

**INSTITUTO TECNOLÓGICO Y DE ESTUDIOS SUPERIORES DE MONTERREY
CAMPUS ESTADO DE MÉXICO**



**CONTRIBUCIÓN AL ESTUDIO DEL MODELADO DE
CANAL. DESARROLLO E IMPLEMENTACIÓN DE
MODELOS Y HERRAMIENTAS APLICADOS A
PLATAFORMAS DE GRAN ALTITUD**

TESIS QUE PARA OPTAR EL GRADO DE
MAESTRO EN CIENCIAS DE LA INGENIERIA
PRESENTA

GERARDO AGNI MEDINA ACOSTA

Asesor:	Dr. JOSÉ LUIS CUEVAS RUÍZ	
Comité de tesis:	Dr. JAVIER EDUARDO GONZÁLEZ VILLARRUEL Dr. ALEJANDRO ARAGÓN ZAVALA	
Jurado:	Dr. ALEJANDRO ARAGÓN ZAVALA, Dr. JAVIER GONZÁLEZ VILLARRUEL, Dr. JOSÉ LUIS CUEVAS RUÍZ,	Presidente Secretario Vocal

Atizapán de Zaragoza, Estado de México. Noviembre de 2007.

*A Dios, a mis padres Gloria Matilde Acosta Romero y Adrián Medina Hernández,
a mi hermano Esli Eduardo Medina Acosta, a mis abuelos Margarita Romero, Eduardo
Acosta, Maria de los Angeles Hernández, Aurelio Medina y a mi tío José Cornelio
Monterrubio, por ser mi inspiración, por su apoyo incondicional y por brindarme siempre
su amor.*

RECONOCIMIENTOS

Al Dr. José Luis Cuevas Ruíz por la oportunidad que me brindó para participar en sus proyectos de investigación, por transmitirme sus conocimientos, por la asesoría otorgada durante la realización de este trabajo de tesis, así como por su incentivo, orientación y apoyo para continuar mis estudios de doctorado.

Al Dr. Javier González Villarruel por compartir conmigo su experiencia, sus conocimientos, por su apoyo y enseñanzas brindadas desde mi etapa como estudiante de profesional hasta la etapa de posgrado. Así como por haber contribuido en la revisión de este trabajo de investigación.

Al Dr. Alejandro Aragón Zavala por el constante apoyo brindado durante la elaboración de este documento, por las aportaciones que permitieron hacer de este un mejor trabajo, así como por su labor como revisor de este trabajo de tesis.

Al Dr. Andrés David García García por su preocupación constante por atender las necesidades de los alumnos, por permitirme formar parte de la maestría en ciencias de ingeniería, por su labor en la coordinación de la misma y por todo el apoyo extraacadémico brindado.

Al Dr. Alejandro Aceves López por brindarme la oportunidad de formar parte de la maestría en ciencias de ingeniería, así como por su labor y desempeño en la dirección de la escuela de graduados en ingeniería y ciencias.

Al Instituto Tecnológico y de Estudios Superiores de Monterrey Campus Estado de México por el apoyo brindado a través de su programa FAPPI el cual hizo posible la realización de mis estudios de posgrado.

Y a todas aquellas personas, amigos, compañeros, personal del campus que con su ayuda (académica y extraacadémica) contribuyeron también en la realización de este trabajo de investigación.

ABSTRACT

The intention of this thesis work is to collaborate with the study of the channel modeling in the field of wireless communication, by means of geometric and probabilistic analysis used to propose models and to develop tools applied to high altitude platforms (HAPs). In this document several concepts such as probability applied to engineering, communications theory and the analog and digital signal processing are involved. For this reason, throughout the text the most important concepts related to this topics are developed, which were later used to conform the theory that support the obtained results.

The sequence of the chapters have been designed to establish in first instance a familiarization with the concept of the channel modeling, precedents, progress and future lines, later to present the theoretical foundations and issues involved in the development of this theory, ending with the presentation of the generated results.

So the distribution of the chapters is presented as follows.

- Chapter I: Provides an introduction to the channel modeling concept, a brief history of its origins, the factors to consider for its study and their trends based on the development of the new systems of wireless communications, highlighting the high altitude platforms (HAPs) as a viable technological alternative to provide the future personal communication services.
- Chapter II: Defines the concept of the large-scale propagation, and are presented the models corresponding to Okumura, Hata, PCS extension to Hata, Walfish Ikegami, and brief description of the deterministic models.
- Chapter III: Emphasizes in the concept of small-scale propagation, including the concept of multipath propagation, factors influencing small-scale fading, fading produced by rain and the models of Rice-Holmberg, J. Chebil, Crane and ITU-R P.530-10.
- Chapter IV & V: The chapters show respectively the methodology and the obtained results in this research, whose content is presented in the following order:
 - The estimation of the losses in a fixed wireless system considering the dispersion provided by common materials of construction.
 - The generation of multipath propagation model for a high altitude platform (HAP) based on circular straight cone geometry.

- The generation of rain attenuation maps for Mexico in operation frequencies of satellites and HAPs systems, based on the ITU-R. P.618 recommendation and the data provided by the National Meteorological Service.
- The development and implementation of complementary tools to the study of channel modeling, including:
 - The implementation of the physical layer corresponding to the standard 802.16e (WiMAX).
 - The implementation of an adaptive noise cancellation filter using Simulink and the digital signal processor DSK6713 of Texas Instruments.
 - The transfer of the model corresponding to the “Modulation 16-QAM: (Simulink)” to the digital signal processor DSK6713.
 - The implementation of a digital modem FSK using two digital signal processors (DSK6713), for the independent operation of the transmitter and the receiver.

The conformation of this document tries to offer to the reader the foundation of the channel modeling theory in the environment of the wireless communications, deepening into the study of scenarios and tools concerning to high altitude platforms (HAPs), where the obtained results were described step by step having as intention to serve as a guide to reproduce them, to complement them and to use them as point of launch for future works.

RESUMEN

El propósito de este trabajo de tesis radica en colaborar con el estudio del modelado de canal en el ámbito de las comunicaciones inalámbricas, por medio de análisis geométricos y probabilísticos utilizados para proponer modelos y desarrollar herramientas aplicadas a plataformas de gran altitud (HAPs). En este documento se involucran varios conceptos como la probabilidad aplicada a la ingeniería, la teoría de las comunicaciones y el procesamiento de señales analógicas y digitales. Por tal motivo, a lo largo del texto son desarrollados los conceptos más importantes en alusión a estos tópicos, los cuales fueron utilizados para conformar la teoría comprendida en los resultados obtenidos en este trabajo de investigación.

La secuencia de los capítulos ha sido diseñada para establecer en primera instancia una familiarización con el concepto del modelado de canal, sus antecedentes, desarrollo y líneas futuras, para posteriormente presentar los fundamentos teóricos y vertientes involucradas en el desarrollo de esta teoría, terminando con la presentación de los resultados generados.

En base a lo anterior, la distribución de los capítulos se encuentra conformada de la siguiente manera:

- Capítulo I: Provee una introducción al concepto del modelado de canal, una breve historia de sus orígenes, los factores a considerar para su estudio y sus tendencias en función del desarrollo de los nuevos sistemas de comunicaciones inalámbricos, destacando a las plataformas de gran altitud (HAPs) como alternativa tecnológica viable para proveer los servicios de comunicaciones personales futuros.
- Capítulo II: Define el concepto de la propagación de las señales a gran escala, y se presentan los modelos de Okumura, Hata, la extensión PCS al modelo de Hata, el modelo de Walfish Ikegami, y una breve descripción de los modelos determinísticos.
- Capítulo III: Puntualiza en el concepto de la propagación de las señales a pequeña escala, se define el concepto de la propagación multicamino, los factores que intervienen en el desvanecimiento, el desvanecimiento producido por la presencia de lluvia, y se presentan los modelos de Rice-Holmberg, J. Chebil, Crane e ITU-R P.530-10.
- Capítulo IV & V: Muestran respectivamente la metodología y los resultados obtenidos en este trabajo de investigación, cuyo contenido es presentado en el siguiente orden:

- La estimación de las pérdidas en un sistema inalámbrico fijo considerando materiales comunes de dispersión.
- La generación de un modelo de propagación multicamino basado en la geometría de un cono circular recto aplicado a una plataforma de gran altitud (HAP).
- La generación de mapas de atenuación por lluvia para México en frecuencias de operación de sistemas satelitales y HAPs, basados en la recomendación ITU-R. P.618 y en datos proporcionados por el Servicio Meteorológico Nacional.
- Desarrollo e implementación de herramientas complementarias al estudio del modelado de canal, incluyendo:
 - La implementación de una cadena de comunicaciones basada en la capa física del estándar 802.16e (WiMAX).
 - La implementación de un filtro adaptivo cancelador de ruido empleando Simulink y el procesador digital de señales DSK6713 de Texas Instruments.
 - La transferencia del modelo correspondiente a la “Modulación 16-QAM: (Simulink)”, al procesador digital de señales DSK6713.
 - La implementación de un modem digital FSK empleando dos procesadores digitales de señales (DSK6713), para la operación independiente del transmisor y del receptor.

La conformación de este documento procura brindar al lector los fundamentos de la teoría del modelado de canal en el entorno de las comunicaciones inalámbricas, profundizando en el estudio de escenarios y herramientas concernientes a plataformas de gran altitud (HAPs), donde los resultados obtenidos fueron descritos paso a paso con la intención de servir de guía para reproducirlos, complementarlos, y utilizarlos como punto de partida para emprender trabajos futuros.

ÍNDICE

PORTADA	1
DEDICATORIAS	2
RECONOCIMIENTOS	3
RESUMEN (ABSTRACT)	4
ABREVIATURAS Y ACRÓNIMOS	13

PRIMER CAPÍTULO

INTRODUCCIÓN

1.1	Introducción al modelado de canal.	15
1.2	Orígenes del modelado de canal.	15
1.3	Factores a considerar en el modelado de canal.	16
1.4	El modelado de canal actual y las tendencias en las comunicaciones inalámbricas.	18
1.4.1	Altas tasas de transmisión.	18
1.4.2	Proliferación de los dispositivos inalámbricos.	19
1.4.3	Antenas inteligentes.	19
1.4.4	Hardware.	20
1.4.5	Congestión en las bandas de frecuencia.	20
1.4.6	Plataformas de gran altitud (HAPs)	21
1.5	Justificación.	22
1.6	Objetivos.	23
1.6.1	Objetivo General	23
1.6.2	Objetivos Específicos	24
1.7	Referencias.	24

SEGUNDO CAPÍTULO

PROPAGACIÓN EN CANALES DE RADIO MÓVILES: MODELOS DE PROGACIÓN A GRAN ESCALA (Large-Scale Models)

2.1	Introducción a la propagación de ondas de radio.	28
2.2	Modelo de propagación en el espacio libre.	29
2.3	Modelos de propagación en exteriores (Outdoor Propagation Models).	31
2.3.1	Modelo de Okumura.	31
2.3.2	Modelo de Hata.	33
2.3.3	Extensión PCS al modelo de Hata.	34
2.3.4	Modelo de Walfish Ikegami.	34
2.3.5	Modelos Determinísticos.	37
2.4	Referencias.	38

TERCER CAPÍTULO

PROPAGACIÓN EN CANALES DE RADIO MÓVILES: MODELOS DE PROGACIÓN A PEQUEÑA ESCALA (Small-Scale Models) 40

3.1	Introducción a la propagación multitrayectoria de pequeña escala.	40
3.2	Factores que intervienen en el desvanecimiento a pequeña escala.	41
3.3	Efecto Doppler	42
3.4	Parámetros de los canales móviles multitrayectoria.	43
	3.4.1 Parámetros de dispersión del tiempo.	44
	3.4.2 Ancho de banda de coherencia.	46
	3.4.3 Ensanchamiento Doppler y tiempo de coherencia.	47
3.5	Desvanecimiento producido por la presencia de lluvia.	48
	3.5.1 Modelo Rice-Holmberg.	49
	3.5.2 Modelo J. Chebil.	50
	3.5.3 Modelo de Crane	50
	3.5.4 Modelo de la ITU-R P.530-10	52
3.6	Referencias.	55

CUARTO CAPÍTULO

FUNDAMENTOS TEÓRICOS DE LOS MODELOS Y DE LAS HERRAMIENTAS PROPUESTAS 58

4.1	Estimación de las pérdidas en un sistema inalámbrico fijo considerando materiales comunes de dispersión.	58
	4.1.1 Descripción del escenario de acceso inalámbrico fijo.	58
	4.1.2 Método de interpolación y altura crítica.	60
4.2	Generación de un modelo de propagación multicamino basado en la geometría de un cono circular recto aplicado a una plataforma de gran altitud (HAP).	62
	4.2.1 Descripción del modelo.	62
	4.2.2 Dispersores en el área de cobertura del sistema.	64
4.3	Generación de mapas de atenuación por lluvia para México en frecuencias de operación de sistemas satelitales y HAPs, basados en la recomendación ITU-R. P.618 y en datos proporcionados por el Servicio Meteorológico Nacional.	68
	4.3.1 Descripción del modelo de atenuación por lluvia (ITU-R. P.618).	68
	4.3.2 Estimación de la atenuación por lluvia considerando las mediciones del SMN y los datos de la recomendación ITU-R. P.837.	71
4.4	Desarrollo e implementación de herramientas complementarias al estudio del modelado de canal.	73
	5.4.1 Implementación de una cadena de comunicaciones basada en la capa física del estándar 802.16e (WiMAX).	73
	4.4.1.1 Modulación 16-QAM.	77
	4.4.1.2 Código de bloques Reed Solomon RS(64,48).	78

		10
4.4.1.3	Código Convolutacional CC(2/3,7).	81
4.4.1.4	Transmisión y recepción de audio empleando la cadena de comunicaciones.	82
4.4.2	Implementación de un filtro adaptivo cancelador de ruido empleando Simulink y el procesador digital de señales DSK6713 de Texas Instruments.	85
4.4.2.1	Descripción del algoritmo.	85
4.4.2.2	Implementación del filtro adaptivo.	86
4.4.3	Transferencia del modelo correspondiente a la “Modulación 16-QAM: (Simulink)”, al procesador digital de señales DSK6713.	87
4.4.3.1	Descripción del modelo base y su exportación al DSP.	88
4.4.4	Implementación de un modem digital FSK empleando dos procesadores digitales de señales (DSK6713), para la operación independiente del transmisor y del receptor.	90
4.4.4.1	Descripción de la modulación digital FSK.	91
4.4.4.2	Implementación del modulador digital FSK: (Simulink).	92
4.4.4.3	Implementación del demodulador digital FSK: (Simulink).	93
4.4.4.4	Modificaciones en los modelos para su exportación al DSP.	94
4.5	Referencias.	96

QUINTO CAPÍTULO

RESULTADOS

		100
5.1	Estimación de las pérdidas en un sistema inalámbrico fijo considerando materiales comunes de dispersión.	100
5.2	Generación de un modelo de propagación multicamino basado en la geometría de un cono circular recto aplicado a una plataforma de gran altitud (HAP).	104
5.3	Generación de mapas de atenuación por lluvia para México en frecuencias de operación de sistemas satelitales y HAPs, basados en la recomendación ITU-R. P.618 y en datos proporcionados por el Servicio Meteorológico Nacional.	110
5.4	Desarrollo e implementación de herramientas complementarias al estudio del modelado de canal.	125
5.4.1	Implementación de una cadena de comunicaciones basada en la capa física del estándar 802.16e (WiMAX).	125
5.4.1.1	Modulación 16-QAM.	125
5.4.1.2	Código de bloques Reed Solomon RS(64,48).	127
5.4.1.3	Código Convolutacional CC(2/3,7).	128
5.4.1.4	Transmisión y recepción de audio empleando la cadena de comunicaciones.	131
5.4.2	Implementación de un filtro adaptivo cancelador de ruido	

	empleando Simulink y el procesador digital de señales DSK6713 de Texas Instruments.	132
5.4.3	Transferencia del modelo correspondiente a la “Modulación 16-QAM: (Simulink)”, al procesador digital de señales DSK6713.	136
5.4.4	Implementación de un modem digital FSK empleando dos procesadores digitales de señales (DSK6713), para la operación independiente del transmisor y del receptor.	138
	5.4.4.1 Implementación del modulador digital FSK: (Simulink).	138
	5.4.4.2 Implementación del demodulador digital FSK: (Simulink).	139
	5.4.4.3 Modificaciones en los modelos para su exportación al DSP.	141
5.5	Conclusiones y proyección para trabajos futuros.	146
	5.5.1 Conclusiones	146
	5.5.2 Proyección para trabajos futuros	151
5.6	Referencias	154

ANEXOS

156

A	Códigos generados en Matlab (M-files) para la cadena de comunicaciones basada en el estándar 802.16e (WiMAX).	156
	A.1 Modulación 16-QAM: (M-file).	156
	A.2 Código de bloques Reed Solomon RS(64,48): (M-file).	160
	A.3 Código Convolutacional CC(2/3,7): (M-file).	164
B	Modelos generados en Simulink para la cadena de comunicaciones basada en el estándar 802.16e (WiMAX).	170
	B.1 Modulación 16-QAM: (Simulink).	170
	B.2 Código de bloques Reed Solomon RS(64,48): (Simulink).	173
	B.3 Código Convolutacional CC(2/3,7): (Simulink).	177
	B.4 Modificaciones en el sistema para transmitir y recibir audio: (Simulink).	178
C	Modelos generados para simular y emular el filtro adaptivo cancelador de ruido.	183
	C.1 Implementación del filtro adaptivo: (Simulink).	183
	C.2 Modificaciones en el modelo para su emulación en el DSK6713 de Texas Instruments.	187
D	Modificaciones efectuadas en el modelo correspondiente a la “Modulación 16-QAM” para su emulación sobre el DSK6713.	191
E	Modelos implementados para transferir información entre dos DSK6713 empleando la modulación digital FSK.	194
	E.1 Modelo implementado en Simulink correspondiente al modulador FSK.	194
	E.2 Modelo implementado en Simulink correspondiente al demodulador FSK.	195

	E.3	Modificaciones realizadas sobre los modelos implementados (modulador/demodulador) para su emulación.	196
F		Publicaciones.	199
G		Referencias (ANEXOS).	200

ABREVIATURAS Y ACRÓNIMOS

1G/2G/3G: First/Second/Third generation of mobile phone standards and technology.
ADC: Analog to digital converter.
AM: Amplitud Modulada.
AMPS: Advanced Mobile Phone Service.
AWGN: Additive White Gaussian Noise.
BER: Bit error rate.
BPSK: Binary Phase Shift Keying.
BW: Bandwidth.
CA: Corriente Alterna.
CC: Convolutional Coding.
CD: Corriente Directa.
CDF: Cumulative Distribution Function.
CDMA: Code Division Multiple Access.
COST: Co-operative for Scientific and Technical research.
DAC: Digital to analog converter.
DEMUX: Demultiplexor.
DPSK: Differential Phase Shift Keying.
DSP: Digital signal processor.
 $E_b N_0$: Received bit-Energy to Noise-Power Spectral Density.
EDGE: Enhanced Data Rates for GSM Evolution.
EMAs: Estaciones Meteorológicas Automáticas.
ETACS: Enhanced Total Access Communications System.
FDM: Frequency Division Multiplexing.
FEC: Forward Error Correction.
FM: Frecuencia Modulada.
FSK: Frequency Shift Keying.
FWA: Fixed Wireless Access.
GPRS: General Packet Radio Services.
GSM: Global system for mobile communications.
HAP: High Altitude Platform.
IEEE: Institute of Electrical and Electronics Engineers.
Im: Parte imaginaria.
IMT: International Mobile Telecommunications.
IP: Internet Protocol.
IS-136: Interim Standard 136.
ISI: Intersymbol Interference.
ITU: International Telecommunications Union.
LMS: Least Mean Square
LOS: Line of sight.
LPF: Low Pass Filter
MAN: Metropolitan Area Network.

MATLAB: MATrix LABoratory.
MIMO: Multiple-Input Multiple-Output.
MUX: Multiplexor.
NLOS: Non line of sight.
OFDM: Orthogonal Frequency Division Multiplexing.
PCS: Personal Communications Services.
PDA: Personal Digital Assistant.
PDP: Power Delay Profile.
QAM: Quadrature Amplitude Modulation.
QPSK: Quadrature Phase Shift Keying.
RAM: Random Access Memory.
Re: Parte real.
RMS: Root Mean Square.
RS: Reed Solomon.
Rx: Receptor.
SMN: Servicio Meteorológico Nacional.
SNR: Signal to Noise Ratio.
TDM: Time Division Multiplexing.
Tx: Transmisor.
UMD: Universal Media Disc.
VoIP: Voice over Internet Protocol.
VPN: Virtual Private Network.
WCDMA: Wideband Code Division Multiple Access.
Wi-Fi: Wireless Fidelity.
WiMAX: Worldwide Interoperability for Microwave Access.

Capítulo I

INTRODUCCIÓN

1.1 INTRODUCCIÓN AL MODELADO DE CANAL

En el marco de los sistemas de comunicaciones aquellos sistemas que emplean radio frecuencia para efectuar sus enlaces, se ven afectados por condiciones variantes con el tiempo, además de limitaciones propias del sistema como lo es el nivel de potencia y la frecuencia utilizada en el canal inalámbrico. Es por eso que uno de los objetivos principales al modelar un canal de comunicaciones, es caracterizar todos los factores que pueden ocasionar desvanecimientos en la señal, de modo que sea posible diseñar sistemas que permitan garantizar la calidad del servicio (QoS) que la aplicación requiere, resaltando que normalmente los sistemas son diseñados bajo las peores condiciones que el canal presenta.

El crecimiento a nivel mundial de los servicios de comunicaciones personales durante la última década del Siglo XX aunado a la expansión comercial y tecnológica que se desarrolla actualmente a principios del Siglo XXI resultan ser una prueba de la importancia del estudio de las tecnologías inalámbricas. Por otro lado, la continua aparición de nuevos sistemas que requieren cada vez de un mayor ancho de banda trae consigo el compromiso de desarrollar metodologías más sofisticadas que permitan modelar los canales de comunicaciones para contribuir con un mejor desempeño.

1.2 ORIGENES DEL MODELADO DE CANAL

El análisis estadístico de las comunicaciones así como la teoría del modelado de canal tienen su origen en los laboratorios BELL. El modelado estocástico trabajado por el investigador de los laboratorios BELL Stephen O. Rice se destaca como uno de los logros más importantes en la descripción de las comunicaciones de radio. En 1944 Rice publicó una teoría de ruido aleatorio, la cual desde entonces se ha convertido en el fundamento del análisis estadístico en comunicaciones [1-2]. Este trabajo originalmente usado para caracterizar el ruido en AM (amplitud modulada) y algunas señales de FM (frecuencia modulada) tuvo una aplicación extensiva para la descripción del desvanecimiento de señales, duración estadística del desvanecimiento y la distribución Rician que lleva su nombre. No obstante el tipo de procesos aleatorios descritos por Rice eran señales con una sola dependencia del tiempo.

Con la aparición del concepto de la telefonía celular móvil a mediados de la década de los cuarenta y con el avance progresivo de esta tecnología nuevos modelos de canal fueron necesarios, modelos que describieran el concepto de desvanecimiento espacial multicamino resultaron ineludibles, ya que el usuario de un teléfono celular en la mayoría de los casos se encuentra situado en un ambiente de propagación de alta dispersión originado por objetos tales como el terreno, construcciones y árboles los cuales bloquean la trayectoria de propagación directa entre el usuario y la estación base, dando lugar a que el enlace se establezca a través de múltiples señales dispersadas que alcanzan al receptor en tiempos y con niveles de potencia distintos debido a la diferencia en la longitud del camino recorrido. Estas ondas multicamino provenientes de distintas direcciones crean interferencia constructiva y destructiva [3], lo cual significa que en tanto un receptor se mueve a través del espacio, éste de manera rápida experimenta picos y nulidades en la señal producto del desvanecimiento multicamino.

A medida en que las investigaciones sobre la telefonía móvil se desarrollaban en los laboratorios BELL, algunas innovaciones importantes en el modelado de canal fueron realizadas. El modelo de suma de ondas (*sum of waves model*) para describir el fenómeno del multicamino en el espacio fue propuesto por Ossanna [4]. Clarke extendió posteriormente este trabajo a varias distribuciones de dispersión básicas, aplicando mucha de la teoría del proceso aleatorio Rician al desvanecimiento espacial para receptores móviles [5]. Gans publicó un método para construir un espectro Doppler desde los ángulos de llegada de ondas multicamino [6]. Por otro lado Jakes publicó un trabajo sobre el concepto de diversidad espacial utilizando múltiples antenas para evitar el desvanecimiento profundo de la señal [7-8].

Un resultado importante en toda esta investigación fue el surgimiento del modelo de desvanecimiento omnidireccional Rayleigh. Este modelo asume que las ondas de radio llegan al receptor móvil con la misma potencia desde todas las direcciones. Este canal espacial modela una fluctuación en la potencia de la señal recibida con estadísticas Rayleigh. De esta manera cuando una velocidad constante es asumida por el receptor móvil el modelo provee expresiones analíticas útiles para la coherencia del canal y para las estadísticas de desvanecimiento. Este simple modelo constituye aún la base del diseño de los sistemas de comunicaciones móviles.

1.3 FACTORES A CONSIDERAR EN EL MODELADO DE CANAL

La mayoría de las veces el uso de un canal inalámbrico como medio para establecer un enlace de comunicaciones representa un entorno hostil en lo referente a atenuación, retraso, e incluso a la completa distorsión de la señal transmitida. Es por eso que estudiar y analizar los principales inconvenientes que tienen lugar en un enlace inalámbrico se ha convertido en una tarea importante.

Un medio inalámbrico introduce dificultades para la comunicación por su inherente naturaleza. En general el término desvanecimiento (*fading*) es utilizado para describir las fluctuaciones en la señal transmitida.

Por otro lado, cuando se habla de tales fluctuaciones se debe considerar si un corto intervalo de tiempo (o una corta distancia) ha sido tomado en cuenta, o si por el contrario un largo intervalo de tiempo (o una gran distancia) ha sido considerado. Para un canal inalámbrico, el primer caso mostrará rápidas fluctuaciones en la señal, mientras que el segundo proporcionará una variación mucho más lenta (vista promedio). Por esta razón el primer escenario es formalmente llamado desvanecimiento a pequeña escala (*small-scale fading*), mientras que el segundo es referido como trayectoria de pérdidas a gran escala (*large-scale path loss*) [9], temas que son abordados con mayor detalle en los capítulos subsiguientes donde son presentados algunos de los modelos más representativos.

Además de los tipos de propagación existen otros factores a tomarse en cuenta como lo son los atmosféricos, ya que en el caso de los sistemas de comunicaciones inalámbricos que operan en alta frecuencia, la presencia de lluvia en la trayectoria de transmisión es la principal causa de degradación en el sistema, particularmente cuando se opera con frecuencias por encima de los 10GHz [10-12].

La atenuación de la señal debida a las precipitaciones pluviales es la interferencia causada por gotas de lluvia en las señales electromagnéticas que viajan a través de la atmósfera. Cuando este fenómeno ocurre, la potencia de la señal transmitida es atenuada por la presencia de hidrometeoros. El grado de atenuación originado por las precipitaciones está directamente relacionado con la frecuencia de la señal, de este modo entre mayor sea la frecuencia, el efecto de atenuación en la señal también se incrementa [13-20]. Esto se debe al tamaño de la longitud de onda de las frecuencias, y al tamaño de las gotas de lluvia a través de las cuales la señal tiene que pasar. Así las señales transmitidas a mayor frecuencia cuentan con una longitud de onda cada vez más pequeña dando lugar a que cualquier gota de lluvia cuyo diámetro se aproxime a la mitad de la longitud de onda de cualquier señal que atraviese una trayectoria con lluvia, origine atenuación.

Diferentes metodologías han sido propuestas para modelar la atenuación por lluvia en enlaces de microondas. Estas metodologías pueden ser agrupadas en dos clases: metodologías empíricas basadas en mediciones producidas por estaciones en diferentes zonas climáticas y modelos físicos que intentan reproducir el comportamiento físico implicado en el proceso de atenuación. Tal como se describe en [21], en la mayoría de las ocasiones cuando una aproximación física es utilizada, no todas las entradas requeridas para el análisis se encuentran disponibles. Es por eso que la metodología más empleada es la empírica. Los modelos pertenecientes a esta categoría contienen ecuaciones que modelan un comportamiento que es de naturaleza estadística, considerando diferentes variables, tales como altura de la lluvia (la altura máxima donde la lluvia es encontrada en estado líquido bajo condiciones promedio), tasa de lluvia (la cantidad de lluvia por unidad de tiempo) además de la latitud y longitud entre la estación y tierra.

1.4 EL MODELADO DE CANAL ACTUAL Y LAS TENDENCIAS EN LAS COMUNICACIONES INALÁMBRICAS

Al comienzo del siglo XX la tecnología inalámbrica prometía revolucionar la manera en que se llevaban a cabo las comunicaciones, las cuales hasta entonces estaban basadas en cableado estructurado colocado en postes o tendido bajo tierra. Dicho avance tecnológico fue posible, pero pasaron muchas décadas (ocho aproximadamente) antes de que pudiera ser puesto en operación con el surgimiento de otra de las nuevas tecnologías del siglo XX, la telefonía móvil [22-23]. A partir de este punto fue que la teoría del modelado de canal tomó mayor fuerza con la generación de modelos de propagación tanto empíricos como determinísticos [24], utilizados para caracterizar los canales inalámbricos.

Por otro lado, el continuo avance en las tecnologías inalámbricas en el siglo XXI pretende que en un futuro cercano exista una coexistencia entre los sistemas de comunicaciones inalámbricos de la actualidad como es el caso de IMT-2000, WiFi, WiMAX, plataformas de gran altitud (HAPs), etcétera [25-26]. Por lo que actualmente existen varias tendencias en los sistemas de comunicaciones inalámbricos que enfatizan la necesidad de mejorar y expandir la teoría del modelado de canal.

1.4.1 ALTAS TASAS DE TRANSMISIÓN

La capacidad para la transmisión de datos en los sistemas de comunicaciones inalámbricos actuales es todavía pequeña comparada con los sistemas de comunicaciones alámbricos. Por ejemplo mientras las redes alámbricas de área local (Wired LANs) utilizadas comúnmente ofrecen conexiones Fast Ethernet de 100Mbps, las redes inalámbricas de área local (Wireless LANs) proveen 11Mbps para el caso de la extensión 802.11b, tasa de transmisión que es muy cercana a la ofrecida por la antigua versión de Ethernet (10Mbps), por su parte la extensión 802.11g proporciona 54Mbps lo cual representa aproximadamente la mitad de lo que ofrece la conexión Fast Ethernet [27-29]. No obstante las tasas de transmisión inalámbricas continúan incrementándose. Para entender el empuje de las cada vez más y más altas tasas de transmisión resulta útil considerar una analogía que involucra las tendencias del tamaño de memoria y velocidad del procesador en el mercado de las computadoras personales. A principios de 1980, una computadora personal típica tenía alrededor de 64 kilobytes de memoria RAM y operaba con un procesador a velocidades menores de 1MHz. En el año 2000, una computadora personal típica tenía un procesador que operaba a una frecuencia de reloj cercana a 1GHz y con 100MB de memoria RAM. Actualmente a mediados del año 2007 existen computadoras comerciales con procesadores de 2.8GHz y con 1-4GB de memoria RAM. De esta manera tan pronto como el hardware de la computadora es mejorado, nuevas aplicaciones de software son desarrolladas para explotar las nuevas capacidades de almacenamiento y manipulación de datos.

La analogía con el hardware de las computadoras provee una valiosa lección para la industria de las comunicaciones inalámbricas. Una regla básica que aplica a toda la tecnología de la información establece que, “la tecnología que incrementa la capacidad para almacenar o manipular información es tarde o temprano seguida por nuevas aplicaciones que agotan los recursos”. Para los sistemas inalámbricos, esto significa que la tecnología actual continuará tendiendo hacia tasas de transmisión más altas [30-32]. Por supuesto, tasas de transmisión cada vez más altas implican sistemas inalámbricos que operan con mayores anchos de banda. Así los sistemas inalámbricos futuros operarán con anchos de banda que ampliamente excederán los modelos de canal convencionales, trayendo consigo el requerimiento de nuevas mediciones así como de nuevos modelos de canal.

1.4.2 PROLIFERACIÓN DE LOS DISPOSITIVOS INALÁMBRICOS

Las comunicaciones personales inalámbricas han penetrado en casi todo el entorno terrestre. De manera particular, el crecimiento de la industria celular ha contribuido significativamente con la proliferación de los dispositivos inalámbricos debido su acelerada evolución, la cual comenzó con la aparición de la red analógica de primera generación (1G: AMPS, ETACS) introducida a mediados de la década de 1980, seguida de las redes digitales de segunda generación (2G: IS-136, GSM, IS-95 y 2.5G: EDGE, GPRS) surgidas a principios de la década de 1990, hasta la aparición de las redes de tercera generación (3G: WCDMA, CDMA2000) establecidas por estándar IMT-2000 en 1999 [33-34], las cuales actualmente se encuentran en operación en 137 países y que están siendo introducidas a algunos otros como es el caso de México [35], redes que han sido diseñadas para proveer cobertura global (*global roaming*) y brindar servicios multimedia (voz, datos, fax, video, etcétera). De esta manera, el continuo desarrollo en las tecnologías inalámbricas móviles actualmente ha hecho posible utilizar un teléfono inalámbrico en casi cualquier ubicación, incluso en móviles inusuales como los barcos. Por otro lado, el desarrollo de otros sistemas de comunicaciones inalámbricos como WiFi, WiMAX, HAPs, etcétera, con la gran cantidad de aplicaciones que éstos ofrecen [36-38], también han contribuido en gran medida con la expansión acelerada de otro tipo de dispositivos móviles como PDAs (*Personal Digital Assistant*), computadoras portátiles (*notebooks*), terminales de entretenimiento como UMDs (*Universal Media Disc*), etcétera, los cuales de igual forma se encuentran inmersos en canales inalámbricos.

Así, debido a que este tipo de canales son altamente dependientes del entorno en el cual operan, y dado que las futuras aplicaciones inalámbricas operarán en casi cualquier ambiente imaginable, habrá una gran diversidad de canales que requerirán ser caracterizados.

1.4.3 ANTENAS INTELIGENTES

Arreglos adaptivos y otro tipo de técnicas de antenas inteligentes son tecnologías que están emergiendo para mejorar los enlaces inalámbricos y mitigar la interferencia en un sistema de acceso múltiple [39-41]. Muchos sistemas de comunicaciones multiusuario tales como las redes de telefonía celular tuvieron, hasta finales del siglo XX operaciones por debajo de

la capacidad para la que fueron diseñados. En tanto el mercado para estos sistemas ha crecido y madurado, el tráfico en la red ha crecido también. De esta manera, la tecnología de antenas inteligentes es vista como una solución económica y efectiva para mitigar el problema de congestión en la red.

Una antena direccional en un receptor o transmisor cambia drásticamente las características del canal. Los modelos de canal que alguna vez se aplicaron a antenas omnidireccionales deben ser modificados y mejorados para tomar en cuenta la nueva distorsión espacio-tiempo en el canal producida por la antena direccional.

1.4.4 HARDWARE

Durante años, la investigación fundamental en comunicaciones inalámbricas ha producido variadas innovaciones en modulaciones, accesos múltiples y procesamiento de señales con el objetivo de combatir la distorsión introducida por un canal inalámbrico. No obstante, hasta hace algunos años sólo un pequeño subconjunto de estas innovaciones habían podido ser puestas en práctica, debido a que muchos de los algoritmos y técnicas no tenían una implementación factible en hardware [42-45].

Sin embargo, la tecnología de radio frecuencia y de procesamiento digital de señales continúa desarrollándose. El poder computacional de los circuitos en banda base se sigue incrementando. Los circuitos integrados de radio frecuencia se encuentran operando a niveles de potencia más altos y a mayores frecuencias. Sobre todo, la fabricación de estos componentes transmisores y receptores se está convirtiendo en algo cada vez más accesible en precio. Como resultado muchos algoritmos y técnicas que no son factibles de implementar actualmente, se convertirán en realizables a futuro.

Las capacidades agregadas de los receptores de radio futuros, permitirán que éstos sean capaces de combatir los efectos perjudiciales del canal multicamino a través de nuevas e innovadoras maneras. Los receptores del futuro necesitarán más que sólo una aproximación *ad hoc* sobre el canal de radio. El diseño de los receptores futuros requerirá de modelos que reproduzcan de forma detallada las características de la dispersión, la variación en el tiempo y la variación en el espacio de un canal inalámbrico real. Por lo que la tendencia es contar con un hardware más rápido, más pequeño y más barato.

1.4.5 CONGESTIÓN EN LAS BANDAS DE FRECUENCIA

El ancho de banda es un recurso finito, a medida que continúe el despliegue de los sistemas inalámbricos con un requerimiento de cada vez mayor ancho de banda, la congestión de frecuencias se convierte en un problema. Una solución es moverse fuera de las bandas de frecuencia comunes a bandas de frecuencia más altas, frecuencias con poca densidad de usuarios en las bandas microondas superiores y milimétricas. No obstante, la propagación en dichas frecuencias como se mencionó anteriormente (sección 1.3) presenta una serie de problemas completamente diferentes donde las condiciones climatológicas (presencia de hidrometeoros) necesitan ser tomadas en cuenta, por lo que los modelos de canal

desarrollados para frecuencias bajas, resultan inadecuados para caracterizar sistemas inalámbricos en altas frecuencias.

1.4.6 PLATAFORMAS DE GRAN ALTITUD (HAPs)

Una alternativa tecnológica capaz de ofrecer un amplio rango de aplicaciones en el ámbito de las telecomunicaciones (telefonía celular, servicios de distribución de banda ancha multipunto, acceso a redes locales digitales, etc) son las denominadas plataformas de gran altitud (HAPs) [46-49], cuyas características técnicas y de operación pueden ser encontradas en la recomendación ITU-R F.1500 [50]. De manera general, las plataformas de gran altitud pueden ser descritas como aeroplanos o aeronaves (principalmente dirigibles), que pueden ser tripuladas o no, colocadas en la estratosfera entre 21 y 25 kilómetros de altitud operando en frecuencias situadas en 28GHz (asignación para México), 31GHz y 48GHz [51], con una posición cuasi-estacionaria con respecto a tierra, vehículos aéreos que son capaces de mantenerse en operación durante largos periodos de tiempo (hasta por 6 meses), los cuales cuentan con tres diferentes tipos de áreas de cobertura (urbana, suburbana y rural) con un alcance de hasta 200Km de diámetro [52], lo que las hace atractivas para la provisión de servicios de comunicaciones personales futuros.

Por otro lado, dentro de las principales ventajas de integrar sistemas basados en HAPs se encuentran: El costo efectivo de proveer cobertura en regiones poco rentables como las rurales y las marítimas, la flexibilidad que poseen las plataformas de brindar movilidad en función de las necesidades incluyendo situaciones de emergencia (*mobility on demand*) [53], la posibilidad de poder ser traídas a tierra para ser reparadas o actualizadas, un despliegue más rápido con respecto a los satélites los cuales requieren de varios años desde su consecución inicial hasta su lanzamiento (lo cual a menudo trae consigo que la tecnología que portan resulte anticuada para el tiempo en que son puestos en operación) [54], y su capacidad de integración que le permitirá coexistir con los sistemas de comunicaciones que pretenden brindar los servicios de comunicaciones futuros (WiMAX, IMT-2000, etc) [55]. En la Tabla No. 1.1; se muestra un resumen con las principales características de las plataformas de gran altitud [46-55].

Tabla No. 1.1: Principales características de las plataformas de gran altitud (HAPs).

Parámetros	Descripción
Tipo de vehículo aéreo	Aeroplanos o aeronaves (principalmente dirigibles).
Modalidad de operación	No tripulado/Tripulado.
Suministro de energía	Mediante combustible o energía solar.
Tiempo de operación	Hasta por 6 meses.
Localización	Situadas en la estratosfera (entre 20 y 25 kilómetros de altitud).
Frecuencia de operación	28GHz, 31GHz, y 48GHz.
Tipo de área de cobertura	Urbana, suburbana y rural.
Tamaño del área de cobertura	Hasta 200 kilómetros de diámetro.
Aplicaciones	Telefonía celular, servicios de Internet de banda ancha, mediciones meteorológicas, observación de la tierra, localización, detección remota, monitoreo del nivel de contaminantes, movilidad en función de la demanda de servicio, etcétera.

Así, con base en lo descrito anteriormente la introducción de estos sistemas requerirá de nuevos modelos de canal que caractericen los enlaces provistos por las plataformas de gran altitud.

1.5 JUSTIFICACIÓN

El desarrollo de las comunicaciones inalámbricas ha propiciado una demanda de servicios que coloca a esta tecnología entre las de más rápido crecimiento de los tiempos modernos. Este crecimiento ha estimulado la investigación en muchos campos entre los que se encuentran aquellos relacionados con el uso eficiente del ancho de banda, la investigación sobre las técnicas de modulación, la teoría de códigos, y el objetivo central de este trabajo de investigación que es el estudio del modelado de canal.

El modelado de canal o la representación matemática de la propagación de las ondas de radio desde un transmisor a un receptor, es un tópico importante y ampliamente estudiado en el campo de las comunicaciones inalámbricas. Un enlace de radiofrecuencia en términos generales experimenta afectaciones producidas por una combinación de las condiciones atmosféricas y del entorno terrestre. Es por eso que un modelo de canal constituye una herramienta fundamental para predecir el funcionamiento de todo sistema de comunicaciones inalámbrico durante la etapa de diseño. A continuación se presentan algunas cuestiones técnicas, así como algunas tendencias futuras que sustentan el estudio del modelado de canal en el ámbito de las comunicaciones inalámbricas.

- El canal inalámbrico es un medio aleatorio cuyo conocimiento es esencial para la operación eficiente de un enlace de comunicaciones.
- Cada tipo de canal inalámbrico requiere de un análisis específico para describir de mejor manera las características particulares del canal.
- El uso de un rango de frecuencias cada vez más elevado resulta en la actualidad atractivo y rentable para los enlaces inalámbricos debido a la disponibilidad del ancho de banda, no obstante esto trae consigo algunas implicaciones físicas, ya que a mayor frecuencia las señales son más susceptibles a las afectaciones climáticas por lo que estimar sus efectos representa una cuestión importante.
- Debido a la proliferación de los dispositivos inalámbricos a nivel comercial, existen nuevas aplicaciones en desarrollo que pretenden dar solución a la demanda de servicios por medio de la coexistencia de los sistemas inalámbricos (Infraestructura híbrida: *Satellites/Wired/Wireless*), por lo que nuevos modelos de canal continuarán siendo requeridos.
- La tendencia de los nuevos estándares de comunicaciones inalámbricos es brindar cobertura en todo momento y en todo lugar (*anytime anywhere connectivity*), lo cual

representa un aspecto importante para el modelado de canal con el propósito de cumplir con los altos requerimientos establecidos de calidad de servicio.

Por otro lado en lo concerniente al modelado de canal y su relación con las plataformas de gran altitud, a continuación se presentan algunos puntos que fueron tomados en cuenta para la elección de esta tecnología como objeto de estudio del modelado de canal.

- Las plataformas de gran altitud (HAPs) pretenden ofrecer una amplia gama de servicios de telecomunicaciones (Telefonía celular, servicios de Internet de banda ancha, mediciones meteorológicas, localización, etcétera). Por lo que resultan ser una tecnología atractiva con muchas posibilidades de ser estudiada, ya que de ser puesta en operación requerirá de análisis que permitan caracterizar el sistema.
- Cuentan con la facultad de poder ser traídas a tierra para ser actualizadas o reparadas, pretenden dar servicio en diferentes tipos de áreas de cobertura (urbana, suburbana y rural), además de que ofrecen una alta movilidad ante situaciones de emergencia (desastres naturales, misiones militares, etcétera). En este sentido, modelos de canal que consideren las condiciones particulares de cada entorno (área de cobertura) necesitarán ser desarrollados.
- Contemplan con la posibilidad de coexistir con otros sistemas inalámbricos (WiFi, WiMAX, IMT-2000). Por lo que existirá la necesidad de estudiar escenarios con características híbridas.
- Cuentan con la capacidad de ofrecer servicios de banda ancha y contribuyen a reducir la congestión en frecuencia al situarse en la banda milimétrica (30GHz-300GHz). No obstante, el hecho de operar en altas frecuencias trae consigo la consideración de severas afectaciones producidas por las condiciones atmosféricas, las cuales tendrán que ser tomadas en cuenta en el diseño de los enlaces inalámbricos.

De esta manera soportado en lo descrito anteriormente, el estudio del modelado de canal representa una gran oportunidad para realizar aportaciones concernientes a la caracterización de los sistemas de comunicaciones inalámbricos, donde manera particular se ha elegido una tecnología que contempla muchas de las aplicaciones actuales y futuras.

1.6 OBJETIVOS

1.6.1 OBJETIVO GENERAL

Estudiar, analizar e implementar modelos de canal por medio de técnicas de simulación, haciendo uso de éstas para evaluar el rendimiento de sistemas de comunicaciones inalámbricos basados en plataformas de gran altitud (HAPs).

1.6.2 OBJETIVOS ESPECÍFICOS

- Estimar la atenuación provista por materiales comúnmente empleados en construcción, a partir de la extrapolación de datos proporcionados en fuentes bibliográficas, para efectuar un análisis comparativo entre la potencia de la señal recibida de las componentes LOS y NLOS en un escenario urbano para una plataforma de gran altitud (HAP).
- Proponer un modelo de canal que describa la propagación de las componentes reflejadas al interior del área de cobertura de una plataforma de gran altitud (HAP), por medio de un análisis geométrico que permita caracterizar la presencia del fenómeno multicamino en un ambiente urbano.
- Generar mapas para el territorio nacional que describan la atenuación producida por la presencia de hidrometeoros en frecuencias de operación de sistemas satelitales y HAPs, empleando mediciones proporcionadas por el servicio meteorológico nacional (SMN) y la metodología provista por la ITU.
- Desarrollar herramientas o mecanismos que contribuyan a reducir las condiciones adversas provistas por los canales inalámbricos, por medio del uso de software especializado (MATLAB) y del procesador digital de señales DSK6713 de Texas Instruments, para complementar el estudio del modelado de canal.

1.7 REFERENCIAS.

- [1] S. O. Rice, *Mathematical Analysis of Random Noise*. Bell System Technical Journal, July 1944, Vol. 23, p.282-332.
- [2] S. O. Rice, *Mathematical Analysis of Random Noise (continued)*. Bell System Technical Journal, Jan 1945, Vol. 24, p. 46-156.
- [3] K. Salkintzis, *On the Combining of Multipath Signals in Narrowband Rayleigh Fading Channels*, IEEE Transactions on Broadcasting, Vol. 45, p. 192-195, June 1999.
- [4] J. F. Ossanna, *A Model For Mobile Radio Fading Due to Building Reflections*, Theoretical and Experimental Fading Waveform Power Spectra, Bell System Technical Journal, Nov 1964, p. 2935-2971.
- [5] R. H. Clarke, *A Statistical Theory of Mobile-Radio Reception*, Bell System Technical Journal, 1968, Vol. 47, p. 957-1000.
- [6] M. J. A. Gans, *Power-Spectral Theory of Propagation in the Mobile Radio Environment*, IEEE Transactions on Vehicular Technology, Feb 1972, Vol. VT-21, p. 27– 38.

- [7] W. C. A. Jakes, *Comparison of Specific Space Diversity Techniques for Reduction of Fast Fading in UHF Mobile Radio Systems*, IEEE Transactions on Vehicular Technology, Nov 1971, Vol. VT-20, p. 81-91.
- [8] W. C. Jakes, *Microwave Mobile Communications*, IEEE Press, New York, 1974.
- [9] N. Mandayam, *Introduction to Mobile Radio Propagation and Characterization of Frequency Bands*, Wireless Communications Technologies, p. 1-11.
- [10] Sum Chin Sean, et al, *Studies on Characteristics of Rain Fade at 23 GHz for Terrestrial Links*, Asia-Pacific Conference on Applied Electromagnetics, APACE 2003, p. 76-78, Aug. 2003.
- [11] T. Boonchuk, et al, *Rain Attenuation of Satellite link in Ku-band at Bangkok*, 2005 Fifth International Conference on Information, Communications and Signal Processing, p. 1093-1096, Dec. 2005.
- [12] Joo-Hwan Lee, et al, *Real-Time Estimation of Rain Attenuation on the Satellite Link*, The 57th IEEE Semiannual Vehicular Technology Conference 2003, p. 2291-2294, April 2003.
- [13] Lin Der-Phone and Chen Hsing-Yi, *An Empirical Formula for the Prediction of Rain Attenuation in Frequency Range 0.6 -100 GHz*, IEEE Transactions on Antennas and Propagation, Vol. 50, p. 545-551, April 2002.
- [14] D. C. Hogg and T. S. Chu, *The Role of Rain in Satellite Communications*, IEEE Proceedings, vol. 63, p- 1308-1331, Sept. 1975.
- [15] D. V. Rogers and R. L. Olsen, *Calculation of Radiowave Attenuation due to Rain at Frequency up to 1000GHz*, Communications Research Center, Dept. of Communications, Ottawa, ON, Canada, Rep. 1299, 1976.
- [16] T. Oguchi, *Electromagnetic Wave Propagation and Scattering in Rain and other Hydrometers*, IEEE Proceedings, vol. 71, p 1209-1078, Sept. 1983.
- [17] R. K. Crane, *Electromagnetic Wave Propagation through Rain*, New York, Wiley 1996.
- [18] J. A. Morrison and M. J. Cross, *Scattering of a Plane Electromagnetic Wave by Axisymmetric Raindrops*, Bell Syst Tech J., Vol. 53, p. 955-1019, July/Aug. 1974.
- [19] L. W. Li, P. S. Kooi, M. S. Leong, T. S. Yeo, and M Z. Gao, *Microwave: Part I-Theory*, IEEE Transactions on Antennas and Propagation, Vol. 43, p. 811-821, Aug. 1995.
- [20] L. W. Li, P. S. Kooi, M. S. Leong, T. S. Yeo, and M Z. Gao, *Microwave: Part II-Predictions*, IEEE Transactions on Antennas and Propagation, Vol. 43, p. 821-828, Aug. 1995.
- [21] R. Crane, W. Dissanayake, *Propagation Experiment: Attenuation Distribution Observations and Prediction Model Comparison*, Proceedings of the IEEE, June 1997, p. 879-892.
- [22] A. Dornan, *The Essential Guide to Wireless Communications Applications*, Prentice Hall, May. 2002.

- [23] T. S. Rappaport, *The Wireless Revolution*, IEEE Communications Magazine, Nov. 1991, Vol. 29, p. 61-71.
- [24] A. Aguiar, J. Gross, *Wireless Channels Models*, Telecommunications Networks Group, TKN Technical Report TKN-03-007, Berlin, April. 2003.
- [25] S. Jindal, et al, *Grouping WI-MAX, 3G and WI-FI for wireless broadband*, The First IEEE and IFIP International Conference in Central Asia on Internet 2005, Sept 2005.
- [26] P. Likitthanasate, et al, *Coexistence Performance of High Altitude Platform and Terrestrial Systems sharing a common downlink WiMAX frequency band*, Electronics Letters, Vol. 41, July 2005, p. 858-860.
- [27] I. Crayford, *"Fast Ethernet" gets plug-and-play*, Conference Record, Microelectronics Communications Technology Producing Quality Products Mobile and Portable Power Emerging Technologies, Nov. 1995.
- [28] N. Fourty, *Comparative analysis of new high data rate wireless communication technologies "From Wi-Fi to WiMAX"*, Autonomic and Autonomous Systems and International Conference on Networking and Services, Oct. 2005.
- [29] B. MITCHEL, *Wired vs. Wireless Networking*, Disponible en: <http://www.nytimes.com/ads/intel/site/network8.html> [Online].
- [30] T. S. Rappaport, A. Annamalai, R. Buehrer, H. Tranter, *Wireless Communications: Past Events and a Future Perspective*, IEEE Communications Magazine, p. 148-161, May. 2002.
- [31] V. K. Bhargava, *State of the art and future trends in wireless communications: advances in the physical layer*, Proceedings of the 4th Annual Communications Networks and Services Research Conference 2006, May 2006.
- [32] V. Desai, J. Kepler, and J. Van Peurseem, *A high data rate, slow frequency-hop multimedia system for mobile applications*, Vol. 2, p. 751-755, Oct. 1997.
- [33] G. Lawton, *What Lies Ahead for Cellular Technology*, Computer, Vol. 38, p. 14-17, Jun. 2005.
- [34] M. Steer, *Beyond 3G*, IEEE Microwave Magazine, Vol. 8, p. 76-82, Feb. 2007.
- [35] QUALCOMM, *3G Operators*, Disponible en: <http://www3Gtoday.com> [Online].
- [36] P. S. Henry, et al, *WiFi what's next?*, IEEE Communications Magazine, Vol. 40, p. 66-72, Dec. 2002.
- [37] S. Greenwood, *Imperatives for the Wireless Internet & Mobile WiMAX devices*, WiMAX London 2007, p. 1-22, April 2007.
- [38] Z. Elabdin, et al, *High Altitude Platform for Wireless Communications and Other Services*, Electronics and Communications Engineering Journal, Vol. 13, p. 127-137, June 2001.
- [39] L. Godara, *Applications of Antenna Arrays to Mobile Communications, Part I: Performance Improvement, Feasibility, and System Considerations*, Proceedings of the IEEE, July 1997, p. 1031-1060.

- [40] J. Winters, *Smart Antennas for Wireless Systems*, IEEE Personal Communications, Feb 1998, Vol. 1, p. 23-27.
- [41] G. Foschini, *Layered Space-Time Architecture for Wireless Communication in a Fading Environment When Using Multi-Element Antennas*, Bell Labs Technical Journal, 1996, p. 41-69.
- [42] M. Feng, et al, *Device Technologies for RF front-end circuits in next-generation wireless communications*, Proceedings of the IEEE, Vol. 92, p. 354-375, Feb. 2004.
- [43] P. Fines, *Radio Architectures Employing DSP Techniques*, IEE Workshop on Microwave and Millimetre-Wave Communications, p. 10/1-10/5, Nov. 1995.
- [44] B. Daneshrad, *Integrated Circuit Technologies for Wireless Communications*, The Ninth IEEE International Symposium, Personal, Indoor and Mobile Radio Communications 1998, Vol. 1, p. 365-369, Sept. 1998.
- [45] B. Zhao, *Analog/Mixed-Signal and RF Integrated Circuit Technologies for Wireless Communications*, Proceedings. 7th International Conference Solid-State and Integrated Circuits Technology 2004, Vol. 2, p. 1220-1225, Oct. 2004.
- [46] G. M. Djuknic, J. Freidenfelds, and Y. Okunev, *Establishing Wireless Communications Services via High Altitude Platforms: A concept whose time has come?*, IEEE Commun. Mag, p. 128-135, Sept. 1997.
- [47] C. A. Robinson, Jr., *High Capacity Aerial Vehicles aid Wireless Communications*, Signal, p. 16-20, Apr. 1997.
- [48] D. Grace, N. E. Daly, T. C. Tozer, and A. G. Burr, *LMDS from High Altitude Aeronautical Platforms*, in IEEE GLONCOM'99, Rio de Janeiro, Brazil, p. 2625-2629, Dec. 1999.
- [49] F. DAVIS, M. Mondin, and P. Mulassano, *On the use of HALE platforms as GSM base-stations*, IEEE Pers. Commun. Mag., p. 37-44, Apr. 2001.
- [50] ITU, International Union of Telecommunications. *ITU-R F.1500 Recommendation: Preferred characteristics of systems in the fixed service using high altitude platform stations operating in the bands 47.2–47.5 GHz and 47.9–48.2 GHz*, 2000.
- [51] M. Oodo, et al, *Sharing and Compatibility Study between Fixed Service using High Altitude Platforms Stations (HAPs) and other Services in 31/28GHz Bands*, Wireless Personal Commun, Vol. 23, p. 3-14, 2002.
- [52] E. Cianca, et al, *Integrated Satellite-HAP Systems*, IEEE Communications Magazine, Vol. 43, p. supl.33-supl.39, Dec. 2005.
- [53] F. DAVIS, R. Fantini, M. Mondin, and P. Savi, *Small-Scale Fading for High-Altitude Platform (HAP) Propagation Channels*, IEEE Journal on Selected area in Communications, Vol. 20, April 2002.
- [54] T. C. Tozer, et al, *High-Altitude Platforms for Wireless Communicactions*, Engineering Journal on Electronics and Comm., Vol. 13, p. 127-137, June 2001.
- [55] B. T. Ahmed, *WiMAX in High Altitude Platforms (HAPs) Communications*, The 9th European Conference on Wireless Technology, p. 245-248, Sept 2006.

Capítulo II

PROPAGACIÓN EN CANALES DE RADIO MÓVILES: MODELOS DE PROPAGACIÓN A GRAN ESCALA (Large-Scale Models)

2.1 INTRODUCCIÓN A LA PROPAGACIÓN DE ONDAS DE RADIO.

El uso de canales de radio móviles trae consigo limitaciones en el funcionamiento de los sistemas de comunicaciones inalámbricos, ya que la trayectoria de la señal entre transmisor y receptor puede variar desde el caso ideal en el que se presenta línea de vista (LOS) hasta el caso donde la transmisión puede llegar a ser severamente obstruida por edificios, montañas u otros elementos como el follaje (NLOS) [1]. A diferencia de los canales alámbricos los cuales son estacionarios y predecibles, los canales de radio son extremadamente aleatorios, lo cual trae como consecuencia que su análisis no resulte sencillo, ya que incluso la velocidad con la que se mueve una terminal móvil impacta en que tan rápidamente la señal se desvanece [2-3]. De esta manera el modelado de canal ha sido históricamente una de las partes más difíciles en el diseño de los sistemas de radio móviles, el cual es típicamente caracterizado de manera estadística a través de mediciones realizadas para sistemas o bandas de frecuencia en específico.

Los mecanismos de propagación de las ondas electromagnéticas pueden ser generalmente atribuidos a la reflexión, la difracción, y la dispersión. La mayoría de los sistemas de radio celulares operan en áreas urbanas donde no hay LOS, siendo la presencia de los altos edificios la causa de severas pérdidas por difracción. Debido a las múltiples reflexiones producidas por varios objetos, las ondas electromagnéticas viajan a través de múltiples trayectorias de distintas longitudes. La interacción entre esas ondas causa lo que se denomina como desvanecimiento multitrayectoria (multicamino), donde la potencia decrece en tanto la distancia entre transmisor y receptor se incrementa [4-5].

Modelos de propagación han sido tradicionalmente enfocados en predecir la potencia promedio de la señal recibida a una distancia dada desde el transmisor, así como la variación en la potencia de señal en una aproximación espacial cercana a una localización en particular. Los modelos de propagación que predicen la potencia promedio de la señal para una distancia de separación arbitraria entre transmisor y receptor son útiles para estimar el radio del área de cobertura de un transmisor, y son llamados modelos de propagación a gran escala (*Large-Scale Models*), ya que caracterizan la potencia de la señal sobre grandes distancias de separación Tx-Rx (varios cientos o miles de metros) [6-7]. Por otro lado, modelos de propagación que caracterizan las rápidas fluctuaciones de la potencia

de la señal recibida sobre muy cortas distancias de propagación (algunas longitudes de onda) o cortas duraciones de tiempo (en el orden de segundos) son llamados modelos de pequeña escala [8-10].

En tanto un móvil se mueva sobre distancias muy pequeñas, la potencia instantánea de la señal recibida podría fluctuar rápidamente dando lugar al desvanecimiento a pequeña escala. La razón de esto es que la señal recibida es una suma de muchas contribuciones provenientes de distintas direcciones. En el desvanecimiento a pequeña escala, la potencia de la señal recibida podría variar tanto como tres o cuatro ordenes de magnitud (30 o 40dB) cuando el receptor es movido tan sólo una fracción de longitud de onda. Por otro lado, en tanto el móvil se aleje del transmisor sobre distancias mucho más grandes, la señal promedio local recibida gradualmente disminuirá, por lo que los modelos de propagación a gran escala intentan predecir este nivel promedio local de la señal.

2.2 MODELO DE PROPAGACIÓN EN EL ESPACIO LIBRE.

El modelo de propagación en el espacio libre es utilizado para predecir la potencia de la señal recibida cuando el transmisor y el receptor cuentan con línea de vista, es decir existe una trayectoria clara, no obstruida entre ellos [11]. Sistemas de comunicaciones satelitales y enlaces de radio de microondas que cuentan con línea de vista experimentan propagación en el espacio libre.

La potencia recibida (en watts) por una antena receptora la cual está separada de la antena transmisora por una distancia d , está dada por la siguiente expresión (Ecuación de Friis).

$$P_r(d) = \frac{P_t G_t G_r \lambda^2}{(4\pi)^2 d^2 L} \quad (2.1)$$

Donde P_t es la potencia transmitida, $P_r(d)$ es la potencia recibida la cual es una función de la distancia de separación entre transmisor y receptor, G_t es la ganancia de la antena transmisora, G_r es la ganancia de la antena receptora, d es la distancia de separación Tx-Rx en metros, L es el factor de pérdidas del sistema no relativo a la propagación ($L \geq 1$), y λ es la longitud de onda en metros. La ganancia de una antena está dada por la siguiente expresión.

$$G = \frac{(4\pi)A_e}{\lambda^2} \quad (2.2)$$

Donde A_e es la apertura efectiva, la cual se relaciona con el tamaño físico de la antena, mientras que λ está relacionada con la frecuencia de la portadora de la siguiente manera.

$$\lambda = \frac{c}{f} \quad (2.3)$$

Donde f es la frecuencia de la portadora en Hertz, y c es la velocidad de la luz dada en metros por segundo. Los valores para P_t y P_r deben ser expresados en las mismas unidades, mientras que G_t y G_r son cantidades adimensionales. Las pérdidas L son usualmente debidas a la atenuación de las líneas de transmisión, a las pérdidas provistas por los filtros, y a las pérdidas de la antena en un sistema de comunicaciones, donde un valor de ($L = 1$) indica que no hay pérdidas físicas (por *hardware*) en el sistema.

La ecuación de Friis mostrada en (2.1) muestra que la potencia recibida decrece en proporción al cuadrado de la distancia de separación entre Tx-Rx. Esto implica que la potencia recibida decae con la distancia a una razón de 20dB por década.

Por otro lado, la trayectoria de pérdidas la cual representa la atenuación de la señal medida en dB, es definida como la diferencia (en dB) entre la potencia transmitida efectiva y la potencia recibida. La trayectoria de pérdidas para el modelo del espacio libre es definida por medio de la siguiente expresión.

$$L(dB) = 10 \log\left(\frac{P_t}{P_r}\right) = -10 \log\left(\frac{G_t G_r \lambda^2}{(4\pi)^2 d^2}\right) \quad (2.4)$$

Una vez presentado lo anterior, es importante mencionar que el modelo del espacio libre de Friis es únicamente válido para predecir la potencia recibida P_r para valores de d que se encuentren más allá de la distancia d_f denominada *far-field*, la cual está relacionada con la dimensión de la abertura más grande de la antena transmisora así como con la longitud de onda de la portadora. De esta manera, la distancia *far-field* o *Fraunhofer* es definida por.

$$d_f = \frac{2D^2}{\lambda} \quad (2.5)$$

Donde D es la dimensión física de la abertura más grande de la antena. Adicionalmente, d_f debe satisfacer.

$$d_f \gg D \quad (2.6)$$

Así como.

$$d_f \gg \lambda \quad (2.7)$$

Además, es claro que la ecuación (2.1) no se mantiene para $d = 0$. Por esta razón, los modelos de propagación a gran escala utilizan una distancia cercana denominada d_o . Esta distancia de referencia debe estar colocada en la región *far-field*, esto es $d_o \geq d_f$, siendo d_f elegida para que resulte ser más pequeña que cualquier distancia práctica utilizada en los sistemas de comunicaciones móviles.

2.3 MODELOS DE PROPAGACIÓN EN EXTERIORES: (Outdoor Propagation Models).

Las transmisiones de radio en un sistema de comunicaciones móviles a menudo tienen lugar sobre terrenos irregulares. El perfil del terreno de un área en particular necesita ser tomado en cuenta para estimar la trayectoria de pérdidas, ya que este perfil puede variar desde considerar simples curvaturas en la tierra hasta consideraciones de zonas montañosas [12].

Por otro lado, la presencia de árboles, edificios, y otros obstáculos también deben ser tomados en cuenta. De esta manera, un gran número de modelos de propagación se encuentran disponibles para predecir la trayectoria de pérdidas sobre terrenos irregulares, los cuales varían ampliamente en complejidad y precisión. Muchos de estos modelos están basados en interpretaciones sistemáticas de datos de mediciones obtenidas en el área de servicio.

En esta sección son presentados algunos de los modelos comúnmente utilizados para el caso de la propagación en exteriores, por lo que en la Tabla No. 2.1 y No. 2.2 respectivamente se define la clasificación de los diferentes tipos de área y tamaños de ciudades a los cuales los modelos hacen alusión.

Tabla No. 2.1: Clasificación de los tipos de área.

Tipo de área	Descripción
Urbana	Área densa de uso comercial y de negocios con edificaciones de 5 a 10 pisos.
Suburbana	Presencia de estructuras altas compuesta principalmente por edificaciones de 1 o 2 pisos.
Rural	Áreas abiertas con estructuras que generalmente no exceden 1 piso.

Tabla No. 2.2: Clasificación de los tamaños de ciudades.

Tamaño de ciudad	Descripción
Grande	Más de 750,000 habitantes
Mediana	Entre 100,000 y 750,000 habitantes
Pequeña	Menos de 100,000 habitantes

2.3.1 MODELO DE OKUMURA

El modelo de Okumura es uno de los más ampliamente utilizados en áreas urbanas. Este modelo es aplicable para frecuencias en el rango de 150MHz a 1920MHz (Aunque es típicamente extrapolado hasta 3000MHz) y distancias de 1Km a 100Km. Puede ser usado para alturas en la antena de la estación base de 30m a 1000m [5].

Okumura desarrolló una serie de curvas proporcionando la atenuación media relativa al espacio libre A_{mu} , en un área urbana sobre un terreno cuasi-liso con una altura efectiva de la antena de la estación base h_{BS} de 200m y una altura de la antena del móvil h_{MS} de 3m. Estas curvas fueron desarrolladas a partir de extensas mediciones utilizando antenas verticales omnidireccionales tanto en la estación base como en el móvil, y están graficadas en función de la frecuencia f en el rango en el rango de 100MHz a 1920MHz y como una función de la distancia d a partir de la estación base en un rango de 1Km a 100Km.

Para determinar la trayectoria de pérdidas usando el modelo de Okumura, es necesario en primer lugar determinar la trayectoria de pérdidas en el espacio libre entre los puntos de interés, para posteriormente añadir el valor de $A_{mu}(f, d)$ junto con factores de corrección para tomar en cuenta el tipo de terreno. De esta manera, el modelo de Okumura puede ser expresado como sigue.

$$L_{50}(dB) = L_F + A_{mu}(f, d) - G(h_{BS}) - G(h_{MS}) - G_{AREA} \quad (2.8)$$

Donde, L_{50} es el 50% (mediana) de la trayectoria de pérdidas de propagación, L_F son las pérdidas de propagación en el espacio libre las cuales pueden ser obtenidas a partir de la ecuación mostrada en (2.4), A_{mu} es la atenuación media relativa al espacio libre, $G(h_{BS})$ es el factor de ganancia de la altura de la antena de la estación base, mientras que $G(h_{MS})$ es el factor de ganancia de la altura de la antena del móvil, destacando que estas ganancias son estrictamente una función de la altura y no tienen nada que ver con los patrones de radiación de la antena, mientras que G_{AREA} es la ganancia debida al tipo de terreno. Las curvas para obtener A_{mu} y G_{AREA} para un rango de frecuencias hasta 3000MHz pueden ser encontradas en [5].

Por otro lado, Okumura encontró que $G(h_{BS})$ varía a una razón de 20dB por década y que $G(h_{MS})$ varía a una razón de 10dB por década para alturas menores a 3m.

$$G(h_{BS}) = 20 \log \left(\frac{h_{BS}}{200} \right) \quad 1000m > h_{BS} < 30m \quad (2.9)$$

$$G(h_{MS}) = 10 \log \left(\frac{h_{MS}}{3} \right) \quad h_{MS} \leq 3m \quad (2.10)$$

$$G(h_{MS}) = 20 \log \left(\frac{h_{MS}}{3} \right) \quad 10m > h_{MS} < 3m \quad (2.11)$$

Otras correcciones pueden ser aplicadas al modelo de Okumura, por ejemplo algunas que tienen que ver con parámetros relativos al terreno tales como la altura de las ondulaciones (Δh), la pendiente promedio del terreno, parámetros mixtos (tierra-mar), etcétera, son factores de corrección que pueden ser encontrados en las curvas de Okumura [13].

El modelo de Okumura está completamente basado en información de mediciones y no provee ninguna explicación analítica. El modelo de Okumura es considerando entre los mejores y más

simples en términos de precisión en la predicción de la trayectoria de pérdidas para sistemas de radio móviles. Debido a su practicidad llegó a ser utilizado como un estándar para la planeación en los sistemas de radio móviles en Japón. La principal desventaja es su lenta respuesta a cambios rápidos en el terreno, es por eso que el modelo es bastante confiable en áreas urbanas y suburbanas, pero no así para áreas rurales. Comunes desviaciones estándar entre la trayectoria de pérdidas predicha y la medida, proporcionan valores que están alrededor de 10dB y 14dB.

2.3.2 MODELO DE HATA

El modelo de Hata ha sido desarrollado como resultado de proponer fórmulas empíricas para describir las gráficas creadas por Okumura. Estas fórmulas aproximan bien las gráficas para ciertos rangos de frecuencia de la portadora y para terreno cuasi-liso.

Usando el modelo de Hata, la trayectoria de pérdidas de propagación para un área urbana en el rango de frecuencias de 150MHz a 1500MHz está dada por.

$$L_{50}(\text{urban})(dB) = 69.55 + 26.16 \log(f) - 13.82 \log(h_{BS}) - a(h_{MS}) + [44.9 - 6.55 \log(h_{BS})] \log(d) \quad (2.12)$$

Donde, $L_{50}(\text{urban})$ es el 50% (mediana) de la trayectoria de pérdidas de propagación para un área urbana, f en la fórmula de Hata es la frecuencia expresada en MHz, h_{BS} es la altura de la antena de la estación base en un rango de 30m a 200m, h_{MS} es la altura de la antena del móvil en un rango de 1m a 10m, d es la distancia de separación entre transmisor y receptor expresada en Km, en tanto que $a(h_{MS})$ es el factor de corrección para la altura de la antena del móvil, la cual es una función del tamaño del área de cobertura. Para un tamaño de ciudad de pequeña a mediana, el factor de corrección de la antena del móvil es.

$$a(h_{MS}) = [1.1 \log(f) - 0.7] h_{MS} - [1.56 \log(f) - 0.8] (dB) \quad (2.13)$$

Mientras que para una ciudad grande está dado por.

$$a(h_{MS}) = 8.29[\log(1.54h_{MS})]^2 - 1.1 (dB) \quad \text{para } f \leq 300\text{MHz} \quad (2.14)$$

$$a(h_{MS}) = 3.2[\log(11.75h_{MS})]^2 - 4.97 (dB) \quad \text{para } f > 300\text{MHz} \quad (2.15)$$

Para obtener la trayectoria de pérdidas en un área suburbana, la fórmula de Hata es modificada de la siguiente manera.

$$L_{50}(dB) = L_{50}(\text{urban}) - 2[\log(f/28)]^2 - 5.4 \quad (2.16)$$

En tanto que para la trayectoria de pérdidas en áreas abiertas rurales, la fórmula es modificada como.

$$L_{50}(dB) = L_{50}(\text{urban}) - 4.78[\log(f)]^2 + 18.33 \log(f) - 40.94 \quad (2.17)$$

Las predicciones del modelo de Hata se comparan muy estrechamente con el modelo original de Okumura, en tanto d exceda 1Km. Este modelo es adecuado para sistemas móviles de grandes células, pero no para sistemas de comunicaciones personales (PCS) los cuales tienen células en el orden de 1Km de radio.

2.3.3 EXTENSIÓN PCS AL MODELO DE HATA

La cooperativa europea para la investigación científica y técnica (EURO-COST) formó el comité de trabajo COST-231 para desarrollar una versión extendida del modelo de Hata. COST-231 propuso la siguiente fórmula para extender el modelo a 2GHz.

El modelo propuesto para la trayectoria de pérdidas de propagación para un área urbana es.

$$L_{50}(\text{urban})(dB) = 46.3 + 33.9 \log(f) - 13.82 \log(h_{BS}) - a(h_{MS}) + [44.9 - 6.55 \log(h_{BS})] \log(d) + C_M \quad (2.18)$$

Donde, $a(h_{MS})$ es definido en el modelo original de Hata, por medio de las ecuaciones (2.13), (2.14) y (2.15), mientras que C_M es definido bajo dos condiciones.

$$C_M = \begin{cases} 0dB & \text{para ciudades medianas y áreas suburbanas} \\ 3dB & \text{para grandes ciudades} \end{cases} \quad (2.19)$$

Destacando que la extensión COST-231 del modelo de Hata está restringido para el siguiente rango de parámetros. Considerando una frecuencia de operación f de 1500MHz a 2000MHz, la altura de la antena de la estación base h_{BS} en un rango de 30m a 200m, la altura de la antena del móvil h_{MS} en un rango de 1m a 10m, y una distancia d entre transmisor y receptor de 1Km a 20Km.

2.3.4 MODELO WALFISH-IKEGAMI

Este modelo distingue entre propagación LOS y NLOS [14]. El modelo es preciso para frecuencias entre $800 \leq f \leq 2000$ MHz, y distancias en el rango de $0.02 \leq d \leq 5$ Km.

Propagación LOS: Para el caso en que se cuente con línea de vista, la trayectoria de pérdidas de propagación es:

$$L_{50}(dB) = 42.6 + 26 \log(d) + 20 \log(f) \quad (2.20)$$

Propagación NLOS: Para el caso en que no exista visión directa entre transmisor y receptor, la trayectoria de pérdidas de propagación es expresada en términos de los parámetros descritos en la Figura No. 2.1.

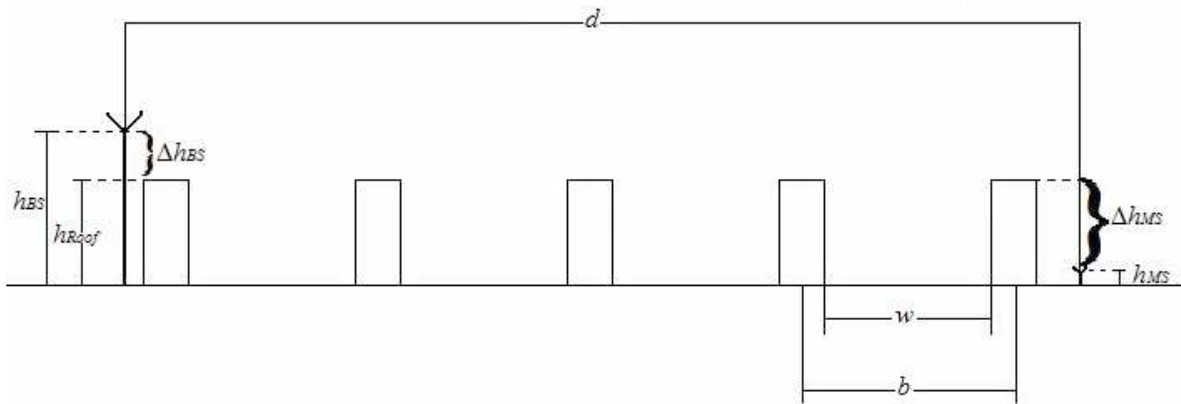


Figura No. 2.1. Diagrama del modelo Walfish-Ikegami para el caso NLOS (non-line of sight).

Donde d es la distancia entre transmisor y receptor expresada en Km, h_{BS} es la altura de la antena de la estación base ($4m \leq h_{BS} \leq 50m$), h_{MS} es la altura de la antena del móvil ($1m \leq h_{MS} \leq 3m$), h_{Roof} es la altura (a nivel del techo) de los edificios expresada en metros, Δh_{BS} es la altura de la estación base relativa a la altura de los edificios en metros, Δh_{MS} es la altura de los edificios relativa al móvil en metros, w ancho de las calles expresado en metros, mientras que b es separación entre edificios dada también en metros. Por otro lado, en la Figura No. 2.2; se describe la última especificación de los parámetros de entrada.

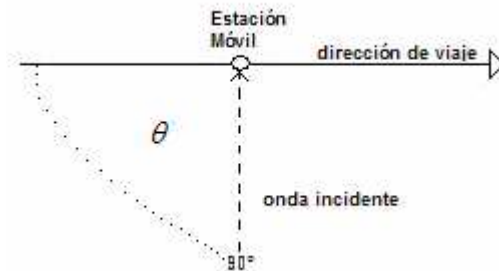


Figura No. 2.2. Descripción de la onda incidente en el caso NLOS para el modelo Walfish-Ikegami.

Donde θ , es la orientación de la calle con respecto a la trayectoria de radio directa expresada en grados. Si no se cuenta con suficiente información para conformar los datos de entrada del modelo, los siguientes parámetros son recomendados:

- $\theta = 90^\circ$
- $b = 20 \dots 50m$
- $w = \frac{b}{2}$
- $h_{Roof} = 3(\text{número de pisos}) + \begin{cases} 3m & \text{cuando el techo es inclinado} \\ 0m & \text{cuando el techo es plano} \end{cases}$

Así, una vez definidos los parámetros del modelo para el caso NLOS, la trayectoria de pérdidas de propagación está compuesta por tres términos.

$$L_P(dB) = \begin{cases} L_o + L_{rts} + L_{msd} & \text{para } L_{rts} + L_{msd} \geq 0 \\ L_o & \text{para } L_{rts} + L_{msd} < 0 \end{cases} \quad (2.21)$$

Donde, L_o son las pérdidas en el espacio libre.

$$L_o = 32.4 + 20 \log(d) + 20 \log(f) \quad (2.22)$$

Por otro lado, L_{rts} representa las pérdidas por difracción y dispersión (desde el techo de los edificios hasta el piso).

$$L_{rts} = -16.9 - 10 \log(w) + 10 \log(f) + 20 \log(\Delta h_{MS}) + L_{ori} \quad (2.23)$$

Donde el cálculo de las pérdidas por orientación L_{ori} , requeridas por la ecuación anterior corresponden a.

$$L_{ori} = \begin{cases} -10 + 0.354(\theta) & 0^\circ \leq \theta \leq 35^\circ \\ 2.5 + 0.075(\theta - 35^\circ) & 35^\circ \leq \theta \leq 55^\circ \\ 4 - 0.114(\theta - 55^\circ) & 55^\circ \leq \theta \leq 90^\circ \end{cases} \quad (2.24)$$

Por último el término L_{msd} , correspondiente a las pérdidas por difracción multipantalla está definido por la siguiente expresión.

$$L_{msd} = L_{bsh} + k_a + k_d[\log(d)] + k_f[\log(f)] - 9 \log(b) \quad (2.25)$$

Donde L_{bsh} (ganancia por sombra), se define como sigue.

$$L_{bsh} = \begin{cases} -18[\log(1 + \Delta h_{BS})] & h_{BS} > h_{Roof} \\ 0 & h_{BS} \leq h_{Roof} \end{cases} \quad (2.26)$$

La ganancia por sombra, es para casos donde la antena de la estación base está por encima de la altura (a nivel del techo) de los edificios. Por su parte, el término k_a toma en cuenta el incremento en las pérdidas de la trayectoria cuando las antenas de la estación base están situadas por debajo del nivel del techo de los edificios adyacentes.

$$K_a = \begin{cases} 54 & h_{BS} > h_{Roof} \\ 54 - 0.8\Delta h_{BS} & d \geq 0.5Km \ \& \ h_{BS} \leq h_{Roof} \\ 54 - 0.8\Delta h_{BS}(d / 0.5) & d < 0.5Km \ \& \ h_{BS} \leq h_{Roof} \end{cases} \quad (2.27)$$

Los términos k_d y k_f controlan la dependencia de pérdidas por difracción multipantalla en distancia y frecuencia respectivamente, y están definidas de la siguiente manera.

$$K_d = \begin{cases} 18 & h_{BS} > h_{Roof} \\ 18 - 15 \left(\frac{\Delta h_{BS}}{h_{Roof}} \right) & h_{BS} \leq h_{Roof} \end{cases} \quad (2.28)$$

$$K_f = -4 + \begin{cases} 0.7 \left[\left(\frac{f}{925} \right) - 1 \right] & \text{ciudad mediana y suburbana} \\ 1.5 \left[\left(\frac{f}{925} \right) - 1 \right] & \text{grandes ciudades} \end{cases} \quad (2.29)$$

El modelo Walfish-Ikegami funciona mejor para $h_{BS} \gg h_{Roof}$. Sin embargo, grandes errores en la predicción pueden esperarse cuando $h_{BS} \approx h_{Roof}$, mientras que el modelo es pobre cuando $h_{BS} \ll h_{Roof}$ debido a que los términos en el cálculo de k_a no consideran las ondas guiándose a través de la calle así como las difracciones en las esquinas de ésta. Por otro lado, el modelo descrito anteriormente es considerado por la ITU (*International Communication Union*) como un modelo estándar para el IMT-2000 que es el sistema universal de tercera generación.

2.3.5 MODELOS DETERMINÍSTICOS

Además de los modelos de propagación empíricos los cuales representan las características del canal ya sea directa o estadísticamente a partir de mediciones, cabe mencionar que también existen los modelos de propagación determinísticos, los cuales simulan físicamente la propagación de ondas de radio. Estos modelos son adecuados en el caso de que se requiera una planificación de una red de radio demasiado precisa, además de que pueden servir tanto para análisis de banda estrecha como de banda ancha, destacando que son a menudo utilizados como un punto de referencia [15]. En este sentido, con el fin de obtener predicciones haciendo uso de estos modelos, constantes como pueden ser las topográficas o las de los materiales que componen el entorno son requeridas para un escenario determinado [16].

Los principales métodos determinísticos se subdividen en dos grandes grupos:

- Los recomendados para aplicaciones en frecuencias bajas y resonantes (*full-wave methods*).
- Los recomendados para aplicaciones en altas frecuencias (*asymptotic methods*).

En lo concerniente al primer grupo, entre los principales métodos se encuentran las ecuaciones integrales [17-18], las ecuaciones diferenciales [19-20], y representaciones con series [21], mientras que para el segundo grupo los principales métodos son la óptica física [22], y la teoría uniforme de difracción [23].

2.4 REFERENCIAS.

- [1] S. Yarkan and H Arslan, *Identification of LOS and NLOS for Wireless Transmission*, Conference on Cognitive Radio Orientated Wireless Networks and Communications, p. 1-5, June 2006.
- [2] B. Sklar, *Rayleigh Fading Channels in Mobile Digital Communications Systems Part I: Characterization*, IEEE Journal on Selected area in Communications, Vol. 35, No.11, July 1997.
- [3] M.J. Chu and W.E. Stark, *The effect of mobile velocity on a communication system operating over multipath fading channels*, Proceedings MILCOM 97, Vol. 1, p. 109-113, Nov 1997.
- [4] P. Boyer, *Performance based on selective multipath reception*, IEEE Transactions on Communications, Vol. 52, p. 280-288, Feb 2004.
- [5] T. S. Rappaport, *Wireless Communications, Principles and Practice*, New Jersey: Prentice Hall, 1996.
- [6] M. Mossberg, E. Larsson, and E. Mossberg, *Fast estimators for large-scale fading channels from irregularly sampled data*, IEEE Transactions on Signal Processing, Vol. 54, p. 2803-2808, July 2006.
- [7] M. Mossberg, et al, *Estimation of large-scale fading channels from sample covariances*, IEEE Conference on Decision and Control, Dec 2006.
- [8] G. D. Durgin, T. S. Rappaport, *Theory of multipath shape factors for small-scale fading wireless channels*, IEEE Transactions on Antennas and Propagation, Vol. 48, p. 682-693, May 2000.
- [9] R. Kattenbach, *Statistical modeling of small-scale fading in directional radio channels*, IEEE Journal on Selected Areas in Communications, Vol. 30, p. 584-592, April 2002.
- [10] N. A. Goodman, K. L. Melde, *The impact of antenna Directivity on the Small-Scale Fading in Indoor Environments*, IEEE Transactions on Antennas and Propagation, Vol. 54, p. 3771-3777, Dec 2006.
- [11] S. Promwong, W. Hachitani, and J. Takada, *Free space link budgeted evaluation of UWB-IR systems*, Conference on Ultrawideband Systems and Technologies, p. 312-316, May 2004.
- [12] A. Altintas, et al, *Outdoor propagation models: applications and considerations for real life problems*, IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility 2003, p. 705-708, Vol. 2, May 2003.
- [13] T. Okumura, et al, *Field Strength and Its Variability in VHF and UHF Land Mobile Service*, Review Electrical Communications Laboratory, p. 825-873, Vol. 16, September-October 1968.

- [14] G. L. Stüber, *Principles of MOBILE COMMUNICATIONS*, Segunda Edición: Kluwer Academic Publishers, 2001.
- [15] P. Smulders, et al, *Deliverable D2.1: State of Art Channel Models*, Broadband Radio Hand: Deliverable Report, p. 1-45, June 2002.
- [16] COST 259 Final Report, *Wireless Flexible Personalized Communications, COST 259 European Co-operation in Mobile Radio Research*, L. M., NY. USA., 2001.
- [17] F. X. Canning, *The Impedance Matrix Localization Method for Moment Method Calculations*, IEEE Antennas and Propagation Magazine, Vol. 32, p. 18-30, Oct. 1990.
- [18] J. T. Hviid, et al, *Terrain Based Propagation Model for Rural Area - an Integral Equation Approach*, IEEE Transactions on Antennas and Propagation, Vol. 43, p. 41-46, Jan. 1995.
- [19] A. Taflove, *Computational Electrodynamics: The Finite Difference Time Domain Method*, Norwood, MA: Artech House, 1995.
- [20] R. Janaswamy, *A Curvilinear Coordinate-Based Split-Step Parabolic Equation Method for Propagation Predictions Over Terrain*, IEEE Transactions on Antennas and Propagation, Vol. 46, p. 1089-1097, July 1998.
- [21] S. V. Savov, et al, *Modal Transmission-Line Calculation of Shielding Effectiveness of Composite Structures*, Electronic Letters, Vol. 37, p. 487-488, Apr. 2001.
- [22] J. H. Whittaker, *Physical Optics and Field-Strength Predictions for Wireless Systems*, IEEE Journal on Selected Areas in Communications, Vol. 20, p. 515-522, April 2002.
- [23] D. N. Schettino, et al, *Novel Heuristic UTD Coefficients for the Characterization of Radio Channels*, IEEE Transactions on Magnetics, Vol. 43, p. 1301-1304, Apr. 2007.

Capítulo III

PROPAGACIÓN EN CANALES DE RADIO MÓVILES: MODELOS DE PROPAGACIÓN A PEQUEÑA ESCALA (Small-Scale Models)

3.1 INTRODUCCIÓN A LA PROPAGACIÓN MULTITRAYECTORIA DE PEQUEÑA ESCALA.

El desvanecimiento a pequeña escala, es utilizado para describir las rápidas fluctuaciones de amplitud que posee una señal de radio sobre una corta distancia de propagación o un breve periodo de tiempo. El desvanecimiento es causado por la interferencia entre dos o más versiones de la señal transmitida las cuales llegan al receptor en tiempos ligeramente distintos. Esas ondas, llamadas ondas multitrayectoria (multicamino) se combinan en la antena del receptor para proporcionar una señal resultante la cual puede variar considerablemente en amplitud y fase [1-3].

El fenómeno del multicamino en un canal de radio crea efectos de desvanecimiento a pequeña escala, de los cuales se pueden destacar tres de los más importantes:

- Cambios rápidos en la potencia de la señal sobre una pequeña distancia de viaje o un corto intervalo de tiempo.
- Cambios aleatorios en la frecuencia debido a las variaciones de los desplazamientos Doppler sobre las diferentes señales multitrayectoria.
- Dispersión en tiempo (ecos) causada por los retardos de la propagación multitrayectoria.

En áreas urbanizadas, el desvanecimiento ocurre debido a que la altura de las antenas de los móviles se encuentra muy por debajo de la altura de las estructuras circundantes, así que no hay trayectoria de línea de vista (LOS) con respecto a la estación base. Por otro lado, incluso en los casos donde se cuenta con línea de vista el fenómeno multicamino ocurre debido a las reflexiones que tienen lugar con la superficie de la tierra y con las estructuras adyacentes. Con el fenómeno multicamino las ondas de radio provienen de diferentes direcciones y poseen distintos retrasos. De esta manera, la señal recibida por el móvil en cualquier punto del espacio podría consistir de un gran número de ondas planas teniendo amplitudes, fases y ángulos de llegada aleatoriamente distribuidos, siendo la combinación vectorial de éstos la causa de que la señal recibida por el móvil se desvanezca.

En este sentido, incluso en situaciones en las que el móvil se encuentre estático, la señal recibida podría desvanecerse debido al movimiento de los objetos circundantes en el canal. Por otro lado, si los objetos en el canal se encuentran estáticos, y el movimiento se atribuye únicamente al móvil, el desvanecimiento es puramente un fenómeno espacial. Las variaciones espaciales de la señal resultante son vistas como variaciones temporales del receptor en tanto éste se mueve a través del campo multicamino. Debido a los efectos constructivos y destructivos de las ondas multicamino sumándose en varios puntos del espacio, un receptor moviéndose a alta velocidad puede pasar a través de diferentes desvanecimientos en un corto periodo de tiempo [4]. En un caso más serio un receptor podría detenerse en una localización en particular en la cual la señal recibida se encuentre inmersa en un profundo desvanecimiento.

Debido al movimiento relativo entre el móvil y la estación base, cada onda multicamino experimenta un aparente desplazamiento en frecuencia. El desplazamiento en la frecuencia de la señal recibida debido al movimiento es llamado efecto Doppler, y es directamente proporcional a la dirección de movimiento y velocidad del móvil con respecto a la dirección de llegada de la onda multicamino recibida.

3.2 FACTORES QUE INTERVIENEN EN EL DESVANECIMIENTO A PEQUEÑA ESCALA.

Muchos factores físicos en un canal de radio influyen en el desvanecimiento a pequeña escala, entre los que se incluyen los siguientes.

- *La propagación multicamino.* La presencia de objetos reflectantes y dispersantes en el canal crean un entorno constantemente cambiante que disipa la energía de la señal en amplitud, fase y tiempo. Esos efectos resultan en múltiples versiones de la señal transmitida que llegan a la antena del receptor, desplazados unos con respecto a otros en tiempo y orientación espacial. Las amplitudes y fases aleatorias de los diferentes componentes multicamino causan fluctuaciones en la potencia de la señal, de tal modo que inducen desvanecimiento a pequeña escala, distorsión en la señal, o ambos.
- *La velocidad del móvil.* El movimiento relativo entre la estación base y el móvil resulta en cambios aleatorios en la frecuencia debido a diferentes efectos Doppler, los cuales se presentan sobre cada uno de los componentes multitrayectoria. El efecto Doppler será positivo o negativo dependiendo si el receptor móvil se mueve hacia o se aleja de la estación base.
- *La velocidad de los objetos adyacentes.* Si los objetos en el canal de radio están en movimiento, éstos inducen una variación del tiempo (efecto Doppler) sobre los componentes multicamino. Si los objetos circundantes se mueven a una mayor razón que el móvil, entonces este efecto domina el desvanecimiento a pequeña escala. De otra manera, el movimiento de los objetos circundantes puede ser ignorado, y únicamente la velocidad del móvil necesita ser considerada.
- *Ancho de banda de la transmisión de la señal.* Si el ancho de banda de la señal de radio transmitida es mayor que el ancho de banda del canal, la señal recibida será

distorsionada, pero la potencia de la señal recibida no presentará un desvanecimiento considerable sobre un área local, en otras palabras el desvanecimiento de la señal a pequeña escala no será significativo. Como será mostrado un poco más adelante, el ancho de banda del canal puede ser cuantificado mediante el ancho de banda de coherencia. Por otro lado, si la señal transmitida tiene un ancho de banda estrecho comparado con el canal, la amplitud de la señal cambiará rápidamente, pero la señal no será distorsionada en tiempo. Así, las estadísticas de la potencia de la señal en pequeña escala y la probabilidad de distorsión de la señal tienen lugar sobre distancias cortas las cuales están muy relacionadas con amplitudes específicas y con retardos del canal multicamino, así como con el ancho de banda de la señal transmitida.

3.3 EFECTO DOPPLER.

Considérese un receptor moviéndose a una velocidad constante v , a lo largo de un segmento de trayectoria con una longitud d entre los puntos X y Y , mientras recibe señales provenientes de una fuente remota S , tal como se ilustra en la Figura No. 3.1.

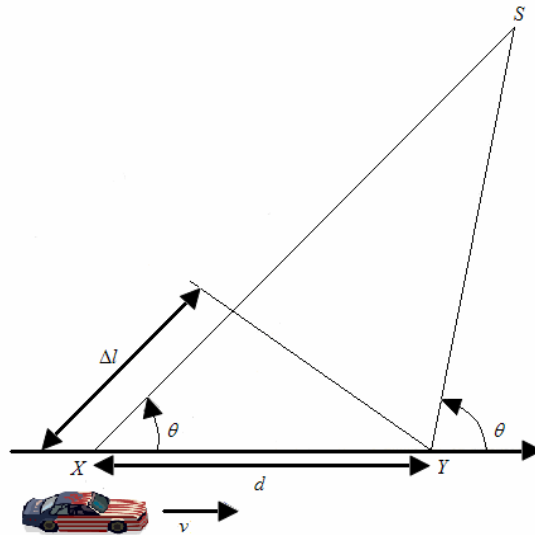


Figura No. 3.1. Descripción del efecto Doppler.

La diferencia en la trayectoria de las longitudes recorridas por la onda desde la fuente S al móvil en los puntos X y Y es $\Delta l = d[\cos(\theta)] = v\Delta t \cos(\theta)$, siendo Δt el tiempo requerido por el móvil para viajar desde X hasta Y , y θ siendo asumido ser el mismo en los puntos X y Y dado que se considera que la fuente se encuentra muy distante. De ahí, que el cambio de fase en la señal recibida debido a la diferencia en las longitudes de las trayectorias esté definida por.

$$\Delta\phi = \frac{2\pi(\Delta l)}{\lambda} = \frac{2\pi(v)(\Delta t)}{\lambda} \cos(\theta) \quad (3.1)$$

Y de ahí que el aparente cambio en la frecuencia, o efecto Doppler, esté dado por.

$$f_d = \frac{1}{2\pi} \frac{\Delta\phi}{\Delta t} = \frac{v}{\lambda} \cos(\theta) \quad (3.2)$$

La ecuación (3.2) relaciona el efecto Doppler con la velocidad del móvil y el ángulo espacial entre la dirección del movimiento del móvil y la dirección de la onda de llegada. De esta ecuación también puede ser visto que si el móvil se mueve en dirección de la onda de llegada, el efecto Doppler es positivo (la aparente frecuencia recibida se incrementa), y si el móvil se aleja de la dirección de la onda de llegada, el efecto Doppler es negativo (la aparente frecuencia recibida se decrementa).

3.4 PARÁMETROS DE LOS CANALES MÓVILES MULTITRAYECTORIA.

Muchos parámetros de los canales multicamino son derivados del denominado perfil de retardo de potencia (*Power Delay Profile*), el cual es una representación gráfica de la potencia recibida como una función del exceso de retraso con respecto a un retardo fijo de referencia [6]. Los perfiles de retardo de potencia son encontrados mediante la obtención del promedio de las mediciones de la potencia instantánea de los retardos sobre un área local.

Dependiendo del tiempo de resolución del pulso de prueba y del tipo de canal multicamino estudiado, los investigadores a menudo eligen muestrear con separaciones espaciales de un cuarto de longitud de onda y sobre movimientos del receptor no mayores a 6m en canales exteriores y no mayores a 2m en canales interiores para el rango de frecuencias que va de 450MHz a 6GHz, consiguiendo con esto evitar las grandes distancias que caracterizan el desvanecimiento a gran escala. Un típico perfil de retardo de potencia es mostrado en la Figura No. 3.2.

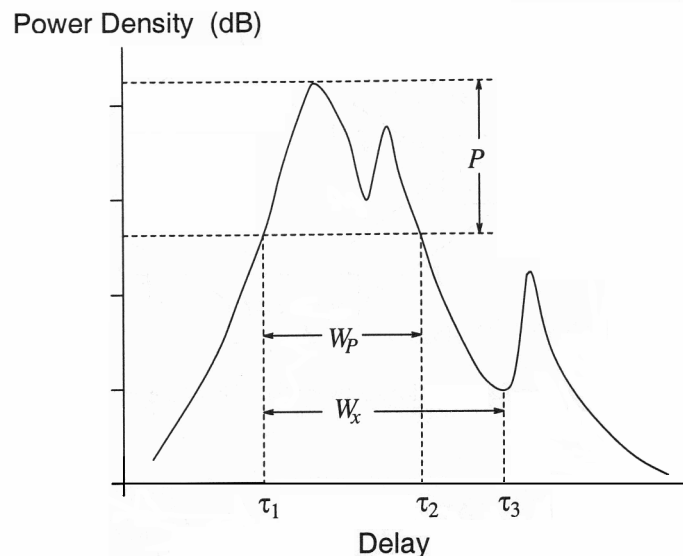


Figura No. 3.2. Típico perfil de retardo de potencia (*Power Delay Profile*) (Fuente: [7]).

En otras palabras, el perfil de retardo de potencia (*Power Delay Profile*) o perfil de intensidad multitrayectoria (*Multipath Intensity Profile*) proporciona la potencia promedio a la salida del canal como una función del tiempo de retraso τ .

3.4.1 PARAMETROS DE DISPERSIÓN DEL TIEMPO

Para establecer una comparación entre diferentes canales multicamino y desarrollar algunas guías generales de diseño para los sistemas inalámbricos, varios parámetros que cuantifican el canal multicamino son usados. El exceso de retardo medio $\bar{\tau}$ (*mean excess delay*), la raíz cuadrática media de la extensión del retardo σ_τ (*rms delay spread*) y la extensión de exceso de retardo (*excess delay spread*) son parámetros del canal multicamino que pueden ser determinados a partir del perfil de retardo de potencia (*Power Delay Profile*) [3]. Las propiedades dispersivas del tiempo de canales multicamino de banda ancha son más comúnmente cuantificados por su exceso de retardo medio $\bar{\tau}$ y la raíz cuadrática media de la extensión del retardo σ_τ . El exceso de retardo medio es el primer momento del perfil de retardo de potencia y está definido por la siguiente expresión.

$$\bar{\tau} = \frac{\sum_k P(\tau_k)\tau_k}{\sum_k P(\tau_k)} \quad (3.3)$$

Donde $P(\tau_k)$ es la potencia recibida (en watts) asociada al k-ésimo retardo τ_k , partiendo de la primer señal detectable en el receptor en $\tau_0 = 0$. Por otro lado, el denominador *rms delay spread* es la raíz cuadrada del segundo momento central de perfil de retardo de potencia y está definido por.

$$\sigma_\tau = \sqrt{\overline{\tau^2} - (\bar{\tau})^2} \quad (3.4)$$

Donde

$$\overline{\tau^2} = \frac{\sum_k P(\tau_k)\tau_k^2}{\sum_k P(\tau_k)} \quad (3.5)$$

Valores típicos de σ_τ están en el orden de los microsegundos en canales de radio móviles en exteriores y en el orden de los nanosegundos en canales de radio en interiores. En la Tabla No. 3.1 se muestran valores típicos del *rms delay spread* producto de mediciones efectuadas por diversos autores [8-11].

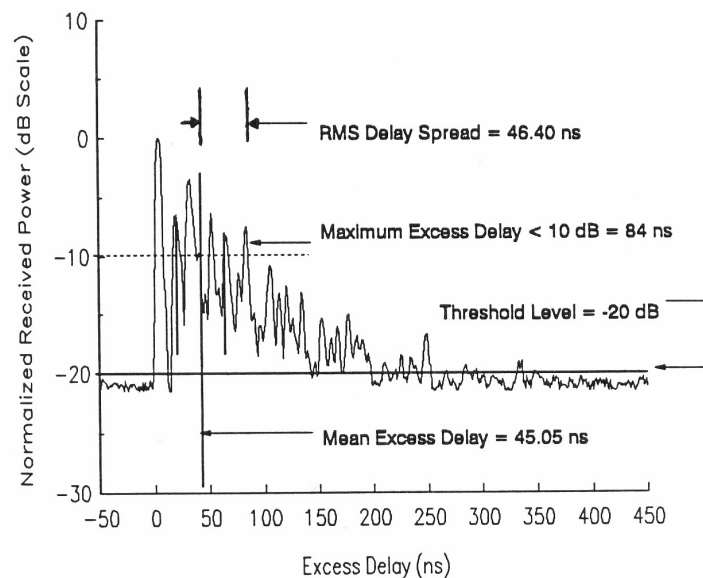
Tabla No. 3.1: Valores típicos del *rms delay spread*.

Tipo de ambiente	Frecuencia (MHz)	RMS Delay Spread σ_τ (caso promedio)
Urbano	910	1300 ns
Suburbano	910	200-310 ns
Interior (Indoor)	1500	25 ns
Interior (Indoor)	1900	70-94 ns

Es importante destacar que la raíz cuadrática media de la extensión del retardo (*rms delay spread*) y el exceso de retardo medio (*mean excess delay*) son definidos desde un solo perfil de retardo de potencia (*Power Delay Profile*) el cual es el promedio temporal o espacial de mediciones consecutivas de la respuesta al impulso colectadas sobre un área local. Típicamente muchas mediciones son realizadas en muchas áreas locales para determinar un rango estadístico de los parámetros del canal multicamino para un sistema de comunicaciones móviles sobre un área a gran escala [12].

El máximo exceso de retardo (*maximum excess delay*) del *Power Delay Profile* es definido como el tiempo de retraso durante el cual la energía multicamino cae X dB por debajo del máximo. En otras palabras, el máximo exceso de retardo es definido como $\tau_x - \tau_0$, donde τ_0 es la primera señal de llegada y τ_x es el máximo retardo en el cual una componente multicamino aún está dentro de los X dB establecidos con respecto a la señal multicamino de llegada que presenta la mayor potencia (la cual no necesariamente hace su arribo en τ_0).

La Figura No. 3.3; muestra el cálculo del máximo exceso de retardo (*maximum excess delay*) para las componentes multicamino considerando 10dB de caída con respecto al máximo nivel (0dB).

**Figura No. 3.3.** Típico perfil de retardo de potencia (*Power Delay Profile*) (Fuente: [5]).

El máximo exceso de retardo (X_{dB}) define hasta qué punto temporal el multicamino está más allá de un umbral particular. El valor de τ_x es algunas veces llamado la extensión de exceso de retardo (*excess delay spread*) de un perfil de retardo de potencia (*Power Delay Profile*), el cual en todos los casos debe ser especificado con un nivel de umbral que relacione el ruido de piso multicamino con el máximo componente multicamino recibido.

En la práctica los valores para $\bar{\tau}$, $\overline{\tau^2}$, y σ_τ dependen de la elección del ruido de umbral usado para $P(\tau)$. El ruido de umbral es utilizado para diferenciar entre los componentes multicamino recibidos y el ruido térmico. Si el umbral de ruido es asignado muy bajo, entonces el ruido será procesado como multicamino, dando lugar a valores de $\bar{\tau}$, $\overline{\tau^2}$, y σ_τ que son falsamente altos.

Por otro lado, cabe mencionar que el perfil de retardo de potencia (*Power Delay Profile*) y la magnitud de la respuesta en frecuencia (respuesta espectral) de un canal de radio móvil se relacionan por medio de la transformada de Fourier. Es por eso que es posible obtener una descripción equivalente del canal en el dominio de la frecuencia utilizando sus características de respuesta en frecuencia. En una analogía con los parámetros de extensión del retardo en el dominio del tiempo, el ancho de banda de coherencia es utilizado para caracterizar el canal en el dominio de la frecuencia. La raíz cuadrática media de la extensión del retardo (*rms delay spread*) y el ancho de banda de coherencia son inversamente proporcionales el uno al otro, aunque su relación exacta es una función de la estructura multicamino.

3.4.2 ANCHO DE BANDA DE COHERENCIA

Mientras que la extensión del retardo es un fenómeno natural causado por las trayectorias de propagación reflejadas y dispersadas en un canal de radio, el ancho de banda de coherencia, B_c , es una relación derivada de la raíz cuadrática media de la extensión del retardo (*rms delay spread*) [13]. El ancho de banda de coherencia es una medición estadística del rango de frecuencias o máximo ancho de banda aproximado sobre el cual dos componentes de frecuencia son probables a experimentar un desvanecimiento comparable en amplitud, por lo que el canal puede ser considerado como plano (un canal el cual pasa todos sus componentes espectrales con aproximadamente una misma ganancia y fase lineal, es decir el canal puede ser considerado relativamente constante). Así, si el ancho de banda de coherencia es definido como el ancho de banda sobre el cual la función de correlación de frecuencia está por encima del 90%, el ancho de banda de coherencia es aproximadamente [14].

$$B_c \approx \frac{1}{50\sigma_\tau} \quad (3.6)$$

Donde σ_τ , es el valor correspondiente a la raíz cuadrática media de la extensión del tiempo de retraso (*rms Delay Spread*) de los componentes del multicamino. Para una definición menos estricta donde la función de correlación de frecuencia esté alrededor del 50%, el ancho de banda de coherencia es aproximadamente.

$$B_c \approx \frac{1}{5\sigma_\tau} \quad (3.7)$$

Es importante notar que una relación exacta entre la raíz cuadrática media de la extensión del retardo (*rms delay spread*) y el ancho de banda de coherencia no existe, y las ecuaciones (3.6) y (3.7) son estimaciones. En general técnicas de análisis espectral y simulaciones son requeridas para determinar el impacto que la variación del tiempo tiene sobre una señal inmersa en un canal multicamino [15-17]. Por esta razón, precisos modelos de canal multicamino deben ser utilizados en el diseño de módems específicos para aplicaciones inalámbricas [18-19].

3.4.3 ENSANCHAMIENTO DOPPLER Y TIEMPO DE COHERENCIA

La extensión del retardo (*delay spread*) y el ancho de banda de coherencia (*coherence bandwidth*) son parámetros que describen la naturaleza dispersiva del tiempo del canal en un área local. Por otro lado, no ofrecen información acerca de la naturaleza de la variación del tiempo del canal causada ya sea por el movimiento relativo entre el móvil y la estación base, o por el movimiento de los objetos en el canal. El ensanchamiento Doppler y el tiempo de coherencia son parámetros los cuales describen la naturaleza de la variación del tiempo del canal en una región de pequeña escala.

El ensanchamiento Doppler B_D es una medida de la extensión espectral causado por la razón de cambio en el tiempo que presenta el canal de radio móvil, y es definido como el rango de frecuencias sobre el cual el espectro Doppler recibido es esencialmente diferente de cero. Cuando un tono sinusoidal puro de frecuencia f_c es transmitido, el espectro de la señal recibida, llamado espectro Doppler, tendrá componentes en el rango de $f_c - f_d$ a $f_c + f_d$, donde f_d es el efecto Doppler. La cantidad de ensanchamiento espectral depende de f_d la cual es una función de la velocidad relativa del móvil, y el ángulo θ entre la dirección del movimiento del móvil y la dirección de llegada de las ondas dispersadas. Si el ancho de banda de la señal en banda base es mucho mayor que B_D , los efectos del ensanchamiento Doppler son despreciables en el receptor.

El tiempo de coherencia T_c es utilizado para caracterizar la naturaleza de la variación del tiempo de la frecuencia dispersiva del canal en el dominio del tiempo. Destacando que el ensanchamiento Doppler y el tiempo de coherencia son inversamente proporcionales el uno con el otro, esto es.

$$T_c = \frac{1}{f_m} \quad (3.8)$$

Donde f_m es el máximo efecto Doppler, expresión que será definida más adelante. El tiempo de coherencia es de hecho una medición estadística de la duración del tiempo sobre el cual la respuesta al impulso del canal es esencialmente invariante, y cuantifica la similitud de la respuesta del canal en tiempos diferentes. En otras palabras, el tiempo de coherencia es la duración del tiempo sobre el cual dos señales recibidas son probables a experimentar un

desvanecimiento comparable en amplitud. Por otro lado, si el recíproco del ancho de banda de la señal en banda base es mayor que el tiempo de coherencia del canal, entonces el canal cambiará durante la transmisión del mensaje en banda base, causando así distorsión en el receptor. Si el tiempo de coherencia es definido como el tiempo sobre el cual la función de correlación del tiempo está alrededor del 50%, entonces el tiempo de coherencia es aproximadamente [17].

$$T_c = \frac{9}{16\pi(f_m)} \quad (3.9)$$

Siendo f_m el máximo efecto Doppler al que se hizo alusión anteriormente, el cual se encuentra definido por.

$$f_m = \frac{v}{\lambda} \quad (3.10)$$

En la práctica (3.8) sugiere un tiempo de duración a lo largo del cual una señal con desvanecimiento Rayleigh pueda fluctuar ampliamente. Una regla que ha tomado fuerza en las comunicaciones digitales modernas radica en definir el tiempo de coherencia como la media geométrica de las ecuaciones (3.8) y (3.9). Esto es.

$$T_c = \sqrt{\frac{9}{16\pi(f_m)^2}} = \frac{0.423}{f_m} \quad (3.11)$$

La definición del tiempo de coherencia implica que dos señales arribando con un tiempo de separación mayor que T_c son afectadas de manera diferente por el canal.

3.5 DESVANECIMIENTO PRODUCIDO POR LA PRESENCIA DE LLUVIA.

Una de las aplicaciones más importantes en lo que al concepto de desvanecimiento se refiere, tiene que ver con el estudio de los efectos atmosféricos y su impacto sobre la propagación de las ondas electromagnéticas a lo largo de trayectorias satelitales (satélite-tierra). La atención de estos estudios durante las últimas dos décadas se ha enfocado en gran parte en la atenuación inducida por la lluvia [20-22]. Como se ha venido mencionando en este y en los dos anteriores capítulos, el medio inalámbrico introduce dificultades para la comunicación por su inherente naturaleza. En este sentido la troposfera, que es la primera de las cinco capas de la atmósfera terrestre (troposfera, estratosfera, mesosfera, termosfera, exosfera) [23], es donde se presentan la mayoría de las condiciones adversas a las transmisiones inalámbricas puesto que es en esta capa donde el clima tiene lugar. De esta manera, las señales electromagnéticas que se propagan sobre la troposfera presentan afectaciones como la dispersión, el fenómeno multicamino, el ruido y el desvanecimiento [24]. Es por eso que la caracterización (modelado) del canal es importante para el diseño de los sistemas de comunicaciones que están expuestos a estas afectaciones. En el caso de una señal satelital

la potencia resulta ser temporalmente reducida bajo severas condiciones de lluvia, ya que los sistemas de comunicaciones que operan por encima de los 10GHz se ven severamente afectados por la presencia de los hidrometeoros [25-27].

El grado de la atenuación por lluvia es una función de la tasa de lluvia. Las tasas de lluvia están dadas en términos de la probabilidad de que los milímetros promedio de lluvia que caen en una hora sean excedidos. La tasa de lluvia medida en un punto, utilizando sólo un pluviómetro es denominada tasa de lluvia puntual. Existen distintos modelos que proporcionan una estimación de la distribución cumulativa de la tasa de lluvia puntual. Quizá los más conocidos al ser los adoptados por la industria son el modelo global climático de Crane, desarrollado en 1980 y revisado en 1996 [28], y la recomendación ITU –P.837 [29] originalmente desarrollado bajo la CCIR en 1974 y que actualmente se encuentra en su cuarta revisión bajo la ITU-R. Ambos modelos fueron desarrollados usando bases de datos de mediciones realizadas en varias zonas en el mundo, teniendo como limitante el número de años de mediciones proporcionadas por las estaciones y su tiempo de integración, ya que no todas las mediciones efectuadas cumplieron con el tiempo de integración requerido de un minuto. Los modelos intentan caracterizar al mundo por zonas haciendo uso de isoyetas, los cuales son líneas que conectan puntos esparcidos geográficamente que presentan cantidades iguales de precipitación.

Otra aproximación para obtener los valores de la tasa de lluvia es el modelo Rice-Holmberg [30]. Este modelo fue desarrollado en 1973 por N. Holmberg y P. Rice, después de un análisis realizado sobre mediciones provenientes de estaciones dentro y fuera de los Estados Unidos, incluyendo distribuciones cumulativas de lluvia, acumulación de precipitación máxima mensual y un mapa de las tasas más altas esperadas en un periodo de dos años. El estudio resultó en una aproximación empírica, que consiste en una metodología para obtener la distribución cumulativa de la tasa de lluvia puntual basada en una serie de parámetros obtenidos del análisis de datos de acumulación de lluvias locales. A continuación se presentan algunos de los modelos más utilizados para estimar la tasa de lluvia y la atenuación originada por ésta.

3.5.1 MODELO RICE-HOLMBERG

El modelo Rice-Holmberg requiere como parámetros de entrada la acumulación anual promedio de lluvia y la fracción de ésta proveniente de la actividad de las tormentas. La salida de modelo consiste en proveer estimaciones promedio de la tasa de lluvia $R(mm/h)$ para un porcentaje particular de un año promedio P , haciendo uso de las siguientes expresiones.

$$P(r > R) = \frac{M}{87.66} \left(0.03\beta e^{-0.03R} + 0.2(1 - \beta) \left[e^{-0.258R} + 1.86e^{-1.63R} \right] \right) \quad (3.12)$$

Donde:

$$\beta_0 = 0.03 + 0.97e^{-5 \exp(-0.004M_m)} \quad (3.13)$$

y

$$\beta = \beta_0 \left[0.25 + 2e^{-0.35(1+0.125M)/U} \right] \quad (3.14)$$

Siendo M la acumulación anual promedio de lluvia y β el componente de M concerniente a las tormentas [31]. Teniendo como parámetros adicionales a U que se refiere al número de días con tormentas eléctricas que se esperan en promedio al año, y a M_m como la precipitación mensual más alta observada a lo largo de un periodo de 30 años consecutivos. La información requerida como entrada del modelo puede ser obtenida de fuentes de información meteorológicas y de mapas regionales. Aunque el modelo Rice-Holmberg ha sido desarrollado ampliamente en base a mediciones de lluvia realizadas en Estados Unidos, se ha encontrado que también puede ser aplicado a otras partes del mundo [32].

3.5.2 MODELO J. CHEBIL

Como se describió anteriormente, el modelo Rice-Holmberg requiere muchos datos para el cálculo de la función de distribución cumulativa de la lluvia. La información requerida para calcular los parámetros del modelo y de manera específica la relación de tormentas eléctricas no se resultan ser datos fácilmente proporcionables por las agencias locales meteorológicas. El uso del modelo J. Chebil resulta ser una alternativa en sitios donde los datos de presencia de tormentas eléctricas no se encuentran disponibles. Este modelo es descrito por la siguiente expresión:

$$R_{0.01\%} = \alpha M^\beta \quad (3.15)$$

Donde $\alpha = 12.2903$, $\beta = 0.2973$ y M es la precipitación anual promedio. El modelo J. Chebil fue verificado contra datos de diferentes localidades, incluyendo Malasia, Indonesia, Brasil, Singapur y Vietnam [33], resultado en la mejor estimación de datos medidos.

3.5.3 MODELO DE CRANE

El modelo de Crane es utilizado para estimar el desvanecimiento por lluvia (atenuación debida a la intensidad de las precipitaciones), el procedimiento a seguir descrito por este método es el siguiente.

$$A_R = kR_p^\alpha \left(\frac{e^{\mu ad} - 1}{\mu \alpha} - \frac{b^\alpha e^{cad}}{c \alpha} + \frac{b^\alpha e^{caD}}{c \alpha} \right) \quad (dB) \quad \text{para} \quad (d \leq D \leq 22.5 \text{ Km}) \quad (3.16)$$

y

$$A_R = kR_p^\alpha \left(\frac{e^{\mu aD} - 1}{\mu \alpha} \right) (dB) \quad \text{para} \quad (D < d) \quad (3.17)$$

Donde:

$$\mu = \frac{\ln(be^{cd})}{d}$$

$$b = 2.3R^{-0.17}$$

$$c = 0.026 - 0.03 \ln(R_p)$$

$$d = 3.8 - 0.6 \ln(R_p)$$

R_p = Tasa de lluvia en milímetros por hora.

D = Longitud de la trayectoria en kilómetros.

k, α = Coeficientes de regresión en función de la frecuencia de interés [30].

La tasa de lluvia en milímetros por hora está directamente relacionada con el área geográfica en donde se realizará el enlace. El mapa de la Figura No. 3.4; muestra las regiones de lluvia de Crane para todo el planeta.

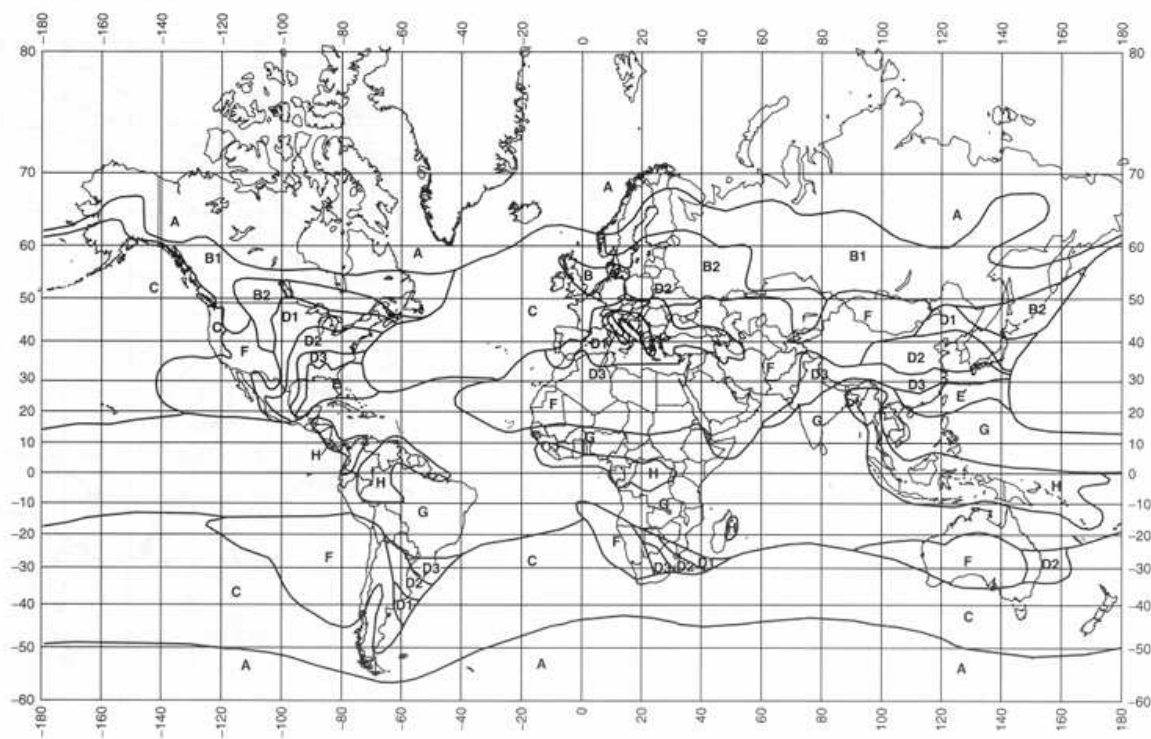


Figura No. 3.4. Mapa global del modelo de Crane que describe la intensidad de lluvia en milímetros por hora. (Fuente: [34]).

Por su parte, la Tabla No. 3.2; muestra el valor numérico de la intensidad de lluvia para cada región señalada en el mapa.

Tabla No. 3.2: Estimación de la intensidad lluvia basada en milímetros por hora para el modelo de Crane.

% Excedido Anual	A	B	B1	B2	C	D1	D2	D3	E	F	G	H
0.001	28.1	52.1	42.6	63.8	71.6	86.6	114.1	133.2	176.0	70.7	197.0	542.6
0.002	20.9	41.7	32.7	50.9	58.9	69.0	88.3	106.6	145.4	50.4	159.6	413.9
0.003	17.5	36.1	27.8	43.8	50.6	60.4	75.6	93.5	130.0	41.4	140.8	350.3
0.005	13.8	29.2	22.3	35.7	41.4	49.2	62.1	78.7	112.0	31.9	118.0	283.4
0.01	9.9	21.1	16.1	25.8	29.5	36.2	46.8	61.6	91.5	22.2	90.2	209.3
0.02	6.9	14.6	11.3	17.6	19.9	25.4	34.7	47.0	72.2	15.0	66.8	152.4
0.03	5.5	11.6	9.0	13.9	15.6	20.3	28.6	39.9	62.4	11.8	55.8	125.9
0.05	4.0	8.6	6.8	10.3	11.5	15.3	22.2	31.6	50.4	8.5	43.8	97.2
0.1	2.5	5.7	4.5	6.8	7.7	10.3	15.1	22.4	36.2	5.3	31.3	66.5
0.2	1.5	3.8	2.9	4.4	5.2	6.8	9.9	15.2	24.1	3.1	22.0	43.5
0.3	1.1	2.9	2.2	3.4	4.1	5.3	7.6	11.8	18.4	2.2	17.7	33.1
0.5	0.5	2.0	1.5	2.4	2.9	3.8	5.3	8.2	12.6	1.4	13.2	22.6
1	0.2	1.2	0.8	1.4	1.8	2.2	3.0	4.6	7.0	0.6	8.4	12.4
2	0.1	0.5	0.4	0.7	1.1	1.2	1.5	2.0	3.3	0.2	5.0	5.8
3	0.0	0.3	0.2	0.4	0.6	0.6	0.9	0.8	1.8	0.1	3.4	3.3
5	0.0	0.2	0.1	0.2	0.2	0.2	0.3	0.0	0.2	0.1	1.8	1.1

3.5.4 MODELO ITU-R P.530-10

La atenuación por lluvia empleando el método de la ITU-R descrito en la recomendación ITU-R P.530 “*Propagation data and prediction methods required for the design of terrestrial line-of-sight systems*”, resulta en un análisis similar al método de Crane. No obstante, la ecuación básica y el mapa de regiones de lluvia son diferentes. La ecuación para calcular la atenuación por lluvia es obtenida a partir de la norma ITU-R P.530-10 [35], y es mostrada a continuación:

$$\gamma_R = kR^\alpha \text{ [dB/Km]} \quad (3.18)$$

Donde k y α son los coeficientes de regresión también utilizados en el modelo de Crane, en tanto que R es la tasa de lluvia en milímetros por hora para 0.01% del tiempo en una determinada región del planeta.

El mapa de la Figura No. 3.5 muestra las regiones de lluvia del modelo de la ITU-R P.530-10 para todo el planeta.

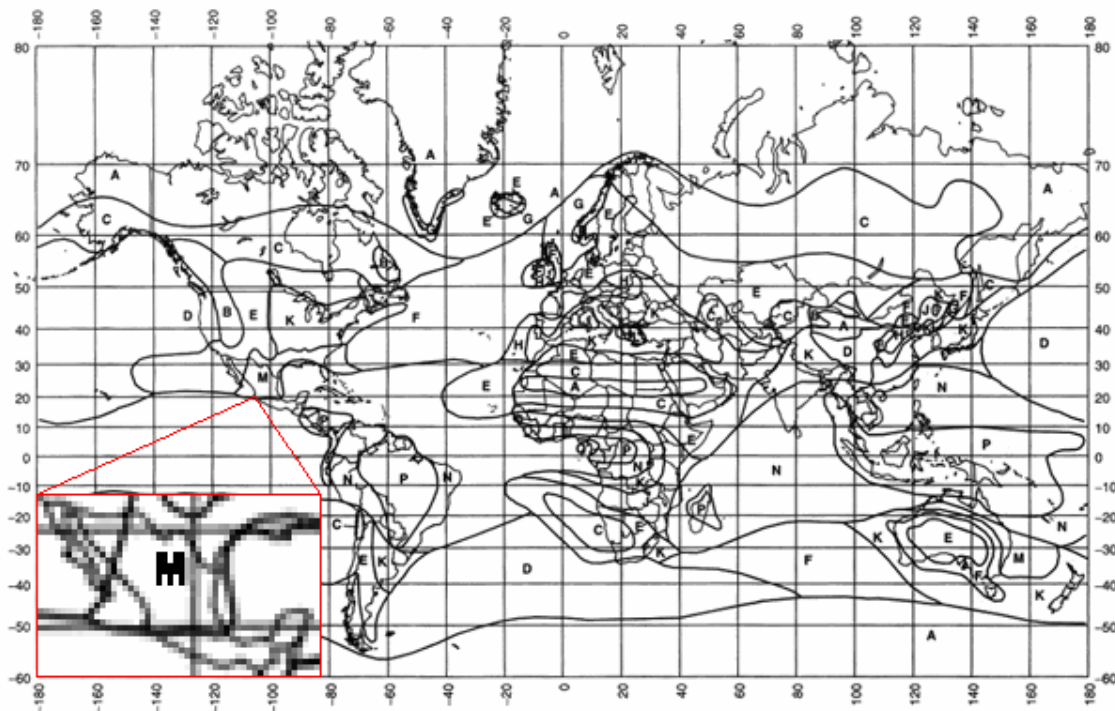


Figura No. 3.5. Mapa global del modelo dado por la recomendación ITU-R P.530-10 que describe la intensidad de lluvia en milímetros por hora. (Fuente: [35]).

De la figura anterior puede observarse que en ciertos casos el modelo asigna una misma tasa de lluvia a regiones que involucran a todo un país, tal como sucede con México donde para el 0.01% promedio anual la tasa indicada es de 63 milímetros por hora, lo cual puede constarse en la Tabla No. 3.3; donde se muestra el valor numérico de la intensidad de lluvia para cada región señalada en el mapa.

Tabla No. 3.3: Estimación de la intensidad lluvia basada en milímetros por hora para la recomendación ITU-R P.530-8.

% Excedido Anual	A	B	C	D	E	F	G	H	J	K	L	M	N	P	Q
0.001	22	32	42	42	70	78	65	83	55	100	150	120	180	250	170
0.003	14	21	26	29	41	54	45	55	45	70	105	95	140	200	142
0.01	8	12	15	19	22	28	30	32	35	42	60	63	95	145	115
0.03	5	6	9	13	12	15	20	18	28	23	33	40	65	105	96
0.1	2	3	5	8	6	8	12	10	20	12	15	22	35	65	75
0.3	0.8	2	2.8	4.5	2.4	4.5	7	4	13	4.2	7	11	15	34	49
1	<0.1	0.5	0.7	2.1	0.6	1.7	3	2	8	1.5	2	4	5	12	24

Para encontrar la atenuación total en la trayectoria debido a la lluvia, el factor de atenuación γ_R debe ser multiplicado por la distancia efectiva de la trayectoria, d_{eff} , la cual está definida como:

$$d_{eff} = \frac{d}{\left(1 + \frac{d}{d_0}\right)} \quad (3.19)$$

Donde d es la longitud actual de la trayectoria en kilómetros, y d_0 implica una restricción para $R_{0.01} \leq 100$ mm/h, la cual se define mediante la siguiente expresión.

$$d_0 = 35e^{-0.015R_{0.01}} \quad (3.20)$$

Por su parte, la atenuación total de la trayectoria para 0.01% del tiempo está dada por:

$$A_{0.01} = \gamma_R d_{eff} \quad [\text{dB}] \quad (3.21)$$

La Figura No. 3.6 muestra una comparación entre el modelo de Crane y el de la ITU-R sobre un rango de frecuencias que va de 5GHz a 60GHz con pasos equidistantes de 1GHz, una tasa de lluvia de 28 milímetros por hora, considerando una trayectoria de 5 Km.

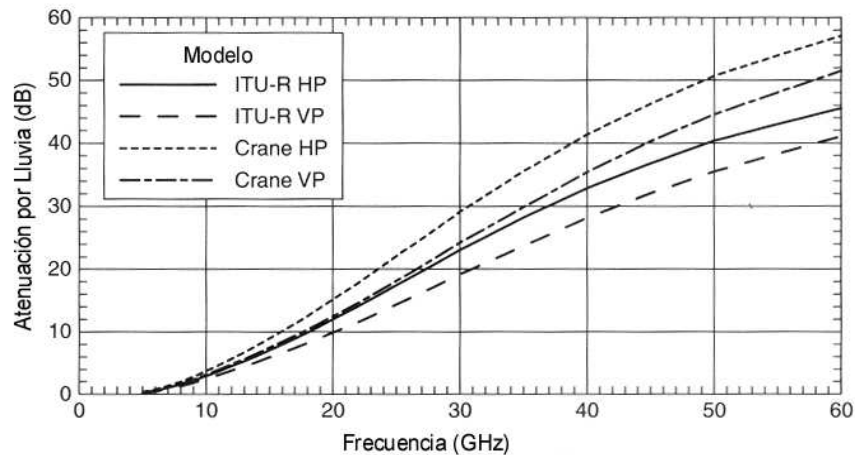


Figura No. 3.6. Comparación de la atenuación por lluvia estimada por el modelo de Crane y la recomendación ITU-P.530-10. (Fuente: [34]).

De la figura anterior es posible observar que fueron generadas dos curvas para cada modelo, ya que se consideró para el análisis tanto para la polarización vertical como la horizontal (lo cual tiene una repercusión directa sobre los valores de los coeficientes de regresión). Para ambos casos la polarización horizontal trae consigo un mayor grado de atenuación en la señal con respecto a la polarización vertical, en tanto que en términos generales el modelo de Crane es el que presenta un nivel de atenuación más drástico en sus predicciones, sin embargo estas diferencias no resultan ser muy significativas en la operación práctica.

3.6 REFERENCIAS.

- [1] G. D. Durgin, and T. S. Rappaport, *Theory of Multipath Shape Factors for Small-Scale Fading Wireless Channels*, IEEE Transactions on Antennas and Propagation, Vol. 48, p. 682-693, May 2000.
- [2] C. Tannous, R. Davies, and A. Angus, *Strange Attractors in Multipath propagation*, IEEE Transactions on Communications, p. 629-631, May 1991.
- [3] B. Sklar, *Rayleigh Fading Channels in Mobile Digital Communications Systems Part I: Characterization*, IEEE Journal on Selected area in Communications, Vol. 35, No.11, July 1997.
- [4] K. Salkintzis, *On the Combining of Multipath Signals in Narrowband Rayleigh Fading Channels*, IEEE Transactions on Broadcasting, Vol. 45, p. 192-195, June 1999.
- [5] T. S. Rappaport, *Wireless Communications, Principles and Practice*, New Jersey: Prentice Hall, 1996.
- [6] M. Wittmann, J. Marti, and T. Kurner, *Impact of the Power Delay Profile Shape on the Bit Error Rate in Mobile Radio Systems*, Vol. 46, p. 329-339, May 1997.
- [7] G. L. Stüber, *Principles of MOBILE COMMUNICATIONS*, Segunda Edición: Kluwer Academic Publishers, 2001.
- [8] D. C. Cox, et al, *Distributions of Multipath Delay Spread and Average Excess Delay for 910 MHz Urban Mobile Radio Paths*, IEEE Transactions on Antennas and Propagation, p. 206-213, March 1975.
- [9] D. C. Cox, et al, *DelayDopplerCharacteristics of Multipath Delay Spread and Average Excess Delay for 910 MHz Urban Mobile Radio Paths*, IEEE Transactions on Antennas and Propagation, p. 625-635, September 1972.
- [10] A. A. M. Saleh, et al, *A Statistical Model for Indoor Multipath Propagation*, IEEE Journal on Selected Areas in Communication, p. 128-137, February 1987.
- [11] S. Y. Seidel, et al, *The Impact of Surrounding Buildings on Propagation for Wireless Inbuilding Personal Communication System Design*, 1992 IEEE Vehicular Technology Conference, Denver, p. 814-818, May 1992.
- [12] T. S. Rappaport, et al, *900MHz Multipath Propagation Measurements for U.S. Digital Cellular Radiotelephone*, IEEE Transactions on Vehicular Technology, p. 132-139, May. 1990.
- [13] M. P. Fitton, A. R. Nix, and M. A. Beach, *A Comparison of RMS Delay Spread and Coherence Bandwidth for Characterization of Wideband Channels*, IEE Colloquium on Propagation Aspects of Future Mobile Systems, p. 9/1-9/6, Oct 1996.
- [14] W. C. Y. Lee, *Mobile Cellular Telecommunications Systems*, MacGraw Hill Publications, New York 1989.

- [15] J. Chuang, *The Effects of Time Delay Spread on Portable Communications Channels with Digital Modulation*, IEEE Journal on Selected Areas in Communications, Vol. SAC-5, p. 879-889, June 1987.
- [16] V. Fung, T. S. Rappaport, and B. Thoma, *Bit Error Simulation for $\pi/4$ DQPSK Mobile Radio Communication using Two-ray and Measurement-based Impulse Response Models*, IEEE Journal on Selected Areas in Communications, Vol. 11, No. 3, p. 393-405, April 1993.
- [17] R. Steele, et al, *Mobile Radio Communications*, IEEE Press, 1994.
- [18] T. S. Rappaport, *Characterization of UHF Multipath Radio Channels in Factory Buildings*, IEEE Transactions on Antennas and Propagation, Vol. 37, No. 8, p. 1058-1069, August 1989.
- [19] B. D. Woerner, J. H. Reed, and T. S. Rappaport, *Simulation Issues for Future Wireless Modems*, IEEE Communications Magazine, p. 19-35, July 1994.
- [20] J. E. Allnutt, *Satellite to Ground Radiowave Propagation*, London, U.K; Peter Peregrinus, 1989.
- [21] W. L. Stutzman, *Propagation Effects on Satellite Communication Links*, IEEE Proc., Vol. 81, p. 850-893, June 1993.
- [22] A. Safaai-Jazi, et al, *Empirical Models for Rain Fade Time on Ku- and Ka-Band Satellite Links*, IEEE Transactions on Antennas and Propagation, Vol. 43, p. 1411-1415, Dec. 1995.
- [23] La Atmósfera Terrestre. Disponible en: <http://jmarcano.topcities.com/beginner/atmosfera.html> [Online].
- [24] A. Rocha, J. Neves, *Moderate Rain Rate Characterization for Small Fade Margins Systems*, IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium 2001, Vol. 3, p. 109-112, July 2001.
- [25] Sum Chin Sean, et al, *Studies on Characteristics of Rain Fade at 23 GHz for Terrestrial Links*, Asia-Pacific Conference on Applied Electromagnetics, APACE 2003, p. 76-78, Aug. 2003.
- [26] T. Boonchuk, et al, *Rain Attenuation of Satellite link in Ku-band at Bangkok*, 2005 Fifth International Conference on Information, Communications and Signal Processing, p. 1093-1096, Dec. 2005.
- [27] Joo-Hwan Lee, et al, *Real-Time Estimation of Rain Attenuation on the Satellite Link*, The 57th IEEE Semiannual Vehicular Technology Conference 2003, p. 2291-2294, April 2003.
- [28] R. Crane, *Electromagnetic Wave Propagation Through Rain*, New York, 1996
- [29] ITU, International Union of Telecommunications. *ITU-R P.837-4 Recommendation: Characteristics of precipitation for propagation modelling*. France, 2001.
- [30] P. Rice, N. Holmberg, *Cumulative Time Statistics of Surface-Point Rainfall Rates*, IEEE Transactions on Communications, October 1973, p. 1131-1136.

- [31] E. J. Dutton, et al, *Prediction of European Rainfall and Link Performance Coefficients at 8 and 30 GHz*, U.S. Dept. Commerce Office Telecommunicat., Tech. Rep. ACC-ACO-16-74, 1974.
- [32] A. Dissanayake, et al, *A Prediction Model that Combines Rain Attenuation and other Propagation Impairments along Earth-Satellite Paths*, IEEE Transactions on Antennas and Propagation, Vol. 45, p. 1546-1558, Oct. 1997.
- [33] J. Chebil, T. Rahman, *Development of 1 min Rain Rate Contour Maps for Microwave Applications in Malaysia Peninsula*, Electronic Letters, p. 1772-1774.
- [34] R. Crane, *Propagation Handbook for Wireless Communication Systems Design*. 1st ed. USA, 2003. CRC Press. 320.
- [35] ITU, International Union of Telecommunications. *ITU-R P.530-10 Recommendation: Propagation data and prediction methods required for the design of terrestrial line-of-sight systems*. France 2001.

Capítulo IV

FUNDAMENTOS TEÓRICOS DE LOS MODELOS Y DE LAS HERRAMIENTAS PROPUESTAS

4.1 ESTIMACIÓN DE LAS PÉRDIDAS EN UN SISTEMA INALÁMBRICO FIJO CONSIDERANDO MATERIALES COMUNES DE DISPERSIÓN.

En los sistemas de comunicaciones, las señales están expuestas a diversos factores que pueden originar que la señal recibida sea atenuada severamente. En una transmisión inalámbrica fija, la atenuación es debida principalmente a pérdidas en el espacio libre y pérdidas ocasionadas por la presencia de los mecanismos básicos de propagación (reflexión, difracción y dispersión) [1-3], los cuales tienen lugar en el medio a través del cual la onda electromagnética se propaga debido a la alta densidad de construcciones y de objetos circundantes, originando la presencia del fenómeno multicamino. El multicamino o multitrayectoria puede ser explicado como señales de una misma fuente u origen que llegan al receptor en tiempos distintos debido a la diferencia en la longitud del camino recorrido, lo que origina fluctuaciones en la amplitud y fase de la señal, además de un tiempo de retraso [4-5].

En esta sección se presenta un escenario de acceso inalámbrico fijo (FWA) para una plataforma de gran altitud (HAP) considerando un área de cobertura urbana, donde se muestra el nivel de potencia de la componente en visión directa (LOS) así como el de la componente sin línea de vista (NLOS), siendo esta última producida por la presencia del fenómeno del multicamino dentro del área de cobertura del sistema, donde además se considera la atenuación que adiciona el nivel de la rugosidad provista por las superficies de materiales comúnmente utilizados en construcción. Es mostrado por medio de simulación que el fenómeno del multicamino disminuye al aumentar la frecuencia de operación como consecuencia de las afectaciones producidas por la altura de las rugosidades presentes en las superficies, ya que éstas ocasionan cada vez una mayor dispersión de las ondas incidentes. Por lo que para completar el análisis, la altura crítica de dispersión empleando la relación Rayleigh fue determinada para estimar los límites del nivel de rugosidad con respecto al incremento en la frecuencia, para evitar dispersiones.

4.1.1 DESCRIPCIÓN DEL ESCENARIO DE ACCESO INALÁMBRICO FIJO

Para el escenario de acceso inalámbrico fijo (FWA) se consideró situar un sistema HAP a una altura $h = 20\text{Km}$, tal como lo establece la norma ITU-R [6] para un área de cobertura urbana. Por otro lado, se decidió colocar una obstrucción S a una distancia de 34.641Km con respecto

al punto de partida de la estación HAP en base al ángulo de elevación de 30° que es igualmente definido por la norma para el área de cobertura antes mencionada, y un receptor Rx situado 50m detrás de la obstrucción (34.591Km). En general el escenario de acceso inalámbrico fijo (FWA) es descrito en la Figura No. 4.1.

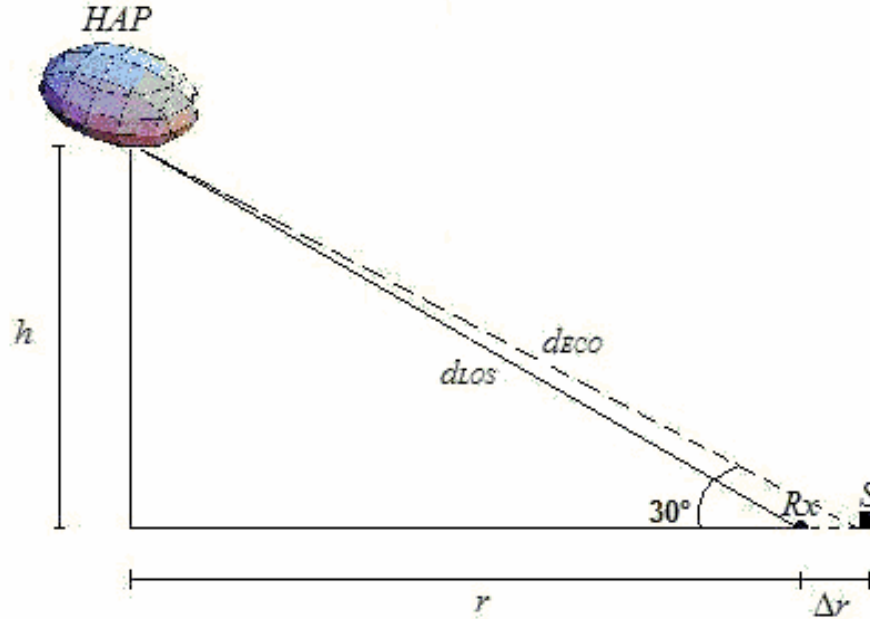


Figura No. 4.1. Escenario de acceso inalámbrico fijo (FWA) compuesto por la estación de servicio HAP y un receptor Rx situado Δr metros detrás de la obstrucción S .

Una vez establecido el escenario, para conocer el nivel de potencia en la señal recibida tanto de la componente de visión directa (LOS), como de la componente multicamino (NLOS), en primer lugar se obtuvieron las distancias de la trayectoria que sigue la señal para alcanzar al receptor en ambos casos. De esta manera el planteamiento mostrado a continuación, obedece al cálculo para conocer la distancia de la trayectoria directa de propagación d_{LOS} .

$$d_{LOS} = \sqrt{r^2 + h^2} \quad (4.1)$$

Siendo r la distancia al receptor $r = 34.591Km$ y h la altitud de la estación HAP la cual ha sido definida como $h = 20Km$. En tanto que la distancia que sigue la componente multicamino d_{ECO} para llegar al receptor es obtenida mediante la siguiente expresión.

$$d_{ECO} = \sqrt{(r + \Delta r)^2 + h^2} + \Delta r \quad (4.2)$$

Donde Δr es la distancia que hay entre el receptor Rx y la obstrucción S , siendo $\Delta r = 50m$ en este caso. Una vez conocida la distancia de cada componente, se consideraron las pérdidas que sufre la señal en el espacio libre P_{FS} empleando.

$$P_{FS} = \left(\frac{\lambda}{4\pi d} \right)^2 \quad (4.3)$$

En la que $\lambda = c/f$, siendo $c = 3 \times 10^8$ m/s correspondiente a la velocidad de la luz, f la frecuencia de operación, y d la distancia (la cual en este caso podría ser d_{LOS} o d_{ECO}).

Por otro lado, para efectuar el análisis del nivel de atenuación que produce una superficie sobre la cual ha incidido una señal, se han considerado materiales comúnmente utilizados en construcción como lo son el concreto y el metal. A partir de datos que establecen los niveles de atenuación de dichos materiales para cinco diferentes frecuencias de operación (0.9GHz, 1.3GHz, 2.4GHz, 5GHz), producto de mediciones realizadas por diversos autores [7-11], se empleo un método de interpolación para generar un rango más amplio de frecuencias (0.9GHz–6.9GHz).

4.1.2 MÉTODO DE INTERPOLACIÓN Y ALTURA CRÍTICA

El método de interpolación empleado consiste en tomar el conjunto de puntos conocidos, lo cual nos permitirá encontrar una función (polinomio) que represente dichos puntos, pasando por cada uno de ellos o aproximándose. Este método de interpolación con potencias tiene como coeficientes por determinar $(a_0, a_1, a_2, \dots, a_m)$ y está basado en la siguiente expresión.

$$f(x) = a_0 + a_1x + a_2x^2 + \dots + a_mx^m \quad (4.4)$$

Una vez aplicado el método de interpolación, las funciones obtenidas las cuales describen la atenuación para metal y el concreto en función de la frecuencia de operación, muestran una buena aproximación precisamente en el rango de 0.9GHz-5GHz ya que es ahí donde se conocen los puntos provistos por las mediciones. En este sentido, si bien el situarse en este rango puede servir de referencia para estimar la atenuación en frecuencias donde no se han efectuado mediciones, alejarse demasiado puede traer como consecuencia una estimación errónea. No obstante, dicho rango previsto a proveer una buena aproximación puede ser ligeramente extendido como se hace con algunos modelos, tal es el caso del modelo de Okumura el cual originalmente es aplicable para frecuencias en el rango de 150MHz a 1920MHz y que es típicamente extrapolado hasta 3000MHz [7], es por eso que se ha decidido extender el rango de 0.9GHz-6.9GHz es decir considerando 1.9GHz por encima de límite superior del rango óptimo.

Por otro lado el criterio Rayleigh [12], nos dice que hay dos tipos de superficies reflectantes que interactúan con la radiación electromagnética: especular (suave) o difusa (rugosa). Una superficie podría parecer suave en términos físicos (se ve y se siente suave), pero en una escala del orden de las longitudes de onda de la luz (longitudes de onda producidas por frecuencias altas en el orden de decenas de gigahertzios), muchas irregularidades podrían ocurrir en la misma superficie.

Así, la radiación cuando choca contra una superficie difusa tiende a ser reflejada en muchas direcciones (dispersión). El criterio Rayleigh es usado para determinar la rugosidad de una superficie con respecto a la radiación.

$$h_c = \frac{\lambda}{8 \sin \alpha} \quad (4.5)$$

Donde h_c es la altura crítica, λ la longitud de onda de la señal, α el ángulo de incidencia, definido precisamente por la señal incidente y la línea normal a la superficie. De tal forma que la ecuación mostrada en (4.5) nos permitirá definir una superficie como reflector difuso si la altura del dispersor excede la altura crítica h_c ; en tanto que si resulta ser menor que h_c , la superficie es especular. En este sentido como un análisis complementario para el rango de frecuencias propuesto (0.9GHz-6.9GHz), se evaluó el criterio Rayleigh para estimar el límite en la altura de las rugosidades de una superficie, antes de que ésta pueda ser considerada como rugosa y por tanto causante de dispersión.

De esta manera una vez establecida la metodología, los resultados del análisis donde se muestra la atenuación estimada para los materiales comunes de dispersión, las pérdidas de los componentes LOS y NLOS para el escenario anteriormente descrito, y un análisis de criterio Rayleigh sobre el rango de frecuencias empleado, son mostrados en el primer apartado del capítulo V.

4.2 GENERACIÓN DE UN MODELO DE PROPAGACIÓN MULTICAMINO BASADO EN LA GEOMETRÍA DE UN CONO CIRCULAR RECTO APLICADO A UNA PLATAFORMA DE GRAN ALTITUD (HAP)

En esta sección se presenta un modelo basado en la geometría de un cono circular recto, el cual describe la propagación de las señales reflejadas que son capaces del alcanzar al receptor como consecuencia de los dispersores localizados al interior del área de cobertura de un sistema HAP (*High Altitud Platform*).

En términos generales, una plataforma de gran altitud (HAP) es un sistema localizado en la estratosfera normalmente colocado a 20Km de altitud con un emplazamiento fijo respecto a tierra, el cual pretende brindar servicios de telefonía celular con una reutilización de frecuencia más eficiente, servicios de Internet y otras aplicaciones [13-14].

La propuesta de un modelo en tres dimensiones proporciona una perspectiva adecuada para representar la distribución espacial de los elementos que conforman el sistema de comunicaciones inalámbrico fijo que se establece entre una estación de servicio HAP y un usuario situado en tierra. De tal forma que al efectuar un análisis matemático basado en la geometría propuesta se obtienen relaciones que permiten llevar a cabo la caracterización o modelado del fenómeno multicamino que es producido al interior del área de cobertura del sistema.

En los siguientes apartados se presenta una descripción teórica del modelo propuesto, incluyendo las consideraciones establecidas en el análisis del escenario, el planteamiento señalado desde el punto de vista geométrico, así como la justificación matemática de las ecuaciones producidas entorno al modelo. De tal forma que el conjunto de esta metodología permite sentar las bases de los resultados obtenidos los cuales son mostrados en el siguiente capítulo.

4.2.1 DESCRIPCIÓN DEL MODELO

Un esquema que describe la distribución espacial del área de cobertura de un sistema de comunicaciones inalámbrico fijo considerando la geometría de un cono circular recto es mostrado en la Figura No. 4.2.

En el diagrama se muestran los elementos que conforman el escenario, los cuales son definidos mediante las siguientes variables: donde T_x toma el papel de la estación de servicio colocada a una altitud Z_o con respecto a tierra, siendo R_x el receptor localizado a una distancia X_o con relación al origen, y teniendo a r_o como la distancia que representa la trayectoria directa de propagación (LOS) entre la plataforma HAP y el usuario.

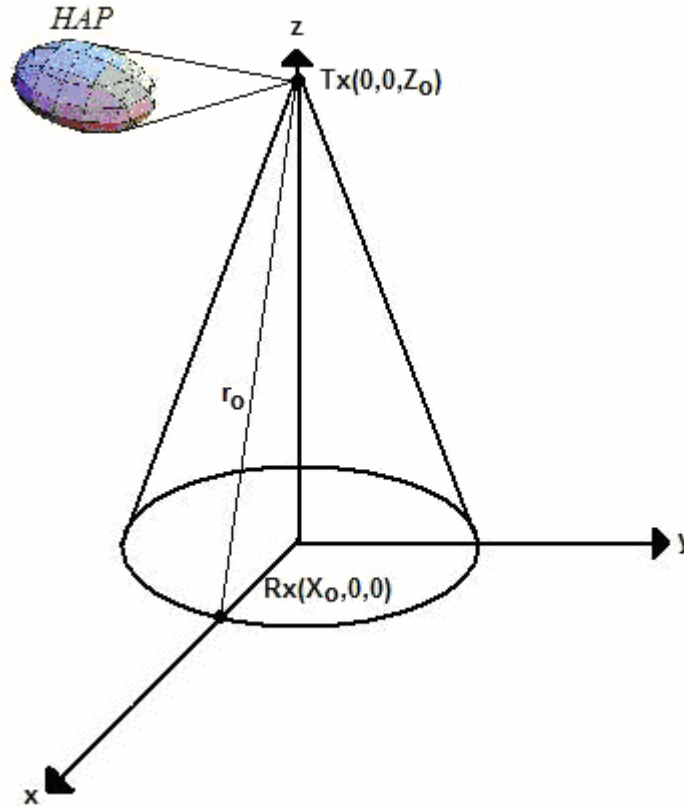


Figura No. 4.2. Distribución espacial de un sistema de comunicaciones inalámbrico fijo basado en el área de cobertura de un sistema HAP.

Basado en este esquema es posible obtener la longitud de la trayectoria directa de propagación mediante.

$$r_o = \sqrt{(x_o)^2 + (z_o)^2} \quad (4.6)$$

En tanto que el tiempo de propagación de la señal en línea de vista (LOS) es establecido mediante (4.7), donde $c = 3 \times 10^8$ m/s corresponde a la constante de la velocidad de la luz.

$$\tau_o = \frac{r_o}{c} \quad (4.7)$$

De esta manera, una onda reflejada que alcance al receptor presentado un retardo τ en el tiempo de propagación, debería cubrir una trayectoria $K(\tau)$ definida por.

$$K(\tau) = r_o + \tau c \quad (4.8)$$

Esto quiere decir que debería cubrir al menos la longitud ya establecida para una trayectoria de propagación directa, más una distancia adicional dependiendo del tiempo de retraso. Por lo que asumiendo que el área de cobertura está dada por la geometría del cono circular recto mostrado en la figura anterior, la máxima trayectoria de propagación $K(\tau_m)$ que viajará una onda reflejada para alcanzar al receptor es descrita por.

$$K(\tau_M) = r_o + 2x_o \quad (4.9)$$

Así, la máxima distancia adicional que viajará una onda reflejada será precisamente el diámetro de la base del cono que será definido como $d = \tau c = 2x_o$, tal como se describe en la Figura No. 4.3.

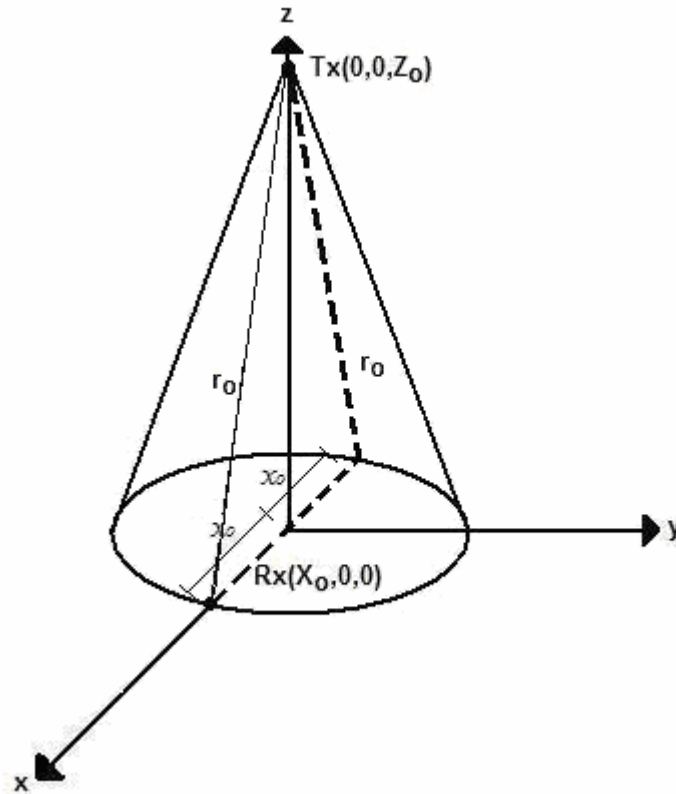


Figura No. 4.3. Máxima trayectoria de propagación de una onda reflejada $K(\tau_M)$ (línea punteada), en base a la geometría del área de cobertura (Cono) de un sistema HAP.

En la figura anterior es posible observar ambas trayectorias, la de visión directa (LOS) descrita por la línea sólida que conforma a r_o , y la correspondiente a la línea punteada que describe la distancia máxima que recorrerá una onda reflejada para llegar al receptor $K(\tau_M)$.

4.2.2 DISPERSORES EN EL ÁREA DE COBERTURA DEL SISTEMA

En base a la geometría propuesta, todos los dispersores localizados al interior del cono generarán una trayectoria total de propagación de longitud más pequeña que la descrita por $K(\tau_M)$ y por ende poseerán retardos más pequeños que τ_M . En este sentido, podemos asociar una señal reflejada (eco) con un dispersor S localizado en cualquier punto (x,y,z) dentro del cono. Por otro lado, debido a que las ondas dispersadas son producidas principalmente por edificios altos, árboles, postes y otras obstrucciones que no pueden ser encontradas por encima de cierta altura h , los dispersores pueden ser asumidos uniformemente distribuidos contenidos

únicamente en un delgado sólido que va desde tierra a la altura h , tal como se muestra en la Figura No. 4.4.

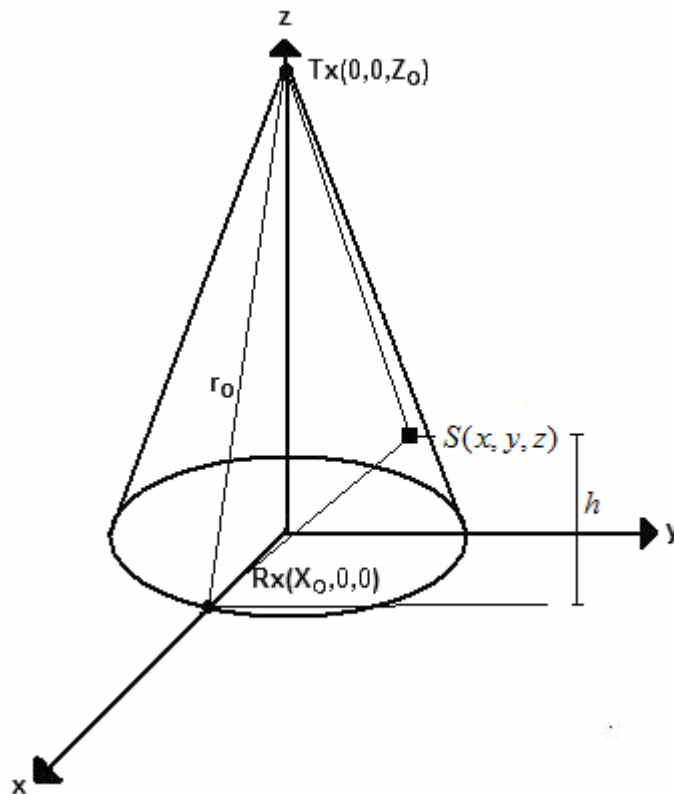


Figura No. 4.4 Representación espacial de un sistema de comunicaciones inalámbrico fijo en presencia de un dispersor S limitado a una altura h .

Como consecuencia, el volumen $V(\tau)$ que contiene los obstáculos que originan las ondas dispersadas con un retardo menor a τ_m es definido por todos los puntos (x,y,z) que satisfacen lo establecido en la siguiente expresión.

$$\sqrt{(x-x_0)^2 + (y)^2 + (z)^2} + \sqrt{(x)^2 + (y)^2 + (z-z_0)^2} < K(\tau_m) \quad (4.10)$$

$$0 < z < h$$

Una vez establecidos los puntos que satisfacen la distribución uniforme de los dispersores localizados al interior del cono, en primer lugar el volumen total $V(G)$ fue determinado para posteriormente obtener el volumen de interés $V(\tau)$ delimitado de 0 a h .

Una manera de encontrar el volumen total para el caso de un cono circular recto, consiste en realizar un corte horizontal a una altura k , lo que originará una sección transversal de la cual es posible obtener el área $A(k) = \pi R^2$, que al ser multiplicada por un diferencial de altura Δk permitirá obtener el volumen $V(k) = (A(k))\Delta k$ de esa sección (rebanada) tal como se muestra en la Figura No. 4.5a. De esta manera hacer la suma de un n número de rebanadas cuando $n \rightarrow \infty$, generará una aproximación del volumen del cono. Así, el volumen total $V(G)$ para el

caso del área de cobertura del sistema HAP puede ser encontrado haciendo la suma desde 0 hasta Z_0 , por lo que en este sentido para definir una expresión de $V(G)$, es necesario establecer una relación entre el radio R del área transversal y k con el área de cobertura del sistema, la cual puede ser obtenida empleando el teorema de los triángulos semejantes mostrado en la Figura No. 4.5b.

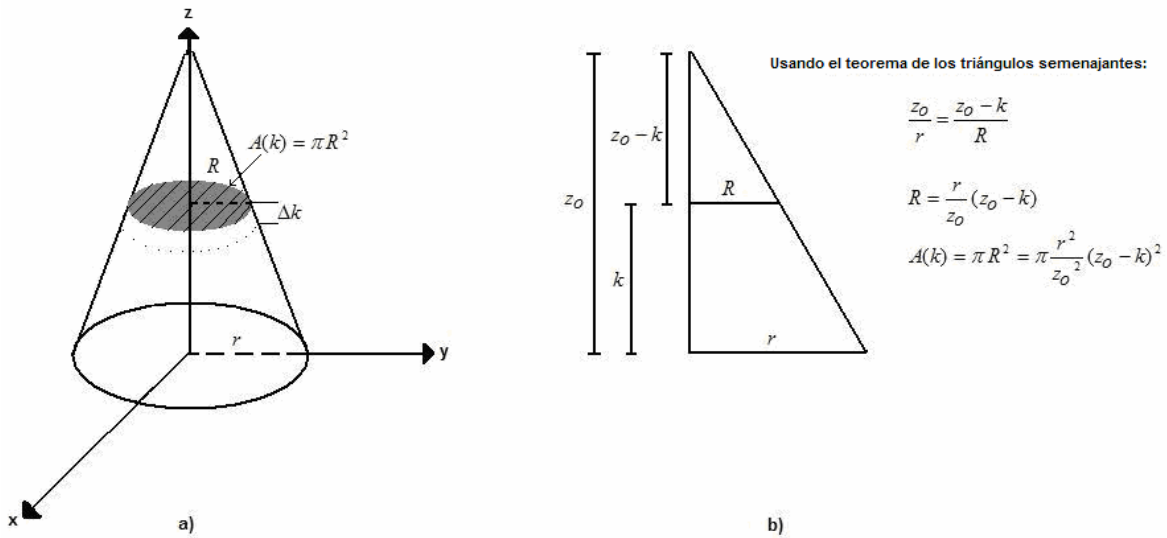


Figura No. 4.5. a) Área de la sección transversal $A(k)$ y diferencial de altura Δk , b) Relación entre el radio R y k utilizando el teorema de triángulos semejantes.

Anteriormente el diámetro de la base del cono fue definido como $d = \tau C = 2x_0$, así que el radio es $r = \tau C/2 = x_0$, lo que permite escribir una expresión para $V(G)$ como se muestra a continuación.

$$\begin{aligned}
 V(G) &= \int_0^{z_0} \pi \frac{\left(\frac{\tau C}{2}\right)^2}{z_0^2} (z_0 - k)^2 dk & (4.11) \\
 &= \pi \left(\frac{\tau C}{2}\right)^2 \frac{z_0}{3}
 \end{aligned}$$

Por otro lado, el volumen que contiene los dispersores uniformemente distribuidos es descrito por.

$$\begin{aligned}
 V(\tau) &= \int_0^h \pi \frac{\left(\frac{\tau C}{2}\right)^2}{z_0^2} (z_0 - k)^2 dk & (4.12) \\
 &= \pi \frac{\left(\frac{\tau C}{2}\right)^2}{z_0^2} \left(z_0^2 h - z_0 h^2 + \frac{h^3}{3} \right)
 \end{aligned}$$

De esta manera, el modelo descrito previamente representa una alternativa geométrica inspirada en el esquema matemático fundamentado en un elipsoide [15], el cual de igual forma pretende caracterizar la presencia del fenómeno multicamino al interior del área de cobertura de una plataforma de gran altitud. La Figura No. 4.6; muestra la propuesta geométrica de ambos modelos.

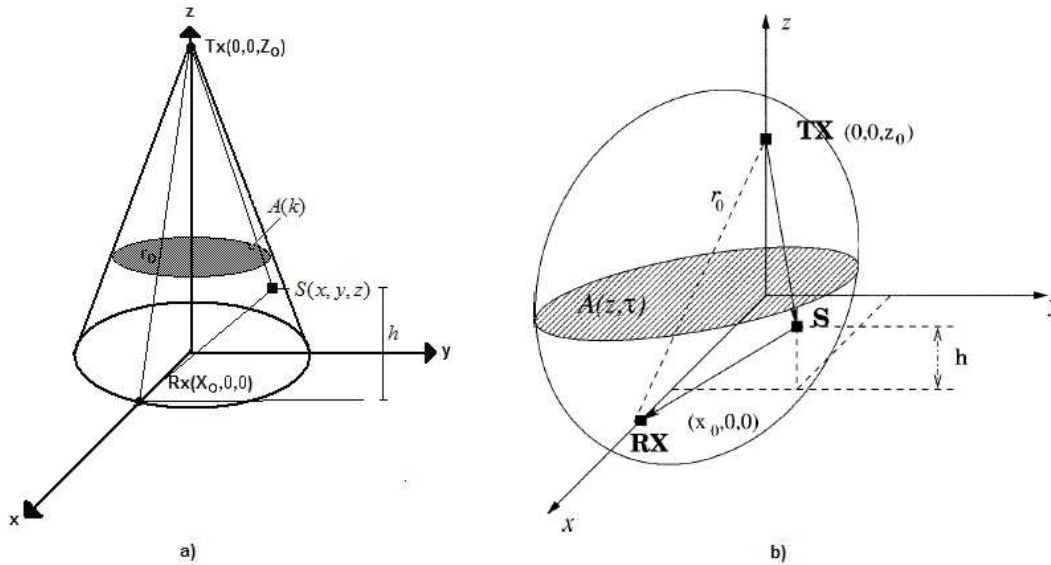


Figura No. 4.6. Escenario geométrico propuesto para definir el área de cobertura de una plataforma de gran altitud (HAP): a) Cono circular recto, b) Elipsoide (Fuente: [15]).

En la figura anterior es mostrado un comparativo entre los esquemas propuestos, donde los parámetros pertenecientes al elipsoide cuentan con una analogía directa con los parámetros anteriormente definidos para el caso del cono. No obstante los argumentos que a la postre permiten caracterizar el sistema, tienen su fundamento matemático en la respectiva geometría propuesta. En este sentido, el nuevo escenario tridimensional basado en la geometría de un cono circular recto pretende brindar una aproximación más cercana a la descripción teórica dada para el área de cobertura de una plataforma de gran altitud.

Así, con base en el análisis efectuado anteriormente sobre el modelo propuesto, es posible determinar varios resultados que permiten caracterizar el canal entre los que se encuentran, la función de distribución acumulativa del sistema (*Cumulative Distribution Function*), el tiempo de llegada de las componentes multicamino con sus respectivos niveles de potencia (*Power Delay Profile*), la determinación del ancho de banda de coherencia, y la evaluación del canal haciendo uso de la modulación DPSK (*Differential Phase Shift Keying*) y un doble esquema de codificación (*Reed Solomon Encoder & Convolutional Encoder*) para obtener una estimación del número de errores presentes en el sistema, en función de un incremento gradual en la relación señal a ruido. Conjunto de resultados que son mostrados en el segundo apartado del capítulo V.

4.3 GENERACIÓN DE MAPAS DE ATENUACIÓN POR LLUVIA PARA MÉXICO EN FRECUENCIAS DE OPERACIÓN DE SISTEMAS SATELITALES Y HAPs, BASADOS EN LA RECOMENDACIÓN ITU-R. P.618 Y EN DATOS PROPORCIONADOS POR EL SERVICIO METEOROLÓGICO NACIONAL.

En el caso de los sistemas satelitales, las transmisiones son realizadas ya sea en la banda C (de 4GHz a 8GHz) o en la banda Ku (de 12GHz a 18GHz) [16]. Por otro lado, para las plataformas de gran altitud (HAPs) la ITU (*International Telecommunication Union*) ha asignado la frecuencia de operación de 48GHz a nivel global [17], no obstante algunos países cuentan con una asignación de menor frecuencia en 28GHz y 31GHz [18].

De esta manera, para todas las frecuencias de operación en las plataformas de gran altitud, y en el caso de la banda Ku para los sistemas satelitales, la potencia de la señal resulta ser temporalmente reducida bajo severas condiciones de lluvia ya que como fue mencionado en el capítulo uno de este trabajo de investigación, los sistemas de comunicaciones que operan por encima de los 10GHz se ven severamente afectados por la presencia de los hidrometeoros. De esta manera, para compensar esos efectos potenciales las estaciones terrestres localizadas en áreas con una alta densidad de lluvia son diseñadas con una mayor potencia de transmisión.

En este apartado, el modelo definido por la recomendación ITU-R P.618 "*Propagation data and prediction methods required for the design of Earth-Space telecommunication systems*" [19], la información provista por el Servicio Meteorológico Nacional (SMN) [20], y el método de interpolación *Nearest Neighbor* [21], son utilizados para generar mapas de atenuación por lluvia para México. Los mapas generados proponen describir geográficamente la atenuación por lluvia en 12GHz, 28GHz, 31GHz y 48GHz a través del territorio nacional, teniendo como objetivo que la aproximación dada para cada zona pueda ser utilizada en el diseño de los enlaces satelitales y de los futuros enlaces que pudieran ser provistos por las plataformas de gran altitud.

Diferentes modelos de atenuación por lluvia han sido desarrollados en los últimos 30 años [22 - 25], de los cuales el más utilizado es el definido por la recomendación ITU-R P.618, siendo la mejor aproximación para predecir la atenuación por lluvia respaldando sus resultados en ser la mejor aproximación promedio.

4.3.1 DESCRIPCIÓN DEL MODELO DE ATENUACIÓN POR LLUVIA (ITU-P.618)

El procedimiento para estimar la atenuación por lluvia basado en la recomendación ITU-R P.618 [19], a su vez está soportado en las siguientes recomendaciones: ITU-R P.837 [26], ITU-R P.838 [27], y finalmente en la ITU-R P.839 [28]. El procedimiento que se describe a continuación proporciona estimaciones estadísticas a largo plazo de la atenuación por lluvia sobre una trayectoria inclinada en una posición determinada para frecuencias no mayores a 55GHz.

Los parámetros de entrada para el cálculo de la atenuación por lluvia de acuerdo a la recomendación ITU-R P-618 son los siguientes:

$R_{0.01}$: Tasa de lluvia puntual en una localidad para 0.01% de un año promedio (mm/h)

h_s : Altura por encima del nivel medio del mar de la estación terrena (km)

θ : Ángulo de elevación (grados)

φ : Latitud de la estación terrena (grados)

f : Frecuencia (GHz)

R_e : Radio efectivo de la tierra (8,500 Km)

Si la información local para la altura de la estación terrena por encima del nivel medio del mar no está disponible, un estimado puede ser obtenido de mapas de altitud topográfica proporcionados por la recomendación ITU-R P.1511 [29].

La representación geométrica del modelo es mostrado en la Figura No. 4.7; donde son indicados los parámetros involucrados en el proceso de predicción de la atenuación por lluvia.

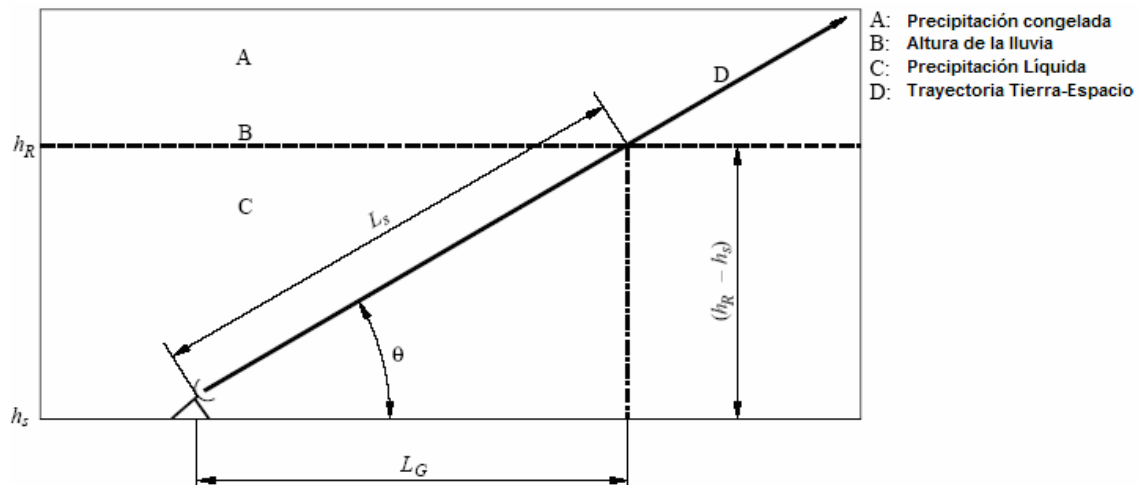


Figura No. 4.7. Representación esquemática de la trayectoria Tierra-Espacio proporcionando los parámetros de entrada para el proceso de predicción de atenuación (Fuente: [19]).

Paso 1: Determinar la altura de lluvia (la altura máxima donde la lluvia es encontrada en estado líquido bajo condiciones promedio), h_R , como es definida en la recomendación ITU-R P.839 [28].

Paso 2: Para $\theta \geq 5^\circ$, se calcula la longitud de la trayectoria de inclinación, L_s , debajo de la altura de la lluvia empleando la siguiente expresión:

$$L_s = \frac{(h_R - h_s)}{\sin \theta} \quad (Km) \quad (4.13)$$

Para $\theta < 5^\circ$, se utiliza la siguiente fórmula:

$$L_s = \frac{2(h_R - h_s)}{\left(\sin^2 \theta + \frac{2(h_R - h_s)}{R_e} \right)^{1/2} + \sin \theta} \quad (4.14)$$

Si $h_R - h_s$ es menor o igual a cero, la atenuación por lluvia prevista para cualquier porcentaje de tiempo es cero y por lo tanto, los pasos siguientes no son requeridos.

Paso 3: Realizar el cálculo de la proyección horizontal, L_G , de la trayectoria de inclinación a partir de la expresión que se muestra a continuación:

$$L_G = L_s \cos \theta \quad (4.15)$$

Paso 4: Obtener la tasa de lluvia (la cantidad de lluvia por unidad de tiempo), $R_{0.01}$, excedida para 0.01% de un año promedio (con un tiempo de integración de 1 minuto). Si las estimaciones estadísticas a largo plazo no pueden ser obtenidas de fuentes de información locales, una estimación puede ser obtenida a partir de mapas de tasas de lluvia proporcionados en la recomendación ITU-R P.837 [26]. Si $R_{0.01}$ es igual a cero, la atenuación por lluvia prevista es cero para cualquier porcentaje de tiempo y los pasos que se describen a continuación no son necesarios.

Paso 5: Obtener la atenuación específica, γ_R , usando los coeficientes (k, α) dependientes de la frecuencia dados en la recomendación ITU-R P.838 [27] y la tasa de lluvia, $R_{0.01}$, determinada en el paso anterior, a partir de la expresión:

$$\gamma_R = k(R_{0.01})^\alpha \quad (dB / km) \quad (4.16)$$

Paso 6: Calcular el factor de reducción horizontal, $r_{0.01}$, para 0.01% del tiempo:

$$r_{0.01} = \frac{1}{1 + 0.78 \sqrt{\frac{L_G \gamma_R}{f}} - 0.38(1 - e^{-2L_G})} \quad (4.17)$$

Paso 7: Calcular el factor de ajuste vertical, $v_{0.01}$, para 0.01% del tiempo, el cual previamente requiere la determinación de los siguientes parámetros:

$$\zeta = \tan^{-1} \left(\frac{h_R - h_s}{L_G R_{0.01}} \right) \quad (4.18)$$

Para $\zeta > \theta$,

$$L_R = \frac{L_G r_{0.01}}{\cos \theta} \quad (km) \quad (4.19)$$

En otro caso,

$$L_R = \frac{(h_R - h_S)}{\sin \theta} \quad (km) \quad (4.20)$$

Si $|\varphi| < 36^\circ$,

$$\chi = 36 - |\varphi| \quad (\text{grados}) \quad (4.21)$$

En otro caso,

$$\chi = 0 \quad (\text{grados}) \quad (4.22)$$

Una vez establecidos los parámetros correspondientes, el factor de ajuste vertical puede ser obtenido de la siguiente ecuación:

$$v_{0.01} = \frac{1}{1 + \sqrt{\sin \theta} \left(31(1 - e^{-(\theta/(1+\chi))}) \frac{\sqrt{L_R \gamma_R}}{f^2} - 0.45 \right)} \quad (4.23)$$

Paso 8: La longitud de la trayectoria efectiva es:

$$L_E = L_R v_{0.01} \quad (km) \quad (4.24)$$

Paso 9: La atenuación excedida prevista para 0.01% de un año promedio $A_{0.01}$ es obtenida mediante:

$$A_{0.01} = \gamma_R L_E \quad (dB) \quad (4.25)$$

4.3.2 ESTIMACIÓN DE LA ATENUACIÓN POR LLUVIA CONSIDERANDO LAS MEDICIONES DEL SMN Y LOS DATOS DE LA RECOMENDACIÓN ITU-P.837.

El Servicio Meteorológico Nacional es el organismo encargado de proveer información de las condiciones climáticas en México. En base a las mediciones realizadas por noventa y cuatro estaciones meteorológicas automáticas (EMAs) que integran la red administrada por el SMN, es posible obtener información de diversas variables meteorológicas como: dirección del viento, velocidad del viento, temperatura, humedad, tasa de lluvia, entre otras. Siendo en este caso la tasa de lluvia el dato más importante debido a que puede ser utilizado como parámetro de entrada para el modelo definido en la recomendación ITU-R P.618 [19] descrito anteriormente.

Por otro lado, el modelo también establece que si la tasa de lluvia no puede ser obtenida de fuentes de información locales, un estimado puede ser conseguido de los mapas de tasa de lluvia dados en la recomendación ITU-R P.837 [26]. Así que existen dos fuentes de entrada que pueden ser utilizadas para aplicar la metodología dada por la recomendación ITU-R P.618.

En base a lo anterior, si bien la atenuación por lluvia puede ser estimada para las coordenadas geográficas de donde fueron extraídas las mediciones de la tasa de lluvia (mismos puntos que fueron utilizados como referencia para tomar los datos de la tasa de lluvia sugerida por la recomendación ITU-R P.837), para generar los mapas de atenuación por lluvia para México es necesario aplicar un método de interpolación para cubrir en su totalidad el territorio nacional.

En este sentido, el método de interpolación propuesto para generar los mapas de atenuación por lluvia es conocido como *nearest neighbor algorithm* el cual simplemente selecciona el valor del punto más cercano, y no considera los valores de los puntos vecinos. El algoritmo es comúnmente utilizado en aplicaciones que tienen que ver con el trazado de mapas y con la generación de píxeles de colores para realizar gráficos en 2D y 3D. Así, para aplicar el método de interpolación, la latitud, la longitud y su respectiva estimación de la atenuación por lluvia fueron la serie de puntos conocidos considerados como entrada del método de interpolación propuesto.

De esta manera, una vez aplicada la metodología descrita anteriormente fue posible generar superficies de colores (mapas) para cada una de las frecuencias de operación antes mencionadas considerando las mediciones del SMN y la información provista por la recomendación ITU-R P.837, donde cada color sobre la superficie representa la atenuación por lluvia estimada para cada coordenada (Latitud: desde 15° a 32°, Longitud: desde 86° hasta 116°). Destacando que los resultados obtenidos son presentados en el tercer apartado del capítulo V, donde son mostrados los mapas de atenuación por lluvia generados para la totalidad del territorio nacional.

4.4 DESARROLLO E IMPLEMENTACIÓN DE HERRAMIENTAS COMPLEMENTARIAS AL ESTUDIO DEL MODELADO DE CANAL.

El tema central de este trabajo de investigación radica en el estudio del modelado de canal en el ámbito de las comunicaciones inalámbricas, es decir en la representación matemática de la propagación física de las ondas de radio que tienen lugar entre un transmisor y un receptor, tal como pretende ser descrito mediante las caracterizaciones provistas por los modelos mostrados en las secciones anteriores (sección 4.1-4.3). Sin embargo una vez caracterizadas (modeladas) las afectaciones que se presentan en un canal inalámbrico, una tarea complementaria consiste en desarrollar herramientas o mecanismos que contribuyan a reducir las condiciones adversas provistas por el canal.

En este sentido, por medio de esta sección es mostrado el desarrollo e implementación de herramientas haciendo uso del software especializado MATLAB y del procesador digital de señales DSK6713 de Texas Instruments, las cuales a la postre podrán ser utilizadas como complemento al estudio del modelado de canal por medio de la propuesta de tres vertientes:

- La primera mediante la implementación de un sistema inalámbrico (Capa física del estándar 802.16e) que deje abierta la posibilidad de evaluar canales inalámbricos para conocer su rendimiento.
- La segunda a través de la puesta en operación de un filtro adaptivo cancelador de ruido que puede ser adicionado a sistemas de comunicaciones para contribuir con la reducción de las afectaciones producidas por el canal.
- La tercera por medio de la realización de pruebas de exportación de modelos previamente implementados en Simulink al procesador digital de señales DSK6713 con el propósito de que éstos puedan ser usados para aplicaciones reales (Software Radio).

Por otro lado una vez que han sido establecidos los puntos que se proponen para ser puestos en operación, antes de dar paso al sustento teórico es importante mencionar que una descripción detallada haciendo uso de las herramientas MATLAB:(M-files/Simulink) y Code Composer Studio:(Software utilizado por el DSK6713) es incluida en la sección de ANEXOS (A-E), donde paso por paso se da seguimiento al procedimiento utilizado para llevar a cabo la implementación y ejecución de los diferentes modelos presentados, teniendo como objetivo que éstos en primera instancia puedan ser reproducidos y posteriormente modificados para apoyar el desarrollo de nuevas herramientas.

4.4.1 IMPLEMENTACIÓN DE UNA CADENA DE COMUNICACIONES BASADA EN LA CAPA FÍSICA DEL ESTÁNDAR 802.16e (WIMAX).

En los últimos años ofrecer una solución al acceso de banda ancha de última milla ha sido uno de los principales objetivos de los sistemas de comunicaciones inalámbricos, ya que el cableado representa altos costos de instalación que no siempre justifican su tendido hasta áreas rurales o geográficamente inaccesibles.

De esta manera, las limitaciones mencionadas anteriormente han motivado el desarrollo de nuevas tecnologías, entre las que se encuentra WiMAX (*Worldwide Interoperability for Microwave Access*) que es el nombre que recibe el estándar 802.16, el cual describe la interfaz aérea para sistemas de acceso inalámbrico de banda ancha.

WiMAX fue diseñado como una solución de última milla en redes metropolitanas (MAN) para prestar servicios a nivel comercial tales como IP, voz sobre IP (VoIP), TDM, T1/E1, FRAME RELAY y voz tradicional.

Por otro lado, la tecnología WiMAX pretende proveer conectividad en todo momento y en todo lugar (*anywhere, anytime connectivity*) [30], por lo que será la base de las redes metropolitanas de acceso a Internet, y servirá para facilitar las conexiones en zonas rurales.

Dentro de las principales características de WiMAX se encuentra la utilización de OFDM (*Orthogonal frequency division multiplexing*) basada en la técnica FDM (*Frequency division multiplexing*). OFDM es similar a FDM, pero cuenta con mucha mayor eficiencia espectral ya que utiliza portadoras que son ortogonales, lo cual significa que son matemáticamente perpendiculares entre si (separadas 90°) permitiéndole al espectro de cada portadora traslaparse con otra sin causar interferencia, siendo el objetivo transmitir múltiples señales en paralelo [31]. La Figura No. 4.8; muestra un ejemplo de la técnica OFDM.

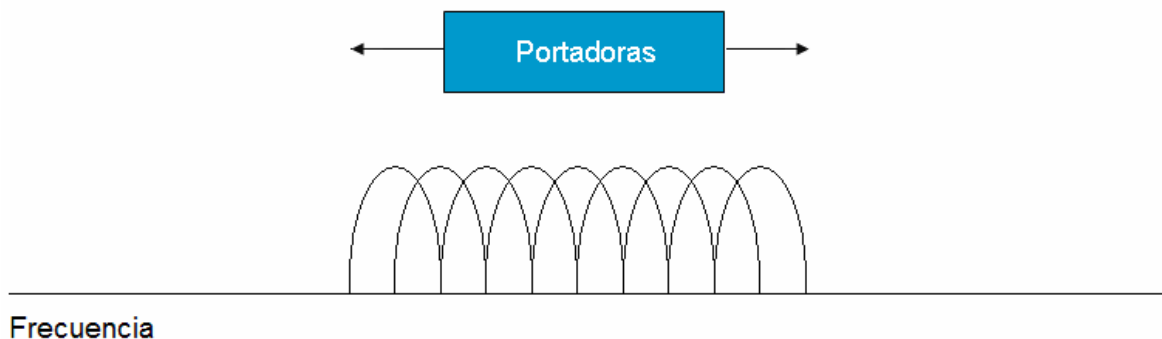


Figura No. 4.8. Representación espectral de la técnica OFDM (Original en colores).

En la figura anterior puede observarse como las portadoras son superpuestas o traslapadas unas con otras sobre un reducido ancho de banda dentro del cual están siendo transmitidas de manera simultánea.

Aunada a la técnica de transmisión OFDM, WiMAX posee algunas otras características que lo convierten en un sistema lo suficientemente robusto para afrontar la demanda que existe en los servicios de comunicaciones actuales y los que pretenden ser ofrecidos en el futuro.

En la Tabla No. 4.1; se presenta un resumen con las principales características técnicas definidas por el estándar 802.16 (WiMAX), entre las que se encuentran los posibles tipos de modulación a utilizar, el ancho de banda requerido, los esquemas de codificación del canal, las diferentes frecuencias de operación, las posibles tasas de transmisión, el alcance del área de cobertura, sus principales aplicaciones, etcétera [32- 33].

Tabla No. 4.1: Principales características técnicas definidas para el estándar 802.16 (WiMAX).

Características	Descripción						
Técnica de transmisión	OFDM con 256 posibles portadoras: <ul style="list-style-type: none"> • 192 portadoras para datos • 8 portadoras piloto • 56 portadoras nulas (banda de guardia) 						
Ancho de banda de la señal	1.25-20MHz						
Esquema de modulación (Adaptiva acorde con la SNR del enlace de radio)	BPSK, QPSK, 16QAM, 64QAM						
Codificación del canal	Modulación:	Codificación: Reed-Solomon	Codificación: Código-Convolutacional	Tasa total de la codificación: Overall coding rate (incluyendo ambas codificaciones)			
	BPSK	RS(12,12)	CC(1/2)	1/2			
	QPSK	RS(32,24)	CC(2/3)	1/2			
	QPSK	RS(40,36)	CC(5/6)	3/4			
	16-QAM	RS(64,48)	CC(2/3)	1/2			
	16-QAM	RS(80,72)	CC(5/6)	3/4			
	64-QAM	RS(108,96)	CC(3/4)	2/3			
	64-QAM	RS(120,108)	CC(5/6)	3/4			
Espectro de frecuencia	<ul style="list-style-type: none"> • IEEE 802.16a de 10-66 GHz • IEEE 802.16e de 2-6 GHz 						
Tasa de transmisión	<ul style="list-style-type: none"> • IEEE 802.16a hasta 70Mbps • IEEE 802.16e hasta 75Mbps 						
Tasas de transmisión para distintos anchos de banda, esquemas de codificación y tipos de modulaciones.	Modulación	QPSK	QPSK	16-QAM	16-QAM	64-QAM	64-QAM
	Tasa total de la codificación	1/2	3/4	1/2	3/4	2/3	3/4
	1.75 MHz	1.04	2.18	2.91	4.36	5.94	6.55
	(Ancho de banda)	Mbps	Mbps	Mbps	Mbps	Mbps	Mbps
	3.54 MHz	2.08	4.37	5.82	8.73	11.88	13.09
	(Ancho de banda)	Mbps	Mbps	Mbps	Mbps	Mbps	Mbps
	7.0 MHz	4.15	8.73	11.64	17.45	23.75	26.18
	(Ancho de banda)	Mbps	Mbps	Mbps	Mbps	Mbps	Mbps
	10.0 MHz	8.31	12.47	16.63	24.94	33.25	37.40
	(Ancho de banda)	Mbps	Mbps	Mbps	Mbps	Mbps	Mbps
	20.0 MHz	16.62	24.94	33.25	49.87	66.49	74.81
	(Ancho de banda)	Mbps	Mbps	Mbps	Mbps	Mbps	Mbps
	20Km sin línea de vista						
Alcance	4-6 Km en áreas de alta densidad demográfica						
Aplicaciones	Voz, video y datos						

Por otro lado, un aspecto importante tocante a la aparición de esta tecnología radica en que estudios recientes han vinculado a WiMAX para coexistir con otros sistemas (Satélites, HAPs, 3G, Wi-Fi, etcétera) esto como una medida para sobreponerse aún más a las limitaciones de capacidad que en general enfrentan los sistemas de comunicaciones inalámbricos [34-36]. Razón por la cual, la caracterización (modelado) de las condiciones del canal dependiendo del escenario en cuestión continuará siendo un elemento fundamental para el análisis del sistema.

En este trabajo de investigación se presenta un escenario que describe la interfaz aérea de un sistema de acceso inalámbrico fijo considerando una sola portadora, basado en uno de los esquemas (modulación/codificación) sugeridos en las especificaciones de la capa física del estándar 802.16e [37], donde se muestra el porcentaje de bits con errores relativos al número total de bits recibidos en una transmisión que presenta afectaciones producidas por la presencia de un canal de ruido blanco aditivo Gaussiano.

El análisis es evaluado bajo tres condiciones, empleando primeramente el esquema de modulación 16-QAM, para posteriormente adicionar la codificación Reed Solomon RS(64,48), y finalmente agregar un segundo esquema de codificación correspondiente al código convolucional CC(2/3,7). Un resumen de los elementos considerados para este análisis son mostrados en la Tabla No. 4.2.

Tabla No. 4.2: Tipo de modulación y esquemas de codificación definidos por el estándar 802.16e.

Modulación:	Codificación:	Codificación:
Modulación de Amplitud en Cuadratura de 16 niveles	Reed-Solomon	Código-Convolutacional
16-QAM	RS(64,48)	CC(2/3,7)

La implementación de la cadena de comunicaciones (etapa de transmisión y recepción) se realizó empleando dos metodologías:

- La primera de ellas haciendo uso de una serie de instrucciones y funciones especializadas (*Communications Toolbox*) dentro de un programa que en Matlab recibe el nombre de M-file [38].
- En tanto que la segunda fue elaborada por medio de un modelo equivalente empleando bloques de librerías especializadas (*Communications Blockset*) provistas por la herramienta Simulink de Matlab.

De esta manera el hecho de contar con dos versiones provenientes de una naturaleza distinta, hará posible comparar el rendimiento del sistema para validar sus resultados.

4.4.1.1 Modulación 16-QAM

La modulación 16-QAM, tiene su fundamento en la señalización M-aria [39]. Cada símbolo en un alfabeto M-ario está relacionado con una única secuencia de m bits, la manera de expresar la señalización M-aria es como sigue.

$$M = 2^m \quad \text{o} \quad m = \log_2 M \quad (4.26)$$

Donde M es el tamaño del alfabeto (cantidad de símbolos o número de niveles) y m el número de bits por símbolo. En el caso de una transmisión digital, el término “símbolo” se refiere al miembro del alfabeto M-ario que es transmitido durante la duración de un símbolo, T_s . Para transmitir el símbolo, éste debe ser mapeado en un voltaje eléctrico o señal de corriente. Desde que uno de M símbolos o señales es transmitido durante cada duración de símbolo, T_s , la tasa de transmisión R en bits por segundo, puede ser expresada como.

$$R = \frac{m}{T_s} = \frac{\log_2 M}{T_s} \quad (\text{bit} / \text{s}) \quad (4.27)$$

El tiempo de duración del bit, T_b , es el recíproco de la tasa de transmisión R . De manera similar, el tiempo de duración del símbolo, T_s , es el recíproco de la tasa de transmisión R_s en símbolos por segundo. Es por eso, que a partir de la ecuación (4.27), el tiempo efectivo de duración de cada bit, T_b , en términos de la duración del símbolo, T_s , o bien en términos de la tasa de transmisión en símbolos por segundo, R_s , es.

$$T_b = \frac{1}{R} = \frac{T_s}{m} = \frac{1}{mR_s} \quad (4.28)$$

Posteriormente, usando las ecuaciones (4.26) y (4.28), la tasa de transmisión en símbolos por segundo, R_s , puede ser expresada en términos de la tasa de transmisión en bits por segundo como sigue.

$$R_s = \frac{R}{\log_2 M} \quad (4.29)$$

De las ecuaciones (4.27) y (4.28), cualquier esquema digital que transmita m bits en T_s segundos usando un ancho de banda de W Hertz opera con una eficiencia espectral de.

$$\frac{R}{W} = \frac{\log_2 M}{WT_s} = \frac{1}{WT_b} \quad (\text{bit} / \text{s}) / \text{Hz} \quad (4.30)$$

Donde T_b es el tiempo efectivo de duración de cada bit.

Así, para el caso de la modulación 16-QAM el tamaño del alfabeto es precisamente 16, lo cual quiere decir que existen 16 símbolos o niveles, donde cada símbolo está conformado por 4 bits ($16 = 2^4$). La modulación de amplitud en cuadratura (QAM) es una modulación digital en la que el mensaje está contenido tanto en la amplitud como en la fase de la señal transmitida. Por

tal motivo, un modulador 16-QAM recibe 16 símbolos distintos a la entrada para llevar a cabo el proceso de modulación asignando a cada uno de ellos una combinación única de magnitud y una fase.

Por su parte la función del demodulador radica en distinguir de entre las señales recibidas con una magnitud y fase distinta para asociar cada una de éstas con un símbolo por lo que de manera ideal la información original sería recuperada.

Hasta el momento la descripción del sistema consiste en modular y demodular la información de manera directa (sin procesos intermedios), por lo que el mensaje original siempre sería recuperado íntegramente. En este sentido, para eliminar las condiciones ideales se adicionó un canal de ruido blanco aditivo Gaussiano con el propósito de producir errores en el sistema. Destacando que el número de errores dependen del valor de la relación señal a ruido (SNR), donde un valor igual a 0 representaría la mayor cantidad de ruido posible. Con esta modificación, la salida del modulador es ingresada al canal Gaussiano para producir afectaciones en la magnitud y fase de la señal, originando que en algunas ocasiones la distorsión sea tan severa que el demodulador puede llegar a asignar un símbolo distinto al original.

La Figura No. 4.9; muestra un diagrama a bloques de los elementos que conforman el esquema correspondiente a la modulación 16-QAM, procesamiento de datos desarrollado en el primer programa implementado en MATLAB (qam.m), y en el primer modelo implementado en SIMULINK (qamsimulink.mdl), cuya descripción puede ser encontrada en el ANEXO A y B respectivamente (secciones B.1 y C.1).

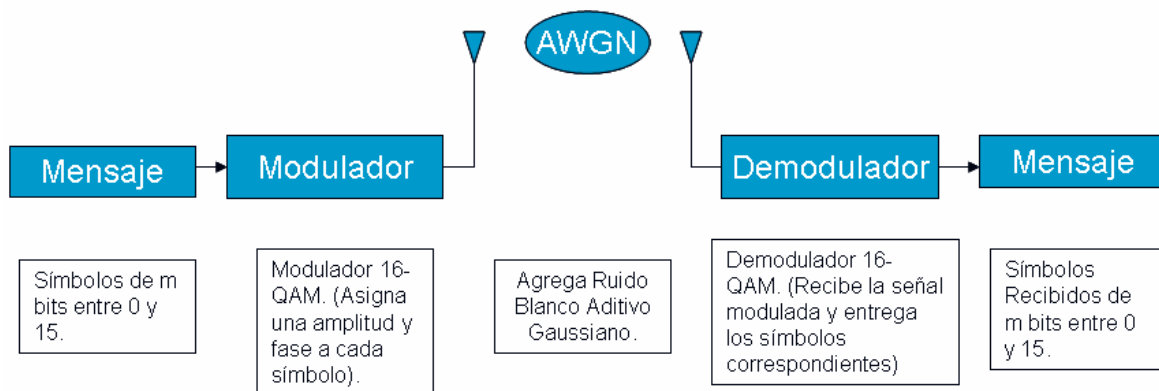


Figura No. 4.9. Sistema de comunicaciones empleando la modulación 16-QAM (Original en colores).

La figura anterior describe etapa por etapa el procedimiento que sigue la información para poder ser transmitida a través de un canal Gaussiano, así como el proceso inverso que desarrolla el receptor para tratar de recuperar la información original.

4.4.1.2 Código de bloques Reed Solomon RS(64,48)

El análisis efectuado en la sección anterior permitió determinar la tasa de error en bit (BER) para el sistema de comunicaciones considerando únicamente tres elementos, el modulador, el

canal Gaussiano y el demodulador. Para disminuir la tasa de error en el sistema, la norma 802.16e [37] establece la adición de un código de bloques que permite detectar y corregir errores. Por lo tanto una segunda implementación que realiza el procesamiento de datos equivalente a la modulación 16-QAM operando de manera conjunta con el código de bloques Reed Solomon (64,48) es desarrollada en esta sección.

Los códigos de bloques son códigos denominados *forward error correction (FEC)* que habilitan un limitado número de errores para ser detectados y corregidos sin necesidad de retrasmisión. Los códigos de bloques pueden ser usados para mejorar el rendimiento de un sistema de comunicaciones cuando otras formas de mejora (como incrementar la potencia de transmisión o utilizar un demodulador más sofisticado) son imprácticas [40].

Un código Reed Solomon es especificado como $RS(n,k)$. Esto significa que el codificador toma k símbolos de información (de m bits cada uno) y agrega símbolos de paridad para formar lo que se denomina un *codeword* conformado por n símbolos, de tal forma que hay $n-k$ símbolos de paridad. Un decodificador Reed Solomon puede corregir hasta t símbolos con error en un *codeword*, según lo establecido por la siguiente expresión.

$$t = \frac{n-k}{2} \quad (4.31)$$

La Figura No. 4.10; muestra el diagrama típico de los elementos que conforman un *codeword* para un codificador Reed Solomon, el cual es conocido como código sistemático porque la información es mantenida sin cambio y los símbolos de paridad son añadidos al final.

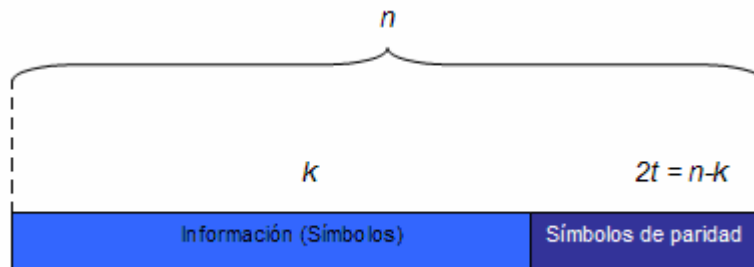


Figura No. 4.10. Diagrama correspondiente a la longitud de un “codeword” utilizado por el codificador Reed Solomon (Original en colores).

Dado que el número de bits por símbolo es m , la longitud máxima de un *codeword* para un código Reed Solomon es.

$$n = 2^m - 1 \quad (4.32)$$

En el caso del estándar 802.16e, el código de bloques Reed Solomon utilizado con la modulación 16-QAM es el denominado $RS(64,48)$. Lo cual quiere decir que el codificador toma tramas conformadas por 48 símbolos para entregar a la salida un total de 64 como resultado de incluir en la información los símbolos de paridad.

Por otro lado, el adicionar el código de bloques Reed Solomon al sistema de comunicaciones previamente implementado (basado en la modulación 16-QAM) trae consigo algunas implicaciones. La primera de ellas es que dada la especificación RS(64,48), el número de bits por símbolo que utiliza el codificador Reed Solomon es de 7 bits, por lo que se cuenta con 128 símbolos distintos ($2^7 = 128$). En este sentido, el mensaje de entrada tendrá que estar conformado por números enteros (símbolos) entre 0 y 127, además de que deberá ser entregado al codificador en tramas de 48 símbolos para poder ser codificado, es decir expandido en tramas de 64 símbolos.

Una segunda implicación como resultado de adicionar el código de bloques radica en el hecho de que si bien hasta este punto la información ha sido codificada, los símbolos se encuentran conformados por 7 bits, número de bits por símbolo diferente a los utilizados por la modulación 16-QAM la cual maneja 4 bits por símbolo. Es decir que mientras la salida del código de bloques entrega valores entre 0 y 127, el modulador sólo es capaz de recibir a la entrada símbolos entre 0 y 15, razón por la cual la información tiene que ser procesada antes de ingresar al modulador.

La solución implementada consistió en tomar los símbolos generados a la salida del codificador para transformarlos a su equivalente binario y con ello generar el formato correspondiente a un tren de bits el cual sería utilizado para tomar bloques conformados por 4 bits, los cuales a la postre serían transformados en números enteros (símbolos) con valores entre 0 y 15. De esta manera, una vez generado el rango adecuado de los símbolos de entrada al modulador su función radica en asignar una magnitud y fase a cada símbolo para generar la señal modulada tal como se describió en la sección anterior, por lo que con esto se completa la etapa correspondiente a la transmisión.

Posteriormente, la señal modulada es ingresada al canal Gaussiano para producir afectaciones. Por su parte, en la etapa de recepción el primer elemento es el demodulador 16-QAM, el cual a partir de recibir información de magnitud y fase (señal modulada) es el encargado de recuperar los símbolos correspondientes con valores entre 0 y 15. En este punto, dado que el decodificador espera recibir símbolos entre 0 y 127 es necesario realizar de nueva cuenta el procesamiento de datos intermedio, el cual consiste en tomar los símbolos producidos a la salida del demodulador para generar un tren de bits y tomar en esta ocasión grupos de 7 bits para transformarlos a su equivalente decimal y con ello producir un rango de valores entre 0 y 127, restando únicamente por reacomodar dichos valores en tramas expandidas (codificadas) conformadas por 64 símbolos para decodificarlas y de esta manera recuperar el mensaje original (48 símbolos), por supuesto incluyendo la corrección de la mayor cantidad de errores que este tipo de código puede corregir.

La Figura No. 4.11; muestra el diagrama a bloques del sistema de comunicaciones conformado por el codificador Reed Solomon (RS(64,48)) y la modulación 16-QAM, procesamiento de datos que fue desarrollado tanto en un segundo programa implementado en MATLAB (solomonqam.m) como en un nuevo modelo realizado en Simulink (solomonqamsimulink.mdl), los cuales son descritos de manera detallada en el ANEXO A y B respectivamente (secciones B.2 y C.2).

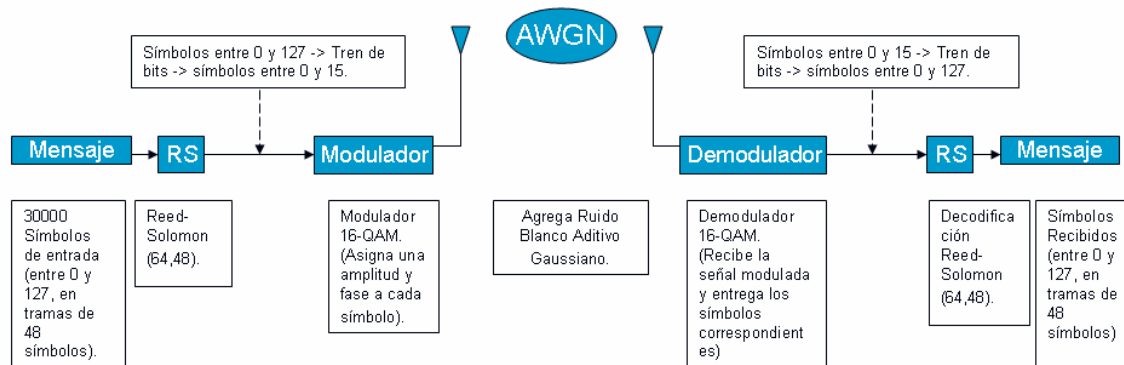


Figura No. 4.11. Sistema de comunicaciones empleando la codificación RS(64,48) y la modulación 16-QAM (Original en colores).

La figura anterior describe el procesamiento de la información etapa por etapa tanto para el transmisor como para el receptor después de haber incluido el código corrector de errores Reed Solomon en el sistema de comunicaciones originalmente conformado por la modulación 16-QAM.

4.4.1.3 Código convolucional CC(2/3,7)

Un segundo esquema de codificación adicionado para contribuir a reducir en mayor medida la tasa de error en el bit (BER) corresponde al código convolucional CC(2/3,7), el cual es definido por la norma 802.16e para ser puesto en operación junto con el código de bloques RS(64,48) y la modulación 16-QAM, por lo que su inclusión en el sistema es descrita en esta sección.

Los códigos convolucionales son fundamentalmente diferentes de los códigos de bloques en el hecho de que las secuencias de información no son agrupadas en tramas para ser codificadas [41]. En su lugar una secuencia continua de bits de información es tomada por el codificador para entregar a la salida una secuencia continua de bits codificados. Un código convolucional es especificado como CC($k/n,N$). Esto quiere decir que el codificador tomará k bits a la entrada para hacerlos pasar a través de una serie de registros de corrimiento en donde se realizan operaciones xor para generar como salida n bits codificados, siendo N precisamente el número de registros. En base a lo anterior, en el caso del código de bloques CC(2/3,7) por cada 2 bits que ingresen al codificador, éste entregará como salida 3 bits codificados, siendo el parámetro definido como 7 la especificación del número de registros (flip-flops) que conforman la estructura del codificador.

Para poder ser añadido al sistema, este segundo código corrector de errores es colocado después del primer codificador correspondiente al RS(64,48). En este sentido dado que el código convolucional recibe bits a la entrada, el tren de bits generado posterior a la salida del RS(64,48) es utilizado por el CC(2/3,7). De esta manera, incluir el código convolucional en el sistema implica para el procesamiento de datos únicamente manejar una mayor cantidad de bits, ya que el código convolucional entregará como salida un tren de bits extendido (por cada 2 bits que ingresan salen 3 bits codificados).

De esta manera el procesamiento de datos que conforma la etapa de transmisión es el siguiente, los datos de entrada (símbolos) son mantenidos sin cambio alguno por lo que la salida del RS(64,48) continúa produciendo tramas de 64 símbolos con valores entre 0 y 127 (7 bits por símbolo), de igual forma el procedimiento para deshacer las tramas y transformar los símbolos en un tren de bits continúa siendo desarrollado, la única diferencia es que en lugar de que éste sea directamente a transformado a números enteros de 4 bits por símbolo para que puedan ser entregados al modulador 16-QAM, el tren de bits es ingresado previamente al CC(2/3,7) para producir un nuevo tren de bits de mayor longitud (codificación). Posteriormente, como en anteriores análisis la señal modulada es ingresada al canal Gaussiano.

En la etapa de recepción una vez demodulada la información, los símbolos (conformados por 4 bits cada uno) son transformados en un tren de bits el cual es ingresado al decodificador convolucional para proporcionar como salida un tren de bit de menor longitud (decodificación) el cual a la postre es transformado en números enteros de 7 bits por símbolo y agrupado en tramas de 64 símbolos para ser entregadas al decodificador Reed Solomon y con ello recuperar la información.

La Figura No. 4.12; muestra el diagrama a bloques de la cadena de comunicaciones conformada por los codificadores RS(64,48), CC(2/3,7), y la modulación 16-QAM, procesamiento desarrollado tanto en el tercer programa implementado en MATLAB (solomonconvqam.m) como en el tercer modelo implementado en Simulink (solomonconvqamsimulink.mdl), cuyas descripciones pueden ser encontradas en el ANEXO A y B respectivamente (secciones B.3 y C.3).

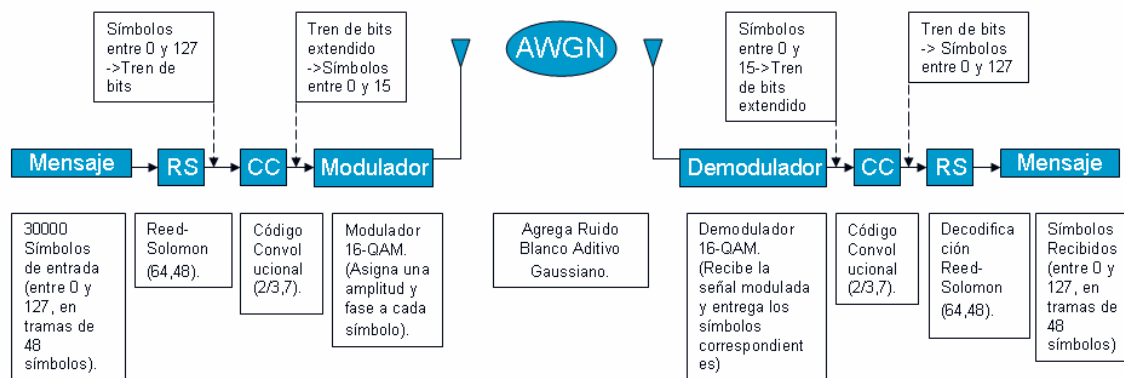


Figura No. 4.12. Sistema de comunicaciones empleando doble codificación RS(64,48), CC(2/3,7), y la modulación 16-QAM (Original en colores).

La figura anterior muestra los módulos del transmisor y del receptor que conforman los elementos evaluados de la cadena de comunicaciones basada en los parámetros definidos para la capa física del estándar 802.16e (WiMAX).

4.4.1.4 Transmisión y recepción de audio empleando la cadena de comunicaciones.

En esta sección el sistema de comunicaciones previamente implementado para conformar el procesamiento de datos referido a la capa física definida por el estándar 802.16e (WiMAX) es utilizado para comprobar el rendimiento del sistema al ser puesto en operación para transmitir y

recibir información de audio. Para efectuar el análisis, se decidió utilizar el modelo implementado en SIMULINK dado que como se mencionó anteriormente su respuesta resulta ser más rápida.

Por otro lado en lo que a la señal de entrada se refiere, una manera de evaluar el sistema radica en emplear datos que representen información de audio para que éstos puedan ser transmitirlos bajo las mismas condiciones con las que fueron evaluados los modelos anteriores, dando lugar a que mediante el incremento en la *SNR*, la reproducción de la información recuperada sea gradualmente lo más cercana posible a la versión provista por el archivo de audio original. En base a lo anterior, para realizar la simulación se decidió crear un archivo de audio con una frecuencia de muestro de 8000 Hz, contando con 8 bits por muestra, y con una duración de 60 segundos.

En este punto las características de la señal de entrada son conocidas, sin embargo el archivo contenedor de la información de audio necesita ser procesado para poder ser colocado como entrada del sistema, ya que el primer elemento de la cadena de comunicaciones es el codificador RS(64,48) el cual únicamente es capaz de recibir como entrada números enteros entre 0 y 127 colocados en tramas de 48 símbolos, y dado que la información del archivo de audio se encuentra conformado por muestras con valores no enteros (valor mínimo: -0.9922, valor máximo: 0.9844), es necesario recurrir a un cuantizador-codificador el cual permitirá asignarle un nivel a cada una de las muestras en un rango entre -1 y 1, para posteriormente asignar a cada nivel un valor entre 0 y 127 acorde a la entrada esperada por el primer bloque del sistema, restando únicamente por agrupar la información en tramas de 48 símbolos. De esta manera los cambios requeridos por el transmisor para poder utilizar información de audio como entrada han sido completados. Subsecuentemente tal como sucedía con los modelos anteriores un canal Gaussiano fue utilizado para producir afectaciones en la señal transmitida.

Por su parte en lo concerniente a la etapa de recepción, los cambios se presentan en la parte final del modelo, ya que si bien la información es en primer lugar demodulada, y posteriormente decodificada en dos ocasiones, la salida del último decodificador contiene como información recuperada símbolos entre 0 y 127, por lo que un decuantizador-decodificador es requerido para reconvertir estos símbolos a valores comprendidos entre -1 y 1 para reconstruir las muestras que conforman la señal de audio.

La Figura No. 4.13a; muestra los elementos correspondientes a la etapa de transmisión de la cadena de comunicaciones con la inclusión del bloque cuantizador-codificador para hacer posible la transmisión de información de audio, siendo también incluida en la figura la presencia del canal Gaussiano para producir errores en el sistema. Por su parte la Figura No. 4.13b muestra la etapa de recepción donde se destaca la presencia del decuantizador-decodificador el cual como se mencionó anteriormente permite reconstruir la información correspondiente a la señal analógica de audio. Por otro lado, cabe mencionar que las modificaciones mostradas en ambas figuras fueron realizadas dentro de un cuarto modelo implementado en Simulink (solomonconvqamsimulinkconmuestreodeaudio.mdl), el cual es descrito de manera detallada en el ANEXO B (sección B.4).

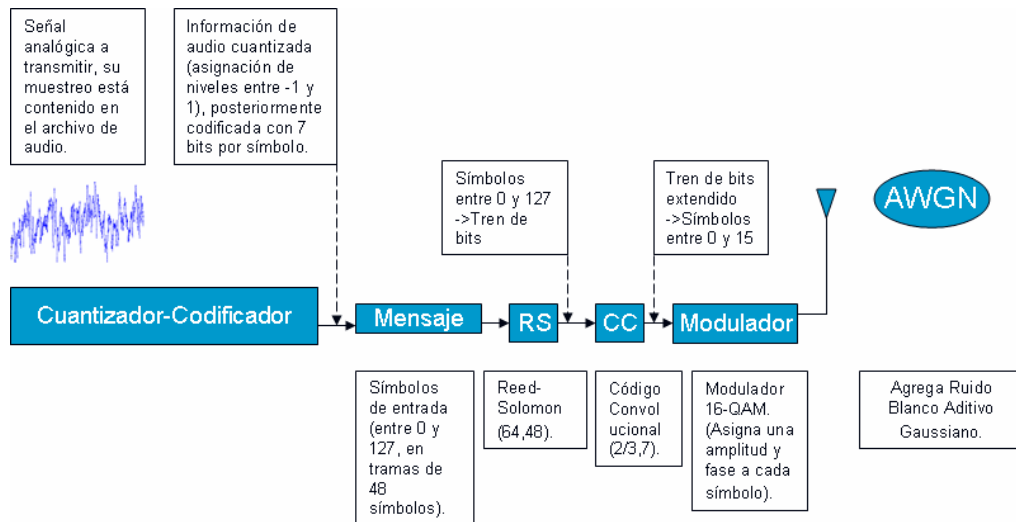


Figura No. 4.13a. Etapa de transmisión del sistema de comunicaciones empleando doble codificación RS(64,48), CC(2/3,7), y la modulación 16-QAM aplicado a transmitir y recibir audio (Original en colores).

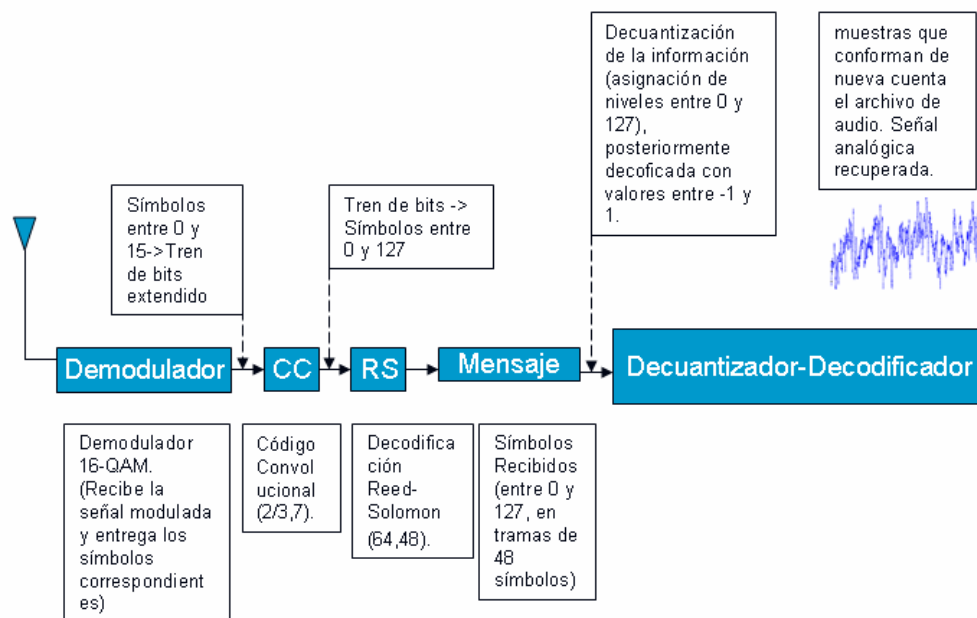


Figura No. 4.13b. Etapa de recepción del sistema de comunicaciones empleando doble codificación RS(64,48), CC(2/3,7), y la modulación 16-QAM aplicado a transmitir y recibir audio (Original en colores).

Las figuras anteriores muestran los elementos adicionados a la cadena de comunicaciones basada en la capa física del estándar 802.16e (WiMAX) tanto en el transmisor como en el receptor para hacer posible evaluar el sistema con información de audio como entrada.

4.4.2 IMPLEMENTACIÓN DE UN FILTRO ADAPTIVO CANCELADOR DE RUIDO EMPLEANDO SIMULINK Y EL PROCESADOR DIGITAL DE SEÑALES DSK6713 DE TEXAS INSTRUMENTS.

Existen diversas aplicaciones en el procesamiento digital de señales donde a diferencia del diseño de los filtros convencionales, los coeficientes no pueden ser especificados previamente. Como en el caso de un modem de alta velocidad, donde el objetivo es transmitir información de forma efectiva a través de canales de comunicaciones donde se producen diferentes características de respuesta en frecuencia dando lugar a distintos efectos de distorsión [42]. Por lo que la única manera de transmitir información de forma efectiva bajo estas condiciones, es haciendo que el ecualizador del canal (filtro) posea coeficientes auto ajustables que puedan ser optimizados para minimizar la distorsión producida sobre la señal, en base a mediciones efectuadas sobre el canal para realizar su caracterización. De esta manera, un filtro con parámetros ajustables es clasificado como filtro adaptivo.

Existen numerosas aplicaciones que involucran el uso de los filtros adaptivos, algunas de ellas incluyen sistemas de antenas adaptables en los cuales los filtros son usados para direccionar la irradiación así como para proveer nulidad en el patrón de radiación. Por otro lado, se encuentran los receptores utilizados en las comunicaciones digitales, donde los filtros adaptivos son usados para proveer ecualización y reducir así la interferencia intersimbólica. Otra aplicación importante son las técnicas adaptivas de cancelación de ruido, en las cuales el filtro es usado para estimar y eliminar la componente de ruido de la señal deseada.

En este trabajo de tesis, se realizó la implementación del modelo de un filtro adaptivo empleando la herramienta Simulink de Matlab. El modelo implementado utiliza el algoritmo de mínimos cuadrados para ajustar los coeficientes del filtro, teniendo como aplicación la cancelación de ruido [43-45]. En primera instancia, para simular el modelo se consideró como entrada un archivo de audio, afectado por un canal caracterizado por ruido blanco aditivo Gaussiano, siendo éste último gradualmente eliminado por el filtro. Posteriormente, el modelo fue emulado en el procesador digital de señales DSK6713 de Texas Instruments para realizar el filtrado del ruido del canal impuesto sobre una señal analógica externa (audio) generada en tiempo real.

4.4.2.1 Descripción del algoritmo

El algoritmo de mínimos cuadrados (*LMS*) provee un método computacional alternativo para determinar los coeficientes óptimos del filtro $h(k)$. El algoritmo es básicamente un método que encuentra el error mínimo $e(n)$ y de esta manera produce los coeficientes óptimos del filtro.

El método comienza con la elección arbitraria para los valores iniciales de los coeficientes $h(k)$, los cuales han sido denominados $h_0(k)$ (una elección conveniente es elegir los coeficientes iniciales de $h_0(k) = 0$).

$$h_n(k), \quad 0 \leq k \leq N-1, \quad n = 0, 1, \dots \quad (4.33)$$

Donde N es la longitud del filtro y n cada una de las muestras de la secuencia finita de entrada. Después para cada nueva muestra de entrada de la secuencia finita $x(n)$ que es introducida al filtro adaptivo, se calcula la salida correspondiente $y(n)$.

$$y(n) = \sum_{k=0}^{N-1} h(k)x(n-k) \quad (4.34)$$

De esta manera se puede calcular una señal de error definida por la siguiente expresión.

$$e(n) = d(n) - y(n) \quad (4.35)$$

Donde $d(n)$ corresponde a la secuencia deseada contra la cual podemos comparar la salida del filtro, es por eso que la secuencia de error es determinada tomando la diferencia entre $d(n)$ y $y(n)$. Una vez determinada la señal de error, los coeficientes del filtro se pueden actualizar de acuerdo con la siguiente ecuación.

$$h_n(k) = h_{n-1}(k) + \Delta \cdot e(n) \cdot x(n-k) \quad (4.36)$$

Donde Δ es el parámetro del tamaño del paso, éste controla la tasa de convergencia del algoritmo para la solución óptima, Un valor grande de Δ , dará lugar a una rápida convergencia, mientras que un valor pequeño de Δ resulta en lenta convergencia. Por otro lado si Δ es muy grande el algoritmo se vuelve inestable.

4.4.2.2 Implementación del filtro adaptivo

Para la implementación del modelo se consideró como entrada información de audio, con una frecuencia de muestreo igual a 8KHz, 8 bits por muestra, y una duración de 60 segundos. De esta manera la información del archivo de audio fue introducida al modelo en Simulink, así una vez establecida la señal de entrada al sistema, el siguiente paso consistió en añadir un canal para producir afectaciones en la señal. Una manera de hacerlo, es por medio de la adición de un generador de ruido aleatorio Gaussiano tal como fue mostrado en secciones anteriores. Por otro lado, para realizar la implementación del filtro es necesario conocer las características del canal ya que el principio de funcionamiento del filtro adaptivo consiste en ajustar sus coeficientes en función de evaluar el error producido entre el ruido que está afectando a la señal al momento de pasar por el canal, y una estimación del canal producida a la salida del filtro basada en mediciones realizadas (información conocida) para caracterizar dicho canal. Así, para conseguir que esta estimación sea gradualmente más aproximada al ruido que afecta a la señal en tiempo real, los coeficientes se ajustan hasta que el error es cada vez más cercano a cero, dando como resultado la eliminación de la componente de ruido. Así, para simular el ruido presente en el canal, se consideró efectuar una variación sobre el ruido aleatorio Gaussiano haciéndolo pasar por un filtro pasabajas para producir ruido conformado por bajas frecuencias (menores a 1KHz), por lo que el objetivo del filtro adaptivo consistirá en ajustar sus coeficientes para producir gradualmente una aproximación a este tipo de ruido para idealmente conseguir igualarlo partiendo del ruido aleatorio Gaussiano original (no filtrado). Por lo que una vez conseguida la mejor aproximación a la salida del filtro, la sustracción de ésta con la señal afectada por el ruido del canal originará la cancelación del ruido, produciendo una buena

aproximación de la señal original, perceptiblemente libre de ruido. La descripción completa donde se definen cada uno de los parámetros de los bloques que conforman el modelo correspondiente al filtro adaptivo cancelador de ruido es incluida en el ANEXO C (sección C.1). Posteriormente una vez puesto en operación el modelo implementado en SIMULINK, en la parte final del ANEXO C (sección C.2) se incluye el procedimiento completo concerniente a los cambios efectuados sobre el modelo para llevar a cabo la transferencia del sistema al DSP con el propósito de realizar su emulación.

La Figura No. 4.14; muestra el diagrama a bloques correspondiente a la implementación del filtro adaptivo cancelador de ruido.

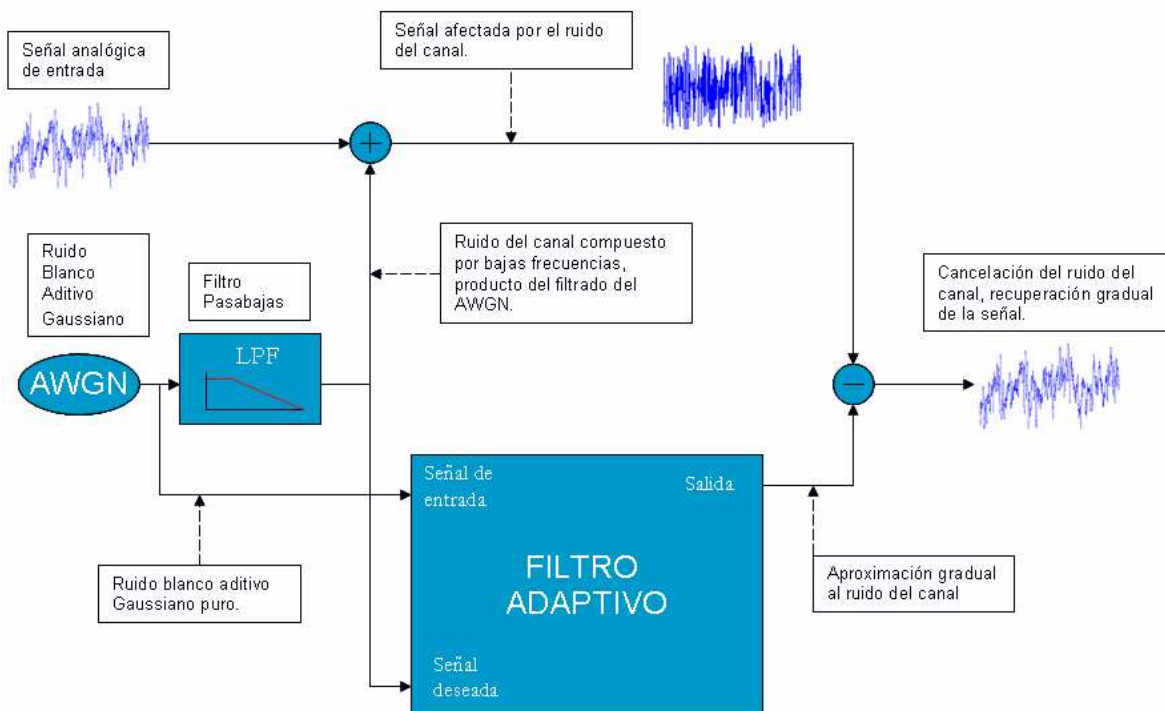


Figura No. 4.14. Filtro adaptivo cancelador de ruido (Original en colores).

La figura anterior muestra los módulos que conforman el modelo del filtro adaptivo cuya aplicación es la cancelación de ruido, el cual es producido a partir del filtrado de un canal consistente de ruido blanco aditivo Gaussiano.

4.4.3 TRANSFERENCIA DEL MODELO CORRESPONDIENTE A LA “MODULACIÓN 16-QAM: (Simulink)”, AL PROCESADOR DIGITAL DE SEÑALES DSK6713.

Existe la posibilidad de transferir modelos implementados en Simulink para su uso con el procesador digital de señales DSK6713 de Texas Instruments, siempre y cuando se cuente con las versiones adecuadas para proveer compatibilidad entre el programa Matlab (versión 7.3.0 (R2006b)), y el *Code Composer Studio* (versión 3.1) utilizado por el DSP, tal como es descrito en el ANEXO C.

La operación conjugada del software ofrece importantes ventajas al utilizar este método de transferencia, entre las que se encuentra el hecho de que basta hacer pequeños cambios en el modelo probado en Simulink para obtener una versión emulada funcionando sobre el DSP, además de que la generación del código referente al modelo es automática, lo que hace que el proceso de transferencia al DSP sea prácticamente transparente para el usuario. Sin embargo, aunque este método resulta ser práctico, directo y eficiente, existen algunos inconvenientes por utilizarlo. En primer lugar, el hecho de insertar el bloque correspondiente a la tarjeta DSK6713 modifica los parámetros de configuración predeterminados en Simulink, por lo que los métodos de solución cambian a discretos lo cual trae como consecuencia que aquellos bloques cuyo principio de funcionamiento esté basado en métodos de solución continuos no puedan ser utilizados, y que algunos otros modifiquen sus salidas por respuestas no deseadas. Un segundo inconveniente tiene que ver con la generación del código en lenguaje C, ya que el hecho de ser generado de manera automática por Matlab no permite que el usuario se familiarice con las variables ni con los procesos, dificultando con ello el monitoreo y la detección de errores a pesar de que las líneas cuenten con comentarios. Un tercer y último inconveniente a destacar es que el DSK6713 tiene como principal aplicación procesar información de audio, por lo que es poco práctico para otro tipo de aplicaciones. De esta manera, y tal como fue mencionado en las líneas anteriores, utilizar Matlab en conjunto con el CCStudio presenta ventajas e inconvenientes. No obstante, la utilización de este método es ampliamente recomendable en materia referente a la librería *Signal Processing Blockset* de Simulink.

En este apartado, el modelo generado en la sección 4.4.1.1 definido como Modulación 16-QAM, es emulado en el DSK6713 siguiendo un procedimiento similar al que se efectuó para transferir el modelo correspondiente al filtro adaptivo cancelador de ruido.

4.4.3.1 Descripción del modelo base y su exportación al DSP

El modelo implementado en la sección 4.4.1.1, el cual tenía como principal objetivo transmitir información a través de un canal Gaussiano para posteriormente intentar recuperar dicha información con el menor número de errores posibles, servirá como punto de partida para efectuar los cambios pertinentes que a la postre permitirán su transferencia al procesador digital de señales. Una vez conocida la forma de operar del modelo inicial y de los elementos que lo conforman, es necesario definir la manera en que éste debe funcionar una vez que haya sido exportado al DSP. En este sentido, dado que ya no se tratará más de una simulación, elementos como el generador aleatorio de números enteros, el canal Gaussiano, los bloques de monitoreo, así como los bloques que permiten estimar y desplegar el número de errores en el sistema, serán reemplazados por otros bloques o incluso serán eliminados. De esta manera, los cambios efectuados sobre el diseño original para dar paso al modelo utilizado en el procesador digital de señales son los siguientes.

En primera instancia y como se mencionó anteriormente, la principal aplicación del DSK6713 es el procesamiento de señales de audio. Por tal motivo, el primer cambio realizado sobre el modelo original consiste en reemplazar el generador aleatorio de números enteros (*Random Integer Generator*) por el bloque denominado *ADC* con el objetivo de tener como entrada información analógica de audio, teniendo presente que la inclusión de este bloque en el modelo trae consigo otros cambios. Comenzando por el hecho de que la parte medular del sistema es el modulador 16-QAM, el cual únicamente es capaz de distinguir números enteros entre 0 y 15 (símbolos conformados por 4bits), y que por tal motivo sólo admitirá como entrada dicho rango

de valores. Así, dado que el bloque (*ADC*) es el encargado de muestrear y cuantizar la señal de entrada con un mínimo de 16 bits produciendo un rango de valores entre 0 y 65535, los cuales resultan ser no válidos como entrada al modulador es necesario convertir cada uno de estos números a su equivalente binario para que una vez estando en el formato de “unos” y “ceros” (tren de bits), éstos puedan ser convertidos de nueva cuenta a números enteros pero esta vez conformados por 4bits cada uno. Esta operación intermedia entre el *ADC* y modulador 16-QAM es realizada mediante los bloques (*Integer to Bit Converter*) y (*Bit to Integer Converter*). Por otro lado, para finalizar la parte correspondiente al transmisor, es importante recordar que la salida del modulador generará un número complejo ($a + jb$) cuya forma rectangular representa una magnitud y fase asociada a cada símbolo, tal como fue descrito en el ANEXO B para el modelo original. Destacando que en este punto es posible efectuar la transmisión, ya que cada uno de los números complejos generados por el modulador pueden ser distinguidos por su contraparte (demodulador) para recuperar los símbolos originalmente transmitidos. Sin embargo con el objetivo de no manejar directamente la forma rectangular de los números complejos entre transmisor y receptor, un bloque denominado (*Complex to Real-Imag*) capaz de convertir y separar dicha representación compleja en valores correspondientes a la parte real y la parte imaginaria de cada símbolo es utilizado en colaboración con otro bloque (*Matrix Concatenate*) cuya función es concatenar la información, es decir colocarla en una matriz donde todos los valores de la parte real preceden a todos los valores de la parte imaginaria, consiguiendo con ello que entre transmisor y receptor existan números enteros en lugar de la representación matemática ($a + jb$) de los números complejos. Por otro lado, a diferencia del modelo original este nuevo esquema no cuenta con un generador de ruido aleatorio interno, ya que al no tratarse más de una simulación no es posible modificar en cualquier momento la cantidad de ruido añadido al sistema, por lo que resulta poco práctico dejar un nivel constante de ruido, razón por la cual este componente ha sido eliminado del modelo. Así, el objetivo del modelo modificado radica en buscar recuperar la información de audio sin distorsión alguna después de haber sido procesada por cada uno de los bloques que lo conforman. La descripción completa donde se detallan los cambios efectuados sobre el modelo es incluida en el ANEXO D. La Figura No. 4.15a; muestra el diagrama a bloques con las modificaciones efectuadas en los elementos correspondientes a la etapa de transmisión para llevar a cabo la emulación del esquema de modulación 16-QAM. Mientras que en la Figura No. 4.15b son mostrados los cambios concernientes a la etapa de recepción.

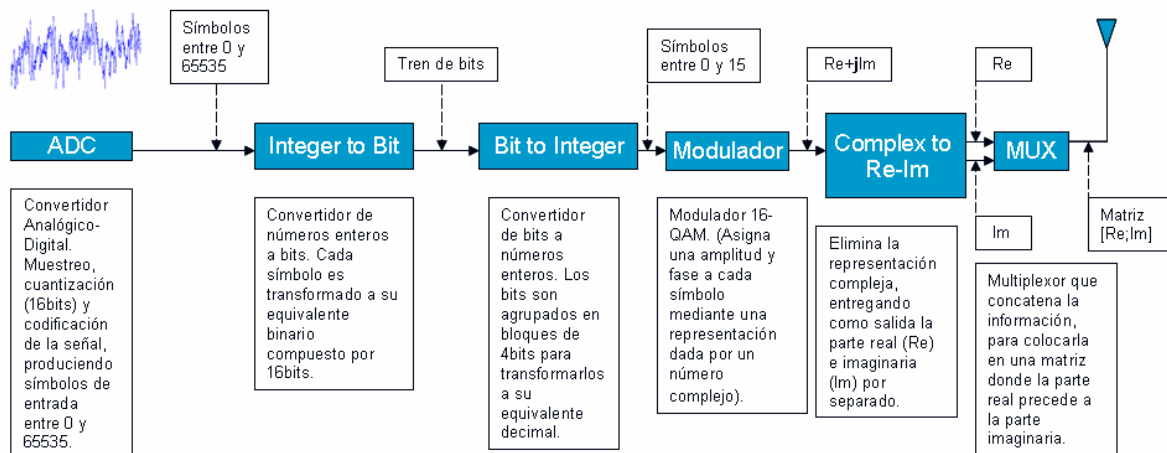


Figura No. 4.15a. Etapa de transmisión del sistema de comunicaciones basado en el esquema de modulación 16-QAM modificado para ser emulado en el DSK6713 de TI (Original en colores).

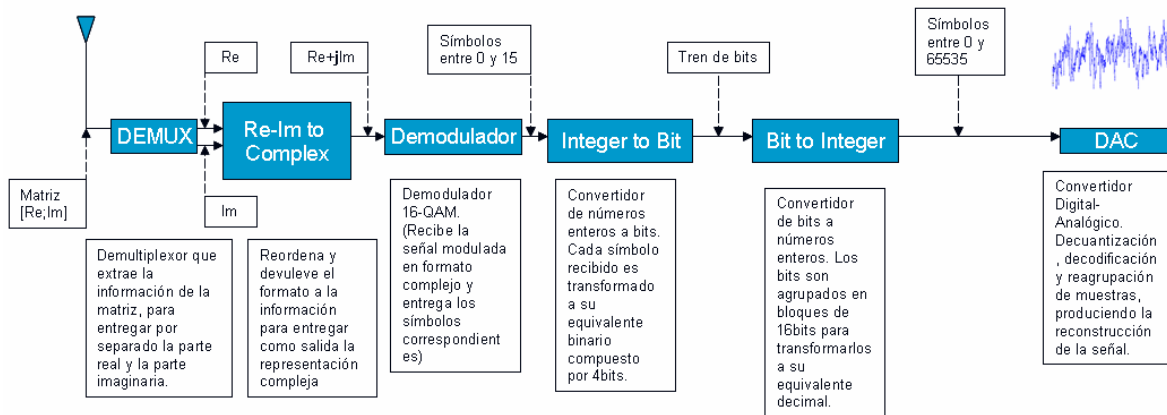


Figura No. 4.15b. Etapa de recepción del sistema de comunicaciones basado en el esquema de modulación 16-QAM modificado para ser emulado en el DSK6713 de TI (Original en colores).

En la figura anterior es mostrado el diagrama final del sistema de comunicaciones 16-QAM con las modificaciones pertinentes para ser exportado al DSP. Su principio de funcionamiento es el mismo sólo que en lugar de procesar datos aleatorios de entrada generados internamente, este nuevo modelo será capaz de recibir una señal analógica de audio producida en tiempo real por un dispositivo externo, donde la respuesta esperada es que la señal de audio pueda ser recuperada íntegramente a la salida del DSP, ya que como fue descrito anteriormente no existe fuente alguna de ruido al interior del modelo.

4.4.4 IMPLEMENTACIÓN DE UN MODEM DIGITAL FSK EMPLEANDO DOS PROCESADORES DIGITALES DE SEÑALES (DSK6713), PARA LA OPERACIÓN INDEPENDIENTE DEL TRANSMISOR Y DEL RECEPTOR.

En la sección anterior, el modelo correspondiente a un sistema de comunicaciones empleando la modulación 16-QAM fue transferido al DSP, donde el procesamiento total del sistema fue realizado dentro del mismo dispositivo. De esta manera, el hecho de que los bloques de transmisión y recepción se encuentren al interior de un solo DSP, no permite que el modelo pueda ser llevado a una aplicación real puesto que para enviar información a través de un verdadero canal de comunicaciones, se requiere que tanto transmisor como receptor operen de manera independiente.

Por otro lado, para dar solución a este problema no es suficiente con seccionar el modelo y colocar las etapas de transmisión y recepción en distintos DSP, ya que todos los bloques provistos por Matlab sea cual sea el tipo de modulación a utilizar generarán como señal modulada una representación matemática dada por números complejos, la cual no puede ser utilizada por dispositivos reales como un DAC/ADC para transmitir o recibir información. De esta manera una señal modulada real, se encuentra conformada por señales analógicas [42] cuyas características de amplitud, frecuencia y fase son portadoras de la información que sea desea transmitir dependiendo del tipo de modulación.

En esta sección, con el objetivo de transferir información entre dos DSP se ha implementado un transmisor y un receptor operando de manera independiente, su diseño está basado en la modulación digital FSK (*Frequency Shift Keying*) partiendo de un modelo primeramente

probado en Simulink, para posteriormente ser exportado a dos procesadores digitales de señales.

4.4.4.1 Descripción de la modulación digital FSK

Antes de comenzar con el diseño del modulador, es necesario realizar una breve descripción teórica de su principio de funcionamiento. En la modulación FSK, la señal portadora de amplitud constante es variada entre dos valores de frecuencia de acuerdo a dos posibles estados del mensaje, los cuales corresponden al valor binario "1" y "0" (denominados estado "Alto" y "Bajo") [46]. Por esta razón, es necesario asignar dos frecuencias tal como se describe en la siguiente expresión.

$$S_{FSK}(t) = \begin{cases} A \text{ Seno}(2\pi f_1 t) & \text{para un "1" binario} \\ A \text{ Seno}(2\pi f_2 t) & \text{para un "0" binario} \end{cases} \quad (4.37)$$

Donde A es la amplitud de la portadora, f_1 la frecuencia correspondiente al nivel alto, f_2 la frecuencia correspondiente al nivel bajo y t el tiempo. Por otro lado, para asignar un valor a cada frecuencia es necesario considerar que existen dos tipos de modulación FSK, una coherente y otra no coherente. El FSK coherente se refiere a que en el instante de asignar la frecuencia, la fase de la señal es mantenida. Por su parte, en el FSK no coherente la fase no se mantiene al momento de asignar la frecuencia (las frecuencias son generadas por diferentes fuentes). En la Figura No. 4.16; se muestran las curvas correspondientes a una señal modulada de tipo FSK no coherente, mismas que servirán para sentar las bases de la respuesta esperada en el diseño del modulador.

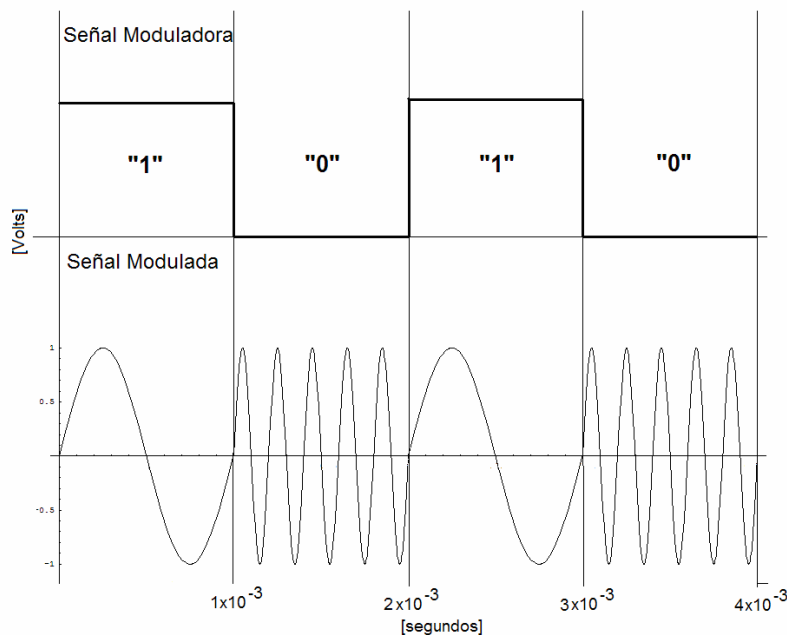


Figura No. 4.16. Modulación digital FSK no coherente.

En la figura anterior se muestra la modulación FSK correspondiente a una señal digital conformada por unos y ceros. Donde la frecuencia asignada al nivel alto tiene un valor de 1KHz, en tanto que la frecuencia asignada al nivel bajo posee un valor de 5KHz, ambas teniendo un voltaje pico de 1 volt.

4.4.4.2 Implementación del modulador digital FSK: (Simulink)

Una vez que ha sido descrita la forma de operar de la modulación FSK, en esta sección se realiza la propuesta de diseño del modulador. El cual de manera análoga a lo descrito en la teoría, operará con una frecuencia de 1KHz para detectar la presencia de un “uno” lógico y con 5KHz para detectar la aparición de un “cero” lógico.

El primer bloque del modelo implementado en Simulink, es el generador aleatorio de números enteros limitado en esta ocasión a generar únicamente valores de unos y ceros. Y dado que el objetivo final es exportar el modelo al DSP, en dicha instancia este primer bloque será reemplazado por un convertidor analógico digital (*ADC*), el cual está contemplado a operar con una frecuencia de muestreo de 44.1KHz por lo que desde esta etapa de simulación, la frecuencia de muestreo para el generador aleatorio de números enteros ha sido establecida con este valor, lo que trae como consecuencia que aproximadamente cada 22.67 microsegundos (1/44100 segundos) se genere un “uno” o un “cero” lógico. En este punto en el que se conoce la rapidez con la que son concebidos los datos para ser procesados, es necesario considerar el hecho de que para generar una sinusoidal de 1KHz (señal cuyo periodo es el que toma más tiempo de las dos en cuestión) en respuesta a un “uno” lógico se requiere que transcurra 1 milisegundo para poder observar un periodo de la señal, tiempo en el que se habrían generado aproximadamente 45 muestras. El origen de esta consideración radica en el hecho de que el receptor (demodulador) requerirá de al menos un periodo de la señal para identificar si se trata de un nivel alto o un nivel bajo (1KHz o 5KHz). Así, con el objetivo de garantizar de que al menos 1 periodo de la señal de 1KHz sea generado, la unión de tres bloques (*Reshape*, *Repeating Sequence Stair*, y *Sample & Hold*) los cuales permiten tomar una muestra y preservarla durante 1 milisegundo, han sido añadidos siendo considerados en conjunto como el segundo bloque del modelo. No obstante, la inclusión de este elemento podría pensarse como una pérdida de información ya que de cada 45 muestras, sólo una es utilizada en tanto que las otras 44 no son tomadas en cuenta, mas su inserción es necesaria ya que de no ser incluido el tiempo de generación de las señales no sería respetado, lo que traería como consecuencia que el arribo tan acelerado de las muestras no permitiría que se formaran las sinusoidales a la salida, y en su lugar habrían señales inconclusas imposibles de ser detectadas por el receptor. De esta manera, considerando que el modulador contará un periodo de muestreo de un milisegundo, para su óptimo funcionamiento se requiere que la señal de entrada correspondiente a la información digital tenga teóricamente como máximo un periodo de 500 Hz siguiendo lo establecido por el teorema de Nyquist [42], con lo que se evitaría la pérdida de información, teniendo como limitante que el diseño estaría orientado a operar a baja velocidad.

Por otro lado continuando con la estructura del modelo, la generación de las señales es realizada por medio de dos bloques independientes denominados (*Sine Wave0 / Sine Wave1*) ubicados en la librería *Signal Processing Blockset* en los que es posible especificar la frecuencia de la señal deseada, donde un elemento complementario correspondiente a un *switch* (*Index Vector*) es utilizado para seleccionar una u otra frecuencia dependiendo de la entrada. La descripción de cada uno de los parámetros de los bloques que conforman el modelo es incluida

en el ANEXO E (sección E.1). En la Figura No. 4.17; es presentado el diagrama a bloques correspondiente al diseño propuesto para el modulador digital FSK implementado en Simulink.

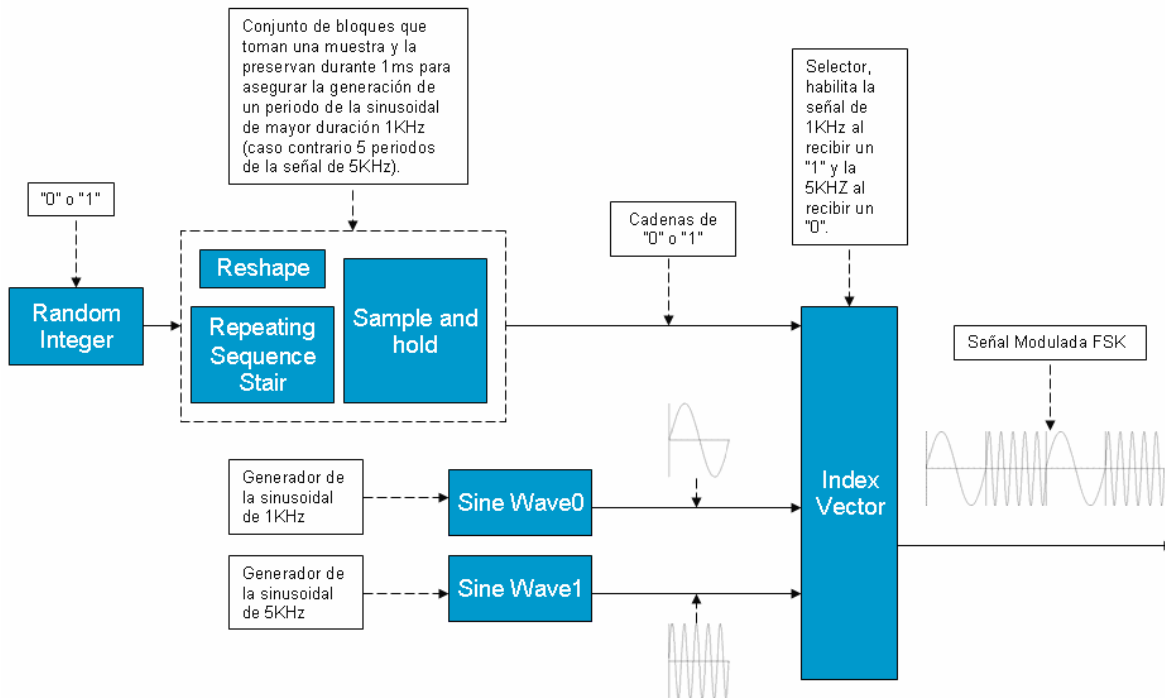


Figura No. 4.17. Prototipo del modulador digital FSK.

La figura anterior muestra una descripción del proceso realizado por cada uno de los bloques que componen el prototipo del modulador FSK propuesto para su implementación en SIMULINK y su posterior transferencia al procesador digital de señales DSK6713.

4.4.4.3 Implementación del demodulador digital FSK: (Simulink)

Al contar con la implementación del modulador FSK, es necesario diseñar su contraparte (demodulador) para poder recuperar la información original. De esta manera, el receptor tendrá que ser capaz de recibir como entrada señales sinusoidales de 1KHz y 5KHz, para posteriormente distinguir entre ellas y proporcionar como salida ya sea un nivel alto o un nivel bajo correspondiente a la información digital original (“unos” y “ceros”). La base del diseño es simple, teniendo como elemento fundamental un filtro digital pasabajas cuyo propósito es dejar pasar la señal de 1KHz y atenuar la de 5KHz, permitiendo con esto diferenciarlas para posteriormente asignar el valor digital correspondiente. El modelo se encuentra conformado por un filtro digital pasabajas seguido de un componente que proporciona el valor absoluto de su salida, su inclusión tiene como finalidad proporcionar siempre valores positivos ya que al tratarse de señales analógicas que presentan cruces por cero los valores negativos de ser tomados en cuenta complicarían la operación de los tres subbloques posteriores (*Switch*, *Constant* y *Rounding Function*), que en conjunto permiten determinar el valor digital adecuado en base a una comparación entre la señal de entrada y un nivel de umbral, que cimentado en pruebas de simulación establece que si la salida del filtro proporciona valores mayores o iguales a 0.1 volts la asignación será de un “1” lógico, el cual es generado por el subbloque (*Constant*), mientras que de presentarse el caso contrario la asignación corresponderá a un “0”

lógico, el cual es obtenido directamente de la salida del filtro para aprovechar el hecho de que la señal atenuada entregará valores muy cercanos a cero, por lo que sólo basta añadir el subbloque (*Rounding Function*) para redondear éstos al valor deseado. De igual forma una descripción detallada del modelo es incluida en el ANEXO E (sección E.2). En la Figura No. 4.18; se muestra el diagrama a bloques correspondiente al demodulador digital FSK propuesto.

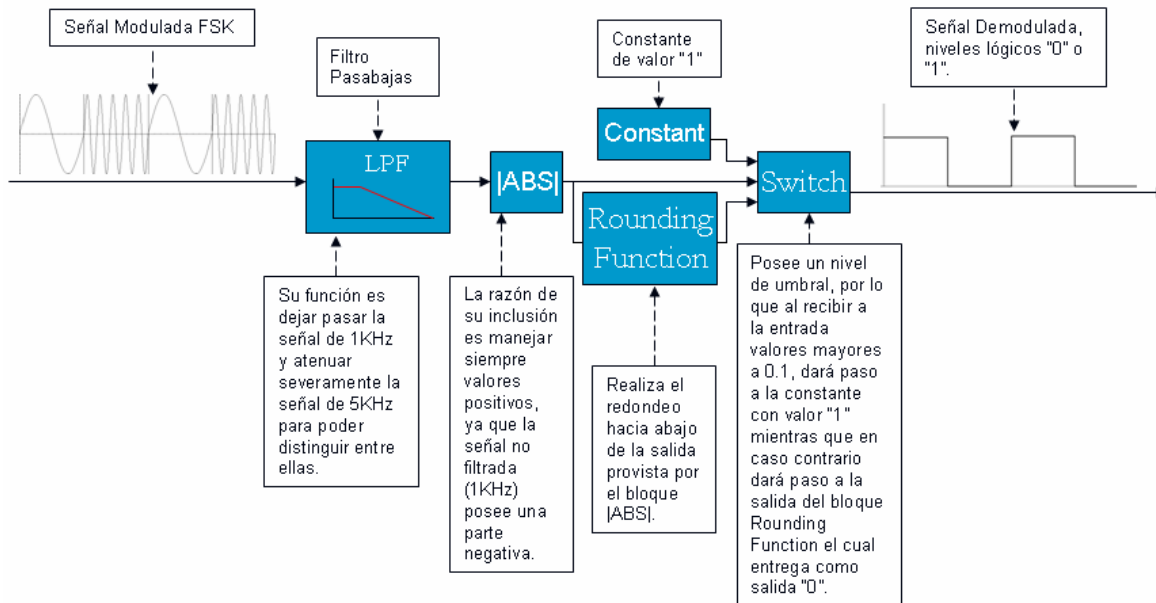


Figura No. 4.18. Prototipo del demodulador digital FSK.

La figura anterior muestra la estructura del demodulador FSK propuesto para su implementación en SIMULINK, siendo la base para su posterior exportación al procesador digital de señales DSK6713.

4.4.4.4 Modificaciones en los modelos para su exportación al DSP

Para poder transferir los modelos mostrados en las secciones anteriores, es necesario realizar algunos cambios para adecuar sus entradas y salidas a las interfaces del procesador digital de señales DSK713. Así una vez efectuadas las modificaciones, la exportación de estos diseños sobre dos dispositivos (DSP) operando de manera independiente permitirá efectuar la transmisión y la recepción de información digital sobre un canal de comunicaciones real.

Los cambios realizados en el modulador consisten en primer lugar en reemplazar el generador aleatorio de datos digitales, por un convertidor analógico digital (*ADC*) encargado de recibir como entrada una señal continua con amplitudes de cero y un volt (señal cuadrada) para representar los niveles lógicos correspondientes a la información digital que se desea transmitir. Después de varias pruebas realizadas sobre el *ADC* el cual fue configurado en modo normalizado para proporcionar valores entre -1 y 1, se pudo concluir que para cero volts (nivel bajo) el *ADC* entrega como salida valores tanto positivos como negativos pero muy cercanos a cero, mientras que al tener como entrada un volt (nivel alto) el *ADC* entrega valores mayores a 0.1, por tal motivo a la salida del *ADC* elementos analógicos (*Abs*, *Constant*, *Rounding Function*

y *Switch*) a los implementados en el diseño del demodulador son utilizados para determinar los casos en que la señal será considerada como un “0” lógico o como un “1”.

Por otro lado y representado el último cambio realizado, el bloque de monitoreo (*Vector Scope*) colocado a la salida del sistema original donde era posible observar la señal modulada, fue sustituido por un (*DAC*) el cual utiliza la información generada a la salida del switch para transformarla en señales analógicas reales (5KHz y 1KHz).

La Figura No. 4.19; muestra las modificaciones realizadas sobre el modulador para hacer posible su transferencia al DSP. Resaltando que la descripción detallada de los cambios realizados es incluida en el ANEXO E (sección E.3).

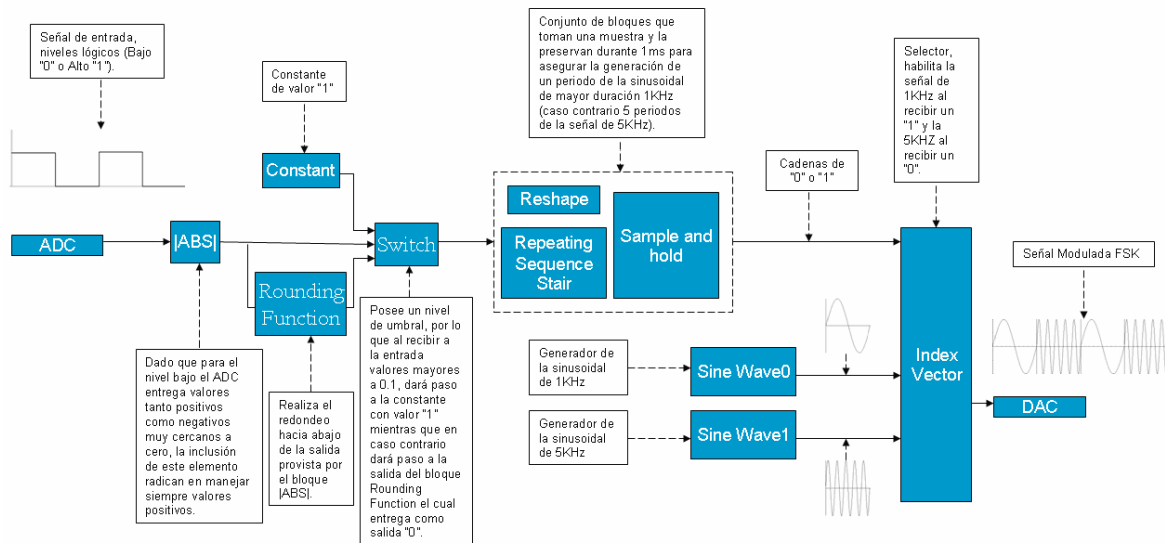


Figura No. 4.19. Modificaciones realizadas en el prototipo del modulador FSK para hacer posible su transferencia al DSP (DSK6713) de Texas Instruments.

La figura anterior muestra los bloques añadidos al modulador para realizar su exportación al procesador digital de señales DSK6713.

Por otro lado, en cuanto a los cambios realizados en el demodulador, las dos señales de prueba (*Sine Wave / Sine Wave1*) junto con su selector (*Manual Switch*) fueron sustituidos por un convertidor analógico digital (*ADC*) para recibir la señal modulada como entrada. Una segunda modificación tuvo lugar en la salida, donde el (*Display*) encargado de desplegar la información demodulada y el (*Vector scope*) empleado para reconstruir la señal, fueron reemplazados por un *DAC* para generar la señal analógica de amplitud “1” y “0” que representa los niveles lógicos recuperados, siendo la inclusión de estos dos elementos las únicas modificaciones efectuadas en el receptor.

La Figura No. 4.20; muestra las reformas hechas sobre el demodulador para realizar su transferencia al DSP. Destacando que la descripción completa de las modificaciones puede ser encontrada en el ANEXO E (sección E.3).

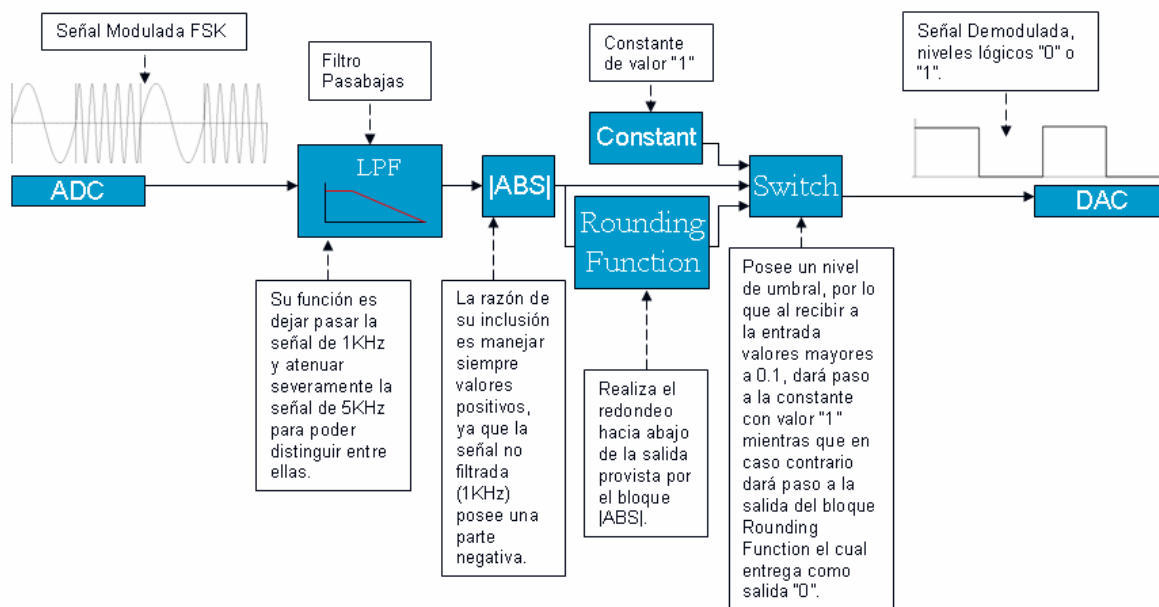


Figura No. 4.20. Modificaciones realizadas en el prototipo del demodulador FSK para hacer posible su transferencia al DSP (DSK6713) de Texas Instruments, bloques (1.10-5.10).

La figura anterior muestra los elementos adicionales al demodulador para realizar su exportación al procesador digital de señales DSK6713.

4.5 REFERENCIAS.

- [1] S. Y. Tan, *Investigation of propagation mechanisms in a typical cellular communication systems*, Microwave Conference Asia-Pacific 2000, p. 253-256, Dec 2000.
- [2] N. J. Thomas, M. J. Willis, and K. H. Craig, *The Relative Importance of Different Propagation Mechanism for Radio Coverage and Interference Prediction in Urban Scenarios at 2.4, 5.8, and 28GHz*, IEEE Transactions on Antennas and Propagation, Vol. 54, p. 3918-3920, Dec 2006.
- [3] T. Zasowski, et al, *Propagation effects in UWB body area networks*, IEEE International Conference on Ultra-Wideband, p. 16-21, Sep. 2005.
- [4] B. Sklar, *Rayleigh Fading Channels in Mobile Digital Communications Systems Part I: Characterization*, IEEE Journal on Selected area in Communications, Vol. 35, No.11, July 1997.
- [5] B. Sklar, *Rayleigh Fading Channels in Mobile Digital Communications Systems Part II: Mitigation*, IEEE Journal on Selected area in Communications, Vol. 35, No.11, July 1997.

- [6] ITU, International Union of Telecommunications. *ITU-R P.681-6 Recommendation: Propagation data required for the design of Earth-space land mobile telecommunication systems*, 2003.
- [7] T. S. Rappaport, *The Wireless Revolution*, IEEE Journal on Selected area in Communications, Vol. 29, No.11, Nov 1991.
- [8] A. Hills, J. Schlegel and Ben Jenkins, *Estimating Signal Strengths in the design of an indoor Wireless Network*, IEEE Journal on Selected area in Communications, Vol. 3, No.1, Jan 2004.
- [9] P. Ali-Rantala, L. Ukkonen, L. Sydanheimo, M. Keskilammi and M. Kivikoski, *Different Kinds of Walls and their Effect on the Attenuation of Radiowaves Indoors*, IEEE Journal on Selected area in Communications, Vol. 3, June 2003.
- [10] D. M. J. Devasirvatham, C. Banerjee, R. R. Murray and D. A. Rappaport, *Four Frequency Radiowave Propagation Measurements of the indoor Environment in a Large Metropolitan Commercial Building*, IEEE Journal on Selected area in Communications, Vol. 2, Dec 1991.
- [11] G. J. M. Janssen, P. A. Stigter and R. Prasad, *Wideband Indoor Channel Measurements and BER Analysis of Frequency Selective Multipath Channels at 2.4, 4.75 and 11.5 GHz*, IEEE Journal on Selected area in Communications, Vol. 44, No. 10. Oct 1996.
- [12] J. L. Cuevas, J. A. Penin, *HAPS Links Performance Analysis Using Time Flow Simulation*, EUROCON 2005, Trends in communications, International Conference on. Vol. 2, p. 1184-1187.
- [13] ITU, International Union of Telecommunications. *ITU-R F.1456 "Minimum performance characteristics and operational conditions for high altitude platform stations providing IMT-2000 in the bands 1885–1980 MHz, 2010–2025 MHz and 2110–2170 MHz in region 1 and 3 and 1885–1980 MHz and 2110–2160 MHz in region 2"*, 2000.
- [14] ITU, International Union of Telecommunications. *ITU-R F.[9B/Ka-HAPS] "Technical and operational characteristics for the fixed service using high altitude platform stations in the frequency range 18–32 GHz"*, 2000.
- [15] F. Dovis, R. Fantini, M. Mondin, and P. Savi, *Small-Scale Fading for High-Altitude Platform (HAP) Propagation Channels*, IEEE Journal on Selected area in Communications, Vol. 20, April 2002.
- [16] D. M. Pozar, *Microwave Engineering*, 2nd ed. New York: Wiley, 1998.
- [17] ITU, International Union of Telecommunications. *ITU-R F.1500 Recommendation: Preferred characteristics of systems in the fixed service using high altitude platform stations operating in the bands 47.2–47.5 GHz and 47.9–48.2 GHz*, 2000.
- [18] M. Oodo, et al, *Sharing and Compatibility Study between Fixed Service using High Altitude Platforms Stations (HAPs) and other Services in 31/28GHz Bands*, Wireless Personal Commun, Vol. 23, p. 3-14, 2002.

- [19] ITU, International Union of Telecommunications. *ITU-R P.618-8 Recommendation: Propagation data and prediction methods required for the design of Earth-space telecommunication systems*. France, 2001.
- [20] Estaciones Meteorológicas Automáticas (Productos). Disponible en: <http://smn.cna.gob.mx/> [Online].
- [21] Nearest Neighbor Interpolation. Disponible en: <http://www.mathworks.com> [Online].
- [22] R. Cran, *Prediction of Attenuation by Rain*, IEEE Trans. Commun., June 1980.
- [23] A. Dissanayake, J. Allnut, and F. Haidara. *A Prediction Model that Combines Rain Attenuation and Other Impairments Along Earth-Satellite Paths*, October 1997.
- [24] L. Wenzhen, et al. *Ka.Band Land Mobile Satellite Channel Model Incorporating Weather Effects*, IEEE Communications Letters, Vol. 5, No. 5. USA, May 2001. p. 194-196.
- [25] B. Gremont, *Simulation and Rainfield Attenuation for Satellite Communications Networks*, July 2002.
- [26] ITU, International Union of Telecommunications. *ITU-R P.837-4 Recommendation: Characteristics of precipitation for propagation modelling*. France, 2001.
- [27] ITU, International Union of Telecommunications. *ITU-R P.838-3 Recommendation: Specific attenuation model for rain for use in prediction methods*. France, 2001.
- [28] ITU, International Union of Telecommunications. *ITU-R P.839-3 Recommendation: Rain height model for prediction methods*. France, 2001.
- [29] ITU, International Union of Telecommunications. *ITU-R P.1511 Recommendation: Topography for Earth-to-space propagation modeling*. France, 2001.
- [30] R. Q. Hu, et al, On the evolution of handoff management and network architecture in WiMAX, IEEE Mobile WiMAX Symposium 2007, March 2007, p. 144-149.
- [31] Intel in communications, Orthogonal Frequency Division Multiplexing. Disponible en: <http://www.intel.com/netcomms/technologies/wimax/index.htm> [Online].
- [32] IEEE Std for conformance to IEEE 802.16. Part 3: *radio conformance tests (RTC) for 10-66GHz Wireless MAN-SC air interface*
- [33] WiMAX forum. Disponible en: <http://www.wimaxforum.org>
- [34] B. T. Ahmed, *WiMAX in High Altitude Platforms (HAPs) Communications*, The 9th European Conference on Wireless Technology, Sept 2006, p. 245-248.
- [35] S. Jindal, et al, *Grouping WI-MAX, 3G and WI-FI for wireless broadband*, The First IEEE and IFIP International Conference in Central Asia on Internet 2005, Sept 2005.
- [36] P. Likitthanasate, et al, Coexistence Performance of High Altitude Platform and Terrestrial Systems sharing a common downlink WiMAX frequency band, Electronics Letters, Vol. 41, July 2005, p. 858-860.
- [37] IEEE p802.16e-2005, *Part 16: Air Interface for Fixed and Mobile Broadband Wireless Access Systems: Amendment for Physical and Medium Access Control*

Layers for Combined Fixed and Mobile Operation in Licensed Bands, February 2006.
<http://iee802.org/16/pubs/80216e.html>

- [38] Working with M-Files. Disponible en: <http://www.mathworks.com> [Online].
- [39] B. Sklar, *Defining, Designing, and Evaluating Digital Communication Systems*, IEEE Communications Magazine, Vol. 31, Nov 1993. p. 91-101.
- [40] Lin, S., and Costello, D. J. Jr., *Error Control Coding: Fundamentals and Applications*, Prentice-Hall, Englewood Cliffs, NK, 1983.
- [41] Viterbi, A. J., and Omura, J. K., *Principles of Digital Communication and Coding*, Mc-Graw Hill, New York, 1979.
- [42] A. Ambardar, *Analog and Digital Signal Processing*, 2nd ed., 1999.
- [43] A. D. Alexander, *Adaptive Filtering Primer with MATLAB*, 2006.
- [44] Hayes, M.H. *Statistical Digital Signal Processing and Modeling*, New York: John Wiley & Sons, 1996.
- [45] M. Sanjit, *Digital Signal Processing Laboratory using MATLAB*, Boston: WCB/McGraw-Hill, 2006.
- [46] T. S. Rappaport, *Wireless Communications, Principles and Practice*, New Jersey: Prentice Hall, 1996.

Capítulo V

RESULTADOS

5.1 ESTIMACIÓN DE LAS PÉRDIDAS EN UN SISTEMA INALÁMBRICO FIJO CONSIDERANDO MATERIALES COMUNES DE DISPERSIÓN.

Con base en la metodología mostrada en el capítulo anterior fue posible generar funciones (polinomios) que describen la atenuación para materiales comunes de construcción como lo son el metal y el concreto en función de la frecuencia. Dichos polinomios obtenidos fueron evaluados en el rango de frecuencias que va de $(0.9GHz-6.9GHz)$ para generar las curvas correspondientes a la atenuación provista por una superficie de concreto y de metal, las cuales son mostradas en la Figura No. 5.1 a) y b) respectivamente.

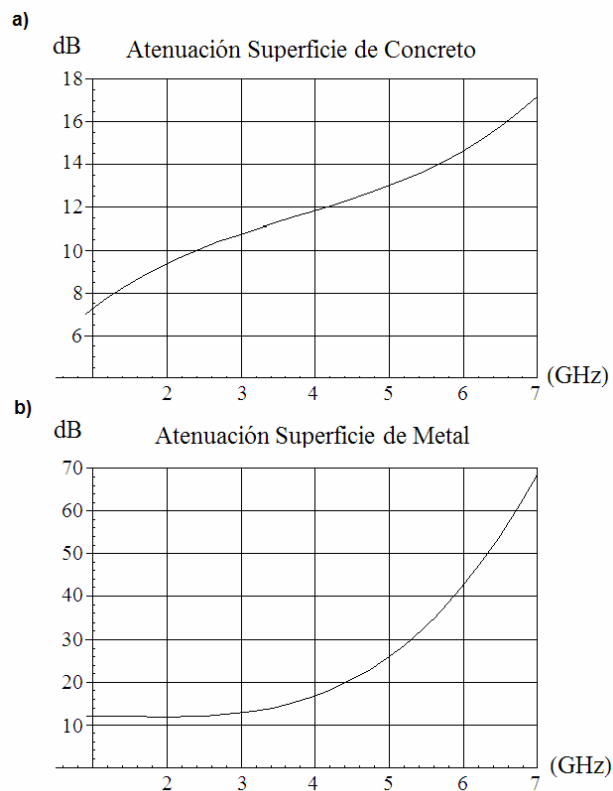


Figura No. 5.1. Funciones que representan los niveles de atenuación para una superficie de: a) concreto, b) metal, obtenidas a partir del método de interpolación por potencias.

En este punto, las funciones que representan los niveles de atenuación para las superficies de metal y concreto han sido determinadas. Por lo que para efectuar el análisis de las pérdidas producidas en el sistema descrito en la sección 4.1.1, se realizó la extrapolación de frecuencias haciendo uso de las funciones encontradas para cada material, considerando pasos equidistantes de 0.5GHz tal como es mostrado en la Tabla No. 5.1.

Tabla No. 5.1: Atenuación estimada para diferentes frecuencias de operación considerando materiales comúnmente empleados en construcción.

Frecuencia (GHz)	Pared de concreto, atenuación (dB)	Pared de metal, atenuación (dB)
0.9	-7	-12
1.4	-8.2	-11.9
1.9	-9.2	-11.8
2.4	-10	-12
2.9	-10.6	-12.5
3.4	-11.2	-13.8
3.9	-11.7	-16.1
4.4	-12.2	-19.7
4.9	-12.8	-24.7
5.4	-13.5	-31.6
5.9	-14.4	-40.5
6.4	-15.5	-51.8
6.9	-16.8	-65.6

Además de los puntos mostrados en la tabla anterior, fueron realizadas extrapolaciones adicionales para verificar que los niveles de atenuación provistos por las funciones encontradas se aproximaran a las mediciones tomadas de las referencias citadas en la sección 4.1.1; de donde fue encontrado que todos los niveles coincidieron exactamente. Esto quiere decir que ambas funciones obtenidas describen una trayectoria que logra pasar exactamente por cada uno de los puntos utilizados como referencia, por lo que matemáticamente es posible inferir que el intervalo propuesto provee una buena aproximación de los niveles de atenuación para aquellas frecuencias que no cuentan con mediciones o referencia alguna.

Por otro lado, extrapolaciones fuera del rango propuesto fueron realizadas a manera de prueba para conocer los niveles de atenuación en frecuencias más altas (concreto: 14.4GHz nivel de atenuación -102.7dB , metal: 14.4GHz nivel de atenuación -765.2dB), sin embargo estos valores de atenuación resultaron ser demasiado altos lo que trae como consecuencia un alto grado de

imprecisión dado que se encuentran muy alejados del intervalo acordado. Así que si bien únicamente el rango que va de 0.9GHz a 6.9GHz puede ser considerado como confiable, una interpretación para los niveles de atenuación en frecuencias más altas tiene que ver con la tendencia que describen las funciones encontradas donde a mayor frecuencia las pérdidas resultan ser más altas lo que puede interpretarse como la desaparición gradual del fenómeno multicamino en tanto la frecuencia de operación se incrementa.

De esta manera, con base en las expresiones planteadas para el escenario descrito en la sección 4.1.1 de la metodología, las pérdidas calculadas para diferentes frecuencias de operación tanto de la componente en visión directa (LOS) como de la componente multicamino (NLOS) son mostradas en la Figura No. 5.2; donde además en el caso de la NLOS se adiciona la atenuación producida por los materiales comunes de construcción (haciendo uso de las extrapolaciones obtenidas anteriormente), los cuales toman el papel de la obstrucción S que es donde la señal es reflejada para alcanzar al receptor R_x .

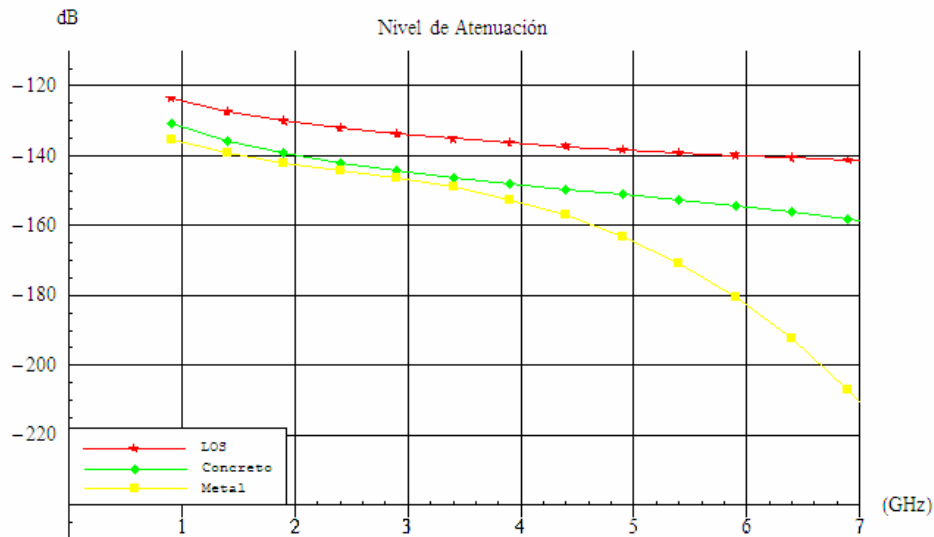


Figura No. 5.2. Nivel de atenuación de la componente (LOS) y (NLOS) para diferentes frecuencias de operación considerando materiales comúnmente empleados en construcción (Original en colores).

De las curvas mostradas en la figura anterior, podemos observar que el grado de atenuación en el nivel potencia de la señal multicamino (NLOS) aumenta en tanto la frecuencia de operación se incrementa siendo más severo el nivel de pérdidas para el caso del metal, donde por ejemplo en 6GHz podemos observar que existe una diferencia de 40dB con respecto a la trayectoria de pérdidas con línea de vista (LOS).

Por su parte, un análisis efectuado sobre el mismo rango de frecuencias (0.9GHz – 6.9GHz) considerando un ángulo de incidencia $\alpha = 30^\circ$ para llevar a cabo el análisis del criterio de Rayleigh, es mostrado en la Figura No. 5.3; donde se observan los resultados de la tendencia de la altura crítica en función de la frecuencia de operación.

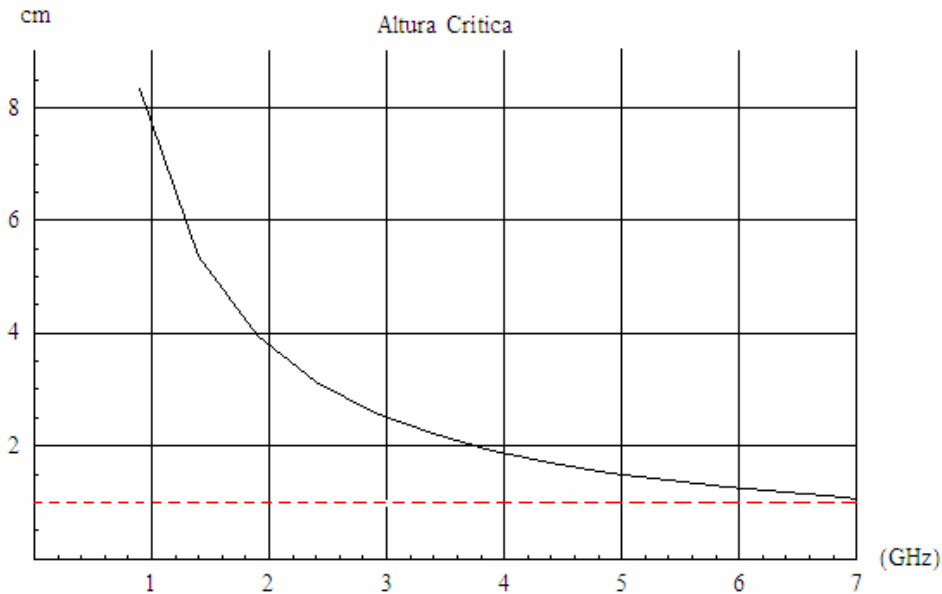


Figura No. 5.3. Altura crítica h_c obtenida del criterio Rayleigh correspondiente al rango de frecuencias de 0.9GHz-6.9GHz.

La respuesta obtenida permitió corroborar que el incremento en la frecuencia de operación hace que la señal sea cada vez más sensible a las rugosidades encontradas en una superficie. Destacando que para frecuencias mayores a 7GHz, las rugosidades presentes en los materiales de construcción tienen que ser estrictamente menores a 1cm para evitar que la señal sea dispersada.

Así, las conclusiones obtenidas a partir los resultados de las simulaciones efectuadas muestran que a medida que existe un incremento en la frecuencia, la potencia de la señal de la componente multicamino disminuye producto del nivel de atenuación que adiciona el material de la superficie sobre la cual la señal ha incidido (La señal se dispersa de acuerdo al teorema de Rayleigh [1]), resaltando al concreto como una superficie de un alto grado de atenuación pero menos mitigante del fenómeno multicamino de lo que resulta ser una superficie metálica la cual presenta un grado muy alto de atenuación. Por otro lado, aunque matemáticamente sea posible inferir que el rango de frecuencias propuesto (0.9GHz-6.9GHz) puede proporcionar una buena aproximación, la única manera de validar la precisión de los resultados obtenidos es realizando mediciones en dicho rango de frecuencias, lo que abre la posibilidad de efectuar trabajos futuros al respecto.

De esta manera los resultados presentados en esta investigación involucran un escenario evaluado para un rango acotado de frecuencias de operación, con dos principales tipos de materiales de construcción y los efectos de un solo componente multicamino, por lo que existe la posibilidad de efectuar análisis más complejos que involucren otros materiales de construcción, un rango de frecuencias más amplio, la consideración de más componentes multicamino presentes en el sistema así como realizar la migración a un escenario de acceso inalámbrico móvil.

5.2 GENERACIÓN DE UN MODELO DE PROPAGACIÓN MULTICAMINO BASADO EN LA GEOMETRÍA DE UN CONO CIRCULAR RECTO APLICADO A UNA PLATAFORMA DE GRAN ALTITUD (HAP)

Partiendo de la metodología descrita en el capítulo anterior donde se propone un modelo en tres dimensiones basado en la geometría de un cono circular recto para caracterizar la presencia del fenómeno multicamino en el interior del área de cobertura de un sistema HAP, diversos parámetros del canal fueron calculados, comenzando con la función de distribución acumulativa CDF la cual puede ser calculada por medio de la relación entre el volumen $V(\tau)$ y el volumen $V(\tau_M)$ el cual corresponde al máximo retraso del sistema.

$$F_{PS}(\tau) = \frac{V(\tau)}{V(\tau_M)} \quad (5.1)$$

Así en este punto es necesario conocer el valor correspondiente al retardo máximo τ_M , destacando que de manera particular existen dos valores que han sido utilizados por otros autores para efectuar análisis similares [2-4], estos valores son $\tau_M = 150ns$ y $\tau_M = 500ns$, por lo que se ha decidido realizar análisis con $\tau_M = 150ns$, $\tau_M = 200ns$, $\tau_M = 300ns$, y $\tau_M = 500ns$. Una vez determinado el valor del máximo retraso del sistema τ_M , es posible evaluar la función de distribución acumulativa con la expresión descrita en (5.1), restando únicamente por asignar un valor al parámetro h , que representa la altura de la obstrucción más alta dentro del área de cobertura del sistema, la cual delimita precisamente el volumen $V(\tau)$ descrito en (4.12), y que para efectos de simulación ha sido asignada como $h = 225m$, valor que representa la altura del edificio más alto de la ciudad de México. Los resultados de la simulación para la función de distribución acumulativa, considerando los cuatro diferentes valores propuestos para τ_M son mostrados en la Figura No. 5.4.

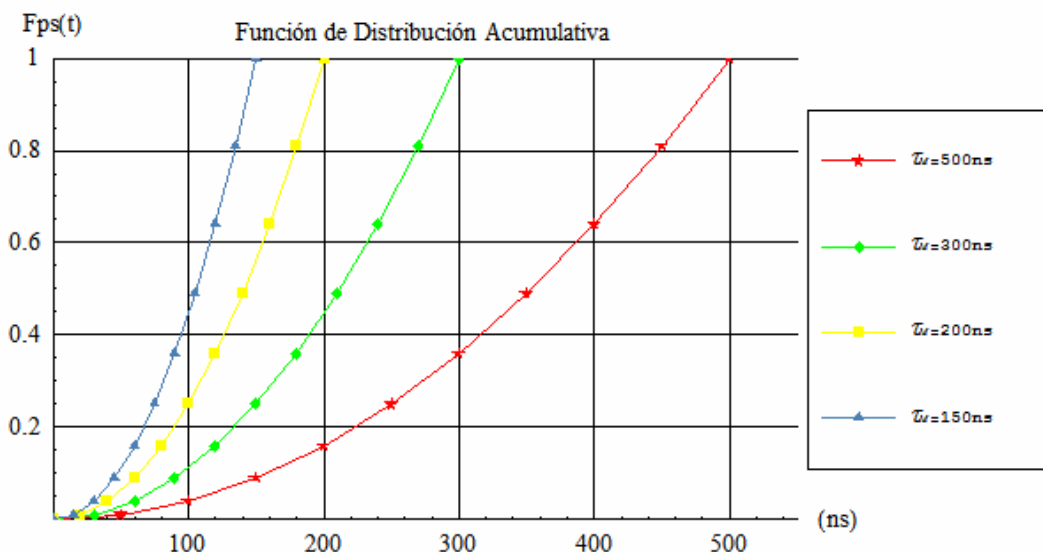


Figura No. 5.4. Función de distribución acumulativa $F_{PS}(\tau)$ (Original en colores).

De los resultados obtenidos, cada punto representa la probabilidad de que los dispersores contenidos en esa porción de volumen generen retrasos menores o iguales al valor del retardo τ donde está siendo evaluada la función.

Posteriormente, es posible calcular las pérdidas de cada retardo (eco) utilizando el modelo del espacio libre, definiendo la distancia en función de los retardos del sistema $d = \tau_n c$,

$$P(\tau) = \left(\frac{\lambda}{4\pi d} \right)^2 = \left(\frac{\lambda}{4\pi(\tau_n c)} \right)^2 \quad (5.2)$$

Definiendo a τ_n como el retardo correspondiente a cada componente eco que contribuye a conformar cada uno de los cuatro intervalos mostrados en las curvas de la función de distribución acumulativa, siendo $\lambda = c/f$, donde $c = 3 \times 10^8$ m/s el valor previamente mencionado correspondiente a la constante de la velocidad de la luz, y f la frecuencia de operación, valor que para efectos de simulación fue definido como 1.9GHz considerando un servicio de telefonía celular acorde al estándar GSM [5].

La Figura No. 5.5; muestra una aproximación del nivel de la potencia de la señal en función de los tiempos de llegada de cada uno de los ecos presentes en el sistema (*Power Delay Profile*).

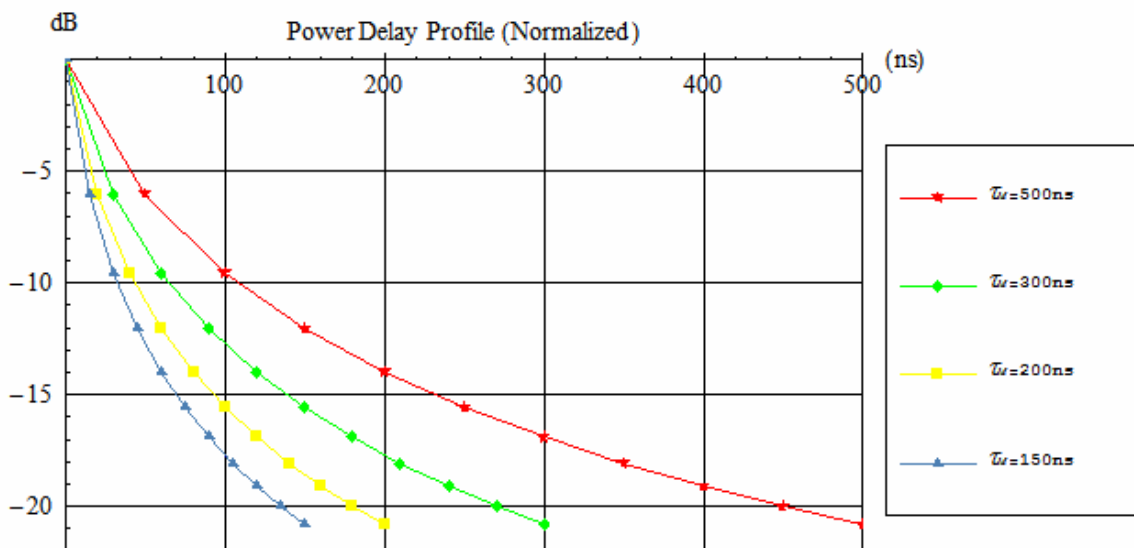


Figura No. 5.5. Curva normalizada del perfil de retardo de potencia (Original en colores).

De los resultados obtenidos es posible observar que a medida que un eco presenta un mayor retardo debido a que recorrió una mayor longitud hasta alcanzar al receptor, los niveles de potencia recibida son cada vez menores.

De esta manera, una vez obtenida la curva del perfil de retardo de potencia (*Power Delay Profile*), es posible calcular el ancho de banda de coherencia definido como una medición estadística del rango de frecuencias sobre el cual el canal puede ser considerado como plano (un canal el cual pasa todos los componentes espectrales aproximadamente con una misma

ganancia y fase lineal). Así, para el caso en que el ancho de banda sobre el cual la función de correlación de frecuencia está por encima del 90%, el ancho de banda de coherencia es aproximadamente [6].

$$B_c \approx \frac{1}{50\sigma_\tau} \quad (5.3)$$

Donde σ_τ , es el valor correspondiente a la raíz cuadrática media de la extensión del tiempo de retraso (*rms Delay Spread*) de los componentes eco. En la Tabla No. 5.2; se muestran los resultados del ancho de banda de coherencia y el valor de σ_τ considerando la respuesta obtenida de la curva del *Power Delay Profile*.

Tabla No. 5.2: Ancho de banda de coherencia y σ_τ , para cuatro diferentes valores de τ_M .

τ_M	Ancho de Banda de Coherencia	σ_τ
500ns	220.082KHz	90.8752ns
300ns	366.803KHz	54.5251ns
200ns	550.205KHz	36.3501ns
150ns	733.607KHz	27.2626ns

De los resultados obtenidos podemos observar que en tanto más grande es el retardo máximo del sistema, el ancho de banda de coherencia disminuye lo que trae como consecuencia que exista un menor espectro disponible comportándose de manera lineal.

Por otro lado, una prueba final efectuada sobre el modelo consistió en utilizar la información de los niveles de potencia obtenidos para cada retardo, con el objetivo de implementar un canal de desvanecimiento multicamino (*Multiple path fading channel*) utilizando la instrucción *rayleighchan* provista por Matlab [7]. El canal caracterizado fue evaluado con un sistema de comunicaciones que contempla técnicas de modulación y codificación propuestas para ser utilizadas en enlaces que involucran el uso de plataformas de gran altitud [8]. De esta manera, para efectuar el análisis en primera instancia se utilizó un canal de ruido blanco aditivo Gaussiano con el propósito de producir afectaciones sobre la señal, adicionando posteriormente la caracterización del canal propuesto para considerar los efectos del fenómeno multicamino. Así, una vez recuperada la información fue posible establecer una estimación del número de errores en el sistema debido a la presencia de dichos canales por medio de la obtención de la probabilidad de error en el bit (*BER*).

La Figura No. 5.6; muestra la curva de la probabilidad de error en el bit (*BER*) para el sistema considerando tres casos, el primero cuando sólo se contempla el uso del esquema de

modulación (DPSK), el segundo cuando es añadido un código de bloques (RS(64,48)), y el tercero cuando un segundo código corrector de errores es adicionado al sistema (CC(2/3,7)).

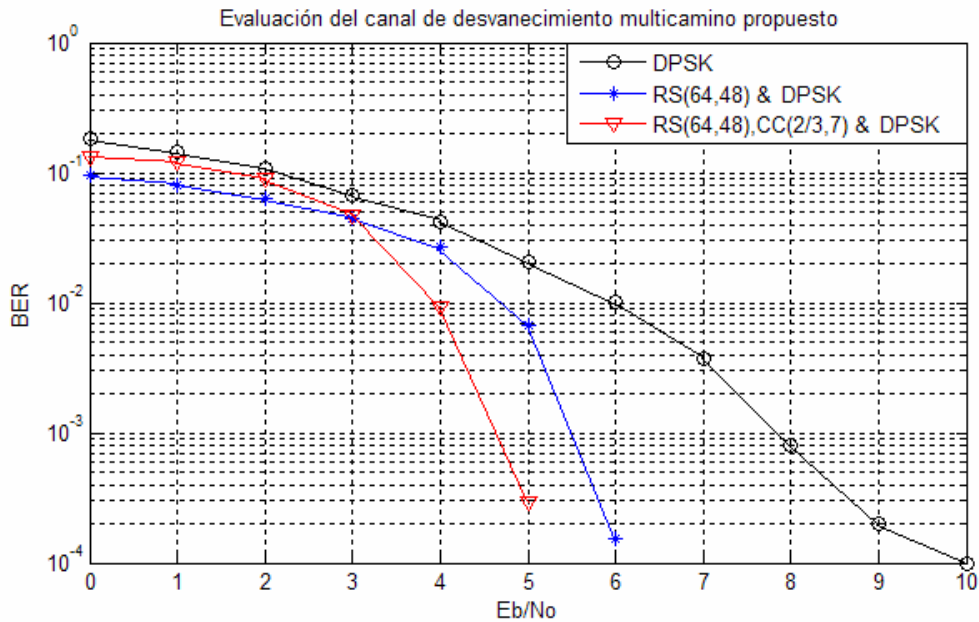


Figura No. 5.6. Evaluación del canal multicamino, empleando un sistema de comunicaciones que contempla técnicas de modulación y codificación utilizadas en plataformas de gran altitud (Original en colores).

De la curva obtenida para la tasa de error en el bit (BER) es posible observar que para el primer caso donde sólo se contempla el uso del esquema de modulación, la presencia de ambos canales en el sistema producen errores tan grandes como 2 bits erróneos por cada 100 bits recibidos cuando se cuenta con la mitad de la relación E_bN_o (5dB) y 1 bit erróneo por cada 10000 bits recibidos aún cuando se considera el nivel más alto en la relación E_bN_o (10dB). Posteriormente al ser agregado al sistema un primer código corrector de errores una mejora significativa en el rendimiento del sistema puede ser apreciada, ya que con un nivel ligeramente mayor a 6dB en la relación E_bN_o el sistema deja de presentar errores. Finalmente con la presencia de un segundo código corrector de errores en el sistema, la disminución de los errores es aún más significativa puesto que con un nivel ligeramente mayor a 5dB en la relación E_bN_o el sistema deja de tener errores.

Así con base en los resultados provistos por el modelo, de manera general se puede concluir que a partir del análisis geométrico de un esquema tridimensional basado en la geometría de un cono circular recto es posible modelar la presencia del fenómeno multicamino para el área de cobertura de un sistema HAP. De esta manera, partiendo de la caracterización de los componentes reflejados (ecos) dentro del área de cobertura se obtuvieron cuatro resultados fundamentales. El primero de ellos tiene que ver con la función de distribución acumulativa (*Cumulative Distribution Function*), donde se muestran los retardos generados por los dispersores y la probabilidad de que éstos estén presentes en el sistema. En segundo lugar la curva del nivel de potencia en función de los retardos del sistema fue determinada (*Power Delay Profile*), donde pudo observarse que en tanto un eco presente un mayor retardo, como consecuencia presentará un nivel de potencia más bajo. Posteriormente un tercer resultado

consistió en determinar el ancho de banda de coherencia, del cual se pudo concluir que a medida que el retardo máximo del sistema posea un valor cada vez mayor, el ancho de banda de coherencia disminuye esto quiere decir que habrá cada vez una porción más pequeña del espectro comportándose de manera lineal. Finalmente los resultados obtenidos fueron utilizados para generar un canal de desvanecimiento multicamino, el cual fue probado con un sistema de comunicaciones que contempla el uso de técnicas de modulación y codificación que pretenden ser utilizados en los sistemas HAPs, de donde fue posible obtener un estimado de la tasa de error en el bit (*BER*) donde se señala que las afectaciones producidas por el canal pueden llegar a ser tan severas que el uso de códigos correctores de errores y de otros elementos que pudieran contribuir a reducir la tasa de error en el sistema resultan ser indispensables.

Por otro lado, la metodología descrita en el capítulo anterior menciona que el modelo surgió como una alternativa inspirada en la propuesta de representar el área de cobertura de un sistema HAP por medio de la geometría de un elipsoide [3]. De esta manera, un análisis comparativo entre los resultados obtenidos después de usar ambas propuestas geometrías considerando un retraso máximo $\tau_M = 150ns$ (τ_M utilizado por el autor para evaluar su sistema) es mostrado en la Tabla No. 5.3.

Tabla No. 5.3: Análisis comparativo de los resultados obtenidos después de caracterizar el sistema con ambas geometrías, considerando un retraso máximo $\tau_M = 150ns$.

Función de distribución acumulativa	Perfil de retardo de potencia	Raíz cuadrática media de la extensión del tiempo de retraso (σ_τ)	Ancho de banda de coherencia
(Diferencia promedio)	(Diferencia promedio)	(Diferencia)	(Diferencia)
0.056	9.84 (dB)	6.2626 (ns)	218.773 (KHz)

De la tabla anterior los resultados para el caso de la función de distribución acumulativa y del perfil de retardo de potencia fueron obtenidos a partir de una comparación punto a punto entre las curvas provistas por ambos modelos considerando pasos equidistantes de 15ns partiendo de 0ns hasta alcanzar el retardo máximo correspondiente a 150ns, de donde posteriormente fue calculada la diferencia promedio para ambos casos. Por su parte en lo concerniente a σ_τ y al ancho de banda de coherencia, al tratarse de resultados independientes (no curvas) únicamente las diferencias encontradas fueron registradas.

Del análisis comparativo es posible concluir que la curva de la función de distribución acumulativa obtenida para la geometría basada en el cono circular recto describe un crecimiento más lento, lo cual quiere decir que los dispersores de poca altura originarán una menor probabilidad de presencia de retardos en el sistema con respecto a la estimación provista por la geometría del elipsoide. En cuanto al perfil de retardo de potencia, la geometría basada en el cono prevé que los retardos presentes en el sistema contarán un nivel que en promedio se encuentra 9.84dB por encima de lo estimado por el primer modelo. No obstante debido a que el valor obtenido para σ_τ en el caso del cono presenta un excedente de 6.2626ns, el ancho de

banda de coherencia cuenta una reducción de aproximadamente 218.773KHz con respecto a lo estimado por el modelo basado en el elipsoide.

Así, en base a las pruebas efectuadas sobre el modelo, la nueva geometría propuesta ofrece una alternativa que puede ser utilizada para estimar los efectos reales provistos por el canal cuando un sistema análogo o con características similares al que aquí fue descrito sea puesto en operación.

5.3 GENERACIÓN DE MAPAS DE ATENUACIÓN POR LLUVIA PARA MÉXICO EN FRECUENCIAS DE OPERACIÓN DE SISTEMAS SATELITALES Y HAPs, BASADOS EN LA RECOMENDACIÓN ITU-R. P.618 Y EN DATOS PROPORCIONADOS POR EL SERVICIO METEOROLÓGICO NACIONAL.

La metodología mostrada en la sección 4.3.1 del capítulo anterior donde se describe paso a paso el procedimiento establecido en la recomendación ITU-R P.618 [9], es utilizado para estimar la atenuación por lluvia para México en 12GHz, 28GHz, 31GHz y 48GHz frecuencias de operación correspondientes tanto a sistemas satelitales como a plataformas de gran altitud (HAPs) [10-12]. De donde es posible comparar las diferencias entre usar como entrada del procedimiento, por un lado las mediciones proporcionadas por el servicio meteorológico nacional (SMN) [13], y por otro los datos provistos por la recomendación ITU-R P.837 [14] sugeridos a su vez como alternativa de entrada por la propia recomendación ITU-R P.618.

En primer lugar, un análisis comparativo entre la tasa de lluvia medida por las estaciones meteorológicas automáticas del SMN y la tasa de lluvia sugerida en la recomendación ITU-R P.837 es mostrada en la Tabla No. 5.4; donde el error porcentual fue calculado para sesenta y nueve diferentes coordenadas (latitudes y longitudes) de sitios donde la máxima tasa de lluvia de un año promedio fue registrada para el territorio Nacional Mexicano.

Tabla No. 5.4: Análisis comparativo entre la tasa de lluvia estimada por el SMN y la recomendación ITU-R P.837.

Número de coordenada	Nombre del estado	Latitud (°)	Longitud (°)	Tasa de lluvia Estimada ITU-R (mm/h)	Tasa de lluvia Medida SMN (mm/h)	Porcentaje de Error (%)
1	Quintana Roo	21.075	86.775833	94.317	85.32	10.5454
2	Quintana Roo	20.476944	86.90944	90.569	131.04	30.8846
3	Quintana Roo	20.127777	87.465555	94.022	106.98	12.1123
4	Yucatán	21.571111	88.160277	101.73	100.56	1.1617
5	Quintana Roo	18.500555	88.327777	103.21	111.24	7.2221
6	Yucatán	20.030277	89.047222	101.45	86.88	16.7692
7	Campeche	18.365	89.8925	105.42	102.12	3.2286
8	Yucatán	20.858055	90.383055	104.76	89.94	16.4727
9	Quintana Roo	19.836111	90.507222	104.4	121.92	14.3725
10	Campeche	18.648055	91.8225	109.07	10.68	921.2959
11	Chiapas	17.525833	91.823611	104.68	118.86	11.9319
12	Veracruz	18.105833	94.331388	112.34	118.86	5.4828
13	Oaxaca	16.882777	95.036388	105.34	128.04	17.7250
14	Veracruz	18.764444	95.6325	110.54	124.98	11.5574
15	Veracruz	18.189166	96.0975	111.25	114.3	2.6662
16	Veracruz	19.142777	96.111388	107.98	103.62	4.2092
17	Oaxaca	15.671111	96.497222	121.92	108.18	12.7050
18	Veracruz	19.529722	96.924722	101.91	88.38	15.3093
19	Veracruz	20.96	97.416944	90.901	51.84	75.3487
20	Tamaulipas	25.885833	97.518611	100.82	100.56	0.2542
21	Puebla	18.866388	97.721666	100.19	71.64	39.8459
22	Tamaulipas	22.3875	97.925555	95.198	108.18	12.0000
23	Tlaxcala	19.383333	97.95	96.569	103.52	6.7146
24	Oaxaca	16.349722	98.0525	120.78	134.1	9.9298
25	Tamaulipas	24.842777	98.1575	97.903	117.36	16.5790
26	Tamaulipas	23.764166	98.207777	100.85	128.04	21.2384
27	HIDALGO	21.154722	98.368611	86.14	134.1	35.7645
28	PUEBLA	18.616666	98.451944	94.795	103.62	8.5164
29	Yucatán	20.946388	98.651666	84.844	146.28	41.9987
30	Hidalgo	20.096944	98.714166	88.949	77.7	14.4771

Tabla No. 5.4: Análisis comparativo entre la tasa de lluvia estimada por el SMN y la recomendación ITU-R P.837.

Número de coordenada	Nombre del estado	Latitud (°)	Longitud (°)	Tasa de lluvia Estimada ITU-R (mm/h)	Tasa de lluvia Medida SMN (mm/h)	Porcentaje de Error (%)
31	Distrito Federal	19.385277	99.099722	91.014	50.28	81.0151
32	Morelos	18.883888	99.159444	90.545	79.26	14.2374
33	Distrito Federal	19.453611	99.171111	91.827	79.26	15.8557
34	Distrito Federal	19.403611	99.196944	91.965	92.94	1.0494
35	México	19.524444	99.268055	92.769	80.76	14.8706
36	Nuevo León	25.733055	99.320833	61.19	6.12	899.8371
37	México	19.541944	99.519166	95.05	44.22	114.9488
38	Guerrero	16.763333	99.748888	95.238	100.56	5.2927
39	México	19.116666	99.766666	95.528	33.54	184.8180
40	México	19.791666	99.869722	97.357	83.82	16.1504
41	Querétaro	20.390277	100.283611	99.379	103.62	4.0928
42	Guerrero	18.350555	100.658333	95.033	111.24	14.5693
43	San Luis Potosí	23.6475	100.665833	69.67	48.78	42.8259
44	Guanajuato	20.848333	100.824722	99.268	88.38	12.3200
45	Michoacán	20.125277	101.7225	102.48	77.7	31.8929
46	Guerrero	17.984444	102.123055	101.51	131.04	22.5337
47	Michoacán	19.082777	102.371666	103.44	115.8	10.6770
48	Zacatecas	22.746666	102.506111	78.959	73.14	7.9557
49	Jalisco	20.169444	103.043888	91.532	70.08	30.6101
50	Jalisco	20.290277	103.201666	88.9	83.82	6.0609
51	Jalisco	20.706666	103.392777	84.47	97.56	13.4169
52	Jalisco	20.283055	103.416388	86.185	15.24	465.5188
53	Durango	25.263333	104.066111	47.535	44.22	7.4968
54	Jalisco	19.998611	105.133611	91.083	143.28	36.4303
55	Durango	24.185833	105.466111	65.893	74.7	11.7904
56	Chihuahua	26.229444	106.770555	58.252	115.8	49.6957
57	Chihuahua	26.813611	107.073055	48.694	65.52	25.6810
58	Chihuahua	27.858333	107.994444	48.581	70.08	30.6775
59	Chihuahua	28.199166	108.208888	49.489	30.48	62.3642
60	Chihuahua	27.392777	108.536388	49.538	109.74	54.8589
61	Sonora	22.371944	108.931111	82.123	60.96	34.7163
62	Sonora	27.021666	108.937777	50.312	80.76	37.7017
63	Baja California Sur	22.881111	109.926388	77.763	38.1	104.1030
64	Baja California Sur	25.009722	111.663333	63.179	82.32	23.2525
65	Baja California Sur	27.642777	113.4575	54.497	44.2	23.2963
66	Baja California	28.896388	113.560277	54.512	13.74	296.7362
67	Baja California	32.666944	115.290833	38.537	13.74	180.4722
68	Baja California	30.531666	115.8375	47.756	31.98	49.3309
69	Baja California	31.891388	116.603333	41.511	28.98	43.2386

Del análisis comparativo mostrado en la tabla anterior, pueden observarse grandes diferencias entre la tasa de lluvia estimada por la recomendación ITU-R P.837 y la tasa de lluvia medida por las estaciones meteorológicas automáticas del SMN, donde la mayor diferencia es tan grande como un error porcentual del 921.2959% obtenido de la coordenada (latitud=18.648055, longitud=91.8225), localización donde la tasa de lluvia estimada fue 109.07mm/h mientras que la tasa de lluvia medida fue 10.68mm/h. Una explicación de haber encontrado diferencias tan grandes en algunos de los resultados obtenidos, radica en el hecho de que la recomendación ITU-R P.837 provee información para todas las localidades del planeta, lo cual trae como resultado una menor precisión en la estimación de la tasa de lluvia, mientras que la información dada por el Servicio Meteorológico Nacional provee mediciones de sitios específicos a lo largo del territorio mexicano, lo cual resulta en una mejor aproximación.

Una vez obtenida la información de la tasa de lluvia provista tanto por la recomendación ITU-R P.837 como por el SMN, la metodología dada por la recomendación ITU-R P.618 fue aplicada para estimar la atenuación por lluvia en las frecuencias de operación antes mencionadas para cada una de las coordenadas considerando ambos casos.

Los resultados de la estimación de la atenuación por lluvia una vez aplicada la metodología son mostrados tanto en la Tabla No. 5.5; (12GHz y 28GHz) como en la Tabla No. 5.6; (31GHz y 48GHz) donde también es incluido el error porcentual para los valores obtenidos.

Tabla No. 5.5: Atenuación por lluvia basada en la metodología de la recomendación ITU-R P.618 para 12GHz y 28GHz.

Latitud (°)	Longitud (°)	Atenuación por lluvia (dB) para 12GHz (Usando ITU-R)	Atenuación por lluvia (dB) para 12GHz (Usando SMN)	Porcentaje de Error (%)	Atenuación por lluvia (dB) para 28GHz (Usando ITU-R)	Atenuación por lluvia (dB) para 28GHz (Usando SMN)	Porcentaje de Error (%)
21.075	86.775833	14.14186	13.309905	6.2506	69.385304	65.441643	6.0262
20.476944	86.90944	13.846467	17.187185	19.4373	68.059011	84.006126	18.983
20.127777	87.465555	14.129447	15.255431	7.3809	69.555804	74.929513	7.1717
21.571111	88.160277	14.727669	14.627403	0.6855	72.578145	72.098076	0.66586
18.500555	88.327777	14.867493	15.539612	4.3252	73.283523	76.507102	4.2134
20.030277	89.047222	14.642209	13.338358	9.7752	72.415376	66.162673	9.4505
18.365	89.8925	14.889997	14.611378	1.9069	73.800157	72.456554	1.8544
20.858055	90.383055	14.79831	13.509104	9.5432	73.486228	67.265617	9.2478
19.836111	90.507222	14.768653	16.168869	8.6599	73.397548	80.189048	8.4694
18.648055	91.8225	15.099757	2.4957781	505.0120	75.389717	15.957194	372.45
17.525833	91.823611	14.657398	15.798049	7.2202	73.163337	78.717732	7.0561
18.105833	94.331388	15.155256	15.66484	3.2530	76.284314	78.794531	3.1858
16.882777	95.036388	14.35005	16.104304	10.8931	72.345768	80.990602	10.674
18.764444	95.6325	14.832633	15.939225	6.9426	74.903258	80.375154	6.8079
18.189166	96.0975	14.905526	15.145514	1.5845	75.429306	76.617189	1.5504
19.142777	96.111388	14.732473	14.375491	2.4833	74.613335	72.848478	2.4226
15.671111	96.497222	15.762936	14.682111	7.3615	79.876252	74.511189	7.2003
19.529722	96.924722	12.075271	11.029862	9.4780	59.960307	54.939659	9.1385
20.96	97.416944	13.080503	9.1190156	43.4420	66.466635	47.064743	41.224
25.885833	97.518611	13.952683	13.931669	0.1508	70.194945	70.092019	0.14684
18.866388	97.721666	10.791871	8.6219934	25.1668	53.056684	42.795161	23.976
22.3875	97.925555	13.366331	14.428814	7.3636	67.771045	73.0132	7.1797
19.383333	97.95	10.159898	10.633647	4.4552	49.771404	52.006134	4.2971
16.349722	98.0525	15.568336	16.548586	5.9235	79.278543	84.185872	5.8292
24.842777	98.1575	13.588005	15.121217	10.1395	68.586335	76.13209	9.9114
23.764166	98.207777	13.871377	15.948755	13.0253	70.177664	80.451458	12.77
21.154722	98.368611	12.50219	16.271986	23.1674	63.660132	82.341104	22.687
18.616666	98.451944	11.441716	12.106688	5.4926	57.17326	60.3869	5.3218
20.946388	98.651666	12.499084	17.242713	27.5109	63.815555	87.419008	27
20.096944	98.714166	9.0871907	8.281184	9.7330	44.372342	40.610246	9.2639
19.385277	99.099722	9.2285616	6.041682	52.7482	45.123226	30.237983	49.227
18.883888	99.159444	10.989959	10.073139	9.1016	55.003556	50.586214	8.7323
19.453611	99.171111	9.2225828	8.336059	10.6348	45.052016	40.90653	10.134
19.403611	99.196944	9.3704692	9.4373734	0.7089	45.862121	46.176171	0.68011
19.524444	99.268055	9.3407694	8.4959771	9.9434	45.658021	41.702242	9.4858
25.733055	99.320833	10.142519	1.3481356	652.3367	51.819223	9.0908916	470.01
19.541944	99.519166	6.0079478	3.1476187	90.8728	27.887998	15.729018	77.303
16.763333	99.748888	13.308861	13.760867	3.2847	68.257648	70.511706	3.1967
19.116666	99.766666	4.7051989	1.7930984	162.4061	21.326736	9.2898025	129.57
19.791666	99.869722	9.1642133	8.2670202	10.8527	44.515041	40.337611	10.356
20.390277	100.283611	9.9352623	10.213456	2.7238	48.656207	49.968895	2.627
18.350555	100.658333	13.014148	14.325596	9.1546	66.644928	73.181964	8.9326
23.6475	100.665833	9.0441945	7.0598254	28.1079	45.309597	35.864747	26.335
20.848333	100.824722	10.569909	9.7920482	7.9438	52.226161	48.520811	7.6366
20.125277	101.7225	11.172461	9.3089787	20.0181	55.615665	46.660404	19.192
17.984444	102.123055	13.903837	16.184329	14.0907	71.72269	83.239469	13.836
19.082777	102.371666	13.666945	14.630035	6.5830	70.136319	74.964321	6.4404
22.746666	102.506111	8.4296533	7.9937734	5.4527	41.558677	39.511821	5.1804
20.169444	103.043888	10.795241	9.0378875	19.4443	54.322749	45.810235	18.582
20.290277	103.201666	10.613383	10.211498	3.9356	53.466507	51.516218	3.7858
20.706666	103.392777	10.152403	11.151262	8.9574	51.121138	55.963784	8.6532
20.283055	103.416388	10.389111	2.4170195	329.8315	52.395891	14.756466	255.07
25.263333	104.066111	7.2137035	6.8497464	5.3134	36.939251	35.193248	4.9612
19.998611	105.133611	12.859635	16.842144	23.6461	66.636101	86.809809	23.239
24.185833	105.466111	7.3938297	8.0754862	8.4411	36.749702	39.954563	8.0213
26.229444	106.770555	7.2422527	11.476455	36.8947	36.289898	56.362836	35.614
26.813611	107.073055	5.7644684	7.1619109	19.5121	28.815919	35.31445	18.402

Tabla No. 5.5: Atenuación por lluvia basada en la metodología de la recomendación ITU-R P.618 para 12GHz y 28GHz.

Latitud (°)	Longitud (°)	Atenuación por lluvia (dB) para 12GHz (Usando ITU-R)	Atenuación por lluvia (dB) para 12GHz (Usando SMN)	Porcentaje de Error (%)	Atenuación por lluvia (dB) para 28GHz (Usando ITU-R)	Atenuación por lluvia (dB) para 28GHz (Usando SMN)	Porcentaje de Error (%)
27.858333	107.994444	6.6397269	8.5868669	22.6758	33.560735	42.762451	21.518
28.199166	108.208888	6.360403	4.2898122	48.2676	31.919626	22.701415	40.606
27.392777	108.536388	8.1886416	13.645605	39.9906	42.270349	68.972362	38.714
22.371944	108.931111	10.076566	8.2328933	22.3940	51.168034	42.18736	21.288
27.021666	108.937777	8.3635528	11.414293	26.7274	43.268094	58.198239	25.654
22.881111	109.926388	11.451298	7.0586103	62.2316	59.460119	37.568728	58.27
25.009722	111.663333	10.16098	12.032792	15.5559	52.895862	62.230066	15
27.642777	113.4575	9.1224002	7.9080861	15.3553	47.28369	41.323363	14.424
28.896388	113.560277	9.1860381	2.9717108	209.1162	47.428503	18.332425	158.71
32.666944	115.290833	7.1478284	2.9721571	140.4930	36.861587	17.873792	106.23
30.531666	115.8375	8.3685297	6.3031935	32.7665	43.152541	33.137802	30.221
31.891388	116.603333	7.6021371	5.8677814	29.5573	39.227605	30.866974	27.086

Tabla No. 5.6: Atenuación por lluvia basada en la metodología de la recomendación ITU-R P.618 para 31GHz y 48GHz.

Latitud (°)	Longitud (°)	Atenuación por lluvia (dB) para 31GHz (Usando ITU-R)	Atenuación por lluvia (dB) para 31GHz (Usando SMN)	Porcentaje de Error (%)	Atenuación por lluvia (dB) para 48GHz (Usando ITU-R)	Atenuación por lluvia (dB) para 48GHz (Usando SMN)	Porcentaje de Error (%)
21.075	86.775833	81.138455	76.56039	5.9797	137.56934	130.24934	5.62
20.476944	86.90944	79.609258	98.132491	18.876	135.2008	164.79542	17.958
20.127777	87.465555	81.365914	87.608132	7.1252	138.10755	148.09499	6.7439
21.571111	88.160277	84.899639	84.341752	0.66146	143.91111	143.01712	0.62509
18.500555	88.327777	85.717835	89.464189	4.1875	145.13271	151.1297	3.9681
20.030277	89.047222	84.73833	77.470347	9.3816	143.76114	132.09529	8.8314
18.365	89.8925	86.367283	84.804725	1.8425	146.40146	143.89323	1.7431
20.858055	90.383055	86.024123	78.788311	9.1839	146.04791	134.40866	8.6596
19.836111	90.507222	85.925987	93.829435	8.4232	145.89285	158.59865	8.0113
18.648055	91.8225	88.291493	19.073578	362.9	149.93228	36.621836	309.41
17.525833	91.823611	85.683801	92.150282	7.0173	145.55266	155.95977	6.6729
18.105833	94.331388	89.408311	92.334837	3.1695	152.07314	156.80522	3.0178
16.882777	95.036388	84.807821	94.885867	10.621	144.39564	160.67657	10.133
18.764444	95.6325	87.821342	94.203593	6.775	149.57455	159.90789	6.4621
18.189166	96.0975	88.455886	89.841586	1.5424	150.71905	152.96467	1.4681
19.142777	96.111388	87.515534	85.456891	2.409	149.35183	146.01241	2.2871
15.671111	96.497222	93.66271	87.402613	7.1624	159.17462	149.02872	6.808
19.529722	96.924722	70.150369	64.317264	9.0693	118.34865	109.04402	8.5329
20.96	97.416944	78.011542	55.39759	40.821	133.85097	97.060871	37.904
25.885833	97.518611	82.29281	82.172871	0.14596	140.50983	140.31572	0.13834
18.866388	97.721666	61.988478	50.092232	23.749	103.86055	85.044277	22.125
22.3875	97.925555	79.518416	85.631965	7.1393	136.19752	146.11362	6.7866
19.383333	97.95	58.129412	60.718871	4.2647	97.274057	101.34852	4.0203
16.349722	98.0525	93.012683	98.744522	5.8047	158.37507	167.68769	5.5535
24.842777	98.1575	80.436132	89.233551	9.8589	137.531	151.77913	9.3874
23.764166	98.207777	82.317556	94.302184	12.709	140.74463	160.17817	12.132
21.154722	98.368611	74.739046	96.535198	22.578	128.45405	163.82501	21.591
18.616666	98.451944	66.939958	70.675975	5.2861	113.31215	119.27829	5.0019
20.946388	98.651666	74.946847	102.50066	26.882	129.01489	173.80046	25.768
20.096944	98.714166	51.809765	47.455483	9.1755	86.668708	79.83487	8.56
19.385277	99.099722	52.68913	35.454726	48.61	88.088422	60.929185	44.575
18.883888	99.159444	64.414902	59.280787	8.6607	109.19697	100.98966	8.1269
19.453611	99.171111	52.598817	47.800257	10.039	87.868429	80.340473	9.3701

Tabla No. 5.6: Atenuación por lluvia basada en la metodología de la recomendación ITU-R P.618 para 31GHz y 48GHz.

Latitud (°)	Longitud (°)	Atenuación por lluvia (dB) para 31GHz (Usando ITU-R)	Atenuación por lluvia (dB) para 31GHz (Usando SMN)	Porcentaje de Error (%)	Atenuación por lluvia (dB) para 48GHz (Usando ITU-R)	Atenuación por lluvia (dB) para 48GHz (Usando SMN)	Porcentaje de Error (%)
19.403611	99.196944	53.557079	53.920741	0.67444	89.564618	90.135398	0.63325
19.524444	99.268055	53.309288	48.729604	9.3982	89.064978	81.876913	8.7791
25.733055	99.320833	60.909625	11.093098	449.08	105.91715	23.234583	355.86
19.541944	99.519166	32.353257	18.383051	75.995	52.35674	31.128788	68.194
16.763333	99.748888	80.171752	82.803424	3.1782	137.55819	141.83968	3.0185
19.116666	99.766666	24.671454	10.877851	126.8	39.353613	18.637705	111.15
19.791666	99.869722	51.927202	47.095162	10.26	86.299059	78.752872	9.5821
20.390277	100.283611	56.814759	58.335633	2.6071	94.859049	97.248241	2.4568
18.350555	100.658333	78.263617	85.895033	8.8846	134.19239	146.59425	8.46
23.6475	100.665833	53.103949	42.135976	26.03	90.80176	73.214249	24.022
20.848333	100.824722	61.052091	56.75295	7.5752	102.48261	95.675667	7.1146
20.125277	101.7225	65.065537	54.66308	19.03	109.49631	92.937369	17.817
17.984444	102.123055	84.289229	97.756466	13.776	144.76879	166.76714	13.191
19.082777	102.371666	82.371	88.011124	6.4084	141.05531	150.23713	6.1115
22.746666	102.506111	48.590646	46.219506	5.1302	81.901713	78.161729	4.7849
20.169444	103.043888	63.647993	53.748362	18.418	107.97841	92.117166	17.219
20.290277	103.201666	62.656576	60.388134	3.7564	106.43341	102.80038	3.5341
20.706666	103.392777	59.910878	65.542484	8.5923	101.87647	110.88218	8.1219
20.283055	103.416388	61.413099	17.739012	246.2	104.44511	34.006848	207.13
25.263333	104.066111	43.440589	41.410226	4.903	75.829021	72.541515	4.5319
19.998611	105.133611	78.364643	101.96465	23.145	135.18021	173.79507	22.219
24.185833	105.466111	43.025863	46.739426	7.9452	73.145912	79.016052	7.429
26.229444	106.770555	42.545736	65.827767	35.368	72.984691	109.88722	33.582
26.813611	107.073055	33.788677	41.312284	18.212	58.151258	70.05018	16.986
27.858333	107.994444	39.406483	50.082344	21.317	68.30178	85.352199	19.977
28.199166	108.208888	37.446719	26.752889	39.973	64.630214	47.453824	36.196
27.392777	108.536388	49.756065	80.868994	38.473	87.20088	137.65775	36.654
22.371944	108.931111	60.025287	49.572773	21.085	102.49804	85.669091	19.644
27.021666	108.937777	50.940873	68.340431	25.46	89.318704	117.62213	24.063
22.881111	109.926388	69.961845	44.392884	57.597	121.27655	79.272696	52.987
25.009722	111.663333	62.287124	73.189106	14.896	108.79331	126.64651	14.097
27.642777	113.4575	55.672791	48.721584	14.267	97.529831	86.139986	13.222
28.896388	113.560277	55.822337	21.859008	155.37	97.696154	41.361436	136.2
32.666944	115.290833	43.420103	21.284619	104	76.793823	40.101813	91.497
30.531666	115.8375	50.799938	39.132083	29.817	89.229563	70.103324	27.283
31.891388	116.603333	46.200628	36.464162	26.701	81.541109	65.570568	24.356

Como era de esperarse el error porcentual en los resultados mostrados tanto en la Tabla No. 5.5 como en la Tabla No. 5.6; fueron incluso tan grandes como 652.3367%, 470.0100%, 449.0800%, y 355.8600% considerando el peor de los casos para 12GHz, 28GHz, 31GHz, y 48GHz respectivamente, esto a consecuencia de las grandes diferencias encontradas en los datos de entrada correspondientes a la tasa de lluvia mostrados anteriormente en la Tabla No. 5.4.

Por otro lado, de manera complementaria una versión gráfica del análisis comparativo de la atenuación por lluvia obtenida, es mostrada a continuación partiendo de la Figura No. 5.7; hasta terminar en la Figura No. 5.14; donde también es incluido el porcentaje de error obtenido en cada caso.

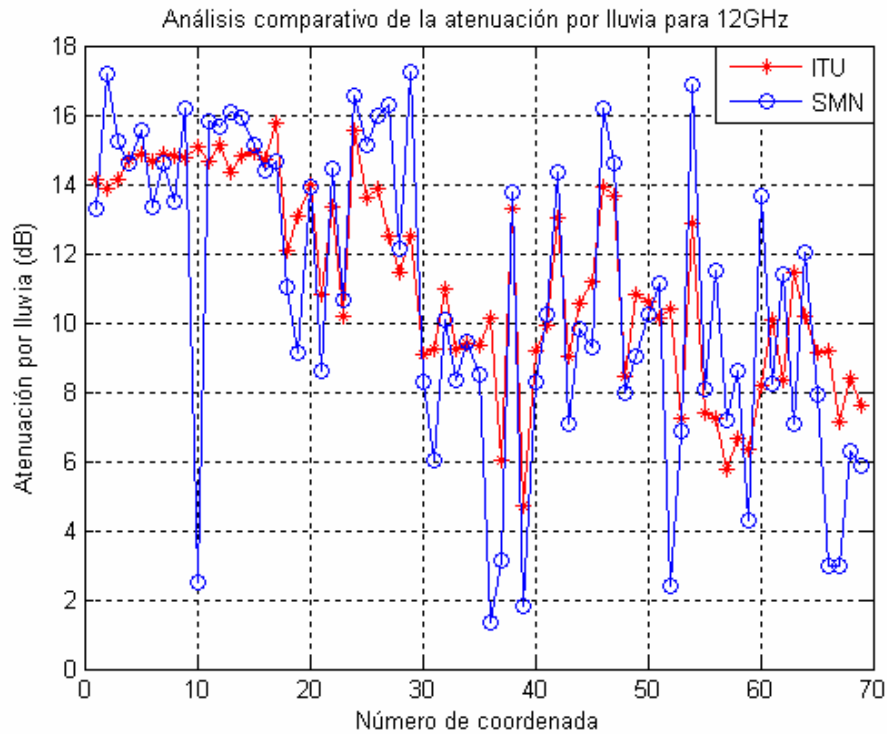


Figura No. 5.7. Análisis comparativo de la atenuación por lluvia estimada para 12GHz, al usar como entrada las mediciones del SMN y los datos de la recomendación ITU-R P.837 (Original en colores).

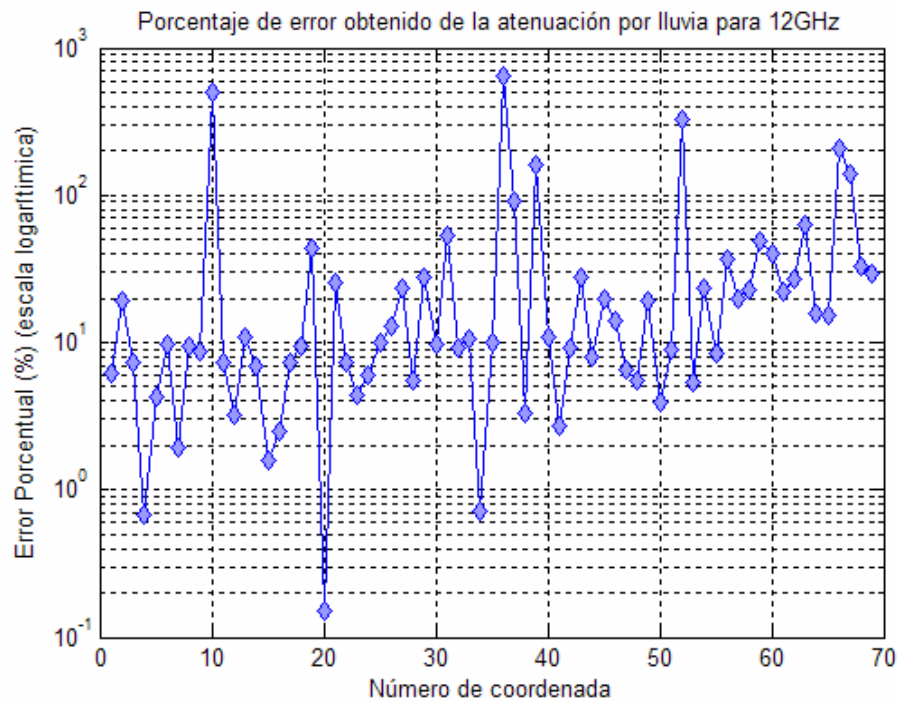


Figura No. 5.8. Error porcentual obtenido de las estimaciones de la tasa de lluvia para 12GHz (Original en colores).

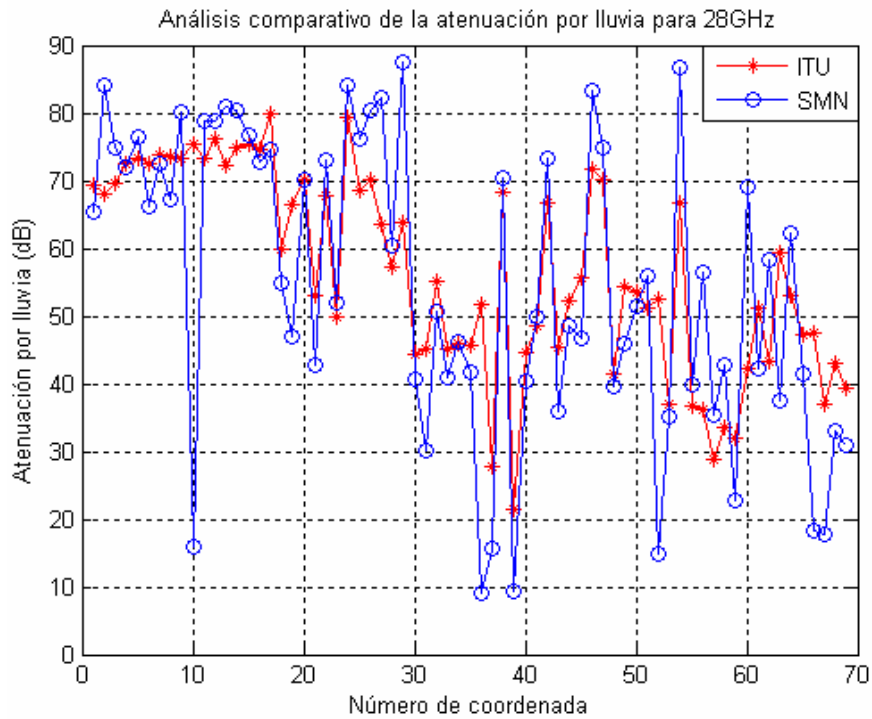


Figura No. 5.9. Análisis comparativo de la atenuación por lluvia estimada para 28GHz, al usar como entrada las mediciones del SMN y los datos de la recomendación ITU-R P.837 (Original en colores).

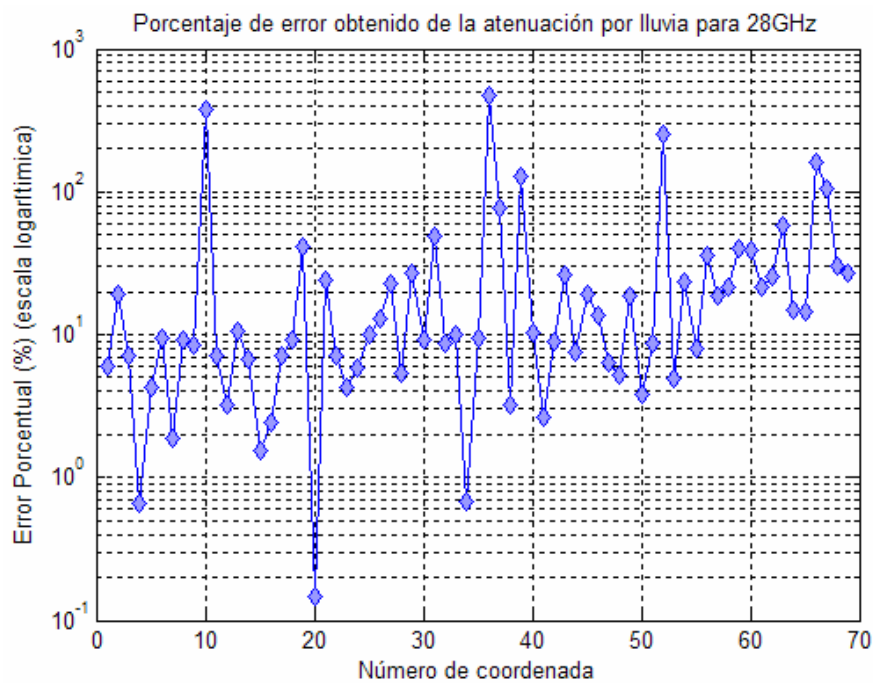


Figura No. 5.10. Error porcentual obtenido de las estimaciones de la tasa de lluvia para 28GHz (Original en colores).

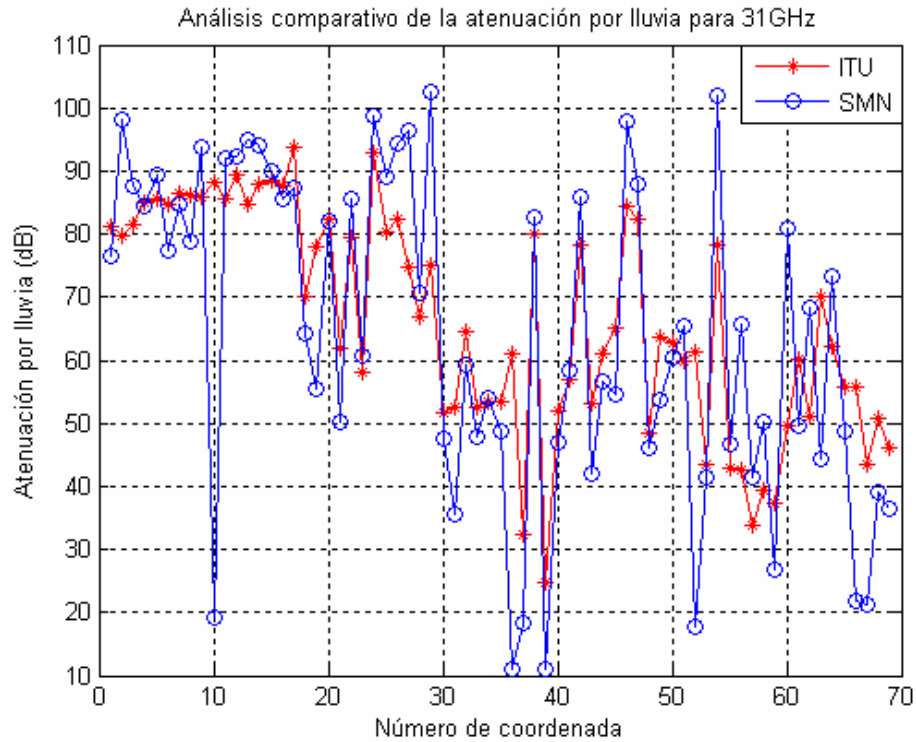


Figura No. 5.11. Análisis comparativo de la atenuación por lluvia estimada para 31GHz, al usar como entrada las mediciones del SMN y los datos de la recomendación ITU-R P.837 (Original en colores).

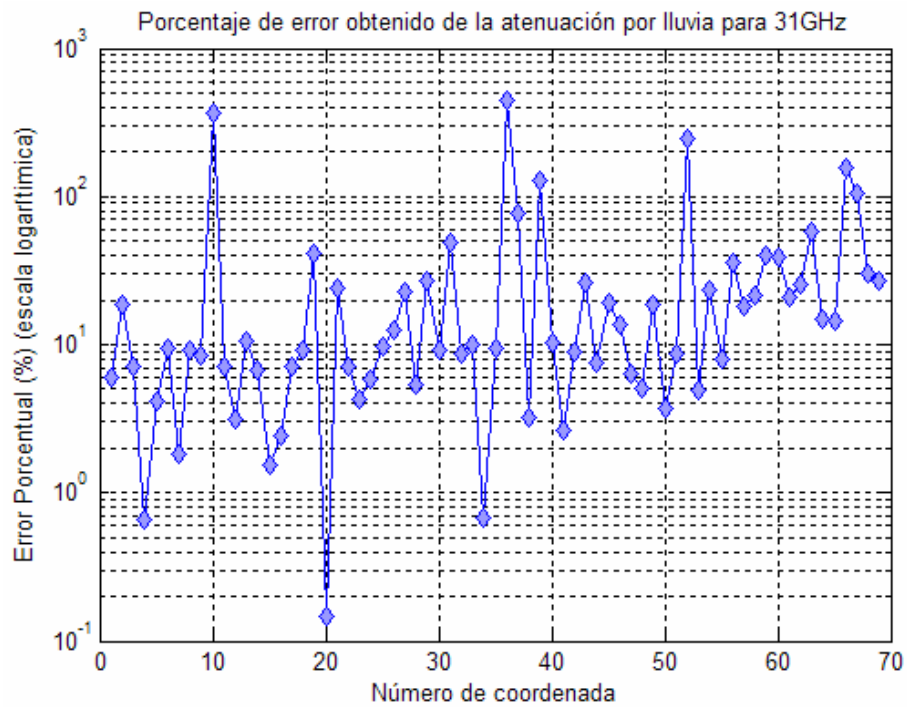


Figura No. 5.12. Error porcentual obtenido de las estimaciones de la tasa de lluvia para 31GHz (Original en colores).

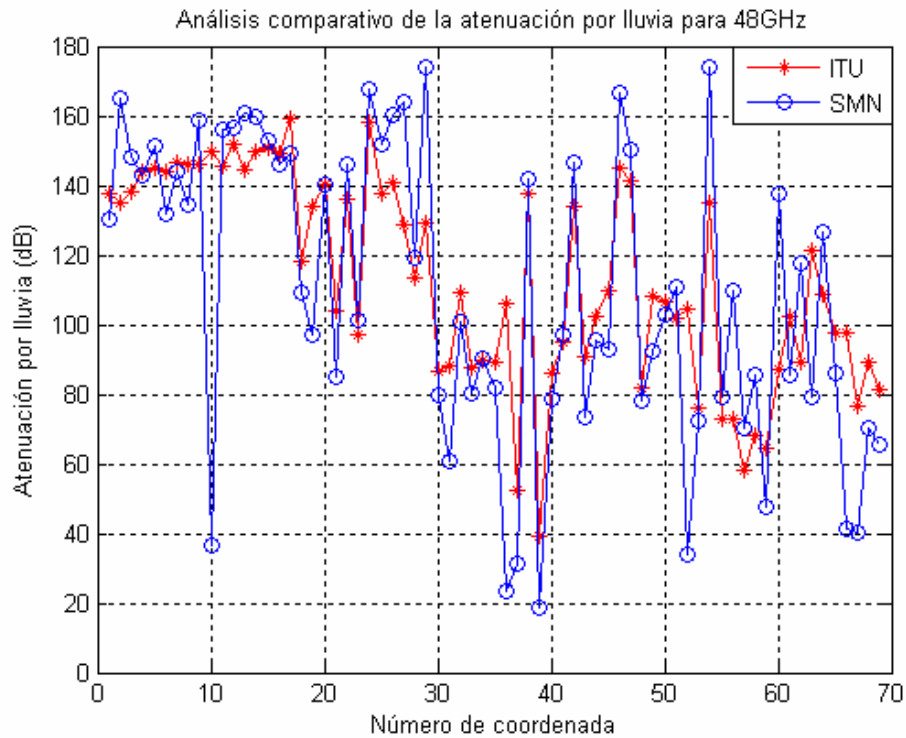


Figura No. 5.13. Análisis comparativo de la atenuación por lluvia estimada para 48GHz, al usar como entrada las mediciones del SMN y los datos de la recomendación ITU-R P.837 (Original en colores).

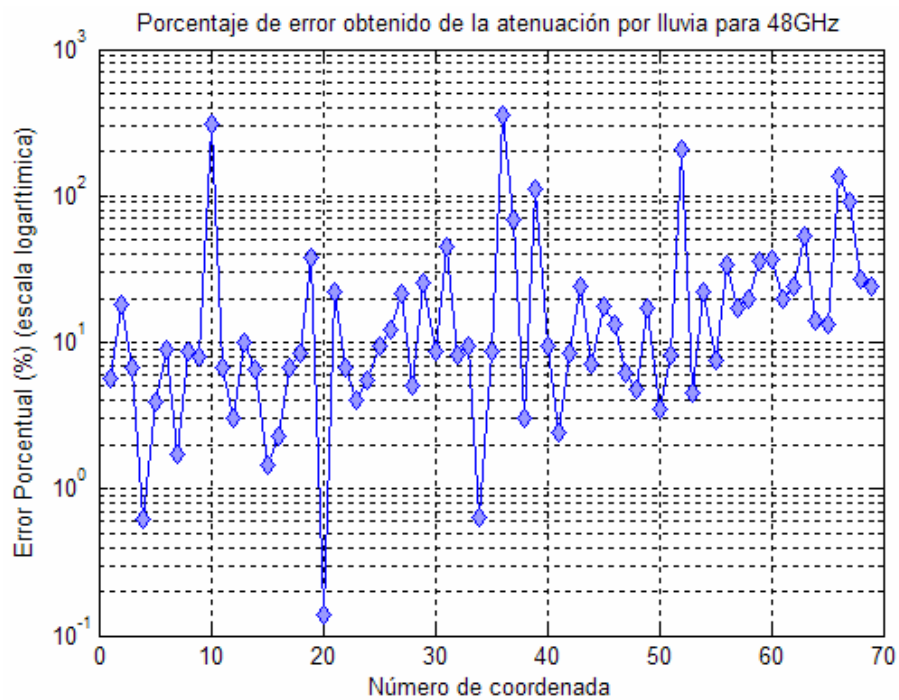


Figura No. 5.14. Error porcentual obtenido de las estimaciones de la tasa de lluvia para 48GHz (Original en colores).

Como se mencionó anteriormente y como pudo ser observado gráficamente, el porcentaje de error resultó ser muy alto en algunos casos, sin embargo debido a que el valor medio del error porcentual obtenido fue 43.7078%, 35.4942%, 34.6721%, y 30.3782%, mientras que la desviación estándar se situó en 107.1536%, 78.5175%, 75.6961%, y 62.3606%, para 12GHz, 28GHz, 31GHz y 48GHz respectivamente, la tendencia en la estimación de la atenuación por lluvia resultó ser similar en ambos casos (SMN e ITU-R P.837).

Por otro lado, si bien la metodología seguida hasta el momento ha permitido determinar la atenuación por lluvia para ciertas coordenadas o puntos estratégicos del país, para cubrir la totalidad del territorio nacional fue necesario recurrir al método de interpolación *nearest neighbor* [15], tal como fue descrito en la sección 4.3.2 del capítulo anterior.

De esta manera, los resultados obtenidos permitieron generar los mapas de atenuación por lluvia para México en cada una de las frecuencias de operación anteriormente especificadas, considerando como entrada las mediciones provistas por el Servicio Meteorológico Nacional y los datos sugeridos por la recomendación ITU-R P.837 con el propósito de comparar los resultados, los cuales son mostrados a continuación comenzando en la Figura No. 5.15; hasta concluir en la Figura No. 5.22.

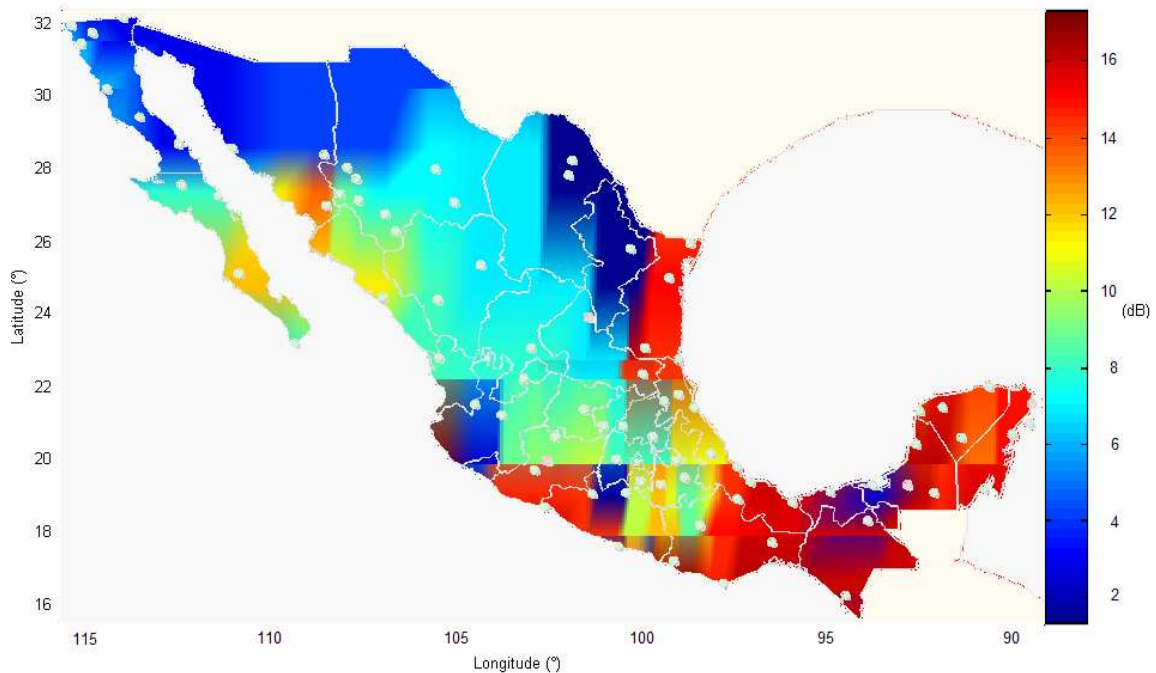


Figura No. 5.15. Mapa de atenuación por lluvia para México en 12GHz basado en las mediciones del SMN (Original en colores).

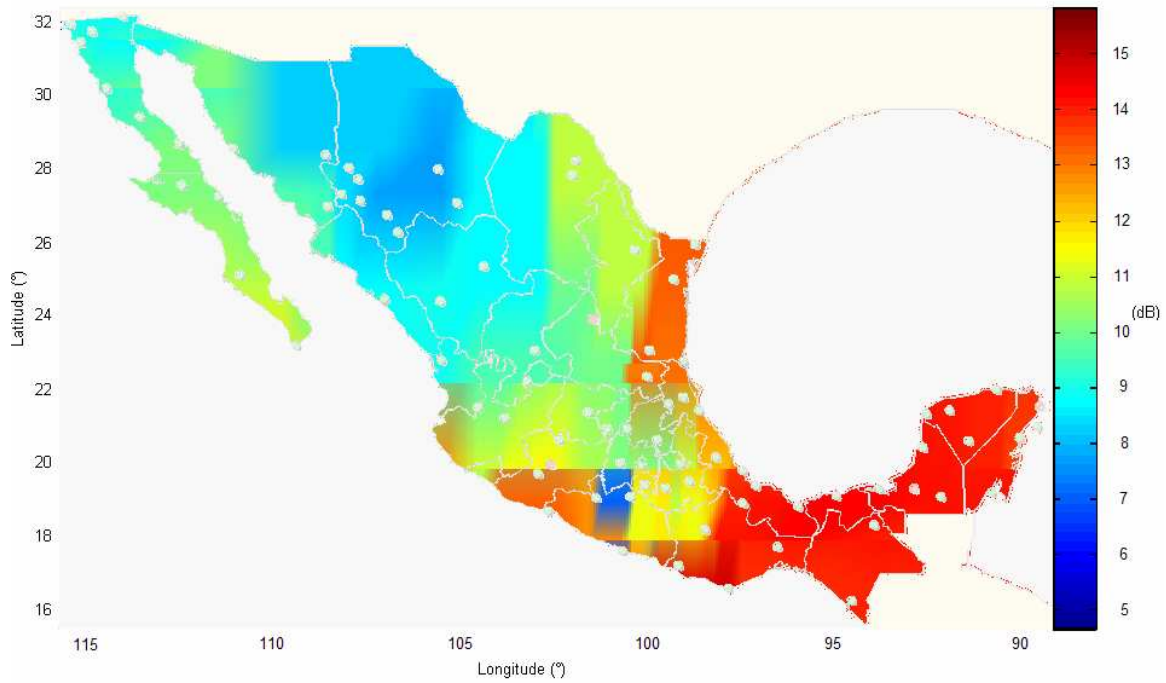


Figura No. 5.16. Mapa de atenuación por lluvia para México en 12GHz basado en las estimaciones de la recomendación ITU-R P.837 (Original en colores).

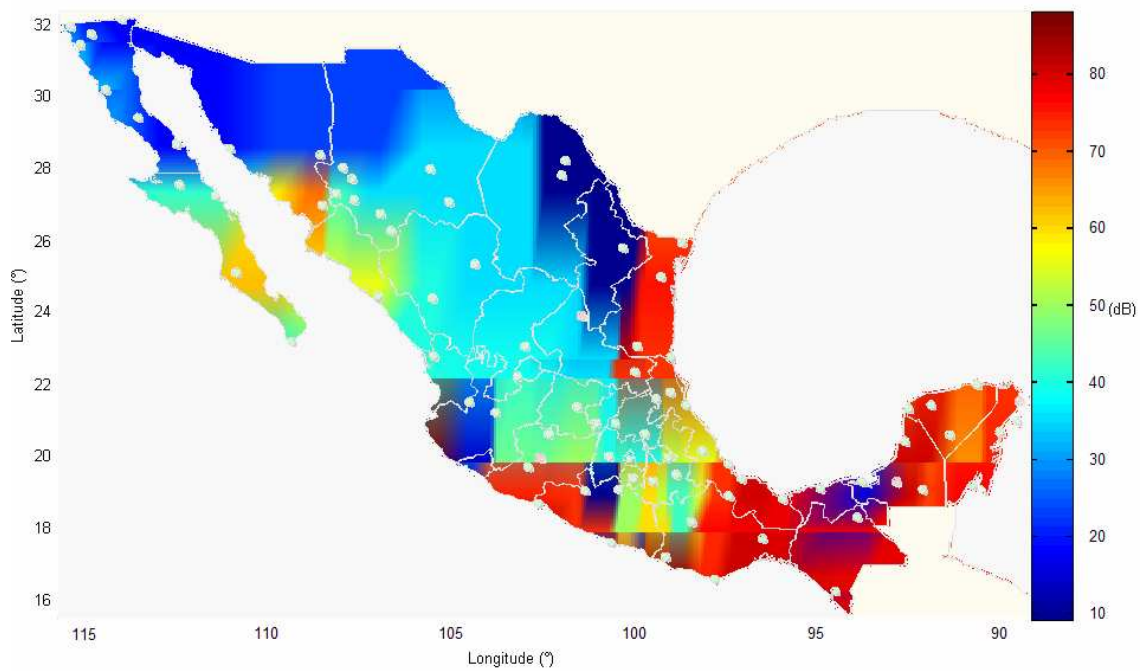


Figura No. 5.17. Mapa de atenuación por lluvia para México en 28GHz basado en las mediciones del SMN (Original en colores).

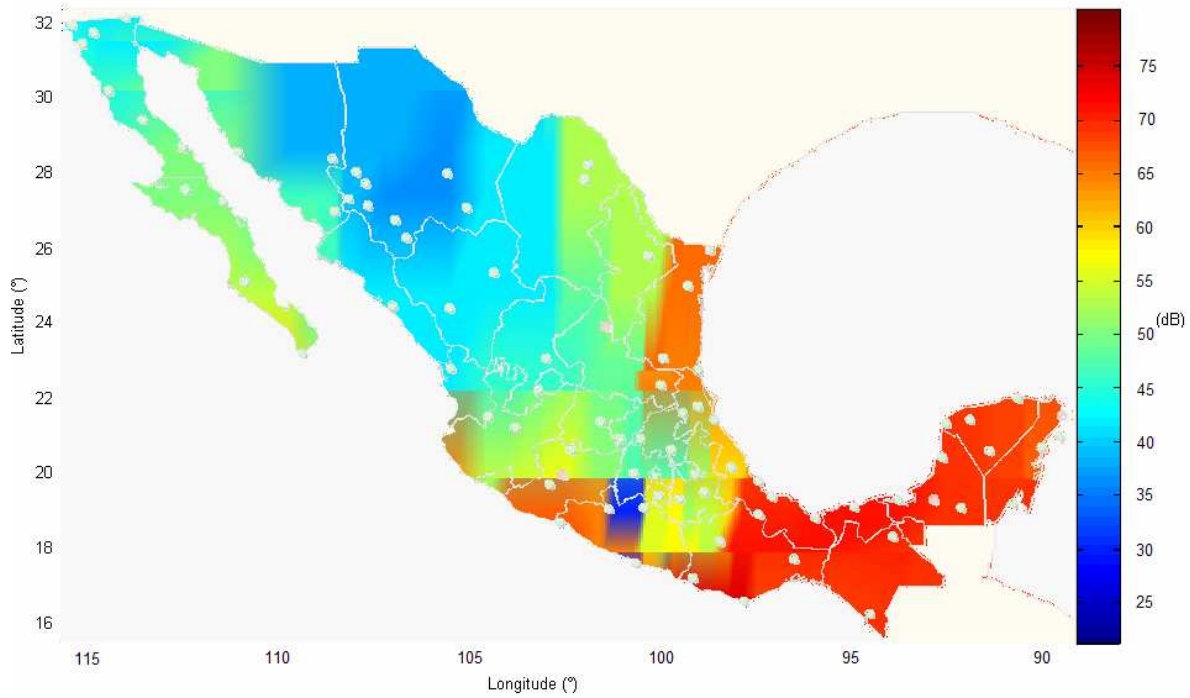


Figura No. 5.18. Mapa de atenuación por lluvia para México en 28GHz basado en las estimaciones de la recomendación ITU-R P.837 (Original en colores).

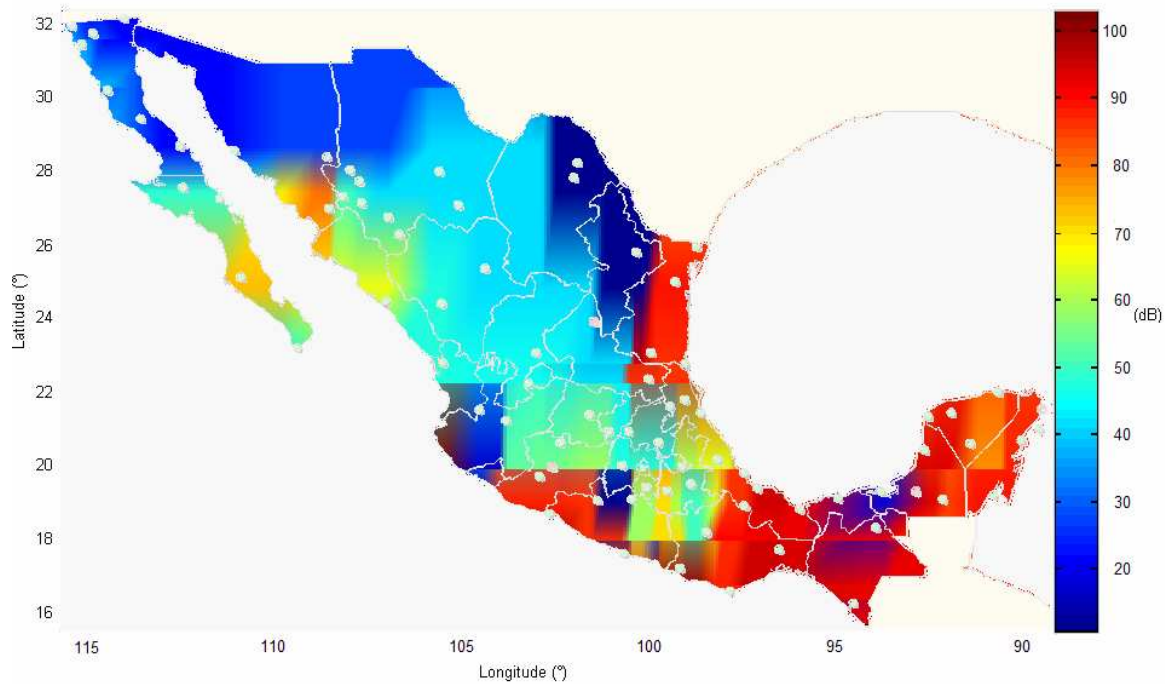


Figura No. 5.19. Mapa de atenuación por lluvia para México en 31GHz basado en las mediciones del SMN (Original en colores).

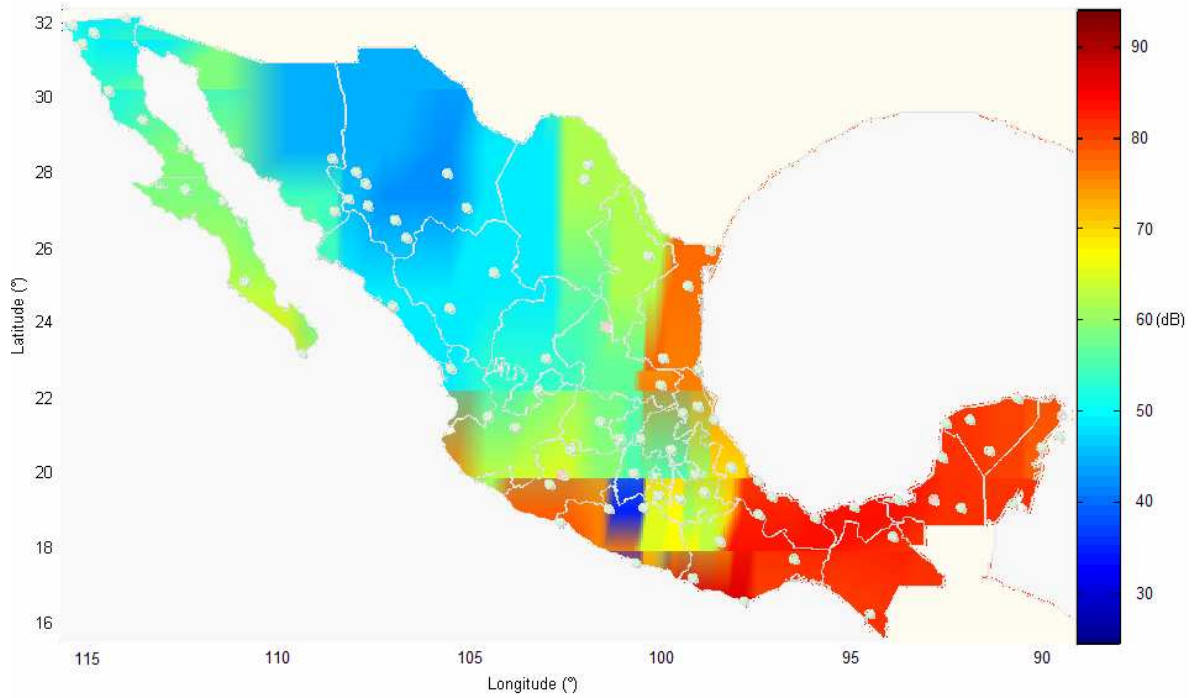


Figura No. 5.20. Mapa de atenuación por lluvia para México en 31GHz basado en las estimaciones de la recomendación ITU-R P.837 (Original en colores).

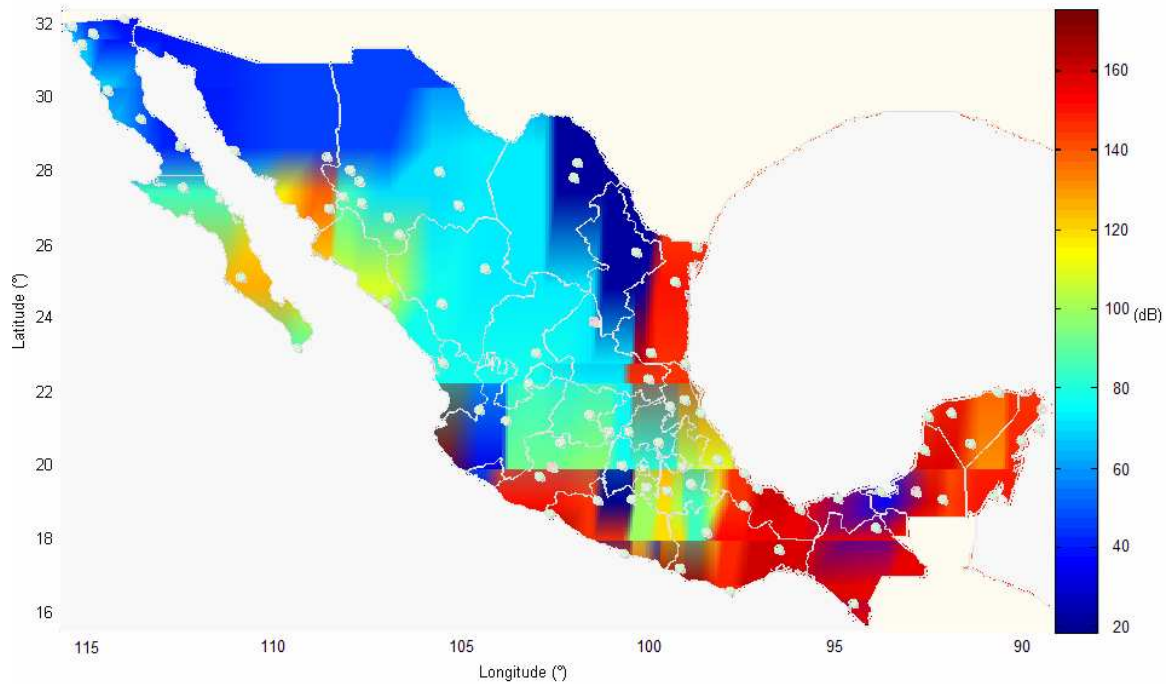


Figura No. 5.21. Mapa de atenuación por lluvia para México en 48GHz basado en las mediciones del SMN (Original en colores).

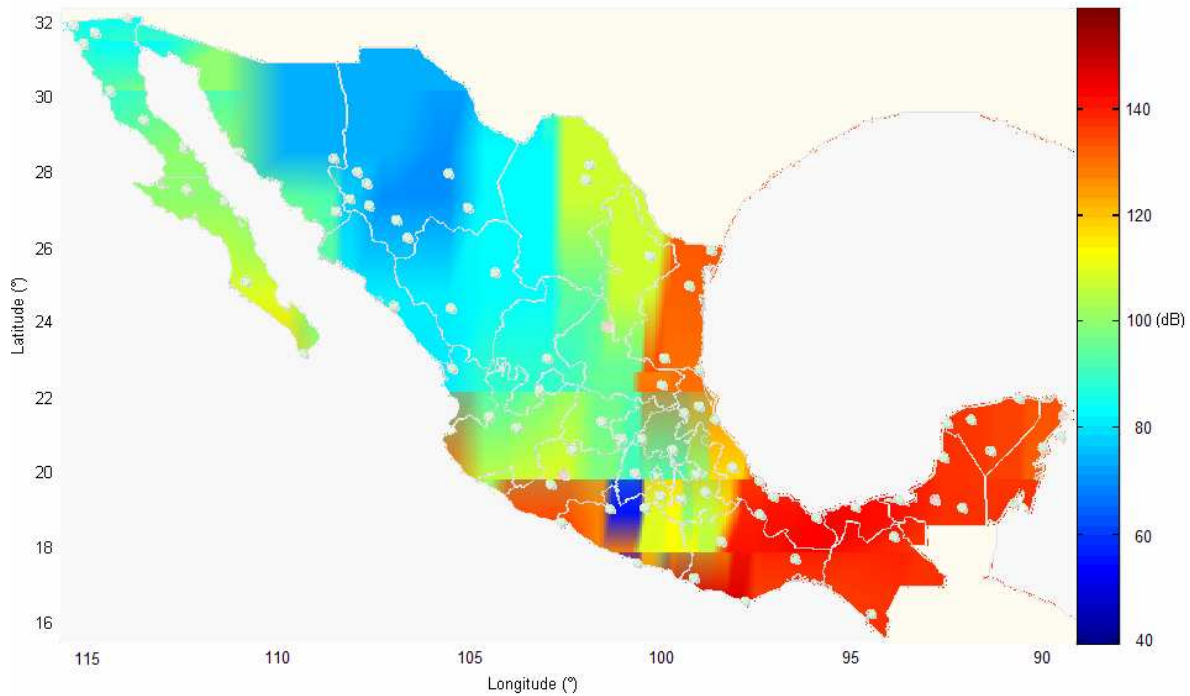


Figura No. 5.22. Mapa de atenuación por lluvia para México en 48GHz basado en las estimaciones de la recomendación ITU-R P.837 (Original en colores).

De los mapas generados anteriormente, puede ser observado que la zona norte de México tiene un nivel más pequeño de atenuación por lluvia que la zona sur, una explicación a esta tendencia es que gran parte de la zona norte de México es una región desértica, mientras que la zona sur tiene diversas zonas selváticas. Otro punto importante a notar, es que los niveles de atenuación por lluvia aumentan significativamente en tanto la frecuencia de operación se incrementa. En la Tabla No. 5.7; se muestran los niveles de atenuación máximos y mínimos encontrados para el territorio mexicano en función de la frecuencia de operación.

Tabla No. 5.7: Niveles máximos y mínimos de la atenuación por lluvia estimada para el territorio nacional en función de la frecuencia de operación.

Frecuencia de operación (GHz)	Nivel máximo de atenuación (dB)	Nivel mínimo de atenuación (dB)
12 (SMN)	17.2	1.3
12 (ITU)	15.7	4.7
28 (SMN)	87.4	9.0
28 (ITU)	79.8	21.3
31 (SMN)	102.5	10.8
31 (ITU)	93.6	24.6
48 (SMN)	173.8	18.6
48 (ITU)	159.1	39.3

De la tabla anterior es posible observar que para todos los casos, los resultados obtenidos a partir de las mediciones proporcionadas por el SMN partieron de niveles de atenuación más bajos que los registrados al utilizar los datos de la recomendación ITU-R P.837. Por otro lado en lo concerniente a los niveles máximos de atenuación, los registros más elevados también fueron provistos por las mediciones. Esta tendencia en los resultados se debe a que la información de la tasa de lluvia provista por las mediciones del SMN posee un rango más amplio con respecto a los datos de la recomendación ITU-R P.837.

De esta manera, podemos concluir que en esta sección una serie de mapas de atenuación por lluvia para México fueron generados en frecuencias de operación utilizados tanto por sistemas satelitales como por plataformas de gran altitud (HAPs). Los mapas obtenidos fueron basados en la metodología descrita en la recomendación ITU-R P.618, la base de datos del Servicio Meteorológico Nacional, y el método de interpolación *nearest neighbor*. Por otro lado, la misma metodología fue aplicada para generar una segunda versión de los mapas de atenuación empleando la información de la tasa de lluvia dada por la recomendación ITU-R P.837 con el propósito de comparar los resultados, donde fue encontrado que aunque algunos de éstos mostraron errores muy grandes, el resultado final después de aplicar el método de interpolación propuesto mostró la misma tendencia al describir un nivel de atenuación más pequeño en la zona norte que en la zona sur de México. Otro aspecto importante en los resultados obtenidos radica en señalar que los niveles de atenuación por lluvia aumentan de manera muy significativa en tanto la frecuencia de operación se incrementa, alcanzado niveles tan altos como 173.8dB de atenuación para el caso de la frecuencia más alta considerada en este análisis. Así, la metodología utilizada permitió describir la atenuación por lluvia estimada para 12GHz, 28GHz, 31GHz y 48GHz en cada uno de los treinta y dos estados de la República Mexicana.

Por otro lado, es posible inferir que aunque el uso de la tasa de lluvia provista por la recomendación ITU-R P.837 resulta ser una buena aproximación, el hecho de utilizar mediciones de la tasa de lluvia producidas por estaciones meteorológicas automáticas del SMN resulta ser una aproximación mucho más precisa, pues están localizadas en sitios estratégicos del territorio nacional. Otro punto importante a considerar es que la tasa de lluvia provista por la recomendación ITU-R P.837 es una estimación dada para todo el año, esto significa que no distingue entre las cuatro estaciones del año (primavera, verano, otoño, invierno), así que al ser utilizada como entrada de la recomendación ITU-R P.618, los diseñadores de las estaciones terrestres utilizan la misma aproximación de la atenuación por lluvia en todo momento, lo cual trae como consecuencia que la mayor parte del tiempo exista un excedente de potencia intentando compensar un nivel de atenuación que podría no estar presente en el enlace satelital. Así, un trabajo futuro podría consistir en generar mapas de atenuación por lluvia para cada estación del año, incluso mediciones en vivo provistas por las estaciones meteorológicas automáticas podrían ser utilizadas para generar mapas de atenuación por lluvia, donde un objetivo final podría consistir en implementar esta metodología en un procesador digital de señales para obtener una aproximación en tiempo real de la atenuación por lluvia esperada en un cierto territorio, abriendo la posibilidad de implementar sistemas adaptivos de potencia para el diseño de estaciones terrenas.

5.4 DESARROLLO E IMPLEMENTACIÓN DE HERRAMIENTAS COMPLEMENTARIAS AL ESTUDIO DEL MODELADO DE CANAL.

En el capítulo anterior se mencionó que una parte complementaria al estudio del modelado de canal consiste en el desarrollo de herramientas o mecanismos que permitan evaluar y combatir las afectaciones producidas por los canales inalámbricos. Por lo que en alusión a esto fueron desarrolladas una serie de herramientas descritas previamente en la metodología haciendo uso de MATLAB y del procesador digital de señales DSK6713, de las cuales los resultados obtenidos son mostrados a continuación.

5.4.1 IMPLEMENTACIÓN DE UNA CADENA DE COMUNICACIONES BASADA EN LA CAPA FÍSICA DEL ESTÁNDAR 802.16e (WIMAX).

5.4.1.1 Modulación 16-QAM

Los resultados obtenidos para la primera etapa del modelo correspondiente al esquema de modulación 16-QAM, donde la transmisión de los datos se ve afectada por la presencia de un canal Gaussiano son mostrados a continuación. Destacando que con el propósito de establecer una correspondencia directa entre la SNR y la E_bN_o , el valor de R correspondiente a la tasa de transmisión en bits/seg, fue definido como unitario en base a una expresión válida para cualquier sistema de comunicaciones digital que relaciona la SNR con la E_bN_o de la siguiente manera [16].

$$SNR = (E_bN_o)R \quad (5.4)$$

De esta manera la curva correspondiente a la tasa de error en el bit (BER) para el sistema fue determinada, donde primeramente los resultados obtenidos a partir de la implementación del código M-file (incluido en el ANEXO A) son mostrados en la Figura No. 5.23.

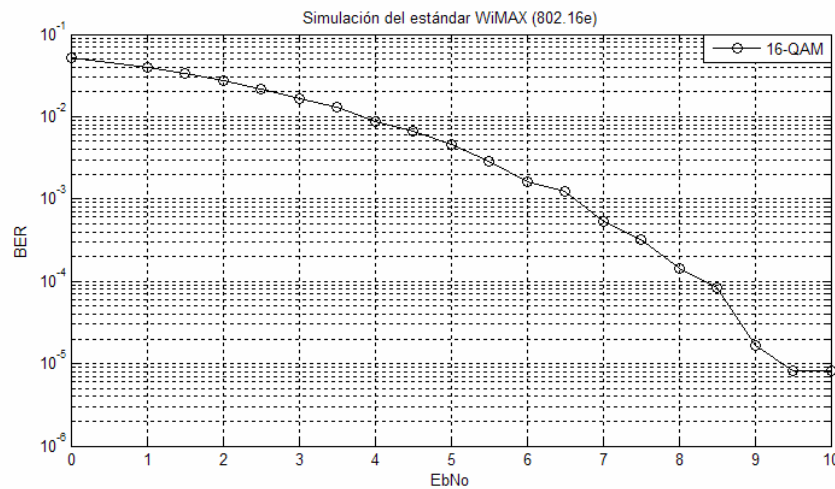


Figura No. 5.23. Curva que representa la tasa de error en el bit del sistema de comunicaciones correspondiente a la modulación 16-QAM "Código M-file".

Para obtener la estimación de la tasa de error en el bit, el sistema de comunicaciones fue evaluado con 30,000 símbolos (datos) aleatorios de entrada, una variación de la E_bN_o de 0dB a 10dB con pasos equidistantes de 0.5dB, en tanto que la tasa de transmisión R fue fijada a una velocidad de 1bps. Los resultados de la simulación muestran que a medida que se incrementa la relación E_bN_o la tasa de error (BER) decrece, destacando el nivel donde la $E_bN_o = 9.5$ dB como el valor en el cual la tasa de error se estabiliza ($BER = 8.3^{-6}$) con aproximadamente 8.3 bits con error por cada millón recibidos. Una vez adquirido este punto, aunque la relación de la energía de bit a ruido continúe incrementándose, el límite en la tasa de error se ha alcanzado y por lo tanto no podrá decrecer más. Por lo que para conseguir reducir la tasa de error es necesario adicionar al sistema un esquema de codificación para poder corregir errores.

Por su parte, la Figura No. 5.24; muestra de igual forma la estimación de la tasa de error en el bit (BER) para la primera etapa del modelo, pero en esta ocasión partiendo del diagrama a bloques implementado en Simulink (incluido en el ANEXO B), considerando 30,000 símbolos (datos) aleatorios de entrada, una variación de la relación señal a ruido (SNR) de 0dB a 10dB con pasos equidistantes de 1dB, y asumiendo una tasa de transmisión R de 1bps. Estableciendo una correspondencia directa en la variación de la relación señal a ruido (SNR) y la energía de bit a ruido (E_bN_o) basados en (5.4).

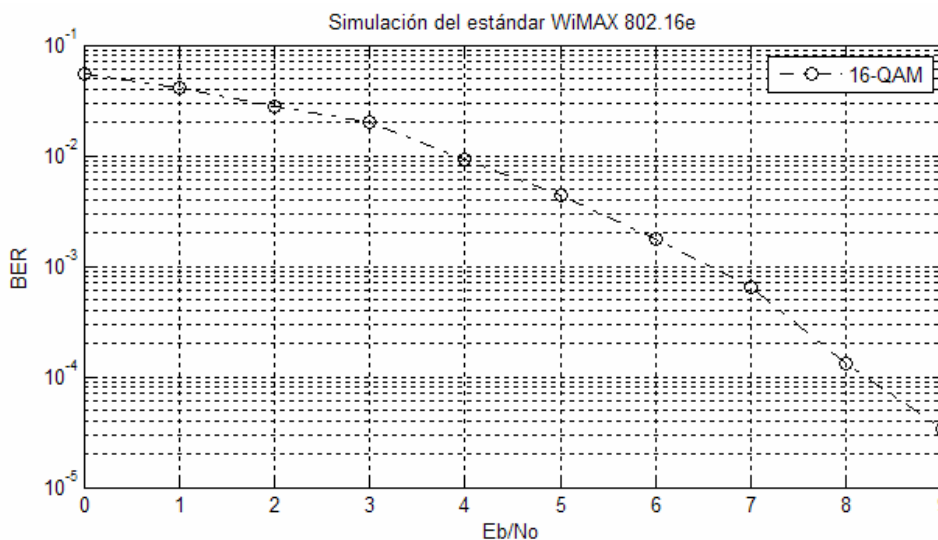


Figura No. 5.24. Curva que representa la tasa de error en el bit empleando la modulación digital 16-QAM en presencia de un canal Gaussiano "Modelo en Simulink".

Los resultados de la simulación muestran que a medida que existe un incremento en la relación de E_bN_o , los errores disminuyen. Tomando como referencia el punto inicial en el que la E_bN_o es igual a cero, es posible observar que con esa razón de E_bN_o se tienen aproximadamente 5 bits con error por cada 100 bits transmitidos, en tanto que si se considera un valor más alto de E_bN_o , por ejemplo E_bN_o igual a 9, el sistema presenta únicamente 3 bits con error por cada 100,000 bits transmitidos. En el caso en que la E_bN_o toma el valor de 10 el sistema no presenta errores, es por eso que no aparece dicho valor de E_bN_o en la curva descrita anteriormente.

5.4.1.2 Código de bloques Reed Solomon RS(64,48)

Los resultados obtenidos para la segunda etapa del modelo correspondiente al esquema de modulación 16-QAM operando de manera conjunta con el código de bloques Reed Solomon (64,48) son mostrados a continuación.

En primera instancia, los resultados de la implementación del código M-file (incluido en el ANEXO A) donde se estima la tasa de error en el bit para el sistema es mostrada en la Figura No. 5.25.

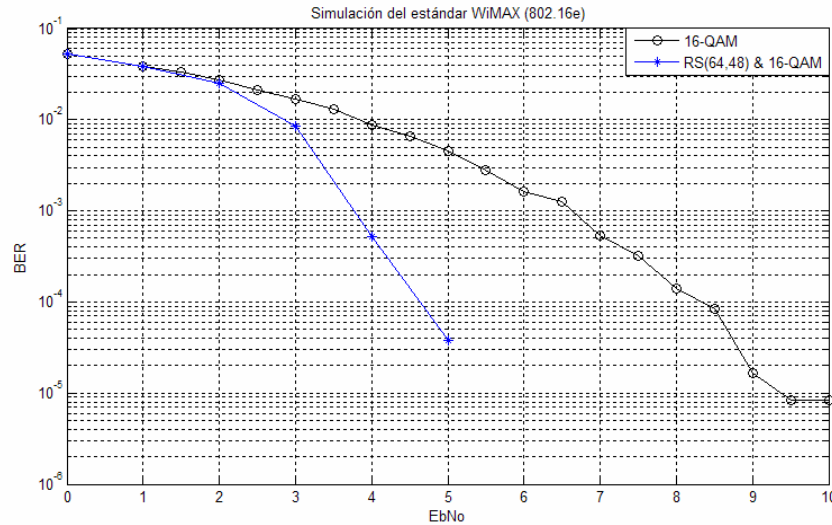


Figura No. 5.25. Curva que representa la tasa de error en el bit del sistema de comunicaciones empleando la codificación Reed Solomon y la modulación 16-QAM “Código M-file” (Original en colores).

La figura anterior muestra dos curvas de la tasa de error en el bit, la primera de ellas corresponde al caso en el que únicamente se consideró el esquema de modulación 16-QAM, en tanto que la segunda describe la nueva curva obtenida después de añadir el código corrector de errores Reed Solomon. De nueva cuenta el sistema fue evaluado con 30000 símbolos (datos) aleatorios de entrada, una variación de la E_bN_o de 0dB a 10dB pero esta vez considerando pasos equidistantes de 1dB con el propósito de reducir el tiempo de simulación ya que para obtener los resultados de este análisis el tiempo aproximado fue de 12 horas, además la tasa de transmisión $R = 1$ bps fue preservada.

Los resultados de la simulación muestran una reducción considerable en el número de errores presentes en el sistema. Por ejemplo cuando la $E_bN_o = 4$ dB, en la primera curva la probabilidad de error en el bit es aproximadamente $BER = 9 \times 10^{-3}$ (9 errores por cada mil bits recibidos), mientras que en el sistema al cual se agregó la codificación RS(64,48) la tasa de error en el bit es aproximadamente $BER = 5 \times 10^{-4}$ (5 errores por cada 10,000 bits recibidos), es decir que se tienen menos errores. Incluso puede observarse que cuando la E_bN_o es mayor a 5dB el sistema deja de tener errores.

Por otro lado, la Figura No. 5.26; muestra la tasa de error en el bit (BER) para la segunda etapa del modelo (Código de bloques Reed Solomon RS(64,48)) producida por el modelo implementado en Simulink (ANEXO B), donde de igual forma se preserva la curva correspondiente a la tasa de error obtenida para el primer caso (Modulación 16-QAM). El resultado de la simulación fue obtenido bajo las mismas condiciones que se impusieron para el primer modelo, es decir considerando 30,000 símbolos (datos) aleatorios de entrada, una variación de la relación señal a ruido (SNR) de 0dB a 10dB, y estableciendo una correspondencia directa en la variación de la relación señal a ruido (SNR) y la energía de bit a ruido (E_bN_o).

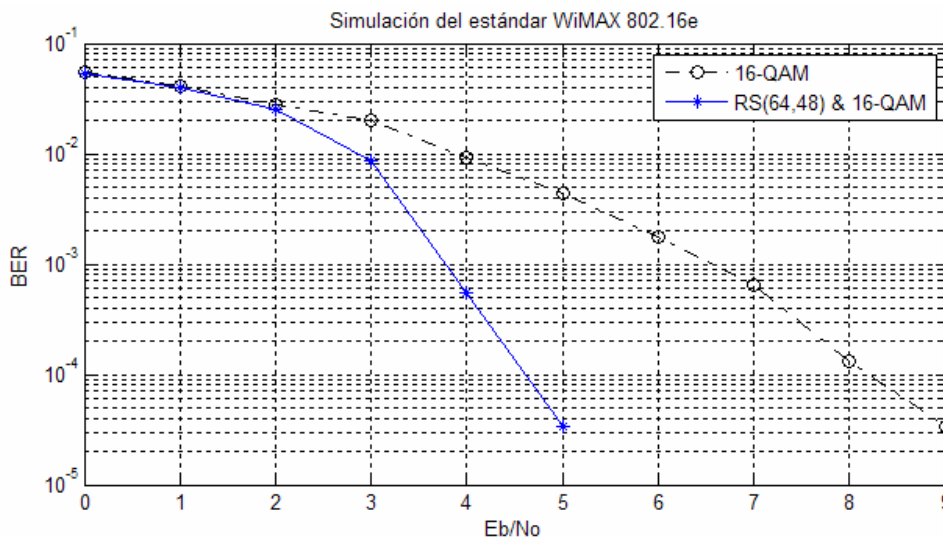


Figura No. 5.26. Curva que representa la tasa de error en el bit empleando la modulación digital 16-QAM y la codificación Reed Solomon (64,48) en presencia de un canal Gaussiano "Modelo en Simulink" (Original en colores).

Después de incluir en el sistema de comunicaciones el código de bloques Reed Solomon RS(64,48), de la nueva curva generada es mostrado que la tasa de error disminuye con mayor rapidez con respecto a lo observado en el primer sistema de comunicaciones, el cual no contaba con esquema codificación alguno y que sólo presentaba la modulación 16-QAM.

De esta manera, la contribución que el código de bloques Reed Solomon RS(64,48) realiza sobre el sistema es tan considerable que con un nivel en la E_bN_o ligeramente superior a 5dB deja de haber errores en el sistema.

Por lo tanto podemos concluir que adicionar el código de bloques hace que el sistema presente una mayor tolerancia ante el ruido del canal. Por otro lado, la norma 802.16e establece la inclusión de un segundo esquema de codificación correspondiente al código convolucional, con lo que será posible reducir aún más la tasa de error en el bit.

5.4.1.3 Código convolucional CC(2/3,7)

El análisis anterior permitió corroborar que la tasa de error en el bit (BER) disminuye al incluir en el sistema un código corrector de errores. En esta sección los resultados después de adicionar

un segundo esquema de codificación correspondiente al código convolucional CC(2/3,7), puesto en operación junto con el código de bloques RS(64,48) y la modulación 16-QAM son mostrados a continuación.

En primer lugar los resultados obtenidos a partir del código M-file implementado en MATLAB (incluido en el ANEXO A) son mostrados en la Figura No. 5.27.

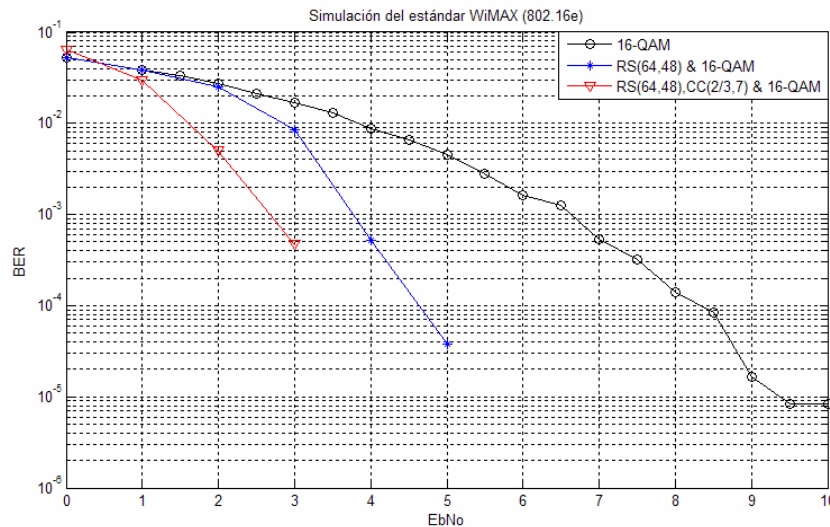


Figura No. 5.27. Curva que representa la tasa de error en el bit del sistema de comunicaciones empleando doble codificación Reed Solomon, Código Convolucional y la modulación 16-QAM "Código M-file" (Original en colores).

La figura anterior muestra los resultados de la tasa de error en el bit para tres casos, el primero considerando únicamente el esquema de modulación 16-QAM, el segundo después de haber añadido el código corrector de errores Reed Solomon RS(64,48), y el tercero después de haber adicionado un segundo codificador correspondiente al código convolucional CC(2/3,7). Para el análisis de este último, el sistema fue puesto en operación con 30000 símbolos (datos) aleatorios de entrada, una variación de la E_b/N_o de 0dB a 10dB con pasos equidistantes de 1dB y con la tasa de transmisión $R = 1$ bps, es decir que el sistema fue evaluado bajo las mismas condiciones siendo el tiempo de simulación aproximadamente de 16 horas.

Los resultados de la simulación muestran una reducción aún más significativa en el número de errores presentes en el sistema. Haciendo un análisis comparativo entre las tres curvas, por ejemplo cuando la $E_b/N_o = 3$ dB, en la primera curva la probabilidad de error en el bit es aproximadamente $BER = 9 \times 10^{-2}$ (9 errores por cada 100 bits recibidos), mientras que en el sistema al cual se agregó la codificación RS(64,48) la tasa de error en el bit es aproximadamente $BER = 8 \times 10^{-3}$ (8 errores por cada 1000 bits recibidos), en tanto que en el sistema al cual le fue agregado un segundo esquema de codificación CC(2/3,7) la tasa de error en el bit resultó ser aproximadamente $BER = 5 \times 10^{-4}$ (5 errores por cada 10,000 bits recibidos), de hecho en este último caso puede observarse que cuando la E_b/N_o es mayor a 3dB el sistema deja de presentar errores.

Por su parte, la Figura No. 5.28; muestra la tasa de error en el bit (BER) para el tercer modelo implementado en Simulink (ANEXO B), donde de igual manera las curvas obtenidas

previamente para los dos primeros modelos fueron preservadas. Destacando que para obtener la nueva curva, las condiciones empleadas fueron exactamente las mismas que las presentadas en los modelos anteriores.

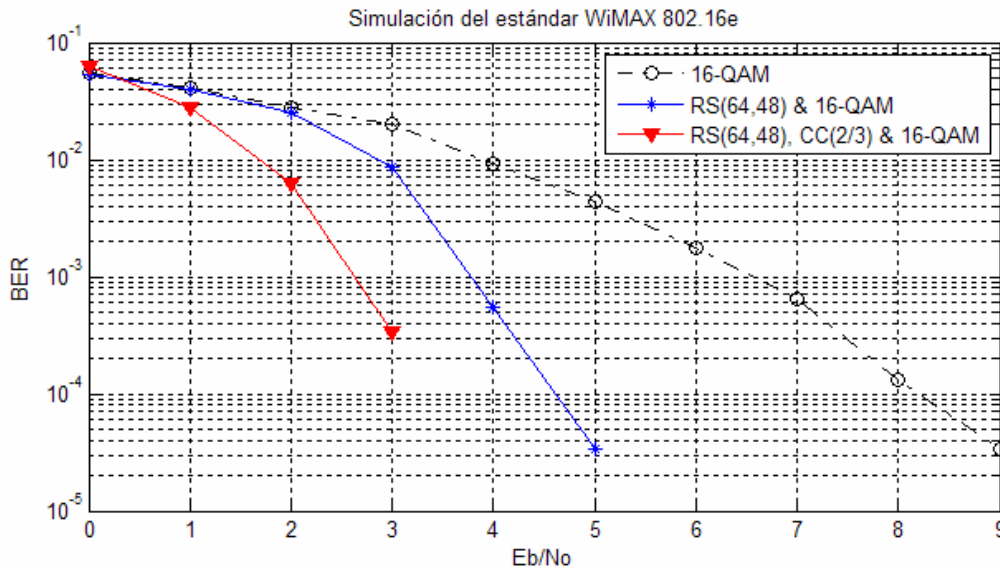


Figura No. 5.28. Curva que representa la tasa de error en el bit empleando la modulación digital 16-QAM, la codificación Reed Solomon (64,48) y el código convolucional CC(2/3) en presencia de un canal Gaussiano "Modelo en Simulink" (Original en colores).

Al introducir al sistema de comunicaciones un segundo esquema de codificación, es mostrado que la nueva curva generada disminuye la tasa de error de manera más eficaz tomando en cuenta lo observado con los anteriores esquemas. Puede observarse también que en los primeros casos, en los que la E_bN_o es muy pequeña (muy cercana a 0dB) incluso hay más errores que cuando no se cuenta con codificación esto debido a que el codificador agrega bits de redundancia los cuales implican un mayor manejo de información con un nivel de potencia muy pequeño y por tanto hay más errores. Pero cuando el nivel de potencia es incrementado la tasa de error comienza a ser más pequeña, lo que contribuye a que el algoritmo matemático empleado por el decodificar opere de una mejor manera y comience a utilizar los bits de redundancia para corregir errores consiguiendo que con ello se logre reducir aún más la tasa de error. Por otro lado, el hecho de añadir un segundo bloque codificador (Código convolucional CC(2/3)) al sistema implica que con un nivel en la E_bN_o ligeramente superior en este caso a los 3dB, los errores en el sistema dejen de presentarse. De esta manera, es posible concluir que agregar un segundo código corrector de errores hace que el sistema sea aún más robusto haciéndolo menos vulnerable ante la presencia de ruido del canal.

Por otro lado, en lo que concierne a las dos metodologías de distinta naturaleza utilizadas para efectuar el análisis, pudo comprobarse por medio de las curvas mostradas para cada una de las tres etapas que componen la cadena de comunicaciones que existe una relación directa entre las respuestas provistas por el código M-file desarrollado en MATLAB y el modelo análogo implementado en SIMULINK. De manera que independientemente del recurso utilizado el hecho de emplear la misma lógica y las mismas condiciones (parámetros) de análisis, dieron como resultado que el rendimiento del sistema resultara ser aproximadamente el mismo, siendo la única diferencia significativa el tiempo de simulación el cual resultó ser mucho menor empleando SIMULINK.

5.4.1.4 Transmisión y recepción de audio empleando la cadena de comunicaciones

El modelo implementado previamente en SIMULINK el cual describe la capa física del estándar 802.16e [17], fue modificado para llevar a cabo la transmisión y recepción de información de audio. Los resultados obtenidos son mostrados en la Figura No. 5.29; donde se muestra la tasa de error en el bit (*BER*) obtenida para el sistema de comunicaciones, el cual ha sido evaluado variando la relación *SNR* de 0dB a 10dB con pasos equidistantes de 1dB, tal como sucedió con los modelos anteriores teniendo como única diferencia que en lugar de considerar 30,000 símbolos aleatorios de entrada, ahora se cuenta con un archivo de audio cuya duración es de 60 segundos, lo cual trae consigo que al considerar que se extrae una muestra cada 1/8000 segundos, en 60 segundos se tienen 480,000 muestras.

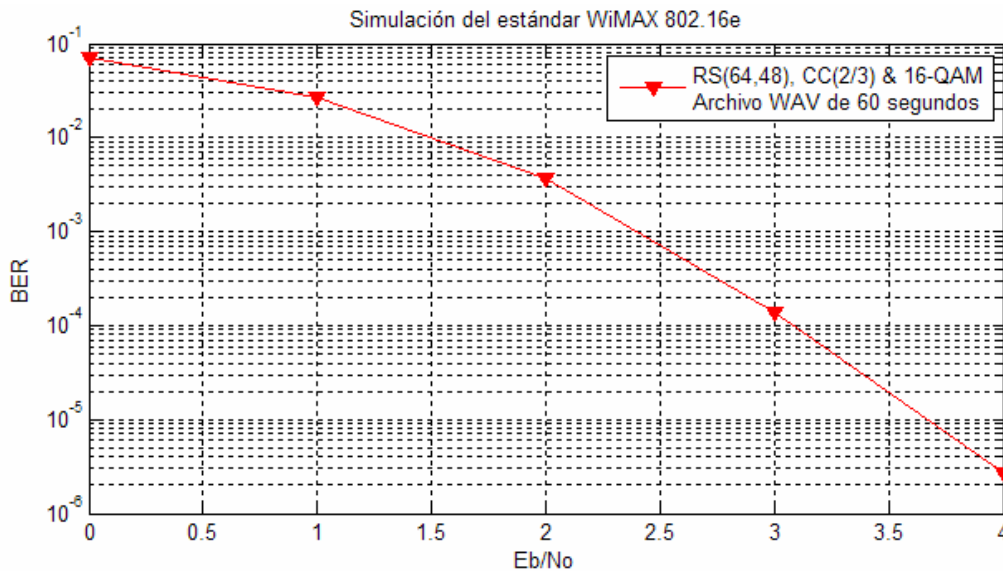


Figura No. 5.29. Curva que representa la tasa de error en el bit empleando la modulación digital 16-QAM, la codificación Reed Solomon RS(64,48) y el código convolucional CC(2/3), considerando como entrada una señal de audio en presencia de un canal Gaussiano (Original en colores).

Después de colocar a la entrada del sistema de comunicaciones un archivo de audio con un tiempo de simulación de 60 segundos. De la curva puede observarse que en los primeros casos, donde la E_bN_o es muy pequeña (como es el caso de 0dB) hay tantos errores como 1bit con error por cada 10 recibidos (10^{-1}). Pero a medida que el nivel de potencia es incrementado la tasa de error disminuye hasta llegar a cero, teniendo como última referencia de errores registrados en el sistema, el nivel correspondiente a una E_bN_o de 4dB donde la tasa de error es de aproximadamente 1bit erróneo por cada 1,000,000 recibido (10^{-6}). Así, cuando la E_bN_o es ligeramente superior a 4dB (4.1dB) la información es recuperada sin errores significativos ya que éstos no son perceptibles de manera audible por lo que una versión muy cercana a la original es recuperada. Por otro lado a pesar del procesamiento por el cual la información tiene que pasar el retraso en la señal resulta imperceptible. De esta manera, el análisis anterior permitió corroborar que es posible transmitir y recibir audio por medio del sistema implementado, lo que hace posible obtener una estimación del rendimiento del sistema a partir del cálculo de la tasa de error en el bit, abriendo la posibilidad de realizar pruebas adicionando nuevos canales.

5.4.2 IMPLEMENTACIÓN DE UN FILTRO ADAPTIVO CANCELADOR DE RUIDO EMPLEANDO SIMULINK Y EL PROCESADOR DIGITAL DE SEÑALES DSK6713 DE TEXAS INSTRUMENTS.

Los resultados del modelo correspondiente al filtro adaptivo cancelador de ruido basado en el algoritmo de mínimos cuadrados (*LMS*) [18-20] son mostrados a continuación. En primera instancia son presentados los resultados producidos por la simulación del modelo implementado en SIMULINK, el cual una vez verificado su correcto funcionamiento fue utilizado como base para realizar los cambios requeridos para realizar su transferencia al DSP. De esta manera, en segunda instancia son mostrados los resultados obtenidos de las mediciones producidas por la emulación del modelo exportado al procesador digital de señales DSK6713 de Texas Instruments.

Primeramente, los resultados de la simulación donde se muestra la estabilización (convergencia) gradual de los coeficientes del filtro en función del tiempo, son mostrados en la Figura No. 5.30.

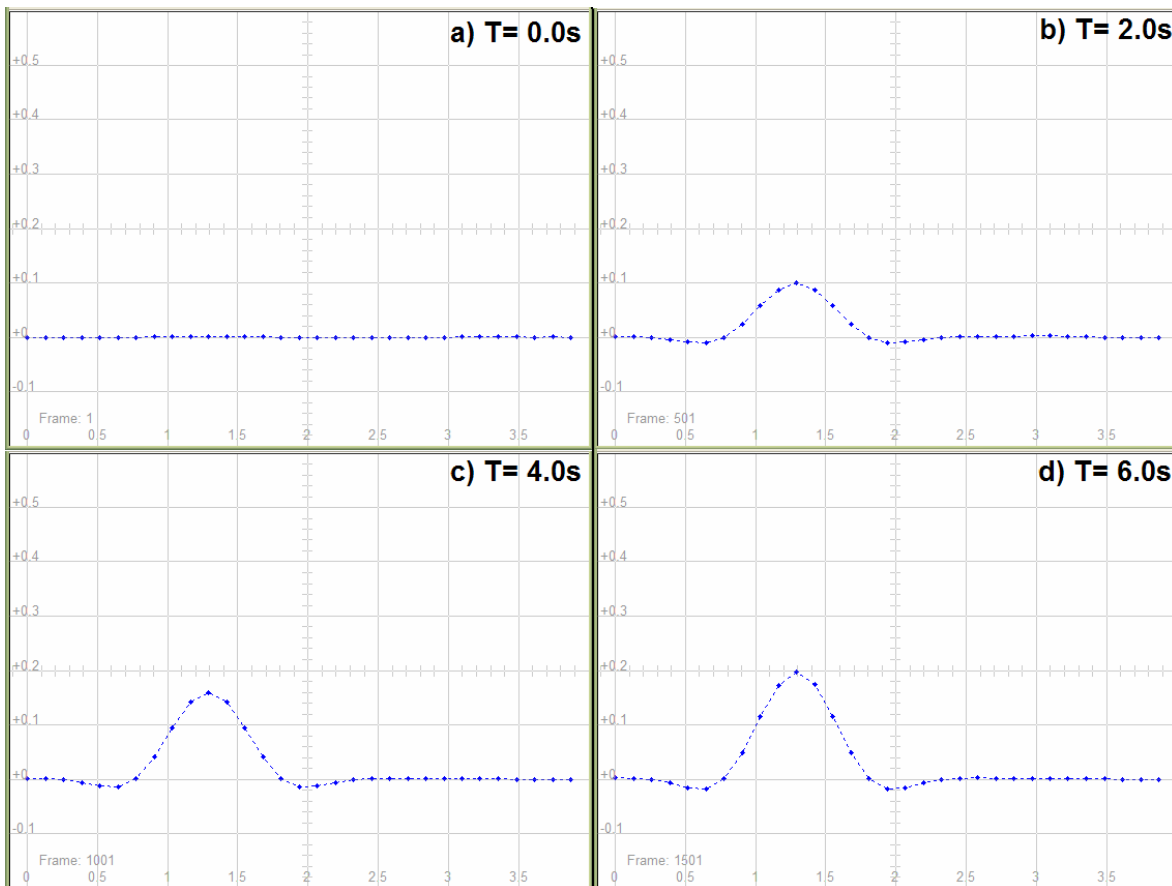


Figura No. 5.30. (a - d) Curvas que representan la estabilización gradual de los coeficientes del filtro en función del tiempo (Original en colores).

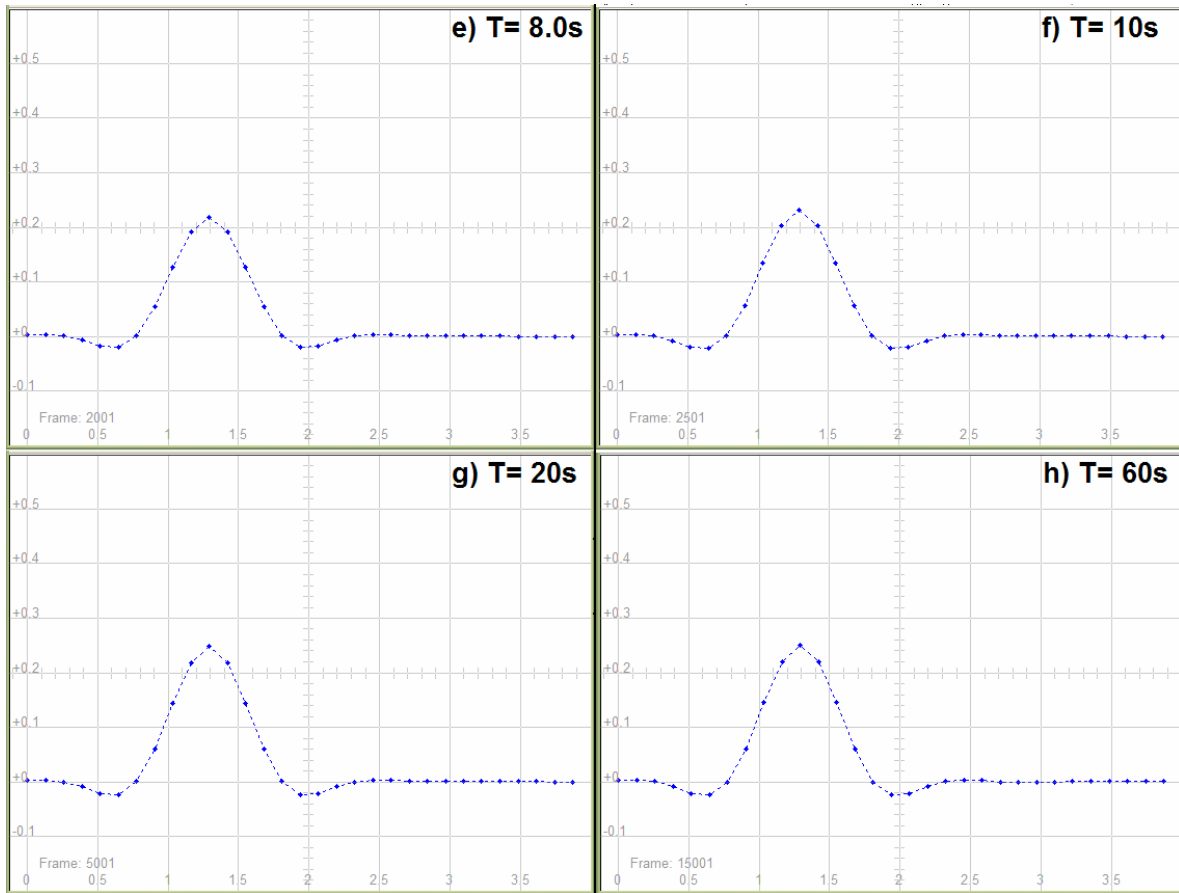


Figura No. 5.30. (e - f) Curvas que representan la estabilidad gradual de los coeficientes del filtro en función del tiempo (Original en colores).

En la figura anterior, de la curva a) a la f) se muestran pasos equidistantes de dos segundos, siendo el tiempo de simulación $T=10$ segundos donde es posible observar la tendencia de los coeficientes a estabilizarse en un nivel cercano a 0.25, valor en el que perceptiblemente el ruido impuesto sobre la señal deja de ser escuchado, produciéndose con ello la cancelación del ruido. Las dos curvas restantes (g) y h) fueron colocadas con el propósito de mostrar que aunque el tiempo de simulación continúe su curso, el nivel de estabilidad no varía de manera significativa, no obstante la diferencia entre la señal deseada y la mejor aproximación dada por el filtro adaptivo nunca llega a ser cero.

Una segunda respuesta fue obtenida a la salida del restador, lugar donde gradualmente se produce una mejor aproximación de la señal de entrada. La respuesta en este punto representa una aproximación muy cercana a lo que podría ser observado si se colocara un osciloscopio a la salida del sistema, donde paulatinamente podría apreciarse como la componente de ruido desaparece preservándose únicamente la señal correspondiente al audio.

La Figura No. 5.31; muestra la salida final concerniente a la simulación del filtro cancelador de ruido, donde la señal afectada puede ser observada a través de distintas etapas en las que es posible corroborar la desaparición gradual del ruido.

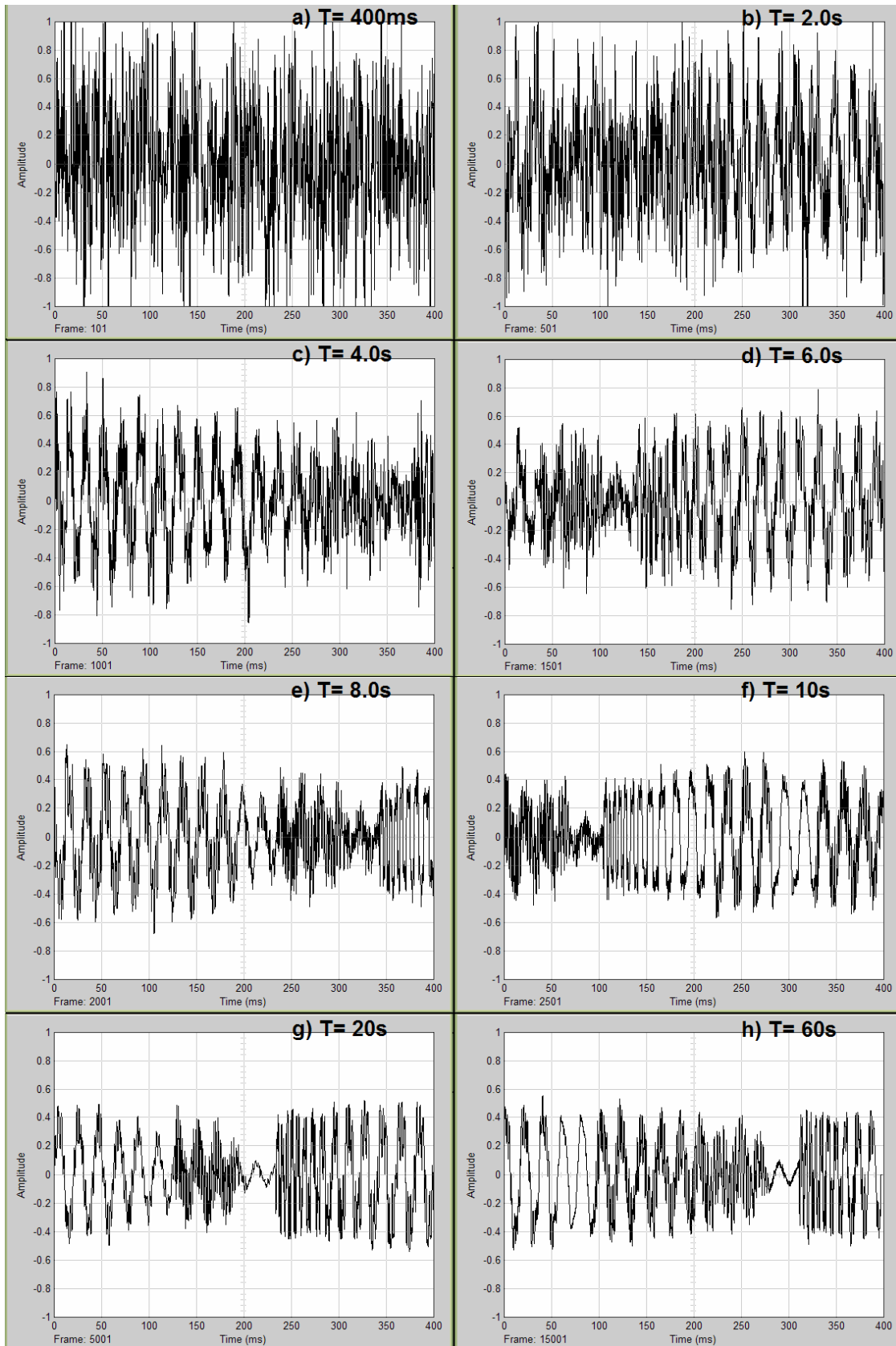


Figura No. 5.31. Curvas (a - h) que representan la eliminación gradual del ruido de la señal de entrada.

En la figura anterior, para presentar una analogía con las curvas obtenidas previamente en las que fue mostrado el ajuste paulatino de los coeficientes del filtro adaptivo, se consideraron los mismos casos teniendo como única diferencia que el tiempo inicial no fue considerado ser cero, ya que de haberlo hecho así no hubiera sido posible observar señal alguna. Por lo que con el objetivo de mostrar el ruido inicial se consideró como primera referencia 400ms, tiempo en el que idealmente 100 tramas han sido ya procesadas por el sistema. De esta manera es posible observar que una vez transcurridos 10 segundos de la simulación, los coeficientes del filtro adaptivo casi han conseguido estabilizarse proporcionando con ello una señal perceptiblemente libre de ruido tanto de manera gráfica como auditiva, logrando conservar esta tendencia hasta el final de la simulación (60 segundos).

Así una vez presentados los resultados concernientes a la simulación del modelo implementado en Simulink, a continuación por medio de la Figura No. 5.32 son mostradas las mediciones producidas por la emulación después de haber transferido el modelo del filtro adaptivo cancelador de ruido al procesador digital de señales DSK6713; para el cual la señal de entrada fue provista desde una computadora portátil conectada al puerto de entrada del DSP *Line-In*, mientras que la salida fue monitoreada en el puerto *Line-Out* de la tarjeta haciendo uso de un osciloscopio digital.

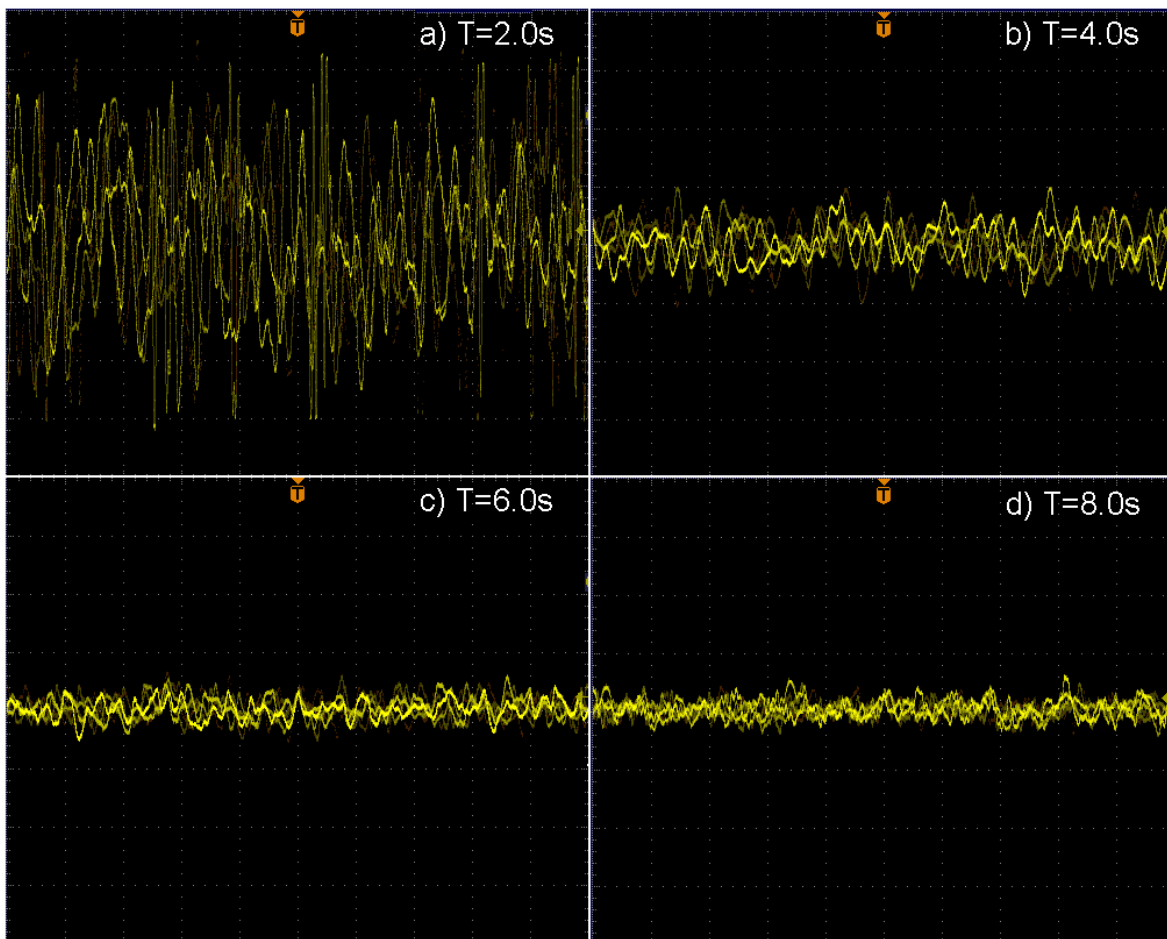


Figura No. 5.32. Mediciones (a - d) que muestran la eliminación gradual del ruido en la señal de entrada (Original en colores).

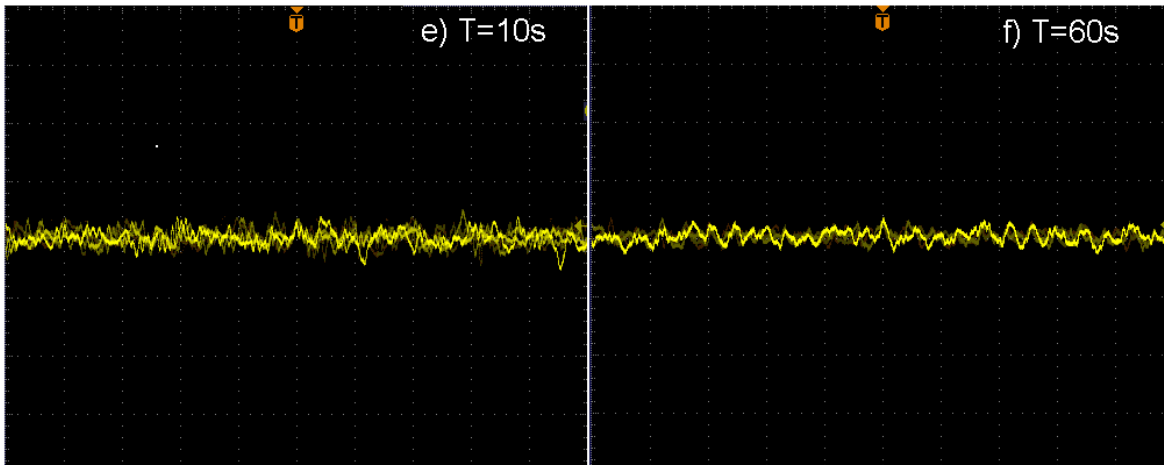


Figura No. 5.32. Mediciones (e) - f) que muestran la eliminación gradual del ruido en la señal de entrada (Original en colores).

La figura anterior muestra las mediciones obtenidas en el puerto de salida (*Line-Out*) del procesador digital de señales, donde es posible observar el proceso de filtrado en tiempos distintos. La escala del osciloscopio fue establecida en 500mV por cuadro, con el objetivo de observar la distorsión inicial producida por el ruido del canal. La primera medición (a) fue tomada 2 segundos después de haber sido iniciado el proceso de filtrado, y es ahí donde la presencia del ruido es más severa. Posteriormente la eliminación gradual del ruido es mostrada con pasos equidistantes de 2 segundos hasta llegar a 10 (b) - e) donde la convergencia de los coeficientes es alcanzada, lo que permite observar el nivel de 1volt pico a pico correspondiente a la señal de audio. La medición final fue tomada una vez transcurridos 60 segundos para mostrar que la señal de audio permanece libre de ruido producto de la estabilidad de los coeficientes, tendencia que será mantenida mientras el filtro continúe en operación. Los resultados aquí mostrados permiten concluir que es posible exportar un modelo implementado en Simulink al procesador digital de señales DSK6713 de manera casi transparente, y con una respuesta acorde a lo esperado, lo que abre la posibilidad de experimentar con otros modelos.

5.4.3 TRANSFERENCIA DEL MODELO CORRESPONDIENTE A LA “MODULACIÓN 16-QAM: (Simulink)”, AL PROCESADOR DIGITAL DE SEÑALES DSK6713.

En esta sección son mostrados los resultados de la emulación sobre el procesador digital de señales DSK6713 del modelo basado en el esquema de modulación 16-QAM descrito en la sección 4.4.1.1 Donde de nueva cuenta, la señal de prueba fue tomada de una computadora portátil conectada al DSP por medio de un cable de audio (conectores macho de 3.5 mm).

En la Figura No. 5.33; se muestra una comparación entre la señal de audio colocada a la entrada, y la señal recuperada después de haber sido procesada por el sistema de comunicaciones emulado. Por lo que la señal fue medida con un osciloscopio digital tanto en el puerto de salida de audio de la computadora (*head phones*) como en el puerto *Line-Out* del DSP.

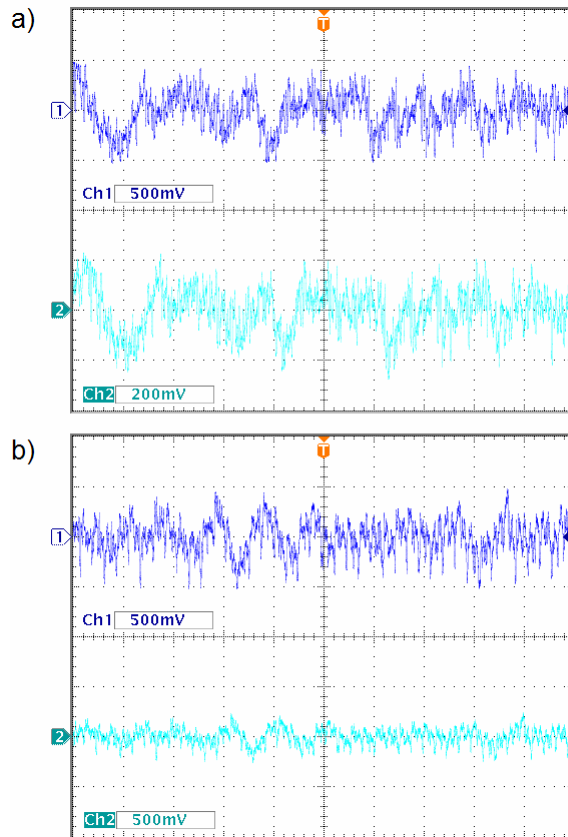


Figura No. 5.33. Señal de audio medida a la salida la computadora (canal 1 “Azul”) y a la salida del sistema 16-QAM (canal 2 “Verde”), a) 30 segundos después del inicio de la reproducción, b) 60 segundos después del inicio de la reproducción (Original en colores).

La figura anterior muestra en a) la señal de audio 30 segundos después de iniciada la reproducción, de donde es posible observar que en la medición realizada directamente a la salida de la computadora (canal 1 “Azul”) el valor pico a pico es de aproximadamente 1 volt, mientras que en la señal medida a la salida del DSP (canal 2 “Verde”) el valor pico a pico es de aproximadamente 0.5 volts, no obstante la señal resultó ser idéntica a la original presentando únicamente un ligero retardo el cual es perceptible visualmente. En b) la señal de audio fue medida 60 segundos después de iniciada la reproducción, donde de igual forma puede observarse la información recuperada, sólo que en esta ocasión ambos canales fueron puestos a la misma escala (500mV por cuadro) para observar con mayor claridad la diferencia en el voltaje pico a pico entre ambas señales. De las mediciones anteriores puede observarse que no existe una variación significativa entre ellas, lo que trae como consecuencia que la segunda resulte en una muy buena aproximación de la señal original, lo cual además de poder ser constatado de manera gráfica puede ser percibido de forma auditiva donde incluso el retardo mencionado anteriormente resulta imperceptible.

De esta manera, es posible concluir que el modelo funciona de manera adecuada ya que la señal proveniente de la fuente externa pudo ser recuperada sin distorsión alguna, teniendo como inconvenientes que la señal a la salida del DSP resultó ser atenuada aproximadamente 500mV con respecto a la señal original, además de que presentó un ligero retardo producto del procesamiento de la señal al interior del DSP.

5.4.4 IMPLEMENTACIÓN DE UN MODEM DIGITAL FSK EMPLEANDO DOS PROCESADORES DIGITALES DE SEÑALES (DSK6713), PARA LA OPERACIÓN INDEPENDIENTE DEL TRANSMISOR Y DEL RECEPTOR.

En esta sección se ha propuesto el diseño de un *MODEM* digital basado en la modulación FSK (*Frequency Shift Keying*) [21], partiendo de un modelo inicialmente probado en Simulink, el cual posteriormente fue exportado a dos procesadores digitales de señales, con el objetivo de transferir información entre dos DSPs.

5.4.4.1 Implementación del modulador digital FSK: (Simulink)

Comenzando con el modelo implementado en SIMULINK, la Figura No. 5.34; muestra los resultados de las pruebas efectuadas sobre el modulador FSK, donde tanto la entrada como la salida del sistema fueron monitoreadas.

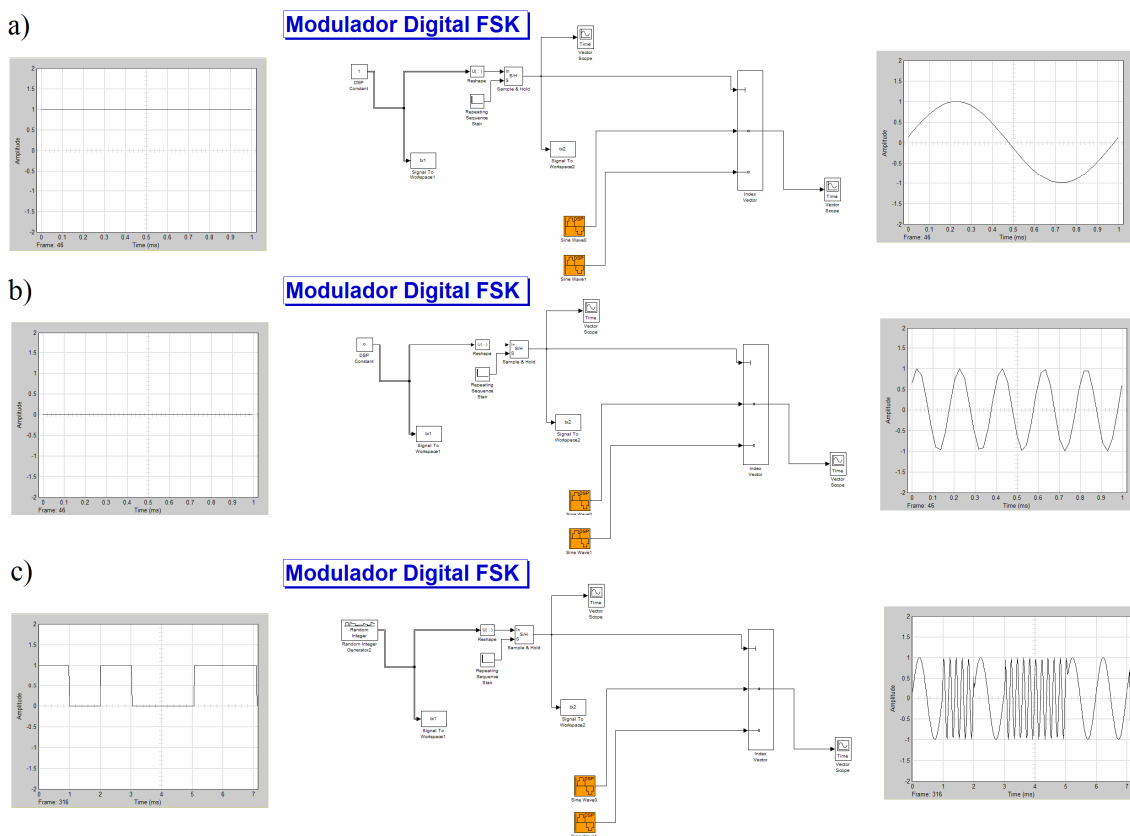


Figura No. 5.34. Modulador digital FSK prototipo, a) Señal modulada durante 1ms con un “1” lógico a la entrada, b) Señal modulada durante 1ms con un “0” lógico a la entrada, c) Señal modulada durante 7ms para una secuencia aleatoria de entrada.

En la figura anterior, en a) el modelo fue probado durante 1 milisegundo con una entrada constante que representa el valor de un “1” lógico haciendo uso del bloque (*DSP Constant*) colocado en lugar del bloque (*Random Integer Generator*), donde puede observarse que la salida del sistema describe una curva correspondiente a una sinusoidal de 1KHz. Por su parte en b) el valor de la constante fue modificada por un valor que representa un “0” lógico el cual fue

probado de igual forma durante 1 milisegundo, donde puede verificarse que la salida cambia a una sinusoidal con una frecuencia de 5KHz. Por otro lado en c), se muestra la señal modulada correspondiente a la secuencia de entrada “1 0 1 0 0 1 1” producida por el bloque (*Random Integer Generator*) durante 7 milisegundos de operación del modulador. De los resultados obtenidos de la simulación se puede concluir que la respuesta es la misma a la que fue mostrada en la descripción teórica de la modulación FSK, lo que permite confirmar que el modelo funciona. Reiterando que fue diseñado para modular información digital de baja velocidad por lo que su correcto funcionamiento ocurre con señales cuyo periodo es teórica y estrictamente menor a 500Hz.

5.4.4.2 Implementación del demodulador digital FSK: (Simulink)

Por su parte, en la Figura No. 5.35 se muestran los resultados de las pruebas realizadas sobre el demodulador FSK, donde es posible observar tanto las señales de entrada como las de salida.

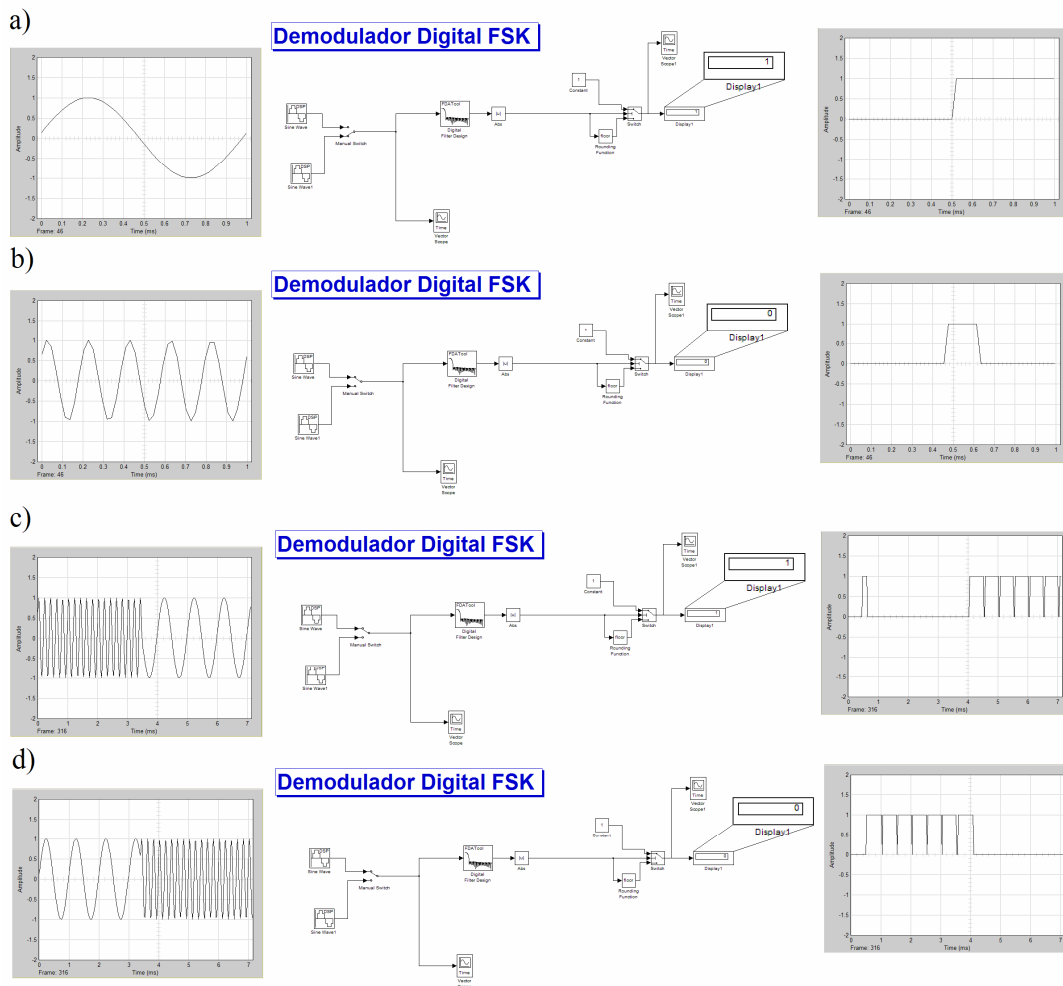


Figura No. 5.35. Demodulador digital FSK prototipo, a) y b) Demodulación durante 1ms (1KHz y 5KHz respectivamente), c) y d) Demodulación durante 7ms de una señal de entrada compuesta el 50% por 1KHz y 5KHz invirtiendo el orden de aparición respectivamente .

En la parte a) de la Figura No. 5.35; se muestra que para una señal de entrada correspondiente a 1KHz el sistema tarda aproximadamente medio milisegundo en establecer el nivel alto, situación que sólo ocurre cuando el sistema es inicializado o existe una transición (cambio a nivel bajo). Por su parte en b) donde la entrada corresponde a una señal de 5KHz también se puede observar que el sistema tarda aproximadamente medio milisegundo en establecer el nivel bajo, situación que de igual forma sólo ocurre cuando el sistema es inicializado o se presenta una transición (cambio a nivel alto). Por otro lado, tanto en c) como en d) el sistema fue probado con ambas señales a la entrada durante siete milisegundos ocupando cada una el 50% del tiempo. Comenzado con c) donde la señal de 1KHz precede a la de 5KHz, teniendo como resultado de la simulación que el sistema es capaz de distinguir entre ambas señales para asignar un nivel lógico a cada una, de donde es posible observar que en un principio el sistema establece el nivel alto asociado a 1KHz el cual es mantenido hasta detectar la aparición de la señal de 5KHz punto a partir del que se produce el establecimiento del nivel bajo, enfatizando que siempre que un nivel alto sea provisto por el sistema pequeñas transiciones a cero estarán presentes en la salida debido a los cruces por cero que presenta la señal de 1KHz los cuales son instantes interpretados por el demodulador como un “0” lógico.

Para terminar con las pruebas en d) la señal de 5KHz fue generada antes de la de 1KHz, de la misma manera pudo observarse el cambio en el nivel lógico (de bajo a alto) en respuesta al cambio de frecuencia, tomando en cuenta la aparición de los mismos factores como las transiciones a cero estando en el nivel alto, además del tiempo de establecimiento (medio milisegundo) al inicio y entre un nivel y otro.

De los resultados obtenidos se puede concluir que el diseño del demodulador FSK propuesto es capaz de distinguir entre dos frecuencias de entrada (1KHz y 5KHz), pero se requiere de al menos medio milisegundo para determinar si se trata de un “1” lógico o de un “0” lógico.

Por otro lado, en la Figura No. 5.36; se muestra la operación conjunta del modulador y del demodulador (*MODEM FSK*), con el objetivo de efectuar una prueba más rigurosa sobre los sistemas implementados.

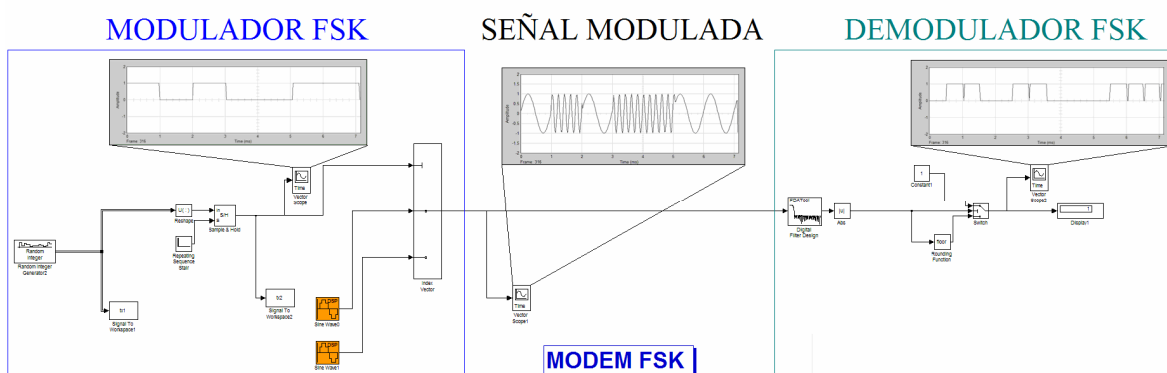


Figura No. 5.36. Diagrama a bloques del Modulador-Demodulador FSK.

La figura anterior muestra la unión de los diagramas correspondientes al transmisor y al receptor FSK. La primera gráfica muestra los niveles lógicos correspondientes a la secuencia de entrada “1 0 1 0 0 1 1” proporcionada por el generador de números aleatorios. La segunda corresponde a la salida del modulador donde se puede observar la asignación de la señal de

1KHz para el nivel alto y de 5KHz para el nivel bajo, lo cual conforma la señal modulada. Finalmente la gráfica situada en el receptor despliega la información recuperada de la cual es posible observar que su reconstrucción corresponde a la secuencia originalmente transmitida, no obstante ésta presenta un retardo de aproximadamente medio milisegundo además de las ya mencionadas transiciones a cero presentes en el nivel alto. De esta manera, la respuesta obtenida de la simulación permite establecer que el sistema puede ser utilizado como un prototipo para efectuar la transmisión y la recepción de información digital empleando el esquema de modulación FSK.

5.4.4.3 Modificaciones en los modelos para su exportación al DSP

Con base en los modelos implementados y probados en SIMULINK, fueron realizadas las modificaciones para llevar a cabo su implementación sobre los procesadores digitales de señales DSK6713, por lo que los resultados producidos de las mediciones realizadas son mostrados a continuación.. De esta manera, tanto en la Figura No. 5.37 como en la Figura No. 5.38; puede observarse la salida del modulador FSK medida con un osciloscopio digital en el puerto *Line Out* del DSP.

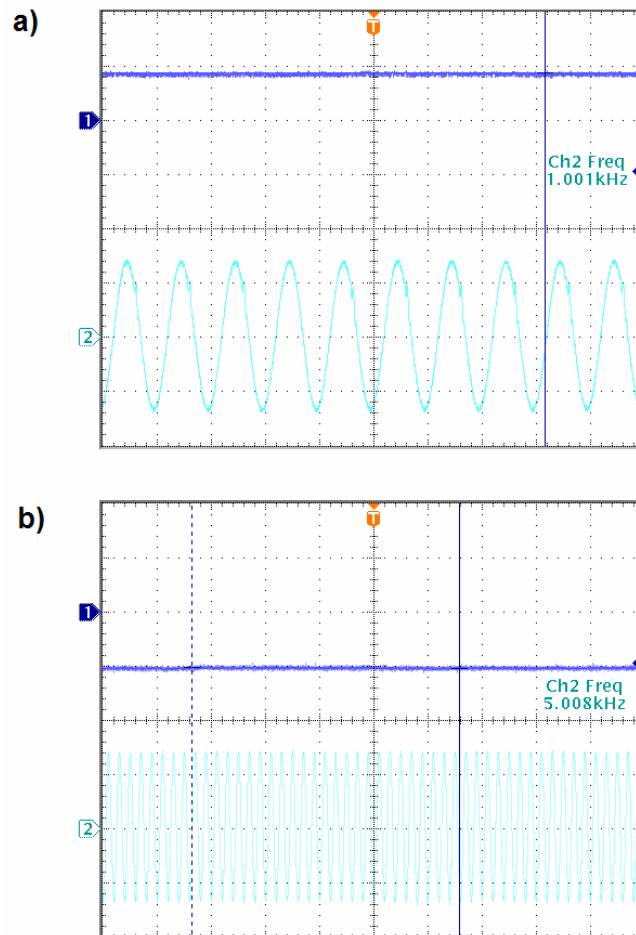


Figura No. 5.37. Mediciones a la salida del modulador FSK: a) respuesta a un nivel alto constante, b) respuesta a un nivel bajo constante (Original en colores).

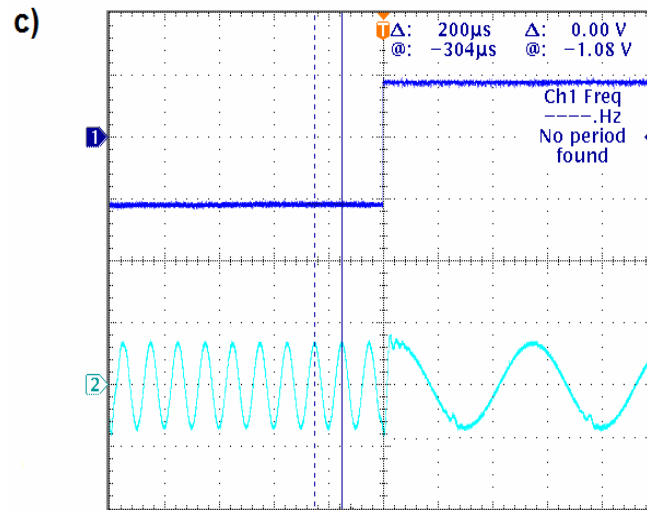


Figura No. 5.38. Mediciones a la salida del modulador FSK: c) señal modulada en respuesta a un cambio de nivel pasando de un estado bajo a un estado alto (Original en colores).

En la Figura No. 5.37 se muestran dos mediciones. En a) puede observarse la respuesta del modulador a un nivel alto constante donde puede verificarse la generación de una señal sinusoidal de 1KHz. En b) la respuesta fue medida a partir de presentar como entrada un nivel bajo constante donde puede constatararse la generación de una señal con una frecuencia de 5KHz.

Por otro lado en la Figura No. 5.38 correspondiente a la prueba c), el sistema fue probado con una señal cuadrada (simulando la información digital) para verificar que la señal modulada posee una relación directa con el tren de bits a la entrada, lo cual pudo ser comprobado cuando el sistema pasó de generar una señal de 5KHz a una señal de 1KHz en respuesta al cambio en el nivel lógico.

De esta manera, en base a las respuestas mostradas anteriormente y después de efectuar varias pruebas, es posible concluir que el modulador opera de manera adecuada para transmitir información digital (señales cuadradas) cuyo periodo no sea mayor a (1/3.5 segundos), ya que al ser probado con mayores velocidades (frecuencias más altas) de entrada la respuesta del sistema resultó ser equívoca al perderse la sincronía.

Por otro lado, en el demodulador las pruebas consistieron en utilizar de nueva cuenta el generador de funciones para proveer en esta ocasión como entrada señales sinusoidales con una amplitud de 1volt pico considerando en primer lugar una frecuencia de 5KHz y en segundo lugar una frecuencia de 1KHz, para observar la generación de los niveles lógicos correspondientes a cada portadora.

En la Figura No. 5.39; puede observarse la señal demodulada para ambos casos, la cual fue medida en el puerto *Line Out* del segundo DSP.

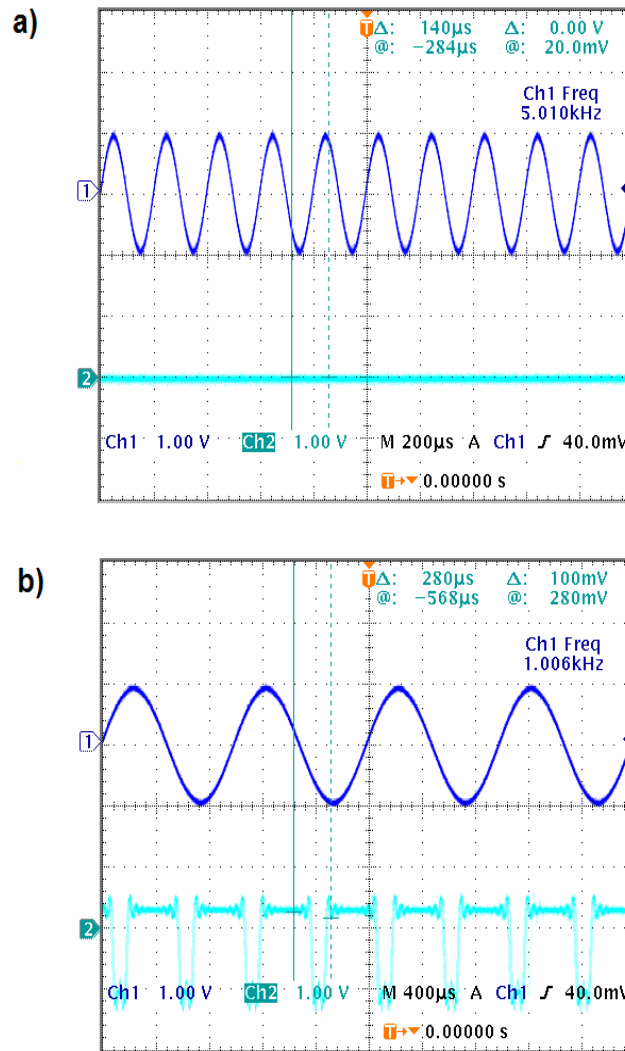


Figura No. 5.39. Señal FSK demodulada medida a la salida del segundo DSP, considerando dos sinusoidales como entrada: a) 5KHz y b) 1KHz (Original en colores).

La figura anterior muestra los resultados de las mediciones realizadas en el demodulador. En a) puede observarse el establecimiento del nivel bajo constante a consecuencia del filtrado efectuado sobre la señal de frecuencia más alta, es decir considerando el caso en el que la señal de entrada corresponde a 5KHz. Por otro lado, en b) puede observarse la respuesta a la sinusoidal de entrada de 1KHz donde puede verificarse el establecimiento del nivel alto, no obstante existen rápidas transiciones al nivel bajo tal como sucedía en la simulación del modelo a consecuencia de la condición impuesta en el nivel de umbral para los instantes en que la señal tiene su cruce por cero. Así, a partir de las pruebas realizadas en el demodulador es posible concluir que si bien éste es capaz de distinguir entre las dos frecuencias provistas por la señal modulada, es necesario tener en cuenta las transiciones a cero presentes durante el establecimiento del nivel alto.

De esta manera, una vez probados los modelos de manera independiente, la prueba final consistió en poner en operación dos DSP tomando el papel del transmisor y del receptor, para realizar la transferencia de información digital bajo condiciones reales.

Los resultados obtenidos fueron divididos en dos partes. En la Figura No. 5.40; se muestra la información digital transmitida con una frecuencia de 1Hz y la correspondiente señal modulada. Por otro lado, en la Figura No. 5.41; se muestra una comparación entre la señal transmitida y la señal recuperada en el receptor.

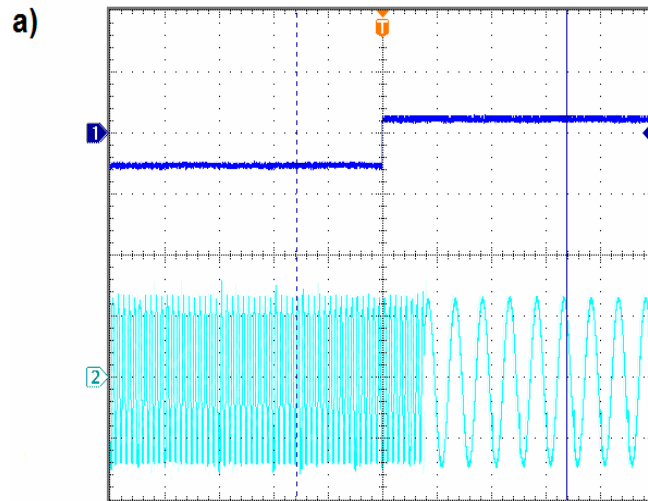


Figura No. 5.40. Información digital transmitida y generación en el transmisor de la señal modulada (Original en colores).

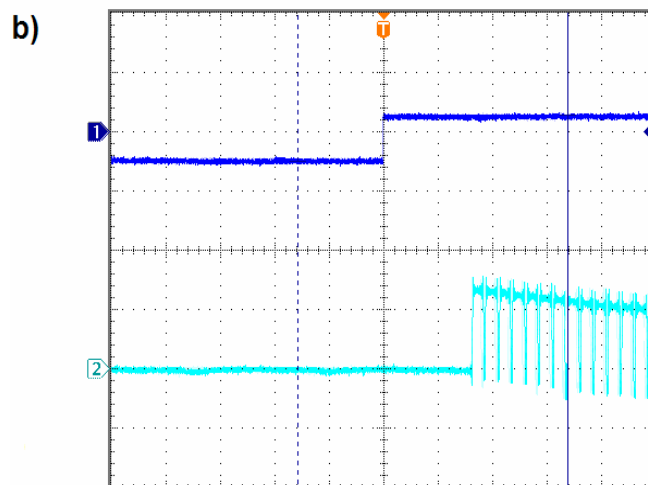


Figura No. 5.41. Comparación entre la señal transmitida y la señal reconstruida en el receptor a partir de la detección de la señal modulada (Original en colores).

Por medio de las figuras anteriores es posible observar el proceso de transmisión y recepción llevado a cabo por los DSP. Por un lado en a) se muestra la entrada correspondiente a una señal

cuadrada con frecuencia de 1Hz (canal 1 “Azul”) y la generación de la señal modulada producida por el transmisor en respuesta a los cambios de nivel (canal 2 “Verde”). Así, el receptor es el encargado de recibir como entrada la señal modula para producir los niveles lógicos correspondientes a partir de la detección de los cambios de frecuencia. De esta manera en b) es mostrada la comparación entre la señal originalmente transmitida (canal 1 “Azul”) y la señal recuperada (canal 2 “Verde”) producida a la salida del receptor, de donde es posible observar una correspondencia directa entre los niveles lógicos de ambas señales, no obstante existe un retraso además las transiciones a cero presentes en el nivel alto, consideraciones antes mencionadas producidas por las características del diseño del receptor.

Así, a partir de las pruebas realizadas sobre los diseños propuestos es posible concluir que el *MODEM* FSK funciona bajo las siguientes restricciones, en primer lugar su operación está condicionada a transmitir información digital de baja velocidad no mayor a 3.5Hz para evitar la pérdida sincronía, en segundo lugar existe un retraso en la señal recuperada de aproximadamente medio milisegundo, y por último es necesario considerar que el nivel alto entregado por el receptor no es constante. En este sentido, el *MODEM* FSK puede ser considerado como un prototipo diseñado como una alternativa la cual puede ser utilizada como base para llevar a cabo la implementación de un modelo en Simulink, encaminado a ser transferido a un DSP para realizar aplicaciones que tengan que ver con la transmisión y recepción de información sobre un canal de comunicaciones real. De esta manera el modelo aquí propuesto está orientado a servir como una primera aproximación para dar solución al hecho de que sea cual sea el tipo de modulación elegido en Simulink, sus bloques asociados proporcionan como salida una representación matemática dada por números complejos en lugar de proporcionar una señal modulada real constituida por señales analógicas, por lo que utilizar de manera directa los bloques correspondientes a los moduladores y demoduladores de Simulink no permitirán transmitir ni recibir información para una aplicación real.

5.5 CONCLUSIONES Y PROYECCIÓN PARA TRABAJOS FUTUROS.

En las siguientes dos secciones se presentan las conclusiones asociadas a cada uno de los resultados obtenidos en esta investigación, así como una perspectiva de las posibles variantes que podrían ser desarrolladas para complementar y hacer más robustos los resultados aquí presentados.

5.5.1 CONCLUSIONES.

Este trabajo de tesis inicialmente se encuentra conformado por una introducción al concepto de modelado de canal, tema en torno al cual gira este documento y que es descrito de forma detallada en el capítulo I, sitio donde se aborda a las plataformas de gran altitud como objeto de estudio del modelado de canal. Posteriormente un compendio científico donde se presentan los fundamentos teóricos que respaldan el desarrollo de esta investigación (conceptos como los tipos de propagación, el desvanecimiento, el fenómeno multicamino, etc.) son presentados tanto en el capítulo II como en el capítulo III.

De esta manera con base en los conceptos abordados en los capítulos precedentes, en este trabajo de investigación se desarrollaron un total de cuatro temas centrales los cuales fueron presentados en dos etapas, la primera correspondiente a la metodología (capítulo IV) y la segunda a los resultados obtenidos (capítulo V). A continuación son plasmadas las conclusiones generales para cada uno de los temas presentados.

- *Estimación de las pérdidas en un sistema inalámbrico fijo considerando materiales comunes de dispersión.* En esta sección (metodología 4.1/resultados 5.1) se muestra el nivel de potencia de la componente en visión directa (LOS) así como de la componente sin línea de vista (NLOS), para una plataforma de gran altitud (HAP) en un escenario urbano de acceso inalámbrico fijo, donde se efectúa el análisis del nivel de atenuación en la señal reflejada provista por las superficies de materiales comúnmente utilizados en construcción (concreto/metal). El planteamiento surgió debido a que no existen en la bibliografía muchos datos sobre la atenuación provista por materiales de construcción en función de la frecuencia de operación. Así que luego de buscar información en diversas referencias, se obtuvieron datos de mediciones para metal y concreto en 0.9GHz, 1.3GHz, 2.4GHz y 5GHz. Por lo que una vez conocida esta información se empleo el método de interpolación por potencias para obtener funciones que describen la atenuación del metal y del concreto en función de la frecuencia en un rango que va de 0.9GHz a 6.9GHz. Así, en base al escenario propuesto y una vez consideras las pérdidas provistas por las superficies, de los resultados obtenidos se puede concluir que a medida que existe un incremento en la frecuencia, la potencia de la señal de la componente NLOS disminuye producto del nivel de atenuación que adiciona el material sobre el cual ha incidido la señal (La señal se dispersa de acuerdo al teorema de Rayleigh), comprobando que el concreto resulta ser una superficie de un alto grado de atenuación pero menos mitigante del fenómeno multicamino de lo que resulta ser una superficie metálica la cual presenta un grado muy alto de atenuación.

- Generación de un modelo de propagación multicamino basado en la geometría de un cono circular recto aplicado a una plataforma de gran altitud (HAP).* En este apartado (metodología 4.2/resultados 5.2) se presenta la propuesta de un modelo propio basado en la geometría de un cono circular recto empleado para describir la propagación de las señales reflejadas capaces de alcanzar al receptor como consecuencia de los dispersores localizados al interior del área de cobertura de un sistema HAP, partiendo de un análisis geométrico-matemático que permitió determinar una expresión (sección 4.2.2) que describe la presencia de los dispersores contenidos uniformemente distribuidos dentro de área de cobertura del sistema en función del tiempo de retardo, teniendo como parámetros de entrada la altitud z_o de la estación de servicio (HAP), la altura h correspondiente a la obstrucción más alta dentro de área de cobertura del sistema, y el retardo máximo del sistema τ_m . De donde con base en la caracterización provista por el modelo acerca de los componentes reflejados (ecos), sobresalen cuatro resultados. En primer lugar se determinó la función de distribución acumulativa en la que se muestran los retardos generados por los dispersores y la probabilidad de que éstos estén presentes en el sistema. En segundo lugar fue obtenida la curva del nivel de potencia en función de los retardos (perfil de retardo de potencia), considerando la provisión de un servicio de telefonía celular (frecuencia de operación 1.9GHz), donde pudo observarse que a medida que un eco presente un mayor retardo, a la par presentará un menor nivel de potencia. Como tercer resultado el ancho de banda de coherencia fue determinado, a partir del cual se pudo concluir que a medida que el retardo máximo del sistema posea un valor cada vez mayor, el ancho de banda de coherencia disminuye por lo que habrá cada vez una porción más pequeña del espectro comportándose de manera lineal. Un cuarto resultado consistió en utilizar los parámetros obtenidos para generar un canal de desvanecimiento multicamino, el cual fue probado con un sistema de comunicaciones conformado por técnicas de modulación y esquemas de codificación que pretenden ser utilizados en los sistemas HAPs, a partir del cual fue posible obtener un estimado de la tasa de error en el bit para el sistema. Por otro lado, un análisis comparativo entre la nueva geometría propuesta y un modelo equivalente basado en la geometría de un elipsoide fue llevado a cabo, de donde fueron examinadas las diferencias entre los resultados obtenidos. Así, de manera general se puede concluir que el nuevo escenario tridimensional basado en la geometría de un cono circular recto pretende brindar una aproximación más cercana a la descripción teórica dada para el área de cobertura de una plataforma de gran altitud, a partir del cual es posible modelar la presencia del fenómeno multicamino para el área de cobertura de un sistema HAP. No obstante, es importante mencionar que el análisis provisto por el modelo se ha limitado a considerar la presencia un solo usuario dentro del área de cobertura del sistema.
- Generación de mapas de atenuación por lluvia para México en frecuencias de operación de sistemas satelitales y HAPs, basados en la recomendación ITU-R P.618 y en datos proporcionados por el Servicio Meteorológico Nacional.* En esta sección (metodología 4.3/resultados 5.3) el modelo definido por la recomendación ITU-R P.618 para estimar la atenuación por lluvia en una posición determinada para frecuencias no mayores a 55GHz y el método de interpolación *Nearest Neighbor*, considerando como entrada por un lado las mediciones provistas por el Servicio Meteorológico Nacional (SMN) y por otro las estimaciones sugeridas por la recomendación ITU-R P.837, permitieron generar mapas de atenuación por lluvia (dos

versiones para cada frecuencia de operación) para México en 12GHz, 28GHz, 31GHz y 48GHz, los cuales proponen describir geográficamente la atenuación por lluvia a través del territorio nacional, teniendo como objetivo que la aproximación dada para cada zona del país pueda ser utilizada en el diseño de los enlaces satelitales y de los posibles futuros enlaces provistos por las plataformas de gran altitud (HAPs). De los mapas generados se pudo concluir que la zona norte de México cuenta con un menor nivel de atenuación por lluvia que la zona sur, una explicación a esta tendencia es que gran parte de la zona norte de México es una región desértica, mientras que la zona sur tiene diversas zonas selváticas. Además, los resultados obtenidos permitieron comprobar que el nivel de atenuación crece en tanto la frecuencia de operación se incrementa. Por otro lado, es posible inferir que aunque el uso de la tasa de lluvia provista por la recomendación ITU-R P.837 resulta ser una buena aproximación, el hecho de utilizar como entrada del modelo las mediciones de la tasa de lluvia producidas por estaciones meteorológicas automáticas del SMN resulta ser una aproximación mucho más precisa, pues éstas se encuentran localizadas en sitios estratégicos del territorio nacional. De esta manera, la metodología utilizada permitió describir la atenuación por lluvia estimada para cada uno de los treinta y dos estados de la República Mexicana en frecuencias de operación tanto de sistemas satelitales como de plataformas de gran altitud (HAPs).

- *Desarrollo e implementación de herramientas complementarias al estudio del modelado de canal.* A continuación se presentan las conclusiones individuales para cada una de las herramientas propuestas y desarrolladas en este trabajo de investigación.
 - *Implementación de una cadena de comunicaciones basada en la capa física del estándar 802.16e (WiMAX).* En esta parte de la investigación (metodología 4.4.1/resultados 5.4.1) se presenta un modelo que describe la interfaz aérea de un sistema de comunicaciones basado en las especificaciones de la capa física del estándar 802.16e (WiMAX), donde se muestra el porcentaje de bits con errores relativos al número total de bits recibidos en una transmisión que presenta afectaciones producidas por un canal Gaussiano. La implementación del modelo está compuesta por tres etapas (Modulación 16-QAM, Código de bloques Reed Solomon RS(64,48), Código Convolutivo CC(2/3)) lo que permite analizar el rendimiento del sistema por separado, y que al operar de manera conjunta conforman la simulación completa de la capa física del estándar WiMAX. En este sentido dos versiones de la cadena de comunicaciones fueron implementadas, la primera de ellas haciendo uso de una serie de instrucciones y funciones especializadas (*Communications Toolbox*) dentro de un programa escrito en Matlab (M-file), en tanto que la segunda fue desarrollada empleando la lógica de la primera a través de un modelo equivalente usando bloques de Simulink y librerías especializadas (*Communications Blockset*). De esta manera, para ambos casos el sistema de comunicaciones fue evaluado con 30,000 símbolos (datos) aleatorios de entrada, una variación de la E_bN_o de 0dB a 10dB, y asumiendo una tasa de transmisión R de 1bps. Así, a partir de los resultados obtenidos es posible concluir que a medida que se incrementa la relación E_bN_o la tasa de error (BER) decrece, además de ser mostrado que el porcentaje de bits con error disminuye

al añadir a la Modulación 16-QAM los esquemas de codificación debido a que éstos agregan bits de redundancia que en conjunto con la naturaleza de sus algoritmos matemáticos permiten corregir errores y por lo tanto contribuyen a reducir el porcentaje de bits con error. La tendencia en los resultados para ambas versiones resultó ser la misma, no obstante la diferencia en el tiempo de simulación entre un modelo y otro fue muy distinta, ya que mientras el primero tardó aproximadamente 16 horas en desplegar la curva de la tasa de error (*BER*) del sistema completo, al segundo le bastó únicamente de 1 hora para obtener los datos que permitieron conformar una curva equivalente. Una posible explicación a esta diferencia tan grande, es que todas y cada una de las variables utilizadas en el primer modelo fueron desplegadas en pantalla por razones de monitoreo, en tanto que en el segundo por tratarse de bloques especializados prediseñados únicamente el resultado final fue desplegado. De esta manera, la simulación de capa física del estándar 802.16e fue implementada con el propósito de conocer la operación de sus elementos, el procesamiento de datos llevado a cabo por el sistema, sus requerimientos, y por supuesto su rendimiento.

- *Implementación de un filtro adaptivo cancelador de ruido empleando Simulink y el procesador digital de señales DSK6713 de Texas Instruments.* En esta sección (metodología 4.4.2/resultados 5.4.2), se realizó la implementación de un filtro adaptivo cancelador de ruido basado en el algoritmo de mínimos cuadrados empleando la herramienta Simulink de Matlab. El modelo fue simulado considerando como entrada un archivo de audio WAV (*Waveform Audio*) con 60 segundos de duración, afectado por un canal caracterizado por ruido blanco aditivo Gaussiano. En base a los resultados de la simulación, se mostró la estabilización (convergencia) gradual de los coeficientes del filtro produciéndose con ello la cancelación del ruido. De esta manera, a partir del modelo implementado fue posible concluir que después de transcurridos 10 segundos de simulación los coeficientes del filtro adaptivo adoptaron un valor estable proporcionando con ello una señal perceptiblemente libre de ruido, sin embargo debido a que siempre existirá una diferencia entre la señal original e incluso la mejor aproximación entregada por el filtro, sus coeficientes perdurablemente se encontrarán actualizándose. Posteriormente, aprovechando la compatibilidad que ofrece MATLAB con el software *Code Composer Studio* de Texas Instruments, y después de efectuar algunos cambios como la inclusión de un *ADC* y *DAC* como entrada y salida respectivamente, se realizó la transferencia del modelo al procesador digital de señales DSK6713 para emplear en esta ocasión como entrada una señal analógica externa (audio) generada en tiempo real a la salida de una computadora. De los resultados aquí obtenidos fue mostrado que la cancelación del ruido se produce en aproximadamente 10 segundos y que la señal de salida resulta ser una muy buena aproximación de la original, lo cual fue probado por medio de mediciones y confirmado de manera auditiva. De esta forma, los resultados permiten concluir que es posible importar un modelo implementado en Simulink al procesador digital de señales DSK6713 de manera casi transparente, y con una respuesta análoga a lo esperado.

- *Transferencia del modelo correspondiente a la “Modulación 16-QAM: (Simulink)”, al procesador digital de señales DSK6713.* En base a los resultados obtenidos en la sección anterior, fue mostrado que existe la posibilidad de transferir modelos implementados en Simulink para su uso con el procesador digital de señales DSK6713 de Texas Instruments. Por lo que en este apartado (metodología 4.4.3/resultados 5.4.3) el modelo generado en la sección 4.4.1.1 definido como Modulación 16-QAM: (Simulink), el cual tenía como principal objetivo transmitir datos a través de un canal Gaussiano para posteriormente intentar recuperar dicha información con el menor número de errores posibles, es emulado en el DSP siguiendo el mismo procedimiento que se efectuó para transferir el filtro adaptivo cancelador de ruido. No obstante que el modelo implementado funciona, el hecho de que la principal aplicación del DSK6713 sea el procesamiento de señales de audio trajo consigo que algunos cambios fueran realizados sobre el modelo, los cuales consistieron en hacer adecuaciones para reemplazar los datos aleatorios por información de audio. Por lo que una vez modificado el diseño, la señal de entrada fue tomada de un archivo de audio reproducido desde una computadora portátil conectada al DSP mientras que la salida, con el objetivo de establecer una comparación entre las señales fue medida con un osciloscopio digital tanto en el puerto de salida de audio de la computadora (*head phones*) como en el puerto *Line-Out* del DSP. Así, a partir de los de las mediciones realizadas fue posible concluir que el modelo funciona de manera adecuada ya que la señal proveniente de la fuente externa pudo ser recuperada sin distorsión alguna, lo cual pudo ser comprobado tanto de manera gráfica como auditiva, teniendo como inconvenientes que la señal a la salida del DSP resultó ser atenuada aproximadamente 500mV con respecto a la señal original, además de que presentó un ligero retardo producto del procesamiento de la señal al interior del DSP.
- *Implementación de un modem digital FSK empleando dos procesadores digitales de señales (DSK6713), para la operación independiente del transmisor y del receptor.* Ante la problemática de que todos los bloques moduladores/demoduladores provistos por Matlab independientemente del tipo de modulación a seleccionar generan como señal modulada una representación matemática dada por números complejos, la cual no puede ser utilizada por dispositivos reales como un *DAC/ADC* para transmitir o recibir información. En esta sección (metodología 4.4.4/resultados 5.4.4), se ha implementado un transmisor y un receptor operando de manera independiente con el objetivo de transferir datos entre dos DSP sobre un canal de comunicaciones real, su diseño está basado en la modulación digital FSK (*Frequency Shift Keying*) partiendo de un modelo primeramente probado en Simulink, para posteriormente ser importado a un par de procesadores digitales de señales. Así, a partir de las pruebas realizadas sobre los diseños propuestos fue posible concluir que el *MODEM* FSK funciona bajo las siguientes restricciones, en primer lugar su operación está condicionada a transmitir información digital de baja velocidad no mayor a 3.5Hz para evitar la pérdida sincronía, en segundo lugar existe un retraso en la señal recuperada de aproximadamente medio milisegundo, y por último es necesario considerar que el nivel alto entregado por el receptor no es constante ya que presenta rápidas transiciones a cero. Por lo que el *MODEM*

FSK aquí presentado puede ser considerado como un prototipo el cual puede ser utilizado como base para llevar a cabo la implementación de un modelo en Simulink encaminado a ser transferido a un DSP para realizar aplicaciones reales de transmisión y recepción.

De esta manera, las conclusiones presentadas en esta sección muestran los planteamientos y resultados obtenidos para cada uno de los temas propuestos en esta investigación, los cuales estuvieron encaminados a contribuir con el estudio del modelado de canal aplicado a plataformas de gran altitud (HAPs).

5.5.2 PROYECCIÓN PARA TRABAJOS FUTUROS.

Una vez descritas las conclusiones generales asociadas a cada uno de los resultados obtenidos en este trabajo de investigación, en esta sección se presenta una visión futura de lo que podría ser desarrollado tomando como base las aportaciones de este documento. Por lo que de nueva cuenta para cada uno de los cuatro temas centrales son expuestas las propuestas de posibles trabajos futuros.

- *Estimación de las pérdidas en un sistema inalámbrico fijo considerando materiales comunes de dispersión.* Los resultados presentados en esta investigación involucran un escenario evaluado para un rango acotado de frecuencias de operación, con dos principales tipos de materiales de construcción y considerando únicamente los efectos de un solo componente multicamino, por lo que existe la posibilidad de efectuar análisis más complejos que involucren otros materiales de construcción, un rango de frecuencias más amplio, la consideración de más componentes multicamino, la opción de realizar la migración a un escenario de acceso inalámbrico móvil, así como la posibilidad de verificar los resultados obtenidos contra mediciones que pudieran ser realizadas bajo las mismas condiciones (mismo rango de frecuencias y materiales de construcción).
- *Generación de un modelo de propagación multicamino basado en la geometría de un cono circular recto aplicado a una plataforma de gran altitud (HAP).* Las perspectivas futuras para este modelo radican en primera instancia en proponer nuevas ecuaciones que contemplen la presencia de un usuario no fijo dentro del área de cobertura del sistema, o incluso poner en consideración la presencia de múltiples usuarios para con ello conformar análisis más complejos del comportamiento de las componentes multicamino. Por otro lado también existe la posibilidad de probar el modelo de canal propuesto efectuando análisis en otros rangos de frecuencia, considerando la presencia de los niveles de atenuación provistos por las superficies de los materiales de construcción, contemplando el uso de otros esquemas de modulación y codificación, e incluso adicionando otros elementos que contribuyan a combatir los errores producidos por la presencia del canal de desvanecimiento multicamino.
- *Generación de mapas de atenuación por lluvia para México en frecuencias de operación de sistemas satelitales y HAPs, basados en la recomendación ITU-R. P.618 y en datos proporcionados por el Servicio Meteorológico Nacional.* En la generación de los mapas de atenuación por lluvia provistos para el territorio nacional un

trabajo futuro podría consistir en generar mapas de atenuación por lluvia para cada una de las cuatro estaciones del año (primavera, verano, otoño, invierno), incluso mediciones en vivo provistas por las estaciones meteorológicas automáticas podrían ser utilizadas para generar mapas de atenuación por lluvia, donde un objetivo final podría consistir en implementar esta metodología en un procesador digital de señales para obtener una aproximación en tiempo real de la atenuación por lluvia esperada en un cierto territorio, abriendo la posibilidad de implementar sistemas adaptivos de potencia para el diseño de estaciones terrenas. Además de que existe la posibilidad de extender esta misma metodología a cualquier otro territorio.

- *Desarrollo e implementación de herramientas complementarias al estudio del modelado de canal.* De la misma forma que en la sección correspondiente a las conclusiones, a continuación se presentan las perspectivas futuras para cada una de las herramientas desarrolladas.
 - *Implementación de una cadena de comunicaciones basada en la capa física del estándar 802.16e (WiMAX).* Una vez implementado el modelo que describe la interfaz aérea del sistema de comunicaciones basado en las especificaciones de la capa física del estándar WiMAX, se abre la posibilidad de efectuar futuros análisis que involucren pruebas con variaciones en el alfabeto de la modulación M-QAM (32-QAM, 64-QAM, 128-QAM, etc.), con modificaciones en los esquemas de codificación ($RS(n,k)$, $CC(k/n,N)$), o con la variación de la tasa de transmisión, además de que es posible añadir otros elementos como entrelazadores, filtros, etcétera, los cuales pueden contribuir a reducir aún más la tasa de error en el bit. Por otro lado las afectaciones al sistema fueron introducidas por un canal Gaussiano, sin embargo existe la posibilidad de efectuar nuevas simulaciones considerando otro tipo de canales (Rice, Rayleigh, etc) para conocer el rendimiento del sistema.
 - *Implementación de un filtro adaptivo cancelador de ruido empleando Simulink y el procesador digital de señales DSK6713 de Texas Instruments.* Existen diversas aplicaciones encaminadas a extender y volver más robustos los resultados provistos por el modelo correspondiente al filtro adaptivo. Entre ellas se encuentra la posibilidad de realizar el filtrado de otro tipo de ruido, es decir adicionar al modelo otros canales como el Rice, el Rayleigh, el Lognormal, etcétera, con el propósito de verificar que la cancelación del ruido también es producida. Por otro lado, una aplicación más ambiciosa consistiría en caracterizar con mediciones reales el comportamiento de un canal de comunicaciones, para proveer dicha caracterización como entrada del filtro, y esperar que su respuesta en presencia de la señal afectada por el canal en tiempo real pueda ser filtrada, eliminando con ello gran parte de la componente de ruido para producir una mejor aproximación de la señal que se espera recuperar.
 - *Transferencia del modelo correspondiente a la “Modulación 16-QAM: (Simulink)”, al procesador digital de señales DSK6713.* Una propuesta para mejorar el modelo correspondiente al sistema de comunicaciones 16-QAM, consiste en modificar por completo el elemento referente al modulador y por ende su contraparte. Ya que a diferencia de la implementación del filtro

adaptivo sobre el DSP, el sistema de comunicaciones 16-QAM no puede ser utilizado en aplicaciones reales. La razón es que el bloque modulador proporcionado por Matlab entrega como salida una representación de la señal modulada dada por números complejos, lo cual funciona siempre y cuando todo el proceso se encuentre dentro de un mismo dispositivo, lo que termina por ser simplemente una emulación del modelo. Por otro lado, si el objetivo radica realmente en transmitir y recibir información a través de un canal de comunicaciones la representación en números complejos no puede ser utilizada, pues éstos resultan ser simplemente un artificio matemático. Por lo que en su lugar se requiere la presencia de señales analógicas (Senos y Cosenos) con magnitudes y fases distintas que porten información correspondiente a los datos que se desean transmitir. De esta manera, la única posibilidad de implementar un transmisor y un receptor que operen de manera independiente, es diseñando un dispositivo que tenga la capacidad de generar señales moduladas con las características antes mencionadas, así como un dispositivo que sea capaz de interpretar dichas señales para hacer posible la recuperación de la información contenida en ellas.

- *Implementación de un modem digital FSK empleando dos procesadores digitales de señales (DSK6713), para la operación independiente del transmisor y del receptor.* Las opciones de mejora para el MODEM FSK en primer lugar tienen que ver con aquellas modificaciones que pueden ser realizadas directamente sobre el modelo tales como la reasignación en el criterio del nivel de umbral tanto para el transmisor como para el receptor, el posible cambio en la frecuencia de las portadoras, así como la modificación del orden del filtro pasabajas en el receptor para hacerlo más selectivo. Por otro lado existe la posibilidad de modificar o incluso reemplazar elementos completos del modelo para hacer el diseño más eficiente, en base a la disponibilidad de los múltiples componentes que pueden ser encontrados en las librerías de Simulink (*Communications Blockset*). De esta manera, las mejoras continuas que pudieran ser efectuadas en el diseño a la postre permitirán abrir la posibilidad de implementar prototipos de moduladores-demoduladores más complejos y eficientes, por lo que nuevos esquemas de modulación pueden ser implementados e incluso complementados con otro tipo de bloques como códigos correctores de errores para conformar cadenas de comunicaciones que pudieran ser llevadas a aplicaciones reales.

Así, a partir de los resultados obtenidos y de las conclusiones presentadas, fueron desarrolladas algunas propuestas para complementar y extender esta investigación, teniendo como propósito que puedan ser generadas nuevas aportaciones basadas en este texto científico.

Finalmente, de acuerdo con la premisa inicial de este trabajo de investigación donde se establecía colaborar con el estudio del modelado de canal a partir de la propuesta de modelos y del desarrollo de herramientas aplicadas a plataformas de gran altitud (HAPs). Con base en los resultados obtenidos y empleando como criterio la factibilidad de su aplicación, como aportaciones más significativas tocante a estos puntos es posible destacar: 1) *La generación del modelo de propagación multicamino basado en la geometría de un cono circular recto aplicado a una plataforma de gran altitud*, y 2) *La generación de mapas de atenuación por lluvia para México, en frecuencias de operación de sistemas satelitales y HAPs, basados en la*

recomendación ITU-R. P.618 y datos proporcionados por el Servicio Meteorológico Nacional. Por su parte, en lo concerniente al desarrollo de herramientas como complemento al estudio del modelado de canal es posible destacar: 1) *La implementación de una cadena de comunicaciones basada en la capa física del estándar 802.16e (WiMAX)*, y 2) *La implementación de un filtro adaptivo cancelador de ruido empleando Simulink y el procesador digital de señales DSK6713 de Texas Instruments*.

De esta manera la teoría presentada en entorno a este trabajo de investigación, así como los resultados obtenidos pretenden mostrar los fundamentos de la teoría del modelado de canal en el contexto de las comunicaciones inalámbricas, profundizando en el estudio de escenarios y herramientas relacionadas con plataformas de gran altitud (HAPs), teniendo la intención de que los resultados aquí presentados puedan ser reproducidos y posteriormente complementados para emprender trabajos futuros.

5.6 REFERENCIAS.

- [1] J. L. Cuevas, J. A. Penin, *HAPS Links Performance Analysis Using Time Flow Simulation*, EUROCON 2005, Trends in communications, International Conference on. Vol. 2, p. 1184-1187.
- [2] S. Liu, Z. Niu, and Y. Wu, *A Blockage Based Channel Model for High Altitude Platform Communications*, IEEE Journal on Selected area in Communications, Vol. 2, April 2003
- [3] F. Dovis, R. Fantini, M. Mondin, and P. Savi, *Small-Scale Fading for High-Altitude Platform (HAP) Propagation Channels*, IEEE Journal on Selected area in Communications, Vol. 20, April 2002
- [4] M. Döttling, A. Jahn, J. Kunisch, and S. Buonomo, *A Versatile Propagation Channel Simulator for Land Mobile Satellite Applications*, IEEE Journal on Selected area in Communications, Vol. 1, May 1998.
- [5] F. Dovis, M. Modun, and P. Mulassano, *On the Use of HALE Platforms as GSM Base-Stations*, IEEE Pers. Commun Mag., pp. 37-44, Apr. 2001.
- [6] B. Sklar, *Rayleigh Fading Channels in Mobile Digital Communications Systems Part I: Characterization*, IEEE Journal on Selected area in Communications, Vol. 35, No.11, July 1997.
- [7] Rayleigh Chan Function (Communications Toolbox). Disponible en: <http://www.mathworks.com> [Online].
- [8] Communications Research Group. *A Network of Stratospheric Platforms for Traffic Monitoring, Environmental Surveillance and Broadband Services*. Disponible en: <http://www.elec.york.ac.uk/comms/projects/helinet/index.html> [Online].

- [9] ITU, International Union of Telecommunications. *ITU-R P.618-8 Recommendation: Propagation data and prediction methods required for the design of Earth-space telecommunication systems*. France, 2001.
- [10] D. M. Pozar, *Microwave Engineering*, 2nd ed. New York: Wiley, 1998.
- [11] ITU, International Union of Telecommunications. *ITU-R F.1500 Recommendation: Preferred characteristics of systems in the fixed service using high altitude platform stations operating in the bands 47.2–47.5 GHz and 47.9–48.2 GHz*, 2000.
- [12] M. Oodo, et al, *Sharing and Compatibility Study between Fixed Service using High Altitude Platforms Stations (HAPs) and other Services in 31/28GHz Bands*, *Wireless Personal Commun*, Vol. 23, p. 3-14, 2002.
- [13] Estaciones Meteorológicas Automáticas (Productos). Disponible en: <http://smn.cna.gob.mx/> [Online].
- [14] ITU, International Union of Telecommunications. *ITU-R P.837-4 Recommendation: Characteristics of precipitation for propagation modelling*. France, 2001.
- [15] Nearest Neighbor Interpolation. Disponible en: <http://www.mathworks.com> [Online]
- [16] B. Sklar, *Defining, Designing, and Evaluating Digital Communication Systems*, *IEEE Communications Magazine*, Vol. 31, Nov 1993. p. 91-101.
- [17] IEEE p802.16e-2005, *Part 16: Air Interface for Fixed and Mobile Broadband Wireless Access Systems: Amendment for Physical and Medium Access Control Layers for Combined Fixed and Mobile Operation in Licensed Bands*, February 2006. <http://ieee802.org/16/pubs/80216e.html>.
- [18] A. D. Alexander, *Adaptive Filtering Primer with MATLAB*, 2006.
- [19] Hayes, M.H. *Statistical Digital Signal Processing and Modeling*, New York: John Wiley & Sons, 1996.
- [20] M. Sanjit, *Digital Signal Processing Laboratory using MATLAB*, Boston: WCB/McGraw-Hill, 2006.
- [21] T. S. Rappaport, *Wireless Communications, Principles and Practice*, New Jersey: Prentice Hall, 1996.

ANEXO A

CÓDIGOS GENERADOS EN MATLAB (M-files) PARA LA CADENA DE COMUNICACIONES BASADA EN EL ESTÁNDAR 802.16e (WiMAX).

En esta sección se presentan los códigos *M-file* generados para cada una de las tres etapas del análisis correspondiente a la interfaz aérea de un sistema de acceso inalámbrico fijo basado en las especificaciones de la capa física del estándar 802.16e. El anexo está conformado por tres partes, primeramente es mostrado el código correspondiente al esquema de modulación 16-QAM, posteriormente es presentado un nuevo código después de adicionar al sistema la codificación Reed Solomon RS(64,48), y finalmente es desplegado un tercer código como resultado de agregar un segundo esquema de codificación correspondiente al código convolucional CC(2/3,7).

Es importante mencionar que la ejecución de cada código por separado proporciona como salida el porcentaje de bits con errores relativos al número total de bits recibidos (curva *BER*) en una transmisión que presenta afectaciones producidas por la presencia de un canal Gaussiano, lo que permite conocer el rendimiento del sistema bajo las tres condiciones.

A.1 MODULACIÓN 16-QAM: (M-file).

En MATLAB existe una función que permite representar la modulación QAM, su nombre es *qammod* [1], en ella se especifica el tamaño del alfabeto y se proporciona el mensaje (símbolos) a transmitir. Para implementar la modulación 16-QAM, la instrucción es definida de la siguiente manera: $tx = qammod(msj, 16)$, donde la variable *msj* es la información a transmitir, la cual debe estar compuesta por números enteros entre 0 y 15, ya que el modulador sólo puede distinguir entre 16 distintos símbolos dado el tamaño del alfabeto. Por otro lado, la salida del modulador *tx* está compuesta por números complejos en forma rectangular ($a + jb$), los cuales representan la señal modulada (asignación de magnitud y fase).

En la Tabla No. A.1; se muestran cada uno de los 4 bits que conforman los 16 posibles símbolos de entrada, y su representación matemática correspondiente a la modulación.

Tabla No. A.1: Representación matemática de la señal modulada en 16-QAM para los 16 posibles símbolos de entrada.

Bits	Símbolos	Representación de la Señal Modulada
0000	0	$-3+3i$
0001	1	$-3+1i$
0010	2	$-3-1i$
0011	3	$-3-3i$
0100	4	$-1+3i$
0101	5	$-1+1i$
0110	6	$-1-1i$
0111	7	$-1-3i$
1000	8	$1+3i$
1001	9	$1+1i$
1010	10	$1-1i$
1011	11	$1-3i$
1100	12	$3+3i$
1101	13	$3+1i$
1110	14	$3-1i$
1111	15	$3-3i$

De la tabla anterior es posible observar la secuencia de bits que componen a cada símbolo, así como la salida del modulador representada por un número complejo.

En la Figura No. A.1; se observa la constelación correspondiente al esquema de modulación 16QAM.

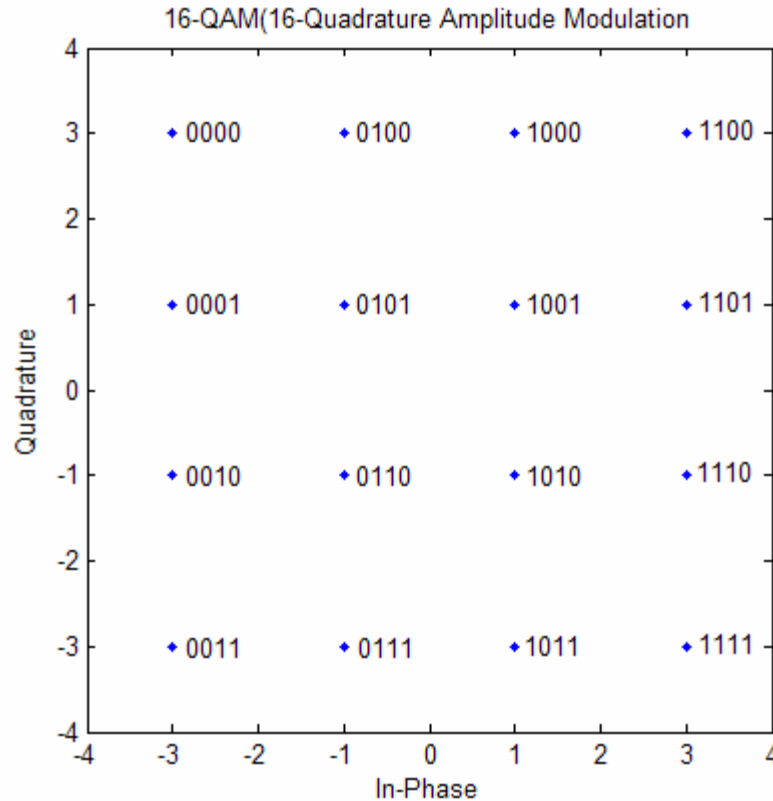


Figura No. A.1. Constelación correspondiente a la modulación 16-QAM.

De la figura anterior es posible observar que cada símbolo posee una magnitud y fase distinta, lo que hace posible que el demodulador pueda distinguir entre ellos. Por lo que de manera ideal por cada representación compleja ($a + jb$) recibida, el demodulador será capaz de realizar el proceso inverso entregando el símbolo correspondiente, recuperando así la información original.

En MATLAB la instrucción complementaria que permite efectuar el proceso de demodulación se denomina *qamdemod* [2], cuya definición en el caso de un demodulador 16-QAM se escribe de la siguiente manera, $rx=qamdemod(tx,16)$, donde tx es la señal modulada, el 16 corresponde al tamaño del alfabeto y rx la variable donde se almacena la información recuperada.

Para eliminar las condiciones ideales entre transmisor y receptor, se adicionó un canal de ruido blanco aditivo Gaussiano con el propósito de producir errores en el sistema. Considerando lo anterior, en MATLAB existe también una instrucción que permite generar un canal Gaussiano, el nombre de la función es *AWGN* [3]. La manera de adicionarlo al esquema de modulación implementado hasta el momento es la siguiente, $r=AWGN(tx,SNR)$, donde los parámetros son, tx que es precisamente la variable a la que le será adicionado el ruido, SNR un valor constante que determina la cantidad de ruido que será agregado al sistema (siendo 0 la mayor cantidad de ruido posible) y r siendo la variable contenedora de la señal modulada en presencia de ruido.

Por otro lado para completar el análisis, la estructura de programación *if* fue utilizada para comparar los símbolos enviados contra los recibidos con el objetivo de determinar el número de errores en sistema. Sin embargo, dado que el procesamiento de datos es manejado con símbolos, la comparación del número de errores dará como resultado la probabilidad de error

en el símbolo, por lo que para determinar la probabilidad de error en el bit es necesario dividir la primera entre el número de bits por símbolo.

Por su parte, anteriormente se mencionó que el ruido del canal Gaussiano depende del valor de relación señal a ruido (SNR) la cual fue establecida como constante. No obstante, con el objetivo realizar un análisis más robusto, se incluyó un ciclo for para variar la relación señal a ruido de 0 dB a 10 dB con pasos equidistantes de 0.5 dB, restando únicamente por determinar una relación entre la SNR y la E_bN_o para construir la curva correspondiente a la tasa de error en el bit (BER) para el sistema. Dicha relación fue determinada en base a una expresión válida para cualquier sistema de comunicaciones digital que relaciona la SNR con la E_bN_o de la siguiente manera [4].

$$SNR = (E_bN_o)R \quad (B.1)$$

Así, con el propósito de establecer una correspondencia directa entre la SNR y la E_bN_o , el valor de R correspondiente a la tasa de transmisión en bits/seg, fue definido como unitario. Por lo que efectuar la variación en la SNR y determinar en cada caso la probabilidad de error en el bit, dará como resultado la curva de la tasa de error en el bit en función de la E_bN_o .

El programa correspondiente al esquema de modulación 16-QAM, evaluado con 30,000 símbolos (datos) aleatorios de entrada, una variación de la E_bN_o de 0dB a 10dB, y asumiendo una tasa de transmisión R de 1bps, es presentado a continuación.

```
for EbNo=0:.5:10;

    EbNo=10^(EbNo/10); %Energía de bit a Ruido Lineal.
    R=1; %Tasa de Transmisión en b/s.
    SNR=EbNo*R; %Relación Señal a Ruido lineal.
    SNR=10*log10(SNR) %Relación Señal a Ruido en dB.

    %MODULADOR
    m=4;
    M=2^m;
    msj=randint(1,30000,M);
    tx=qammod(msj,M);

    %CANAL QUE ADICIONA RUIDO BLANCO GAUSSIANO EN FUNCIÓN DE LA SNR
    r = AWGN(tx,SNR);

    %DEMULADOR
    rx=qamdemod(r,M);
    x=0;
    for i=1:length(msj),
        if msj(i)~=rx(i),
            x=x+1;
        else
            end
    end
    pes=x/length(msj) %Probabilidad de error en el símbolo.
    ber=pes/m %Probabilidad de error en el bit.
```

```

semilogy(10*log10(EbNo),ber,'-.ko')
xlabel('Eb/No')
ylabel('BER')
title('16-QAM(16-Quadrature Amplitude Modulation)')
hold on
grid on
drawnow;

```

```
end
```

A.2 CÓDIGO DE BLOQUES REED SOLOMON RS(64,48): (M-file).

En MATLAB existe una instrucción que permite realizar la codificación Reed Solomon, el nombre de la función es *rsenc* [5], la cual para el caso del código RS(64,48) es definida de la siguiente manera $code=rsenc(msg,64,48)$. Pero existe una restricción adicional en el caso del mensaje de entrada (*msg*), ya que este debe ser puesto en el formato de un arreglo de Galois debido a que los códigos Reed Solomon están basados en campos finitos o campos de Galois los cuales tienen la propiedad de que las operaciones aritméticas (+, -, *, /, etc.) efectuadas sobre los elementos del campo siempre tienen su resultado dentro del campo [6], propiedad utilizada tanto por el codificador como por el decodificador. De esta manera, la adecuación del mensaje es realizada de la siguiente forma $msg=gf(data,m)$, haciendo uso de la función *gf* [7], donde *data* es el mensaje original compuesto por símbolos entre 0 y 127 e ingresado en tramas de 48 símbolos, mientras que *m* de nueva cuenta es la especificación del número de bits por símbolos. No obstante, la variable *data* y *msg* poseen exactamente la misma información, sólo que la segunda se encuentra en el formato de un arreglo de Galois. Así, la instrucción antes mencionada $code=rsenc(msg,64,48)$ entregará como resultado la codificación del mensaje de entrada, donde cada trama de 48 símbolos será expandida a 64, siendo éstos almacenados en la variable *code*.

Si bien hasta este punto la información ha sido codificada, los símbolos se encuentran conformados por 7 bits, número de bits por símbolo diferente a los utilizados por la modulación 16-QAM la cual maneja 4 bits por símbolo. Es decir que mientras la salida del código de bloques entrega valores entre 0 y 127, el modulador sólo es capaz de recibir a la entrada símbolos entre 0 y 15, razón por la cual la información tuvo que ser procesada antes de ingresar al modulador.

La solución implementada consistió en tomar los símbolos generados a la salida del codificador para transformarlos a su equivalente binario y con ello generar el formato correspondiente a un tren de bits el cual sería utilizado para tomar bloques conformados por 4bits, los cuales a la postre serían transformados en números enteros (símbolos) con valores entre 0 y 15. De esta manera, una vez generado el rango adecuado de los símbolos de entrada al modulador su función radica en asignar una magnitud y fase a cada símbolo para generar la señal modulada tal como se describió en la sección anterior, por lo que con esto se completa la etapa correspondiente a la transmisión.

Posteriormente, la señal modulada es ingresada al canal Gaussiano para producir afectaciones. Por su parte, en la etapa de recepción el primer elemento es el demodulador 16-QAM, el cual a partir de recibir información de magnitud y fase (señal modulada) es el encargado de recuperar

los símbolos correspondientes con valores entre 0 y 15. En este punto, dado que el decodificador espera recibir símbolos entre 0 y 127 es necesario realizar de nueva cuenta el procesamiento de datos intermedio, el cual consiste en tomar los símbolos producidos a la salida del demodulador para generar un tren de bits y tomar en esta ocasión grupos de 7 bits para transformarlos a su equivalente decimal y con ello producir un rango de valores entre 0 y 127, restando únicamente por reacomodar dichos valores en tramas expandidas (codificadas) conformadas por 64 símbolos (haciendo uso de la funciones *reshape*, *rot90* y *flipud*, además de cumplir con el requerimiento de ser puestas en el formato de un arreglo de Galois para poder ser ingresadas al decodificador (por lo cual se usó de nueva cuenta la función *gf*). La función que permite llevar a cabo el proceso de decodificación es *rsdec* [8], la cual en el caso de un RS(64,48) es definida de la siguiente manera, $decodif=rsdec(coderxgf,n,k)$, donde la variable *codexgf* es la trama expandida de la que se habló anteriormente, mientras que *n* y *k* son las especificaciones del código. De esta manera la variable *decodif* contiene la recuperación del mensaje original, por supuesto incluyendo la corrección de la mayor cantidad de errores que este tipo de código puede corregir.

Así, un un segundo programa en el cual fue añadido el codificador Reed Solomon RS(64,48) al esquema de modulación 16-QAM es presentado en las siguientes líneas, donde la evaluación continuó siendo con 30,000 símbolos (datos) aleatorios de entrada, sólo que en esta ocasión dada la especificación de proporcionar tramas con 48 muestras (renglones de 48 columnas) fue necesario ingresar 625 renglones de 48 columnas para cumplir con el cometido, mientras que las condiciones restantes permanecieron sin cambios, es decir ser conservó la variación de la E_bN_o de 0dB a 10dB, y continuó asumiéndose una tasa de transmisión *R* de 1bps.

```
for EbNo=1:1:1,
    EbNo=10^(EbNo/10); %Energía de bit a Ruido Lineal.
    R=1; %Tasa de Transmisión en b/s.
    SNR=EbNo*R; %Relación Señal a Ruido lineal.
    SNR=10*log10(SNR) %Relación Señal a Ruido en dB.

%Codificación Reed-Solomon

m=7 ; %número de bits por símbolo que usará la codificación Reed-Solomon
(parametros del estandar Wimax m=7 bits por símbolo, por lo tanto hay
M=128 símbolos).
M=2^m ; %número de símbolos que usará la codificación Reed-Solomon.
n=64; k=48; %Parámetros del Reed-Solomon entran k símbolos de
información, salen n simbolos codificados conformados por k + símbolos de
paridad, parámetros para Wimax n=64;k=48;m=7.
rd=625; % # de renglones de datos (con rd=625 tendríamos 30000 (625*48)
símbolos a la entrada.
data=randint(rd,k,M) % Se mandan los datos en grupos de k ya que entran k
símbolos para ser codificados.

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%Transparente al Proceso%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
Omitir este paso ya que sólo se realizó para comparar los datos Tx vs Rx
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%La información a transmitir(es decir 'data') es acomodada en un tren de
símbolos con el único objetivo de facilitar la comparación al final de la
cadena de los símbolos transmitidos contra los símbolos recibidos, pero
```

esto no es parte del proceso porque de hecho los datos se mandan en grupos de k como se mencionó anteriormente ya que el codificador así los requiere.

```
v=0;
for u=1:1:rd;
    for p=1:1:k;
        b2=data(u,p);
        trendatx(p+v)=b2;
    end
    v=length(trendatx);
end
trendatx
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

msg = gf(data,m); % Two k-symbol message words.
code = rsenc(msg,n,k) % Entren K símbolos salen n símbolos ya que se
añaden símbolos de paridad a los k símbolos de entrada.

%Manipulación de la codificación (para adecuarla como entrada al
modulador ya que el número de bits por símbolo que utilizará la
modulación QAM puede cambiar respecto a los parámetros que tenía el Reed-
Solomon).

z=0;
for r=1:1:rd;
    for c=1:1:n;
        a=code(r,c);
        g(c+z)=a.x; %El .x es para eliminar el formato del arreglo Galois
Field.
    end
    z=length(g);
end
g

% Generando un tren de bits
msjbin=dec2bin(g,m);
z1=0;
for r1=1:1:length(g);
    for c1=1:1:m;
        trenbits(c1+z1)=msjbin(r1,c1);
    end
    z1=length(trenbits);
end
trenbits

%Tomando del tren de bits bloques de m1 bits de acuerdo al tipo de
modulación que se usará.
m1=4; % número de bits por símbolo para la modulación QAM (Wimax utiliza
16-QAM, es decir m1=4 bits por símbolo, por lo tanto hay M1=16 símbolos).
M1=2^m1; % número de símbolos para la modulación QAM.
z2=0;
for r2=1:1:length(trenbits)/m1;
    for r3=1:1:m1;
        nbitsqam(r3)=trenbits(r3+z2);
    end
```

```

        simbqam(r2)=bin2dec(num2str(nbitsqam));
        z2=m1*r2;
end
simbqam

%Modulación M1-QAM

tx=qammod(simbqam,M1)

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%Adicionando Ruido al Sistema
noise = AWGN(tx,SNR);
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

% Demodulación M1-QAM (Debe usar los mismos parámetros que se usaron en
la modulación).

m1      % número de bits por símbolo para la modulación QAM.
M1=2^m1; % número de símbolos para la modulación QAM.

rx=qamdemod(noise,M1)

% Generación del Tren bits en el receptor

msjbinrx=dec2bin(rx);

z3=0;
for r4=1:1:length(rx);
    for c4=1:1:m1;
        trenbitsrx(c4+z3)=msjbinrx(r4,c4);
    end
    z3=length(trenbitsrx);
end
trenbitsrx

%Adecuación al número de m bits por símbolo que se estableció
inicialmente en el codificador Reed-Solomon, ya que necesita ser el mismo
para ser decodificado.

    %m; número de bits por símbolo establecido para Reed-Solomon.
    %M=2^m; número de símbolos establecido para Reed-Solomon.
z4=0;
for r5=1:1:length(trenbitsrx)/m;
    for r6=1:1:m;
        nbitsrs(r6)=trenbitsrx(r6+z4);
    end
    simbrs(r5)=bin2dec(num2str(nbitsrs));
    z4=m*r5;
end
simbrs
%Acomodando la matriz

```

```

acom=reshape(simbrs,n,rd);
acom1=rot90(acom);
acom2=flipud(acom1);
codexgf=gf(acom2,m)
%Decodificando
decodif=rsdec(codexgf,n,k);
datarx=decodif.x %el .x es para eliminar el formato del arreglo Galois
Field.

%Colocoando la información recibida en un tren de símbolos.
z5=0;
for r7=1:1:rd;
    for c7=1:1:k;
        b1=decodif(r7,c7);
        trendatarx(c7+z5)=b1.x;
    end
    z5=length(trendatarx);
end
trendatarx

%Comparando el tren de simbolos Tx contra el tren de símbolos Rx para
saber el número de errores.
q=0;
for simberr=1:1:length(trendatatx);
    if trendatatx(simberr)~=trendatarx(simberr),
        q=q+1;
    end
end
pes=q/length(trendatatx) %Probabilidad de error en el símbolo.
ber=pes/m %Probabilidad de error en el bit.

semilogy(10*log10(EbNo),ber,'-.*');
xlabel('Eb/No');
ylabel('BER');
title('QAM & Reed-Solomon Encoder');
hold on;
grid on;
drawnow;
clear;
end
clear

```

A.3 CÓDIGO CONVOLUCIONAL CC(2/3,7): (M-file).

En MATLAB existe una función que permite implementar un código convolucional, su nombre es *convenc* [9]. Sin embargo, para utilizarla es necesario definir la estructura del codificador (distribución de los registros de corrimiento y operaciones *xor*) para lo cual la función *poly2trellis* [10] es utilizada. En el caso del CC(2/3, 7) la instrucción es definida como sigue, *trellis=poly2trellis([5,4],[23 35 0;0 5 13])*, cuyos parámetros corresponden a la descripción de la estructura Trellis mostrada en la Figura No. A.2.

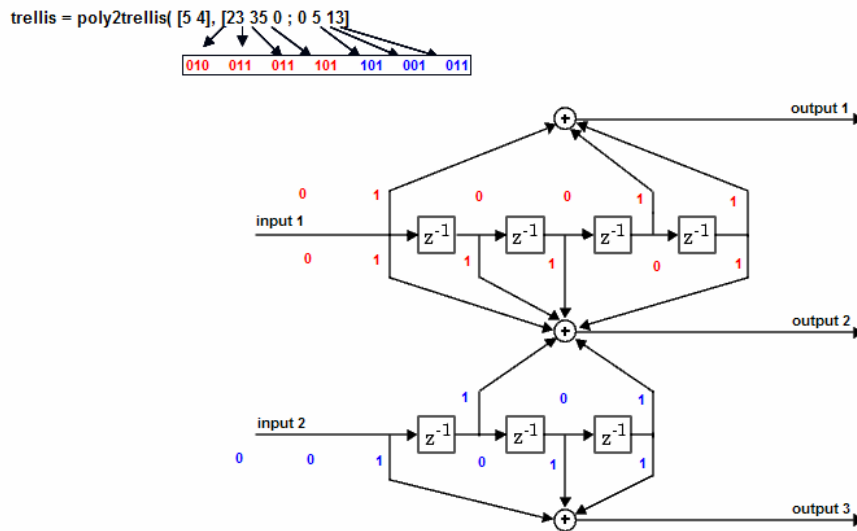


Figura No. A.2. Estructura de codificador convolucional CC(2/3,7) (Original en colores).

En la figura anterior fue mostrado el diagrama que equivale a la definición de la instrucción $trellis=poly2trellis([5,4],[23\ 35\ 0;0\ 5\ 13])$, donde el primer parámetro $[5,4]$ define el número de registros así como el número de entradas que componen la estructura del codificador, el número 5 indica que en la parte superior se cuenta con 1 entrada y 4 registros, mientras que en la parte inferior la especificación es 4 haciendo alusión a que se cuenta con 1 entrada y 3 registros (cabe mencionar que el valor inicial de los registros de corrimiento es cero). Los parámetros restantes $[23\ 35\ 0;0\ 5\ 13]$ resultan de la conversión de números en octal a números enteros, los cuales con un “1” lógico (en su representación octal) definen las salidas de aquellos registros que se encuentran conectados a un sumador *xor*. De esta manera, la primera parte de la especificación correspondiente a “23 35 0” se refiere a la parte superior de la estructura que comenzando de derecha a izquierda con el “0” establece que la sección superior se encuentra conectada a la inferior, el “35” que en octal es “011 101” indica con su lectura de derecha a izquierda que la salida del cuarto registro, del segundo, del primero y la entrada se encuentran conectados a un sumador que une precisamente ambas secciones, el “23” que en octal es “010 011” establece que el cuarto, el tercero y la entrada se encuentran conectados a otro sumador que es donde se produce la primera salida codificada. Por su parte el segundo segmento de la especificación “0 5 13” corresponde a la definición de los registros de la parte inferior, el “0” confirma que ambas secciones se encuentran relacionadas, el “5” que en octal es “101” indica que la salida del tercero y del primer registro se encuentran conectados también al sumador que une las secciones por lo que en este punto se produce la segunda salida codificada, el “13” que en octal es “001 011” establece que el tercero, el segundo y la entrada están conectados a un tercer sumador que produce la última salida codificada. Así una vez definida la estructura del codificador, la función *convenc* es descrita de la siguiente manera $trenbitscoded=convenc(trenbits,trellis)$ para producir la salida codificada correspondiente al CC(2/3,7). La función que permite implementar un decodificador convolucional en MATLAB es *vitdec* [11-15], y que para el caso del CC(2/3,7) es definida: $trenbitsrxdecoded=vitdec(trenbitsrx,trellis,tblen,opmode,dectype)$, donde *trenbitsrx* es el tren de bits extendido generado a partir de los símbolos recuperados por el demodulador, por su parte la especificación *trellis* asume que la información a decodificar proviene de una estructura

Trellis, en tanto que la variable *tblen* especifica la longitud de la trayectoria que necesita el algoritmo Viterbi para calcular el valor más probable del bit a decodificar, especificación realizada mediante un número entero (obtenida de considerar el redondeo (*floor*) [16] de la mitad de la longitud del tren bits menos uno), en cuanto a la variable *opmode* en ella está contenida la especificación del modo de operación definida como *trunc* donde se asume que los registros de la estructura Trellis fueron inicializados en cero, mientras que en *dectype* se define que el decodificador espera números binarios como entrada.

Un tercer programa, en el cual fue añadido un segundo codificador correspondiente al Código Convolutivo CC(2/3,7) es mostrado a continuación, donde de nueva cuenta la evaluación fue realizada de nueva cuenta con 30,000 símbolos de entrada preservando el formato de las tramas con 48 muestras así como el resto de las condiciones, ya que su inclusión únicamente trajo consigo un procesamiento de datos intermedio entre el primer codificador y el esquema de modulación 16-QAM.

```

for EbNo=1:1:10,
    EbNo=10^(EbNo/10); %Energía de bit a Ruido Lineal.
    R=1; %Tasa de Transmisión en b/s.
    SNR=EbNo*R; %Relación Señal a Ruido lineal.
    SNR=10*log10(SNR) %Relación Señal a Ruido en dB.

%Codificación Reed-Solomon
m=7 ; % número de bits por símbolo que usará la codificación Reed-
Solomon.
M=2^m ; % número de símbolos que usará la codificación Reed-Solomon.
n=64; k=48; % Parámetros del Reed-Solomon entran k símbolos de
información, salen n símbolos codificados conformados por k + símbolos de
paridad, Parámetros para Wimax n=64;k=48;m=7.
rd=625; % # de renglones de datos (al usar el codificador convolutivo
2/3 los datos que sea deseen transmitir deberán ser múltiplos de 2, ya que
en la etapa del codificador convolutivo tomará precisamente de 2 en 2
para codificar) (Se efectuó la simulación con 625 para tener a la entrada
30000 (625*48) símbolos, la simulación tardó 16hrs).
data=randint(rd,k,M) % Se mandan los datos en grupos de k ya que entran k
símbolos para ser codificados.

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%Transparente al Proceso%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
Omitir este paso ya que sólo se realizó para comparar los datos Tx vs Rx
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%La información a transmitir(es decir 'data') es acomodada en un tren de
símbolos, con el único objetivo de facilitar la comparación al final de la
cadena los símbolos transmitidos contra los símbolos recibidos, pero esto
no es parte del proceso porque de hecho los datos se mandan en grupos de
k como se mencionó anteriormente ya que el codificador así los requiere.
v=0;
for u=1:1:rd;
    for p=1:1:k;
        b2=data(u,p);
        trendatx(p+v)=b2;
    end
    v=length(trendatx);
end
end

```

```

trendatx
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

msg = gf(data,m); % Two k-symbol message words.
code = rsenc(msg,n,k) % Entran K símbolos salen n símbolos ya que se
añaden símbolos de paridad a los k símbolos de entrada.

%Manipulación de la codificación (para adecuarla como entrada al
modulador ya que el número de bits por símbolo que utilizara la
modulación QAM puede cambiar respecto a los parámetros que tenía el Reed-
Solomon).

z=0;
for r=1:1:rd;
    for c=1:1:n;
        a=code(r,c);
        g(c+z)=a.x;
    end
    z=length(g);
end
g

% Generando un tren de bits
msjbin=dec2bin(g,m);
z1=0;
for r1=1:1:length(g);
    for c1=1:1:m;
        trenbits(c1+z1)=str2num(msjbin(r1,c1));
    end
    z1=length(trenbits);
end
trenbits

%Codificador Convolutacional 2/3, entran 2bits y salen 3 codificados
trellis = poly2trellis([5 4],[23 35 0; 0 5 13]);
trenbitscoded=convenc(trenbits,trellis)

%Tomando del tren de bits codificado bloques de m1 bits de acuerdo al
tipo de modulación que se usará(en este punto ya han sido codificados los
datos%en dos ocasiones, en primera instancia por el Reed-Solomon y
posteriormente por el codificador convolutacional 2/3, esto con el
objetivo%de corregir errores y por lo tanto reducir la probabilidad de
error.
m1=4; % número de bits por símbolo para la modulación QAM.
M1=2^m1; % número de símbolos para la modulación QAM.
z2=0;
for r2=1:1:length(trenbitscoded)/m1;
    for r3=1:1:m1;
        nbitsqam(r3)=trenbitscoded(r3+z2);
    end
    simbqam(r2)=bin2dec(num2str(nbitsqam));
    z2=m1*r2;
end

```

simbqam %al haberse tomando bloques de m1 bits, de acuerdo al tipo de modulación M-aria se realizar la conversión a decimal para entregar símbolos de mlbits a la entrada del modulador.

%Modulación M1-QAM

tx=qammod(simbqam,M1)

```

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%Adicionando Ruido al Sistema
noise = AWGN(tx,SNR);
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

```

% Demodulación M1-QAM (Debe usar los mismo parámetros que se usaron en la modulación).

m1 % número de bits por símbolo para la modulación QAM.
M1=2^m1; % número de símbolos para la modulación QAM.

rx=qamdemod(noise,M1)

% Generación del Tren bits en el receptor

msjbinrx=dec2bin(rx);

```

z3=0;
for r4=1:1:length(rx);
    for c4=1:1:m1;
        trenbitsrx(c4+z3)=str2num(msjbinrx(r4,c4));
    end
    z3=length(trenbitsrx);
end
trenbitsrx

```

%Decodificador Convolutacional 2/3

tblen=floor((length(trenbits)/2)-1); %is a positive integer scalar that specifies the traceback depth.(funciona colocar el número de bits que entran).

opmode='trunc'; %denotes the operation mode of the decoder,'trunc' : The encoder is assumed to have started at the all-zeros state. The decoder traces back from the state with the best metric.

dectype='hard'; %denotes how the bits are represented in CODE, 'hard' : The decoder expects binary input values.

trenbitsrxdecoded = VITDEC(trenbitsrx,trellis,tblen,opmode,dectype) % realiza la decodificación.

%Adecuación al número de m bits por símbolo que se estableció inicialmente.

%en codificador Reed-Solomon, ya que necesita ser el mismo para ser decodificado.

```

    %m; número de bits por símbolo establecido para Reed-Solomon
    %M=2^m; número de símbolos establecido para Reed-Solomon
z4=0;
for r5=1:1:length(trenbitsrxdecoded)/m;
    for r6=1:1:m;
        nbitsrs(r6)=trenbitsrxdecoded(r6+z4);
    end
    simbrs(r5)=bin2dec(num2str(nbitsrs));
    z4=m*r5;
end
simbrs
%Acomodando la matriz
acom=reshape(simbrs,n,rd);
acom1=rot90(acom);
acom2=flipud(acom1);
codexgf=gf(acom2,m)
%Decodificando
decodif=rsdec(codexgf,n,k);
datarx=decodif.x

%Colocoando la información recibida en un tren de símbolos
z5=0;
for r7=1:1:rd;
    for c7=1:1:k;
        b1=decodif(r7,c7);
        trendatarx(c7+z5)=b1.x;
    end
    z5=length(trendatarx);
end
trendatarx

%Comparando el tren de símbolos Tx contra el tren de símbolos Rx para
saber el número de errores
q=0;
for simberr=1:1:length(trendatatx);
    if trendatatx(simberr)~=trendatarx(simberr),
        q=q+1;
    end
end
pes=q/length(trendatatx)           %Probabilidad de error en el símbolo.
ber=pes/m                         %Probabilidad de error en el bit.

semilogy(10*log10(EbNo),ber,'-rv');
xlabel('Eb/No');
ylabel('BER');
title('Reed-Solomon Encoder,Convolutional Encoder & QAM');
hold on;
grid on;
drawnow;
clear;
end
clear

```

ANEXO B

MODELOS GENERADOS EN SIMULINK PARA LA CADENA DE COMUNICACIONES BASADA EN EL ESTÁNDAR 802.16e (WiMAX).

Simulink es una herramienta de Matlab, que a partir de librerías de bloques permite modelar, simular y analizar sistemas dinámicos [17]. La cadena de comunicaciones que se describió en la sección anterior fue elaborada con una serie de instrucciones y funciones especializadas (*Communications Toolbox*) dentro de un programa que en Matlab recibe el nombre de M-file. Por otro lado, es posible implementar un modelo equivalente usando bloques de Simulink y librerías especializadas (*Communications Blockset*).

El modelo en Simulink, está de igual forma basado en las especificaciones de la capa física del estándar 802.16e [18]. La implementación del modelo está compuesta por tres etapas (Modulación 16-QAM, Código de bloques Reed Solomon RS(64,48), Código Convolutivo CC(2/3,7)) lo que permite analizar el rendimiento del sistema por separado, y que al operar de manera conjunta conforman la simulación completa del sistema de comunicaciones correspondiente a la capa física del estándar WiMAX.

B.1 MODULACIÓN 16-QAM: (Simulink).

La primer etapa del modelo es la modulación M-aria, que para el caso definido por el estándar toma un valor $M = 16$, es decir que se tienen 16 símbolos distintos de 4 bits cada uno ($2^4 = 16$). La implementación del modulador 16-QAM y su contraparte (el demodulador) conforman el primer modelo para el análisis del rendimiento del sistema. Dado que el modulador puede distinguir entre 16 distintos símbolos (números enteros entre 0 y 15), un generador aleatorio de números enteros es utilizado como entrada, así los datos que ingresan al modulador son convertidos (modulados) en números complejos cuya forma rectangular ($a + jb$) representa una magnitud y fase asociada a cada símbolo de entrada, con lo que es posible llevar a cabo la distinción entre símbolos tal como se ejemplificó en la Tabla No. A.1. Por otro lado un canal Gaussiano (*AWGN*) es agregado para producir errores en función de modificar el parámetro correspondiente a la relación señal a ruido (*SNR*) del sistema, es decir que con su inclusión los valores complejos producidos por el modulador serán distorsionados originando que en ocasiones el demodulador interprete una representación de magnitud y fase (número complejo) equívocamente, y la haga corresponder a un símbolo distinto al original causando que la información recuperada (recibida) presente errores, teniendo en cuenta que entre menor sea la relación señal a ruido, más errores en el sistema son producidos. Es por eso que la adición del canal Gaussiano da lugar a la utilización de un bloque (*Error Rate*

Calculation) que permite medir el número de errores detectados y proporcionar la tasa de error. Finalmente, para completar el análisis dos bloques de monitoreo (*Signal To Workspace*) son añadidos al modelo para verificar qué información es la que está siendo enviada y qué información es la que está siendo recibida. Los dos primeros bloques (*Random Integer Generator* y *Signal To Workspace1: tx*) correspondientes a la primer etapa del modelo, y sus respectivos parámetros son mostrados en la Figura No. B.1.

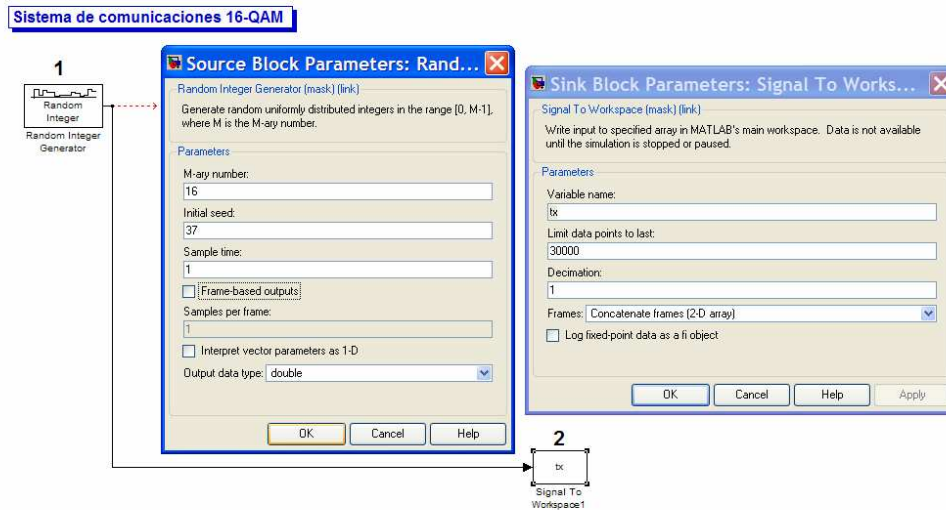


Figura No. B.1. Modulación 16-QAM: (Simulink), bloques (1-2).

En el caso del bloque 1 (*Random Integer Generator*) el cual genera números enteros aleatorios uniformemente distribuidos, sólo uno de sus parámetros fue modificado (*M-ary number*), donde se delimitó la generación de números enteros (*M-ary number: 16*) a valores únicamente entre 0 y 15, ya que como se mencionó previamente este es el rango de valores entre los cuales el modulador 16-QAM puede distinguir, los parámetros restantes en el bloque fueron preservados como los predefinidos, ya que dada la naturaleza de los datos, para llevar a cabo únicamente el proceso de modulación y demodulación no resultan ser determinantes.

Por otro lado, el bloque 2 (*Signal To Workspace1: tx*) permite monitorear en la ventana de comandos de Matlab la información generada en el modelo de Simulink, en este caso el bloque fue conectado a la salida del generador de números aleatorios con lo que es posible conocer el valor de cada uno de los símbolos provistos por dicho bloque, sus parámetros a modificar son, el nombre de la variable (*Variable name: tx*) donde serán almacenados los valores y que al ser invocada en la ventana de comandos desplegará la información, en segundo lugar se encuentra precisamente el número de valores que serán guardados en dicha variable (*Limit data points to last: 30000*), y por último la forma en que la información será desplegada en la ventana de comandos (*Frames: Concatenate frames [2-D array]*).

La Figura No. B.2; se muestra la inclusión de los bloques 3 y 4 correspondientes al modulador 16-QAM y al canal Gaussiano (*AWGN*), además de sus respectivos parámetros de bloque.

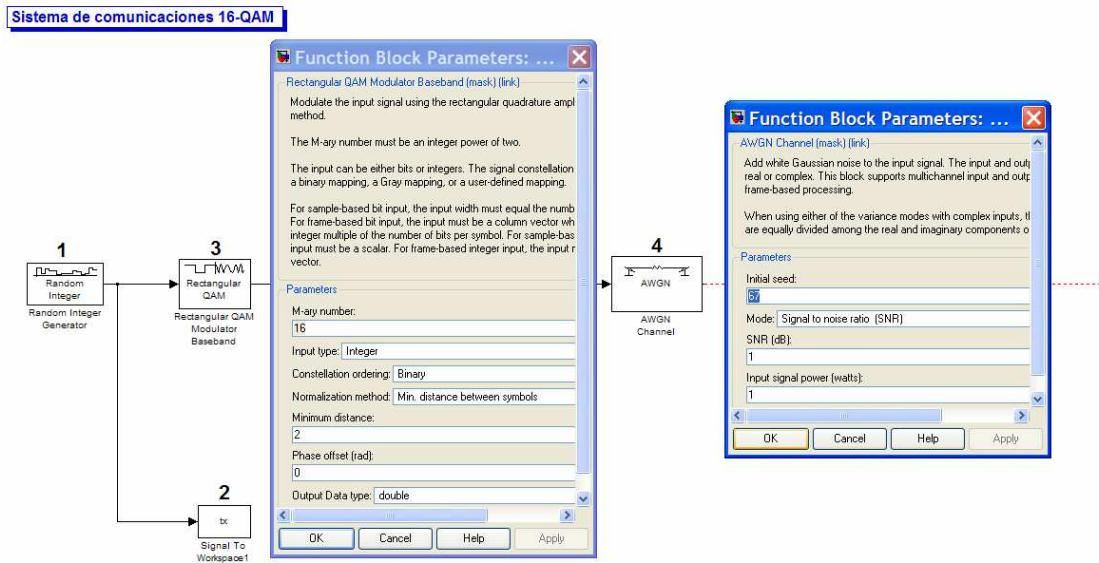


Figura No. B.2. Modulación 16-QAM: (Simulink), bloques (1-4).

El bloque 3 (*Rectangular QAM Modulator Baseband*) realiza el proceso de modulación, los cambios efectuados en este bloque corresponden en primer lugar al tamaño del alfabeto, es decir al número de símbolos distintos que el modulador puede distinguir, y que acorde a la norma son 16 (*M-ary number: 16*), en segundo lugar se encuentra el tipo de dato de entrada, el cual fue determinado como tipo entero (*Input type: Integer*) dado que el bloque generador de datos a la entrada del sistema proporciona números enteros de forma aleatoria, el resto de parámetros permanecieron como los predeterminados con el objetivo de obtener una respuesta análoga a la que se obtiene con la instrucción *qammod*, la cual fue utilizada en la elaboración de los programas (*M-files*) descritos en el ANEXO A. El bloque 4 corresponde al canal de ruido blanco aditivo Gaussino (*AWGN*), que como se mencionó anteriormente añade ruido (errores) al sistema, las modificaciones realizadas en este bloque son en primera instancia el modo, que tiene que ver con la forma de especificar la variación del ruido, en este caso la elección fue basada en la modificación de la relación señal a ruido (*Mode: Signal to noise ratio (SNR)*), en segundo lugar se encuentra precisamente el campo que permite introducir de manera directa un valor a esta variable (*SNR*), y que para efectos de simulación ha sido variada en un rango de 0dB a 10dB, los campos restantes en el bloque se mantuvieron sin cambio alguno. Para finalizar esta primer etapa, se encuentra la contra parte de los bloques de transmisión, es decir los bloques correspondientes a la recepción, integrados por el bloque demodulador, el bloque de monitoreo de símbolos recuperados, y por la operación de dos bloques que en conjunto permiten medir el número de errores y desplegar esta información en el modelo, la adición y descripción de estos bloques es mostrada en la Figura No. B.3.

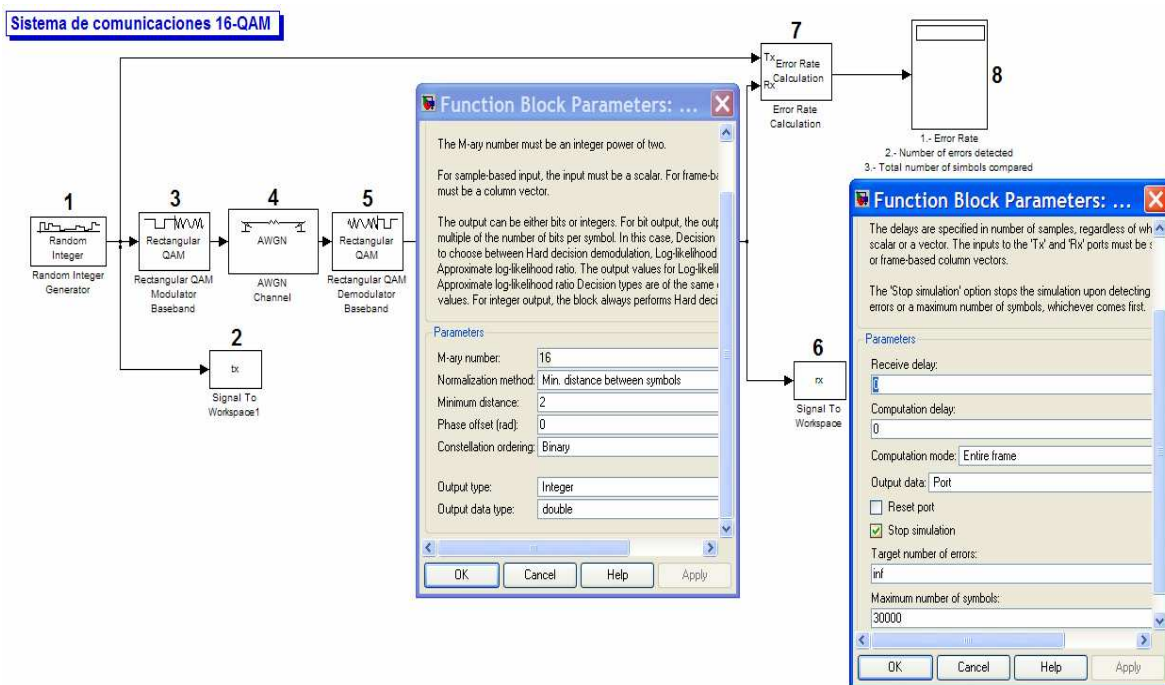


Figura No. B.3. Modulación 16-QAM: (Simulink), bloques (1-8).

El bloque 5 (*Rectangular QAM Demodulator Baseband*) realiza el proceso inverso a la modulación, es decir que al tener como entrada una representación dada por un número complejo en forma rectangular ($a + jb$), su función es asociar cada uno de éstos con el símbolo (número entero) adecuado, teniendo como objetivo recuperar la información original. Los parámetros modificados en este bloque son los mismos que se modificaron en el modulador, con el fin de establecer una relación directa entre la operación de éstos y conseguir así su correcto funcionamiento. Por su parte, el bloque 6 (*Signal To Workspace: rx*) permite monitorear la información recuperada (demodulada). Finalmente el bloque 7 provee una herramienta que permite realizar una comparación entre los símbolos transmitidos y los símbolos recibidos, con lo cual en el caso de la adición de un canal Gaussiano al sistema, es posible medir el número de errores detectados, el total de símbolos comparados y la tasa de error en el símbolo. La definición de parámetros en el bloque 7 (*Error Rate Calculation*) son, en primera instancia la opción que permite detener la simulación en función del número de símbolos de entrada (*Maximum number of symbols: 30000*), mismo número de símbolos con que se efectuaron las simulaciones en los programas (*M-files*) descritos en el anexo anterior, el segundo parámetro a modificar en este bloque es el que permite determinar el lugar donde la información de salida será mostrada, la opción elegida fue enviar la información a un puerto (*Output data: Port*), para que esta información pudiera ser desplegada en un bloque especializado (*Display*), el cual precisamente corresponde al bloque 8.

B.2 CÓDIGO DE BLOQUES REED SOLOMON RS(64,48): (Simulink).

La segunda etapa del modelo consiste en añadir al sistema el código de bloques Reed Solomon, cuyo algoritmo matemático agrega símbolos de redundancia que permiten corregir errores para contribuir a reducir el porcentaje de símbolos con error (por ende de bits con error). La norma

802.16e, establece un código de bloques Reed Solomon cuyos parámetros son RS(64,48), lo cual indica que ingresarán al bloque 48 símbolos y saldrán 64 símbolos codificados, es decir que a la información se adicionarán 16 símbolos de redundancia que a la postre serán utilizados en el decodificador para poder corregir errores. Por otro lado, es importante mencionar que el número de bits que utiliza un codificador Reed Solomon con parámetros RS(64,48) es de 7 bits, es decir que se tienen 128 símbolos distintos de 7 bits cada uno ($2^7 = 128$).

Así, puesto que la codificación debe realizarse antes de efectuar la modulación, y dado que el codificador debe operar con 7 bits, se requiere que ahora el bloque generador de números enteros aleatorios (*Random Integer Generator*) proporcione números (símbolos) entre 0 y 127, los cuales a su vez deben ingresar en grupos de 48 símbolos al bloque codificador para que éste sea capaz de agregar símbolos de redundancia con el objetivo que a la salida proporcione una trama extendida con 64 símbolos codificados. La modificación realizada sobre el bloque generador de números enteros aleatorios, y la adición del código de bloques Reed Solomon es mostrada en la Figura No. B.4.

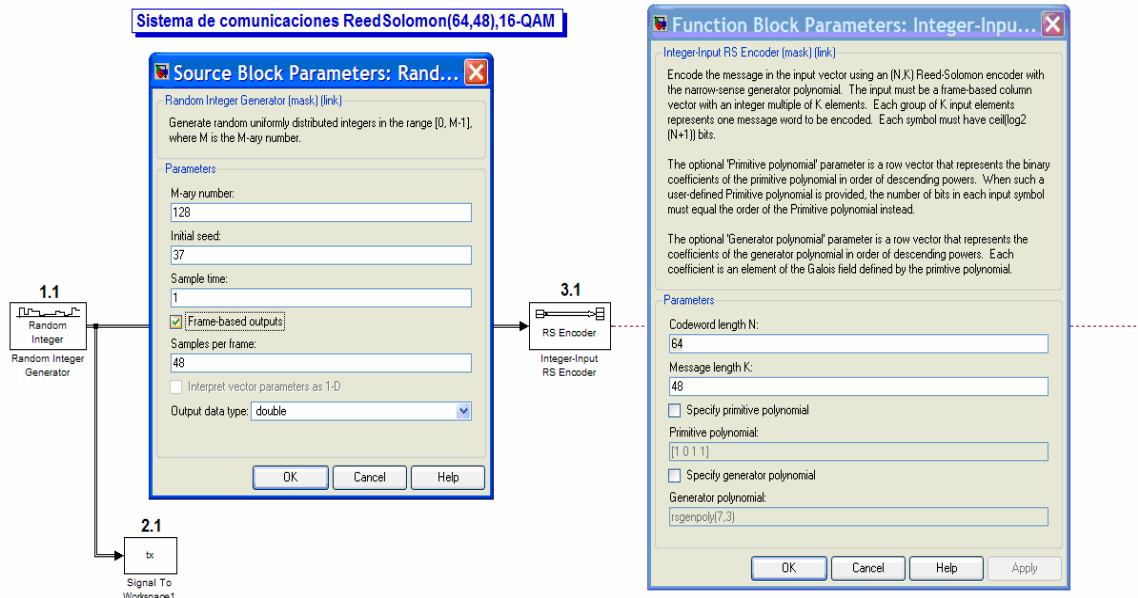


Figura No. B.4. Código de bloques Reed Solomon RS(64,48): (Simulink), bloques (1.1-3.1)

En el caso del bloque 1.1 (*Random Integer Generator*), el tamaño del alfabeto cambió a 128 (*M-ary number*: 128), una segunda modificación viene a consecuencia del codificador Reed Solomon ya que requiere a la entrada grupos de 48 símbolos, por lo que el parámetro definido como salida basada en tramas debe ser seleccionado, y posteriormente modificado a 48 (*Samples per frame*: 48). En el caso del bloque 2.1 (*Signal To Workspace 1: tx*) no hubo cambio alguno y el objetivo de incluirlo en el modelo sigue siendo monitorear los símbolos aleatorios que genera el bloque 1.1. El bloque 3.1 (*Integer-Input RS Encoder*) contiene los parámetros (*Codeword length N*: 64) y (*Message length K*: 48) que permiten especificar el tamaño del código de bloques RS(64,48) definido por la norma 802.16e.

Una vez codificados los símbolos aleatorios de entrada, éstos deben ingresar al modulador para ser transmitidos, pero dado que los símbolos se encuentran en un rango entre 0 y 127 (7 bits por símbolo), el modulador 16-QAM no será capaz de asignar una magnitud y fase a cada símbolo puesto que su rango está entre 0-15 (4 bits por símbolo), por lo que es necesario convertir cada número entero (símbolo) que se genere a la salida del bloque codificador en un número binario con 7 bits por entero, de tal manera que del tren de bits que se genere sea posible tomar grupos de 4 bits para generar números enteros (símbolos) que estén en el rango del modulador 16-QAM.

La adición de los bloques que permiten generar el tren de bits para adaptar el tamaño de los símbolos al modulador 16-QAM y el canal Gaussiano generador de ruido (AWGN) son mostrados en la Figura No. B.5.

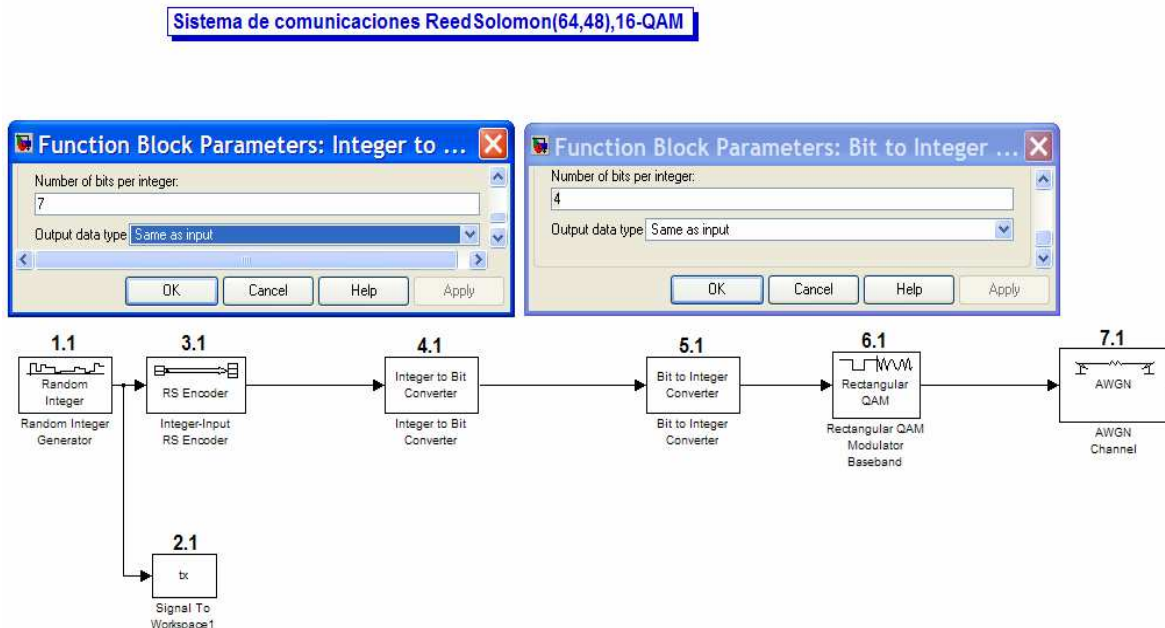


Figura No. B.5. Código de bloques Reed Solomon RS(64,48): (Simulink), bloques (1.1-7.1).

La función del bloque 4.1 (*Integer to Bit Converter*), como se describió anteriormente es la de convertir los números enteros entregados por el codificador Reed Solomon en un tren de bits, lo cual se consigue definiendo en el bloque la asignación de 7bits por entero (*Number of bits per integer: 7*). Una vez generado el tren de bits, éstos son agrupados para formar números enteros de 4bits haciendo uso del bloque 5.1 (*Bit to Integer Converter*), donde se define el mismo parámetro pero ahora tomando 4bits por entero (*Number of bits per integer: 4*), con cual se consigue estar dentro del rango de operación del modulador 16-QAM. Por otro lado tanto el bloque 6.1 (*Rectangular QAM Modulator Baseband*), como el 7.1 (*AWGN Channel*) conservaron los mismos parámetros con respecto a lo implementado para conformar la primer etapa del modelo.

Finalmente, los elementos restantes en el modelo, son los encargados de realizar el proceso inverso con el objetivo de entregar a la salida la información recuperada con el menor número de errores posible. De esta manera, el primer elemento correspondiente a la recepción es el demodulador 16-QAM (*Rectangular QAM Demodulator Baseband*), el cual recibe información

de amplitud y fase (números complejos en forma rectangular) para asociarla a un número entero (símbolo) de cuatro bits en un rango entre 0-15, y dado que posteriormente se realizará el proceso de decodificación (*Integer-Output RS Decoder*) el cual utiliza siete bits por símbolo (rango entre 0-127), de nueva cuenta será necesario generar un tren de bits (*Integer to Bit Converter*) a partir de los símbolos entregados por el demodulador para que posteriormente sea posible convertir dichos bits a números (*Bit to Integer Converter*) conformados por 7 bits por entero. Por otro lado, de nueva cuenta es incluido el bloque que permite monitorear los símbolos recuperados (*Signal To Workspace: rx*), así como los que permiten medir y mostrar el número de errores en el sistema, el total de símbolos comparados, y la tasa de error en el símbolo (*Error Rate Calculation/Display*).

La Figura No. B.6; muestra el modelo completo correspondiente a la segunda etapa, al incluir los bloques correspondientes a la recepción.

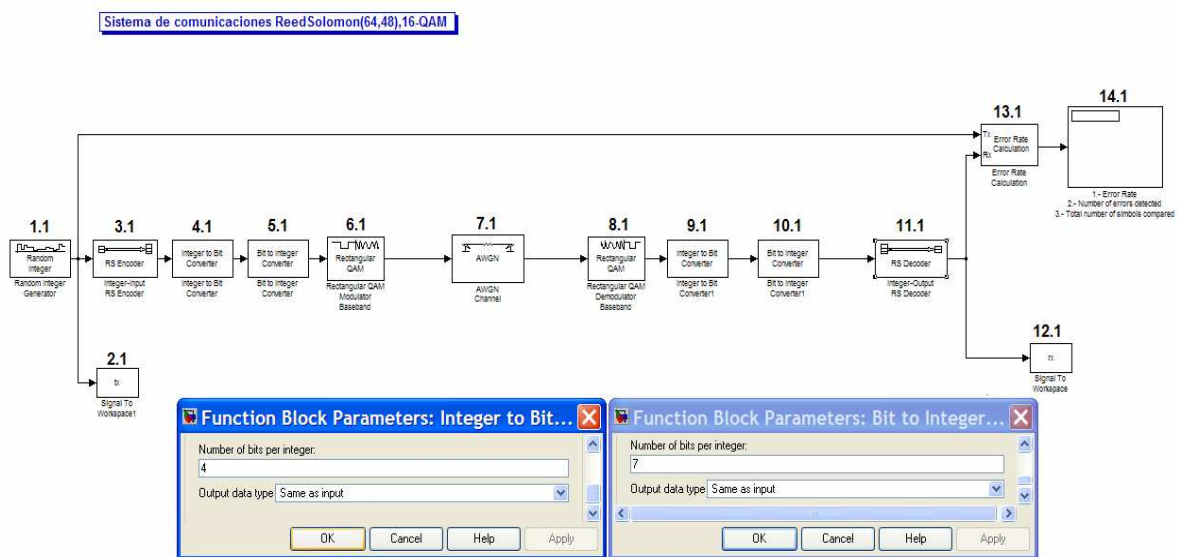


Figura No. B.6. Código de bloques Reed Solomon RS(64,48): (Simulink), bloques (1.1-14.1).

Los parámetros modificados en el bloque 8.1 (*Rectangular QAM Demodulator Baseband*) son los mismos que posee el modulador, conservando la misma forma de operación con respecto al modelo utilizado en la etapa uno. El bloque 9.1 (*Integer to Bit Converter*) como se mencionó anteriormente realizará la conversión a bits, tomando 4bits por entero (*Number of bits per integer: 4*), posteriormente el bloque 10.1 (*Bit to Integer Converter*) agrupará los bits para entregar números enteros conformados por 7bits (*Number of bits per integer: 7*). El bloque 11.1 (*Integer-Output RS Decoder*) contiene los mismos parámetros que su contraparte del codificador, teniendo como objetivo establecer una relación directa entre el funcionamiento de éstos. Los bloques restantes 12.1 (*Signal To Workspace:rx*), 13.1 (*Error Rate Calculation*) y 14.1 (*Display*) conservan su función de monitoreo, por lo que son mantenidos sin cambio alguno.

B.3 CÓDIGO CONVOLUCIONAL CC(2/3,7): (Simulink).

La tercer etapa del modelo incluye la adición de un segundo esquema de codificación generado por el código convolucional CC(2/3,7), definido también como parte de la capa física del estándar WiMAX 802.16e. La forma de operar del código convolucional CC(2/3,7) consiste en tomar a la entrada grupos de 2bits para agregar 1bit de redundancia a cada grupo, es decir que por cada 2bits que ingresan al codificador salen 3bits codificados, de ahí la especificación (2/3). Así el bit de redundancia añadido, a la postre será utilizado por el decodificador del código convolucional (*Viterbi Decoder*) para contribuir a reducir aún más la tasa de error en el bit. Por su parte, la especificación 7, tiene que ver con el número de registros de corrimiento que conforman la estructura del codificador.

Puesto que el código convolucional CC(2/3,7) debe ser colocado antes de llevar acabo la modulación, y dado que requiere bits a la entrada, el tren de bits generado posterior a la salida del codificador Reed Solomon es utilizado para este propósito, y siendo que la salida del código convolucional aún mantiene el formato de tren de bits (pero con una longitud mayor), éste es de nueva cuenta utilizado para ser convertido en números enteros de cuatro bits por símbolo para ser entregados al modulador 16-QAM. La Figura No. B.7; muestra el modelo completo correspondiente a la tercer etapa, cuya única variación respecto al modelo anterior es la inclusión del código convolucional, además de su parte complementaria en la recepción (decodificador).

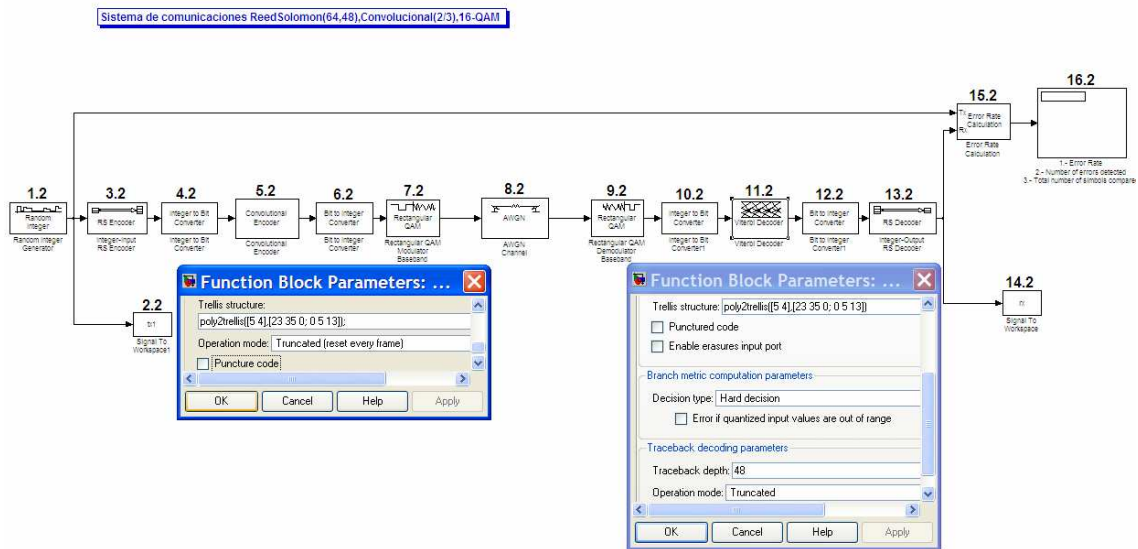


Figura No. B.7. Código Convolutacional CC(2/3,7): (Simulink), bloques (1.2-16.2).

Los parámetros modificados en el bloque 5.2 (*Convolutional Encoder*) corresponden en primer lugar a la definición del polinomio generador (*Trellis structure: poly2trellis([5 4],[23 35 0; 0 5 13])*);, el cual contiene la información de los registros de memoria y de las interconexiones entre éstos que permiten realizar sumas en módulo dos para producir la salida codificada (la definición del polinomio generador fue descrita de forma detallada en la sección A.3 del anexo anterior). El segundo y último parámetro modificado tiene que ver con el modo de operación

donde los registros de memoria son puestos a cero al iniciar la codificación de una nueva trama (*Operation mode: Truncated (reset every frame)*).

Por su parte, en el decodificador se especifican cuatro parámetros, en primera instancia se define el polinomio generador el cual es exactamente el mismo que se utilizó para la codificación (*Trellis structure: poly2trellis([5 4],[23 35 0; 0 5 13]);*). En segundo lugar se encuentra el parámetro donde se define el tipo de entrada (unos y ceros) especificado mediante el tipo de decisión (*Decisión type: Hard decision*). El parámetro tres establece el modo de operación (*Operation mode: Truncated*), donde el decodificador asume que los registros del codificador fueron inicializados en cero además de que esta especificación implícitamente trae consigo el hecho de que no se adicionen retardos en el proceso de decodificación, lo cual afecta directamente al cuarto parámetro que es precisamente donde se especifica el número de retardos a adicionar, por lo que para conservar el modo de operación sin retardos según lo establecido por las especificaciones del bloque se debe tomar un valor menor o igual al número de símbolos que hay en cada trama, por lo que para cumplir con ese propósito se seleccionó el valor correspondiente a la longitud de la trama más pequeña del sistema 48 (*Traceback depth: 48*), valor proporcionado por la longitud de la trama inicial de la cadena.

B.4 MODIFICACIONES EN EL SISTEMA PARA TRANSMITIR Y RECIBIR AUDIO: (Simulink).

Matlab permite trabajar con archivos de audio (WAV), una manera de evaluar el sistema radica precisamente en transmitir datos que representen información de audio, los cuales a la postre serán recuperados bajo las mismas condiciones con las que fueron evaluados los modelos anteriores, para conseguir gradualmente que su reproducción sea lo más cercana posible a la versión suministrada por el archivo de audio original.

Para poder trabajar con un archivo de audio en Matlab, su extensión debe ser WAV (*Waveform Audio*). Por lo que para realizar la simulación se decidió crear un archivo de audio bajo ese formato con una frecuencia de muestro de 8000 Hz, 8 bits por muestra, y con una duración de 60 segundos. Para poder utilizar el archivo creado, basta guardarlo en la carpeta de trabajo de Matlab donde se encuentra el modelo, y posteriormente seguir los pasos que se describen a continuación para leer el archivo, guardarlo en una variable y exportarlo al modelo en Simulink.

El primer paso consiste en situarse en la ventana de comandos de Matlab para poder leer el archivo (*Fergalicious.wav*), y al mismo tiempo guardarlo en una variable que lleva por nombre *xin*. La instrucción que permite ejecutar esta operación es: *xin=wavread('Fergalicious.wav');* Por otro lado es posible reproducir la información almacenada en la variable, especificando la frecuencia de muestro haciendo uso de la instrucción: *wavplay(xin,8000)*; El procedimiento anterior es mostrado en la Figura No. B.8.

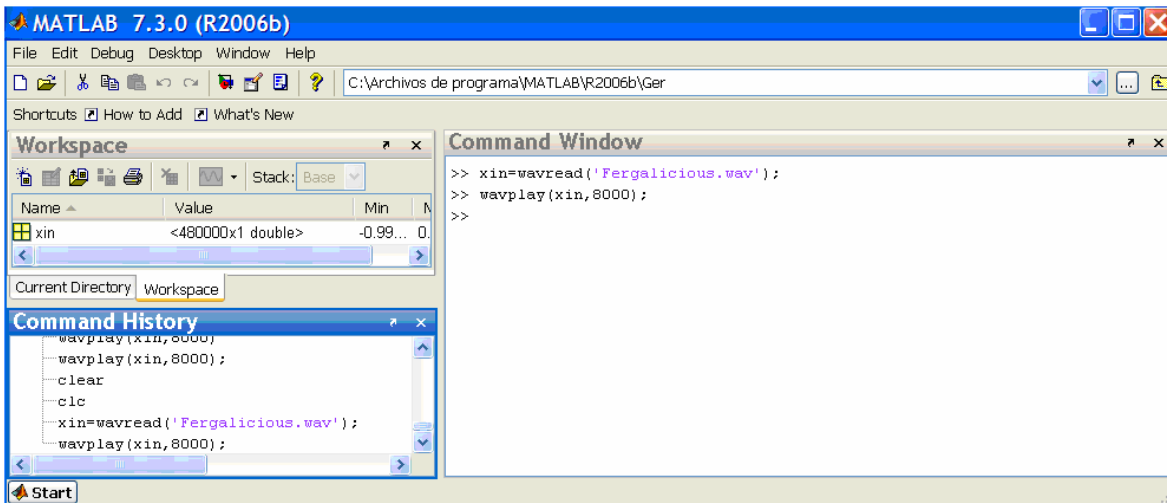


Figura No. B.8. Instrucciones que permiten leer y reproducir un archivo WAV haciendo uso de la ventana de comandos de Matlab.

El segundo paso consiste en mostrar la forma de exportar la información del archivo de audio almacenada en la variable *xin* al modelo en Simulink. Para conseguir dicho propósito se hace uso del bloque especializado (*Signal From Workspace*). Para ilustrar la operación de este procedimiento se añadieron tres bloques, el primero permite reproducir la información contenida en *xin* empleando el bloque (*To Wave Device*), los dos bloques restantes son un switch (*Manual Switch*) y una constante puesta a cero (*Constant*) cuyo propósito es detener la reproducción del audio en el momento que se desee mientras la simulación está corriendo. La Figura No. B.9; muestra los bloques descritos anteriormente.

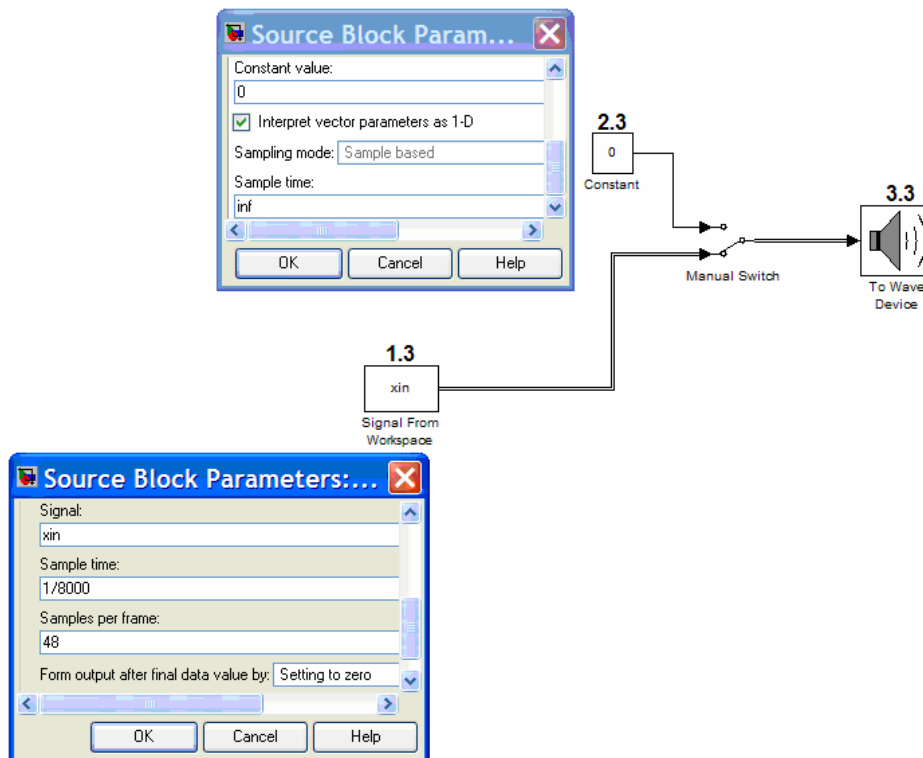


Figura No. B.9. Transmisión y Recepción de audio, bloques (1.3-3.3).

El bloque 1.3 (*Signal From Workspace*) que como se mencionó anteriormente permitirá exportar la información de la variable *xin* al modelo de Simulink, tiene los siguientes parámetros a modificar. En primer lugar el nombre de la señal debe ser el mismo que el de la variable que se definió en la ventana de comandos (*Signal: xin*). El segundo parámetro es el periodo de muestreo (*Sample time: 1/8000*), el cual está definido como el inverso de la frecuencia de muestro, dato que resulta conocido desde la creación del archivo. El tercer parámetro a modificar es el número de muestras por trama, el cual fue definido como 48 (*Samples per frame: 48*) pensando en la incorporación de esta etapa al sistema de comunicaciones que tiene como primer elemento el código de bloques Reed Solomon el cual recibe a la entrada tramas conformadas por 48 símbolos. El último parámetro de este bloque permite definir cómo será la salida después de que el último dato ha sido exportado, y que para efectos de simulación se ha decidido poner a cero (*Form output after final data value by: Setting to zero*). Por su parte, el bloque 2.3 (*Constant*) únicamente tomó el valor de cero (*Constant value: 0*), dejando el resto de los parámetros como los predefinidos. Finalmente, el bloque 3.3 (*To Wave Device*) el cual utiliza el dispositivo de audio (*Conexant AMC Audio*) provisto por la plataforma *WINDOWS* para reproducir el archivo contiene parámetros de tiempo de retraso, tamaño del *buffer*, etc, los cuales no fue necesario modificar dada su correcta operación.

El paso número tres radica en agregar a los bloques descritos anteriormente el elemento denominado (*Quantizing Encoder*), que permitirá asignarle a cada una de las muestras (rango entre -1 y 1), un nivel entre 0 y 127 acorde a la entrada esperada por el primer bloque del sistema de comunicaciones que corresponde al código de bloques Reed Solomon. La Figura No. B.10; muestra la adición de este elemento.

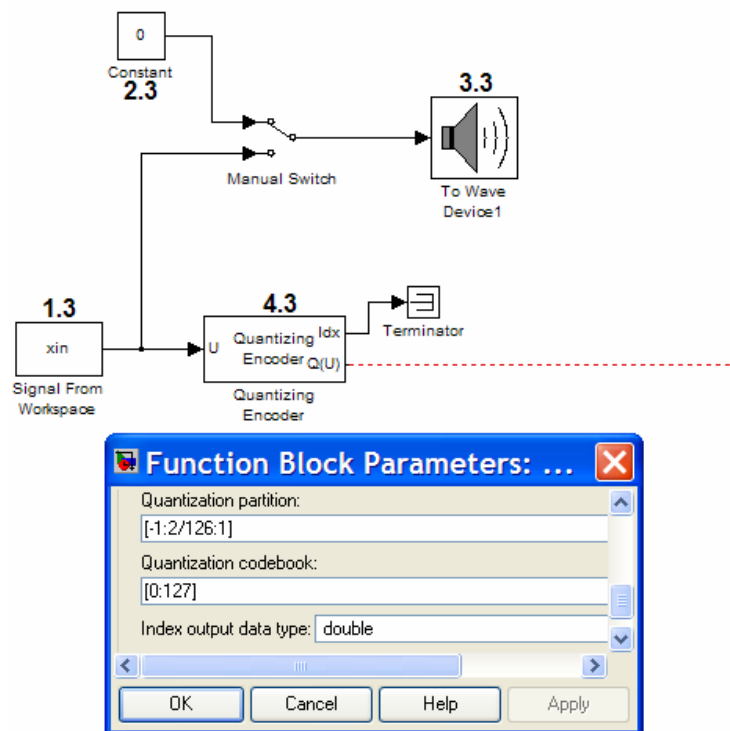


Figura No. B.10. Transmisión y Recepción de audio, bloque (1.3-4.3).

El bloque 4.3 (*Quantizing Encoder*) cuenta con dos parámetros por modificar. El primero define la parte correspondiente a la cuantización, es decir el número de niveles y cómo se hará la asignación de éstos a cada muestra. El número de niveles tiene que ver con el número de bits empleados, en este caso la operación del código de bloques Reed Solomon servirá como punto de partida para el diseño del cuantizador el cual establece 7bits por símbolo lo que trae como consecuencia el uso de 128 niveles ($2^7 = 128$). Y dado que el rango de valores de las muestras de una señal de audio está aproximadamente entre -1 y 1, es necesario partir su correspondiente valor pico a pico (el cual es igual a 2) primeramente en 126 niveles y considerar para los dos niveles restantes, el caso en el que llegara a haber una muestra menor a -1 y otra que llegará a ser mayor a 1 con lo que se completaría los 128 niveles. Lo anterior se consigue definiendo lo siguiente (*Quantization Partition: [-1:2/126:1]*). Por otro lado, el segundo parámetro (*Quantization Codebook: [0:127]*) establece el valor correspondiente a cada nivel, rango de valores que acorde a los 7bits está entre 0 y 127. Así las muestras inferiores a -1 tomarán el valor de 0, las muestras intermedias tomarán valores entre 1 y 126, y finalmente las muestras superiores a 1 tomarán el valor de 127.

Una vez que se ha cuantizado y codificado la señal de audio acorde al rango de valores definido en la operación del código de bloques Reed Solomon, es posible implementar el sistema completo, el cual es mostrado en la Figura No. B.11; Donde además puede observarse que la parte final del receptor incluye un decuantizador y un decodificador encargados de recibir la salida del decodificador Reed Solomon para asignar a cada símbolo entre 0 y 127, un nivel en este caso entre -1 y 1 con lo que será posible reconstruir la información correspondiente al audio.

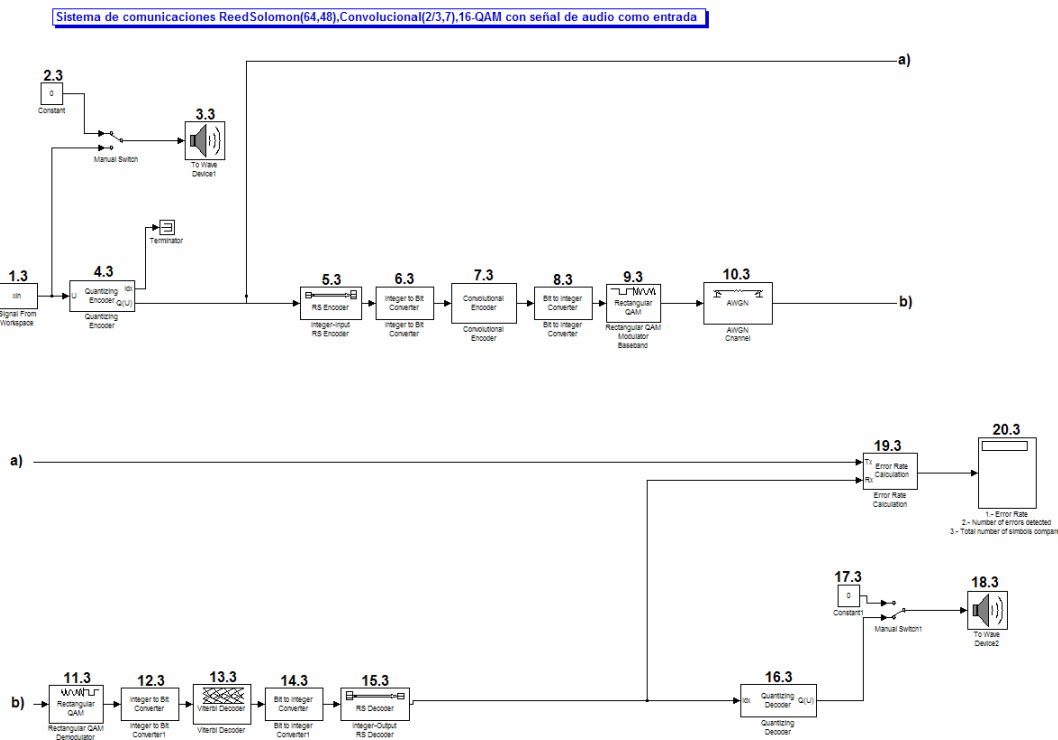


Figura No. B.11. Transmisión y Recepción de audio, bloques (1.1-20.3).

El bloque 16.3 (*Quantizing Decoder*), tiene como único parámetro por definir el valor de la muestra correspondiente a cada símbolo (*Quantization Codebook: [-1:2/126:1]*). Así aquellos símbolos que sean iguales a 0 tomarán el valor de -1, los símbolos intermedios tomarán valores que están aproximadamente entre -0.9 y 0.9, y finalmente aquellos símbolos iguales a 127 tomarán el valor de 1.

ANEXO C

MODELOS GENERADOS PARA SIMULAR Y EMULAR EL FILTRO ADAPTIVO CANCELADOR DE RUIDO.

C.1 IMPLEMENTACIÓN DEL FILTRO ADAPTIVO: (Simulink).

Para la implementación del modelo, se consideró como entrada información de audio en formato WAV (*Waveform Audio*), con una frecuencia de muestreo igual a 8KHz, 8 bits por muestra, y una duración de 60 segundos. La información del archivo de audio fue introducida al modelo en Simulink siguiendo los pasos descritos en el anexo anterior en la sección B.4.

Una vez establecida la señal de entrada al sistema, el siguiente paso consistió en añadir un canal para producir afectaciones en la señal. Una manera de hacerlo, es por medio de la adición de un generador de ruido aleatorio Gaussiano tal como fue mostrado en secciones anteriores. Por otro lado, para realizar la implementación del filtro es necesario conocer las características del canal ya que el principio de funcionamiento del filtro adaptivo consiste en ajustar sus coeficientes en función de evaluar el error producido entre el ruido que está afectando a la señal al momento de pasar por el canal, y una estimación del canal producida a la salida del filtro basada en mediciones realizadas (información conocida) para caracterizar dicho canal. Así, para conseguir que esta estimación sea gradualmente más aproximada al ruido que afecta a la señal en tiempo real, los coeficientes se ajustan hasta que el error es cada vez más cercano a cero, dando como resultado la eliminación de la componente de ruido. Así, para simular el ruido presente en el canal, se consideró efectuar una variación sobre el ruido aleatorio Gaussiano haciéndolo pasar por un filtro pasabajas para producir ruido conformado por bajas frecuencias (menores a 1KHz), por lo que el objetivo del filtro adaptivo consistirá en ajustar sus coeficientes para producir gradualmente una aproximación a este tipo de ruido para idealmente conseguir igualarlo, partiendo del ruido aleatorio Gaussiano original (no filtrado). Por lo que una vez conseguida la mejor aproximación a la salida del filtro, la sustracción de ésta con la señal afectada por el ruido del canal originará la cancelación del ruido, produciendo una buena aproximación de la señal original, perceptiblemente libre de ruido.

La señal de entrada (*Signal From Workspace*) y un elemento denominado (*Data type Conversion*) cuya función es establecer el mismo tipo de datos para hacer posible la interacción entre bloques permitiendo adicionar ruido en formato *single* a la señal de entrada, son mostrados en la Figura No. C.1; Así como la inclusión de los bloques correspondientes al generador de ruido aleatorio Gaussiano (*Noise*), y del filtro pasabajas (*Digital Filter Design*), los cuales en conjunto permiten producir el ruido compuesto por bajas frecuencias.

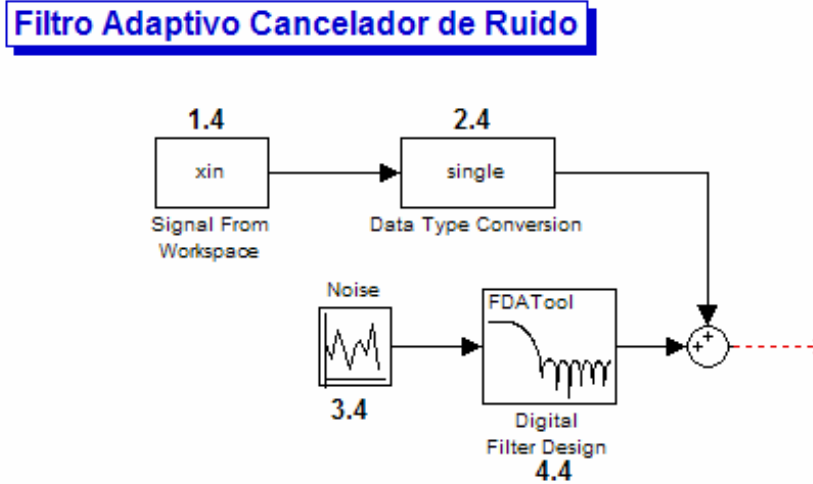


Figura No. C.1. Filtro Adaptivo Cancelador de Ruido, bloques (1.4-4.4).

En el bloque 1.4 (*Signal From Workspace*), sólo se asignó un nombre a la variable contenedora de la información de audio (*xin*). En tanto que en el bloque 2.4 (*Data Type Conversión*), únicamente se especificó el tipo de dato de salida (*Output data type mode: single*). Por su parte en el bloque 3.4 (*Noise*) solamente dos parámetros resultaron modificados, preservando el resto como los predefinidos siendo en primera instancia especificado el periodo de muestreo (*Sample time: 1/8000*), y posteriormente el número de muestras por trama (*Samples per frame: 32*), esto debido a que el diseño del filtro adaptivo ha sido elegido como orden 32, por lo que necesitará la información de 32 muestras para efectuar sus estimaciones. Por último, la salida conformada por ruido en bajas frecuencias producida por el bloque 4.4 (*Digital Filter Design*), posee como parámetros de diseño, un tipo de respuesta pasabajas (*Response Type: lowpass*), orden 20 (*Specify order: 20*), una frecuencia de muestreo de 8KHz y una frecuencia de corte de 1KHz (*Frequency Specifications (KHz): Fs: 8, Fc: 1*), con el objetivo de producir ruido con componentes en frecuencia menores a 1KHz.

En esta etapa del modelo, la señal de entrada ha sido afectada por ruido en bajas frecuencias donde se representan las malas condiciones del canal, por lo que para removerlo se requiere adicionar al sistema el bloque correspondiente al filtro adaptivo. En cual, como se mencionó con anterioridad proporcionará a la salida una estimación de las condiciones del canal a partir de información conocida sobre el mismo, para que gradualmente la estimación generada por el filtro y el ruido presente en el canal sea tan cercanamente parecidos que produzcan como consecuencia la cancelación del ruido, dejando únicamente la señal correspondiente al audio. La inclusión del filtro adaptivo es mostrada en la Figura No. C.2.

Filtro Adaptivo Cancelador de Ruido

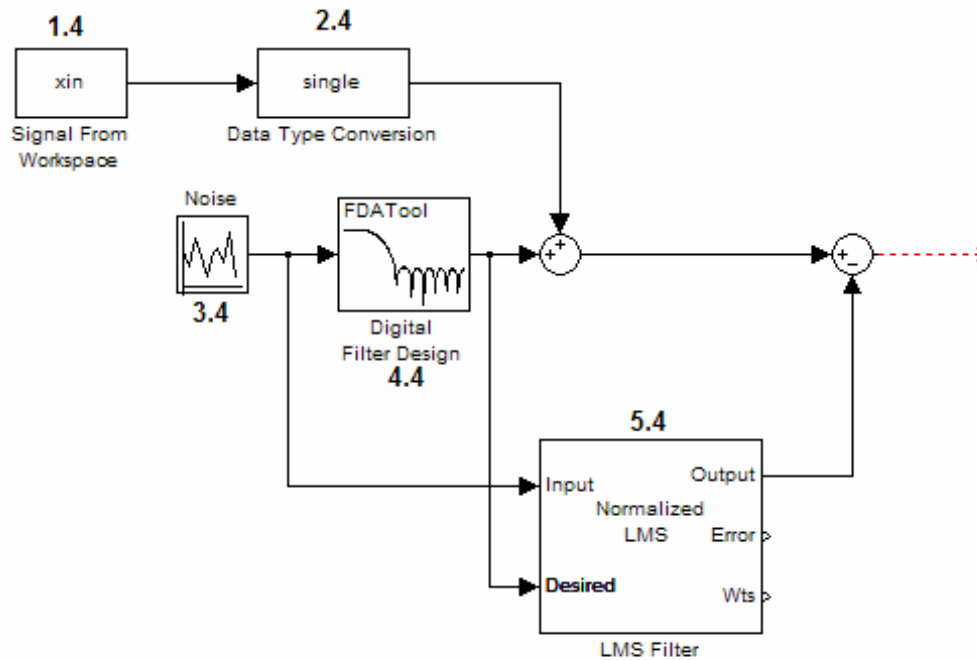


Figura No. C.2. Filtro Adaptivo Cancelador de Ruido, bloques (1.4-5.4).

Los parámetros del filtro adaptivo son descritos en la Tabla No. C.1.

Tabla No. C.1: Parámetros de diseño del filtro Adaptivo cancelador de ruido.

Algoritmo	LMS Normalizado
Longitud del Filtro	31
Tamaño del paso	0.001
Leakage Factor	1
Valor Inicial de los coeficientes	0

Teniendo como base los parámetros descritos en la tabla anterior, el bloque 5.4 (*LMS Filter*) localizado en la librería *dsplib* calcula los coeficientes del filtro adaptivo, donde el algoritmo utilizado es mínimos cuadrados (*Algorithm: Normalized LMS*), considerando la longitud del filtro (orden del filtro) igual a 31 (*Filter length: 31*), el tamaño de paso o tasa de convergencia del algoritmo igual 0.001 (*Step size: 0.001*), el denominado *leakage factor* igual a 1 (*Leakage factor: 1*), lo cual establece que los valores actuales de los coeficientes dependen de las

condiciones iniciales del filtro y de todos los valores de entrada previos, y finalmente estableciendo que el valor inicial de los coeficientes es cero (*Initial value of filter weights: 0*).

Para completar la incorporación del bloque correspondiente al filtro adaptivo se conectó el ruido blanco aleatorio Gaussiano al puerto de entrada, posteriormente se conectó la salida del filtro digital (el ruido en baja frecuencia) al puerto etiquetado como *desired* debido a que esta es la señal que se pretende que el filtro logre reproducir a partir de tener únicamente como entrada el ruido blanco aleatorio Gaussiano.

Por otro lado, el puerto de salida del filtro adaptivo es conectado a un bloque restador que precisamente se encargará de realizar dicha operación aritmética entre la señal de entrada afectada por el canal y la salida del filtro que gradualmente produce una mejor aproximación del ruido en baja frecuencia, lo que origina que la resta de estas dos señales produzcan una aproximación cada vez mejor de la señal de entrada. Es importante mencionar que debido a que la salida del filtro adaptivo únicamente produce una aproximación al ruido, siempre existirá una diferencia entre la señal de entrada y la señal aproximada.

Por otra parte, el bloque del filtro adaptivo posee dos puertos más que aún no se han mencionado, en primera instancia el puerto etiquetado como *Error* contiene la información correspondiente a la diferencia entre la señal deseada y la señal que se logró reproducir a la salida, y dado que el error nunca es cero el filtro continua ajustando sus coeficientes para obtener una mejor aproximación del ruido. Por su parte, el puerto etiquetado como *Wts* muestra los cambios graduales que tienen los coeficientes del filtro, los cuales tienden a mostrar un nivel de estabilidad a medida que el error entre las señales comparadas va disminuyendo, y tal como se mencionó anteriormente puesto que no se puede conseguir que el error sea cero los coeficientes continuarán siendo ajustados.

En la Figura No. C.3; se muestra el diagrama completo de la simulación del filtro adaptivo cancelador de ruido. En el cual se incluyen tres puntos de prueba (A, B y C), empleando los bloques (*To Wave Device & Manual Switch*) con el objetivo de monitorear manualmente y de manera auditiva las diferentes etapas del modelo. En el punto A es posible escuchar la señal de entrada original (*archivo WAV*) sin perturbaciones. Por su parte, en el punto B es posible escuchar el ruido en bajas frecuencias de manera independiente, ya que se encuentra directamente conectado a la salida del filtro pasabajas. En tanto que el punto C, fue conectado la salida del bloque que realiza la resta entre la señal afectada por ruido y la mejor aproximación de éste entregada por el filtro adaptivo, por lo que en este punto es posible escuchar la señal perturbada por el ruido y su mejora gradual producida por el ajuste de los coeficientes del filtro. De manera adicional, el diagrama final incluye un terminador conectado a la salida del filtro adaptivo etiquetada como *Error*, y un bloque denominado (*Vector Scope*) conectado a la salida *Wts* para observar gráficamente la convergencia de los coeficientes del filtro.

Filtro Adaptivo Cancelador de Ruido

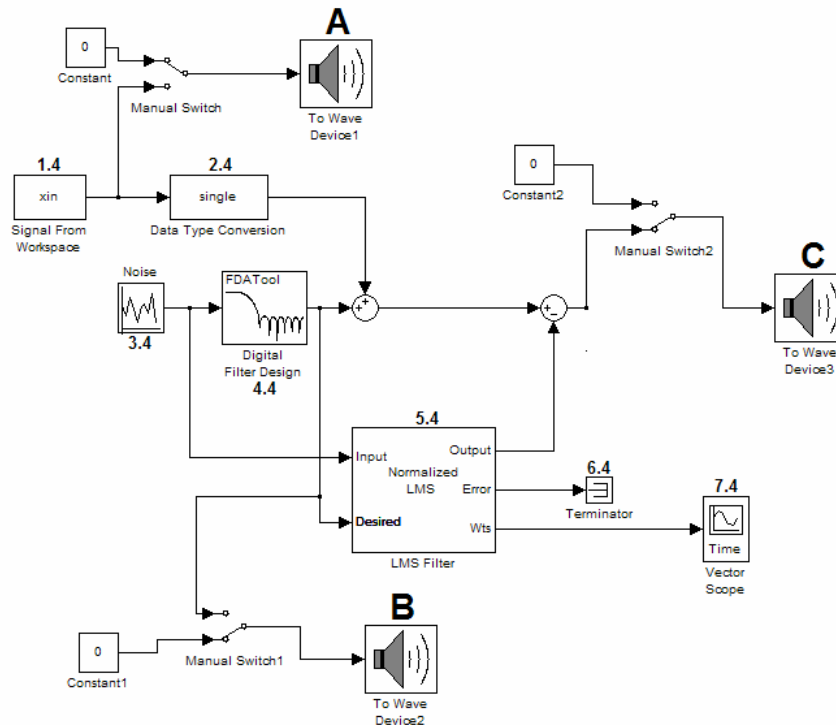


Figura No. C.3. Filtro Adaptivo Cancelador de Ruido, bloques (1.4-7.4).

El bloque 6.4 (*Terminator*), tiene como única función inhibir la salida del filtro que proporciona información sobre la reducción del error ya que ésta no será utilizada, resaltando que el bloque no contiene parámetros por modificar y que su inclusión es para evitar la aparición de *warnings* en el modelo. Por otro lado, el bloque 7.4 (*Vector Scope*) el cual como se mencionó anteriormente representa la manera gráfica de observar la estabilidad gradual de los coeficientes del filtro, tiene como parámetros a especificar que la convergencia será observada en función del tiempo (*Input Domain: time*) y de trama en trama (*Time display span (number of frames)*: 1), dejando el resto de los parámetros como los predeterminados.

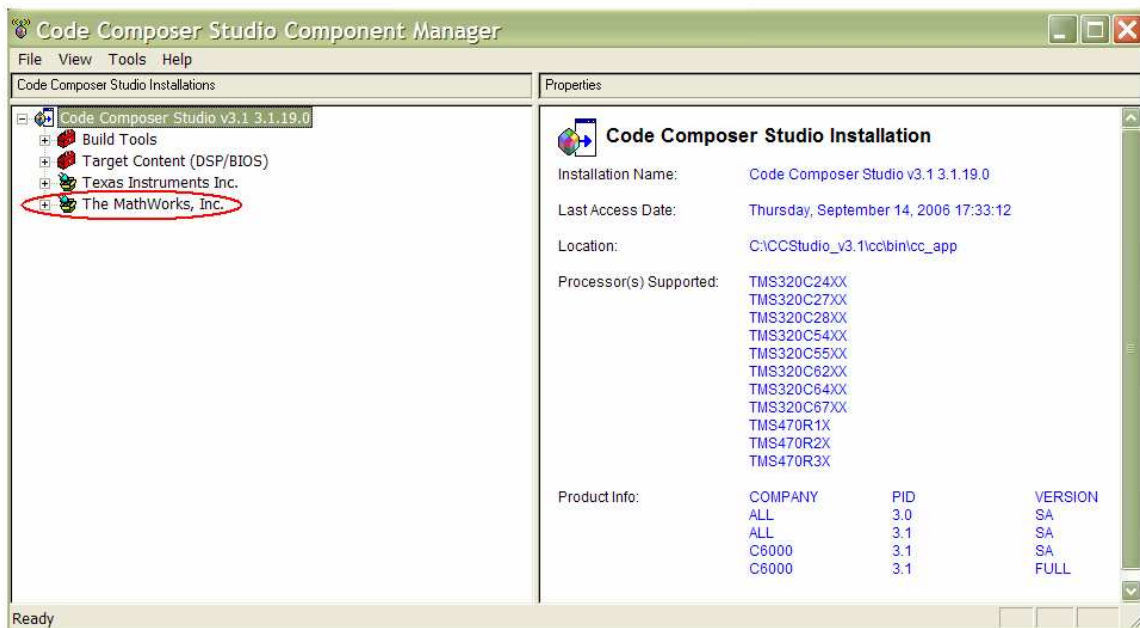
C.2 MODIFICACIONES EN EL MODELO PARA SU EMULACIÓN EN EL DSK6713 DE TEXAS INSTRUMENTS.

Para transferir el modelo implementado previamente en Simulink al procesador digital de señales (DSK6713) de Texas Instruments, en primer lugar es necesario verificar que las versiones de Matlab y del *Code Composer Studio* integrado como interfaz para el procesador digital de señales sean compatibles. La compatibilidad de versiones es mostrada en la Tabla No. C.2.

Tabla No. C.2: Compatibilidad entre las versiones de Matlab y del CCStudio.

Matlab	CCStudio
Matlab 7.3.0 (R2006b)	CCStudio v.3.1

Una vez instaladas las versiones compatibles, para verificar que el programa Matlab ha sido reconocido por el CCStudio, el camino más simple es utilizar la opción “inicio” de *WINDOWS*, para dirigirse al software de Texas Instruments e identificar el *Code Composer Studio 3.1*, para después seleccionar la opción *Component Manager* donde una pantalla como la que se muestra en la Figura No. C.4; servirá como indicador de que la operación de reconocimiento ha sido satisfactoria.

**Figura No. C.4. Pantalla de reconocimiento del software Matlab en el CCStudio de Texas Instruments.**

De la figura anterior puede observarse la aparición de un componente adicional en el *Code Composer Studio*, el cual proviene del fabricante *MathWorks* creador del software Matlab. Por lo que el hecho de tener habilitada esta opción, hace posible realizar la interacción entre el procesador digital de señales (DSK6713) y la herramienta Simulink de Matlab.

Una vez establecido el entendimiento entre el CCStudio y Matlab, para poder hacer uso del modelo que se implementó en Simulink dentro del procesador digital de señales, es necesario hacer algunas modificaciones en el diseño. En primer lugar es necesario elegir dentro de Simulink la tarjeta adecuada (en este caso DSK6713), una opción para hacerlo es tecleando en la ventana de comandos la instrucción `c6000tgtpreflib`, lo cual generará la aparición de la ventana que se muestra en la Figura No. C.5.

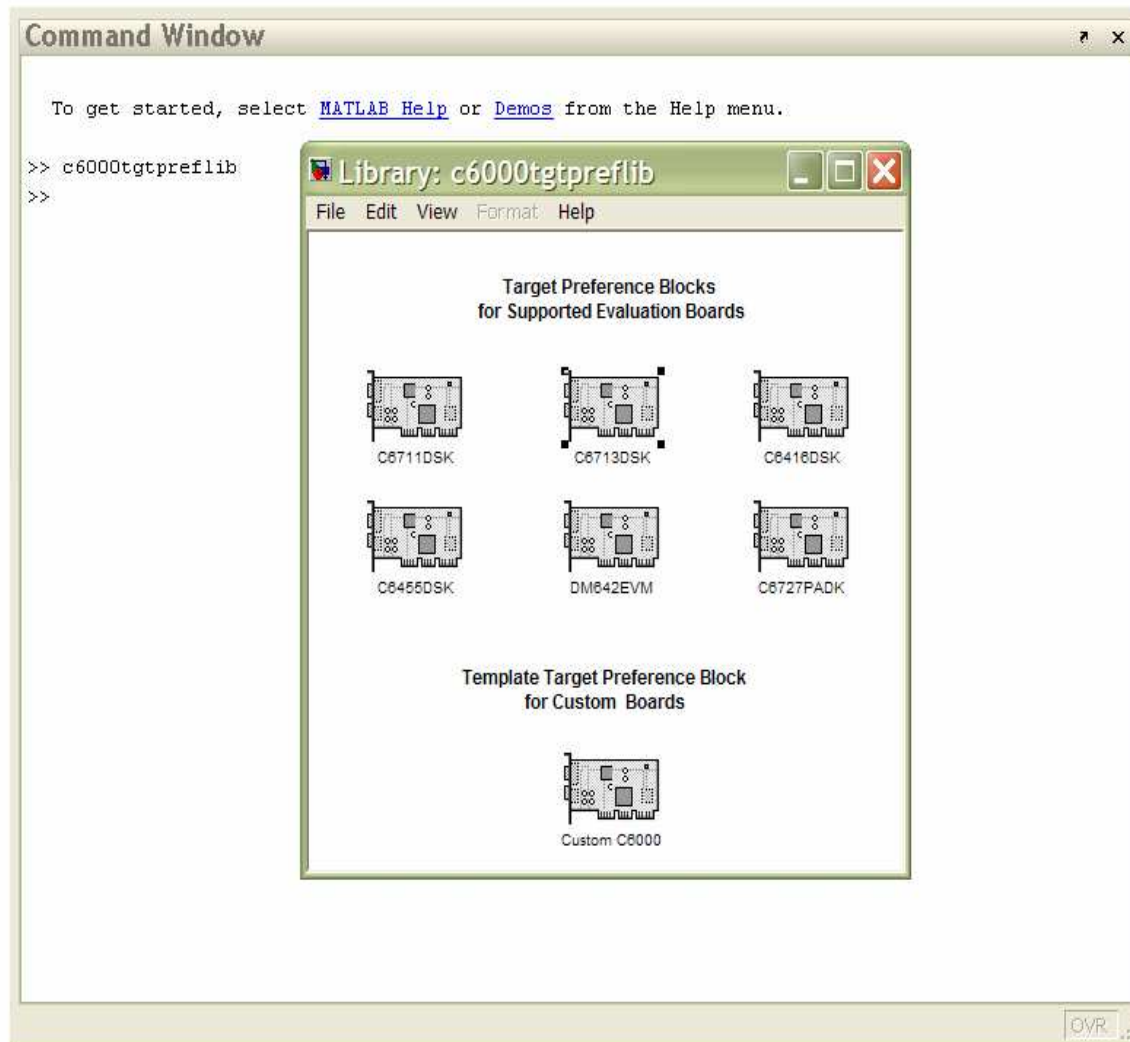


Figura No. C.5. Comando que permite seleccionar el dispositivo C6713DSK.

De las opciones mostradas en la pantalla anterior, el bloque correspondiente a la tarjeta C6713DSK es seleccionado para posteriormente ser arrastrado al modelo del filtro adaptivo que ya se tenía implementado en Simulink. Por otro lado, los puntos de prueba A, B y C los cuales fueron colocados en el modelo para efectos de simulación fueron removidos. En este punto dado que la tarjeta será la que manipule la información de audio tanto de entrada como de salida, el bloque *xin* es sustituido por el bloque (*ADC*), en tanto que la salida total del modelo es conectada al bloque (*DAC*). Los bloques (*ADC*) y (*DAC*) pueden ser invocados ejecutando la instrucción *c6000lib* en la ventana de comandos de Matlab o bien pueden ser encontrados en la librería *Embedded Target for TI C6000 DSP*. La inclusión de los bloques antes mencionados y los cambios realizados en el modelo son mostrados en la Figura No. C.6.

Filtro Adaptivo Cancelador de Ruido Implementado para su operación con el DSP (DSK6713) de TI

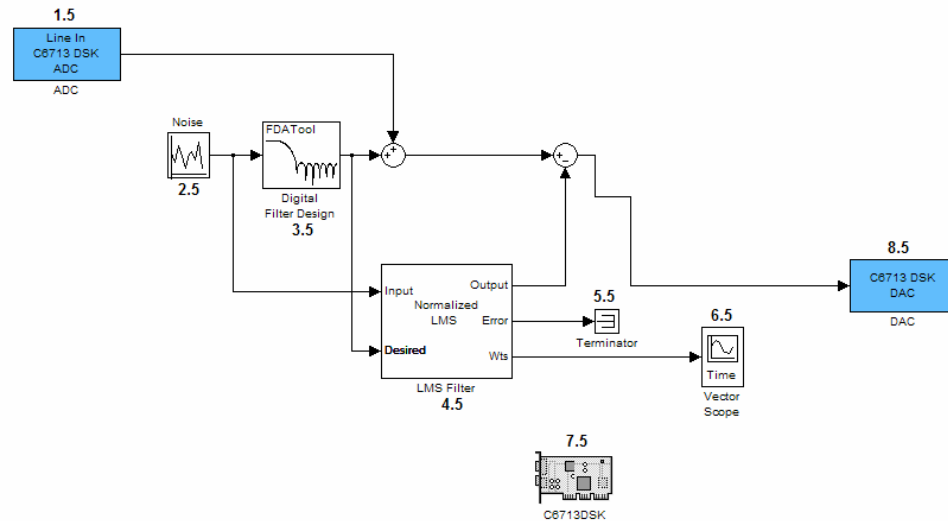


Figura No. C.6. Filtro Adaptivo Cancelador de Ruido para su operación con el DSP (DSK6713) de Texas Instruments, bloques (1.5-8.5).

El bloque 1.5 (*ADC*), es un convertidor analógico-digital cuya función es muestrear y cuantizar la señal de entrada. Entre los parámetros a modificar en este bloque se encuentra la selección del puerto de entrada especificado como *line in (ADC Source: Line In)*, posteriormente la frecuencia de muestreo es definida como 8KHz (*Sampling Rate: 8KHz*) para preservar una analogía con respecto al modelo simulado en la sección anterior, subsiguientemente es especificado el número de muestras por trama definido como 32 (*Samples per frame: 32*), ya que este es el número de muestras requeridas por el filtro para actualizar sus coeficientes dado que ha sido diseñado con un orden igual a este valor. Otra modificación en este bloque consiste en deshabilitar la opción *Stereo*, ya que de ser preservada el modelo tendría que ser capaz de manejar matrices de 32x2 correspondientes a los dos canales que son provistos bajo esta modalidad, finalmente el resto de parámetros son preservados como los preestablecidos. Por su parte, el bloque 7.5 (C6713DSK) tiene como función modificar los parámetros de configuración predeterminados en Simulink, cambiándolos por métodos de solución discretos los cuales son utilizados para hacer posible la generación automática de código en lenguaje C para poner en operación el modelo en el procesador digital de señales. Destacando que los cambios en la configuración son aplicados de manera instantánea al momento de aceptar esta configuración cuando el bloque es adicionado al modelo. Finalmente el bloque 8.5 (*DAC*), realiza la función inversa al *ADC*, es decir que a partir de información digital asigna niveles correspondientes al rango de voltaje de una señal de audio, es por eso que los cambios en este bloque son los mismos que se hicieron previamente en el *ADC* teniendo como objetivo establecer una relación entre ellos. Seguir esta serie de pasos hace posible transferir el modelo construido en Simulink al DSP de manera transparente, con lo que resulta posible implementar físicamente el filtro adaptivo cancelador de ruido para aplicaciones reales.

ANEXO D

MODIFICACIONES EFECTUADAS EN EL MODELO CORRESPONDIENTE A LA “MODULACIÓN 16-QAM” PARA SU EMULACIÓN SOBRE EL DSK6713.

El modelo descrito en el ANEXO B sección B.1 cuyo principal objetivo radica en transmitir información a través de un canal Gaussiano para posteriormente intentar recuperar dicha información con el menor número de errores posibles, es utilizado como referencia para efectuar los cambios que permitirán realizar su transferencia al procesador digital de señales DSK6713. Considerando que la principal aplicación del DSK6713 es el procesamiento de señales de audio, las modificaciones en el modelo tienen que ver con adecuaciones para reemplazar los datos aleatorios de entrada por una señal analógica (audio). Por otro lado, a diferencia del modelo original este nuevo esquema no cuenta con un generador de ruido aleatorio interno, ya que al tratarse de una emulación resulta poco práctico dejar un nivel constante de ruido, razón por la cual este componente ha sido eliminado del modelo. De esta manera, el objetivo del modelo modificado radica en buscar recuperar la información de audio sin distorsión alguna después de haber sido procesada por cada uno de los bloques que lo conforman.

La Figura No. D.1; muestra los cambios efectuados en el modelo concernientes a la etapa de transmisión.

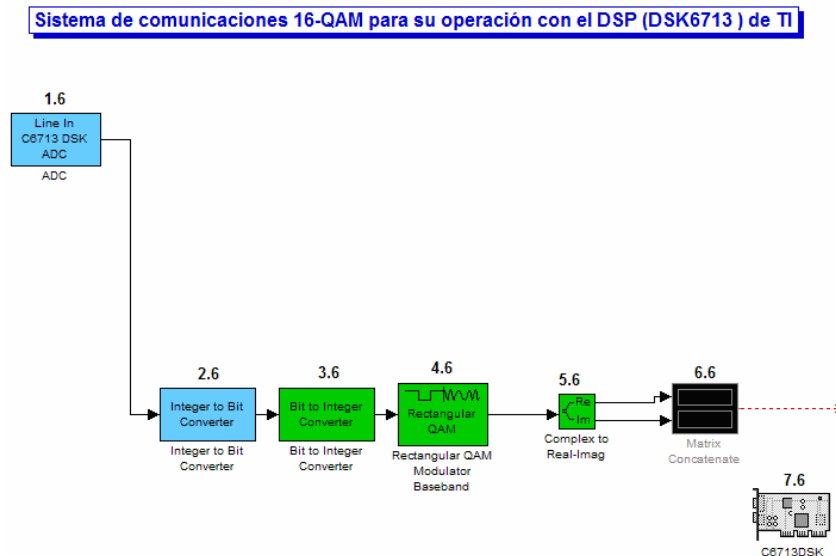


Figura No. D.1. Etapa de transmisión del sistema de comunicaciones 16-QAM para su operación con el DSP (DSK6713) de Texas Instruments, bloques (1.6-6.6).

El bloque 1.6 (*ADC*) como se explicó antes, es un convertidor analógico-digital utilizado para muestrear y cuantizar la señal de entrada. Los parámetros modificados en esta ocasión, son el puerto de entrada especificado como *line in (ADC Source: Line In)*, la frecuencia de muestreo definida como 44.1KHz (*Sampling Rate: 44.1KHz*), el número de muestras por trama establecido como 48 (*Samples per frame: 48*), el tipo de escalado el cual tiene que ver con que la salida del bloque esté compuesta por números enteros (*Scaling: Integer Value*) para así facilitar el directo manejo de la información por parte del bloque conversor a bits, la especificación del tipo de dato de salida definido como *double (Output data type: double)*, la eliminación de la opción *Stereo*, para evitar el manejo de matrices de dos columnas correspondientes a los dos canales provistos bajo esta modalidad, finalmente conservado el resto de parámetros como los predefinidos en el bloque. Por su parte, tanto en el bloque 2.6 (*Integer to Bit Converter*) como en el 3.6 (*Bit to Integer Converter*) únicamente es especificado el número de bits por entero, siendo 16 (*Number of bits per integer: 16*) y 4 (*Number of bits per integer*) respectivamente. El bloque 5.6 (*Complex to Real-Imag*) encargado de separar los números complejos en parte real y parte imaginaria, no requiere modificación alguna. En tanto que en el bloque 6.6 (*Matrix Concatenate*) es necesario especificar que se tendrán dos entradas (*Number of inputs: 2*), una correspondiente a la parte real y otra a la parte imaginaria definiendo también que el modo de concatenación ha sido elegido por comodidad como vertical (*Mode: Vertical matrix concatenation*). Finalmente el bloque 7.6 (C6713DSK), modifica los parámetros de configuración de Simulink para hacer posible la importación del modelo al DSP. Continuando con los cambios efectuados sobre el modelo, la Figura No. D.2; muestra la etapa de recepción.

Sistema de comunicaciones 16-QAM para su operación con el DSP (DSK6713) de TI

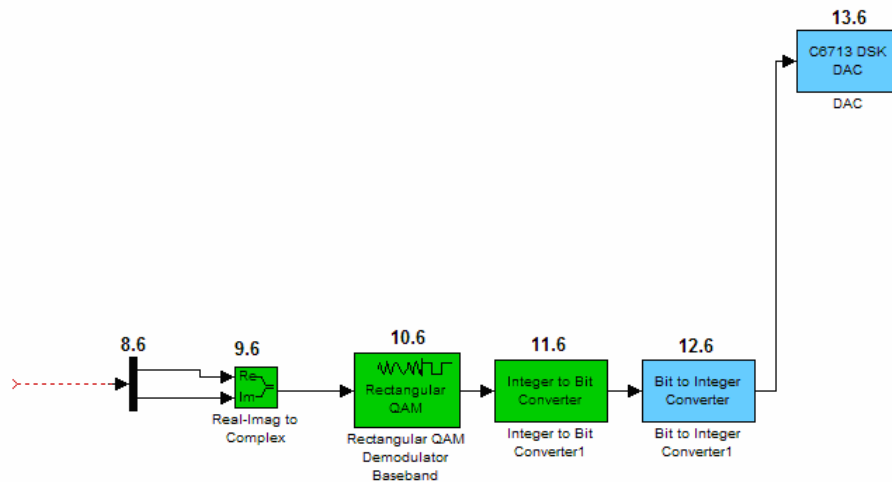


Figura No. D.2. Etapa de recepción del sistema de comunicaciones 16-QAM para su operación con el DSP (DSK6713) de Texas Instruments, bloques (8.6-13.6).

El bloque 8.6 (*Demux*) es el encargado de separar la información concatenada en dos puertos, teniendo como única opción especificar precisamente el número de salidas (*Number of outputs: 2*). Por su parte, el bloque 9.6 (*Real-Imag to Complex*) tiene como objetivo conformar de nueva cuenta la forma rectangular de los números complejos para que éstos puedan ser entregados al demodulador cuya función es recuperar cada uno de los símbolos transmitidos. Posteriormente los bloques 11.6 (*Integer to Bit Converter1*) y 12.6 (*Bit to Integer Converter1*) son de nueva

cuenta utilizados, teniendo como parámetros a especificar el número de bits por entero 4 (*Number of bits per integer: 4*) y 16 (*Number of bits per integer: 16*) respectivamente, ya que dicha conversión es necesaria para generar el rango de valores con la cantidad de bits requeridos por el bloque 13.6 (*DAC*). El cual tiene como parámetros a modificar la frecuencia de muestreo (*Sampling Rate: 44.1KHz*), el tipo de escalado en base a números enteros (*Scaling: Integer Value*), conservando finalmente el resto de sus parámetros como los preestablecidos.

La Figura No. D.3; muestra el diagrama completo del sistema de comunicaciones 16-QAM, acondicionado para funcionar sobre el procesador digital de señales DSK6713.

Sistema de comunicaciones 16-QAM para su operación con el DSP (DSK6713) de TI

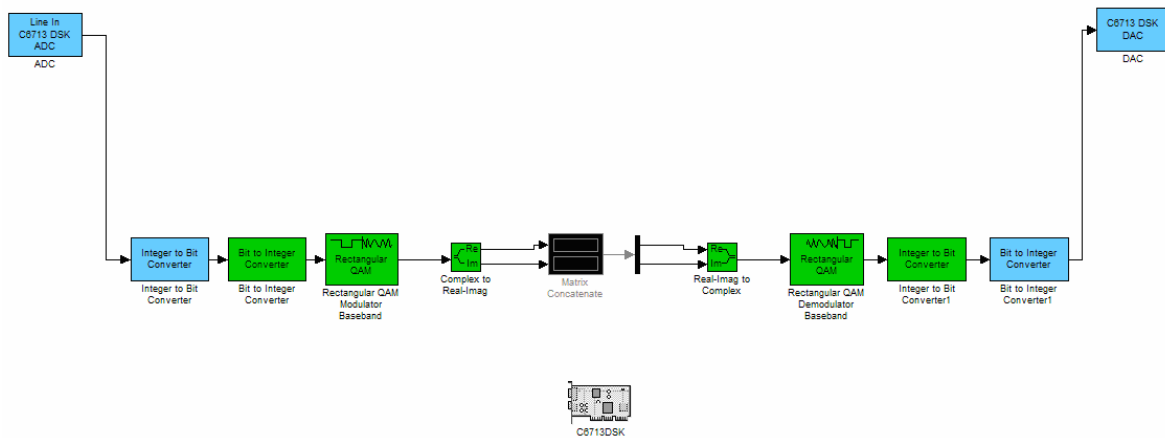


Figura No. D.3. Sistema de comunicaciones 16-QAM para su operación con el DSP (DSK6713) de Texas Instruments.

La figura anterior muestra los bloques requeridos por el modelo para hacer posible su exportación al DSK6713 con el objetivo de realizar la emulación del sistema teniendo como entrada una señal analógica de audio.

ANEXO E

MODELOS IMPLEMENTADOS PARA TRANSFERIR INFORMACIÓN ENTRE DOS DSK6713 EMPLEANDO LA MODULACIÓN DIGITAL FSK.

En las secciones subsiguientes se realiza una descripción detallada del diseño del modulador y del demodulador, así como de las modificaciones realizadas sobre éstos para llevar a cabo su transferencia al DSP.

E.1 MODELO IMPLEMENTADO EN SIMULINK CORRESPONDIENTE AL MODULADOR FSK.

En esta sección se describen los elementos que componen el diseño concerniente al prototipo del modulador FSK.

En la Figura No. E.1; el diagrama correspondiente al diseño del modulador digital FSK implementado en Simulink es presentado.

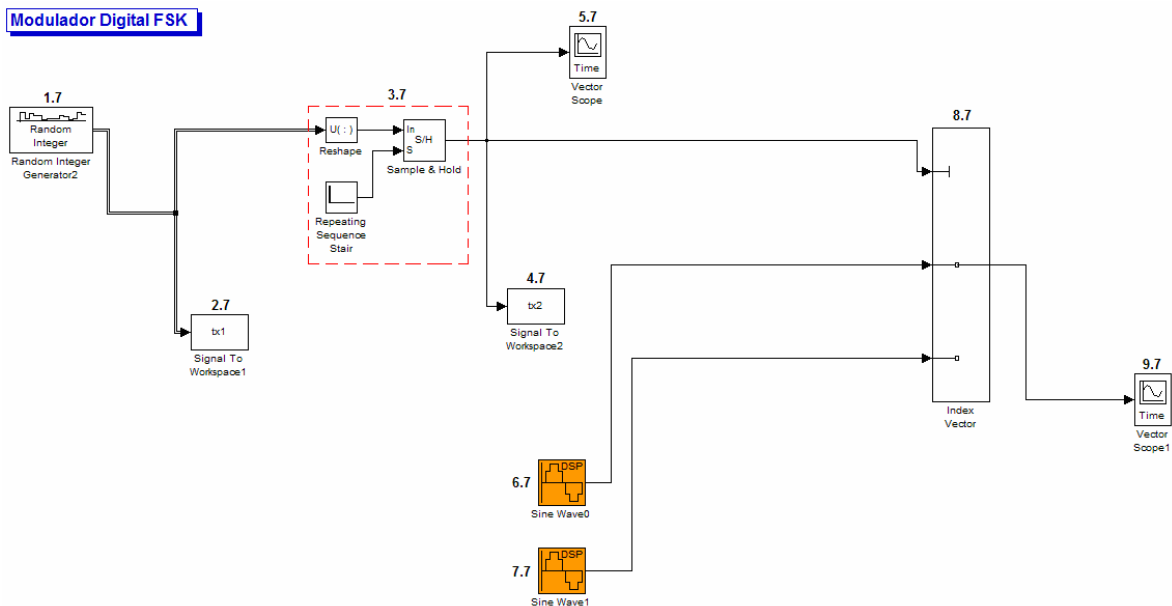


Figura No. E.1. Modulador digital FSK, bloques (1.7-8.7).

Demodulador Digital FSK

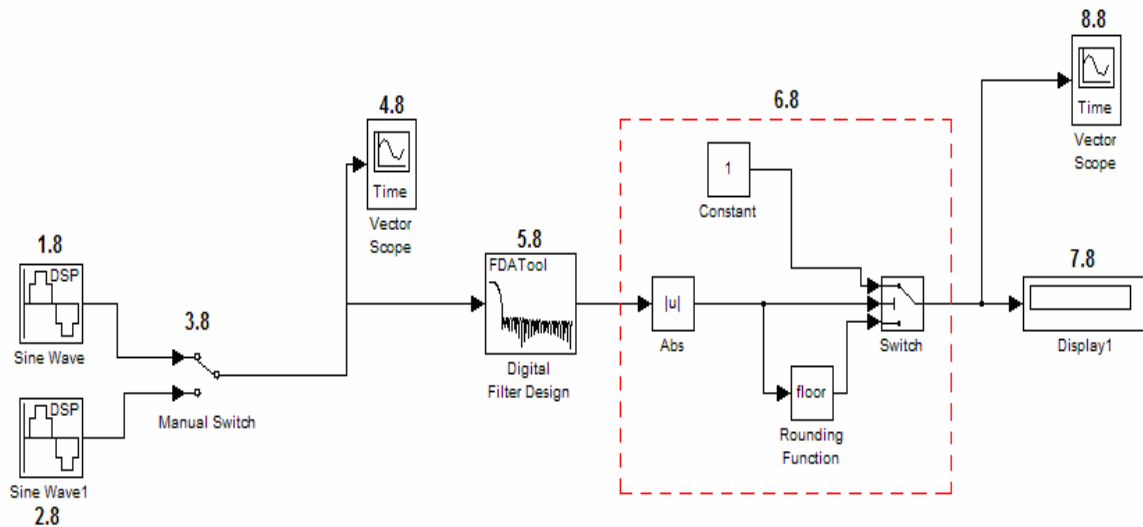


Figura No. E.2. Demodulador digital FSK, bloques (1.8-8.8).

Los parámetros a especificar en el bloque 5.8 (*Digital Filter Design*) son en primer término, la especificación del tipo de respuesta como pasabajas (*Response Type: lowpass*), el establecimiento de la frecuencia de corte en 2KHz ($F_c: 2$), la asignación de la frecuencia de muestreo en 44.1KHz ($F_s: 44.1$), el orden del filtro especificado como 50 (*Specify order: 50*) con el propósito obtener una atenuación aproximada de 60 dB en 5KHz, y finalmente conservando el resto de los parámetros intactos. Por otro lado, dentro del bloque 6.8 (*Abs*, *Constant*, *Rounding Function* y *Switch*) únicamente dos de sus cuatro subbloques fueron modificados, siendo (*Constant*) el primero de ellos donde se especificó el valor de “1” (*Constant value: 1*), mientras que el segundo corresponde al (*Switch*) donde fue asignada la condición (*Criteria for passing first input: $u_2 \geq \text{threshold}$*) e ingresado el valor del umbral (*Threshold: 0.1*), dejando el resto de los parámetros como los predeterminados.

E.3 MODIFICACIONES REALIZADAS SOBRE LOS MODELOS IMPLEMENTADOS (MODULADOR/DEMULADOR) PARA SU EMULACIÓN.

A continuación se realiza una descripción de los cambios efectuados sobre los diseños propuestos tanto para el modulador como para el demodulador con el objetivo de llevar a cabo su exportación al procesador digital de señales DSK6713.

En la Figura No. E.3; muestra las modificaciones realizadas sobre el modulador para hacer posible su transferencia al DSP.

Modulador Digital FSK para su operación con el DSP (DSK6713) de TI

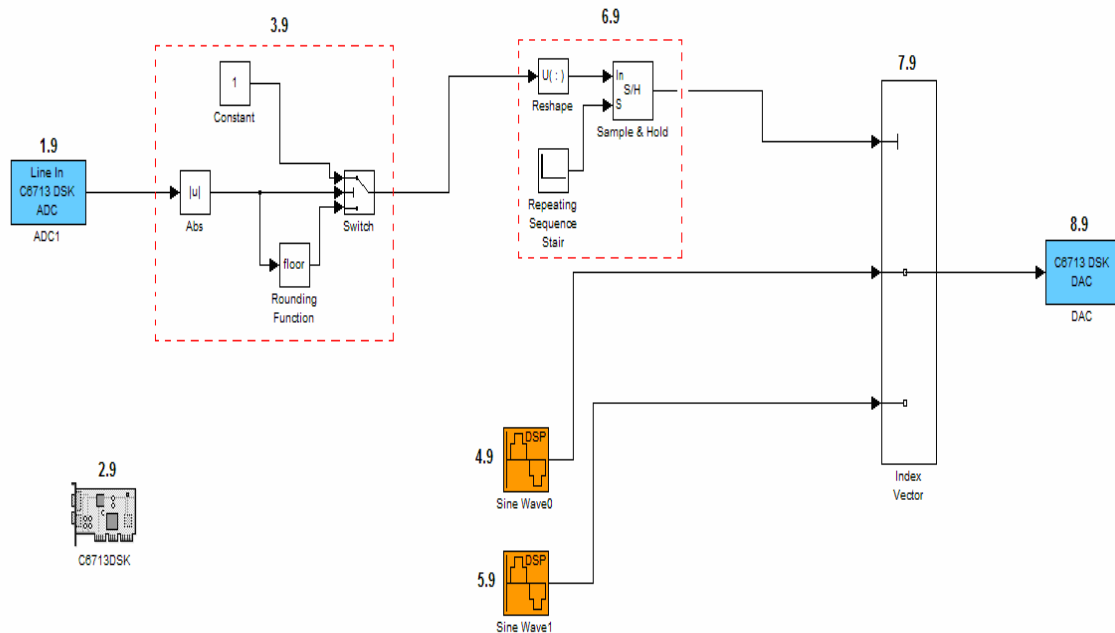


Figura No. E.3. Modificaciones realizadas en el modulador FSK para hacer posible su transferencia al DSP (DSK6713) de Texas Instruments, bloques (1.9-8.9)

Los parámetros modificados en el bloque 1.9 (*ADC*) son la especificación de la frecuencia de muestreo definida como 44.1KHz (*Sampling Rate: 44.1KHz*), el número de muestras por trama establecido como 1 (*Samples per frame: 1*), el tipo de escalado el cual tiene que ver con que el *ADC* entregue valores entre -1 y 1 (*Scaling: Normalize*), la especificación del tipo de dato de salida definido como *double* (*Output date type: double*), y la eliminación de la opción *Stereo*. Por su parte, dentro del bloque 3.9 (*Abs*, *Constant*, *Rounding Function* y *Switch*) solamente dos de sus cuatro subbloques fueron modificados, el subbloque (*Constant*) en el cual se especificó el valor de “1” (*Constant value: 1*) y el subbloque (*Switch*) en el que fue asignada la condición (*Criteria for passing first input: $u_2 \geq \text{threshold}$*) e ingresado el valor del umbral (*Threshold: 0.1*), por lo que bajo estas consideraciones todos aquellos valores entregados por el *ADC* que resulten menores 0.1 serán considerados como un “0” lógico en tanto que de presentarse el caso contrario la asignación será de un “1” lógico, de esta forma dichas asignaciones a la postre les permitirán al switch habilitar ya sea la señal de 1KHz o 5KHz.

Por otro lado, los únicos parámetros modificados en el bloque 8.9 (*DAC*) son la especificación de la frecuencia de muestreo (*Sampling Rate: 44.1KHz*) y el tipo de escalado (*Scaling: Normalize*), para establecer una correspondencia directa con lo definido anteriormente en el *ADC*.

La Figura No. E.4; muestra las reformas hechas sobre el demodulador para realizar su transferencia al DSP.

Demodulador Digital FSK para su operación con el DSP (DSK6713) de TI

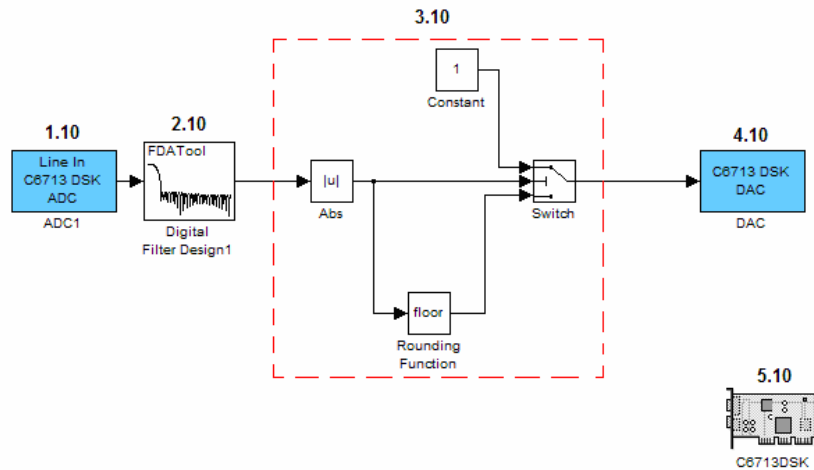


Figura No. E.4. Modificaciones realizadas en el demodulador FSK para hacer posible su transferencia al DSP (DSK6713) de Texas Instruments, bloques (1.10-5.10).

Los parámetros modificados en el bloque 1.10 (*ADC*) son, la frecuencia de muestreo establecida como 44.1KHz (*Sampling Rate: 44.1KHz*), el número de muestras por trama establecido como 1 (*Samples per frame: 1*), el tipo de escalado (*Scaling: Normalize*), la especificación del tipo de dato de salida (*Output date type: double*), y la eliminación de la opción *Stereo*. Mientras que para el caso del bloque 4.10 (*DAC*), los únicos cambios requeridos son, la especificación de la frecuencia de muestreo (*Sampling Rate: 44.1KHz*) y el tipo de escalado (*Scaling: Normalize*).

ANEXO F

PUBLICACIONES

- [1] G. A. Medina-Acosta, J. L. Cuevas-Ruíz, *Pérdidas en un sistema inalámbrico fijo considerando materiales comunes de dispersión*. 4°. Congreso Internacional sobre Innovación y Desarrollo Tecnológico, CIINDET 06, ISBN-968-9152-00-9, Cuernavaca Morelos México, Octubre 11 al 13 del 2006.
- [2] G. A. Medina-Acosta, J. L. Cuevas-Ruíz, A. Aragón-Zavala, *Multipath Propagation Model for High Altitude Platform (HAP) Based on Circular Straight Cone Geometry*. 2a. Conferencia Internacional en Diseño Electrónico, ICED 2006, Veracruz México, Noviembre 21 al 23 del 2006.
- [3] G. A. Medina-Acosta, J. L. Cuevas-Ruíz, A. Aragón-Zavala, *Multipath Propagation Model for High Altitude Platform (HAP) Based on Circular Straight Cone Geometry*. 37°. Congreso de Investigación y Desarrollo del Tecnológico de Monterrey: Hacia una Cultura de Innovación 2007, Atizapán de Zaragoza, Estado de México, Enero 17 al 19 del 2007.
- [4] J. L. Cuevas-Ruíz, G. A. Medina-Acosta, José Antonio Delgado-Penin, A. Aragón-Zavala, *Multipath Propagation Model for High Altitude Platform (HAP) Based on Circular Straight Cone Geometry*. EURASIP Journal on Wireless Communications Networking (Submitted for revision).
- [5] J. L. Cuevas-Ruíz, C. E. Bobadilla-Del-Villar, G. A. Medina-Acosta, *Generation of Rain Attenuation Maps for Mexico at Operation Frequencies of Satellites and HAPs Systems, Based on the ITU-R P.618 Recommendation and Data Provided by the National Meteorological Service*. IEEE Antennas and Propagation Magazine (en revisión interna para ser enviado a la revista).

ANEXO G

REFERENCIAS (ANEXOS)

- [1] (qammod/modem.qammod) Function (Communications Toolbox). Disponible en: <http://www.mathworks.com> [Online].
- [2] (qamdmod/modem.qamdmod) Function (Communications Toolbox). Disponible en: <http://www.mathworks.com> [Online].
- [3] awgn Function (Communications Toolbox). Disponible en: <http://www.mathworks.com> [Online].
- [4] B. Sklar, *Defining, Designing, and Evaluating Digital Communication Systems*, IEEE Communications Magazine, Vol. 31, Nov 1993. p. 91-101.
- [5] rsenc Function (Communications Toolbox). Disponible en: <http://www.mathworks.com> [Online].
- [6] Clark and Cain, *Error Correction Coding for Digital Communications*, Plenum, 1988.
- [7] gf Function (Communications Toolbox). Disponible en: <http://www.mathworks.com> [Online].
- [8] rsdec Function (Communications Toolbox). Disponible en: <http://www.mathworks.com> [Online].
- [9] convenc Function (Communications Toolbox). Disponible en: <http://www.mathworks.com> [Online].
- [10] poly2trellis Function (Communications Toolbox). Disponible en: <http://www.mathworks.com> [Online].
- [11] vitdec Function (Communications Toolbox). Disponible en: <http://www.mathworks.com> [Online].
- [12] Gitlin, Richard D., Jeremiah F. Hayes, and Stephen B. Weinstein, *Data Communications Principles*, New York, Plenum, 1992
- [13] Yasuda, Y., et. al., *High Rate Punctured Convolutional Codes for Soft Decision Viterbi Decoding*, IEEE Transactions on Communications, vol. COM-32, No. 3, pp 315–319, Mar. 1984.
- [14] Haccoun, D., and G. Begin, *High-Rate Punctured Convolutional Codes for Viterbi and Sequential Decoding*, IEEE Transactions on Communications, vol. 37, No. 11, pp 1113–1125, Nov. 1989.

- [15] G. Begin, et.al., *Further Results on High-Rate Punctured Convolutional Codes for Viterbi and Sequential Decoding*, IEEE Transactions on Communications, vol. 38, No. 11, pp 1922–1928, Nov. 1990.
- [16] floor Function (Symbolic Math Toolbox). Disponible en: <http://www.mathworks.com> [Online].
- [17] Documentation for MathWorks Products, Disponible en: <http://www.mathworks.com> [Online].
- [18] IEEE p802.16e-2005, *Part 16: Air Interface for Fixed and Mobile Broadband Wireless Access Systems: Amendment for Physical and Medium Access Control Layers for Combined Fixed and Mobile Operation in Licensed Bands*, February 2006. <http://ieee802.org/16/pubs/80216e.html>.