría del terreno y propone dos métodos de cálculo del factor de pérdidas por difracción; considera, además, de manera explícita en uno y menos explícita en otro, a la cartografía.

De manera similar al modelo ITU-R P.370, los resultados experimentales utilizados para la elaboración de las curvas de niveles de intensidad de campo del modelo ITU-R P.1546 se obtuvieron con base en mediciones en campo en regiones europeas, terrestres y marítimas cálidas y frías. En la figura 8 se observan las curvas experimentales para el caso de trayecto

terrestre para una frecuencia de transmisión de 600 MHz obtenidas a partir de mediciones en zonas de clima templado en Europa y América del Norte. Así, para el caso de estudio de propagación de señales en climas sustancialmente distintos, se hace necesario realizar una caracterización precisa de las condiciones de propagación utilizando los métodos descritos en la misma recomendación.

2.4. Modelos semideterminísticos

La ITU ha desarrollado una serie de métodos de cálculo mixtos para propagación de señales radioeléctricas: según las condiciones del entorno, se aplican factores extraídos de los resultados en campo o expresiones matemáticas de estimación. Este tipo de modelos se denominan semideterminísticos, e incluyen, en la mayoría de los casos, el análisis puntual de fenómenos tales como la variación de la propagación troposférica en función de los cambios atmosféricos y climáticos. En esta sección se estudia el modelo semideterminístico válido para la predicción de señales en la banda UHF de frecuencias, suponiendo afectación nula por los cambios climáticos del mar debido a que la estación de estudio se encuentra en un entorno enteramente montañoso alejado de las costas colombianas.

2.4.1. ITU-R P.1812: método de predicción de la propagación específico del trayecto para servicios terrenales punto a zona en las bandas de ondas métricas y decimétricas

El modelo de propagación radioeléctrica ITU-R P.1812 surge como complemento a la recomendación ITU-R P.1546 para la predicción de cobertura y análisis de los efectos de las señales no deseadas en frecuencias cocanal y canal adyacente. Este modelo introduce el cálculo de las pérdidas básicas de transmisión en el espacio libre, pérdidas debidas a la penetración en edificios para estimar los niveles de intensidad de campo *indoor*, y factores de variabilidad de emplazamientos caracterizados estadísticamente cuando se utilizan distribuciones log-normal (ITU, 2015).

Uno de los aspectos más relevantes del modelo ITU-R P.1812 es la posibilidad de simular estaciones transmisoras con trayectos de hasta 3000 km de distancia. Por supuesto, esto se presume como una ventaja sobre otros

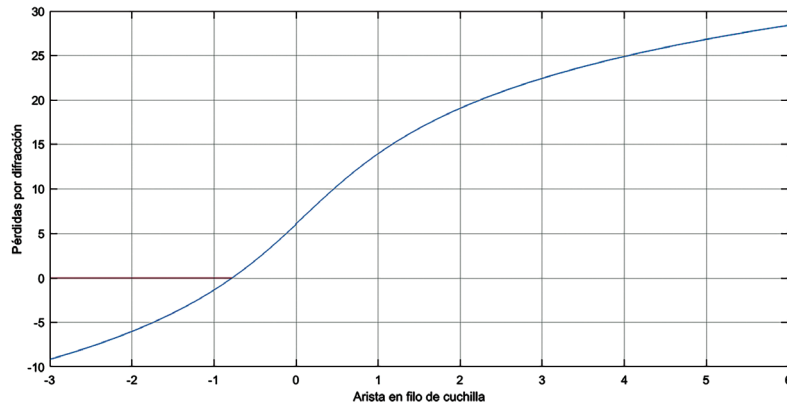
modelos de propagación como el correspondiente a Okumura Hata, en los que, a partir de los 50 km de trayecto de una señal, no se pueden asegurar niveles de intensidad de campo incidentales (Hata, 1980). Esta optimización de modelo requiere, en todo caso, del uso de información cartográfica del terreno, puesto que el modelo propone un método de cálculo por cada perfil del terreno hasta los puntos de cobertura más lejanos, que incluye el análisis de ubicaciones distintas de los receptores a lo largo del trayecto.

Por otra parte, el modelo ITU-R P.1812 postula un método de cálculo determinístico de la difracción debida a los obstáculos y la curvatura de la Tierra (modelo de Tierra esférica); el resultado final se obtiene mediante la combinación de las pérdidas calculadas en los dos escenarios. El cálculo del valor estimado de pérdidas para todos los trayectos —sean marítimos, costeros o terrestres— se realiza al emplear una aproximación de las pérdidas por difracción para un único obstáculo tipo filo de cuchilla como función de parámetro adicional (v), tal como se expresa en la ecuación 2.

$$J(v) = 6,9 + 20 \cdot \log(\sqrt{(v - 0,1)^2 + 1} + v - 0,1) \quad \text{Ecuación 2}$$

Para el cálculo de la difracción total, el modelo establece expresiones matemáticas que consideran los parámetros de la Tierra esférica, la curvatura efectiva de la Tierra, el trayecto de difracción transhorizonte para largas distancias y, por supuesto, las pérdidas estimadas para obstáculos tipo filo de cuchilla, cuyo resultado se describe en la figura 9. Los valores de pérdidas para el parámetro v de obstrucción, menores a 0,78, resultan negativos, lo que se traduciría erróneamente en una ganancia en el enlace. Se establece que las pérdidas por difracción en dicho rango son despreciables.

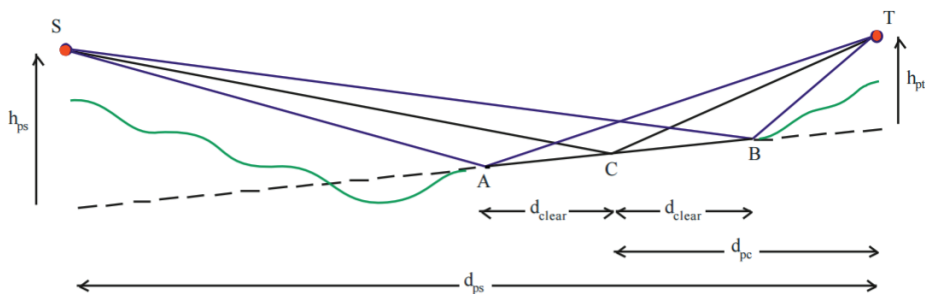
Figura 9. Pérdidas por difracción en obstáculos tipo filo de cuchilla



Fuente: elaboración propia.

El modelo ITU-R P.1812 también introduce el concepto de reflexión en superficies enfocado al análisis de ecos en los receptores. Normalmente, este tipo de análisis se realiza para entornos urbanos con información cartográfica de un metro de resolución. La geometría requerida para el análisis de la reflexión se describe en la figura 10, donde T corresponde al punto de recepción de análisis y S al origen de la reflexión o centro transmisor para un enlace con línea de vista directa. Este tipo de análisis suele ser relevante para la estimación de interferencias de una señal producida por ecos con niveles de intensidad de campo perjudiciales o ecos fuera de los intervalos de guarda.

Figura 10. Geometría requerida para el análisis de la reflexión de señales



Fuente: ITU (2015).

En el diseño de la red para una determinada cobertura, se debe tener en cuenta que existen parámetros de reflexión, difracción y dispersión que sufre

la señal en el camino del transmisor al receptor (Pedraza Martínez *et al.*, 2009; Vidal Beltrán *et al.*, 2017). Al modelar entonces la propagación de esta señal se debe contar también con el entorno (urbano, rural o suburbano), altura de transmisores y frecuencia de trabajo.

Para efectos del análisis de propagación, se utilizará el modelo Xia-Bertoni que describe la propagación de señales en la banda UHF (de 300 MHz a 3 GHz) para grandes ciudades (Pinto *et al.*, 2016). Este modelo tiene en cuenta el perfil del terreno y la altura de edificios para estimar las pérdidas; otros modelos similares son el modelo Cost 231 Walfisch-Ikegami y el modelo interino de la Universidad de Stanford (Beciez *et al.*, 2013; Giménez Gandía *et al.*, 2011; Molina Reino, 2017).

2.4.2. Modelo de propagación Okumura-Hata

Este modelo es ampliamente conocido y utilizado por muchos investigadores alrededor del mundo para predecir el comportamiento de señales aéreas en áreas urbanas. Fue establecido por los dos investigadores que se referencian en el nombre del modelo. El modelo es usado para frecuencias entre los 150 MHz y los 1920 MHz, aunque ha sido empleado también para rangos de frecuencias hasta de 3000 MHz cuando se extrapola adecuadamente. Este modelo fue diseñado para predecir el comportamiento de la señal radiodifundida en distancias comprendidas entre 1 y 100 km. El modelo permite realizar la estimación en ambientes suburbanos y rurales a partir de datos base de los ambientes urbanos (Gallego, 2008; García Rueda, 2014; Zamanillo *et al.*, 2009). Permite además representar la pérdida urbana por propagación en función de la frecuencia (f) de operación (150 a 1500 MHz), distancia entre transmisor y receptor, altura de antenas y un factor de corrección (h_{re}) de la altura de la antena receptora que dependerá del tamaño del área en cuestión (Chávez Sánchez, 2015; Rappaport, 2002). Cabe destacar que el modelo presenta unos términos propios que fueron definidos para dar más robustez. Dicho término es conocido como *factor de corrección por altura efectiva del receptor*, y también tiene una definición propia según el área en que se trabaje. Además de todas las virtudes ya descritas, el modelo también presenta una discriminación según la frecuencia de trabajo, ya que su expresión cambia para valores menores a 300 MHz y mayores a 300 MHz (Gordillo, 2012).

La ecuación de pérdidas es:

$$L_{50}(\text{urbano})(dB) = 69,55 + 26,16\log(f_c) - 13,82\log(h_{te}) - a(h_{re}) + (44,9 - 6,55\log(d)) \quad \text{Ecuación 3}$$

En la ecuación 3 se debe tener en cuenta algunas restricciones:

- $150 \text{ MHz} < f_c < 1500 \text{ MHz}$
- $30 \text{ m} < h_{te} < 200 \text{ m}$

Donde:

f_c : Frecuencia de la portadora en MHz.

h_{te} : Altura de la antena transmisora en metros para un rango de 30 a 300 metros.

h_{re} : Altura de la antena receptora en el rango de 1 a 10 metros.

$a(h_{re})$: Factor de corrección por la altura efectiva del móvil que es función del tipo de área de servicio.

d : Distancia entre el transmisor y el receptor en kilómetros.

La variable nueva con respecto a Okumura es el factor de corrección por altura efectiva del móvil $a(h_{re})$; este factor es dependiente de la zona de cobertura. Se pueden definir diferentes valores de $a(h_{re})$ para diferentes ambientes de propagación. El valor $a(h_{re})$ para ciudades pequeñas y medianas es:

$$a(h_{re}) = (1,1\log(f_c) - 0,7)a(h_{te}) - (1,56\log(f_c) - 0,8) \quad \text{Ecuación 4}$$

Para un ambiente suburbano la ecuación a calcular $a(h_{re})$ es:

$$a(h_{re}) = L_{50}(\text{urbano}) - 2[\log(f_{f/28})]^2 - 5,4 \quad \text{Ecuación 5}$$

Para áreas rurales se utiliza la siguiente ecuación para calcular :

$$a(h_{re}) = L_{50}(\text{urbano}) - 4,78(\log(f_c))^2 + 18,33\log f_c - 40,94 \quad \text{Ecuación 6}$$

El modelo de propagación desarrollado por la IEEE en conjunto con la Universidad de Stanford es el modelo interino de la Universidad de Stanford

(SUI), un modelo empírico que requiere la caracterización de cada zona de la ciudad, de acuerdo con un tipo de terreno. El modelo SUI se divide en tres tipos de terrenos: A, B y C.

El terreno tipo A se asocia con la pérdida por trayectoria máxima y es apropiado para el terreno montañoso con densidad moderada o alta, de vegetación densa (Bordón *et al.*, 2012; Navarro Cadavid y Andredy Ardila, 2012; Pedraza Martínez, 2016).

El terreno tipo B contempla terrenos en su mayoría planos con moderada a alta densidad de árboles o terrenos montañosos con una ligera densidad de árboles.

Finalmente, el terreno tipo C se asocia con la pérdida por trayectoria mínima y se aplica a un terreno plano con una ligera densidad de árboles.

La ecuación de pérdidas por trayectoria básica con los factores de corrección es la siguiente:

$$L(dB) = A + 10\gamma \log_{10} \left(\frac{d}{d_0} \right) + S, \text{ para } d > d_0 \quad \text{Ecuación 7}$$

donde:

$$\gamma = a - bh_b + \frac{c}{h_b} \quad \text{Ecuación 8}$$

h_b : es la altura de la estación transmisora.

s : es un factor de sombreado.

γ : es el exponente de pérdidas por trayectoria, cuyas constantes a , b y c dependen del tipo de terreno a estudiar. El caso de estudio del presente texto corresponde al terreno Tipo A.

Tabla 2. Parámetro del modelo Stanford

Parámetro	Terreno tipo A
a	4,6
b	0,0075
c	12,6
S	10,6

Fuente: Expósito Cano (2014).

3. Televisión digital terrestre

Dentro de los estudios más frecuentes en los estándares de las señales radiodifundidas se encuentran los estudios de medición del desempeño. Para lograr esa mejora se emplea la reducción de agentes externos a la producción de la señal, como las interferencias que causan fuentes cercanas o los entornos donde se transmiten las señales. Dentro de los estudios actuales, el revelado por Polak indica que las señales de TDT basadas en DVB-T2 para su versión ligera (*lite*), podrían producir o sufrir una interferencia con la señal de sistemas LTE de telefonía celular. Por tanto, es necesario establecer las condiciones mínimas para que ellas puedan coexistir sobre un entorno sin reducir el desempeño de la red subyacente. Por ejemplo, se describe el posicionamiento de las fuentes y la configuración de los canales para no caer en interferencias propias (Polak *et al.*, 2015).

Así mismo, la relación en frecuencias específicas con sistemas LTE que afectan los canales de DVB-T2 definidos en algunos territorios pueden reducir el alcance máximo al afectar las señales y reducir la posibilidad de los receptores de decodificar señales con bajas potencias de recepción; por ello se debería evaluar qué sistemas dentro de un territorio estarán en frecuencias adyacentes, y de la misma manera reducir el efecto de las señales por bandas cercanas, dado que muchas aplicaciones en frecuencias cercanas pueden ser de radiodifusión hacia todo el territorio en lugar de direcciones específicas, pues el sistema se seguiría viendo afectado sin importar qué correcciones se ejecuten en recepción (Ancans *et al.*, 2019). Además de haber revisado los efectos de las fuentes cercanas, también se revisaron los niveles de ruido propios del medio de transmisión y cuya identificación resulta más complicada. El ruido se identificó como ruido gaussiano y, así mismo se han propuesto

métodos para su reducción. Ancans tiene un modelamiento que reduce la interferencia que causa este ruido cuando se afectan los niveles de discriminación de las señales que son transmitidas; por ello, este algoritmo busca mejorar la afectación de ruido eléctrico y evitar la confusión de bits en cuanto a la tasa de transmisión para reducir los errores recibidos (Xiao *et al.*, 2021).

Dentro de los estudios, existe la posibilidad de hallar problemas derivados de los distintos servicios de difusión; no obstante, se han adelantado nuevos diseños que buscan reducir el efecto de las transmisiones de un servicio en los demás, como Denkovska, que estableció en su investigación una distancia mínima para la transmisión de señales que estén en bandas cercanas con el fin de mitigar sus efectos. Por supuesto, para algunos servicios estas distancias (superiores a los 15 km) pueden ser demasiado grandes, y por tanto podrían reducirse los efectos, pero también se puede ver alterada la recepción de algunos servicios por la distancia en que se atenúa la señal (Denkovska *et al.*, 2018). En algunos lugares donde se ha establecido el estado de los servicios de TDT basados en DVB-T2, se ha revisado el desempeño con la evaluación de parámetros como la cobertura en niveles que rigen el estándar. Se ha llegado a que la cobertura en entornos variables pueda igualmente evaluarse como existente, aunque la dificultad del terreno podría indicar problemas para la transmisión de la señal (Suwansukho *et al.*, 2017).

En cuanto a la verificación de la señal DVB-T y DVB-T2 —realizada durante bastante tiempo—, y al igual que otros estándares de televisión por radiodifusión, se han planteado mejoras que eventualmente pueden aplicarse a los estándares actuales para reducir su costo, mejorar su desempeño o reducir el costo computacional del sistema. Ya existen procesos que permitirían buscar reducir la complejidad de las señales enviadas, la cantidad y la longitud de las tramas en sistemas que sean más adecuados para los estándares de radiodifusión y en casos específicos para el sistema *lite*. Estos procesos permitirán a los receptores móviles la recepción de señal TDT en condiciones adecuadas (Samo *et al.*, 2015). Se plantea que estos procesos podrían mejorar las señales para reducir su complejidad; también se evaluó un mejoramiento de los sistemas DVB-T2 desde su base.

Un estudio comenta cómo el número de experimentos requeridos en el diseño puede reducirse al aplicar una configuración especial que aprovecha

las similitudes y logra la reducción con la optimización del diseño; esta reducción también haría más ligero el proceso desde el inicio para disminuir el costo del sistema (Anisimov *et al.*, 2019). Además, han surgido también nuevos métodos para el diseño de redes TDT, en muchos casos a través de un parámetro que se escoge y se usa como centro del diseño. En el caso comentado, hay un diseño construido a partir de la variación de los umbrales de cobertura según simulaciones. En este diseño mejora la distribución de las redes para asegurar, evitar o mitigar los posibles lugares donde la señal sea atenuada por grandes obstáculos (Ruckveratham y Promwong, 2019). El diseño se basa en experimentos que moldean un solo parámetro, como las coberturas, pero en los que igualmente varían otros elementos como la potencia de transmisión, el sitio de la fuente, la antena usada, entre otros.

Así como los experimentos se han elaborado para reducir su complejidad o mejorar el diseño a partir de un valor, existen métodos descritos que mejoran claramente la producción de elementos clave como el coeficiente de cancelación de interferencia —se busca que este sea alto en cualquier sistema para que sea capaz de reducir la interferencia que se crea en el transmisor—. Los algoritmos propuestos permiten reducir estos índices de manera considerable; así se optimiza el diseño de cualquier sistema TDT bajo el estándar DVB-T2 (Nguyen y Le, 2020).

Para optimizar el desempeño de los sistemas TDT, se han implementado técnicas que desarrollan algún parámetro como la interferencia propia del transmisor; sin embargo, estas mejoras afectan otros parámetros, y por ello se han desarrollado varias formas de aumentar las relaciones. En estos casos, los sistemas de transmisión son evaluados de manera permanente, como en la reducción de potencia pico a la potencia promedio: se obtiene una reducción que representa un ahorro energético para el sistema transmisor, y lo hace más simple y menos costoso; así mismo, los componentes son más eficientes en el sistema de transmisión (Tran, 2019). En este sentido, entre los factores a mejorar están las relaciones conocidas, como las propias de la SNR, cuya mejora se da a través de un algoritmo que obliga al retorno a cero, pues los símbolos usados son más fácilmente identificables, y menos afectados por el ruido del canal. Como el espacio libre es el medio a través del cual se propagan las señales de radiodifusión es muy factible encontrar

interferencias, obstáculos y el mismo canal, que produce atenuación en la señal (Ramadan *et al.*, 2020).

En las nuevas propuestas, se ha encontrado que la reducción de pérdidas es uno de los factores más importantes debido a que los entornos de tránsito de las señales radiodifundidas son en muchos casos cambiantes, y con el avance tecnológico las infraestructuras también deben serlo. Por ello han surgido estudios que muestran que el modelo producido reduce el efecto de las pérdidas por trayectoria en un sistema DVB-T2, lo que a su vez permite el aumento de las distancias. Este proceso es posible también por la construcción de redes SFN que aprovechan el espectro y mezclan el despliegue uniforme y no uniforme —según la situación— para mejorar el desempeño del sistema TDT (Bettancourt y Peha, 2017; Keawbunsong *et al.*, 2018).

Los estudios también han considerado importante considerar los aspectos técnicos del estándar, como las modulaciones que pueden usarse. La propuesta se basa en COFDM. Sin embargo, en algunos estudios se han evaluado combinaciones y otras opciones. Así mismo, existen otras comparaciones en FMBC y CPOFDM que pretenden mostrar cómo FMBC implica mejoras que podrían llevar a reducir el uso de las modulaciones tradicionales como OFDM en sistemas TDT, y que destacan las virtudes de las nuevas técnicas que aportan a las relaciones de calidad y cobertura desde su diseño, como lo hizo OFDM, en el momento en que se volvió altamente utilizada (Erkilinc *et al.*, 2015; Honfoga *et al.*, 2019).

Entre las nuevas técnicas existen también algunas como la modulación subportadora de banda simple. También se han realizado consideraciones entre el desempeño de esquemas TDM dentro de DVB-T2, y se espera que estas puedan ayudar a mejorar el desempeño y reduzcan los niveles de complejidad en la implementación. Incluso hay aspectos que son evaluados hasta algunas capas dentro de las PLP definidas para DVB-T2, como la comparación hecha para LDM y TDM que representa una evaluación para escoger cuál modulación puede beneficiar al estándar en términos de cobertura y otros aspectos como las mediciones de MER y BER (Kim *et al.*, 2019; 2020).

Otro aspecto que se ha tenido en cuenta en el diseño de las redes de TDT bajo el estándar DVB-T2 es el de *gestión de la interferencia entre los sistemas de*

radiodifusión, especialmente en los canales; igualmente ha sucedido con las redes inalámbricas que mezclan la gestión y la interferencia. Los estudios que relacionan la interferencia dentro de las topologías MIMO permiten aclarar los aspectos que dentro de ellas pueden generar interferencia en la transmisión de información si la sincronización sufre algún tipo de mal desempeño, por lo cual en la evaluación hecha se asegura que los parámetros de MIMO sean adecuados, para lograr que la señal de radiodifusión sea bien transmitida (Liu *et al.*, 2018; 2019).

Dentro de la evaluación de los aspectos inherentes a la calidad y el desempeño de una red TDT, al medir los parámetros como MER y BER, es necesario establecer qué motivo ha llevado a que estos parámetros se degraden además de las pérdidas y las afectaciones que sufre la señal dentro del canal de transmisión. Dentro de ellas están la ICI o interferencia entre portadoras: debido a la complejidad del sistema y a las altas exigencias en transmisión para redes cercanas que estén en una SFN, la interferencia puede presentarse. Por tanto, la aplicación de algoritmos que aumentan y mejoran el intervalo de protección puede reducir su efecto. Entre ellos existen algunas aplicaciones específicas que han modificado la selección de parámetros como la ventana de FFT, que se usa para su posicionamiento dentro de la modulación para variar su efecto y mejorar el impacto que tiene en el aprovechamiento del espectro dentro del canal (Nepal *et al.*, 2019; Oria *et al.*, 2014).

A lo largo de este capítulo se establecen los parámetros técnicos para canales de 6 MHz a partir del análisis matemático de las definiciones establecidas en el estándar DVB-T2 para canales de 7 y 8 MHz, a fin de establecer la relación entre la tasa de transmisión y el umbral de recepción mínimo requerido para sistemas de transmisión TDT en canalizaciones de 6 MHz. Con este desarrollo, los operadores de televisión pueden ajustar los parámetros de transmisión e implementar estaciones para proveer servicios, por ejemplo, con modalidad *indoor*, es decir, para recepción al interior de las edificaciones; con modalidad *outdoor*, o sea, para recepción en exterior con antena fija; con modalidad móvil, para recepción al interior de vehículos en movimiento; o, incluso, para modalidades que correspondan a una combinación de los diferentes tipos de recepción en un mismo canal de transmisión (Polak y Kratochvil, 2012).

El estándar DVB-T2 comprende, además, técnicas de multiplexación por división de frecuencia ortogonal: *orthogonal frequency division multiplex* (OFDM). Estas técnicas permiten la transmisión de información de forma segmentada a través de multiportadoras; se reduce así la probabilidad de error en la transmisión de datos y se minimizan los requerimientos de potencia. Este tipo de modulación con multiportadoras permite planificar redes de frecuencia única —*single frequency network* (SFN)— con la implementación de intervalos de guarda. De esta manera, los receptores están en la capacidad de tolerar señales reflejadas y ecos en segmentos de tiempo determinados; esto se traduce a su vez en reducción de la demanda de espectro radioeléctrico y usos más eficiente de las frecuencias (Floch *et al.*, 1995).

Para el desarrollo de DVB-T2 se tuvieron en cuenta los siguientes requerimientos comerciales con base en la operación del estándar de primera generación (ETSI, 2015a):

- Permitir la utilización de las antenas receptoras domésticas y reutilizar la infraestructura de recepción, exceptuando los dispositivos para la decodificación de las señales.
- Centrar fundamentalmente el modelo de servicio para recepción fija y móvil.
- Maximizar la capacidad de tasa de transmisión en mínimo 30%, en comparación con DVB-T.
- Mantener la compatibilidad de diseño de redes de frecuencia única SFN.
- Permitir la configuración de un mismo canal para la transmisión de servicios fijos y móviles de forma simultánea.
- Proporcionar mecanismos para la reducción de potencia pico.

En la tabla 3 se observan los parámetros de configuración de la red TDT tanto para los estándares de radiodifusión DVB-T y DVB-T2, sobre una canalización de 8 MHz para Reino Unido (ETSI, 2015a). Como resultado de la actualización del estándar, se observa que la capacidad de transporte aumenta significativamente: de 24,1 a 36,1 Mbps. Este incremento equivale a aproximadamente un 50% de mayor tasa de transmisión con respecto al estándar de primera generación. En este capítulo se estudian los efectos de las modificaciones en los

diferentes parámetros establecidos en el estándar DVB-T2 sobre la capacidad de transporte del sistema y, además, sobre otros factores tales como las zonas de cobertura e interferencia y la modalidad de servicio.

Tabla 3. Diferencia entre dos topologías TDT (DVB-T y DVB-T2) implementadas en Reino Unido–8 MHz

Parámetro	DVB-T	DVB-T2
Modulación	64 QAM	256 QAM
Tamaño de portadoras	2 K	32 K
Modo de portadoras	Normal	Extendido
Intervalo de guarda	1/32	1/128
Portadoras piloto	10,30%	1,53%
Capacidad	24,1 Mbps	36,1 Mbps

Fuente: elaboración propia.

El estándar DVB-T2 es altamente robusto en cuanto a las interferencias por multitrayectoria o de tipo impulsiva, debido a la inclusión de OFDM y a la implementación de los códigos de corrección de errores *low density parity check* (LDPC). Se obtiene con su implementación la recepción de un número de bits incorrectos menor para modulaciones que aseguren una tasa de transmisión dada, sin que ello conlleve el incremento de la relación energía de bit a potencia de ruido E_b/N_o o, a nivel de canal, incremento en la relación portadora a ruido C/N .

En la tabla 4 se observa un ejemplo para dos redes SFN en las que los transmisores se encuentran aproximadamente a la misma distancia, producto de que las dos redes estén configuradas con el mismo intervalo de guarda absoluto. La red DVB-T está configurada con portadoras de 8 K, mientras que la red DVB-T2 está configurada con un tamaño de portadoras de 32 K. Al seleccionar intervalos de guarda de 1/4 y 1/16 respectivamente, el tiempo de intervalo de guarda para las dos redes es el mismo, y dado que se han seleccionado dos modulaciones vectoriales distintas de 6 y 8 bits, la tasa de transmisión para la red DVB-T2 se maximiza en aproximadamente 67%. Por supuesto, se pueden planificar redes SFN con el estándar DVB-T2 para

obtener mayores distancias de cobertura, pero ello conllevaría la reducción en la capacidad de transmisión.

Tabla 4. Configuración de redes SFN similares con los estándares DVB-T y DVB-T2

Parámetro	DVB-T	DVB-T2
Modulación	64 QAM	256 QAM
Tamaño de portadoras	8 K	32 K
Modo de portadoras	Normal	Extendido
Intervalo de guarda	1/4	1/16
Portadoras piloto	10,30%	5,59%
Capacidad	19,9 Mbps	33,2 Mbps

Fuente: elaboración propia.

3.1. Parámetros de modulación y transmisión

3.1.1. Definiciones preliminares

3.1.1.1. Transmisión

Transferencia de información de un punto a otro u otros por medio de señales. La transmisión puede hacerse directa o indirectamente con almacenamiento interno (ITU, 1999a). En el caso de la televisión abierta radiodifundida, la transmisión de las señales se realiza de manera unidireccional desde estaciones base a una región en particular. Esta transmisión se define como punto a zona, no se necesita la identificación específica del receptor y se puede realizar la recepción de la información desde cualquier dispositivo que cuente con las características tecnológicas requeridas.

3.1.1.2. Propagación

La propagación electromagnética es el fenómeno por el cual se conducen las ondas desde una fuente transmisora hasta el receptor de modo inalámbrico. Cuando no existe obstrucción que altere la radiación electromagnética entre el transmisor y el receptor, las ondas electromagnéticas se conducen sin

experimentar pérdidas adicionales a las producidas por la atmosfera terrestre; esto es denominado propagación en el espacio libre (Sizun, 2005).

3.1.1.3. Zona de servicio

Zona asociada a una estación que provee una cobertura específica en una región y con una frecuencia en particular. En esta zona de servicio debe mantenerse la protección fijada por un plan de asignación o adjudicación de frecuencias, o por cualquier otro acuerdo entre las partes interesadas. Las condiciones técnicas de servicio incluyen, entre otras, las características del equipo utilizado, tanto en la transmisión como en la recepción, las condiciones de su instalación, la calidad de la transmisión deseada y en particular la relación de protección y las condiciones de explotación (ITU, 1999b).

3.1.1.4. Reflexión

La reflexión es un fenómeno que se da cuando ondas electromagnéticas incidentes rebotan debido a la obstrucción de un objeto, y parte de la potencia de estas ondas no penetra. Las ondas que son reflejadas permanecen en el mismo medio que las ondas incidentes sin verse alteradas las longitudes de onda ni las velocidades de propagación. Por tanto, se produce un ángulo de reflexión que es igual al ángulo de incidencia (Sizun, 2005).

3.1.1.5. Difracción

De la misma forma que ocurre con el efecto de reflexión, cuando el objeto que obstruye el trayecto de las señales es de dimensiones considerablemente mayores a la longitud de onda de la señal, las señales propagadas pueden desviarse en otra dirección ocasionando que el punto de obstrucción sea considerado como una segunda fuente de propagación (Sizun, 2005).

3.1.1.6. Modulación

Proceso por el que una magnitud característica de una oscilación u onda sigue las variaciones de una señal o de otra oscilación u onda (ITU, 1999a). Para el caso de la televisión digital radiodifundida en Colombia, la modulación se realiza a través de multipotadoras en un esquema vectorial por desplazamiento de fase o por configuraciones de amplitud y cuadratura.

3.1.1.7. Interferencia

Degradación producida en la recepción de una señal útil provocada por una perturbación radioeléctrica. En algunos casos, se definen con fines administrativos varios niveles de interferencia, es decir, la interferencia admisible, la interferencia aceptada y la interferencia perjudicial. El primer término describe un nivel de interferencia que, en condiciones determinadas, implica una degradación de la calidad de recepción que se puede considerar insignificante, pero debe ser tomada en cuenta en la planificación. El segundo término describe un nivel de interferencia más alto y que produce una moderada degradación de la calidad de recepción que, en condiciones determinadas, puede llegar a ser aceptable por las administraciones interesadas. El tercer término describe un nivel de interferencia que degrada gravemente la calidad de recepción, interrumpe repetidamente o impide el funcionamiento de un servicio de radiocomunicación (ITU, 1999b).

3.1.1.8. Umbral de recepción

Nivel mediano mínimo, en un intervalo de confianza, para la sintonización correcta de las señales a una tasa de error de bit BER dada. En televisión digital radiodifundida, el umbral de recepción se da en términos de la intensidad de campo; este valor se utiliza para la planificación de redes (ETSI, 2011).

3.1.1.9. Márgenes de protección

Niveles mínimos tolerables para el cálculo de interferencias cocanal y de canal adyacente (ITU, 2002). En DVB-T2, estos márgenes de protección dependen de los parámetros de modulación seleccionados y se calculan para un valor de relación portadora a interferencia específico, con lo cual se delimitan los contornos interferentes o las zonas de ocupación de un centro transmisor, en términos de propagación.

3.1.2. Modulación vectorial con OFDM

La modulación por división de frecuencia ortogonal es una técnica que consiste en la transmisión de la información en múltiples portadoras por medio de un solo canal, en la que cada portadora está desfasada 90° con respecto a las portadoras contiguas. Esta técnica suele ser empleada en los sistemas de

comunicación punto-multipunto o punto-zona, ya que contrarresta de forma sustancial los efectos de desvanecimiento y degradación de canal típicos de las comunicaciones inalámbricas (Floch *et al.*, 1995).

A través de OFDM, la información proveniente de una fuente serial se divide y se redistribuye en segmentos de tiempo y frecuencia, algunas veces de forma codificada; a estos segmentos se les suele denominar COFDM. Un bloque de segmentos de tiempo y frecuencia de tamaño N lleva el nombre de símbolo, y corresponde básicamente a una parte de la información particionada y distribuida entre las portadoras OFDM. Este principio fue desarrollado inicialmente por los laboratorios Bell en 1966 (Chang, 1966), pero dada la complejidad de implementación fue necesario esperar el desarrollo tecnológico pertinente para su aplicación a nivel industrial, razón por la cual esta técnica estaba limitada únicamente a aplicaciones de carácter militar.

Los sistemas convencionales de una única portadora abarcan en su totalidad el ancho de banda del canal. Por esta razón, si se produce algún efecto que origine la degradación del canal, es mucho más probable la pérdida de información parcial o total en comparación con la trasmisión de la información en múltiples portadoras; para el mismo caso, solo se perdería la información transmitida en las portadoras afectadas y sería posible recuperar la información a través de otras técnicas tales como la corrección de errores y la retransmisión de datos con bits de paridad (Floch *et al.*, 1995).

OFDM está directamente ligada con la modulación vectorial. Cada una de las portadoras OFDM transmite la información de la fuente serial en una fase o amplitud y cuadratura, y corresponde a un determinado conjunto de bits de información. En el estándar DVB-T2 se incluyeron las opciones de modulación vectorial QPSK, 16QAM, 64QAM y 256QAM que corresponden a 2, 4, 6 y 8 bits de codificación respectivamente (ETSI, 2015a); es decir, corresponde a los bits de codificación resultante del índice de modulación vectorial seleccionado. En este punto se hace más clara la complejidad de los sistemas OFDM: en su descripción fundamental se requiere un número igual de moduladores, demoduladores y filtros selectivos, al número de portadoras del símbolo OFDM (Chang, 1966).

Con la modulación vectorial QPSK, que corresponde a 2 bits de codificación, la transmisión de datos por portadora resulta ser baja en comparación con los sistemas QAM y el número de bits de codificación es mayor. Esto significa que la tasa de transmisión esperada es proporcional a la modulación vectorial o al número de bits de codificación. Esto se puede ver como una desventaja de los sistemas de modulación QPSK o 16QAM frente a los demás, si uno de los criterios de planificación de red es obtener la máxima tasa de transmisión disponible. No obstante, estos esquemas de modulación suelen ser utilizados en redes de alta disponibilidad y cobertura por cuanto la relación portadora a ruido es relativamente baja en comparación con esquemas de modulación de 6 y 8 bits de codificación (ETSI, 2012).

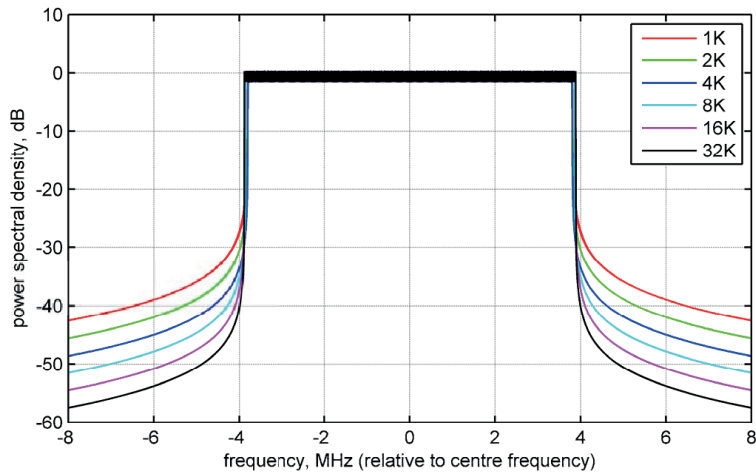
Inicialmente, con la publicación del estándar de primera generación DVB-T, el número máximo de bits de codificación permitido eran 6 para la modulación 64QAM (ETSI, 2015b). Con el desarrollo del estándar DVB-T2, se incluyó la opción de modulación con portadoras OFDM con esquemas de modulación vectoriales de hasta 256 niveles: un incremento de aproximadamente 33% de la capacidad máxima de tasa de transmisión del sistema de radiodifusión digital para una misma configuración general de parámetros técnicos. No obstante, esta capacidad adicional afecta la relación portadora a ruido con un aumento de aproximadamente 5 dB. Esto se debe principalmente a que la distancia entre los puntos de la constelación se reduce a la mitad con respecto al esquema vectorial 64QAM; se genera así la necesidad de que los receptores deban ser más sensitivos (figura de ruido mayor) o que la potencia isotrópica radiada efectiva (PIRE) deba ser más elevada (Samo *et al.*, 2015).

3.1.2.1. Tamaño de portadoras e intervalos de guarda

El número de portadoras OFDM se debe determinar en función del tipo de servicio ofertado. El estándar DVB-T2 permite la selección de siete tamaños de portadora distintos, tal como se observa en la figura 11. Los tamaños de portadoras menores correspondientes a 1K, 2K y 4K se utilizan generalmente en servicios con aplicación móvil tipo telefonía celular. Los tamaños de portadora medios de 8K y 16K se emplean regularmente para los modos de servicio mixtos de recepción fija y portable; este último a velocidades no superiores a 30 km/h. Las portadoras correspondientes a 32K se usan exclusivamente para

servicios de recepción fija, dado que este esquema es más susceptible al efecto Doppler y por consiguiente a la interferencia intersímbolo (EBU, 2014).

Figura 11. Tamaños de portadora OFDM para DVB-T2



Fuente: ETSI (2015a).

Por supuesto, el número de portadoras OFDM en un canal de comunicaciones condiciona imperativamente el modelo de negocio objeto de una red. El ancho de banda de portadora y la separación entre sí son directamente proporcionales al número de portadoras. Así, el sistema con un número de portadoras elevado conlleva anchos de banda de portadoras pequeños y ello a su vez implica separaciones en frecuencia reducidos, naturalmente manteniéndose la ortogonalidad. Debido a esta condición, se hace más probable evidenciar interferencias intersímbolo con el desplazamiento de los receptores, puesto que se generan modificaciones en la separación de portadoras por cuenta del efecto Doppler (Floch *et al.*, 1995). En esa medida, para el diseño de redes móviles o portables se recomienda la configuración de un número medianamente bajo de portadoras, y para redes con modalidad de recepción estrictamente estática, es recomendable utilizar el tamaño de portadoras 32K con el fin de obtener la mayor tasa de transmisión posible.

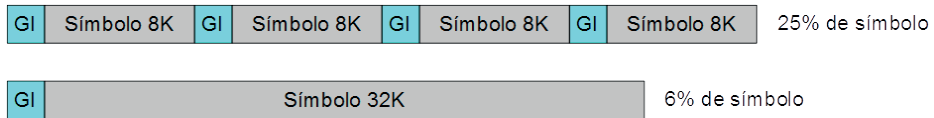
DVB-T2 permite, además, la elección de intervalos de guarda en función de cada uno de los tamaños de portadora, característica que se traduce, a nivel de trama, en configuración de tiempos para la tolerancia de ecos a fin

de evitar autointerferencias. Claramente, en comunicaciones inalámbricas se pueden presentar ecos o repeticiones de una misma señal con diferentes valores de intensidad de campo, producto de la difracción o reflexión; en algunos casos estos ecos generan autointerferencias en función de la magnitud de los retardos y los niveles de potencia con respecto a la portadora. En las redes de televisión analógica, por ejemplo, se pueden evidenciar este tipo de interferencias cuando se observan imágenes duplicadas en la pantalla del televisor.

El intervalo de guarda, a su vez, es la característica técnica fundamental para el diseño de redes SFN, siempre y cuando el contenido que se transmita desde dos o más estaciones sobre una misma zona de servicio sea el mismo. Así, al aplicar el mismo concepto de configuración de tiempos para la tolerancia de ecos, se pueden implementar otras estaciones de radiodifusión cuyas señales serán interpretadas por el receptor como ecos de un mismo servicio, y se evita de esta manera la afectación por interferencia cocanal. Por supuesto, el tiempo de guarda condiciona de forma directa las distancias entre los centros de transmisión, considerando que a mayor distancia entre estaciones mayor será el retardo de la señal transmitida desde una estación con respecto a la otra, y así mismo, mayor es la probabilidad de superar el tiempo de intervalo de guarda y generar interferencias cocanal (Vangelista *et al.*, 2009).

En comparación con el estándar DVB-T, en la segunda generación se incluyen los tamaños de portadoras 16K y 32K; es decir, se permite la posibilidad de aumentar el número de portadoras y reducir el tiempo de intervalo de guarda con respecto al tiempo absoluto de símbolo. De esta manera, es viable configurar redes semejantes en términos de tiempo de intervalo de guarda, como por ejemplo una red de 32K con fracción de guarda de 1/128 y otra red de 8K con fracción de guarda de 1/32. Se consigue el mismo tiempo de intervalo de guarda, pero el rendimiento de la primera red mejora con respecto a la segunda en un rango de 2,3% a 17,6% dependiendo de la fracción de intervalo de guarda seleccionada. Este concepto se puede apreciar gráficamente en la siguiente ilustración comparativa.

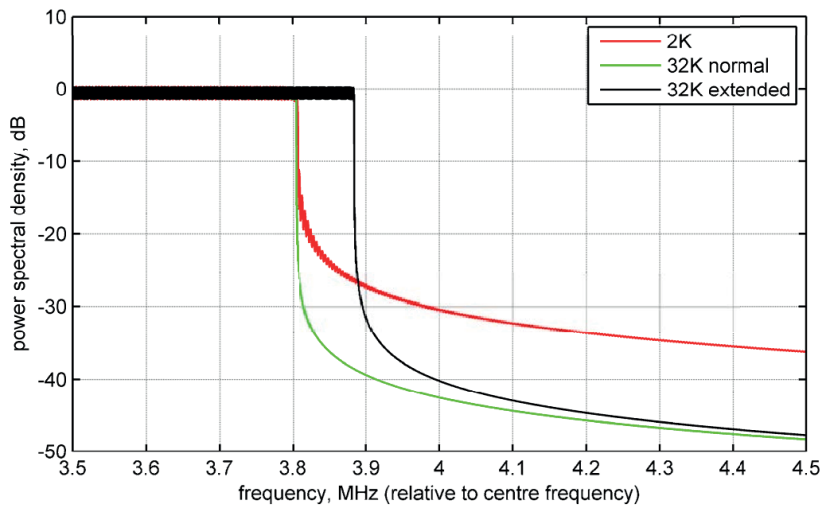
Figura 12. Comparación de flujos 8K y 32K con intervalos de guarda de 1/32 y 1/128 respectivamente



Fuente: elaboración propia.

Otra de las opciones incluidas en el estándar DVB-T2 es el aprovechamiento de la tendencia de caída de las portadoras al comienzo y al final del canal. Tal como se observó en la figura 11, la caída en la máscara espectral de los canales conformados por portadoras mayores es más pronunciada que la caída obtenida con portadoras menores. Esto se debe a que el ancho de banda de las portadoras depende del número, y para anchos de banda pequeños es de esperarse caídas espectrales pronunciadas. Así, con el fin de aprovechar la caída rápida en portadas 8K, 16K y 32K, el estándar DVB-T2 incluyó el modo extendido de portadoras para maximizar el rendimiento del canal en 1,4% para 8K y 2,1% para 32K. Sin embargo, la extensión de portadoras puede acarrear otros inconvenientes, como la adecuación correcta de los filtros de máscara para mantener los márgenes de protección y prevenir las interferencias de canal adyacente.

Figura 13. Comparativa del modo normal y extendido de portadoras

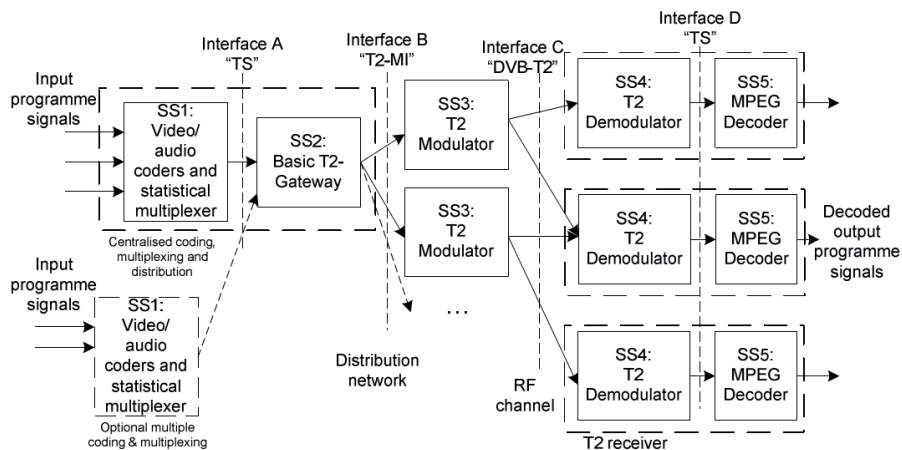


Fuente: ETSI (2015a).

3.1.3. Arquitectura física DVB-T2

En la figura 14 se puede observar la arquitectura física completa, de extremo a extremo, de los sistemas DVB-T2. Esta topología se divide en cinco subsistemas con cuatro interfaces de comunicación. La etapa de transmisión y distribución está comprendida por los subsistemas SS1 (codificación y multiplexación de las señales), SS2 (empaquetamiento DVB-T2) y SS3 (modulación DVB-T2), asociadas a través de las interfaces A y B. La etapa de recepción está comprendida por los subsistemas SS4 y SS5 con una única interfaz D, que en principio es semejante a la interfaz A, siempre y cuando no se hayan presentado errores y pérdida de información en el transcurso de la transmisión. Por supuesto, la interfaz C es común para las etapas de transmisión y recepción y hace referencia al canal de propagación punto a zona hasta el usuario final (ETSI, 2012).

Figura 14. Diagrama de bloques de la cadena DVB-T2



Fuente: ETSI (2012).

En la parte inicial del diagrama de bloques, que corresponde a los subsistemas SS1, se realizan los procesos de codificación y multiplexación para generar los flujos de *transport stream* (TS) o *generic stream* (GS) de los servicios de video y audio, y las señales de información exógena y auxiliar. Estos flujos son adaptados, a través del T2-Gateway, para generar el tren de datos T2-MI (interfaz de modulación DVB-T2) que permite la configuración del tamaño de portadoras del canal, el intervalo de guarda, el sincronismo SFN,

entre otros valores que se describen más adelante en este capítulo. La señal T2-MI es entonces modulada en el subsistema SS3, que para fines prácticos corresponde a una extensión del T2-Gateway donde se realiza la configuración de modulación vectorial para las celdas de datos como para las señales auxiliares.

En esencia, el flujo de datos T2-MI es la señal de banda base del sistema DVB-T2 que incluye la información para jerarquizar los servicios, el contenido y la temporización de emisión. Cada flujo T2-MI puede alimentar uno o más moduladores en la red y, alternativamente, se puede implementar más de un T2-Gateway para conformar redes distintas de transmisión. No obstante, no es necesario incluir un Gateway por cada modulador, ya que este genera la información de toda una red común, y adicionalmente, para las redes SFN, se hace necesario que todos los moduladores generen la misma señal.

La distribución entre el Gateway y los moduladores a través de la interfaz B puede realizarse, por ejemplo, a través de fibra óptica o contribución satelital. En algunos casos, esta interfaz B está compuesta por más de un canal de transmisión de acuerdo con los requerimientos de contribución hasta los centros de transmisión y radiodifusión de las señales donde se ubican los subsistemas de modulación dispuestos para la conformación de las señales para radiodifusión DVB-T2, a partir de la información auxiliar generada con el flujo T2-MI. En una red SFN, la transmisión se debe efectuar en los tiempos correctos para sincronizar las señales que se transmiten desde otras estaciones que forman parte de la red. Así, desde el Gateway se configuran los tiempos de transmisión de cada modulador, y este flanco de sincronismo debe estar referenciado, en todo caso, a un reloj GPS.

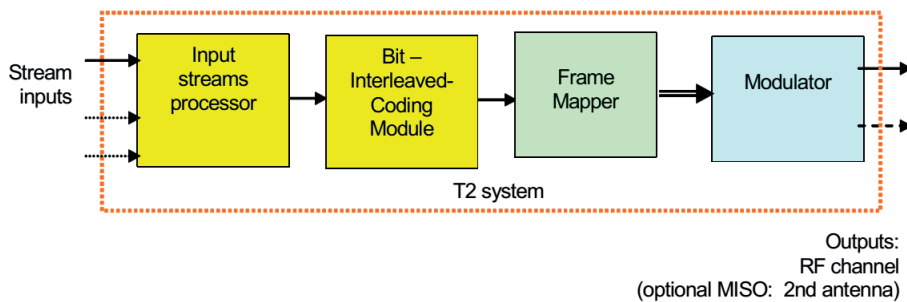
En una red simple se pueden conectar directamente el sistema de codificación y multiplexación al modulador a través de la interfaz A, sin la necesidad de que las señales pasen por el Gateway. No obstante, el modulador debe incluir la capacidad de efectuar algunas operaciones que se realizan formalmente en el Gateway; resultaría inconveniente realizar esta configuración en redes SFN por cuanto sería imposible establecer el sincronismo entre moduladores.

Los subsistemas SS4 y SS5 corresponden a la etapa de recepción de usuario final. Estos subsistemas pueden interpretarse como el mecanismo para decodificar dos veces las señales transmitidas a través de la interfaz C. Así, el

subsistema SS4 cumple la tarea de decodificar las señales empaquetadas en el flujo T2-MI, que son propiamente las señales DVB-T2; el subsistema SS5 tiene la función de decodificar los TS originales conformados en la interfaz A. En el diagrama de la figura 14 se observa que los demoduladores pueden recibir dos señales transmitidas desde diferentes moduladores simultáneamente. Esta característica es propia de las redes SFN, específicamente en configuración MISO: en ellas, el receptor sintoniza dos señales inversas entre sí y correspondientes al mismo contenido para mejorar el margen de ganancia de la señal recibida (Alamouti, 1998).

En la figura 15 se observa el modelo general de la capa física DVB-T2: las señales de entrada corresponden a uno o más TS y son procesadas, mapeadas vectorialmente y moduladas conforme a la configuración que se defina en el T2-Gateway, de tal manera que cada entrada de TS tiene una correspondencia uno a uno con las capas de salida en el modulador, llamadas en el estándar como *physical layer pipes* (PLP) (Jokela *et al.*, 2010).

Figura 15. Diagrama de bloques de alto nivel de los sistemas DVB-T2



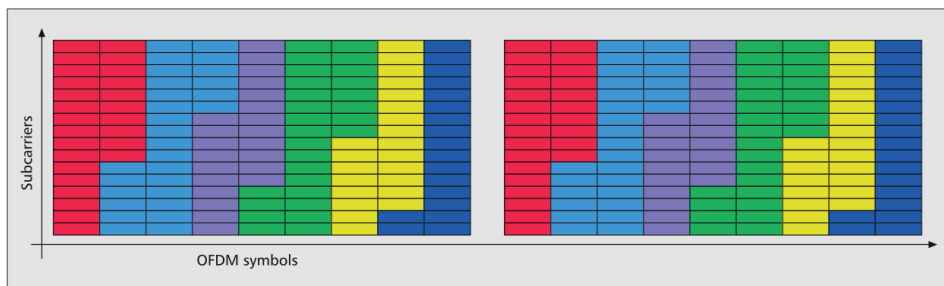
Fuente: ETSI (2012).

La salida de los moduladores DVB-T2 corresponden a una señal RF, que puede ser simple para redes *multiple frequency network* (MFN) o redes SFN en configuración SISO, o invertida para modos de transmisión MISO, en los que se aplica la codificación Alamouti. Esta salida RF puede estar compuesta por un único PLP cuando se trate de un solo servicio no diferenciado. De esta manera, el PLP se configuraría para transportar todas las señales TS de entrada bajo un mismo esquema de modulación y el receptor decodificaría dichas señales de forma simultánea.

3.1.3.1. Physical Layer Pipes PLP

El concepto de PLP se introduce con el estándar DVB-T2 como consecuencia de los requerimientos comerciales de robustez para diferentes propósitos. Con los PLP se puede configurar, de manera diferenciada, la transmisión de más de un flujo de datos bajo esquemas distintos de transmisión de acuerdo con la necesidad, hecho que conlleva la designación variable de robustez de esos flujos de datos en relación con el tipo de servicio o cobertura que se desee ofertar para cada uno.

Figura 16. Diferentes PLP (color) ocupan diferentes portadoras (celdas)



Fuente: Vangelista *et al.* (2009).in the form of a new-generation terrestrial digital video broadcasting standard (DVB-T2)

Existen dos modos básicos de configuración de PLP: modos A y B. Con el modo A, todas las portadoras del canal se utilizan para un solo propósito de transmisión, y en consecuencia el número de PLP se reduce a uno. Es decir que toda la información se multiplexa de manera que pueda ser transmitida a través de una sola capa. Con el modo B se pueden separar los flujos de datos en diferentes portadoras de manera tal que sea posible configurar la transmisión de estas portadoras con características de modulación distintas en un mismo canal de transmisión.

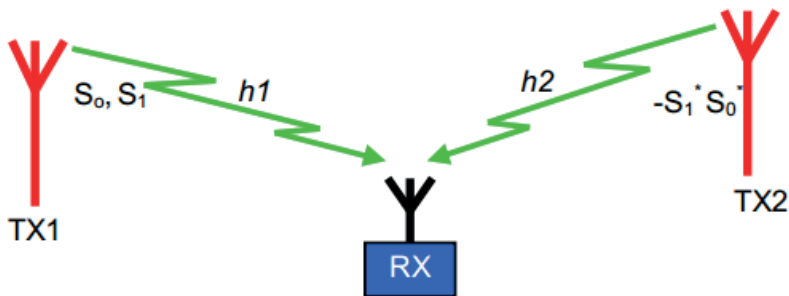
El modo B se utiliza para diferenciar los servicios; más específicamente, para configurar cada PLP con un esquema de modulación distinto. Esta solución permite ofertar servicios móviles y fijos de forma simultánea, así, los receptores solo pueden decodificar parte de la información transmitida de acuerdo con las condiciones de recepción. Cada capa de datos puede ser flexible en segmentos de tiempo para diferentes niveles de codificación, modulación y entrelazado temporal. Se permite así, por supuesto, la variabilidad

de robustez por servicio y, en consecuencia, transmisiones jerarquizadas en función del tipo de cobertura.

3.1.3.2. Codificación Alamouti

Para la optimización de las redes SFN, el estándar DVB-T2 incluye la técnica de codificación Alamouti para la combinación de dos señales en el receptor. En la figura 17 se observa la topología de red basada en la codificación Alamouti MISO: se mantiene la condición de recepción desde múltiples fuentes, pero las señales transmitidas, en modo estricto, no corresponden a la misma. La inclusión de esta técnica nace como un esfuerzo de la organización DVB por reducir las pérdidas intrínsecas de las redes SFN en ciertas regiones de cobertura en las que las señales se cancelan mutuamente. Con esta codificación, el receptor ejecuta el algoritmo Alamouti para combinar las señales, reduciendo los requerimientos de C/N en esas zonas en particular y la probabilidad de pérdida de las señales que inciden en un punto con aproximadamente el mismo tiempo de transmisión.

Figura 17. Topología de una red MISO Alamouti



Fuente: ETSI (2012).

De manera general, la técnica de transmisión MISO consiste en invertir los puntos de mapeo de constelación para que uno de los transmisores propague dicha versión modificada de las señales en el orden inverso de la frecuencia. De esta manera, el receptor detecta las dos señales y realiza el tratamiento pertinente para obtener una combinación óptima equivalente a la combinación de potencia de las dos señales en el aire (Alamouti,

1998). Por supuesto, la utilización de esta técnica conlleva requerimientos adicionales en el receptor, pues este debe incluir los multiplicadores para el procesamiento de Alamouti. Así mismo, se hace necesario incrementar las portadoras piloto PP (*scattered pilots*) para la estimación del canal, circunstancia que obliga la reducción de celdas de datos y por consiguiente la reducción de la tasa de transmisión.

3.1.4. Símbolos preámbulo P1 y P2

Como en cualquier tipo de comunicación digital, la trama T2-MI está conformada por una cabecera, un paquete de datos y un paquete de celdas vacías. En la cabecera de dicha trama se incluye la información técnica referente a la transmisión de los datos y su señalización, y se subdivide en dos secciones llamadas símbolos preámbulo P1 y P2 (ETSI, 2015a). Básicamente, cada uno de estos símbolos hace referencia a un grupo delimitado de celdas que son moduladas con un esquema más robusto que el correspondiente a los símbolos de datos, a fin de que el decodificador pueda sintonizar dicha información con una menor dificultad por la reducción del requerimiento de C/N asociado con la modulación. Así, se realiza la preconfiguración de los receptores para que estos puedan identificar las señales transmitidas en los símbolos de datos.

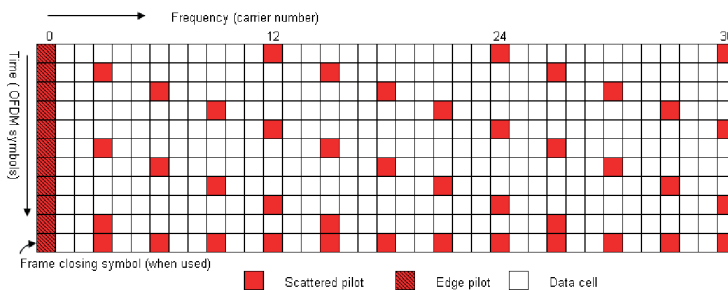
El símbolo P1 se modula generalmente con un esquema vectorial BPSK independientemente de la modulación seleccionada para las celdas de datos. En este símbolo se incluye la información de tamaño de portadoras e intervalo de guarda y consume una longitud estática de 2048 portadoras por el periodo elemental del canal (EBU, 2014). Así mismo, en este símbolo P1 se destinan 7 bits de información para definir el tamaño de número de portadoras útiles. Por su parte, con el símbolo P2 se realiza formalmente la configuración de señalización y modulación a través de la capa denominada en el estándar como Layer-1 (L1) (ETSI, 2015a). En dicha capa se relaciona el número de PLP que se transmite y la información de codificación y modulación que corresponda a cada uno.

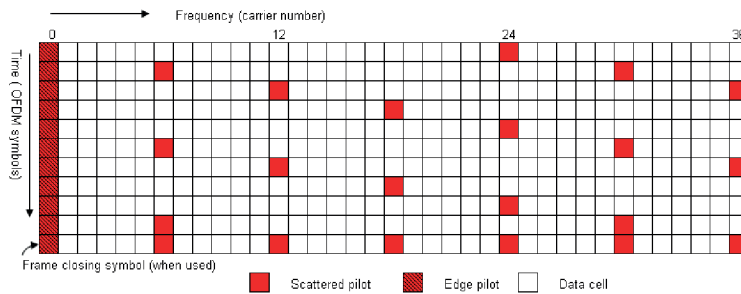
3.1.5. Patrón de portadoras piloto

Para la estimación del canal con el estándar DVB-T2 se hace necesario transmitir, de forma dispersa, portadoras con cierta fase y amplitud cuya información ha sido previamente configurada en el receptor, de manera que este pueda establecer las condiciones del canal en función de las pérdidas y las variaciones de dichas portadoras transmitidas, denominadas como *portadoras piloto*, las cuales se distribuyen de forma dispersa a lo largo de las celdas de datos y de señalización OFDM. Las portadoras piloto cuentan con una configuración predefinida para que el receptor interprete los cambios tanto en tiempo como en frecuencia del canal, y preconfigure las etapas locales de filtraje y amplificación de las señales para las condiciones específicas detectadas (Li Fu *et al.*, 2010).

Con la publicación del estándar de primera generación se estableció un patrón de dispersión de las portadoras piloto, y un número de estas, estático e independiente del esquema de modulación de los símbolos de datos. Con el estándar DVB-T2, a fin de maximizar el rendimiento del canal, se establecieron ocho patrones de portadora distintos (PP1 a PP8) cuya selección debe hacerse, en todos los casos, de manera cuidadosa para garantizar la recepción idónea de los contenidos. No obstante, esta variabilidad en el número de portadoras piloto permite establecer diferentes patrones de dispersión y aumentar el número de portadoras para la transmisión de datos.

Figura 18. Dispersión de portadoras piloto DVB-T (arriba) y DVB-T2 (abajo)





Fuente: Polak y Kratochvil (2012).

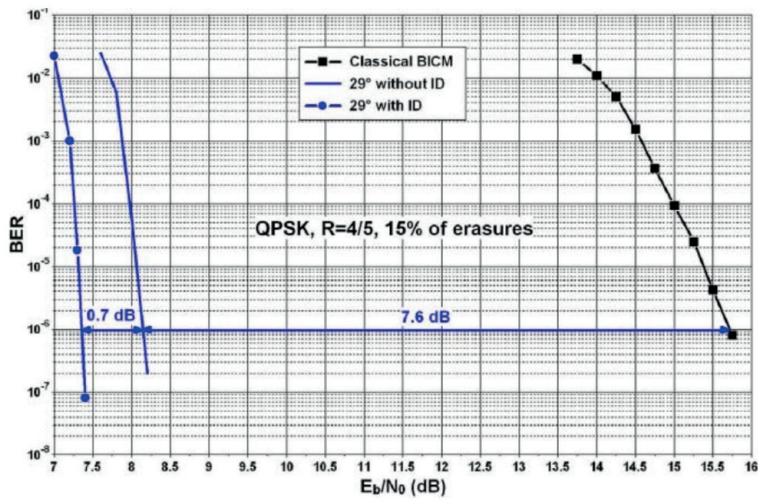
Con los patrones de dispersión establecidos en DVB-T2 se puede realizar una estimación adecuada del canal, equivalente a la estimación realizada con el patrón de portadoras piloto establecido en DVB-T, al usar aproximadamente la mitad de las portadoras. De esta manera, las portadoras que en un principio se habían destinado para la estimación del canal se suman al número de celdas para transmisión de datos, permitiendo así un aumento en la tasa de transmisión en cerca de 4%. En todo caso, según las condiciones de diseño de las redes de televisión, se debe garantizar la transmisión suficientemente densa de portadoras piloto para que el receptor pueda realizar el número de mediciones óptimo y detectar cualquier variación en el canal (Li Fu *et al.*, 2010). Por otra parte, a pesar de la definición de ocho posibles patrones de dispersión, el número de patrones conveniente para la estimación del canal se reduce a siete, dado que el patrón PP8, que corresponde al menos denso, se recomienda en los casos en que el receptor está configurado para estimar el canal a partir de las celdas de datos.

3.1.6. Constelaciones rotadas

Con cualquiera de los esquemas de modulación introducidos en el estándar, se puede hacer uso de una técnica de rotación de la constelación, separando las componentes I y Q de un mismo punto para transmitir las en diferentes segmentos de tiempo y frecuencia (Nour y Douillard, 2008). En los casos en los que el canal de transmisión sufre desvanecimiento y degradación, y hay una pérdida parcial o total de uno de los componentes de la constelación, se puede recuperar la información con la componente restante. La separación de los puntos de la constelación provee mayor ganancia en los sistemas con modulaciones vectoriales de pocos bits de codificación, tales como QPSK y 16QAM.

La ganancia es mucho más reducida en modulaciones de 6 y 8 bits de codificación debido a que la identificación de las componentes, por la proximidad de los puntos, se hace mucho más dispendiosa (Perez-Calderón *et al.*, 2009).

Figura 19. Comparación entre sistemas con constelación rotada y sin constelación rotada



Fuente: ETSI (2015a).

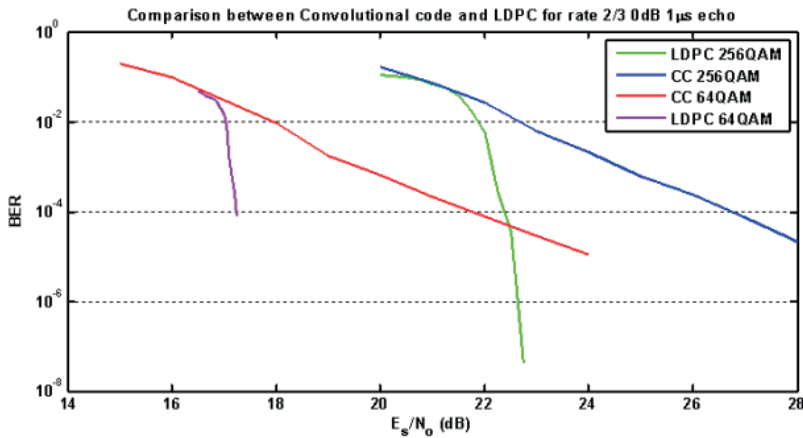
La ganancia en la constelación rotada es mayor en redes cuando existe línea de vista directa con la estación transmisora. En los casos cuando se presentan obstrucciones de la señal y se genera cobertura por difracción, la ganancia de la constelación rotada es mucho menor o incluso nula (Perez-Calderón *et al.*, 2009). Esta ganancia se traduce en un mejor rendimiento de la red en cuanto a que representa un menor valor de la relación portadora a ruido para una misma tasa de error deseada. En sistemas ideales con línea de vista directa y con una modulación QPSK, la ganancia en la rotación de la constelación puede llegar a ser de hasta 7,6 Db, tal como se puede observar en la figura 19.

3.1.7. Códigos de control de error LDPC

Con el estándar DVB-T2 se incorporó la codificación LDPC utilizada inicialmente para enlaces satelitales bajo el estándar DVB-S2. Esta codificación reemplazó los códigos convolucionales Reed-Solomon y constituye el aspecto técnico más significativo incluido en el estándar de segunda generación. Con él se maximiza el rendimiento del canal y se mejoran las relaciones

energía de bit a potencia de ruido de los distintos esquemas de modulación disponibles. Los códigos LDPC garantizan un margen de protección mayor para un BER dado, con respecto al estándar de primera generación, haciendo que, por ejemplo, la relación C/N para una modulación 16QAM en DVB-T sea comparable con la relación C/N resultante para una modulación 64QAM con DVB-T2. Gracias a este beneficio técnico fue posible incluir con DVB-T2 el esquema de modulación 256QAM.

Figura 20. Comparación de códigos convolucionales (CC) y códigos LDPC



Fuente: ETSI (2012).

En la figura 20 se observa que para un BER dado, por ejemplo 10^{-4} , se obtiene una ganancia de aproximada 5 dB en la relación energía de bit a potencia de ruido de los códigos LDPC con respecto a los códigos convolucionales. Por supuesto, la ganancia es aún mayor para valores de BER más pequeños y, como consecuencia, con DVB-T2 se puede planificar redes para tasas de error menores con esquemas de modulación más elevados.

3.1.8. Reducción de la potencia pico a la potencia media

Uno de los problemas inherentes a la modulación OFDM tiene que ver con la potencia pico generada por el uso de multiportadoras. Una relación alta entre la potencia pico y la potencia media en un canal puede reducir considerablemente la eficiencia del sistema con base en la potencia de salida RF y el consumo de un transmisor. En ese sentido, en el estándar DVB-T2

se incluyeron dos técnicas para la reducción de la relación potencia pico a potencia media; así, se incrementa un poco la potencia media y se reserva cerca del 1% de las portadoras OFDM; también, se logra una reducción de aproximadamente 2 dB, lo que se puede traducir en una disminución de gastos en potencia en el transmisor para la misma zona deseada de servicio.

La técnica de extensión de la constelación activa (ACE) reduce la relación de potencia pico a potencia media al ampliar los puntos de la constelación en el dominio de la frecuencia, mientras que la técnica de tono de reserva (TR) reduce esta relación, pues utiliza un conjunto de pulsos en el dominio del tiempo para cancelar las señales pico (ETSI, 2015a). Para este último, es necesario reservar algunas portadoras OFDM. Estas dos técnicas son complementarias: una en el dominio del tiempo y otra en el dominio de la frecuencia, y pueden ser utilizadas simultáneamente. Sin embargo, la complejidad de la técnica ACE, que requiere aumentar los puntos en la constelación, imposibilita hacer uso de esta técnica con constelaciones rotadas.

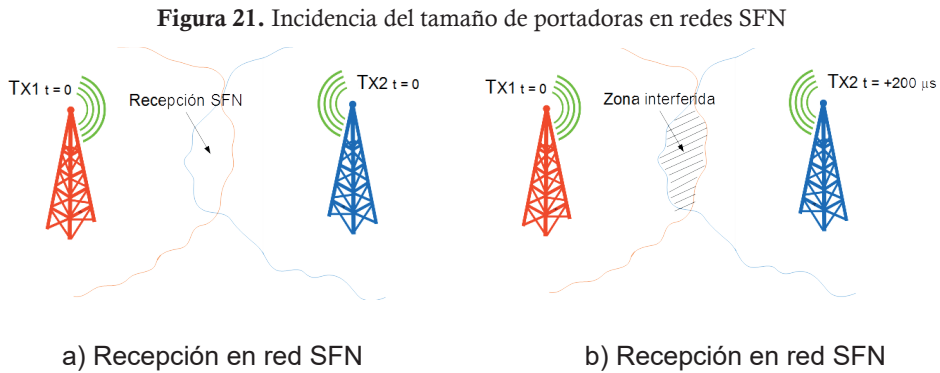
3.2. Elección de parámetros de modulación DVB-T2 para canales de 6 MHz

Las nuevas técnicas, métodos y funcionalidades implementadas en el estándar DVB-T2 hacen de esta una tecnología muy flexible con la cual se pueden planificar múltiples topologías de red según las necesidades o los modelos de negocio que se proyecte implementar. En esta sección se definen y estudian los parámetros configurables para canales de 6 MHz, al considerar que el estándar no incluye de forma taxativa las magnitudes y las variaciones de cada uno de los parámetros para anchos de banda de canal diferentes a 7 y 8 MHz; ello supone una dificultad en la definición del modelo de negocio de una red en Colombia y por consiguiente en su planificación.

3.3. Elección de tamaños de portadora OFDM

Los parámetros por elegir en un sistema DVB-T2 son esenciales en la construcción de una red de transmisión de TDT. Sin embargo, la elección del número de portadoras incide sustancialmente en la topología, ya que permite la construcción de redes de frecuencia múltiple o redes de frecuencia única. Así, el tamaño de portadoras afecta de forma directa la limitación

en distancia para la implementación de dos o más centros transmisores que compartan una zona de cobertura en el marco de las redes de frecuencia única. Cuanto mayor sea el número de portadoras, más grande puede ser el tiempo de retardo de intervalo de guarda, y esas condiciones permiten el diseño de redes SFN de larga distancia.



Fuente: elaboración propia.

En la figura 21 se observan dos escenarios de cobertura para redes SFN. Con el primer escenario se describe una red de frecuencia única cuyo tamaño de portadoras permite la elección de intervalos de guarda suficientemente extensos para mitigar las posibles interferencias cocanal. Entre mayor sea la separación entre los transmisores, mayor debe ser el tiempo de guarda configurado, siempre y cuando exista incidencia de una estación sobre la zona de cobertura de las demás. Para centros transmisores cercanos —como por ejemplo para una topología de celdas en redes móviles— el intervalo de guarda puede ser muy pequeño con respecto al tiempo de símbolo, y ello a su vez permite maximizar la eficiencia del canal.

El segundo escenario expuesto en la figura 21 representa una topología de red cuyo intervalo de guarda no satisface el tiempo mínimo para la tolerancia de ecos en el receptor. Cuando la distancia del intervalo de guarda es superada por el retardo entre las señales, las probabilidades de interferencia en algunas zonas de servicio se incrementan y en consecuencia se reduce el contorno y el área de cobertura de las estaciones en particular. Por otra parte, un tamaño de portadoras muy elevado puede resultar contraproducente si se quiere ofrecer un tipo de recepción móvil. Con el estándar DVB-T2 se

incluyeron tamaños de portadora de 16K y 32K; es decir, hasta cuatro veces el número de portadoras permitidas con el estándar de primera generación. Esto significa que el espacio espectral entre portadoras es mucho más pequeño, lo que provoca vulnerabilidad a las variaciones del canal por movimiento del receptor.

En la tabla 5 se observa, por definición, el número de portadoras que corresponde a cada tamaño. No obstante, el número de portadoras útiles o celdas de datos en un símbolo dependen del periodo elemental del canal que, por supuesto, es distinto para 6, 7 y 8 MHz. El tamaño original de portadoras se debe considerar, en todo caso, para el cálculo de los tiempos y distancias de intervalo de guarda y el número de portadoras útiles, cuya elección incide en los costos de una red, dado que para condiciones de un número bajo de portadoras puede que se requieran más estaciones de transmisión y, para números elevados de portadoras, se restringen las modalidades de servicio a ofertar.

Tabla 5. Tamaño original de portadoras

Tamaño	Número de portadoras
FFT 1K	1024
FFT 2K	2048
FFT 4K	4096
FFT 8K	8192
FFT 16K	16 384
FFT 32K	32 768

Fuente: ETSI (2012).

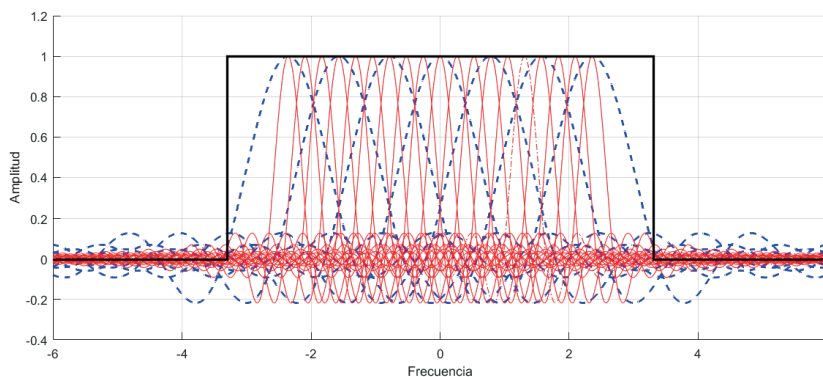
3.3.1.1. Elección de modo extendido de portadoras

Elegir un modo de portadoras extendidas es una técnica absolutamente nueva en DVB-T2. La modulación OFDM es empleada en la radiodifusión terrestre con un número de portadoras específicas y, por tanto, el modo de portadoras extendidas no se había contemplado en otro estándar de radiodifusión de TDT. La forma de una señal OFDM en el espectro es clásicamente

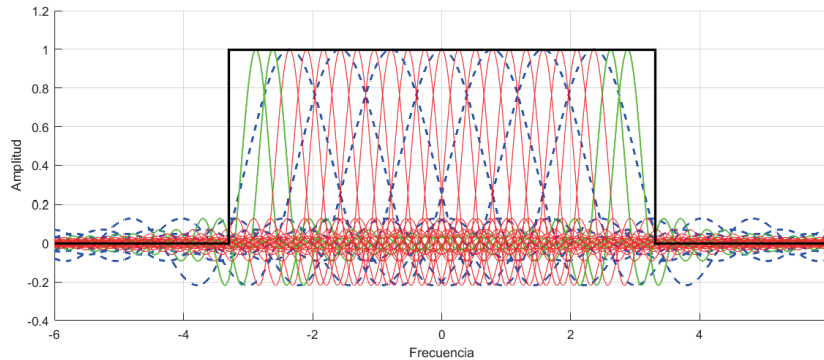
parecida a una señal semicuadrada, con dos caídas paulatinas en los extremos de la señal en el dominio de la frecuencia. La velocidad de caída depende esencialmente del tamaño de las portadoras. Así, para un tamaño bajo de portadoras de por ejemplo 2K o 4K, se espera una caída más lenta en comparación con un tamaño alto de portadoras de por ejemplo 16K o 32K, realizando la comparación en el mismo segmento de ancho de banda del canal.

En la figura 22 se observa la simulación de dos canales con tamaño de portadoras OFDM disímiles entre sí. En la primera parte se describe un ejemplo del modo normal de portadoras: se puede apreciar claramente la ocupación del canal por cada uno de los tamaños de portadora simulados. En la segunda parte de la figura se describe el mismo ejemplo, pero se muestra el modo extendido de portadoras para la ocupación del mismo ancho de banda del canal. Debido a que la separación entre portadoras es más pequeña a medida de que se aumenta el número de portadoras, la velocidad de caída de la señal se hace mucho más rápida y, como consecuencia, se reduce la ocupación de la señal en el espectro. Con el modo extendido de portadoras se busca aprovechar ese espacio en el espectro para adicionar un pequeño porcentaje de portadoras al principio y al final de la señal, y se aumenta la eficiencia del canal. Así, en el segundo escenario del ejemplo de la figura 22 se observa un aumento de portadoras para cada extremo de la señal; esto se traduce prácticamente en un aumento de celdas útiles para la transmisión de datos.

Figura 22. Comparativa entre modos normal y extendido de portadoras



a. Modo normal de portadoras



b. Modo extendido de portadoras

Fuente: elaboración propia.

El uso del modo extendido de portadoras ofrece claros beneficios en cuanto a la capacidad de transporte de datos, pero es evidente que la utilización de esta técnica solo se puede implementar en modos de tamaño de portadoras alto, es decir, en 8K, 16K y 32K. Además, la utilización de un número mayor de portadoras implica que se debe tener sumo cuidado con los canales adyacentes para prevenir la interferencia. La planificación de la red bajo esta técnica es mucho más delicada en cuanto a que las señales se hacen más sensibles a la interferencia de canal adyacente.

Si bien la rapidez en la caída espectral es proporcional al número de portadoras, la aplicación del modo extendido de portadoras incrementa la anchura del canal en el espectro electromagnético. Si se considera un canal adyacente de TDT para implementar la misma técnica de portadoras extendidas, dado que las dos señales son más anchas espectralmente en comparación con el modo normal, estas se hacen más vulnerables a la interferencia mutua de canal adyacente. En consecuencia, para la planificación de redes se deben definir los márgenes de protección específicos que dependan del número total de portadoras, a fin de mitigar las interferencias que reducen las zonas de servicio.

3.3.1.2. Elección de la fracción de intervalo de guarda

Con el estándar DVB-T2, y básicamente como consecuencia del incremento de portadoras OFDM, se incluyeron fracciones de intervalo de guarda que diversifican las posibilidades de configuración de las redes. El estándar de

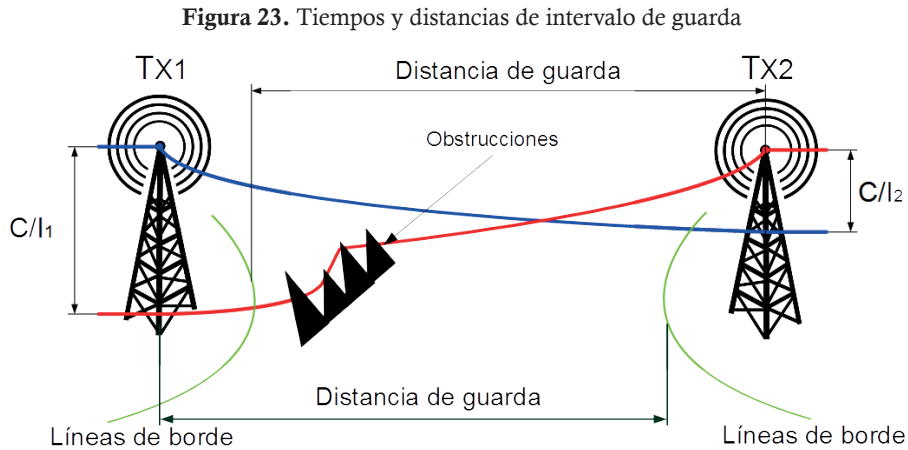
primera generación incluye las fracciones de intervalo de guarda $1/32$, $1/16$, $1/8$ y $1/4$ del tiempo total de símbolo. En el estándar de segunda generación se incluyeron las fracciones $1/128$, $19/128$ y $19/256$; se agregaron cerca de veinte posibilidades más de configuración de tiempos y distancias de guarda. Para el cálculo de estos parámetros se debe tener en cuenta las siguientes definiciones:

- T_G corresponde al tiempo de duración del intervalo de guarda.
- GIF corresponde a la relación entre el tiempo de intervalo de guarda y el tiempo útil de símbolo, equivalente a T_G/T_U .

En general, la elección del intervalo de guarda se realiza bajo distintas condiciones que incluyen la estimación del canal al efecto Doppler, el tamaño de número de portadoras OFDM, el tipo de servicio, el área de cobertura deseada y el área de servicio común entre las estaciones SFN. Todo lo anterior bajo el razonamiento de que el resultado de la relación debe ser el más pequeño posible para maximizar el tiempo útil de símbolo T_U .

Por otro lado, aunque es cierto que el tiempo de intervalo de guarda permite que el receptor pueda sincronizar todas las señales que lleguen en diferentes tiempos dentro de la ventana de intervalo, no siempre existe interferencia cuando las señales llegan por fuera de este tiempo. Es decir, no en todos los casos se presentan interferencias cuando las señales inciden en un punto con retardos mayores al del intervalo de guarda. En ese sentido, para el análisis de interferencias se hace necesario tener en cuenta las siguientes dos consideraciones:

- Que la señal que llegue al receptor por fuera del intervalo de guarda tenga una potencia suficiente en comparación con la máxima potencia recibida para producir interferencias.
- Que el área de interferencia sea de interés y de servicio de las estaciones SFN.



Fuente: elaboración propia.

En la figura 23 se observan dos estaciones de TDT denominadas TX1 y TX2, que forman parte de una subred SFN, y que transmiten los contenidos al mismo tiempo, es decir, sin retardos o adelantos locales. En este ejemplo, la distancia de guarda está dada como la longitud desde las estaciones hasta el punto máximo de superación del tiempo de guarda (líneas de borde). Así, las señales que inciden en tiempos mayores al intervalo de guarda, es decir, que se transmiten desde una estación e inciden en regiones adyacentes a la otra estación superando la distancia de guarda, se deben evaluar a fin de verificar su aporte en interferencias. Dicho lo anterior es necesario considerar lo siguiente:

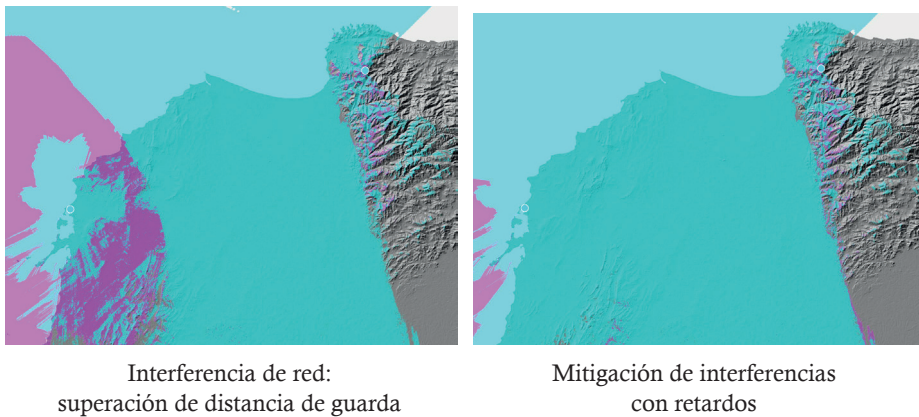
- Que la señal incidente tenga una potencia suficiente que cause una interferencia.
- Que la relación de la señal requerida y la señal interferente sea suficientemente mayor, hecho que se traduce en que la señal requerida no se vea afectada por la señal interferente dado que se mantiene el margen de protección.
- Que la interferencia se produzca en una zona que pueda ser atendida desde otra estación, y por tanto esa interferencia pueda ser tolerada.

El tiempo de intervalo de guarda no solo es indispensable en el contexto de las redes de frecuencia única, ya que una zona de cobertura puede verse

afectada por ecos y reflexiones de las señales causadas a su vez por las obstrucciones en general. Este caso obliga el análisis de los tiempos máximos de retardo de los ecos para determinar el intervalo de guarda óptimo, ya que pueden darse casos de señales que se propaguen a grandes distancias y como consecuencia de ello se obtengan reflexiones en tiempos muy elevados, evento que requeriría la configuración de ventanas de guarda suficientemente amplias para mitigar los efectos de dichas reflexiones.

Las interferencias cocanales pueden ser contrarrestadas según la topología del terreno y las condiciones de cobertura al insertar retardos o adelantos locales en los moduladores de la red. De esta manera, cada estación transmite las mismas señales, pero en tiempos distintos entre sí, de forma no coterminada, para trasladar la interferencia resultante a regiones que no sean de interés de servicio de la subred SFN. Un ejemplo de ello se puede observar en la figura 24, para dos estaciones de una red se supera el intervalo de guarda; sin embargo, es viable mitigar las interferencias con retardos locales en los moduladores. En todo caso, se hace necesario contar con un sistema de predicción y simulación que incluya la topología real del terreno para el análisis de interferencias (Slimani *et al.*, 2012).

Figura 24. Simulación y mitigación de interferencias DVB-T2



Fuente: elaboración propia.

El tiempo de duración del intervalo de guarda es el resultado de la fracción por el número de portadoras y el periodo elemental del canal, que para 6 MHz está definido como $7/48 \mu\text{s}$ (EBU, 2014). Con el estándar de primera generación,

el tiempo máximo de intervalo de guarda estaba dado para el tamaño de portadoras de 8K y la fracción de guarda de 1/4, que para canales de 6 MHz se calcula con la expresión de la ecuación 9.

$$T_{GIF} = GIF \cdot FFT_{size} \cdot T_{Elemental\ 6\ MHz} \tag{Ecuación 9}$$

El estándar DVB-T2, por tanto, ofrece mucha más flexibilidad con un número de combinaciones mayor de tiempos de guarda en función de las fracciones y el número de portadoras, tal como se relaciona en la tabla 6. Con la inclusión de los tamaños de portadora 16K y 32K, se duplican los tiempos máximos de intervalo de guarda para redes de amplio alcance. Así, el tiempo máximo de guarda para redes DVB-T2 está dado para el modo de portadoras 32K con la fracción de guarda 19/128, equivalente a 709,33 μ s.

Tabla 6. Tiempos de guarda en μ s para canales de 6 MHz

FFT	Número de portadoras	1/128	1/32	1/16	19/256	1/8	19/128	1/4
32K	32 768	37,3333	149,3333	298,6667	354,6667	597,3333	709,3333	NA
16K	16 384	18,6667	74,66667	149,3333	177,3333	298,6667	354,6667	597,3333
8K	8192	9,3333	37,33333	74,66667	88,66667	149,3333	177,3333	298,6667
4K	4096	NA	18,66667	37,33333	NA	74,66667	NA	149,3333
2K	2048	NA	9,333333	18,66667	NA	37,33333	NA	74,66667
1K	1024	NA	NA	9,333333	NA	18,66667	NA	37,33333

Fuente: elaboración propia.

La distancia de guarda, es decir, la distancia máxima recomendada entre estaciones para la transmisión coterporizada de las señales, es un parámetro que depende del tiempo de intervalo de guarda y que se puede calcular bajo la consideración de que las ondas electromagnéticas se propagan a la velocidad de la luz. En la tabla 7 se observan las distancias de guarda DVB-T2 para canales de 6 MHz, a partir de la cual se incrementa la probabilidad de interferencia cocanal en redes de frecuencia única.

Tabla 7. Distancias de guarda en km para canales de 6 MHz

FFT	Número de portadoras	1/128	1/32	1/16	19/256	1/8	19/128	1/4
FFT 32K	32 768	11,2	44,8	89,6	106,4	179,2	212,8	NA
FFT 16K	16 384	5,6	22,4	44,8	53,2	89,6	106,4	179,2
FFT 8K	8 192	2,8	11,2	22,4	26,6	44,8	53,2	89,6
FFT 4K	4 096	NA	5,6	11,2	NA	22,4	NA	44,8
FFT 2K	2 048	NA	2,8	5,6	NA	11,2	NA	22,4
FFT 1K	1 024	NA	NA	2,8	NA	5,6	NA	11,2

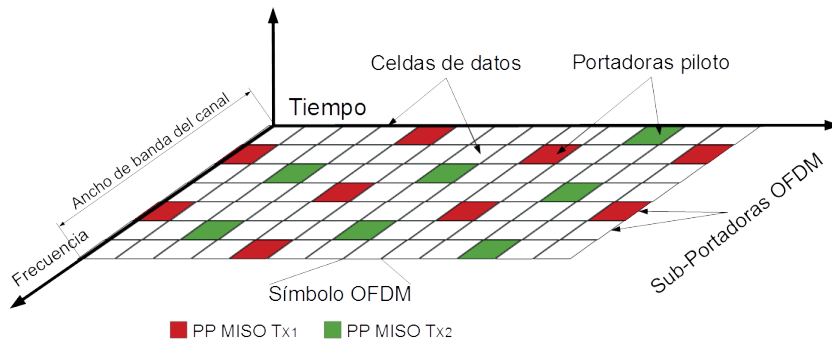
Fuente: elaboración propia.

La relación entre el tiempo y la distancia de guarda es directamente proporcional. Así, dado que con DVB-T2 se obtienen mayores tiempos de guarda, las distancias recomendadas entre transmisores se incrementan. Esta actualización del estándar está orientada a la configuración de redes SFN extensas con distancias medias entre transmisores de hasta 212 km. Se asegura una mayor confiabilidad pues la probabilidad de ocurrencia de una interferencia cocanal se reduce a medida de que la distancia de guarda crece. Sin embargo, este tipo de configuraciones conlleva una reducción en la tasa de transmisión y por consiguiente una menor oferta de contenidos, pues el tiempo de intervalo de guarda reduce el tiempo útil de símbolo.

3.3.2. Elección de patrones de dispersión de portadoras piloto

Con OFDM, cada portadora modulada tiene una amplitud y una frecuencia específicas, segmentadas en el tiempo para la conformación de las celdas OFDM. Por tanto, la modulación OFDM es una técnica de acceso múltiple por división de tiempo y de frecuencia. Naturalmente, el canal de transmisión puede sufrir variaciones en tiempo y frecuencia en el trayecto de la propagación. Así, cada punto de recepción se verá afectado por condiciones disímiles y cada receptor, de forma independiente, debe realizar el cálculo de estimación del canal en el punto particular de recepción.

Figura 25. Dispersión de portadoras piloto en OFDM



Fuente: elaboración propia.

En los estándares DVB-T y DVB-T2 se incluyeron portadoras piloto dispersas a lo largo de la longitud de cada símbolo OFDM, en celdas específicas y con condiciones de fase y amplitud preestablecidas, a fin de que cada receptor interprete la respuesta del canal en tiempo y frecuencia a través de mediciones que son interpoladas por cada símbolo OFDM. Como se puede observar en la figura 25, en cada cierto intervalo de tiempo y frecuencia, y en celdas previamente identificadas, se insertan las portadoras piloto para conformar así un patrón específico conocido por el receptor. La información de este patrón es transmitida con los símbolos preámbulo a fin de que el receptor pueda realizar las comparaciones respectivas para uno de los ocho patrones definidos en el estándar de segunda generación.

Algunos patrones se restringen o se habilitan en función del modo de transmisión MISO o SISO. Esto se debe principalmente a que el modo MISO requiere una estimación más precisa del canal para combinar las señales transmitidas en modo inverso desde dos estaciones SFN. El modo de transmisión y recepción SISO es la forma normal de sintonización de las señales de TDT en el estándar de primera generación. Es decir que, por ejemplo, si un receptor está en un escenario de red SFN, siempre y cuando se cumplan todas las condiciones para evitar la interferencia cocanal en ese punto específico, sintonizaría solo una señal que puede ser la primera que llega o la de mayor potencia, de acuerdo con el cálculo de la ventana de equalización del receptor. Este modo requiere una estimación menos rigurosa del canal debido a que se discriminan las señales no sintonizadas dentro del intervalo de guarda.

Particularmente para el modo MISO de transmisión, el receptor debe realizar una estimación del canal de forma independiente para los dos moduladores. Es decir, se hace una valoración separada del canal de acuerdo con las portadoras piloto transmitidas desde cada estación. Para ello, desde el gateway del sistema se efectúa la división del patrón de portadoras piloto a fin de que cada modulador transmita únicamente la mitad de dicho patrón en forma intercalada. Así, en cuanto a la cantidad de portadoras piloto por cada modo de transmisión, no existe diferencia alguna. En las tablas 8 y 9 se relacionan los patrones de portadoras piloto definidos para los modos de transmisión SISO y MISO respectivamente.

Tabla 8. Portadoras piloto para el modo de transmisión SISO

FFT	1/128	1/32	1/16	19/256	1/8	19/128	1/4
FFT 1K	NA	NA	PP4 PP5	NA	PP2 PP3	NA	PP1
FFT 2K	NA	PP4 PP7	PP4 PP5	NA	PP2 PP3	NA	PP1
FFT 4K	NA	PP4 PP7	PP4 PP5	NA	PP2 PP3	NA	PP1
FFT 8K	PP7	PP4 PP7	PP4 PP5 PP8	PP4 PP5 PP8	PP2 PP3 PP8	PP2 PP3 PP8	PP1 PP8
FFT 16K	PP7	PP4 PP6 PP7	PP2 PP4 PP5 PP8	PP2 PP4 PP5 PP8	PP2 PP3 PP8	PP2 PP3 PP8	PP1 PP8
FFT 32K	PP7	PP4 PP6	PP2 PP4 PP8	PP2 PP4 PP8	PP2 PP8	PP2 PP8	NA

Fuente: elaboración propia.

Tabla 9. Portadoras piloto para el modo de transmisión MISO

FFT	1/128	1/32	1/16	19/256	1/8	19/128	1/4
FFT 1K	NA	NA	PP3	NA	PP1	NA	NA
FFT 2K	NA	PP4 PP5	PP3	NA	PP1	NA	NA

FFT	1/128	1/32	1/16	19/256	1/8	19/128	1/4
FFT 4K	NA	PP4 PP5	PP3	NA	PP1	NA	NA
FFT 8K	PP4 PP5	PP4 PP5	PP3	PP3	PP1	PP1	NA
FFT 16K	PP4 PP5	PP4 PP5	PP3	PP3	PP1	PP1	NA
FFT 32K	PP4 PP6	PP4	PP2	PP2	NA	NA	NA

Fuente: elaboración propia.

En la tabla 10 se relaciona la configuración de los patrones de portadoras piloto definidos con el estándar DVB-T2. El parámetro D_x hace referencia a la separación de las portadoras piloto por celda. Es decir, un piloto de referencia se separa del siguiente piloto cada cierto número D_x de celdas. El parámetro D_y se refiere por tanto a la separación de la portadora piloto por símbolos, donde un piloto de referencia se repite en una misma posición cada cierto número de símbolos D_y .

Tabla 10. Conformación de los patrones de portadoras piloto

Portadoras piloto	PP1	PP2	PP3	PP4	PP5	PP6	PP7	PP8
D_x : separación de pilotos entre portadoras	3	6	6	12	12	24	24	6
D_y : separación de la secuencia entre símbolos	4	2	4	2	4	2	4	16
Requerimiento de portadoras en un símbolo OFDM (%)	8,33	8,33	4,17	4,17	2,08	2,08	1,04	1,04

Fuente: elaboración propia.

La estimación del canal de transmisión debe ser un procedimiento dependiente de la modalidad de recepción, dado que algunos servicios requieren una estimación mucho más robusta del canal. Así, para servicios destinados exclusivamente a la recepción *indoor* o móvil, se recomienda la aplicación de los patrones PP1 o PP2 para la estimación de canal; se considera que la variabilidad del canal se incrementa debido al desvanecimiento por obstrucción y por el efecto Doppler al que se ven sometidas las señales transmitidas.

Así mismo, para la recepción *indoor* y *outdoor* fija se recomienda el uso de los patrones PP3 y PP4 para la estimación del canal, teniendo en cuenta que en este tipo de recepción se omite el desvanecimiento de las señales a causa del efecto Doppler y la interferencia intersímbolo. Los patrones PP5 y PP6 se recomiendan para servicios *outdoor* fijos, pues para este modo de recepción no se requiere una estimación robusta del canal teniendo en cuenta que las señales no se ven afectadas por el desvanecimiento por obstrucción, específicamente por la penetración al interior de las edificaciones. Por último, se recomienda la aplicación de los patrones PP7 y PP8 exclusivamente para servicios *outdoor* fijos en redes MFN. El uso de estos patrones suele ser no muy convencional porque una de las ventajas de la televisión digital radica en la optimización del uso de frecuencias y la gestión adecuada del espectro radioeléctrico, recurso de carácter escaso.

3.3.3. Elección de la tasa de transmisión

La capacidad del canal para la transmisión de datos bajo el estándar DVB-T2 está estrechamente relacionada con el ancho de banda y la modulación vectorial. Los organismos DVB, EBU y ETSI no definieron las capacidades de transmisión para canales de 6 MHz y, por tanto, se requiere del análisis del estándar y las tecnologías aplicadas para estimar la capacidad, partiendo del estudio detallado de la conformación de las tramas DVB-T2 y la destinación específica de las celdas.

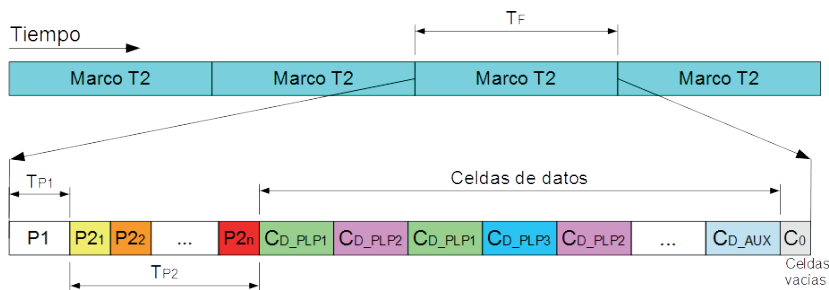
3.3.3.1. Longitud del marco T2

En la figura 26 se observa la estructura básica del flujo de datos DVB-T2, más estrictamente la composición de la trama T2-MI. Este tren de datos está compuesto por una serie de paquetes denominados marcos T2, cuya duración en tiempo y longitud en celdas de datos es siempre la misma. Por tanto, se pueden configurar señales de banda base con bloques de datos que incluyan un número fijo de símbolos en función del tiempo de duración de cada bloque.

Cada marco T2 tiene una estructura semejante con un número determinado de celdas para la cabecera, los datos y los paquetes nulos complementarios. En la cabecera de cada marco se transmite la información de los símbolos

preámbulo P1 y P2 para la preconfiguración del receptor y la señalización del flujo de datos. Esta información permanece constante a lo largo de la transmisión OFDM, a menos de que se realicen modificaciones en los parámetros de transmisión. Así, la información de los símbolos preámbulo resulta relevante únicamente para la sintonización del canal, ya que una vez realizada dicha sintonización y la preconfiguración del receptor, la información de los símbolos preámbulo adquiere una connotación redundante.

Figura 26. Estructura del marco T2



Fuente: elaboración propia.

Las celdas posteriores a los símbolos preámbulo corresponden a las portadoras útiles para el cálculo de la tasa de trasmisión del sistema. En la figura 26 se observa la composición de las celdas de datos con información de diferentes TS que conforman a su vez diferentes PLP. Los PLP tienen una correspondencia uno a uno con cada TS de entrada en el T2-gateway, y la tasa de trasmisión global permanece igual, independientemente del número de PLP, siempre y cuando la modulación vectorial sea la misma para cada PLP transmitido. Así, un marco T2 puede configurarse para un número de símbolos de datos fijo en el tiempo de duración del marco, sea para una transmisión de uno solo o múltiples PLP.

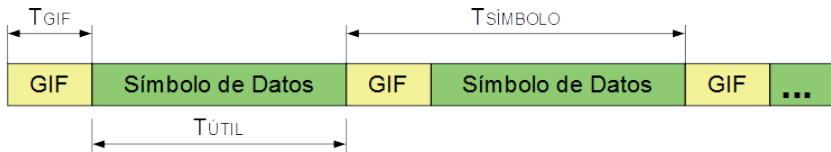
La duración máxima de un marco T2, de acuerdo con la definición del estándar, es de 250 ms (ETSI, 2012). Por supuesto, entre más alto sea el tiempo de la duración del marco, mayor será la tasa de trasmisión, en vista de que se transmiten menos celdas de señalización por intervalo de tiempo específico. Por ejemplo, suponiendo la transmisión de marcos T2 con duración de cada uno de 200 ms, en un segundo se transmiten cinco bloques de símbolos preámbulo; es decir, un bloque de señalización adicional en

comparación con marcos T2 de duración de 250 ms. Se reducen en este intervalo de tiempo la cantidad de celdas disponibles para la transmisión de datos útiles.

En cada marco T2 se transmiten los símbolos OFDM, que a su vez dependen del número de portadoras e intervalo de guarda configurado. En la figura 27 se ejemplifica la transmisión de los símbolos en el plano temporal, que se subdividen en un tiempo útil de símbolo y un tiempo correspondiente al intervalo de guarda. A partir de dicha figura se define el tiempo de símbolo T_s como:

$$T_s = T_U + T_{GIF} = (1 + GIF) \cdot FFT_{size} \cdot T_{Elemental\ 6\ MHz} \tag{Ecuación 10}$$

Figura 27. Estructura de los símbolos OFDM



Fuente: elaboración propia.

La longitud de símbolos en un marco T2 está determinada entonces por el tiempo total de símbolo. Así, teniendo en cuenta que la longitud del símbolo preámbulo P1 es constante e independiente del número de símbolos OFDM y del tamaño de portadoras, el número de símbolos en un marco T2 (L_F) se puede calcular como la cantidad de tiempos de símbolo dentro del tiempo total del marco T2, restando por supuesto el tiempo del símbolo preámbulo P1, tal como se describe en la ecuación 11.

$$L_F = \frac{T_F - T_{P1}}{T_S} \tag{Ecuación 11}$$

donde T_F corresponde al tiempo total de duración del marco T2 y T_{P1} corresponde al tiempo de duración del símbolo preámbulo P1, el cual se puede calcular como el número total de portadoras destinadas para la transmisión de este símbolo por el periodo elemental de un canal de 6 MHz. Es decir, $T_{P1} = 2048 \cdot 7 / 48 \text{ } [\mu s] = 298,66 \text{ } \mu s$.

Para el cálculo de la tasa de transmisión se debe tener en cuenta que cada marco T2 debe estar conformado por un bloque de símbolos OFDM entero. Bajo esta condición se hace necesario modificar la expresión para el cálculo del número máximo de símbolos en un marco T2 a fin de garantizar un número coherente que asegure la estimación media de la tasa de transmisión en un escenario real. Claramente, la premisa de conformación de marcos T2 con números enteros de símbolos conlleva una pérdida parcial en la capacidad total del canal, puesto que el valor remanente corresponderá a celdas vacías o nulas dentro del marco, tal como se observa en la figura 26. Teniendo en cuenta esto, la expresión sugerida para el cálculo del número máximo de símbolos dentro del marco T2 se relaciona en la ecuación 12.

$$L_F = 2 \left\lfloor \frac{(T_F - T_{Pl})}{(2T_s)J} \right\rfloor \tag{Ecuación 12}$$

En la tabla 11 se presentan los resultados de la longitud máxima de los símbolos P2 más símbolos de datos en un marco T2 con duración de 250 ms. Esta longitud corresponde a un canal de 6 MHz y está definida en función del tamaño de portadoras y la fracción de intervalo de guarda. En caso de ser necesario, se pueden hacer elecciones de una cantidad de símbolos menor al máximo calculado, pero ello conlleva la conformación de marcos con una duración relativamente corta para generar una reducción en la tasa de transmisión por el efecto de incrementar la regularidad de transmisión de los símbolos preámbulo.

Tabla 11. Número máximo de símbolos en un marco T2 para canales de 6 MHz

FFT	1/128	1/32	1/16	19/256	1/8	19/128	1/4
FFT 1K	NA	NA	1572	1556	1486	1454	1336
FFT 2K	NA	810	786	778	742	726	668
FFT 4K	NA	404	392	388	370	362	334
FFT 8K	206	202	196	194	184	180	166
FFT 16K	102	100	98	96	92	90	82
FFT 32K	50	50	48	48	46	44	NA

Fuente: elaboración propia.

3.3.3.2. Cálculo de la tasa de transmisión

El número total de símbolos de datos y el número de bits para la codificación de cada una de las celdas determina sustancialmente la capacidad de transporte de datos de un canal. Se esperan valores bajos de tasa de transmisión para modulaciones inferiores como QPSK, y valores altos de tasa de transmisión para modulaciones de más de 5 bits de codificación tales como 64QAM o 256QAM. Puesto que en el estándar DVB-T2 se implementaron códigos de corrección de errores LDPC, la relación E_b/N_o resulta mucho más baja que con códigos convolucionales para valores de BER pequeños. Esto permite que la relación C/N requerida por cada esquema de modulación sea más baja en comparación con el estándar DVB-T; ello prácticamente se traduce en que para transmitir una capacidad en particular se requiere menos potencia de transmisión con el estándar de segunda generación, considerando la misma área de cobertura para ambos casos.

En resumen, la capacidad de transmisión de un canal de TDT bajo el estándar DVB-T2 está determinada por los siguientes parámetros:

- Modo de transmisión: SISO o MISO
- Tamaño de portadoras: 1K, 2K, 4K, 8K, 16K y 32K
- Modo de portadoras: normal o extendido
- Fracción de intervalo de guarda GIF: 1/128, 1/32, 1/16, 19/256, 1/8, 19/128 o 1/4
- Patrón de pilotos: PP1, PP2, PP3, PP4, PP5, PP6, PP7 o PP8
- Habilitación de reserva de tono
- Esquema de modulación vectorial: QPSK, 16QAM, 64QAM o 256 QAM
- Fracción de FEC: 1/2, 3/5, 2/3, 3/4, 4/5 o 5/6

Para el cálculo de la tasa de transmisión se debe tener en cuenta que el número máximo de símbolos para un marco T2 incluye los símbolos preámbulo P2 de señalización, los cuales restan capacidad de transmisión útil de datos. En la tabla 12 se relaciona el número de símbolos P2 requeridos para la señalización en función del tamaño de portadoras. Estos valores están definidos por el estándar DVB-T2 para el modo de transmisión SISO. No

obstante, para el modo de transmisión MISO solo hace falta aumentar en uno el número de símbolos P2 teniendo en cuenta que la señalización para este modo debe incluir la inversión de las señales y la redistribución del patrón de portadoras piloto.

Tabla 12. Número de símbolos P2 en un marco T2

FFT	N_{P2}
FFT 1K	16
FFT 2K	8
FFT 4K	4
FFT 8K	2
FFT 16K	1
FFT 32K	1

Fuente: elaboración propia.

Una vez identificado el número total de símbolos P2, se puede calcular el número de símbolos de carga útil como la simple diferencia entre los símbolos del marco T2 y los símbolos P2; se debe tener en cuenta, por supuesto, que la duración del marco T2 es de 250 ms para obtener la máxima capacidad del canal.

$$L_{data} = L_F - N_{P2} \tag{Ecuación 13}$$

Cada uno de los símbolos de datos L_{data} está compuesto por un número determinado de celdas en función del tamaño de portadoras y el patrón de pilotos. En la tabla 13 se relacionan las celdas de datos disponibles C_{data} en un símbolo de datos (ETSI, 2012).

Tabla 13. Número de celdas disponibles en un símbolo de datos

FFT	PP1	PP2	PP3	PP4	PP5	PP6	PP7	PP8	Celdas TR
FFT 1K	764	768	798	804	818	NA	NA	NA	10
FFT 2K	1522	1532	1596	1602	1632	NA	1646	NA	18

FFT	PP1	PP2	PP3	PP4	PP5	PP6	PP7	PP8	Celdas TR
FFT 4K	3084	3092	3228	3234	3298	NA	3328	NA	36
FFT 8K Normal	6208	6214	6494	6498	6634	NA	6698	6698	72
FFT 8K Extendido	6296	6298	6584	6588	6728	NA	6788	6788	72
FFT 16K Normal	12418	12436	12988	13002	13272	13288	13416	13406	144
FFT 16K Extendido	12678	12698	13262	13276	13552	13568	13698	13688	144
FFT 32K Normal	NA	24886	NA	26022	NA	26592	26836	26812	288
FFT 32K Extendido	NA	25412	NA	26572	NA	27152	27404	27376	288

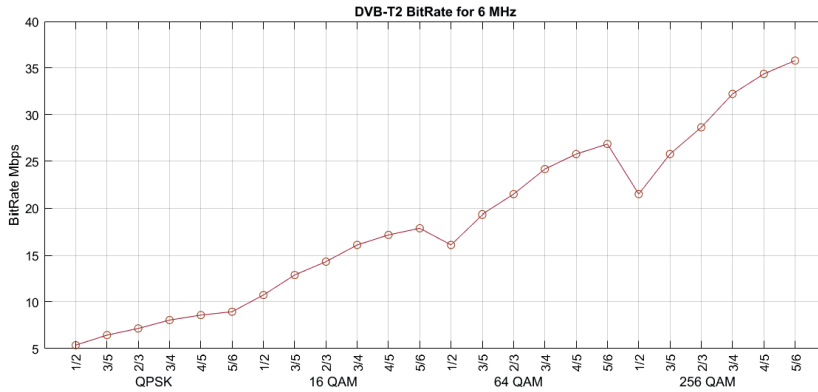
Fuente: elaboración propia.

Con la información disponible se puede calcular la capacidad de un canal de 6 MHz como el producto de los bits de información y el número total de celdas de datos en un tiempo determinado. Para la aplicación de la técnica de reducción de potencia pico a potencia media con reserva de tono TR, se deben restar las celdas requeridas, definidas en la tabla 13, al número total de celdas de datos por símbolo. Por tanto, la aplicación de la técnica de reserva de tono conlleva una disminución leve de la tasa de transmisión.

$$BitRate = 4L_{data} C_{data} [MB - MB(1 - FEC)] [bps] \quad \text{Ecuación 14}$$

La ecuación 14 permite calcular la tasa de transmisión total de un canal de 6 MHz si consideramos el número total de celdas de datos disponibles en un segundo; se calcula a través de la expresión $4L_{data} C_{data}$. El número de bits de información por celda se calcula con la expresión $[MB - MB(1 - FEC)]$. El término MB es el número de bits de codificación con cada modulación vectorial. Es decir, MB es igual a 2 para modulaciones QPSK, igual a 4 para modulaciones 16QAM, igual a 6 para modulaciones 64QAM, e igual a 8 para modulaciones 256QAM.

Figura 28. Tasa de transmisión para sistemas DVB-T2 en canales de 6 MHz con tamaño de portadoras de 32K ext., fracción de intervalo de guarda de 1/128 y patrón de portadoras piloto PP7



Fuente: elaboración propia.

Claramente existe un valor específico de tasa de transmisión para cada una de las combinaciones de los parámetros de modulación. En la figura 28 se observan los valores de la capacidad de un canal de 6 MHz para el modo de transmisión SISO con tamaño de portadoras de 32K extendido, intervalo de guarda de 1/128 y patrón de portadoras piloto PP7. Naturalmente esta respuesta cambiará en función de la modificación de cualquiera de estos parámetros o con la mera aplicación de la técnica de reserva de tonos. Así, dada la variabilidad que ofrece el estándar en cuanto a parámetros de modulación, el número de respuestas semejantes a la figura 28 estaría alrededor de 280.

De acuerdo con el estándar de primera generación, en el cual se especifica una tasa de transmisión máxima para canales de 6 MHz de 23,7 Mbps (ETSI, 2009), y si se compara con los resultados obtenidos en la figura 28 —en los que se obtiene una tasa de transmisión máxima de alrededor de 35 Mbps—, es acertado afirmar que con las nuevas funcionalidades del estándar de segunda generación la capacidad del canal se incrementa: en este caso particular, hasta en 35%. Por otro lado, al hacer una comparación puntual de los esquemas de modulación —por ejemplo, 16QAM 2/3—, el incremento en la tasa de transmisión sería de alrededor del 14%. No obstante, y como se ve más adelante en este documento, el estándar de segunda generación ofrece un beneficio adicional en cuanto a la reducción de requerimiento de potencia en el receptor.

3.4. Parámetros de potencia

Cada uno de los esquemas de modulación vectorial definidos en el estándar está asociado con una relación de portadora a ruido. La conformación de la constelación y la separación entre cada uno de los puntos condiciona la capacidad del receptor para la identificación correcta de su posición. Así, las constelaciones de dos o cuatro bits de codificación son susceptiblemente más fáciles de identificar para el receptor; el resultado es una relación portadora a ruido baja. Caso contrario ocurre para las constelaciones de seis u ocho bits de codificación cuya identificación se hace más dispendiosa por cuenta de la proximidad de cada uno de los puntos, que en canales ruidosos se pueden identificar de forma errónea en posiciones que no correspondan.

Otro factor que influye en la decodificación correcta de las señales es el FEC de la modulación. Con este parámetro se determina el grado de redundancia de la información útil. Así, resulta mucho más conveniente realizar la recuperación de la señal original a partir de datos altamente redundantes cuyo FEC asociado corresponda a los valores $1/2$, $3/5$ o $2/3$, con los cuales se utiliza la capacidad del canal para retransmitir el 100 %, el 80 % y el 66 % de la información original en un marco T2, respectivamente. Con esta misma perspectiva se puede afirmar que la decodificación de los servicios cuyo FEC corresponda a las fracciones $3/4$, $4/5$ y $5/6$, resulta mucho más dificultosa por cuanto la redundancia en estos casos equivale al 50 %, al 40 % y al 33 % de la información original, respectivamente.

Consideremos entonces que tanto la modulación vectorial como la fracción de redundancia afectan la capacidad del receptor para decodificar las señales; la organización EBU desarrolló una serie de prácticas de laboratorio a fin de determinar la relación portadora a ruido mínima que debe mantenerse por cada esquema de modulación para la recepción correcta de las señales, y asegurar así el BER deseado. La tabla 14 muestra los valores de relación portadora a ruido para un canal gaussiano (C/N_{Gauss}) de cada uno de los esquemas de modulación disponibles en el estándar DVB-T2. Estos valores hacen referencia a un escenario ideal, sin perturbaciones asociadas a las obstrucciones y a la propagación por difracción.

Tabla 14. Relación señal a ruido para la modulación vectorial en el estándar DVB-T2

Modulación	FEC	C/N_{Gauss} [dB]	$\Delta_{\text{(Rice)}}$ [dB]	$\Delta_{\text{(Rayleigh)}}$ [dB]
QPSK	1/2	1	0,2	1
	3/5	2,3	0,2	1,3
	2/3	3,1	0,3	1,8
	3/4	4,1	0,3	2,1
	4/5	4,7	0,3	2,4
	5/6	5,2	0,4	2,7
16QAM	1/2	6	0,2	1,5
	3/5	7,6	0,2	1,7
	2/3	8,9	0,2	1,9
	3/4	10	0,4	2,4
	4/5	10,8	0,4	2,8
	5/6	11,4	0,4	3,1
64QAM	1/2	9,9	0,3	2
	3/5	12	0,3	2
	2/3	13,5	0,3	2,1
	3/4	15,1	0,3	2,6
	4/5	16,1	0,5	3,1
	5/6	16,8	0,4	3,4
256QAM	1/2	13,2	0,4	2,4
	3/5	16,1	0,2	2,2
	2/3	17,8	0,3	2,3
	3/4	20	0,3	2,6
	4/5	21,3	0,4	3
	5/6	22	0,4	3,4

Fuente: EBU (2014).

En la tabla 14 se muestra, adicionalmente, valores referidos a un *Delta* que deben considerarse de acuerdo con las condiciones del canal. Para la recepción *outdoor* fija, en la que la propagación de las señales no se ve alterada por la obstrucción —es decir, para una cobertura absolutamente libre de obstáculos—, se recomienda la aplicación de los valores $Delta_{Rice}$ para el cálculo de la relación portadora a ruido total (el procedimiento se describe más adelante). No obstante, en los escenarios en los que se prevean obstrucciones entre el centro transmisor y el receptor, de forma parcial o total en la región de cobertura, o para los modos de recepción *indoor*, se recomienda la aplicación de los valores $Delta_{Rayleigh}$, de acuerdo con la distribución de probabilidad Rayleigh para canales con variabilidad alta debido a una mayor diferencia de los valores de potencia en cada punto de frecuencia en el canal.

El procedimiento de cálculo del C/N equivalente requiere la estimación inicial de una primera relación portadora a ruido C/N' ajustada a factores de corrección que dependen de los parámetros de transmisión que se configuren en el gateway de la cabecera de la red. La expresión para el cálculo de esta relación portadora a ruido inicial es la siguiente:

$$C/N' = C/N_{Gauss} + A + B + C \qquad \text{Ecuación 15}$$

donde A es igual a 0,1 y corresponde al factor de corrección para mantener el BER deseado de 10^{-7} , B corresponde al factor de corrección por configuración de las portadoras piloto y C es el factor de corrección para la estimación de una relación portadora a ruido de un canal real. Los valores de B y C se describen en la tabla 15.

Tabla 15. Factores de corrección para la relación C/N

Factores de corrección	PP1	PP2	P3	PP4	PP5	PP6	PP7	PP8
B	0,4	0,4	0,5	0,5	0,5	0,5	0,3	0,4
C	2	2	1,5	1,5	1	1	1	1

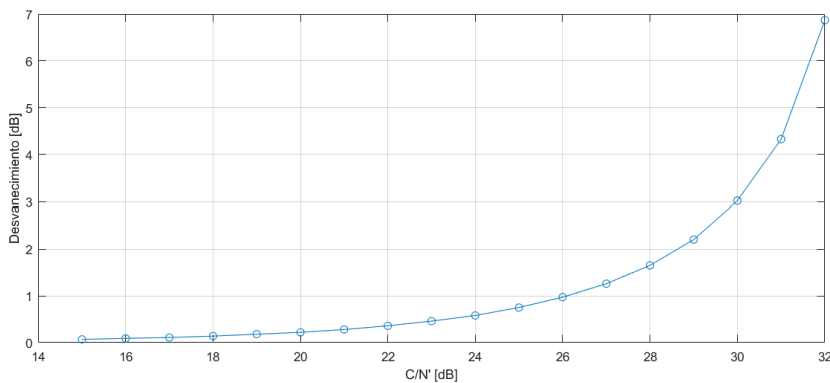
Fuente: elaboración propia.

De acuerdo con la magnitud de los valores calculados para la primera relación portadora a ruido, se debe aplicar un cuarto factor de corrección por

la degradación de las señales en el receptor debido a los requerimientos de alta potencia. El cálculo de la relación portadora a ruido equivalente se debe realizar conforme a la ecuación 16, y aplicar el factor de corrección D de la figura 29.

$$C/N = C/N' + D \quad \text{Ecuación 16}$$

Figura 29. Factor de corrección por desvanecimiento



Fuente: elaboración propia.

El valor de C/N resultante es el nivel mínimo de la señal deseada con respecto al piso de ruido o la sensibilidad del receptor. A su vez, este valor representa el nivel mínimo de señal respecto a cualquier nivel de potencia dentro del canal. Así, el valor de C/N equivalente representa el margen de protección C/I para interferencias cocanal, teniendo en cuenta que la señal OFDM corresponde a la deseada y la señal interferente corresponde a la no deseada. Por tanto, se debe asegurar que los niveles de intensidad de campo integrados en un canal de 6 MHz cumplan la siguiente condición:

$$\text{Señal}_{\text{Deseada [dB}\mu\text{V/m]}} - \text{Señal}_{\text{No Deseada [dB}\mu\text{V/m]}} \geq C/I_{[\text{dB}]} \quad \text{Ecuación 17}$$

A pesar de que la relación C/N hace referencia al nivel de potencia de las señales de televisión con respecto a la potencia de ruido en el receptor, es usual aplicar, para el cálculo de los umbrales de recepción en canales SFN, un factor de pérdidas por degradación en función de la fracción de redundancia en el esquema de modulación vectorial. Este factor de pérdidas no se aplica en

todos los casos, ello se debe a que un canal con un único eco correspondiente a la portadora deseada no se verá afectado por cancelaciones a causa de otros ecos en el canal, hecho que sí se presenta de una u otra forma en canales de redes de frecuencia única en los que el número de ecos esperados en el canal, en cierta región determinada de cobertura, siempre será mayor a uno.

Tabla 16. Degradación adicional de la relación C/N por índice de redundancia en modulación

FEC	1/2	3/5	2/3	3/4	4/5	5/6
Degradación adicional (dB)	1	1,2	1,4	1,6	1,8	2

Fuente: elaboración propia.

Una vez definido el valor de la relación C/N , ya sea para canales SFN o MFN, se puede calcular la potencia mínima necesaria a la entrada del receptor P_{min} para la decodificación de las señales, como la suma de la potencia de ruido en el receptor P_n más la relación C/N . Es decir, la potencia mínima requerida en el receptor no es más que el nivel de señal necesario con respecto al piso de ruido, considerando que este piso de ruido corresponde a la suma de la potencia de ruido del canal de 6 MHz ($10\log(kTB)$) y la figura de ruido del receptor F . De acuerdo con las pruebas recolectadas en campo, la figura de ruido en el receptor, que depende básicamente de la tecnología de los fabricantes, tiene un valor medio de 6 dB, indicativo de una ganancia moderada.

Para el cálculo de los umbrales mínimos de recepción en términos de intensidad de campo eléctrico, se deben considerar entonces los efectos de la antena de recepción suponiendo impedancias típicas de 75Ω , y las pérdidas asociadas al cable de interconexión entre la antena y el receptor L_p ; estas pérdidas únicamente se contemplan para escenarios de recepción fija, y el margen de ruido artificial P_{min} de todo el sistema establecido en 1 dB. Si se tienen estos cálculos en consideración, se puede calcular el nivel de intensidad de campo isotrópico mínimo E_{med} en un punto determinado de recepción, con la siguiente expresión:

$$E_{med} = P_{smin} - A_a + L_F + P_{mmn} + C_i + L_h + L_b + C \text{ [dB}\mu\text{V/m]} \quad \text{Ecuación 18}$$

donde P_{smin} corresponde a la potencia mínima requerida a la entrada del receptor y se define como:

$$P_{smin} = 10 \log(kTB) + F + C/N \text{ [dBW]} \quad \text{Ecuación 19}$$

El término A_a hace referencia a la apertura efectiva de la antena de recepción y su magnitud depende de la ganancia G y la frecuencia de recepción. Por supuesto, la ganancia de la antena de recepción está estrechamente relacionada con el modelo de servicio. Así, para la recepción fija se han establecido valores de ganancia media de 13 *dB* y, para recepción *indoor*, valores de ganancia media de 2 *dB*. Con esta consideración, se puede calcular la apertura efectiva de la antena con la expresión de la ecuación 20.

$$A_a = G + 10 \log\left(\frac{\lambda^2}{4\pi}\right) \text{ [dBm}^2\text{]} \quad \text{Ecuación 20}$$

La constante C_i hace referencia al factor de corrección debido a la probabilidad de emplazamiento deseada, que puede ser de 70 % o 95 %. Es decir, en un área determinada de un punto de recepción cubierto, se puede ubicar la antena de recepción en diferentes posiciones a fin de asegurar que en por lo menos el 70 % o el 95 % de esas posiciones se sintonicen las señales de televisión digital. La probabilidad de emplazamiento del 95 % se utiliza generalmente para receptores portables, tipo telefonía celular, que implican que el receptor está en permanente movimiento y es necesario asegurar la correcta recepción para diferentes posiciones del dispositivo. Esta elevada probabilidad de emplazamiento no se requiere para recepción fija dado que la antena receptora, en entornos exteriores o interiores, no cambia de posición en el corto tiempo. Así, el factor de corrección C_i se establece equivalente a 3 dB para probabilidades de emplazamiento del 70 % y 9 dB para probabilidades de emplazamiento del 95 %.

Los factores L_h y L_b corresponden a las pérdidas por altura y por penetración respectivamente. Estos factores se aplican únicamente para el cálculo de los umbrales de recepción en entornos interiores como consecuencia

del cambio de posición de la antena de recepción que puede estar a nivel del suelo y de la penetración de las señales en edificaciones. A su vez, estas pérdidas dependen del entorno de recepción, teniendo en cuenta que en áreas urbanas la pérdida combinada por altura y penetración es más elevada que en áreas rurales. Teniendo en cuenta esta premisa, la EBU establece la pérdida combinada $L_n + L_b$ equivalente a 34,5 dB para entornos urbanos, 28 dB para entornos suburbanos y 27,5 dB para entornos rurales.

Por último, la constante C hace referencia a la relación entre la impedancia de acople en el receptor (75Ω) y la impedancia intrínseca de la atmosfera ($120\pi \Omega$), que equivale a 145,8. El valor resultante de intensidad de campo corresponderá, entonces, al valor mínimo medio en el receptor para la correcta sintonización de las señales y depende de diversos factores tales como la rugosidad del terreno, la probabilidad de emplazamiento, el modo de recepción, la modulación vectorial, etc. Dada esta complejidad de cálculo, este proyecto contempla el desarrollo de un *software* que permita comparar diferentes escenarios y que relacione, por supuesto, los umbrales de recepción y la tasa de transmisión máxima.

3.4.1. Márgenes de protección

Para asegurar los niveles mínimos de potencia en el receptor se hace necesario establecer ciertos márgenes de protección contra interferencias cocanal y de canal adyacente. Para las interferencias cocanal, como se mencionó en la sección anterior, los márgenes de protección resultan del cálculo de la relación C/N equivalente antes de la aplicación de los factores de corrección por índice de redundancia en la modulación. El concepto de la potencia de la señal esperada sobre la potencia de ruido del canal se mantiene, y se reemplaza en este caso la potencia de ruido del canal por la potencia de la señal interferente en el ancho de banda de 6 MHz.

Para interferencias de canal adyacente, la Comisión de Regulación de Comunicaciones de Colombia estableció, a través de la Resolución 4337 de 2013, los valores tolerables de potencia de señales de televisión digital en función del esquema de modulación de la señal deseada. Debido a la integración de la tecnología OFDM con el estándar DVB-T2, se puede mantener la integridad de las señales requeridas con canales adyacentes cuyas potencias

oscilen entre 29 dB y 43 dB por encima de las señales cocanal. Así, los escenarios de interferencia de canal adyacente son poco probables, a excepción de los casos en los cuales los centros de transmisión no están colocalizados, puesto que los niveles de intensidad de campo de las señales interferentes pueden ser superiores en hasta 43 dB a las señales requeridas y ello maximiza su robustez.

Cuando las estaciones de transmisión no están colocalizadas se esperan niveles disímiles en ciertas regiones de cobertura, e incluso puede que se superen los márgenes de protección establecidos. Esto sucede con frecuencia en redes no homogéneas que están destinadas a servicios diferentes y que no comparten la misma zona de cobertura: por ejemplo, redes de televisión nacional y redes de televisión local. Sin embargo, en los casos extremos en los que se superan los márgenes de protección, se puede mitigar la interferencia de canal adyacente con modificaciones en la planificación, y se debe procurar la colocalización de los centros transmisores e implementar estaciones de muy baja potencia en las zonas que resulten interferidas.

En la tabla 17 se relacionan los valores de C/I para la protección de señales frente a interferencias por canales adyacentes de televisión digital bajo el estándar DVB-T2. Claramente, y tal como se demostró a lo largo del desarrollo para el cálculo de tasas de transmisión para canales de 6 MHz, cada valor de margen de protección tiene una relación directa con el FEC de la modulación de las señales deseadas. Por supuesto, para fracciones de FEC elevadas, es de esperarse una redundancia de las señales mayor, lo que conlleva una robustez más alta y una relación portadora a interferencia menor.

Tabla 17. Márgenes de protección de canal adyacente DVB-T2 vs DVB-T2, por modulación

Modulación	FEC	Margen	Modulación	FEC	Margen
QPSK	1/2	-43	64QAM	1/2	-39
	3/5	-43		3/5	-39
	2/3	-42		2/3	-39
	3/4	-42		3/4	-39
	4/5	-42		4/5	-37
	5/6	-42		5/6	-35
16QAM	1/2	-42	256QAM	1/2	-39
	3/5	-42		3/5	-38
	2/3	-41		2/3	-36
	3/4	-40		3/4	-33
	4/5	-40		4/5	-31
	5/6	-40		5/6	-29

Fuente: CRC (2013).

En la tabla 17 se relacionan los factores de corrección del margen de protección en función del tamaño de las portadoras. El cálculo del margen de protección total resulta de la suma del valor del margen por modulación y el factor de corrección por tamaño de portadoras. No obstante, dado que las señales de televisión digital son idealmente homogéneas en los extremos del canal en un escenario sin desvanecimiento, es recomendable utilizar el factor de corrección que representa el peor escenario. En ese sentido, la tabla 18 presenta valores diferentes para canales adyacentes superiores e inferiores para el modo normal de portadoras. Para este caso en particular es preferible aplicar, en todos los casos, el factor de corrección correspondiente al canal adyacente inferior (N-1).

Tabla 18. Márgenes de protección de canal adyacente
DVB-T2 vs DVB-T2, por tamaño de portadoras

Modo	Canal	1K	2K	4K	8K	16K	32K
Normal	N-1	4	3	2	0	-1	-1
	N+1	3	2	1	0	-1	-1
Extendido	N-1	NA	NA	NA	1	0	0
	N+1	NA	NA	NA	1	0	0

Fuente: CRC (2013).

4. Planificación de redes DVB-T2 para canales de 6 MHz

El dimensionamiento de las redes de radiodifusión y la estimación de los costos asociados están estrechamente relacionados con los procedimientos de cálculo y planificación de estaciones. En ese sentido, un procedimiento adecuado de planificación de redes asegura el equilibrio entre las condiciones de transmisión, la recepción requerida y los costos inherentes a la implementación y la operación de los sistemas de transmisión. El objetivo de la planificación de las redes de radiodifusión es la obtención de la configuración óptima de los parámetros de transmisión asociados con la PIRE: la configuración del arreglo de antenas, las pérdidas máximas de interconexión y la potencia mínima de transmisión.

Claramente, una red sobredimensionada aseguraría los niveles mínimos de intensidad de campo requeridos, ya sea para recepción *outdoor* o *indoor*. Sin embargo, este sobredimensionamiento estará, en todo caso, ligado con la potencia de transmisión, y ello conlleva sobrecostos en la operación en el mediano y largo plazo, además de los sobrecostos de implementación de los propios equipos y elementos sobredimensionados. Por el contrario, una red dimensionada por debajo de los niveles mínimos requeridos podría reducir los costos de implementación y operación de la red, con la evidente consecuencia que ello representa en cuanto a la degradación de los niveles de intensidad de campo y la reducción de las zonas de cobertura.

Los niveles mínimos de recepción *outdoor* e *indoor* están relacionados con la PIRE, parámetro que a su vez es consecuencia de la potencia de transmisión, la ganancia del arreglo de antenas y las pérdidas de interconexión

La planificación de redes de radiodifusión debe iniciar, por supuesto, con la identificación clara de la población objetivo, actividad que involucra la delimitación de las zonas que se pretenden cubrir. Una vez efectuada esta etapa, se debe realizar el cálculo de los parámetros de transmisión conforme al modo de servicio deseado, que incluye la tasa de transmisión máxima del canal y los umbrales mínimos de recepción. Esta información corresponde al insumo básico para el cálculo y la estimación de la propagación de las señales, cuyo alcance se limita por los umbrales mínimos de recepción. Prácticamente, durante esta etapa de estimación de propagación se debe realizar el ajuste de los patrones de radiación y las potencias de transmisión de acuerdo con los requerimientos de cobertura.

En la etapa comparativa de decisión se debe realizar el contraste entre los resultados obtenidos y los resultados esperados con los niveles de intensidad de campo acordes al modo de servicio objeto de la red. Es necesario considerar que, por tratarse de procesos de estimación, los resultados obtenidos siempre serán aproximados, y en todo caso, no se pueden lograr resultados que concuerden completamente con los requeridos. Se hace necesario entonces definir ciertos criterios comparativos a fin de tener resultados que se aproximen en gran medida a las condiciones pretendidas. Por ejemplo, si una premisa de red consiste en cubrir una ciudad con niveles de recepción *indoor*, se puede establecer que, si se obtiene una cobertura del 90% del área superficial con niveles iguales o superiores al mínimo *indoor*, se satisface la condición deseada.

Los criterios de comparación deben definirse en función del grado de servicio proyectado, y considerar criterios exigentes que puedan resultar en un sobredimensionamiento de la red. Por ejemplo, un porcentaje muy alto de área cubierta de una ciudad, con niveles de intensidad de campo iguales o superiores al nivel mínimo *indoor*, podría resultar en la necesidad de implementación de una estación adicional, con los sobrecostos que esto conllevaría tanto por la propia implementación como por la operación en determinado rango de tiempo.

En todo caso, resulta provechoso mantener criterios de comparativa medianamente exigentes, a fin de aproximar los resultados obtenidos al escenario requerido, de manera tal que cuando estos dos resulten equivalentes,

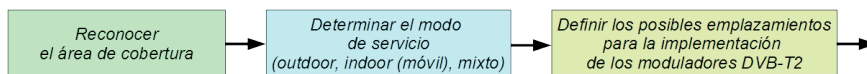
se haga procedente continuar con la planificación de la estación. Por el contrario, en caso de que se presenten resultados disímiles, se debe recurrir al ajuste de la planificación con la repetición de las etapas. Todos los procesos de cálculo que conciernen a la comparación de resultados se simplifican en el análisis de las semejanzas y diferencias.

La última etapa, una vez que los resultados de estimación de propagación sean equivalentes a los del escenario pretendido, consiste en el cálculo de incidencia de las señales en cuanto a cobertura, ocupación e interferencia. Las actividades que comprende esta etapa están encaminadas a definir un área de servicio de una estación o red en particular, las zonas donde se restringiría el servicio por efecto de las interferencias y las zonas de asignación de frecuencias. Así, la gestión del espectro electromagnético se realiza durante esta última etapa, que comprende ajustes a la red a fin de reducir, en la medida de las posibilidades, la demanda de frecuencias para la implementación de una red.

4.1. Identificación de la población objetivo

Todo proceso de planificación debe iniciar con la determinación de una zona o población objetivo de servicio en particular. Un operador de televisión local, por ejemplo, podría tener asignada una zona de servicio restringida a una región específica, mientras que un operador nacional, podría tener una obligación de cobertura de un porcentaje elevado de la población de un país. Así mismo, puede que sea el interés de un operador cubrir ciertas zonas con niveles que garanticen recepción *indoor* o portable y, otras zonas, con niveles para recepción *outdoor*.

Figura 31. Actividades que forman parte de la identificación de la población objeto de cobertura



Fuente: Salamanca (2016).

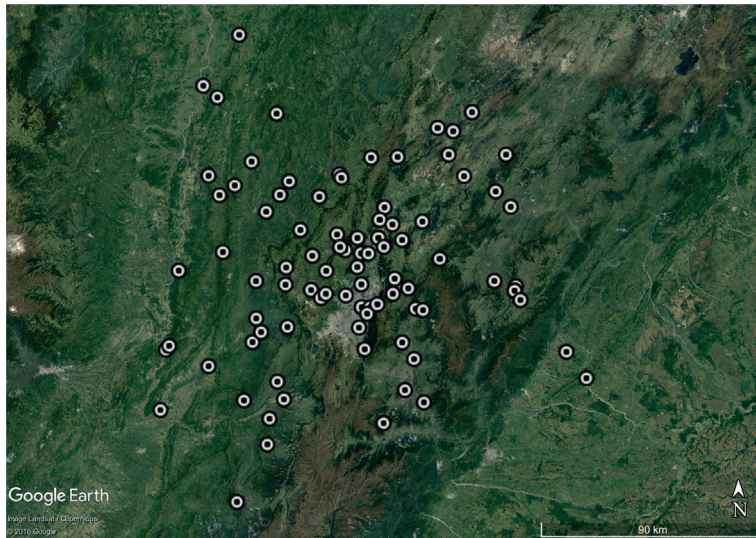
La etapa de identificación de la población objetivo comprende las actividades de reconocimiento del área de cobertura y el análisis de los posibles emplazamientos para las potenciales estaciones de radiodifusión. Estas

actividades son consecutivas y se describen en la figura 31. Para la definición de los emplazamientos de los moduladores DVB-T2 se hace necesario contar con cartografía altimétrica de la zona de interés, dado que en este proceso se deben determinar los emplazamientos que mejor resultado provean en cuanto a cobertura espacial.

La definición de los emplazamientos depende, además, de los recursos con los cuales cuente el operador de televisión en cuestión y de la infraestructura disponible, teniendo en cuenta que se hace conveniente instalar moduladores DVB-T2 en estaciones existentes para minimizar los costos asociados con la implementación de estaciones nuevas; es necesario considerar la complejidad de las obras civiles y eléctricas y el acceso a los servicios públicos. Por supuesto, en algunos casos será necesario contemplar la construcción de estaciones nuevas teniendo en cuenta la cobertura poblacional, los requerimientos de potencia de transmisión y los niveles de intensidad de campo electromagnético. Sin embargo, este escenario también depende de los recursos disponibles pues no es viable establecer la ubicación de estaciones nuevas de forma arbitraria y, por el contrario, se requiere de la comprobación de diferentes aspectos como el nivel de acceso, la titularidad de los terrenos, los permisos de uso de suelos y de operación aérea, etc.

Un operador local de televisión cuyo interés de cobertura se restringe a una zona específica puede optar por implementar su red de radiodifusión DVB-T2 sobre la infraestructura de otro operador. Así, si un operador local tiene una zona de cobertura asignada limitada, por ejemplo, al departamento de Cundinamarca y Bogotá, puede iniciar la planificación de su red considerando estaciones existentes, en este caso, las de Colombia Telecomunicaciones (Telecom), cuyas estaciones forman parte de la red de comunicaciones más extensa del país.

Figura 32. Estaciones de la red Telecom: Cundinamarca y Bogotá



Fuente: Tomado de Google Earth.

En la figura 32 se observan los emplazamientos de Telecom en Cundinamarca que prestan diferentes servicios relacionados con radiodifusión y enlaces punto a punto. Con estas ubicaciones, la red local de Telecom está compuesta por 89 estaciones de las cuales ocho se ubican en Bogotá; 44 en las cabeceras de algunos municipios del departamento; y 37 en áreas enteramente rurales. Claramente, el proceso de análisis para la determinación de los emplazamientos DVB-T2 es absolutamente dispendioso si se considera que se deben estudiar las estaciones potenciales de forma individual a fin de determinar la influencia de cada una, en la zona objetivo de cobertura.

La reutilización de la infraestructura existente reduce los costos de implementación de una red y, además, permite la comparación de múltiples opciones de emplazamientos sobre una misma zona objetivo de cobertura a fin de identificar aquellos emplazamientos que mejores resultados provean en cuanto a población y área cubierta. Para adelantar este proceso de identificación se pueden aplicar los tres criterios que se relacionan a continuación en función del tipo de cobertura deseada:

- Criterio de máxima área de visibilidad de una estación para recepción *outdoor* (área para zonas de Fresnel despejadas).

- Criterio de mayor nivel de intensidad de campo en una zona en particular para recepción *indoor*.
- Criterio de mejor servidor en áreas superpuestas de cobertura para recepción *outdoor* e *indoor*.

En las redes de radiodifusión, la diferencia entre la altura del sistema radiante de transmisión y la cota altimétrica de la zona objeto de cobertura incide sustancialmente en la propagación de las señales. Así, para la recepción *outdoor*, resulta conveniente la ubicación de estaciones de transmisión en puntos elevados, de tal manera que se pueda garantizar, en gran medida, la propagación de las señales a mayor distancia y la menor obstrucción posible. Por esta razón, el primer criterio de identificación de emplazamientos DVB-T2 tiene que ver con la elección de estaciones que permitan la propagación de señales a grandes distancias, es decir, la mayor cobertura territorial. Con este primer criterio se estudia el efecto de propagación de las señales para el 100 % de la zona de Fresnel despejada, suponiendo radiaciones omnidireccionales.

Para el modo de servicio *indoor* se hace necesario identificar las estaciones que provean niveles altos de intensidad de campo en la zona objetivo de cobertura, que razonablemente debe corresponder a un área poblada, como una ciudad o una cabecera municipal. Bajo la misma óptica descrita en el primer criterio de selección de emplazamientos, se hace importante identificar estaciones cuya diferencia en altura represente una ganancia en la propagación de las señales. No obstante, para garantizar la cobertura tipo *indoor* prima la identificación de estaciones que estén próximas o, inclusive, al interior de la zona objetivo de servicio, dado que los niveles de intensidad de campo requeridos para este tipo de cobertura son generalmente elevados; ello conlleva un requerimiento de mayor PIRE o menores pérdidas por propagación.

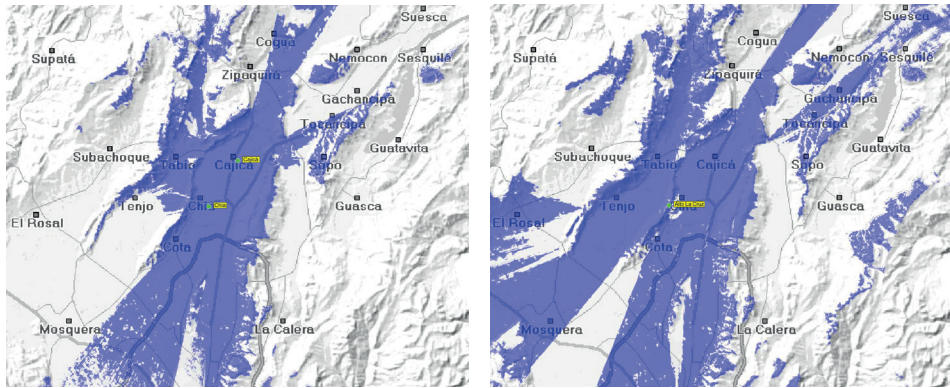
Eventualmente, para una zona de servicio dada se pueden obtener resultados de cobertura superpuesta, es decir, propagación de señales desde más de una fuente transmisora. En este caso se hace necesario aplicar el tercer criterio de selección de emplazamientos con el propósito identificar aquellos que garanticen mejores resultados en cuanto a los niveles de intensidad de campo o propagación de las señales, de acuerdo con el modo de servicio deseado.

Un ejemplo de la aplicación de los criterios señalados se observa en la figura 33, suponiendo que el operador de televisión en mención, cuya zona de servicio se ciñe al departamento de Cundinamarca y Bogotá, ha establecido como premisa de cobertura un modo de servicio mínimo *outdoor* para todo Cundinamarca e *indoor* para Bogotá. Teniendo en cuenta esta condición mínima, es claro que los emplazamientos idóneos serán aquellos que garanticen una mayor propagación de señales para el territorio correspondiente al departamento, y que provean mayores niveles de intensidad de campo para el área específica de Bogotá.

En los casos “a” y “b” de la figura 33, correspondientes al análisis de emplazamientos para recepción *outdoor*, se observan dos escenarios semejantes de propagación con tres estaciones diferentes. En el caso “a” se presenta la simulación de propagación con las estaciones Chía y Cajicá, que están ubicadas dentro del casco urbano de los municipios con el mismo nombre. En el caso “b” se observa un escenario de propagación con la estación denominada Alto La Cruz, ubicada en un punto relativamente alto dentro del municipio de Chía con respecto al casco urbano.

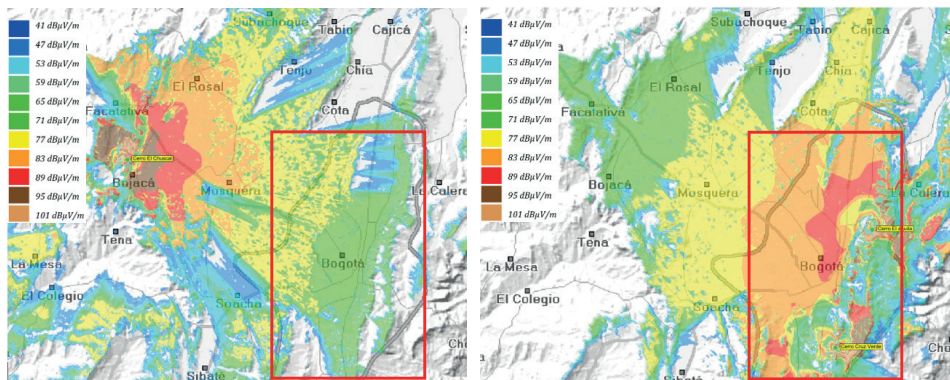
En los dos casos se asumieron las mismas condiciones de propagación para las tres estaciones de estudio, con sistemas de radiación enteramente omnidireccionales. Si estos escenarios se comparan gráficamente, se puede concluir que la propagación de las señales es equivalente a la propagación de las señales y la mancha de cobertura. Así, resulta conveniente establecer el punto Alto La Cruz como un potencial emplazamiento DVB-T2; también se debe considerar que las estaciones estudiadas en el caso “a” se encuentran a la misma altura que la zona de servicio deseada y, en el caso “b”, que la estación se halla a una altura mayor, lo que permite el incremento en la distancia de propagación.

Figura 33. Análisis comparativo para la identificación de emplazamientos DVB-T2



Propagación de señales para recepción outdoor – caso a

Propagación de señales para recepción outdoor – caso b



Propagación de señales para indoor – caso c

Propagación de señales para indoor – caso d

Fuente: Salamanca (2016).

En los casos “c” y “d” de la figura 33, referentes al análisis de emplazamientos para recepción *indoor* en Bogotá, se observan los niveles de intensidad de campo producto de la propagación de señales desde estaciones ubicadas en diferentes puntos, lejanos y cercanos al área objetivo. En el escenario inicial, correspondiente al caso “c”, se simula la cobertura de Bogotá con una estación de amplio rango de propagación denominada Alto El Chuscal. Los niveles de intensidad de campo proporcionados por esta estación estarían en el intervalo de 47 a 71 dBμV/m, aceptables para la recepción *outdoor*. Así, a pesar de que se puede cubrir la mayor parte del área territorial de Bogotá

con una estación de amplio rango de propagación, los niveles de intensidad de campo podrían ser insuficientes para garantizar la recepción *indoor* en la mayor parte del área superficial de Bogotá.

El caso “d” refleja la aplicación del criterio de selección de emplazamientos para recepción *indoor*; en él se considera la conveniencia de establecer puntos de propagación cercanos al área objetivo de cobertura para satisfacer la condición necesaria. Por supuesto, los niveles de intensidad de campo obtenidos con este escenario son sustancialmente mayores en comparación con el caso “c”; sin embargo, ya que se requieren niveles elevados de intensidad de campo para garantizar la recepción *indoor*, es necesario plantear la implementación de más de una estación y asumir los costos que ello acarrearía.

Los ejemplos comparativos descritos en la figura 33 forman parte del estudio general para la identificación de emplazamientos potenciales DVB-T2 a partir de la simulación de propagación de las 89 estaciones de la red de Telecom. El resultado preliminar de este proceso de simulación y la aplicación de los criterios de selección se exponen en la tabla 19, que muestra datos relacionados con veinte potenciales estaciones DVB-T2 que, en principio, garantizarían la cobertura de al menos el 80 % de la población objetivo.

Tabla 19. Relación de emplazamientos potenciales DVB-T2 para la cobertura de Cundinamarca y Bogotá

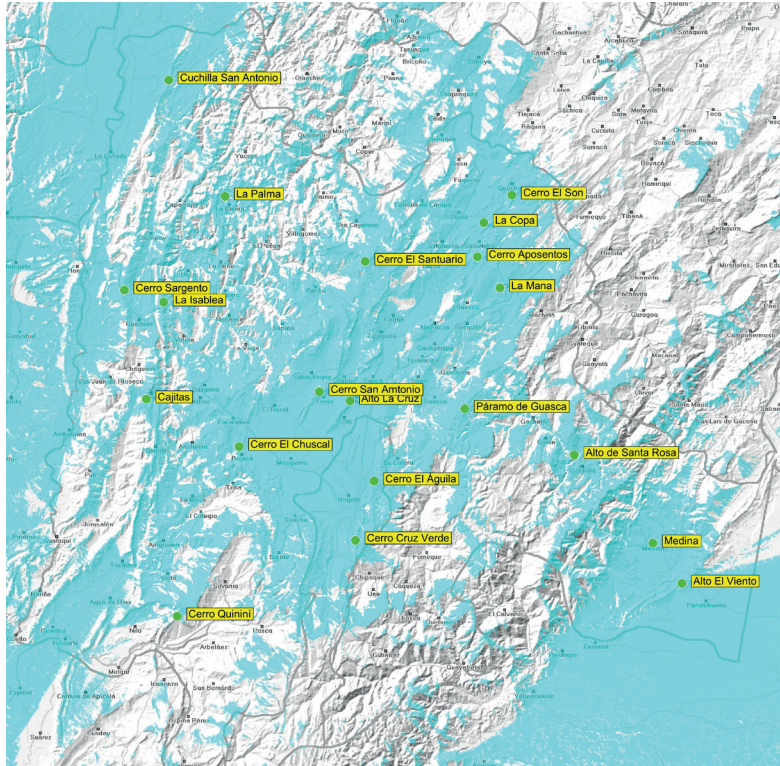
Departamento	Municipio	Estación	Tipo de emplazamiento	Coordenadas wgs-84	
				Latitud	Longitud
Bogotá D. C.	Bogotá D. C.	Cerro El Águila	Rural	4° 40' 50,99" N	74° 1' 44,83" W
Bogotá D. C.	Bogotá D. C.	Cruz Verde	Rural	4° 31' 17" N	74° 4' 25" W
Cundinamarca	Bojacá	El Chuscal	Rural	4° 45' 0,79" N	74° 21' 24,3" W
Cundinamarca	Chía	Alto La Cruz	Rural	4° 51' 41,9" N	74° 5' 12,19" W
Cundinamarca	Chocontá	La Mana	Rural	5° 8' 12,01" N	73° 43' 14,02" W
Cundinamarca	Guachetá	Cerro El Son	Rural	5° 21' 49,07" N	73° 41' 30,01" W
Cundinamarca	Guaduas	La Isabela	Urbano	5° 6' 13,1" N	74° 32' 25,12" W

Departamento	Municipio	Estación	Tipo de emplazamiento	Coordenadas wgs-84	
				Latitud	Longitud
Cundinamarca	Guaduas	Cerro Sargento	Rural	5° 8' 24" N	74° 38' 8,99" W
Cundinamarca	Guasca	Páramo de Guasca	Rural	4° 50' 31,09" N	73° 48' 25,2" W
Cundinamarca	La Palma	La Palma	Urbano	5° 21' 42,19" N	74° 23' 26,7" W
Cundinamarca	Lenguazaque	La Copa	Rural	5° 17' 46,79" N	73° 45' 33,16" W
Cundinamarca	Medina	Medina	Urbano	4° 30' 35,32" N	73° 21' 5,9" W
Cundinamarca	Paratebueno	Alto El Viento	Rural	4° 24' 50,51" N	73° 16' 44" W
Cundinamarca	Puerto Salgar	Cuchilla San Antonio	Rural	5° 38' 44,7" N	74° 31' 38,78" W
Cundinamarca	Subachoque	Cerro San Antonio	Rural	4° 53' 2,62" N	74° 9' 41,18" W
Cundinamarca	Suesca	Cerro Aposentos	Rural	5° 12' 48,02" N	73° 46' 31,04" W
Cundinamarca	Tibacuy	Cerro Quinini	Rural	4° 20' 8,99" N	74° 30' 27,5" W
Cundinamarca	Ubalá	Alto de Santa Rosa de Ubalá	Rural	4° 43' 43,5" N	73° 32' 23,46" W
Cundinamarca	Viani	Cajitas	Rural	4° 51' 58,5" N	74° 34' 58,01" W
Cundinamarca	Zipacquirá	Cerro El Santuario	Rural	5° 12' 6,95" N	74° 3' 2,56" W

Fuente: elaboración propia.

Tal como se observa en la figura 33, existirán algunas zonas del área objetivo de cobertura que no contarán con los niveles mínimos de recepción. Esto se debe básicamente a que con la infraestructura disponible no se pueden propagar señales para satisfacer las condiciones mínimas requeridas. En estos casos en particular, se debe recurrir al estudio de la infraestructura disponible de otros operadores o, en su defecto, a la implementación de estaciones nuevas. No obstante, este proceso se debe realizar una vez se definan las características técnicas de cada emplazamiento, ya que con el ajuste en la dirección de radiación de las señales se puede mitigar, en algunas zonas, los efectos de desvanecimiento por obstrucción.

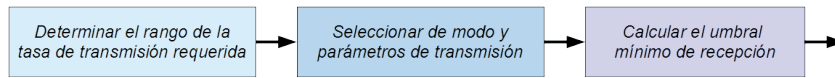
Figura 34. Mapa de emplazamientos potenciales DVB-T2 para la cobertura de Cundinamarca y Bogotá



Fuente: Salamanca (2016).

4.2. Cálculo de parámetros de transmisión

Con la identificación de los emplazamientos DVB-T2 es viable proseguir con la etapa correspondiente al cálculo de parámetros de transmisión, los cuales se describieron en secciones anteriores y hacen referencia al modo de transmisión, los tamaños de portadoras, el tipo de modulación vectorial y los umbrales de recepción. Para el cálculo de estos parámetros se debe tener en cuenta las condiciones requeridas de la red: la tasa de transmisión requerida, el tipo de recepción y el tipo de configuración de red —es decir, si la red diseñada es de frecuencia única o de frecuencia múltiple—. En la figura 35 se describen los subprocesos de la etapa de cálculo de parámetros en la cual se puede hacer uso de la aplicación desarrollada para este proyecto.

Figura 35. Procesos de la etapa de cálculo de los parámetros de transmisión

Fuente: Salamanca (2016).

Por supuesto, la condición inicial para el cálculo de los parámetros DVB-T2 se ciñe a los requerimientos de tasa de transmisión, teniendo en cuenta que la capacidad del canal restringirá la oferta de contenidos. La tasa de transmisión máxima es, básicamente, un parámetro que se mantiene constante a lo largo de la vida útil de una red, y esto hace absolutamente necesaria su definición precisa previa al cálculo de cualquier parámetro. Con la tecnología actual, un operador de televisión puede configurar su cabecera a fin de proveer servicios con calidad de imagen en definición estándar y alta, con requerimientos de tasa de transmisión de 2 Mbps y 6 Mbps respectivamente. Otro tipo de contenidos tales como la televisión 3D o 4K pueden llegar a requerir tasas de transmisión de hasta 15 Mbps.

Para el ejemplo que se está considerando en el presente trabajo se puede asumir que el operador de televisión local requiere dimensionar la red para transmitir mínimo tres canales en alta definición de forma simultánea, de tal manera que esa capacidad le permita ingresar al mercado de la televisión abierta con categorías diferenciadas. Es decir, el operador local podría transmitir tres parrillas simultáneas de programación destinadas a un público variable y de esta manera destinar una partilla de televisión para, por ejemplo, contenidos excesivamente educativos, otra parrilla para contenidos de carácter social y otra para contenidos culturales. Así, se maximizaría la probabilidad de demanda por el canal, finalidad última de la implementación de la red.

Teniendo en cuenta el requerimiento mínimo de los tres canales en alta definición, el operador local requeriría entre 18 Mbps y 20 Mbps. La definición de este rango de capacidad corresponde a la primera actividad para el cálculo de los parámetros de transmisión y constituye una condición mínima de diseño de la red. Se pueden establecer de esta forma los demás parámetros DVB-T2 de acuerdo con los criterios descritos en el capítulo anterior. Así, por ejemplo, el operador local puede elegir el modo de transmisión SISO para redes de frecuencia única, a fin de maximizar la capacidad del canal y

considerar que el modo MISO otorga ganancia a la red SFN únicamente en las regiones en las cuales las señales transmitidas desde diferentes emplazamientos llegan exactamente al mismo tiempo en el receptor.

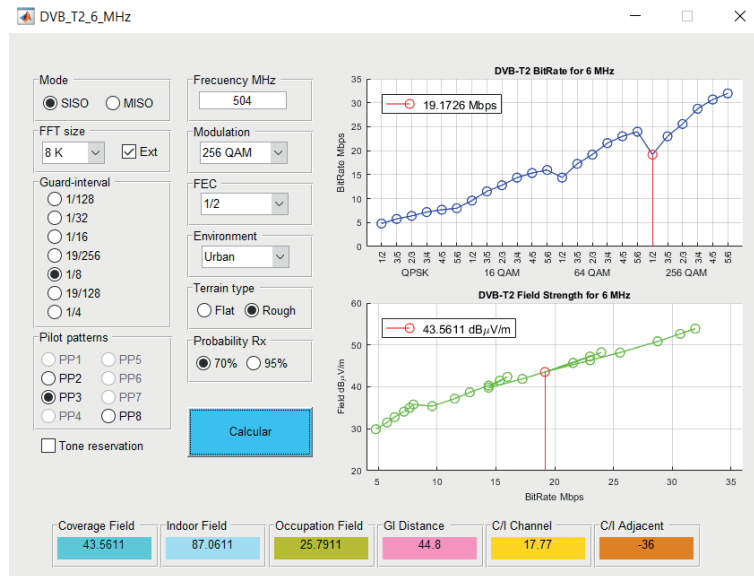
Otro criterio de diseño, establecido por el operador local, podría ser, por ejemplo, permitir la recepción móvil en ciertas regiones de cobertura. Esto limita las opciones de los tamaños de portadoras que satisfacen esa necesidad; por supuesto, se debe considerar que el efecto Doppler causa interferencias entre portadoras cuando los receptores se encuentran en movimiento. Bajo esta premisa, es necesario tener en cuenta que los tamaños de portadoras de 1K, 2K y 4K están destinados a las redes de recepción enteramente móviles, y dado que la red del operador local debe prestar servicios para recepción principalmente fija, sea *indoor* u *outdoor*, no es conveniente configurar la red con alguno de estos modos mencionados, pues ello limitaría sustancialmente las distancias de guarda. Así mismo, los tamaños de portadora 16K y 32K establecidos para recepción fija generarían interferencia intersímbolo puesto que el ancho de banda de cada portadora es relativamente pequeño. Así, para la recepción fija y móvil en algunas zonas de cobertura, es conveniente utilizar el tamaño de portadoras intermedio 8K que permite distancias de guarda prudentes y reduce la probabilidad de interferencias por movimientos del receptor.

Siempre que sea posible se debe elegir el modo de portadoras extendido, teniendo en cuenta que esta extensión maximiza la capacidad del canal. Para tamaños de portadoras de 8K, esta mejora representa al menos el 1,4% de tasa de transmisión adicional. Así mismo, para las redes de recepción tipo *indoor* o móvil —como la que se ejemplifica—, se debe garantizar la identificación correcta del canal. Se aconseja elegir en todos los casos el patrón de dispersión de portadoras piloto más denso permitido. En este caso, por tratarse de una red local cuyos transmisores se encuentran relativamente cerca, se puede elegir una fracción de intervalo de guarda intermedio de $1/8$ para obtener distancias de guarda alrededor de 44 km; para este modo de portadoras el patrón de dispersión de pilotos más denso corresponde a PP3.

El cálculo final de los parámetros de transmisión se observa en la figura 36. En la gráfica de respuesta de la tasa de transmisión para el modo de portadoras seleccionado, se observan dos modulaciones vectoriales que

satisfacen los requerimientos de capacidad. Concretamente, las modulaciones vectoriales recomendadas conforme al cálculo son 64QAM 2/3 y 256QAM 1/2; ellas aseguran una tasa de transmisión de aproximadamente 19 Mbps para umbrales semejantes de recepción. En este caso, ya que no existe una diferencia significativa entre el umbral mínimo calculado y la tasa de transmisión para las dos modulaciones, los resultados finales serán equivalentes. Sin embargo, en los casos en los que varíen los valores de umbral para la misma tasa de transmisión, tal como se puede observar alrededor de los 23 Mbps, se recomienda la selección de la modulación vectorial que asegure la tasa de transmisión requerida, procurando el menor requerimiento de potencia y, por consiguiente, el menor requerimiento en cuanto nivel mínimo de intensidad de campo isotrópico.

Figura 36. Cálculo de los parámetros de transmisión para el operador local de televisión



Fuente: Salamanca (2016).

Para el cálculo del umbral de recepción y, en general, para la etapa de pre-diseño y planificación preliminar, se debe asumir una frecuencia de transmisión específica que generalmente es planeada por los organismos estatales que gestionan y atribuyen el espectro electromagnético. En este caso, se ha considerado una frecuencia para una red SFN general con el canal 20. A partir de los

análisis posteriores de interferencias, se deberá determinar la conveniencia de mantener el canal para toda la red.

Por otra parte, para el cálculo del umbral de recepción se deben considerar otros factores relacionados con las condiciones de recepción: tipo de entorno, tipo de terreno y probabilidad de recepción. Estos dos últimos inciden en el umbral mínimo para recepción *outdoor*, mientras que los tres parámetros inciden en el cálculo del umbral mínimo para recepción *indoor*. Puesto que con las condiciones establecidas para el ejemplo, se requieren niveles de intensidad de campo para recepción *indoor* en Bogotá, solo hace falta realizar un cálculo de los umbrales asumiendo un entorno urbano, ya que los valores de recepción *outdoor* se calculan para antenas de implementación externa; es decir, para señales que no se ven afectadas de forma directa por las edificaciones.

4.3. Estimación de la propagación de señales de televisión digital terrestre en entornos urbanos

El análisis de propagación de la señal TDT tiene como referencia de transmisión las estaciones Calatrava y Cruz Verde, ubicadas en el cerro Suba y los cerros orientales respectivamente; el estudio se efectúa sobre los canales 16 y 17 asignados a RTVC (ANTV, 2012; Casanova-Vargas *et al.*, 2019). En las tablas 20 y 21 se relacionan los parámetros de transmisión de las estaciones mencionadas.

Tabla 20. Parámetros estación Calatrava

Descripción	Valor	Unidad
PIRE BTS	24013,14194	W
PTx BTS	73,8044	dBm
Ganancia antena Tx	12,45	dBi
Ganancia antena Rx	5	dB
Frecuencia central canal 16	485	MHz
Frecuencia central canal 17	491	MHz
Pérdida sistema Rx	3,5	dBm

Descripción	Valor	Unidad
Pérdida sistema Tx	2,42	dB
Altura BTS	58	m
Altura de medición	10	m

Fuente: Casanova-Vargas *et al.* (2019).

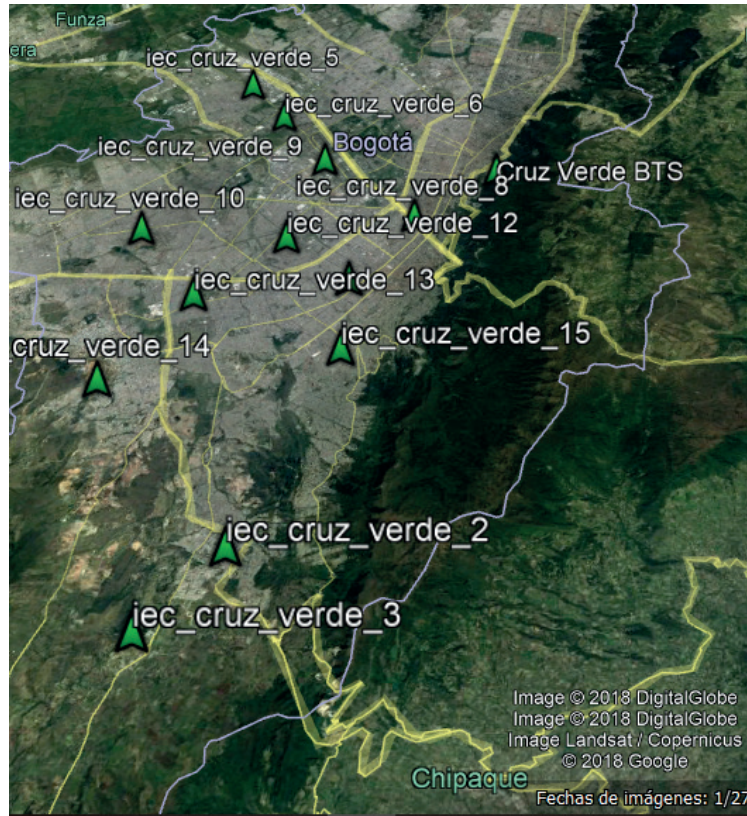
Tabla 21. Parámetros estación Cruz Verde

Descripción	Valor	Unidad
PIRE BTS	24013,14194	W
Potencia Tx BTS	73,8044	dBm
Ganancia antena Tx	14,75	dBi
Ganancia antena Rx	5	dB
Frecuencia central canal 16	485	MHz
Frecuencia central canal 17	491	MHz
Pérdida sistema Rx	3,5	dBm
Pérdida sistema Tx	2,42	dB
Altura BTS	38	m
Altura de medición	10	m

Fuente: Casanova-Vargas *et al.* (2019).

La adquisición de los datos se realizó con equipos disponibles en el Grupo de Investigación en Telecomunicaciones de la Universidad Distrital Francisco José de Caldas (GITUD). Sin embargo, se encontró que la función *Transmitter Signature*, provista por el estándar DVB-T2 como un método que transmite una señal específica que transporta información de identificación de la estación transmisora (ETSI, 2010), no está implementado; se requiere así de equipos costosos para efectuar una medición empírica con antena direccional. Por tanto, se dificultó la identificación exacta de la estación sobre la cual se efectúa la medición debido a la participación de las otras BTS que ofrecen cobertura en la ciudad. Empero, la Autoridad Nacional de Televisión de la República de Colombia (ANTV), en su página oficial, sección Televisión

Figura 38. Puntos de medición con respecto a la estación Cruz Verde 4°37'53.13"N, 74°03'04.1"W



Fuente: Google Earth.

Tabla 22. Nivel de potencia recibido por canal y distancia para Calatrava

Número de medición	Distancia a la BTS (m)	Potencia Ch 16 (dBm)	Potencia Ch 17 (dBm)
iec_cala45	2350	-16,72	-17,62
iec_cala47	3120	-23,52	-22,73
iec_cala43	3340	-18,42	-19,63
iec_cala41	3440	-19,72	-19,33
iec_cala48	4290	-36,12	-35,23
iec_cala46	4650	-25,42	-27,03

Número de medición	Distancia a la BTS (m)	Potencia Ch 16 (dBm)	Potencia Ch 17 (dBm)
iec_cala44	4870	-26,22	-25,53
iec_cala40	5720	-30,92	-28,43
iec_cala42	7040	-33,52	-33,13
iec_cala15	10780	-32,02	-33,73
iec_cala18	14510	-34,91	-38,08
iec_cala17	15210	-42,42	-43,68
iec_cala25	20020	-49,02	-47,33
iec_cala22	21100	-44,22	-41,43
iec_cala23	21430	-742,12	-42,63
iec_cala20	22250	-53,92	-55,23
iec_cala21	22660	48,22	-47,83
iec_cala24	24590	65,22	-66,03

Fuente: elaboración propia.

Tabla 23. Nivel de potencia recibido por canal y distancia para Cruz Verde

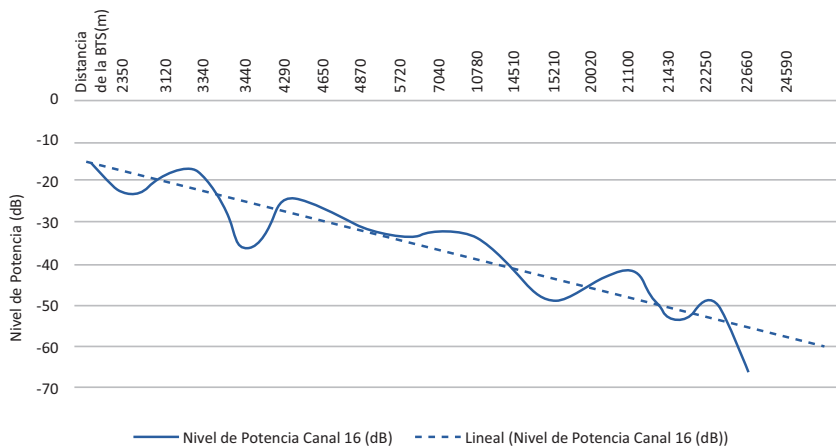
Número de medición	Distancia a la BTS (m)	Potencia Ch 16 (dBm)	Potencia Ch 17 (dBm)
c_verde_15	4280	-31,82	-29,73
c_verde_2	5920	-20,72	-19,83
c_verde_11	7750	-24,62	-25,33
c_verde_3	7920	-29,82	-28,93
c_verde_14	9110	-27,72	-29,83
c_verde_13	9260	-23,02	-23,33
c_verde_12	9610	-31,12	-32,53

Número de medición	Distancia a la BTS (m)	Potencia Ch 16 (dBm)	Potencia Ch 17 (dBm)
c_verde_8	9860	-41,22	-39,83
c_verde_10	12 830	-26,02	-25,83
c_verde_9	12 920	-33,42	-34,23
c_verde_6	15 970	-39,42	-39,33
c_verde_5	18 180	-32,62	-30,73

Fuente: elaboración propia.

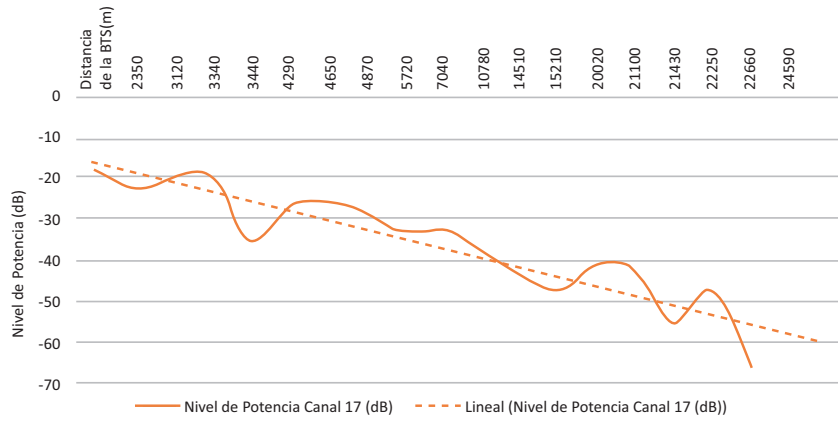
En las figuras 39 y 40 se muestran los resultados obtenidos de las mediciones realizadas para los canales 16 y 17. La gráfica exhibe la potencia recibida en relación con la distancia para las estaciones Calatrava y Cruz Verde, respectivamente.

Figura 39. Relación potencia recibida vs distancia para Calatrava sobre el canal 16



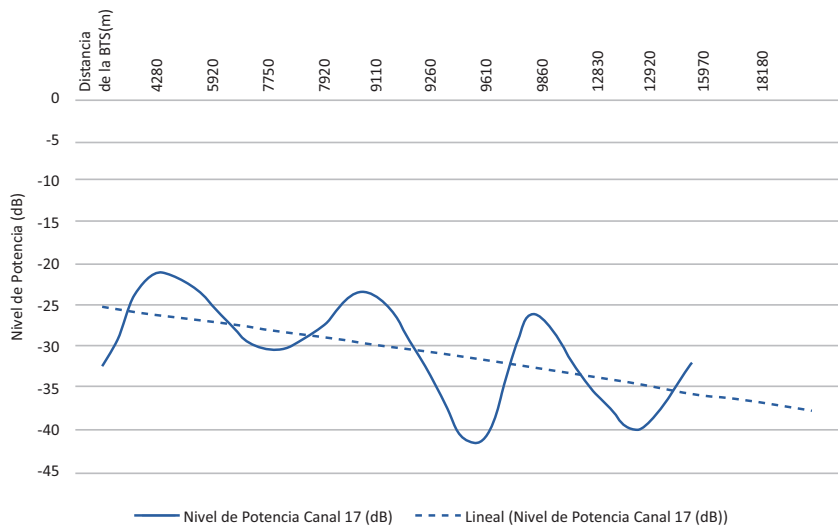
Fuente: Casanova-Vargas *et al.* (2019).

Figura 40. Relación potencia recibida vs distancia para Calatrava sobre el canal 17



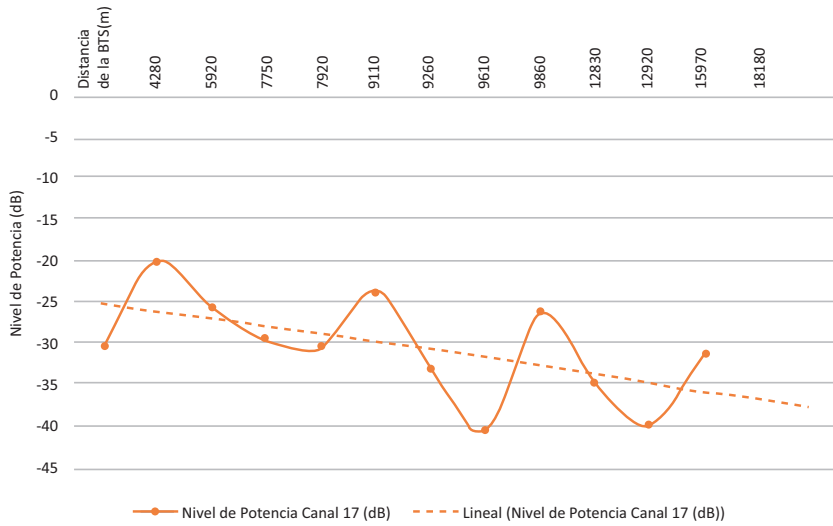
Fuente: Casanova-Vargas *et al.* (2019).

Figura 41. Relación potencia recibida vs distancia para Cruz Verde sobre el canal 16



Fuente: Casanova-Vargas *et al.* (2019).

Figura 42. Relación potencia recibida vs distancia para Cruz Verde sobre el canal 17



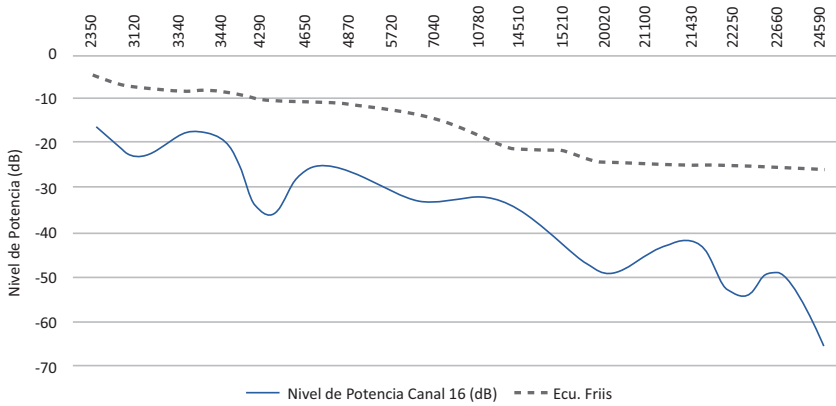
Fuente: Casanova-Vargas *et al.* (2019).

Se tomó como referencia para cada estación base el canal 16, sin embargo, el análisis se realizó sobre los dos canales con el fin de mejorar el margen de error.

4.3.1. Propagación por espacio libre

Con el fin de tener una referencia sobre el cálculo de las pérdidas de propagación, se obtuvo el siguiente comportamiento de potencia de recepción contando con las pérdidas por espacio libre. Estas pérdidas únicamente tienen en cuenta la frecuencia y distancia del enlace.

Figura 43. Relación de la potencia esperada a partir del modelo de espacio libre



Fuente: Casanova-Vargas *et al.* (2019).

En la figura 43 se muestra la relación de la potencia esperada a partir del modelo de pérdidas por espacio libre. Se evidencia una diferencia inicialmente de 10 Db, y a medida que va aumentando la separación con la estación base se incrementa en comparación con la potencia real medida.

4.3.2. Propagación por Okumura-Hata

Con base en la formulación empírica explicada en el capítulo 3, es evidente que este tipo de propagación ofrece un único patrón de corrección en el análisis de las pérdidas. Este es el factor de corrección de antena que para el presente caso de estudio es establecido dando uso a la ecuación 5.

$$a(h_{re}) = 32,2 (\log(11,75*10)^2) - 4,97 = 8,7421$$

El factor de corrección depende de (h_{re}) , la altura en la que se realizaron las mediciones. Para las estaciones Calatrava y Cruz Verde, se utilizó una altura de 10 m. A continuación, se muestran los datos obtenidos al aplicar en las trayectorias de medición el modelo Okumura-Hata y la correspondiente ecuación de Friis en las tabla 24 para el canal 16.

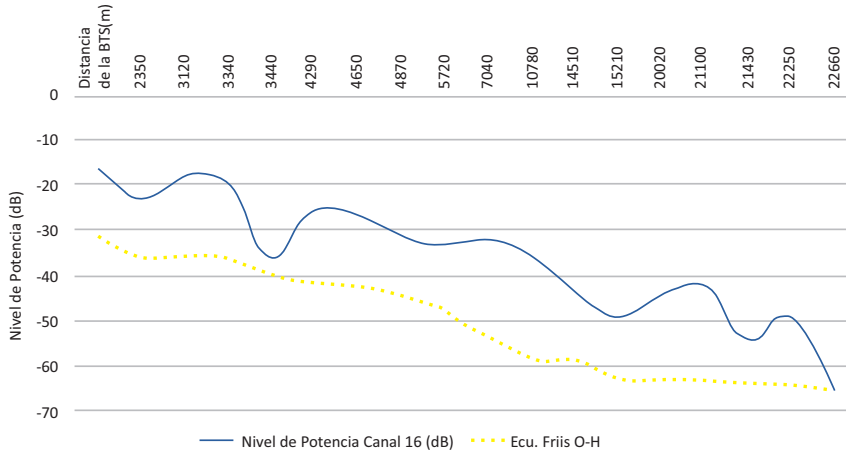
Tabla 24. Ecuación de Friis utilizando las pérdidas de Okumura-Hata Calatrava canal 16

Punto	Distancia de la BTS (m)	Pérdidas O-H (dB)	Ecu. Friis O-H Potencia RX (dBm)
Cala45	2350	119,07	-31,31
Cala47	3120	123,17	-35,42
Cala43	3340	124,16	-36,4
Cala41	3440	124,59	-36,83
Cala48	4290	127,78	-40,03
Cala46	4650	128,95	-41,2
Cala44	4870	129,62	-47,87
Cala40	5720	131,95	-44,2
Cala42	7040	134,96	-47,20
Cala15	10780	141,13	-53,37
Cala18	14510	145,43	-57,68
Cala17	15210	146,11	-58,36
Cala25	20020	150,09	-62,34
Cala22	21100	150,86	-63,10
Cala23	21430	151,08	-63,33
Cala20	22250	151,62	-63,87
Cala21	22660	151,89	-64,13
Cala24	24590	153,07	-65,32

Fuente: elaboración propia.

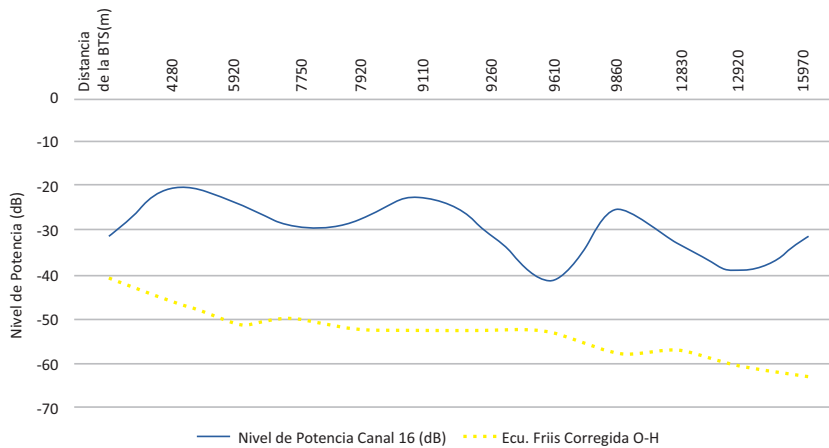
En las figuras 44 y 45 se compara el comportamiento de la potencia esperada por medio de Okumura-Hata con las mediciones realizadas punto a punto con referencia a la estación de Calatrava y Cruz Verde.

Figura 44. Relación potencia esperada a partir del modelo de Okumura-Hata para Calatrava canal 16



Fuente: Casanova-Vargas *et al.* (2019).

Figura 45. Relación potencia esperada a partir del modelo de Okumura-Hata para Cruz Verde canal 16



Fuente: Casanova-Vargas *et al.* (2019).

A partir del análisis gráfico del comportamiento de la potencia esperada con Okumura-Hata como modelo de estimación de pérdidas, es evidente que existe una diferencia de aproximadamente de 15 dB para el canal 16 sobre Calatrava y de 10 dB aproximadamente para la estación Cruz Verde.

Al comparar los datos obtenidos con Okumura-Hata y el modelo espacio libre se mantiene una diferencia de entre 10 y 15 dB con los datos reales: las pendientes obtenidas están acordes con los datos reales. Con el fin de evaluar el comportamiento del modelo de estimación de pérdidas, se analizan algunos criterios estadísticos de significancia: los que se muestran en la tabla 25.

Tabla 25. Criterios estadísticos para Okumura-Hata Calatrava canales 16 y 17

Criterio	Vlr. Ch 16	Vlr. Ch 17
Coefficiente de correlación	0,904	0,904
Error cuadrático medio	243,14	243,145
Covarianza	145,28	145,280
Varianza	166,27	166,270
Desviación estándar	12,894	12,894
Índice de similitud estructural	0,4507	0,451

Fuente: Casanova-Vargas *et al.* (2019).

4.3.3. Propagación por Stanford University

El modelo interino de la Universidad de Stanford define tres diferentes escenarios para calcular la pérdida básica de propagación. El escenario que se ajusta a las condiciones en las que se realizaron las mediciones corresponde a la categoría C: zonas llanas con densidad de vegetación muy baja. Con las constantes proporcionadas por el estudio Stanford que corresponde al terreno tipo C, se obtiene, según la ecuación 7, el siguiente resultado:

$$L(dB) = A + 10 \gamma \log [d/d_0] + S$$

$$A = 3,6$$

$$S = 8,2$$

donde d es la distancia entre la estación transmisora y la antena receptora, $d_0=100$ m, S corresponde al efecto de sombreado y γ es el exponente de pérdidas por trayectoria que depende de las constantes a , b y c , para el terreno tipo C ($a = 3,6$, $b = 0,005$ y $c = 20$).

En la tabla 26 se muestran los resultados del modelo interino de la Universidad de Stanford.

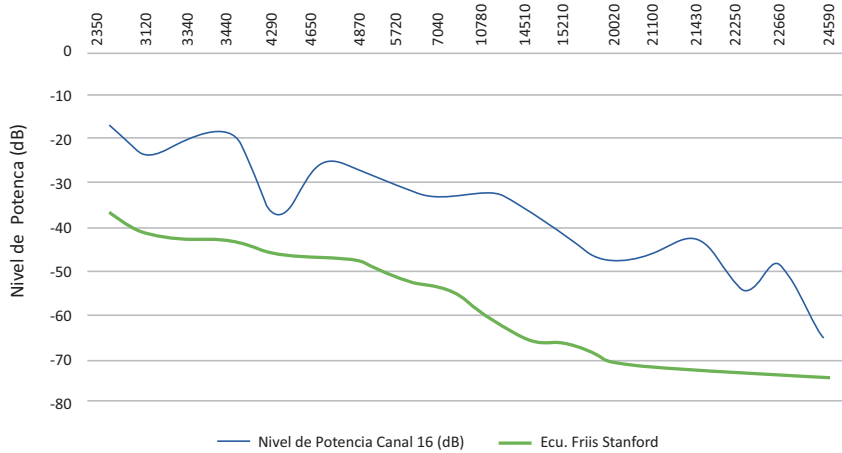
Tabla 26. Ecuación de Friis utilizando las pérdidas de (SUI) Calatrava canal 16

Punto	Distancia de la BTS (m)	Pérdidas Stanford (dB)	Ecu. Friis Stanford potencia RX (dBm)
Cala45	2350	124,4667734	-36,71228353
Cala47	3120	128,9653812	-41,21089136
Cala43	3340	130,0469132	-42,29242329
Cala41	3440	130,5151688	-42,76067892
Cala48	4290	134,0201064	-46,26561653
Cala46	4650	135,2991375	-47,54464759
Cala44	4870	136,032881	-48,27839108
Cala40	5720	138,5864018	-50,83191194
Cala42	7040	141,8822022	-54,1277123
Cala15	10780	148,6453182	-60,89082827
Cala18	14510	153,3618239	-65,60733399
Cala17	15210	154,1096674	-66,35517756
Cala25	20020	158,4711508	-70,71666091
Cala22	21 100	159,3051233	-71,55063344
Cala23	21 430	159,5514483	-71,79695843
Cala20	22250	160,1474719	-72,39298202
Cala21	22660	160,4372957	-72,68280583
Cala24	24590	161,7347092	-73,98021931

Fuente: elaboración propia.

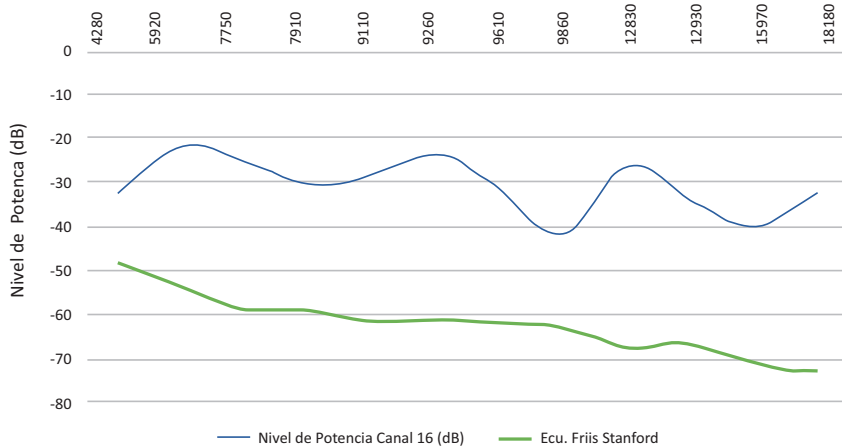
En las figuras 46 y 47 se compara el comportamiento de la potencia esperada usando el modelo de la Universidad de Stanford (SUI) y las mediciones reales tomadas punto a punto con referencia a la estación de Calatrava y Cruz Verde.

Figura 46. Relación de potencia esperada a partir del modelo de (SUI) para Calatrava canal 16



Fuente: Casanova-Vargas *et al.* (2019).

Figura 47. Relación de potencia esperada a partir del modelo de (SUI) para Cruz Verde canal 16



Fuente: Casanova-Vargas *et al.* (2019).

Si se comparan los modelos Okumura-Hata y Stanford, se observa que existe un margen de 8 dB que en principio los separan. Sin embargo, mantienen una pendiente similar. En la tabla 27 se pueden analizar los criterios estadísticos para este modelo.

Tabla 27. Criterios estadísticos para SUI Calatrava canales 16 y 17

Criterios estadísticos para el modelo Stanford		
Criterio	Vlr. Ch 16	Vlr. Ch 17
Coefficiente de correlación	0,904	0,906
Error cuadrático medio	511,637	511,064
Covarianza	159,222	159,005
Varianza	166,650	166,434
Desviación estándar	12,909	12,901
Índice de similitud estructural	0,440	0,462

Fuente: Casanova-Vargas *et al.* (2019).

4.3.4. Propagación con el modelo Xia-Bertoni

Este modelo de propagación requiere cartografía urbana con información de edificios; en el modelo intervienen las alturas de los edificios, el ancho de las calles de la trayectoria del enlace y la separación entre edificios. La pérdida básica de propagación se sintetiza en la ecuación 21.

$$L_b(dB) = 79,6 - 0,24\Delta h_b(m) - 18\log\Delta h_b - 9\log b + 21\log f + 10\log r + 20\log(2\pi + \varphi) + 40[1 - 2 \cdot 10^{-3} \Delta h_b] \log(d) \quad \text{Ecuación 21}$$

La ecuación 21 incluye las pérdidas parciales que intervienen en el cálculo de la pérdida básica de propagación; estos datos —que son el resultado de la aplicación del modelo Xia-Bertoni—, se muestran en la tabla 28.

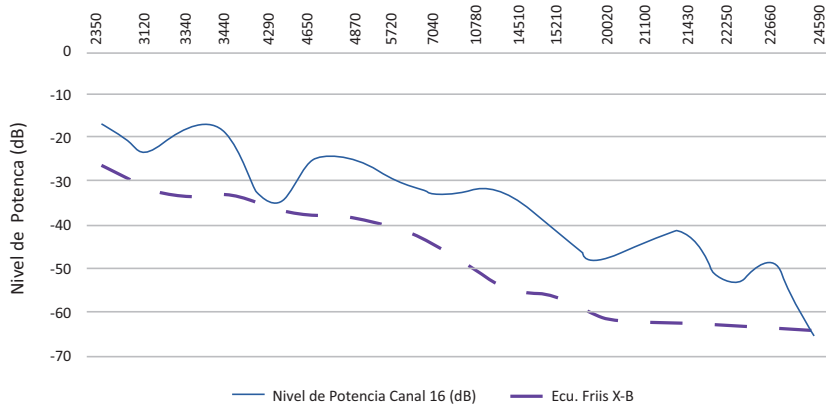
Tabla 28. Ecuación de Friis utilizando las pérdidas de Xia-Bertoni Calatrava canal 16

Punto	Distancia de la BTS (m)	Pérdidas Xia-Bertoni (dB)	Ecu. Friis Xia-Bertoni Pot. RX (dBm)
Cala45	2350	115,3305556	-27,57606572
Cala47	3120	119,8010657	-32,04657582
Cala43	3340	120,8758425	-33,12135264
Cala41	3440	121,3411735	-33,5866836
Cala48	4290	124,8242197	-37,06972981
Cala46	4650	126,0952621	-38,34077221
Cala44	4870	126,8244227	-39,06993283
Cala40	5720	129,3619946	-41,60750473
Cala42	7040	132,6372098	-44,88271994
Cala15	10780	139,3580842	-51,60359436
Cala18	14510	144,0451313	-56,29064138
Cala17	15210	144,7883039	-57,03381402
Cala25	20020	149,122546	-61,3680561
Cala22	21100	149,9513096	-62,19681974
Cala23	21430	150,1960961	-62,44160621
Cala20	22250	150,788397	-63,03390712
Cala21	22660	151,0764106	-63,32192073
Cala24	24590	152,3657206	-64,61123072

Fuente: elaboración propia.

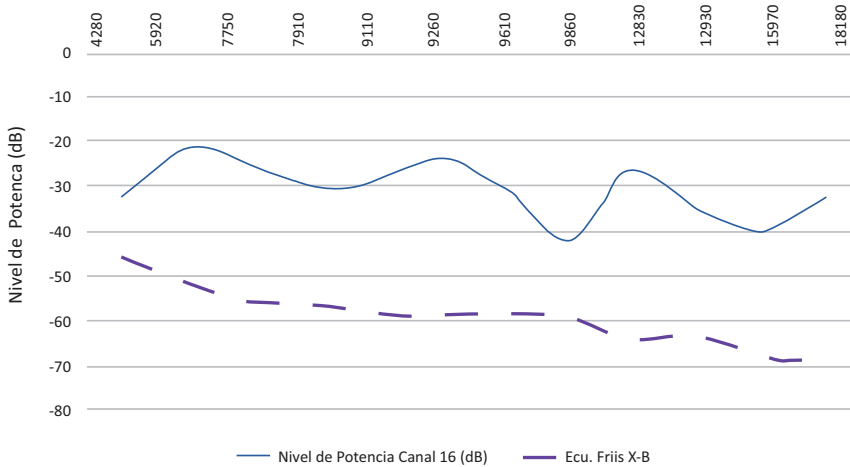
En las figuras 48 y 49 se compara el comportamiento de la potencia esperada por medio del modelo Xia-Bertoni con las mediciones reales tomadas punto a punto con referencia a la estación de Calatrava y Cruz Verde.

Figura 48. Relación de la potencia esperada a partir del modelo de Xia-Bertoni para Calatrava canal 16



Fuente: Casanova-Vargas *et al.* (2019).

Figura 49. Relación de la potencia esperada a partir del modelo de Xia-Bertoni para Cruz Verde canal 16



Fuente: Casanova-Vargas *et al.* (2019).

Al analizar los resultados obtenidos en términos de la potencia estimada con el modelo Xia-Bertoni, es evidente que se trata del modelo que mejor se ha aproximado a los datos reales de potencia de recepción. Esto se puede corroborar con los datos estadísticos del modelo, representados en la tabla 29.

Tabla 29. Criterios estadísticos para Xia-Bertoni Calatrava canales 16 y 17

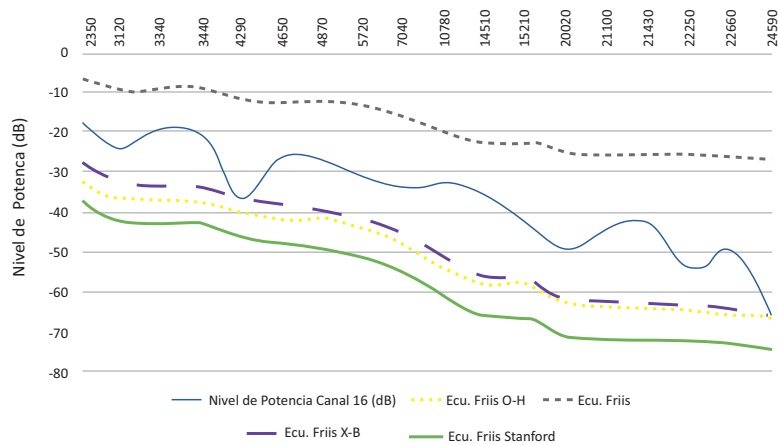
Criterio	Vlr. Ch 16	Vlr. Ch 17
Coefficiente de correlación	0,904	0,906
Error cuadrático medio	506,971	190,966
Covarianza	159,222	158,012
Varianza	166,635	164,895
Desviación estándar	12,909	12,841
Índice de similitud estructural	0,437	0,501

Fuente: Casanova-Vargas *et al.* (2019).

4.4. Resultado de la estimación de la propagación de señales de televisión digital terrestre en entornos urbanos

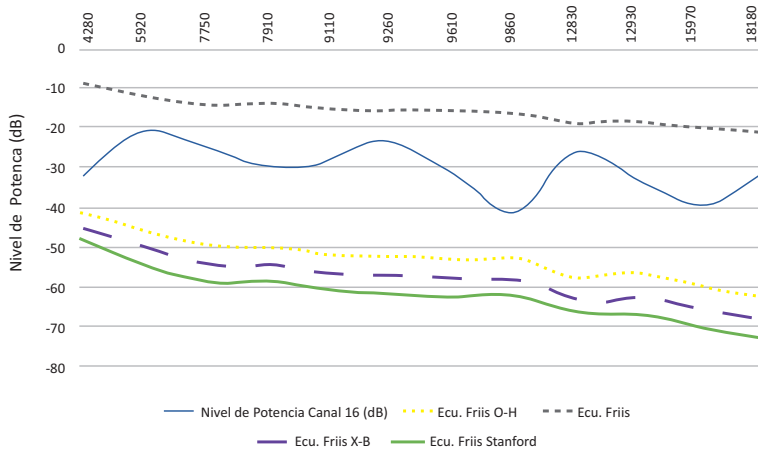
En las figuras 50 y 51, se encuentran recopilados los tres modelos estudiados y las medidas tomadas para el canal 16 sobre la estación Calatrava y Cruz Verde.

Figura 50. Recopilación de los modelos Okumura-Hata, Stanford, Xia-Bertoni vs datos medidos para Calatrava canal 16



Fuente: Casanova-Vargas *et al.* (2019).

Figura 51. Recopilación de los modelos Okumura-Hata, Stanford, Xia-Bertoni vs datos medidos para Cruz Verde canal 16



Fuente: Casanova-Vargas *et al.* (2019).

La corrección de los modelos de propagación se efectúa con Matlab®, sistema que permitió realizar cambios en las constantes que proporciona el modelo para lograr ajustarlo lo más posible a los niveles de potencia esperados.

4.4.1. Corrección del modelo Okumura-Hata

Para este modelo, se corrigieron las constantes que aparecen resaltadas. De la nueva ecuación de propagación se obtienen los niveles de potencia que se indican en la tabla 30.

$$L_{OH} = 55 + (26,16 * \log(485)) - (13,82 * \log(58)) - 8,7421 + (44,88 - (6,55 * \log(58))) * \log(d/1000) \quad \text{Ecuación 22}$$

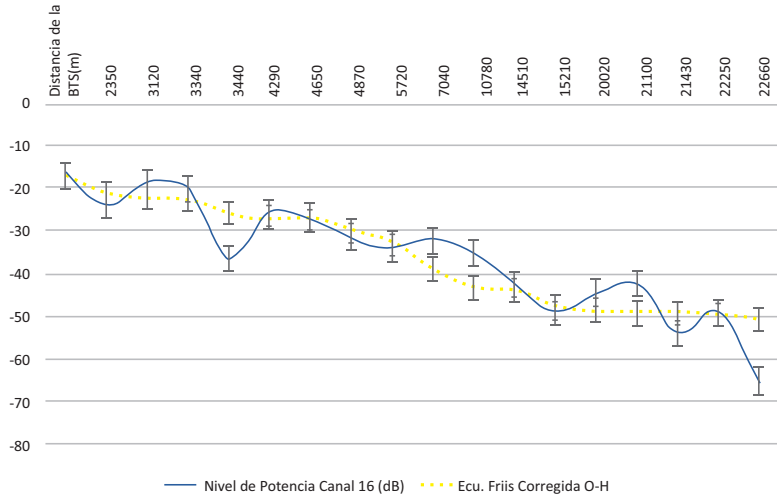
Tabla 30. Ecuación de Friis Okumura-Hata corregido Calatrava canal 16

Punto	Distancia de la BTS (m)	Pérdidas Okumura-Hata (dB)	Ecu. Friis O-Hata Pot. RX (dBm)
Cala45	2350	104,513771	-16,75928109
Cala47	3120	108,6161959	-20,86170606
Cala43	3340	109,6024796	-21,84798976
Cala41	3440	110,029497	-22,27500711
Cala48	4290	113,2257622	-25,47127229
Cala46	4650	114,3921517	-26,63766179
Cala44	4870	115,0612759	-27,30678605
Cala40	5720	117,3899136	-29,63542374
Cala42	7040	120,3954598	-32,64096995
Cala15	10780	126,5629625	-38,80847262
Cala18	14510	130,8640956	-43,10960568
Cala17	15210	131,5460781	-43,79158825
Cala25	20020	135,5234549	-47,768965
Cala22	21100	136,2839812	-48,52949133
Cala23	21430	136,5086129	-48,754123
Cala20	22250	137,0521459	-49,29765606
Cala21	22660	137,3164456	-49,5619557
Cala24	24590	138,4995986	-50,74510872

Fuente: elaboración propia.

El nuevo modelo se ajusta a la curva real de potencia esperada, como se evidencia en la figura 52.

Figura 52. Comparación de potencia recibida con ecuación de Okumura-Hata corregida Calatrava canal 16



Fuente: Casanova-Vargas *et al.* (2019).

Con el fin de evaluar el nivel de exactitud del modelo corregido, se vuelven a evaluar los criterios estadísticos de significancia, como puede observarse en la tabla 31.

Tabla 31. Criterios estadísticos para Okumura-Hata corregido Calatrava canales 16 y 17

Criterio	Vlr. Ch 16	Vlr. Ch 17
Coefficiente de correlación	0,904	0,906
Error cuadrático medio	30,788	30,014
Covarianza	145,213	144,785
Varianza	161,350	161,611
Desviación estándar	12,702	12,713
Índice de similitud estructural	0,489	0,522

Fuente: Casanova-Vargas *et al.* (2019).

4.4.2. Corrección del modelo Stanford University

La corrección al modelo arroja los siguientes resultados:

$$L(\text{dB}) = A + 3,96 * B * \log(x/100) + C + 15,54 \quad \text{Ecuación 23}$$

La tabla 32 describe los nuevos niveles de potencia esperados después del ajuste al modelo.

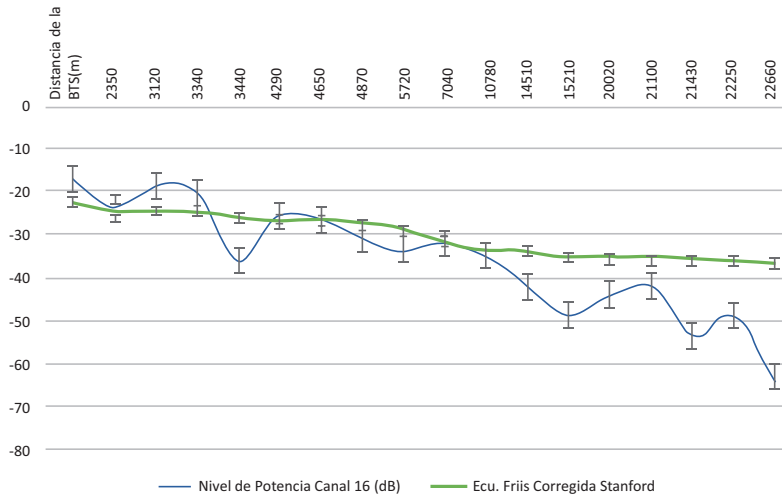
Tabla 32. Ecuación de Friis Stanford corregido Calatrava canal 16

Punto	Distancia de la BTS (m)	Pérdidas Stanford (dB)	Ecu. Friis Stanford Pot. RX (dBm)
Cala45	2350	109,7402329	-21,985743
Cala47	3120	111,5216816	-23,76719169
Cala43	3340	111,9499682	-24,19547834
Cala41	3440	112,1353974	-24,38090757
Cala48	4290	113,5233527	-25,76886286
Cala46	4650	114,029849	-26,27535916
Cala44	4870	114,3204115	-26,56592158
Cala40	5720	115,3316057	-27,57711584
Cala42	7040	116,6367427	-28,88225279
Cala15	10780	119,3149366	-31,56044671
Cala18	14510	121,1826729	-33,42818298
Cala17	15210	121,4788189	-33,72432903
Cala25	20020	123,2059663	-35,45147644
Cala22	21100	123,5362194	-35,78172956
Cala23	21430	123,6337641	-35,87927425
Cala20	22250	123,8697895	-36,11529959
Cala21	22660	123,9845597	-36,23006983
Cala24	24590	124,4983354	-36,74384556

Fuente: elaboración propia.

En la figura 53 se puede apreciar el resultado de la corrección a la curva que modela la potencia esperada según las modificaciones del modelo Stanford.

Figura 53. Comparación de la potencia recibida con ecuación de Okumura-Hata corregida Calatrava canal 16



Fuente: elaboración propia.

4.4.3. Corrección del modelo Xia-Bertoni

Finalmente, se realiza la corrección de la ecuación del modelo Xia-Bertoni como sigue:

$$L(dB) = 69,89 - (0,24*A) - (18*\log(A)) - (9*\log(B)) + (21*\log(485) + 10*\log(C)) + (20*\log(D*(2\pi + D))) + ((36,71)*(1 - (0,002*A))*\log(d/1000))$$

Ecuación 24

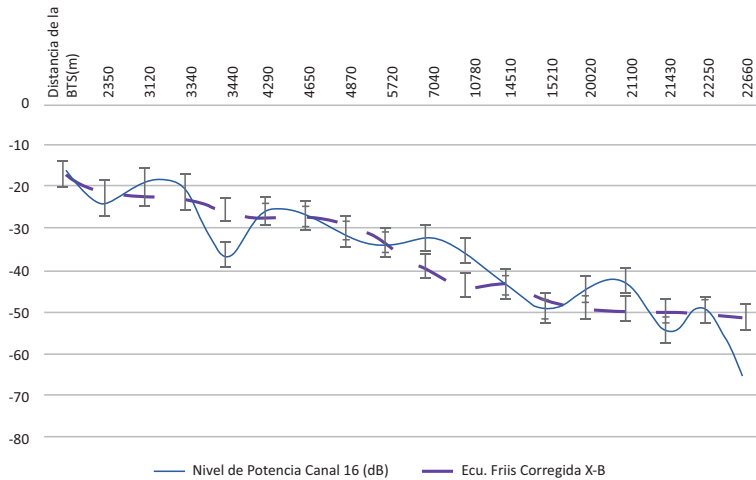
Tabla 33. Ecuación de Friis Stanford corregido Calatrava canal 16

Punto	Distancia de la BTS (m)	Pérdidas Xia-Bertoni (dB)	Ecu. Friis Xia-Bertoni Pot. RX (dBm)
Cala45	2350	104,5120572	-16,75756727
Cala47	3120	108,6148678	-20,86037791
Cala43	3340	109,6012442	-21,84675434
Cala41	3440	110,0283017	-22,27381183
Cala48	4290	113,2248674	-25,47037775
Cala46	4650	114,3913665	-26,63687665
Cala44	4870	115,0605537	-27,30606382
Cala40	5720	117,3894103	-29,63492042
Cala42	7040	120,3952391	-32,64074919
Cala15	10 780	126,5633216	-38,80883168
Cala18	14 510	130,864859	-43,11036909
Cala17	15 210	131,5469057	-43,79241577
Cala25	20 020	135,5246563	-47,77016644
Cala22	21 100	136,2852542	-48,53076427
Cala23	21 430	136,5099069	-48,75541706
Cala20	22 250	137,0534911	-49,29900122
Cala21	22 660	137,3178156	-49,56332571
Cala24	24 590	138,5010798	-50,74658996

Fuente: elaboración propia.

El nuevo modelo se ajusta a la curva real de potencia esperada, como se evidencia en la figura 54.

Figura 54. Comparación de potencia recibida con ecuación de Xia-Bertoni corregida Calatrava canal 16



Fuente: Casanova-Vargas *et al.* (2019).

De nuevo, los criterios estadísticos correspondientes a la corrección del modelo de propagación Xia-Bertoni se relacionan en la tabla 34.

Tabla 34. Criterios estadísticos para Xia-Bertoni corregido Calatrava canales 16 y 17

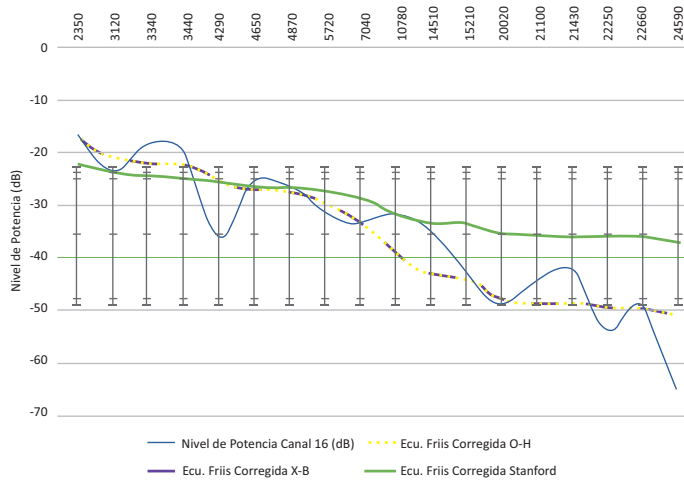
Criterio	Vlr. Ch 16	Vlr. Ch 17
Coefficiente de correlación	0,904	0,906
Error cuadrático medio	30,788	30,025
Covarianza	145,213	144,818
Varianza	161,350	161,548
Desviación estándar	12,702	12,710
Índice de similitud estructural	0,489	0,522

Fuente: Casanova-Vargas *et al.* (2019).

La comparación de los modelos se realiza a partir de la evaluación del error cuadrático medio que mide el promedio de los errores al cuadrado, es decir, la diferencia entre el estimador y lo que estima. A continuación, se presenta un compendio de los modelos corregidos y sus respectivas gráficas con

respecto a los valores reales de potencia recibida por cada punto. Esto para el canal 16 sobre la estación Calatrava.

Figura 55. Comparación de potencia recibida con modelos de propagación Okumura-Hata, Xia-Bertoni y Stanford corregidos, Calatrava canal 16



Fuente: Casanova-Vargas *et al.* (2019).

Tabla 35. Criterios estadísticos para Okumura-Hata, Xia-Bertoni y Stanford corregidos, Calatrava canales 16 y 17

Criterios estadísticos	O-H corregido Ch 16	X-B corregido Ch 16	Stanford corregido Ch16
Coef. correlación	0,904	0,904	0,904
Error cuadrático medio	30,788	30,788	105,190
Covarianza	145,213	145,213	63,052
Varianza	161,350	161,350	168,219
Desviación estándar	12,702	12,702	12,970
Índice de similitud estructural	0,489	0,489	0,305

Fuente: Casanova-Vargas *et al.* (2019).

4.5. Estimación de la propagación de señales de televisión digital terrestre en entornos rurales

La adquisición de los datos de la señal de potencia recibida se realizó en puntos seleccionados previamente y georeferenciados con Google Earth; este proceso fue posible con la ayuda de un algoritmo desarrollado en Matlab®. Las mediciones se efectuaron con los equipos adquiridos para el proyecto de la Universidad Distrital Francisco José de Caldas, en diferentes puntos de tres municipios de Cundinamarca configurados previamente en la aplicación elaborada con base en Google Earth. Los equipos utilizados constan de un analizador de espectros Tektronix RSA306, una antena direccional Aaronia hyperlog4025 y un GPS G-STAR IV; adicionalmente, se usó una pantalla y equipo de adquisición y procesamiento de datos que ejecutó un algoritmo diseñado en Matlab® para la adquisición de los datos; posteriormente, se hicieron los cálculos necesarios para los modelos de propagación Okumura-Hata y el modelo interino de la Universidad de Stanford; después de observar el comportamiento de cada modelo se confeccionó el cálculo que permite proponer la corrección a los modelos empleando la herramienta curve Fitting de Matlab®.

Para el análisis de propagación de las señales de televisión digital terrestre se tomó como referencia de transmisión la estación Calatrava ubicada en el cerro Suba; el análisis se efectuó tomando las frecuencias de los canales 28 y 30 asignados a RTVC (ANTV, 2012.). En la tabla 36 se describen los parámetros de transmisión de la estación de transmisión.

Tabla 36. Parámetros de la estación transmisora Calatrava

Parámetro	Transmisor
Nombre de la estación	Calatrava
Frecuencia central canal 16	485 MHz
Frecuencia central canal 17	491 MHz
Frecuencia central canal 28	557 MHz
Frecuencia central canal 30	569 MHz
Coordenadas	Calatrava: 4°43'37.4"N–74°04'50.2"W
Altura (msnm)	Calatrava: 2704 msnm

Parámetro	Transmisor
Altura de la torre (m)	Calatrava: 60m (centro de radiación a 58m)
Estándar	DVB-T2 (ETSI EN 302 755 V1.3.1)
Ganancia de arreglo	Calatrava: 10,3 dBd
Tipo de antena	Arreglo de antenas panel UHF Calatrava: Caras (4:4:4:4) Azimut (0:90:180:270) Tilt eléctrico (1:3:1:3) Relleno 1er nulo (0:0:0:0)
Rango de frecuencias (MHz)	BW de canal 6 MHz Canal 16: 482–488 MHz Canal 17: 488–494 MHz Canal 28: 554–560 MHz
Potencia del transmisor	Cada sistema de transmisor tiene una potencia de transmisión de 2390 Wrms
Modulación	Modulación y FEC del L1 para señalización: 16QAM-1/2

Fuente: ANTV (2012).

Los puntos seleccionados para el estudio de la estación Calatrava se muestran en la figura 56.

Figura 56. Puntos de medición con respecto a la estación Calatrava 4°44'36.88"N, 74° 4'29.38"W



Fuente: Google Earth.

En la tabla 37 se relacionan los valores obtenidos de las mediciones de potencia recibida con el módulo de monitoreo usado.

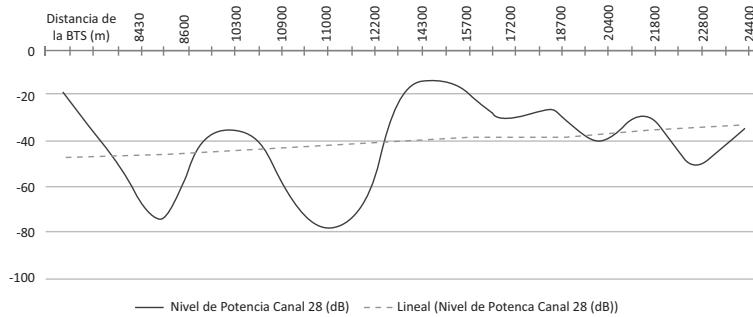
Tabla 37. Datos de las mediciones canales 28 y 30

Distancia de la BTS (m)	Nivel de potencia canal 28 (dBm)	Nivel de potencia canal 30 (dBm)
8430	-26,2271039	-26,61224533
8600	-51,7271039	-56,71224533
10300	-75,5271039	-79,81224533
10900	-43,6271039	-62,96224533
11000	-44,8071039	-42,80224533
12200	-75,6971039	-77,62224533
14300	-75,5271039	-79,81224533
15700	-26,2271039	-26,61224533
17200	-23,1271039	-26,11224533
18700	-36,8271039	-41,11224533
20400	-33,2271039	-33,91224533
21800	-45,0971039	-46,89224533
22800	-36,1171039	-61,16224533
24400	-54,5671039	-49,11224533
25100	-40,7271039	-41,01224533

Fuente: Acosta-Peña *et al.* (2018).

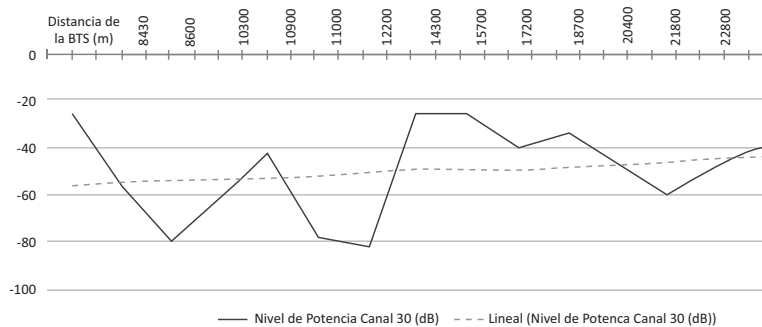
En las figuras 57 y 58 se muestran los resultados derivados del análisis de los datos en los puntos seleccionados para las mediciones realizadas para los canales 28 y 30.

Figura 57. Relación potencia recibida vs. distancia para Calatrava sobre el canal 28



Fuente: Acosta-Peña *et al.* (2018).

Figura 58. Relación potencia recibida vs. distancia para Calatrava sobre el canal 30

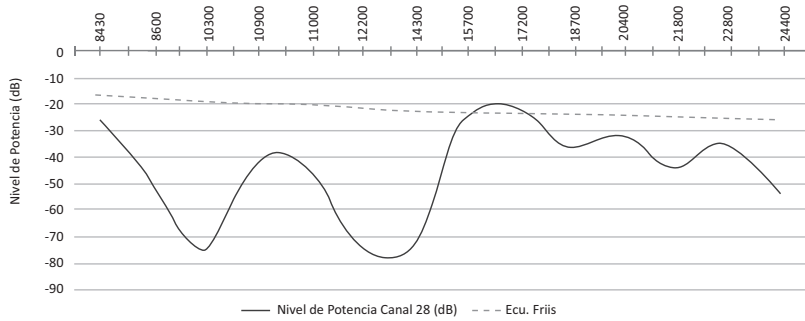


Fuente: Acosta-Peña *et al.* (2018).

4.5.1. Propagación por espacio libre

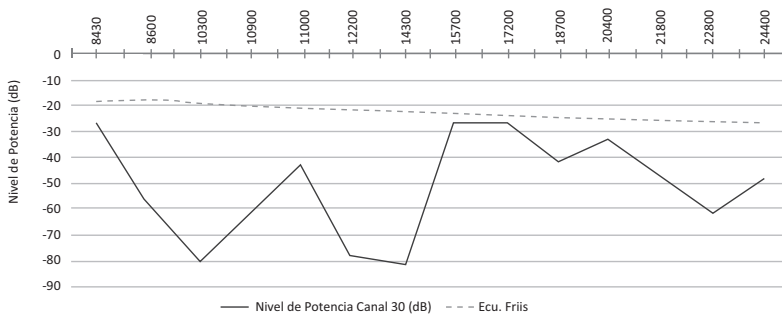
A partir del valor de potencia recibida, y considerando que las pérdidas por espacio libre son ideales al despreciar las señales interferentes y las obstrucciones por obstáculos, solo se utiliza la frecuencia y la distancia del enlace, y se toma como referencia para el cálculo de las pérdidas de propagación, como se evidencia en la figura 59.

Figura 59. Relación de la potencia esperada a partir del modelo de espacio libre canal 28



Fuente: Acosta-Peña *et al.* (2018).

Figura 60. Relación de la potencia esperada a partir del modelo de espacio libre canal 30



Fuente: Acosta-Peña *et al.* (2018).

Como puede observarse en las figuras 59 y 60, existe una diferencia de aproximadamente 9 dB inicialmente, que se incrementa hacia el final de la distancia en comparación con la potencia real obtenida en las mediciones realizadas para zona rural.

4.5.2. Propagación por Okumura-Hata

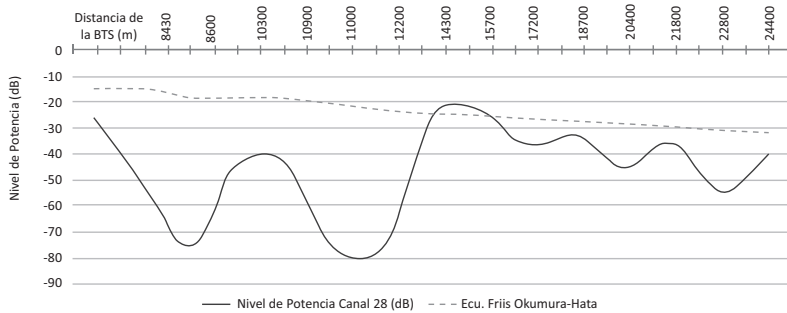
Con base en la formulación empírica que se explicó con anterioridad, se puede evidenciar que se tiene un patrón único de corrección en el análisis de las pérdidas. Dicho patrón es el factor de corrección de antena, que para

este caso y teniendo en cuenta que se estudia un área pequeña, se estableció dando uso a la ecuación 4.

$$a(h_{re}) = (1,1 \log(f) - 0,7)a(h_{te}) - (1,56 \log(f) - 0,8) = 18,1208$$

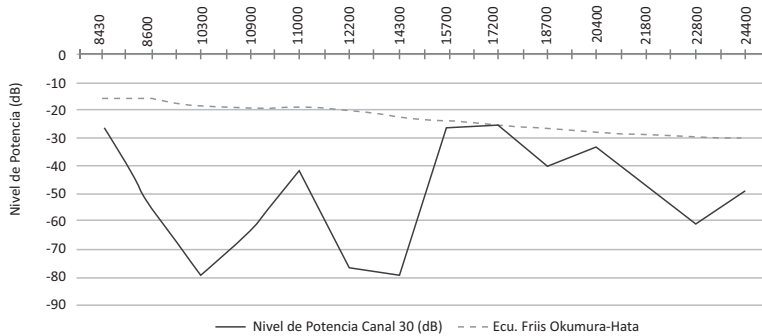
Dicho factor de corrección depende de la altura (h_{re}) a la que fueron realizadas las mediciones. A continuación, se muestran los datos obtenidos al aplicar en las trayectorias de medición el modelo Okumura-Hata y la correspondiente ecuación de Friis, teniendo en cuenta que las mediciones se realizaron a una altura de 10 m en el receptor. Posteriormente, se efectuó el cálculo de Okumura-Hata para zonas rurales, para lo cual se usó la ecuación 6. En las figuras 61 y 62 se compara el comportamiento de la potencia esperada utilizando los modelos de propagación Okumura-Hata y SUI con las mediciones desarrolladas en cada punto referenciado en la estación de Calatrava.

Figura 61. Relación de la potencia esperada a partir del modelo de Okumura-Hata para Calatrava canal 28



Fuente: Acosta-Peña *et al.* (2018).

Figura 62. Relación de la potencia esperada a partir del modelo de Okumura-Hata para Calatrava canal 30



Fuente: Acosta-Peña *et al.* (2018).

A partir del análisis gráfico de la potencia esperada con el modelo Okumura-Hata como modelo de estimación de pérdidas, se evidencia una diferencia entre los datos estimados y los obtenidos en las mediciones de aproximadamente 8 dB para el canal 28 sobre la estación base y una diferencia de entre 8 y 10 dB para el canal 30. Al realizar la comparación de los datos obtenidos con el modelo Okumura-Hata y el modelo espacio libre, se mantuvo la diferencia de entre 8 y 10 dB con los valores medidos. El comportamiento del modelo de estimación de pérdidas se analizó empleando criterios estadísticos que se relacionan en la tabla 38.

Tabla 38. Criterios estadísticos para el modelo Okumura-Hata Calatrava canales 28 y 30

Criterio	Ch 28	Ch 30
Coefficiente de correlación	0,0588	-0,2322
Error cuadrático medio	801,14	725,32
Covarianza	5,728	-24,11
Varianza	322,37	314,1
Desviación estándar	17,954	17,72
Índice de similitud estructural	-0,0344	0,0164

Fuente: Acosta-Peña *et al.* (2018).

4.5.3. Propagación por Stanford University (SUI)

El modelo interino de la Universidad de Stanford define tres diferentes escenarios para calcular la pérdida básica de propagación. El escenario que se ajusta a las condiciones en las que se realizaron las mediciones corresponde a la categoría C: zonas llanas con densidad de vegetación muy baja. Con las constantes proporcionadas por el estudio Stanford que corresponde al terreno tipo C, se obtienen los siguientes datos, según la ecuación 7.

$$L(dB)=A+10 \gamma \log \left[\frac{d}{d_0} \right] +S$$

$$A=4,6$$

$$S=10,2$$

siendo,

d : la distancia entre la estación transmisora y la antena receptora

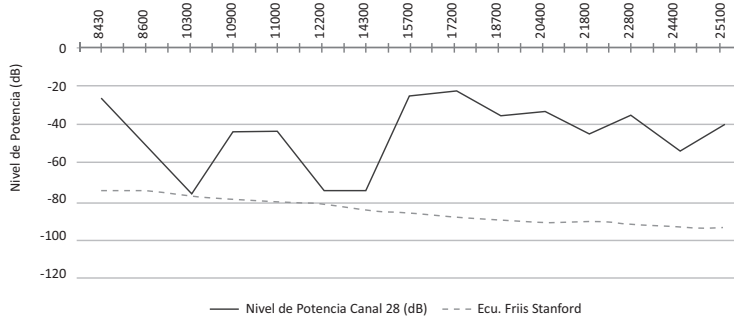
$d_0 = 100$ m

s : corresponde al efecto de sombreado

r : es el exponente de pérdidas por trayectoria que depende de las constantes a , b y c , que se relacionan para el terreno tipo A ($a = 4,6$, $b = 0,0075$, $c = 12,6$).

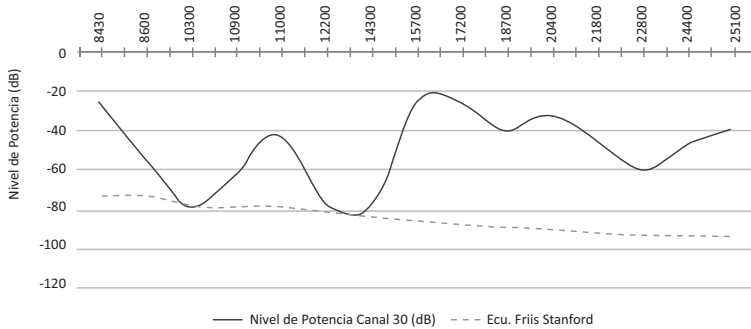
En las figuras 63 y 64 se puede comparar el comportamiento de la potencia esperada por medio de SUI con las mediciones reales tomadas punto a punto con referencia a la estación de Calatrava.

Figura 63. Relación de la potencia esperada a partir del modelo de SUI para Calatrava canal 28



Fuente: Acosta-Peña *et al.* (2018).

Figura 64. Relación de la potencia esperada a partir del modelo de SUI para Calatrava canal 30



Fuente: Acosta-Peña *et al.* (2018).

Al realizar la comparación de los modelos Okumura-Hata y SUI, se observa que existe un margen de 48 dB, que en principio los separan; sin embargo, mantienen una pendiente similar finalizando en 54 dB. En la tabla 39 se pueden observar los criterios estadísticos para este modelo.

Tabla 39. Criterios estadísticos para SUI Calatrava canales 28 y 30

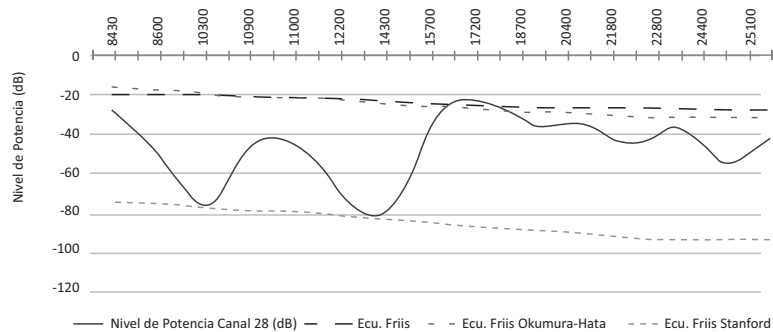
Criterio	Ch 28	Ch 30
Coefficiente de correlación	0,0588	-0,2322
Error cuadrático medio	19000000	17200000
Covarianza	7,527	-31,6848
Varianza	304,6	324,7
Desviación estándar	17,454	18,031
Índice de similitud estructural	-0,003	0,023

Fuente: Acosta-Peña *et al.* (2018).

4.6. Comparación y corrección de modelos

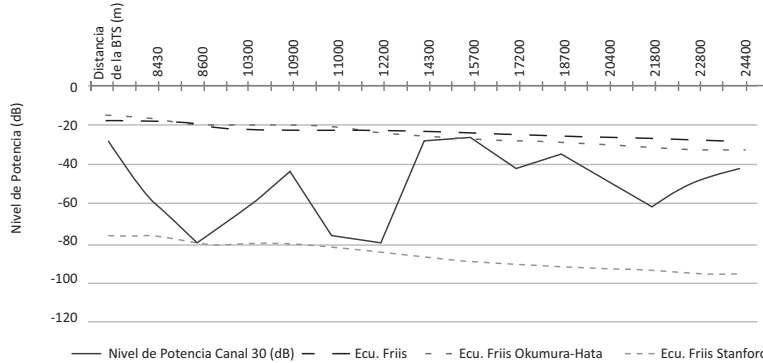
En las figuras 65 y 66 se encuentran recopilados los dos modelos analizados y las medidas realizadas para los canales 28 y 30 sobre la estación Calatrava.

Figura 65. Recopilación de los modelos Okumura-Hata y SUI vs. datos medidos para Calatrava canal 28



Fuente: Acosta-Peña *et al.* (2018).

Figura 66. Recopilación de los modelos Okumura-Hata y SUI vs. datos medidos para Calatrava canal 30



Fuente: Acosta-Peña *et al.* (2018).

Se realizó la corrección de los modelos de propagación utilizando Matlab®, programa que permitió realizar cambios en las constantes que proporcionan los modelos, de tal manera que se ajusten al máximo a los niveles de potencia esperados.

4.6.1. Corrección del modelo Okumura-Hata

Se realiza la corrección a la ecuación del modelo Okumura-Hata teniendo en cuenta que se trata de una zona rural, como se evidencia en la ecuación 25 y 26 para los canales 28 y 30, respectivamente. La constante modificada es (-4,78) que se encuentra subrayada; con los datos que se obtienen de esta corrección se calculan los niveles de potencia que se evidencian en las figuras 67 y 68.

$$L_{50}(\text{urbano})(dB) = 69,55 + 26,16\log(f_c) - 13,82\log(h_{te}) - a(h_{re}) + (44,9 - 6,55 \log d)$$

$$L = L_{50}(\text{urbano}) - \underline{4,78} * (\log(f_c)) (\log(f_c))^2 + 18,33 * \log(f_c) - 40,94 \quad \text{Ecuación 25}$$

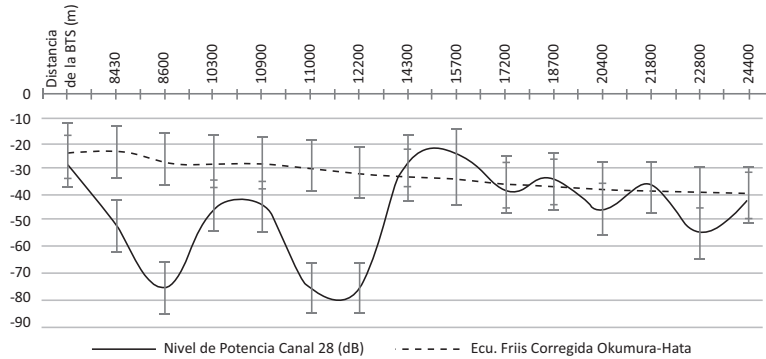
$$L = (69,55 + (26,16 * \log(569))) - (13,82 * \log(58)) - 8,7421 + (44,9 - (6,55 * \log(58))) * \log(d/1000) - 3,8 * (\log 569) (\log 569)^2 + 18,33 * \log(569) - 40,94$$

$$L = (69,55 + (26,16*\log(569)) - (13,82*\log(58)) - 8,7421 + (44,9 - (6,55*\log(58)))*\log(d/1000)) - 3,68*(\log 569) \text{ Ecuación 26}$$

$$(\log(569))^2 + 18,33*\log(569) - 40,94$$

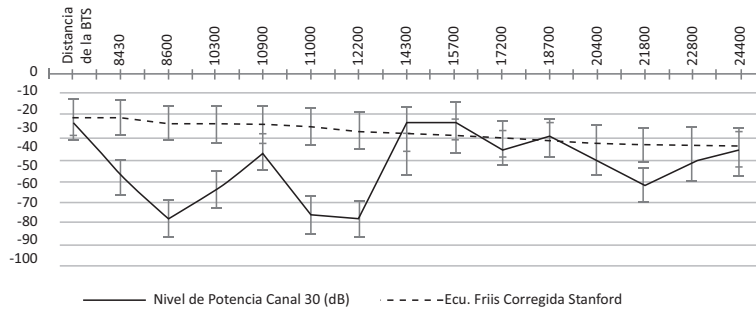
El nuevo modelo no se ajusta exactamente a la curva real de potencia, como se muestran en las figuras, debido a que en los datos iniciales se tiene una diferencia notable con los datos finales en ambos canales.

Figura 67. Comparación de potencia recibida con la ecuación de Okumura-Hata corregida sobre Calatrava canal 28



Fuente: Acosta-Peña *et al.* (2018).

Figura 68. Comparación de potencia recibida con la ecuación de Okumura-Hata corregida sobre Calatrava canal 30



Fuente: Acosta-Peña *et al.* (2018).

Con el fin de evaluar el nivel de precisión del modelo corregido, se vuelven a evaluar los criterios estadísticos de significancia, como se puede observar en la tabla 40.

Tabla 40. Criterios estadísticos para Okumura-Hata corregidos sobre Calatrava canales 28 y 30

Criterio	Ch 28	Ch 30
Coefficiente de correlación	0,0608	-0,2322
Error cuadrático medio	527,4	730,4
Covarianza	5,881	-17,91
Varianza	315,5	319,2
Desviación estándar	17,764	17,454
Índice de similitud estructural	-0,0354	0,0123

Fuente: Acosta-Peña *et al.* (2018).

4.6.2. Corrección de modelo Stanford University (SUI)

A continuación, se presenta la corrección al modelo SUI: se realizan variaciones de la constante subrayada y se adiciona un valor al final de la ecuación, como se evidencia en la ecuación 27.

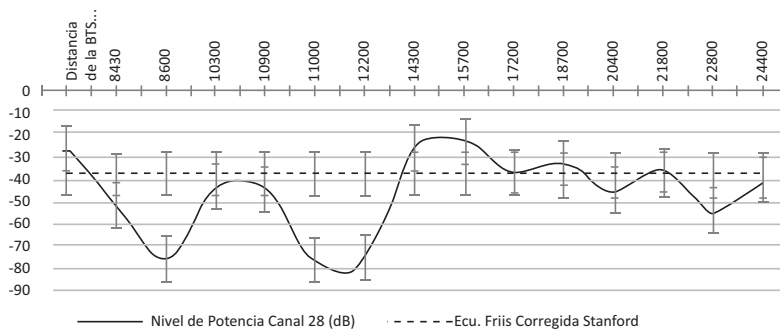
$$L(dB) = A + 10 * B * \log(x/100) + C$$

$$L(dB) = A + \underline{0,624} * B * \log(x/100) + C + \underline{41,88}$$

Ecuación 27

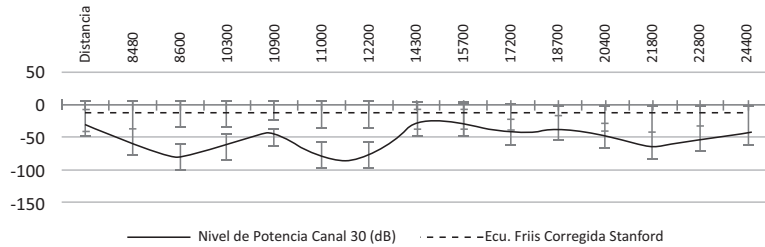
En las figuras 69 y 70 se muestra la corrección en cada canal.

Figura 69. Comparación de potencia recibida con ecuación de SUI corregida para Calatrava canal 28



Fuente: Acosta-Peña *et al.* (2018).

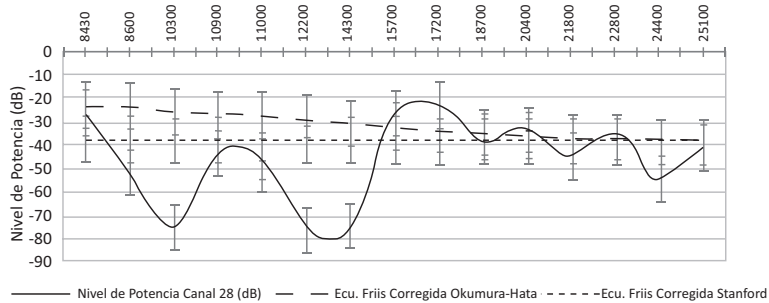
Figura 70. Comparación de potencia recibida con ecuación de SUI corregida para Calatrava canal 30



Fuente: Acosta-Peña *et al.* (2018).

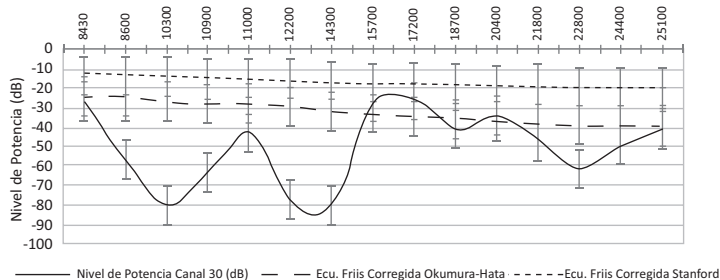
Por otra parte, se evaluó el error cuadrático medio que permite estimar la diferencia entre el estimador y lo que estima. En las figuras 71 y 72, se presentan las gráficas del modelo corregido con respecto a los valores reales de potencia recibida para cada canal en cada punto.

Figura 71. Comparación de potencia recibida con modelos de propagación Okumura-Hata y Stanford corregidos, Calatrava canal 28



Fuente: Acosta-Peña *et al.* (2018).

Figura 72. Comparación de potencia recibida con modelos de propagación Okumura-Hata y Stanford corregidos, Calatrava canal 30



Fuente: Acosta-Peña *et al.* (2018).

Tabla 41. Criterios estadísticos para Okumura-Hata y Stanford corregidos, Calatrava canal 28 y 30

Criterios estadísticos	O-H corregido Ch 28	O-H corregido Ch 30	Stanford corregido Ch 28	Stanford corregido Ch 30
Coefficiente de correlación	0,0608	-0,2322	0,0588	-0,232
Error cuadrático medio	527,4	730,45	356,1	1,50E+07
Covarianza	5,8818	-17,91	0,469	-8,555
Varianza	315,5	319,2	299,930	320,300
Desviación estándar	17,764	17,866	17,207	17,897
Índice de similitud estructural	-0,0354	0,0126	-0,016	0,004

Fuente: Acosta-Peña *et al.* (2018).

Los resultados obtenidos muestran que la potencia de recepción en los puntos que se encuentran cerca de la falda de la montaña en el municipio de Cota es baja debido a las pocas reflexiones que se presentan de la señal; de otro lado, se puede determinar que la potencia obtenida en las mediciones en los puntos más lejanos es más estable. Adicionalmente, se observa que el canal 28, que corresponde al canal regional (Canal Capital), y que se transmite desde Bogotá, presenta una potencia similar a la del canal 30, que corresponde al canal público (Canal Institucional TV). Esta es una ventaja para el Canal Capital, ya que se puede dar a conocer en la región por medio de la TDT.

En el análisis de los modelos de propagación con respecto a las correcciones realizadas, se puede observar que el modelo que mostró mejor comportamiento para el canal 28 es el modelo interino de la Universidad de Stanford, debido a que para el desarrollo de los cálculos se tiene en cuenta el aspecto del terreno y la corrección es más sencilla de realizar.

5. Conclusiones

El comportamiento de los modelos de propagación seleccionados fue analizado utilizando los resultados de dos campañas de mediciones sobre las estaciones Calatrava y Cruz Verde en Bogotá; se trata de emplazamientos diferentes en cuanto a la altura de transmisores, la frecuencia de despliegue (se analizaron dos canales diferentes), el entorno y el perfil del terreno. Los resultados obtenidos muestran que la elección adecuada del modelo de propagación se debe dar tomando en cuenta el escenario de despliegue, la información cartográfica disponible, la altura de transmisores y el perfil del terreno sobre el cual se va a efectuar el análisis de cobertura. Con el fin de hacer el modelo más preciso, es necesario llevarlo al terreno de lo semiempírico, lo que implica una toma de mediciones para realizar un mejor ajuste al modelo.

A partir del análisis estadístico de cada modelo, antes y después de su respectiva corrección, se logró determinar que dos de los tres modelos se ajustaron a las características de propagación esperadas. Sin embargo, antes de su corrección, el modelo Xía-Bertoni fue el que mejor se ajustaba a los datos de potencia medidos, debido a que toma un mayor número de variables en cuenta. Gracias a las correcciones realizadas y al ajuste de las curvas se logró reducir el error cuadrático medio a 30% en promedio.

Los modelos de propagación en entornos urbanos permiten obtener una aproximación estimada del nivel de potencia que se recibe según el radio de transmisión de la BTS; no todos los modelos reaccionan igual debido a que las condiciones originales no se reproducen en su totalidad en los casos específicos: se agregan o disminuyen variables para tener en cuenta. Por tanto, al gestionar proyectos de cobertura se debe tener en cuenta que el

modelo tiene un margen de error que puede verse afectado, más aún si no se tienen presentes los efectos de interferencia del lugar. Al efectuar la corrección a los modelos de propagación, estos pasan de ser modelos empíricos a semiempíricos, y su uso proporciona más herramientas para la determinación con exactitud de los parámetros básicos del enlace, como la selección de las potencias de transmisión, los ángulos de radiación, la estimación de pérdidas en el ambiente, las pérdidas por difracción, el desvanecimiento, la difracción, entre otros.

El comportamiento de los modelos de propagación en entorno rural sobre la región de Cundinamarca —Cota, Chía y Cajicá— se analizó a partir de mediciones sobre la estación Calatrava de Bogotá. Los escenarios presentan características diferentes de frecuencia, despliegue, entorno y perfil del terreno (se analizaron dos canales diferentes en cada municipio). Los resultados obtenidos reflejan que la elección del modelo de propagación se debe realizar teniendo en cuenta el escenario de despliegue, la información cartográfica, la altura de transmisores y el perfil del terreno sobre el cual se va a efectuar el análisis de cobertura, esto nos lleva a utilizar un modelo semiempírico alimentado con mediciones de campo para realizar un mejor ajuste.

A partir del análisis estadístico que se realizó a cada modelo antes y después de la corrección, se puede determinar que los dos modelos Okumura-Hata y SUI se ajustaron a las condiciones de propagación de la señal de televisión digital terrestre. Sin embargo, presentaron mayor diferencia con la proyección debido a las reflexiones de la señal en el accidentado perfil del terreno. Gracias a las correcciones y ajustes realizados de las curvas, se logró reducir el error cuadrático medio a un 34 % promedio para el modelo Okumura-Hata sobre el canal 28 que corresponde a Canal Capital; de otro lado, este mismo modelo aumentó el error para el canal 30 que corresponde al Canal Institucional. El modelo interino de la Universidad de Stanford (SUI) tuvo mejores resultados al reducir el error medio cuadrático para el canal 28 en un 99,98 % en promedio, mientras que para el canal 30 se redujo el error apenas en un 12,8 % en promedio. De este modo, se puede decir que para el canal 28 los dos modelos presentan un muy buen ajuste y, aunque para el canal 30 es menor la corrección del error medio, el modelo que mejor se desempeña es el modelo interino de la Universidad de Stanford.

Los modelos de propagación seleccionados permitieron calcular las pérdidas de propagación de señales de televisión digital terrestre en la banda UHF, ya que no requirieron mayor precisión en la información cartográfica para estimar las pérdidas por difracción.

Referencias

- Acosta-Peña, D., Gaona-García, E. E. y Oviedo-Perdomo, J. P. (2018). TDT DVB-T2 Signal coverage in rural zones. *Visión Electrónica*, 1(2), 309-320.
- Acuerdo 100 POT 2016. (2016). Secretaría de Planeación de Chía.
- Acuerdo 16 de 2014 PBOT Cajicá. (2014). Secretaría de Planeación Municipal de Cajicá.
- Alamouti, S. M. (1998). A simple transmit diversity technique for wireless communications. *IEEE Journal on Select Areas in Communications*, 16(8), 17-24.
- Ancans, G., Stankevicius, E., Bobrovs, V. y Osis, N. (2019). Analysis on interference impact of 4G/5G in 450 MHz on digital terrestrial television broadcasting. In *Photonics & Electromagnetics Research Symposium–Fall (PIERS–Fall)*, 2173-2179. IEEE. <https://doi.org/10.1109/PIERS-Fall48861.2019.9021436>.
- Andersen, J. B. y Rappaport, T. S. (1995). Propagation measurements and models for wireless communications channels. *IEEE Communications Magazine*, 33(1), 42-49. <https://doi.org/10.1109/35.339880>.
- Agencia Nacional del Espectro (ANE). (2012, 20 de enero) Resolución 37. *Por la cual se atribuye la banda de frecuencia de 698 MHz a 806 MHz para el servicio de radiodifusión de televisión y se modifica la Resolución número 2623 de 2009 del Ministerio de Tecnologías de la Información y las Comunicaciones*. Diario Oficial No. 48.336 de 7 de febrero de 2012.
- Anisimov, P. N., Kuzin, D. A., Statsenko, L. G., Lomakin, A. F. y Streltsova, M. M. (2019). Application of experiment planning methods for building a network of digital television broadcasting of DVB-T2 standard. In *International Multi-Conference on Industrial Engineering and Modern Technologies (FarEastCon)*, 1-5. IEEE. <https://doi.org/10.1109/FarEastCon.2019.8934254>.

- ANTV. (10 de julio de 2022). Nuevas ciudades y municipios con TDT. Los canales privados y públicos llegan a más lugares del país. <https://www.tdtparatodos.tv/noticias/nuevas-ciudades-municipios-senal-tdt>
- Barreda Artés, V. (2009). *Estudio, diseño e instalación de un centro emisor de TDT con gapfillers* [Tesis de grado, Universidad Politécnica de Cataluña].
- Beciez, S., Flores, N. y Pérez, C. (2013). *Aplicación de modelos de propagación en sistemas inalámbricos de área extendida WWAN* [Tesis de grado, Instituto Politécnico Nacional Escuela Superior de Ingeniería Mecánica y Eléctrica de Madrid, España].
- Bettancourt, R. y Peha, J. (2017). Reducing spectrum use in traditional and SFN-based television for uniform and non-uniform deployments. *Telecommunications Policy*, 41(5-6), 498-517. <https://doi.org/10.1016/j.telpol.2017.02.005>
- Bordón López, R., Alonso Quintana, R. y Montejo Sánchez, S. (2012). Evaluación de modelos de propagación de canal inalámbrico. *Revista Cubana de Ingeniería*, 1(III).
- Cajicá, Secretaría de Planeación Municipal. (2014). Acuerdo 16 de 2014 PBOT Cajicá. Consejo Municipal Cajicá.
- Carreño, Y., Ortega Boada, H. y García, A. P. (2005). Desarrollo del modelo de propagación andino-UIS. *Revista Gerencia Tecnológica Informática*, 4(8).
- Casanova-Vargas, A., Oviedo-Perdomo, J. y Gaona-García E. (2019). Correction of the propagation model in digital terrestrial television networks in urban environments. *Visión Electrónica*, 2(1), 145-158.
- Chacho, I. y Zamora, H. (2016). *Recomendación de ubicación de transmisores para una cobertura óptima de televisión digital terrestre en la ciudad de Cuenca, basada en un modelo de propagación ajustado* [Tesis de grado, Universidad de Cuenca]. Repositorio Institucional Universidad de Cuenca. <http://dspace.ucuenca.edu.ec/handle/123456789/25842>
- Chang, R. (1966). Synthesis of band-limited orthogonal signals for multichannel data transmission. *Bell Syst. Tech. J.*, 45(10), 1775-1796. <https://doi.org/10.1002/j.1538-7305.1966.tb02435.x>. Cota, Secretaría de Planeación. 2018. Plan Básico de Ordenamiento Territorial-PBOT. Consejo Municipal Cota. 2018.

- Chávez Sánchez, R. E. (2015). *Ajuste estadístico a modelos de propagación para redes móviles*. Universidad Distrital Francisco José de Caldas.
- Chía, Secretaría de Planeación. (2016). Acuerdo 100 POT 2016. Consejo Municipal de Chía.
- Cota, Secretaría de Planeación. (2018). Plan Básico de Ordenamiento Territorial–PBOT. Consejo Municipal Cota.
- CRC. (2013). Por la cual se actualizan y complementan las especificaciones técnicas aplicables a la red del servicio de televisión digital terrestre. CRC.
- Denkovska, M., Denkovski, D., Atanasovski, V. y Gavrilovska, L. (2018). Power optimization of LTE-800 and coexistence with DVB-T services. *Physical Communication*, 29 (August), 12-21. <https://doi.org/10.1016/j.phycom.2018.04.009>.
- Deygout, J. (1966). Multiple knife-edge diffraction of microwaves. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 14(4), 480-489. <https://doi.org/10.1109/TAP.1966.1138719>.
- EBU. (2014). Frequency and network planning aspects of DVB-T2, *TECH*, 3348.
- Erkilinç, M. Sezer, Pachnicke, S., Griesser, H., Thomsen, B. C., Bayvel, P. y Killey, R. I. (2015). Performance comparison of single-sideband direct detection nyquist-subcarrier modulation and OFDM. *Journal of Lightwave Technology*, 33(10), 2038-2046. <https://doi.org/10.1109/JLT.2015.2401396>.
- ETSI. (2009). Digital video broadcasting (DVB). Framing structure, channel coding and modulation for digital terrestrial television. EN 300 744–V1.6.1. *European Broadcasting Union 1*, 1-66.
- ETSI. (2010). Digital video broadcasting (DVB). Structure and modulation of optional with, transmitter signatures (T2-TX-SIG) for use system, the DVB-T2 second generation digital terrestrial television broadcasting system.–V1.1.1. https://www.etsi.org/deliver/etsi_ts/102900_102999/102992/01.01.01_60/ts_102992v010101p.pdf
- ETSI. (2011). Digital Video Broadcasting (DVB). Implementation guidelines for DVB terrestrial services. Transmission aspects. ETSI TR 101 190–V1.3.2. *IEEE Communications Magazine*, 1.3.2, 1-12. <https://doi.org/10.1109/35.685371>.

- ETSI. (2012). Implementation guidelines for a second generation digital terrestrial television broadcasting system (DVB-T2). ETSI TS 102 831–V1.2.1. *Technical Specification*, (8), 1-53.
- ETSI. (2015a). Digital Video Broadcasting (DVB). Frame structure channel coding and modulation for a second generation digital terrestrial television broadcasting system (DVB-T2). ETSI EN 3 302 755–V1.4.1. *ETSI Intellectual Property*.
- ETSI. (2015b). Digital Video Broadcasting (DVB). Framing structure, channel coding and modulation for digital terrestrial television. ETSI EN 300 744–V1.6.2. *ETSI European Broadcasting Union*, 30, 1-66.
- Expósito Cano, A. (2014). *Ampliación de cobertura TDT mediante herramientas de planificación y campaña de medidas* [Tesis de grado, Universidad Politécnica de Cartagena, Colombia]. file:///C:/Users/USUARIO/AppData/Local/Temp/pfc5688.pdf
- Floch, B. Le, Alard, M. y Berrou, C. (1995). Coded orthogonal frequency division multiplex. *Proceedings of the IEEE*, 83(6), 982-996. <https://doi.org/10.1109/5.387096>.
- Gallego, S. (2008). *Comparación de modelos teóricos para el análisis de las pérdidas por difracción múltiple de la señal radioeléctrica con medidas experimentales en entornos urbanos* [Tesis de grado, Universidad Politécnica de Cartagena, Colombia]. Repositorio Digital. <https://repositorio.upct.es/handle/10317/740>
- Gaona, E. E., López, É. A. y Gómez, J. C. (2020). Prediction models for the propagation for television signals in the UHF band. *Información Tecnológica*, 31(4), 3-16. <https://doi.org/10.4067/S0718-07642020000400003>.
- García, J., Rodríguez, O. y Castillo, J. (2002). Desempeño de modelos de propagación en comunicación móvil para la zona de Caldas. Parte 1: Modelos para áreas urbanas. [Conferencia] *X Congreso Internacional de Telecomunicaciones*.
- García Rueda, F. (2014). *Modelos de propagación para comunicaciones móviles 4G y 5G* [Tesis de grado, Escuela Técnica Superior de Ingeniería y Sistemas de Telecomunicación de Madrid, España].
- Giménez Gandía, J. J., López Sánchez, J., Gómez-Barquero, D. y Cardona, N. (2011). Modelos de propagación radio para redes de TDT móvil en la banda UHF. *Revista S&T*, 9(18), 9-27.

- Gordillo, L. (2012). Estudio de propagación de una red de DTV terrestre bajo el estándar DVB-T con recepción fija y móvil en el escenario metropolitano de la ciudad de Bogotá, D. C., Colombia [Tesis de grado, Universidad Nacional de Colombia].
- Hata, M. (1980). Empirical formula for propagation loss in land mobile radio services. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 29(3), 317-325. <https://doi.org/10.1109/T-VT.1980.23859>.
- Honfoga, A.-C., Nguyen, T. T., Dossou, M. y Moeyaert, V. (2019). Application of FBMC to DVB-T2: A comparison vs classical OFDM transmissions [Conferencia] *IEEE Global Conference on Signal and Information Processing (GlobalSIP)*, 1-5. <https://doi.org/10.1109/GlobalSIP45357.2019.8969550>.
- ITU. (1995). VHF and UHF propagation curves for the frequency range from 30 MHz to 1 000 MHz. Rec. ITU-R P.370-7. ITU/CCIR: Recommendations and reports of the CCIR.
- ITU. (1999a). Términos y definiciones, Rec. UIT-R V.662-2.
- ITU. (1999b). Vocabulario de radiocomunicaciones, Rec. UIT-R V.573-3. 1.
- ITU. (2002). Protection masks and associated calculation methods for interference into broadcast-satellite systems involving digital emissions. ITU-R BO.1293-2. 289-99.
- ITU. (2013a). Method for point-to-area predictions for terrestrial services in the frequency range 30 MHz to 3000 MHz. ITU-R P.1546-5: *Electronic Publication P-Series*.
- ITU. (2013b). Propagation by diffraction. ITU-R P.526-13. Recommendation ITU-R P.526. 11(13).
- ITU. (2014). DVB-T coverage measurements and verification of planning criteria. ITU-R SM.1875-2. 2.
- ITU. (2015). A path-specific propagation prediction method for point-to-area terrestrial services in the VHF and UHF bands. ITU-R P. 1812. 1, 1-30.
- ITU. (2016). Calculation of free-space attenuation. ITU-R P.525-3. *P-Series Radiowave Propagation*, 3.
- Jokela, T., Tupala, M. y Paavola, J. (2010). Analysis of physical layer signaling transmission in DVB-T2 systems. *IEEE Transactions on Broadcasting*, 56(3), 410-417. <https://doi.org/10.1109/TBC.2010.2051497>.

- Kateros, D. A., Zarbouti, D. A., Tsilimantos, D. C., Katsigiannis, C. I., Gkonis, P. K., Foukarakis, I. E., Kaklamani, D. I. y Venieris, I. S. (2009). DVB-T network planning: A case study for Greece. *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, 51(1), 91-101. <https://doi.org/10.1109/MAP.2009.4939022>.
- Keawbunsong, P., Duangsuwan, S., Supanakoon, P. y Promwong, S. (2018). Quantitative measurement of path loss model adaptation using the least squares method in an urban DVB-T2 system. *International Journal of Antennas and Propagation*, 2018, 1-8. <https://doi.org/10.1155/2018/7219618>.
- Kim, H. J., Kim, H.-N., Bae, JH. y Hur, N. (2019). Performance analysis of wideband time division multiplexing for low power broadcasting transmission. [Conferencia]. *25th Asia-Pacific Conference on Communications (APCC)*, 28-31. <https://doi.org/10.1109/APCC47188.2019.9026450>.
- Kim, H. J., Kwon, S.-Y., Kim, H.-N., Bae, JH. y Hur, N. (2020). Performance analysis of LDM and TDM systems for three PLPs in DVB-T2. [Conferencia]. *International Conference on Electronics, Information, and Communication (ICEIC)*, 1-3. <https://doi.org/10.1109/ICEIC49074.2020.9051298>.
- Li Fu, Sun, S., Jing, X. y Huang, H. (2010). Analysis of pilot patterns and channel estimation for DVB-T2. [Conferencia]. *2nd IEEE International Conference on Network Infrastructure and Digital Content*, 609-913. <https://doi.org/10.1109/ICNIDC.2010.5657853>.
- Liu, W., Chen, D., Li, J. y Ma, Y. (2019). Topological interference management for MIMO interference broadcast channels. *IEEE Access*, 7, 38055-38067. <https://doi.org/10.1109/ACCESS.2019.2906728>.
- Liu, W., Xue, Sh., Li, J. y Hanzo, L. (2018). Topological interference management for wireless networks. *IEEE Access* 6, 76942-76955. <https://doi.org/10.1109/ACCESS.2018.2884086>.
- Molina Reino, M. (2017). *Modelo de propagación para la ciudad de Cuenca (Ecuador), en redes WLAN operando en 2.4 GHz y 5.8 GHz, en ambientes exteriores*[Tesis de grado, Escuela Superior Politécnica del Litoral de Quito, Ecuador].
- Navarro Cadavid, A. y Andredy Ardila, C. (2012). Ajuste estadístico de modelos de propagación de señal usando medidas de la ciudad de Cali. *Ingenium*, 6(11), 11-18. <https://repository.usc.edu.co/bitstream/handle/20.500.12421/702/Ajuste%20estad%3%adstico%20de%20>

modelos de propagación de señales.
pdf?sequence=1&isAllowed=y.

- Nepal, S., Quang Thang, D., Higashino, T. y Okada, M. (2019). DVB-T2 receiver: Impact of FFT window positioning on radio coverage. [Conferencia] *IEEE International Symposium on Broadband Multimedia Systems and Broadcasting (BMSB)*, 1-4. <https://doi.org/10.1109/BMSB47279.2019.8971883>.
- Nguyen, M. y Le, L. B. (2020). Interference cancellation, channel estimation, and symbol detection for communications on overlapping channels. *IEEE Access*, 8, 89822-89838. <https://doi.org/10.1109/ACCESS.2020.2993582>.
- Nour, A. y Douillard, C. (2008). Rotated QAM constellations to improve BICM performance for DVB-T2. [Conferencia]. *IEEE International Symposium on Spread Spectrum Techniques and Applications*, (septiembre), 354-359. <https://doi.org/10.1109/ISSSTA.2008.71>.
- Oria, A. C., López, P., Doblado, J. G., Pérez Calderón, D. y Baena, V. (2014). L1 signaling mobility performance in the DVB-T2 receivers intercarrier interference cancellation method applied to L1 signaling. *Microelectronics Journal*, 45(10), 1304-1310. <https://doi.org/10.1016/j.mejo.2013.11.004>.
- Östlin, E., Suzuki, H. y Zepernick, H. J. (2008). Evaluation of the propagation model recommendation ITU-R P.1546 for mobile services in rural Australia. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 57(1), 38-51. <https://doi.org/10.1109/TVT.2007.901902>.
- Pedraza Martínez, L. (2016). *Modelo de propagación para un entorno urbano que identifica las oportunidades espectrales para redes móviles de radio cognitiva* [Tesis de grado, Universidad Nacional de Colombia].
- Pedraza Martínez, L. F., Hernández Suárez, C. A. y Ballesteros Larrotta, D. M. (2009). Análisis experimental para un modelo de propagación de la telefonía móvil de la Universidad Militar. *Ciencia e Ingeniería Neogranadina*, 19(2), 45-58.
- Pérez-Calderón, D., Oria, C., García, J. López, P., Baena V. y Lacadena I. (2009). Rotated constellations for DVB-T2. Proc. XXIV Conf. DCIS, 128-133.
- Pinto, Á. D., Torres, J. M., García Bello, A. S., Pérez, N. A. y Uzcátegui, J. R. (2016). Modelo para estimación de pérdidas de propagación en sistema

- de televisión digital abierta. *Revista de Ingeniería Electrónica, Automática y Comunicaciones*, XXXVII(2), 67-81.
- Polak, L., Kaller, O., Klozar, L., Sebesta, J. y Kratochvil, T. (2015). Exploring and measuring possible co-existences between DVB-T2-lite and LTE systems in ideal and portable fading channels. *Journal of Applied Research and Technology*, 13(1), 32-44. [https://doi.org/10.1016/S1665-6423\(15\)30003-1](https://doi.org/10.1016/S1665-6423(15)30003-1).
- Polak, L. y Kratochvil, T. (2012). DVB-T and DVB-T2 performance in fixed terrestrial TV channels. [Conferencia]. *35th International Conference on Telecommunications and Signal Processing, TSP-Proceedings*, 725-729. <https://doi.org/10.1109/TSP.2012.6256392>.
- Ramadan, K., Dessouky, M. I. y Abd El-Samie, F. E. (2020). Performance enhancement of OFDM systems with lower-complexity using DST based on successive interference cancellation. *Digital Signal Processing*, 102(julio), 102739. <https://doi.org/10.1016/j.dsp.2020.102739>.
- Rappaport, T. (2002). *Wireless communications principles and practice*. Prentice-Hall, Inc.
- Ruckveratham, B. y Promwong, S. (2019). Empirical single frequency network threshold for DVB-T2 based on laboratory experiments. *Turkish Journal of Electrical Engineering & Computer Sciences*, 27(5), 3342-3355. <https://doi.org/10.3906/elk-1807-307>.
- Salamanca, É. (2016). *Metodología para planificación de redes TDT en Colombia* [Tesis de grado, Universidad Distrital Francisco José de Caldas, Bogotá].
- Samo, D. A., Slimani, M., Baruffa, G. y Rugini, L. (2015). A performance study of DVB-T2 and DVB-T2-lite for mobile reception. *Digital Signal Processing*, 37, 35-42. <https://doi.org/10.1016/j.dsp.2014.11.002>.
- Sizun, H. (2005). *Radio wave propagation for telecommunication applications*. Springer. <https://doi.org/10.1007/b137896>.
- Slimani, M., Robert, J. y Zöllner, J. (2012). A software-based mobile DVB-T2 measurement receiver. [Conferencia]. *Proc. Broadband Multimedia Systems and Broadcasting (BMSB), 2012 IEEE International Symposium On*, 1-6. <https://doi.org/10.1109/BMSB.2012.6264238>.
- Suwansukho, N., Promwong, S. y Chamchoy, M. (2017). Evaluation of DVB-T2 transmission channel in Bangkok, Thailand. [Conferencia]

International Conference on Digital Arts, Media and Technology (ICDAMT), 79-84. IEEE. <https://doi.org/10.1109/ICDAMT.2017.7904939>.

- Tello Guillamón, D. (2009). *Planificación de radio de sistemas TDT: estudio práctico en un entorno rural*[Tesis de grado, Universidad Politécnica de Cataluña].
- Tran, V. (2019). Hybrid scheme using modified tone reservation and clipping-and-filtering methods for peak-to-average power ratio reduction of OFDM signals. *Signal Processing* 158(mayo), 166-175. <https://doi.org/10.1016/j.sigpro.2019.01.010>.
- Vangelista, L., Benvenuto, N., Tomasin, S., Nokes, C., Stott, J., Filippi, A., Vlot, M., Mignone, V. y Morello, A. (2009). Key technologies for next-generation terrestrial digital television standard DVB-T2. *IEEE Communications Magazine*, 47(10), 146-153. <https://doi.org/10.1109/MCOM.2009.5273822>.
- Vidal Beltrán, S., Degollado Rea, É. A. y López Bonilla, J. L. (2017). Modelo de propagación simplificado para LTE en la frecuencia de 2.1 GHz. *Revista Electrónica Nova Scientia*, 9(19). <https://doi.org/https://doi.org/10.21640/ns.v9i19.917>.
- Xiao, Y., Lu, W., Yan, Q. y Zhang, H. (2021). Blind separation of coherent multipath signals with impulsive interference and gaussian noise in time-frequency domain. *Signal Processing* 178(enero), 107750. <https://doi.org/10.1016/j.sigpro.2020.107750>.
- Zamanillo, J. M., Pérez-Vega, C. y Zamanillo, I. (2009). *Modelo de propagación para exteriores mejorado para frecuencias de 50 MHz a 1.2 GHz* [Tesis de grado, Universidad de Cantabria].

Autores

Andrés López Salamanca

Ingeniero Electrónico. Magíster en Ciencias de la Información y las Comunicaciones. Cuenta con experiencia en investigación y desarrollo e implementación de soluciones tecnológicas en campos de la teleinformática y las comunicaciones radioeléctricas. Ha contribuido de manera activa en la estructuración y adopción de políticas y estándares para el despliegue de tecnologías de acceso a las comunicaciones, con especial énfasis en radiodifusión digital a través de redes punto a zona y multipunto.

Elvis Eduardo Gaona García

Doctor en Ingeniería. Magíster en Ciencias de la Información y las Comunicaciones. Especialista en Telecomunicaciones Móviles. Ingeniero Electrónico. Investigador Senior de Minciencias y par académico del Ministerio de Educación Nacional. Docente titular de la Universidad Distrital Francisco José de Caldas en el área de la Telecomunicaciones. Director del Grupo de Investigación en Telecomunicaciones de la Universidad Distrital Francisco José de Caldas (GITUD).

Juan Carlos Gómez Paredes

Docente de la Universidad Distrital Francisco José de Caldas en el área de las Telecomunicaciones. Ingeniero en Telecomunicaciones. Magíster en Ingeniería. Experto en docencia universitaria y redes y sistemas de telecomunicaciones fijas y móviles. Tiene 39 años de experiencia en temas relacionados con la enseñanza-aprendizaje de la ingeniería en telecomunicaciones,

tanto en pregrado como en posgrado; creación, lanzamiento y dirección de programas de posgrado (especializaciones y maestrías) en el área de las telecomunicaciones; investigación en redes y sistemas de telecomunicaciones; y capacitación a empresas del sector de las telecomunicaciones.

Este libro se terminó
de imprimir en marzo
de 2023 en la
Editorial UD
Bogotá, Colombia