

TESIS DEFENDIDA POR
Paulino de Jesús Mendoza Valencia
Y APROBADA POR EL SIGUIENTE COMITÉ

M. en C. Raúl Tamayo Fernández
Director del Comité

Dr. Roberto Conte Galván
Miembro del Comité

M. en C. Raúl Rivera Rodríguez
Miembro del Comité

Dr. José Antonio García Macías
Miembro del Comité

Dra. María del Carmen Maya Sánchez
*Coordinador del programa de
posgrado en Electrónica y
Telecomunicaciones*

Dr. David Hilario Covarrubias Rosales
Director de Estudios de Posgrado

17 de Agosto de 2009.

**CENTRO DE INVESTIGACIÓN CIENTÍFICA Y DE EDUCACIÓN SUPERIOR
DE ENSENADA**



**PROGRAMA DE POSGRADO EN CIENCIAS
EN ELECTRÓNICA Y TELECOMUNICACIONES**

**ANÁLISIS DE ÁREA DE COBERTURA SEGÚN EL TIPO DE AMBIENTE PARA
REDES DE FRECUENCIA ÚNICA DE TRANSMISIÓN DE VIDEO MÓVIL**

TESIS

que para cubrir parcialmente los requisitos necesarios para obtener el grado de
MAESTRO EN CIENCIAS

Presenta:

PAULINO DE JESÚS MENDOZA VALENCIA

Ensenada, Baja California, México, Agosto de 2009

RESUMEN de la tesis de **Paulino de Jesús Mendoza Valencia**, presentada como requisito parcial para la obtención del grado de MAESTRO EN CIENCIAS en ELECTRÓNICA Y TELECOMUNICACIONES con orientación en TELECOMUNICACIONES. Ensenada, Baja California. Agosto de 2009.

ANÁLISIS DE ÁREA DE COBERTURA SEGÚN EL TIPO DE AMBIENTE PARA REDES DE FRECUENCIA ÚNICA DE TRANSMISIÓN DE VIDEO MÓVIL

Resumen aprobado por:

M. en C. Raúl Tamayo Fernández
Director de Tesis

Uno de los objetivos de la industria de telecomunicaciones es poder proporcionar servicios multimedia mediáticos a teléfonos móviles a bajo costo. Actualmente la difusión de contenidos se realiza a través de la red 3G, la cual enfrenta problemas de escasez de ancho de banda cuando múltiples usuarios acceden al contenido multimedia, debido a que a cada usuario se le asigna un ancho de banda dedicado, lo cual conlleva a un mayor costo del servicio. Para enfrentar este problema se propone la incorporación de una capa física independiente en el enlace descendente, la cual estará dedicada a la recepción de video digital y contenido multimedia.

El sistema para transmisión de video móvil FLO puede ser implementado sobre redes de frecuencia única buscando extender el servicio tanto como sea posible, para ello es necesario contar con estadísticas que permitan optimizar el proceso de planeación.

En el presente trabajo de tesis se realizó el análisis de cobertura según el tipo de ambiente en una red de frecuencia única para la transmisión de video móvil. Para ello se analizaron los modos de operación de la capa física de FLO, las características del canal radio móvil y su correcta simulación, así como la caracterización adecuada de las redes de frecuencia única.

Palabras Clave: red de frecuencia única, OFDM, FLO, ambiente de propagación.

ABSTRACT of the thesis presented by **Paulino de Jesus Mendoza Valencia** as a partial requirement to obtain the MASTER OF SCIENCE degree in ELECTRONIC AND TELECOMMUNICATIONS with orient at TELECOMMUNICATIONS. Ensenada, Baja California, México August 2009.

COVERAGE AREA ANALYSIS UPON ENVIRONMENT KIND FOR MOBILE VIDEO TRANSMISSION SINGLE FREQUENCY NETWORKS.

One of the telecommunication industry's goals is bringing low cost mediatic multimedia services to mobile phones. Actually the content is broadcasted through 3G networks, which addresses low bandwidth when several users access the multimedia content, because each user is assigned a dedicated bandwidth, which raises the service cost. To deal with this issue, an independent physical layer is proposed for downlink, which will be dedicated to digital video and multimedia content reception.

The FLO mobile video transmission system can be applied over single frequency networks seeking to extend the service as much as possible, so it is necessary to have statistics that allow the planning process optimization.

In the current thesis the coverage analysis upon environment kind in a single frequency network for mobile video transmission was done. For that purpose the operation modes of FLO physical layer were analyzed, mobile radio channel characteristics and correct simulation, as to the accurate single frequency networks rendering.

Keywords: single frequency networks, OFDM, FLO, environment propagation.

Dedicatorias

*A mis padres, Martha y Miguel Ángel
Por todo su apoyo....*

Agradecimientos

A Dios, por permitirme cumplir mis metas.

A mis padres por todo el apoyo y comprensión que me dan, gracias por todo.

A mis hermanos Joel, Sergio, Miguel y Miriam, por el apoyo y buenos consejos.

A mi director de tesis M.C. Raúl Tamayo Fernández por la ayuda, paciencia y valiosos consejos que me brindó durante este año de tesis.

A mi comité de tesis, Dr. Roberto Conte Galván, M.C. Raúl Rivera Rodríguez, y Dr. José Antonio García Macías por los valiosos consejos y observaciones que me dieron.

Al Dr. Jaime Sánchez por su disponibilidad para resolver mis dudas.

Al Dr. David Covarrubias por su disponibilidad y brindarme el material de consulta.

A mis compañeros, por hacer más agradable la estancia en CICESE.

A todo el personal de CICESE que contribuyo de una u otra forma a alcanzar esta meta.

A CONACYT por el apoyo económico brindado para la realización de mis estudios.

CONTENIDO

	Página
Resumen español	i
Resumen inglés	ii
Dedicatorias	iii
Agradecimientos	iv
Contenido	v
Lista de figuras	viii
Lista de tablas	x
Capítulo I. Introducción	1
I.1 Antecedentes	1
I.2 Planteamiento del problema.....	5
I.3 Objetivo	5
I.4 Materiales y métodos	6
I.5 Alcance de la tesis	7
I.6 Organización de la tesis	7
Capítulo II. Modulación por División de Frecuencias Ortogonales - OFDM	9
II.1 Introducción.....	9
II.2 Historia de OFDM.	11
II.3 Diagrama a bloques de OFDM.....	12
II.4 Bases de OFDM.....	14
II.4.1 Generación de subportadoras usando la IFFT.....	14
II.4.2 Tiempo de guarda y extensión cíclica (prefijo cíclico)	17
II.4.3 Ventaneo.....	20
II.5 Detección coherente, estimación de canal.....	21
II.5.1 Estimador LS.....	22
II.6 Ventajas y desventajas de OFDM.....	23
II.6.1 Ventajas:	23
II.6.2 Desventajas:	23
II.7 Aplicaciones de OFDM.	23
II.7.1 Digital Audio Broadcasting (DAB)	23
II.7.2 Terrestrial Digital Video Broadcasting (DVB-T).....	24
II.7.3 Magic WAND.....	25
II.7.4 Wireless LAN estandar (WLAN) y 802.11	25
II.7.5 Terrestrial Digital Video Handheld (DVB-H).....	27
II.7.6 FLO.....	28
Capítulo III. Canal Radio	29
III.1 Introducción.....	29
III.2 Caracterización del canal radio	30
III.2.1 Componentes del modelo con multitrayectorias.....	30

CONTENIDO (Continuación)

	Página
III.2.2 Pérdidas por propagación: Modelo de Hata.....	30
III.2.3 El modelo de canal de acuerdo con COST 207.	31
III.2.4 Determinación de modelos selectivo en frecuencia determinístico.	33
III.2.5 Generador de desvanecimiento Rayleigh con propiedades estadísticas correctas.	37
III.4 Redes de Frecuencia Única (SFN).	38
III.4.1 Caracterización de una red de frecuencia única.	39
Capitulo IV. Estándar de Video Móvil FLO (Capa Física).....	40
IV.1 Introducción	40
IV.2 Características de OFDM en FLO.	40
IV.3 Generación del canal de datos (MLC).	42
IV.3.1 Codificador REED SOLOMON.	42
IV.3.2 CRC.....	43
IV.3.3 Turbo código.....	44
IV.3.4 Bit Interleaving.....	45
IV.3.5 Relleno de los buffers de ranura.....	46
IV.3.6 Modulación en subportadoras.....	46
IV.3.7 Proyección de ranura al entrelazado.	47
IV.3.8 Proyeccion de entrelazado en subportadoras.....	48
IV.4 Modos de operación de FLO.	49
Capitulo V. Simulación.	50
V.1 Introducción	50
V.2 Programa para el análisis del desempeño sobre un canal AWGN.	50
V.2.1 Transmisor.....	51
V.2.1.1 Bloque de codificadores.....	51
V.2.2 Receptor.	53
V.2.2.1 Bloque de decodificadores.....	53
V.3 Modelo de simulación de un canal dispersivo.....	56
Capitulo VI. Resultados.	59
VI.1 Introducción.	59
VI.2 Primer escenario: desempeño en un canal AWGN.	59
VI.3 Segundo escenario: simulación para un transmisor.	63
VI.4 Tercer escenario: simulación de SFN de dos transmisores.....	66
VI.5 Cuarto escenario: simulación de SFN de tres transmisores.	69
VI.6 Quinto escenario: simulación de caso de uso.....	72

CONTENIDO (Continuación)

	Página
Capítulo VII. Conclusiones y Recomendaciones.	77
VII.1 Conclusiones.	77
VII.2 Recomendaciones	78
Referencias.....	80

LISTA DE FIGURAS

Figura	Página
1. Concepto de OFDM. a) Técnica de modulación multiportadora convencional, b) Técnica de modulación multiportadora de espectro traslapado.....	10
2. Sistema de transmisión OFDM punto a punto.....	13
3. Modulador OFDM.....	15
4. Ejemplo de cuatro subportadoras en un símbolo OFDM.....	16
5. Espectro individual de las sub portadoras.....	17
6. Efecto de multitrayectorias con señal cero en el tiempo de guarda; la sub portadora #2 retardada causa ICI en la sub portadora #1 y viceversa.	18
7. Símbolo OFDM con extensión cíclica.....	19
8. Ejemplo de una señal OFDM con tres sub portadoras con un canal de dos rayos. La línea delgada representa la componente de multitrayectorias retardada.	20
9. Diagrama a bloques de un receptor OFDM con detección coherente.	22
10. Modelo de simulación determinístico para un canal de radio móvil selectivo en frecuencia en banda base.	35
11. Respuesta al impulso determinístico variante en el tiempo.	36
12. Función de transferencia del canal selectivo en frecuencia determinístico.	36
13. Comparación de dos procesos de desvanecimientos Rayleigh con diferente frecuencia Doppler.	37
14. Esparcimiento del retardo en una SFN.....	39
15. Estructura en el tiempo de un símbolo OFDM.....	41
16. Generación de datos multimedia de usuario.	42
17. Bloque de codificación REED SOLOMON.	43
18. Aplicación del CRC y Bits de cola.	44
19. Turbo Codificador (TIA, 2006).	45
20. Proceso del Bit Interleaving.....	46
21. Constelaciones de modulación en FLO.....	47
22. Proyección de ranuras ha entrelazado.	48
23. Estructura del entrelazado en las portadoras activas.	48
24. Diagrama de flujo del proceso de obtención de resultados en canal AWGN.	51
25. Diagrama de flujo para evaluar desempeño en AWGN.....	51
26. Concatenación de codificadores RS-TC.....	52
27. Diagrama de turbo codificador.	53
28. Concatenación de decodificadores RS-TC.....	54
29. Diagrama de decodificador iterativo.	54
30. Grafica de BER vs SNR por iteración.....	55

LISTA DE FIGURAS (Continuación)

Figura	Página
31. Diagrama de flujo del proceso de obtención de resultados en canal dispersivo.	57
32. Diagrama de flujo de la concatenación de modelos.	58
33. Diagrama de flujo para la simulación de FLO para canales dispersivos. ...	58
34. Desempeño de la capa física de FLO en modo 0 en un canal AWGN.	60
35. Desempeño de la capa física de FLO en modo 1 en un canal AWGN.	61
36. Desempeño de la capa física de FLO en modo 2 en un canal AWGN.	61
37. Desempeño de la capa física de FLO en modo 3 en un canal AWGN.	62
38. Desempeño de la capa física de FLO en modo 4 en un canal AWGN.	62
39. Localización del punto de medición para un transmisor.	63
40. Máximo alcance de un transmisor en ambiente rural.	64
41. Máximo alcance de un transmisor en ambiente urbano.	65
42. Máximo alcance de un transmisor en ambiente urbano denso.	65
43. Puntos de operación importantes en una red SFN de dos transmisores.	66
44. Máxima distancia entre dos transmisores $T_a < T_b$ en ambiente rural.	67
45. Máxima distancia entre dos transmisores $T_a < T_b$ en ambiente urbano.	68
46. Máxima distancia entre dos transmisores $T_a < T_b$ en ambiente urbano denso.	68
47. Puntos de operación importantes en una red SFN de tres transmisores. ...	69
48. Máxima distancia entre tres transmisores $T_a < T_b < T_c$ en ambiente rural. ...	70
49. Máxima distancia entre tres transmisores $T_a < T_b < T_c$ en ambiente urbano.	71
50. Máxima distancia entre tres transmisores $T_a < T_b < T_c$ en ambiente urbano denso.	71
51. Análisis de cobertura de FLO en modo 0 para dos transmisores en diferente ambiente.	73
52. Análisis de cobertura de FLO en modo 1 para dos transmisores en diferente ambiente.	74
53. Análisis de cobertura de FLO en modo 2 para dos transmisores en diferente ambiente.	74
54. Análisis de cobertura de FLO en modo 3 para dos transmisores en diferente ambiente.	75
55. Análisis de cobertura de FLO en modo 4 para dos transmisores en diferente ambiente.	75

LISTA DE TABLAS

Tabla	Página
I. Parámetros DAB OFDM	24
II. Principales parámetros OFDM del estándar 802.11 en la banda de 5GHz.	26
III. Especificaciones de 6 multitrayectorias de acuerdo a COST 207 para áreas rurales.	32
IV. Especificaciones de 6 multitrayectorias de acuerdo a COST 207 para áreas urbanas.	32
V. Especificaciones de 6 multitrayectorias de acuerdo a COST 207 para áreas urbanas densamente construidas.....	33
VI. Ancho de banda ocupado en función de símbolos OFDM por súper trama.	42
VII. Modos de operación de la capa física de FLO.	49
VIII. Características importantes de programa de simulación.....	52
IX. Parámetros de simulación para canal AWGN	60
X. Parámetros de operación para 1 transmisor.	64
XI. Parámetros de operación de la SFN de dos transmisores.	66
XII. Parámetros de operación de la SFN de tres transmisores.	70
XIII. Parámetros de operación de la SFN de dos transmisores en el valle de Mexicali.	72
XIV. Porcentaje de cobertura de los modos evaluados respecto al modo 0.	76

Capítulo I

Introducción

1.1 Antecedentes

Uno de los objetivos de la industria de las telecomunicaciones es proporcionar servicios multimedia mediáticos a teléfonos móviles (Mass Mobile Multimedia Services) a bajo costo. Hoy en día está aceptado que la demanda masiva de servicios multimedia estará condicionada a la provisión a bajo costo de este servicio. El servicio multimedia mediático de mayor penetración por excelencia es la televisión digital (Gómez Barquero *et al*, 2007) de hecho:

“la televisión digital es el mayor medio de comunicación y el único que no ha llegado a los teléfonos móviles”.

La extensión del servicio de televisión digital a teléfonos móviles abrirá un abanico de nuevos servicios para los consumidores, lo cual proporcionará nuevas vías de negocio en todos los actores de la industria audiovisual y de telecomunicaciones. Además, estos servicios son clave en la formación de la sociedad de la información, ya que permiten el acceso universal a contenidos multimedia en cualquier lugar y momento (Gómez Barquero *et al*, 2007).

La capacidad del teléfono celular se ha incrementado rápidamente en los últimos años. Este dispositivo fue originalmente concebido como un instrumento sólo para la voz, pero fue evolucionando hasta un dispositivo de texto multipropósito y multimedia (Walker *et al*, 2005) (Qualcomm, 2009). Con la llegada del video y otros servicios multimedia a los teléfonos celulares, la entrega de estos servicios se realizó principalmente a través de la red 3G existente. Hasta hace poco tiempo el sistema de entrega en las redes inalámbricas de

este tipo era solamente vía unicast, aunque la disponibilidad de métodos multicast dentro de las redes unicast se iban incrementando.

Los mecanismos broadcast-multicast de las redes 3G fueron agregados a la capa física unicast existente. Cuando se realiza una transmisión simultánea de contenido amplio a más usuarios por sector, generalmente se acepta la existencia de una ventaja económica para la entrega broadcast y/o multicast.

Aunque la reducción de costos lograda por un modo broadcast dentro de un marco unicast puede ser significativa, con una capa dedicada broadcast y/o multicast se alcanza una mayor eficiencia, y por lo tanto, un servicio económicamente superior. Liberada de las restricciones impuestas por la operación unicast, la capa física puede ser diseñada específicamente con el propósito de entregar contenido y aplicaciones multimedia a un gran número de usuarios con un costo posiblemente bajo (Walker *et al*, 2005)(Qualcomm, 2009).

Para asegurar que la experiencia de usuario sea uniforme tanto como sea posible sobre toda el área de cobertura y optimizar la eficiencia espectral y la economía de la red, los sistemas broadcast y/o multicast utilizan el concepto de operación sobre redes de frecuencia única (SFN –*Single Frequency Network*) (Chari *et al*, 2007) .

En una red SFN todos los transmisores se sincronizan para transmitir la misma señal a la misma frecuencia, de tal modo que todos los receptores reciben la misma señal de varios transmisores, esto proporciona una ganancia de diversidad, también conocida como ganancia de red SFN (*SFN network gain*), la cual es especialmente útil para mejorar la cobertura en ambientes urbanos. Por otro lado, las señales con retardos mayores que el intervalo de guarda o prefijo cíclico crean interferencia (*self interference*). Las principales decisiones en la planificación de una red SFN son el número de transmisores y sus ubicaciones, adicionalmente, cada transmisor debe ser diseñado individualmente: potencia

de transmisión, altura y configuración de la antena, y retraso artificial (Gómez Barquero *et al*, 2007).

Los sistemas de televisión móvil esperan proveer el servicio a una área de cobertura tan amplia como sea posible. Los principales requerimientos de las soluciones para el diseño de una capa física para la transmisión multicast multimedia terrestre móvil son: (Walker *et al*, 2005):

- ✓ Cumplir las demandas del consumidor para servicios multimedia.
 - Cobertura en todo lugar.
 - Noticias locales, clima y comerciales.
 - Programación local y regional.
- ✓ Calidad de servicio para todos los tipos de datos.
- ✓ Soporte para streaming de video y audio.
- ✓ Bajo costo y bajo consumo de potencia de los dispositivos móviles.
- ✓ Infraestructura de costo efectivo.
- ✓ Que no interfiera con la funcionalidad normal del teléfono.

Lo anterior hace necesario contar con estadísticas del impacto de la propagación en diferentes ambientes (Zhang *et al*, 2008). Dos de los principales estándares de televisión móvil son FLO¹ y DVB-H², los cuales se basan en modulación OFDM³, la cual gracias a sus características, permite la implementación de las redes de frecuencia única, así como proporcionar mayores prestaciones.

Claude Shannon (Shannon, 1948) mostró que el canal determina el último límite de desempeño (capacidad teórica de la información) para cualquier sistema de comunicaciones operando en dicho canal. Desde una perspectiva más práctica, el desempeño de cualquier transmisor/receptor, algoritmo de procesamiento de señales, codificación de canal, etc., depende del canal en el que se esté operando. Para los sistemas

¹ FLO: Forward Link Only.

² DVB-H: Digital Video Broadcast – Handheld

³ OFDM: Orthogonal Frequency Division Multiplexing.

inalámbricos, este es llamado *canal de propagación inalámbrica o canal radio*. Una comprensión y modelado adecuados del canal de propagación es un requisito vital previo para analizar el desempeño de los sistemas de comunicación inalámbricos (Ibnkahla, 2004).

Las dificultades del modelado del canal inalámbrico debido a los complejos procesos de propagación, que forman parte básica del canal inalámbrico, involucra reflexiones, dispersores, difracción, y la transmisión a través de un gran número de objetos irregulares. Para propósitos prácticos es necesario obtener descripciones simplificadas. El grado de simplificación permisible depende del sistema que se utiliza en ese canal.

Existen dos grupos de modelos de propagación en el canal radio: *determinísticos y estocásticos*. Un modelo determinístico apunta a predecir correctamente las propiedades del canal en un lugar específico, usando información de la ubicación del transmisor y el receptor, lo que resulta en un modelo de canal válido solamente para esas ubicaciones específicas. Por otra parte, un modelo estocástico no intenta predecir correctamente cada realización del canal (el canal en una ubicación específica). Dicho de otra forma, este modela propiedades estáticas del canal. Mientras que un modelo determinístico intenta predecir correctamente la intensidad de campo, por ejemplo en cada punto de una habitación, un modelo estocástico podría especificar solamente que la función de densidad de probabilidad de la intensidad de campo sigue una distribución Rayleigh. Los modelos estocásticos pueden ser refinados al dividir los ambientes de interés en clases y usando diferentes parámetros en cada una de las clases (Ibnkahla, 2004).

Los modelos estándar para canales de radio móvil son herramientas importantes para el desarrollo de nuevos sistemas de radio. Estos permiten la estimación de los beneficios de diferentes técnicas de acceso, procesamiento de señal y otras mediciones para mejorar el desempeño sin tener que construir un prototipo de hardware para cada consideración del sistema. Los modelos de canal radio móvil deben cumplir con requerimientos conflictivos. Por una parte debe detallar las propiedades importantes del canal, y por otra parte tiene que ser fácil de implementar y con tiempos de simulación rápidos (Ibnkahla, 2004).

1.2 Planteamiento del problema

En la actualidad la difusión de video a dispositivos móviles se realiza a través de la red 3G existente, en este esquema a cada usuario se le asigna un ancho de banda dedicado cada vez que accede al contenido, por lo que el proveedor se enfrenta ante la falta de ancho de banda cuando múltiples usuarios acceden al contenido. Una solución emergente a este problema es realizar la transmisión de video hacia los dispositivos móviles en modo broadcast, utilizando un enlace solo de bajada en una red paralela a la red 3G, se propone que esta red trabaje sobre una frecuencia única aprovechando las ventajas que presenta OFDM, y que la retroalimentación del sistema se realice a través de la red 3G.

Este tipo de sistemas se diseñaron para operar en ambientes muy ruidosos, sin embargo, el impacto de la implementación en diferentes ambientes de propagación de la señal no ha sido probado, tomando en cuenta que se utiliza una red de frecuencia única (*Single Frequency Network*, SFN) y utilizando los diferentes modos de operación del estándar de transmisión de video móvil.

Por lo anterior es importante realizar un análisis de impacto al nivel de cobertura de un sistema de video móvil operando en una red de frecuencia única al propagarse en diferentes entornos, así como el impacto que tiene el cambiar el modo de operación del sistema de video móvil.

1.3 Objetivo

Realizar análisis de cobertura de redes de frecuencia única (SFN, Single Frequency Networks) para transmisión en broadcast de video móvil, que contemple las características propias de los diferentes ambientes de propagación (urbano denso, urbano, rural).

1.4 Materiales y métodos

Para la realización de esta tesis se siguió la metodología que se explica a continuación:

- Análisis de la literatura sobre el tema.
 - Análisis de la literatura sobre FLO.
 - Análisis de la literatura sobre canal radio móvil y Ambientes de propagación.
- Abstracción de los parámetros de operación del sistema FLO.
 - Determinación de los parámetros de FLO a considerar dentro de la simulación.
 - Desarrollo de las capas físicas del transmisor y receptor de FLO.
 - Validación de resultados obtenidos de la capa física de FLO.
- Caracterización de una red SFN de video móvil.
 - Determinación de los parámetros importantes dentro de una SFN.
- Caracterización y modelado del canal radio, para diferentes ambientes de propagación.
 - Analizar las características propias del canal radio móvil.
 - Desarrollo de la simulación para canal radio móvil considerando todas consideraciones de simulación.
 - Validación de las simulaciones de canal radio.
- Modelado y simulación de distintas configuraciones de FLO en redes de frecuencia única, en diversos tipos de ambientes.
 - Analizar posibles configuraciones de la red SFN, en uno, dos y tres transmisores.
 - Realizar pruebas de con cada tipo de ambiente y Proponer un caso de aplicación del modelo.
- Analizar resultados y determinar conclusiones.

El material requerido para la realización de este trabajo de tesis fue acceso a literatura en bibliotecas e Internet y el software de simulación MatLab.

1.5 Alcance de la tesis

Este proyecto se limita a simular un sistema de transmisión de video móvil basado en OFDM para la operación en una red de frecuencia única (SFN) , el sistema de video móvil simulado se basa en la capa física del estándar FLO (Forward Link Only).

No se consideran aspectos de señalización, y solamente se analizaron los modos de operación básicos de FLO, tampoco se analiza el canal de retorno y se considera que la interferencia co-canal no es significativa.

Dentro de una red de frecuencia se analizaron redes de dos y tres transmisores, y el caso en el que se tiene un solo transmisor dentro de la red.

Se modeló el canal radio realizando tres consideraciones importantes como son: pérdidas por propagación, multitrayectorias y desvanecimientos.

Sólo se obtuvieron resultados de tasa de bit erróneo (BER) para las diferentes configuraciones probadas.

1.6 Organización de la tesis

El presente trabajo de tesis se estructuró de la siguiente manera:

En capítulo II se analiza la operación y caracterización de OFDM, en este capítulo se muestran las principales características de OFDM, haciendo especial énfasis en aquellas que son aprovechadas para la implementación de las redes de frecuencia única.

En el capítulo III se explica la caracterización del canal radio considerando pérdidas por propagación y multitrayectorias, y las características de las redes de frecuencia única.

En el capítulo IV se presentan las principales características de la capa física de FLO.

En el capítulo V se presenta el programa de simulación implementado, incluyendo las principales características de FLO.

En el capítulo VI se presentan los resultados obtenidos al variar las diferentes configuraciones de FLO y de la red de frecuencia única.

Finalmente, en el capítulo VII se presentan los resultados y las recomendaciones de este trabajo de tesis.

Capítulo II

Modulación por División de Frecuencias Ortogonales - OFDM.

II.1 Introducción.

OFDM es un esquema de transmisión en paralelo, donde un flujo de datos seriales con alta tasa de transmisión es separado en un grupo de sub flujos de baja tasa de transmisión. Cada uno de estos sub flujos es modulado en diferentes subportadoras (FDM⁴). Así, el ancho de banda de las subportadoras es pequeño comparado con el ancho de banda coherente del canal, lo que significa que cada subportadora individual experimenta un desvanecimiento plano, lo que permite una ecualización simple. Esto implica que el periodo de símbolo de los sub flujos tiene que ser mayor comparado con el espaciamiento del retardo característico de un canal radio dispersivo en tiempo.

Al seleccionar un grupo de frecuencias portadoras ortogonales, se obtiene una alta eficiencia espectral debido a que se permite el traslape del espectro, siempre y cuando la influencia mutua de las subportadoras sea cancelada. Como consecuencia de este sistema se requiere de la introducción un prefijo cíclico (GI⁵), con la finalidad de mantener la ortogonalidad en los canales radio dispersivos en tiempo.

En los sistemas de transmisión de datos en paralelo, el total del ancho de banda en frecuencia se divide en N sub canales en frecuencia no traslapados. Cada sub canal es modulado con diferente constelación, y después los N canales son multiplexados en frecuencia, separados lo suficiente para eliminar la interferencia co-canal. Este sistema de

⁴ FDM: Frequency Division Multiplexing.

⁵ GI: Guard Interval.

transmisión es sumamente ineficiente en el uso del espectro de frecuencias disponible; esta ineficiencia se ve abatida por la técnica OFDM.

Para terminar con la ineficiencia mencionada anteriormente, la idea es usar la transmisión de datos en paralelo y FDM con traslape de sub canales, en el cual cada portadora de tasa b símbolos por segundo es separada b Hz en frecuencia, lo cual sirve para eliminar la ecualización a muy alta velocidad, combatir el ruido impulsivo y la distorsión multitrayectorias, así como usar completamente el ancho de banda disponible.

En la figura 1 se ilustra la diferencia entre la técnica de modulación multiportadora convencional de espectro no traslapado y la técnica de modulación multiportadora de espectro traslapado. Como se puede ver en la figura 1, al utilizar la técnica de modulación multiportadora de espectro traslapado se consigue un ahorro de ancho de banda muy significativo de hasta el 50%. Para realizar la técnica de modulación multiportadora de espectro traslapado, se requiere reducir la interferencia entre portadoras, lo que significa que se debe guardar la ortogonalidad entre las diferentes portadoras moduladas.

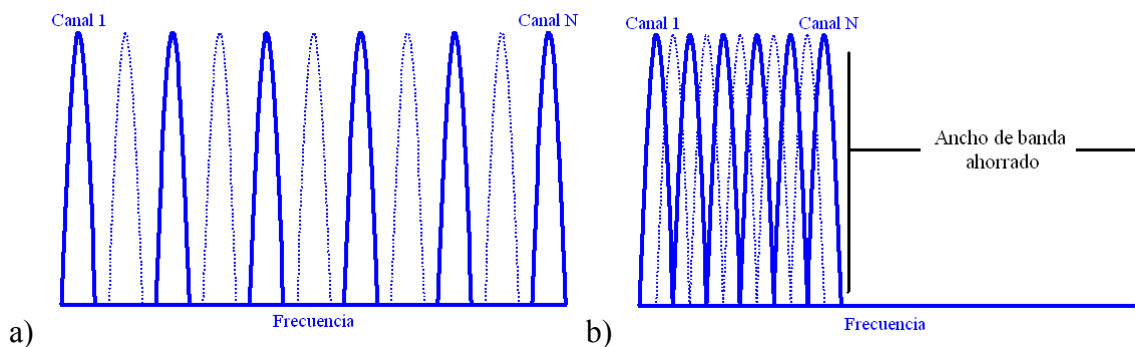


Figura 1. Concepto de OFDM. a) Técnica de modulación multiportadora convencional, b) Técnica de modulación multiportadora de espectro traslapado.

La palabra ortogonal indica que se requiere de una relación matemática precisa entre las frecuencias de las portadoras en el sistema. En un sistema normal de división de frecuencias, las portadoras son separadas de tal manera que se puedan recibir usando filtros

y demoduladores convencionales, en dichos receptores se requiere de la inserción de una banda de guarda entre las diferentes portadoras, lo cual resulta en una baja eficiencia espectral.

En las portadoras de una señal OFDM los lóbulos laterales de cada una de las portadoras se traslapa y las portadoras son recibidas sin interferencia de las portadoras adyacentes. Si se usa la DFT⁶ para recibir y calcular los valores de correlación con la frecuencia central de cada subportadora, se pueden recuperar los datos transmitidos sin interferencia co-canal. Además, usando la técnica multiportadora basada en la DFT, la multiplexión por división de frecuencia es lograda no por el filtro pasa-banda sino por el procesamiento en banda base. Adicionalmente, si se usa la FFT⁷ se puede reducir el número de operaciones requeridas de N^2 en la DFT a $N \log(N)$ en la FFT.

II.2 Historia de OFDM.

OFDM es un caso especial de transmisión multiportadora, donde un solo flujo de datos es transmitido sobre un número de sub portadoras a baja tasa de transmisión. Vale la pena mencionar que OFDM puede ser visto como una técnica de modulación o una técnica de multicanalización. Una de las principales razones para usar OFDM es que incrementa la robustez en canales altamente selectivos en frecuencia y la eficiencia en el ancho de banda. En un sistema de portadora única, un simple desvanecimiento o interferencia puede ocasionar que el enlace completo falle, pero en un sistema multiportadora, solo un pequeño grupo de portadoras podrían ser afectadas. Se puede usar la codificación correctora de errores para corregir la mayoría de los presentes en las subportadoras. El concepto de usar la transmisión paralela de datos y multicanalización por división de frecuencia fue

⁶ DFT: Discrete Fourier Transform.

⁷ FFT: Fast Fourier Transform.

publicado a mediados de los 1960's, sin embargo el desarrollo de algunas aplicaciones puede ser ubicado desde los 1950's; la patente fue registrada en enero de 1970.

En los 1960's, la técnica OFDM fue usada en algunos sistemas militares de alta frecuencia tales como KINEPLEX, ANDFT y KATHRYN (Van Nee y Prasad, 2000). Por ejemplo, el modem de datos de tasa variable en KATHRYN fue construido para la banda de altas frecuencias, y usaba hasta 34 canales en paralelo de baja tasa de transmisión modulados en fase con espaciamiento de 82 Hz.

En los 1980's, OFDM fue estudiado para módems de alta velocidad, comunicaciones móviles digitales, y grabación de alta densidad. También fueron implementados sistemas utilizando la técnica de OFDM para multiplexar QAM usando DFT, estabilizando las portadoras a través de tonos pilotos y control de frecuencia de reloj, también utilizaban codificación Trellis. Módems de varias velocidades se desarrollaron para las redes telefónicas.

En los 1990's OFDM fue explotado para las comunicaciones de datos en banda ancha sobre canales de radio FM móviles, líneas de subscripción digital con alta tasa de transmisión de bit (HDSL, 1.6 Mbps), líneas de subscripción digital asimétricas (ADSL, hasta de 6 Mbps), líneas de subscripción digital con muy alta tasa de transmisión (VDSL, 100 Mbps), multidifusión de audio digital (DAB), y televisión de alta definición (HDTV) para multidifusión terrestre (Van Nee y Prasad, 2000).

II.3 Diagrama a bloques de OFDM

En la figura 2 se muestra el diagrama a bloques de un sistema de transmisión punto a punto usando OFDM y codificación FEC. Los tres principios fundamentales de operación se describen a continuación.

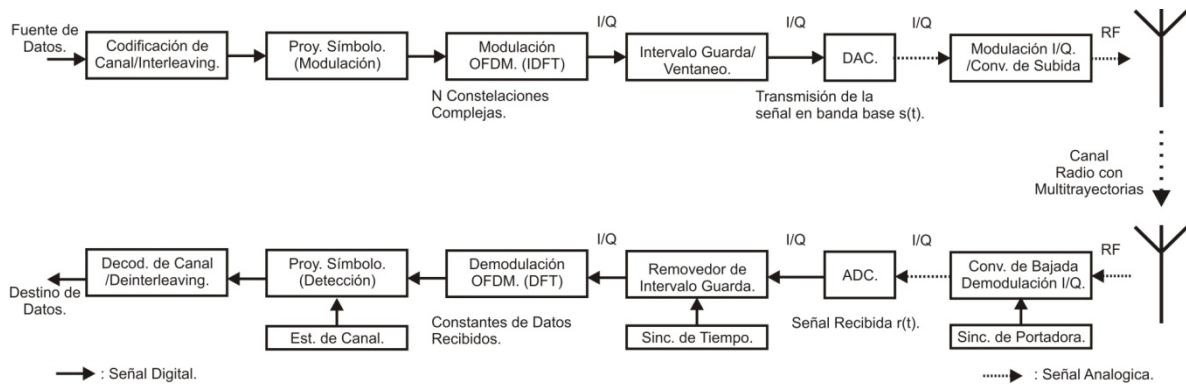


Figura 2. Sistema de transmisión OFDM punto a punto.

1. La IDFT⁸ y la DFT son usadas para modular y demodular, respectivamente, los datos de las constelaciones en las subportadoras ortogonales. Nótese que en la IDFT, se presentan N datos con puntos de la constelación $\{X_{i,k}\}$, donde N es el número de puntos de la DFT (i es el índice de la subportadoras; k es el índice del símbolo OFDM). Las constelaciones pueden ser tomadas de acuerdo a cualquier conjunto PSK o QAM. Las N muestras a la salida de la IDFT forman la señal en banda base que transporta los símbolos de los datos del grupo de subportadoras ortogonales. Usualmente, N toma el valor de una potencia de dos, lo cual permite la aplicación de un algoritmo altamente eficiente de la FFT (también su inversa) para la modulación y demodulación.
2. El segundo principio de operación es la introducción de un prefijo cíclico, como un intervalo de guarda GI, el cual debe ser más largo que el máximo esparcimiento del retardo del canal. Debido al prefijo cíclico, la señal transmitida llega a ser periódica y el efecto del canal dispersivo en tiempo con multitrayectorias produce el efecto de una convolución cíclica. Debido a las propiedades de la convolución cíclica, el efecto de las multitrayectorias se limita a una multiplicación punto entre las constelaciones de las señales de datos por la transformada de Fourier del canal, o la

⁸ IDFT: Inverse Discrete Fourier Transform.

transformada de la respuesta al impulso del canal, y debido a esto las subportadoras permanecen ortogonales; el GI se descarta en el receptor.

3. La codificación FEC e Interleaving es el tercer principio de operación. El canal radio selectivo en frecuencia puede atenuar severamente los símbolos transmitidos en una o varias subportadoras, provocando errores en algunos bits. Con el esparcimiento de los bits codificados sobre el ancho de banda del sistema transmisor y un sistema de codificación eficiente se pueden corregir todos los bits erróneos y adicionalmente explotar la diversidad en frecuencia del ancho de banda del canal. Los sistemas OFDM también pueden ser llamados sistemas OFDM codificados (COFDM). Las señales en banda base complejas equivalentes por el procesamiento digital de señales son moduladas en fase y cuadratura (I/Q) y convertidas a una frecuencia alta para ser transmitidas a través de una portadora de RF. La operación inversa se realiza en el convertidor de bajada (Prasad, 2004).

El resto de los bloques mostrados son comunes en la mayoría de los sistemas de comunicaciones digitales.

II.4 Bases de OFDM.

II.4.1 Generación de subportadoras usando la IFFT.

Una señal OFDM consiste en una suma de subportadoras las cuales han sido moduladas en PSK (*Phase Shift Keying*) o QAM (*Quadrature Amplitude Modulation*). Si d_i son los números complejos de los símbolos QAM, N_s es el número de subportadoras, T es la duración del símbolo, y f_c la frecuencia de la portadora, entonces un símbolo OFDM iniciando en $t = t_s$ puede ser escrito como (Van Nee y Prasad, 2000):

$$S(t) = \text{Re} \left\{ \sum_{i=-\frac{N_s}{2}}^{\frac{N_s}{2}-1} d_{i+\frac{N_s}{2}} \exp \left(j2\pi \left(f_c - \frac{i+0.5}{T} \right) (t - t_s) \right) \right\}, t_s \leq t \leq t_s + T$$

(1)

$$S(t) = 0, t < t_s \cap t > t_s + T$$

Una expresión equivalente se puede obtener por la ecuación 2. En esta representación, la parte real y la parte imaginaria corresponden a las partes en fase y en cuadratura de la señal OFDM, las cuales tienen que ser multiplicados por un seno o un coseno de la frecuencia portadora para producir la señal OFDM final.

$$S(t) = \sum_{i=-\frac{N_s}{2}}^{\frac{N_s}{2}-1} d_{i+\frac{N_s}{2}} \exp\left(j2\pi \frac{i}{T}(t-t_s)\right), t_s \leq t \leq t_s + T \quad (2)$$

$$S(t) = 0, t < t_s \cap t > t_s + T$$

La figura 3 muestra la operación del modulador de OFDM en un diagrama a bloques, en esta se muestra como los datos ya modulados en una variante de QAM entran de forma serial. Existe un convertidor de serial a paralelo el cual sitúa los símbolos en la portadora en que serán transmitidos, cada uno de ellos es modulado por una portadora ortogonal diferente, al final cada una de las portadoras son sumadas, y la salida del bloque entrega la señal OFDM; en la realidad esto se realiza gracias a las propiedades de la IFFT.

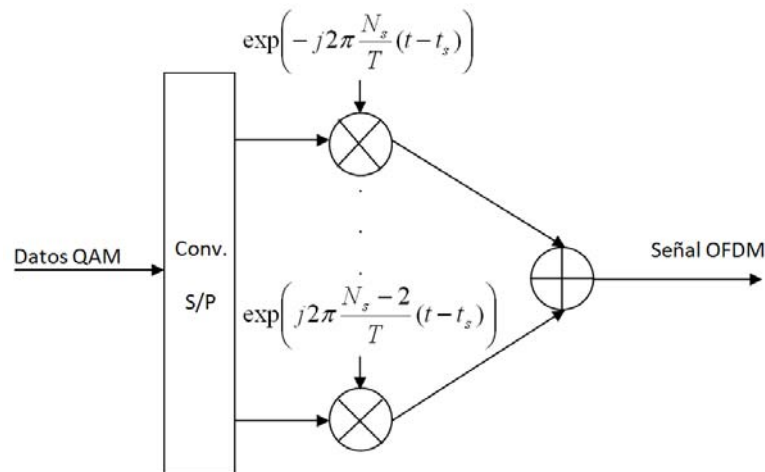


Figura 3. Modulador OFDM.

En la figura 4 se muestran a manera de ejemplo, cuatro sub portadoras de una señal OFDM mientras que en la figura 5 muestra el ejemplo de espectro traslapado de OFDM. En este

ejemplo todas las sub portadoras tienen la misma fase y la misma amplitud, pero en la práctica las amplitudes y las fases son moduladas diferentes para cada subportadora, nótese que cada subportadora tiene exactamente un número entero de ciclos dentro del intervalo T , y el número de ciclos entre sub portadoras adyacentes difiere exactamente en 1, con esta propiedad puede explicarse la ortogonalidad entre las sub portadoras. La ecuación 3, muestra el resultado de la integración de la j -ésima subportadora de la ecuación 2 demodulada por el convertidor de bajada, la cual es una señal con frecuencia de j/T y se está integrando la señal sobre T segundos. Si se observa el resultado intermedio, este puede ser visto como una portadora compleja que es integrada sobre T segundos. Para la sub portadora demodulada j , esta integración tiene la salida de la señal deseada $d_{j+N/2}$ (multiplicada por un factor constante T), el cual es el valor QAM para la portadora particular. Para todas las demás subportadoras la integración es cero, debido a que la diferencia en la frecuencia $(i-j)/T$ produce un número entero de ciclos sobre el intervalo de integración T , por lo tanto el resultado de la integración siempre es cero.

$$\int_{t_s}^{t_s+T} \exp\left(-j2\pi\frac{j}{T}(t-t_s)\right) \sum_{i=-\frac{N_s}{2}}^{\frac{N_s}{2}-1} d_{i+\frac{N_s}{2}} \exp\left(j2\pi\frac{i}{T}(t-t_s)\right) dt$$

$$= \sum_{i=-\frac{N_s}{2}}^{\frac{N_s}{2}-1} d_{i+\frac{N_s}{2}} \int_{t_s}^{t_s+T} \exp\left(j2\pi\frac{i-j}{T}(t-t_s)\right) dt = d_{i+\frac{N_s}{2}} T$$
(3)

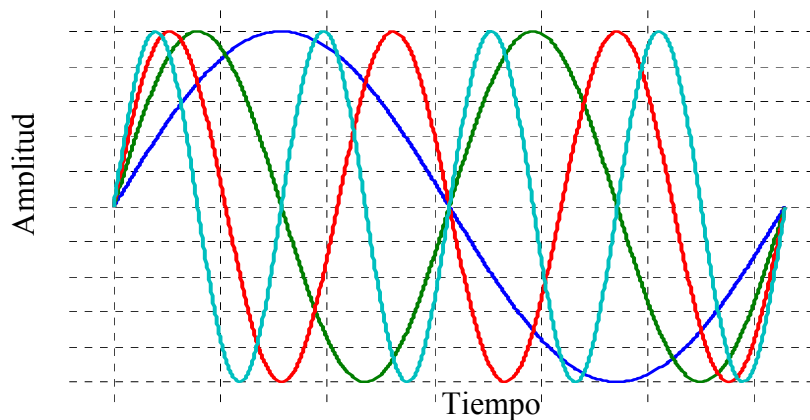


Figura 4. Ejemplo de cuatro subportadoras en un símbolo OFDM.

La señal en banda base OFDM como se definió en la ecuación 2 es la transformada de Fourier inversa de tamaño N_s símbolos modulados en QAM. El equivalente en tiempo discreto es la transformada discreta inversa de Fourier, la cual se obtiene por la ecuación (4) donde el tiempo t es remplazado por el número de muestras n . En la práctica esta transformada es implementada muy eficientemente por la transformada inversa rápida de Fourier (IFFT⁹); una IDFT¹⁰ de N puntos requiere de N^2 multiplicaciones complejas, mientras que la IFFT de N puntos requiere $(N/2)\log_2(N)$ multiplicaciones complejas. La diferencia crece para un número de subportadoras grande, debido a que mientras la complejidad de las IDFT se incrementa cuadráticamente con N , la complejidad de la IFFT se incrementa en forma ligeramente lineal.

$$s(n) = \sum_{i=0}^{N_s-1} d_i \exp\left(j2\pi \frac{i \times n}{N}\right) \quad (4)$$

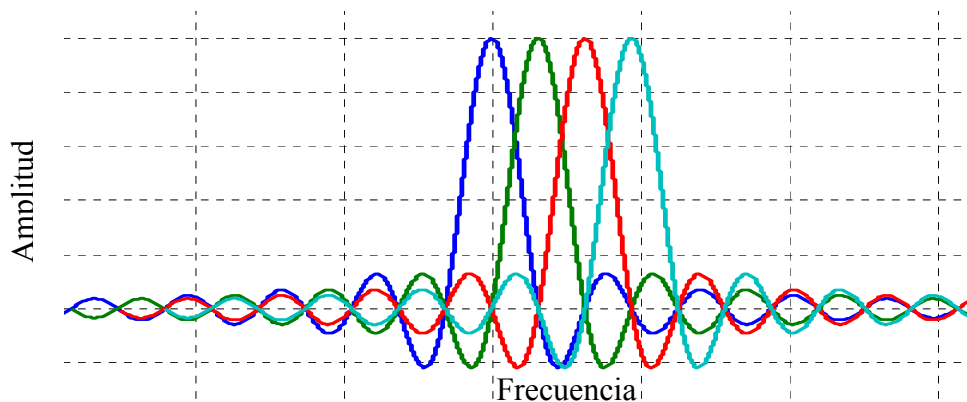


Figura 5. Espectro individual de las sub portadoras.

II.4.2 Tiempo de guarda y extensión cíclica (prefijo cíclico)

Una de las principales razones de que OFDM sea eficiente ante el esparcimiento del retardo en las multitrayectorias, es por dividir el flujo de datos en N_s sub portadoras. La duración del símbolo es hecha N_s veces más corta, por lo cual también se reduce con el mismo factor

⁹ IFFT: Inverse Fast Fourier Transform.

¹⁰ IDFT: Inverse Discrete Fourier Transform.

el esparcimiento del retardo en las multitrayectorias relativo con respecto al tiempo de símbolo. Para eliminar la interferencia inter-simbólica casi completamente, se introduce un intervalo de guarda en cada símbolo OFDM. El tiempo de guarda se escoge de tal manera que sea mayor al esparcimiento del retardo esperado, de tal manera que las multitrayectorias de un símbolo no interfieran con el siguiente símbolo. El tiempo de guarda podría consistir en un tiempo sin señal, sin embargo, podría aparecer el problema de interferencia inter portadora (ICI¹¹). La ICI es la interferencia cruzada entre diferentes sub portadoras, lo cual significaría que no son completamente ortogonales. Este efecto se muestra en la figura 6. En este ejemplo se tienen una sub portadora 1 y una sub portadora 2 retardada. Cuando un receptor OFDM intenta demodular la primera sub portadora, podría encontrar alguna interferencia de la segunda sub portadora, debido a que en el intervalo de FFT, no existe una diferencia entera de ciclos entre las sub portadoras 1 y 2. Al mismo tiempo podría generarse interferencia cruzada de la sub portadora 1 sobre la subportadora 2 por la misma razón.

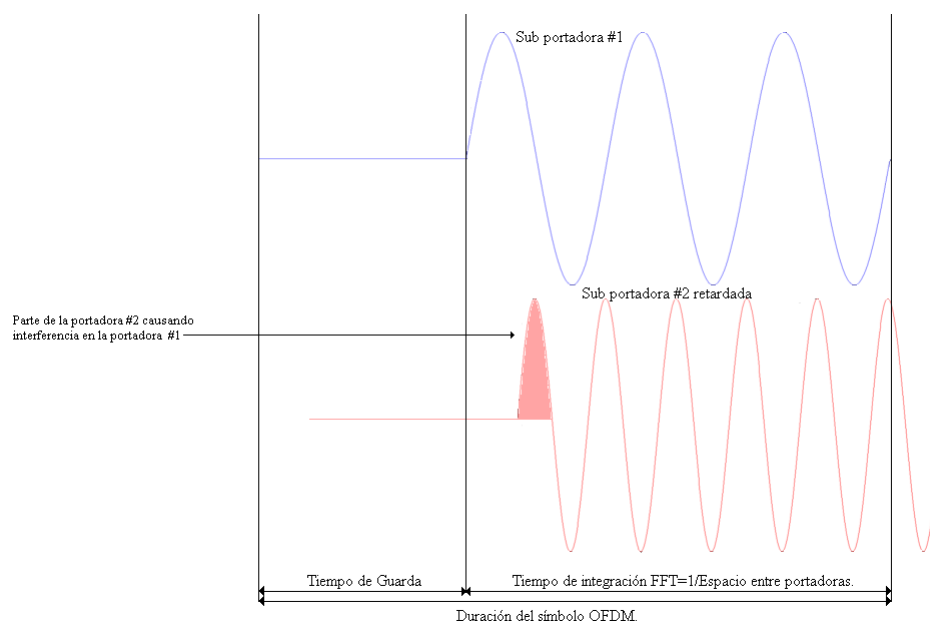


Figura 6. Efecto de multitrayectorias con señal cero en el tiempo de guarda; la sub portadora #2 retardada causa ICI en la sub portadora #1 y viceversa.

¹¹ ICI: Inter Carrier Interference.

Para eliminar la ICI, el símbolo OFDM es extendido cíclicamente en el tiempo de guarda, como se muestra en la figura 7. Esto asegura que las réplicas retardadas de los símbolos OFDM siempre tengan un número entero de ciclos dentro del intervalo de FFT. Se desea que el retardo sea más pequeño que el tiempo de guarda para que no cause ICI.

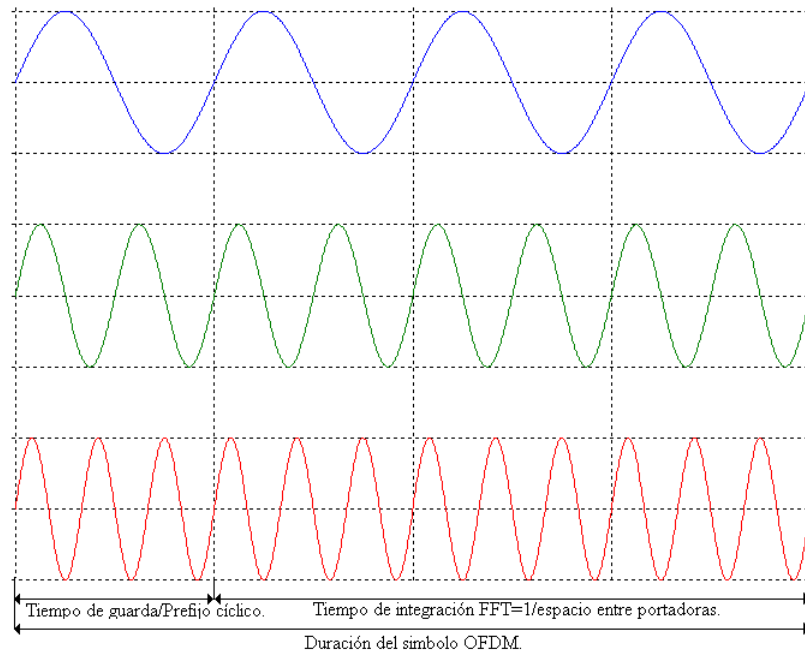


Figura 7. Símbolo OFDM con extensión cíclica.

A manera de ejemplo de los efectos de las multitrayectorias en una señal OFDM, en la figura 8 se muestra la señal recibida al pasar por un canal de rayos, donde la línea delgada representa la réplica retardada de la línea gruesa. Se muestran tres subportadoras en tres símbolos OFDM; en la realidad un receptor OFDM sólo es capaz de mirar la suma de todas las señales, pero al mostrar todas las componentes separadas de la señal permite que se visualice de manera más clara el efecto de la propagación multitrayectorias. En la figura 8 se puede ver que las subportadoras del símbolo OFDM fueron moduladas en BPSK, lo que significa que ocurren cambios de 180 grados en la fase en los símbolos, en la línea delgada estos saltos ocurren con un cierto retardo respecto a la primera multi trayectoria. En este ejemplo en particular el retardo es más pequeño que el prefijo cíclico, lo cual significa que

no existirán cambios de fase durante el tiempo de integración de la FFT, sin embargo, el receptor observa la suma de señales senoidales puras con corrimientos de fase. Esta sumatoria no destruye la ortogonalidad entre las portadoras, solamente induce un corrimiento de fase diferente para cada portadora. La ortogonalidad empieza a perderse cuando el retardo entre multitrayectorias empieza a ser más grande que el tiempo de guarda; los cambios de fase de la multitrayectoria retardada ocurren dentro del tiempo de integración de FFT en el receptor, por lo que la sumatoria de las ondas senoidales de la primera multi trayectoria con las ondas senoidales corridas en fase de otro símbolo OFDM, da como resultado un cierto nivel de interferencia.

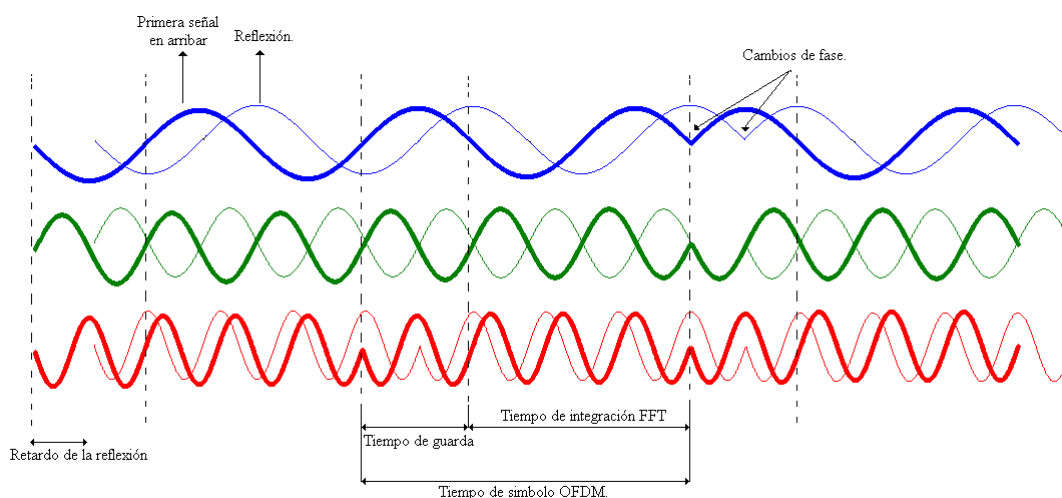


Figura 8. Ejemplo de una señal OFDM con tres sub portadoras con un canal de dos rayos. La línea delgada representa la componente de multitrayectorias retardada.

II.4.3 Ventaneo.

En las dos secciones previas se explicó cómo se forma un símbolo OFDM mediante la aplicación de la IFFT y la inserción del prefijo cíclico. Mirando el ejemplo de la figura 8, las discontinuidades de los cambios de fase causada por la modulación pueden ser vistas en los límites del símbolo. Esencialmente, la onda de la señal OFDM se puede representar como en la figura 8 que consiste en un número de sub portadoras QAM no filtradas. Como resultado de esto, el espectro fuera de banda decrece lentamente, de acuerdo a una función

SINC. Entre mayor sea el número de subportadoras, el espectro decrece más rápidamente en el inicio, esto es debido a que el factor de lóbulos laterales es más cerrado.

Para lograr que el espectro decaiga más rápidamente, se tiene que aplicar una ventana a cada símbolo OFDM individualmente. Al aplicar la ventana al símbolo OFDM se logra que la amplitud tienda rápidamente a cero sin problemas en los límites de símbolo. La ventana más comúnmente usada es del tipo ventana de coseno alzado, la cual se define por:

$$w(t) = \begin{cases} 0.5 + 0.5 \cos\left(\pi + \frac{t\pi}{(\beta T_s)}\right) & 0 \leq t \leq \beta T_s \\ 1.0 & \beta T_s \leq t \leq T_s \\ 0.5 + 0.5 \cos\left(\frac{(t-T_s)\pi}{(\beta T_s)}\right) & T_s \leq t \leq (1 + \beta)T_s \end{cases} \quad (5)$$

Donde: T_s es el intervalo de símbolo y β es el factor de roll off (factor de caída) de la ventana de coseno alzado.

II.5 Detección coherente, estimación de canal.

Como se ha mencionado, en un enlace con OFDM, los datos son modulados en las subportadoras en alguna forma de PSK o QAM. Para estimar los bits en el receptor, se requiere conocer acerca de la referencia de fase y amplitud de la constelación en cada subportadora. En general, la constelación de cada subportadora muestra un corrimiento aleatorio de fase y cambios en la amplitud, causado por corrimientos en la frecuencia, corrimientos en tiempo, desvanecimientos selectivos en frecuencia. La tarea del bloque de estimación de canal en un receptor OFDM es determinar a partir de símbolos de referencia (símbolos pilotos) las amplitudes y fases de todas las demás subportadoras y realizar la compensación del efecto del canal. En la figura 9 se muestra el diagrama a bloques de un receptor OFDM con detección coherente (Van Nee y Prasad, 2000).

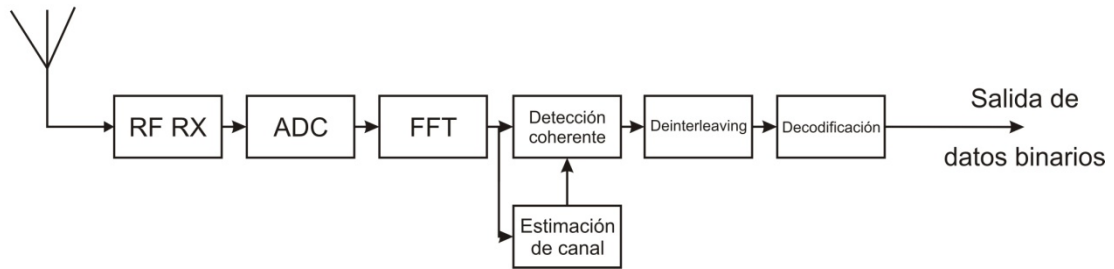


Figura 9. Diagrama a bloques de un receptor OFDM con detección coherente.

Las técnicas de estimación de canal son muy diversas, en la presente tesis nos enfocaremos en el estimador LS, ya que es de fácil implementación y proporciona buenos resultados; para más información de estimadores de canal se puede revisar (Van Nee y Prasad, 2000) (Akram, 2007) y (Shen y Martínez, 2006). La estimación se realiza a partir de símbolos pilotos (símbolos conocidos) los cuales son enviados periódicamente dentro de una matriz tiempo frecuencia.

II.5.1 Estimador LS

El estimador LS busca minimizar el parámetro:

$$(\bar{Y} - \underline{X} \bar{H})^H (\bar{Y} - \underline{X} \bar{H}) \quad (6)$$

Donde $(.)^H$ representa la transpuesta conjugada. A continuación se muestra el estimador LS de \bar{H} el cual se obtiene por:

$$\hat{H}_{LS} = X^{-1} \bar{Y} = \left[\left(\frac{X_k}{Y_k} \right) \right]^T \quad (k = 0, 1, \dots, N-1) \quad (7)$$

Donde: X son las portadoras transmitidas, Y las portadoras recibidas, H representa la función de transferencia del canal y H_{LS} la función de transferencia estimada del canal.

Dado que no usa ninguna estadística de canal, el estimador LS puede ser calculado con una complejidad muy baja, pero esto implica que no puede minimizar el error cuadrático medio.

II.6 Ventajas y desventajas de OFDM.

II.6.1 Ventajas:

- OFDM es muy eficiente ante propagación multitrayectorias; para un determinado esparcimiento del retardo, la complejidad de la ecualización es significativamente más baja que un sistema de portadora única.
- En canales con poca variación en tiempo, es posible incrementar la capacidad adaptando la tasa de transmisión de datos por subportadora de acuerdo a la relación de señal a ruido de cada subportadora en particular.
- OFDM es robusto ante la interferencia co-canal, debido a que dicha interferencia afecta en un pequeño porcentaje a cada una de las sub portadoras.
- OFDM hace posible la implementación de redes de frecuencia única, lo cual resulta especialmente atractivo para las aplicaciones de multidifusión.

II.6.2 Desventajas:

- OFDM es muy sensible a los corrimientos en frecuencia y al ruido de fase.
- OFDM tiene un radio de potencia pico a pico relativamente alto, lo cual tiende a reducir la eficiencia de la potencia del amplificador de RF.

II.7 Aplicaciones de OFDM.

II.7.1 Digital Audio Broadcasting (DAB)

Digital Audio Broadcasting (DAB) representa una revolución en la radio. Es una de las más importantes desde la introducción de la radio FM estéreo. DAB otorga a los usuarios recepción libre de interferencia y una gran calidad de sonido, radios fáciles de usar y una gran variedad de opciones para el usuario a través de estaciones y servicios adicionales (Jeong *et al*, 2001).

DAB fue estandarizado en 1995 por el Instituto de Estándares Europeos en Telecomunicaciones (ETSI¹²). Fue el primer estándar en usar OFDM. Las especificaciones para este estándar fueron desarrollados por el proyecto europeo DAB Eureka 147, el cual inició en 1988 (Van Nee y Prasad, 2000).

DAB cuenta con cuatro modos de operación utilizando diferentes parámetros de OFDM, los cuales son listados en la tabla I. Los parámetros de los modos I al III fueron optimizados para su uso en bandas de frecuencia específicos, mientras que el modo IV fue propuesto para proveer una mejor cobertura al costo de incrementar la vulnerabilidad al corrimiento Doppler.

Tabla I. Parámetros DAB OFDM

	Modo I	Modo II	Modo III	Modo IV
Numero de subportadoras	1536	384	192	768
Espacio entre portadoras	1 KHz	4 KHz	8 KHz	2 KHz
Tiempo de símbolo	1.246 mS	311.5 μ S	155.8 μ S	623 μ S
Tiempo de guarda	246 μ S	61.5 μ S	30.8 μ S	123 μ S
Frecuencia de portadora	<375 MHz	<1.5 GHz	<3 GHz	<1.5 GHz
Separación de los transmisores	<96 Km	<24 Km	<12 Km	<48 Km

Una de las principales razones para usar OFDM en DAB es la posibilidad de usar redes de frecuencia única, con lo que se mejora enormemente la eficiencia espectral.

II.7.2 Terrestrial Digital Video Broadcasting (DVB-T).

DVB-T utiliza OFDM con dos posibles modos, usando 1705 y 6817 subportadoras, respectivamente, estos modos son referidos como modos 2K y 8K y son el tamaño de las FFT/IFFT que se necesita para generar y demodular cada una de las subportadoras. La

¹² ETSI: European Telecommunications Standards Institute.

principal razón de que existan dos modos de operación se basa en las dudas de que el sistema de 8K sub portadoras fuera posible de implementar. Básicamente, el sistema 2K es una versión simplificada la cual requiere de un cuarto de los procesos FFT/IFFT de los que se requieren para el sistema de 8K. Debido a esto el tiempo de guarda también es 4 veces menor y por lo tanto, el sistema de 2K puede manejar menor esparcimiento del retardo y diferencias en el retardo de propagación menores de los transmisores de una red de frecuencia única. La duración del intervalo de la FFT para el sistema 8K es de 896 μ S, mientras que el intervalo de guarda tiene cuatro posibles valores desde 28 a 224 μ S. los valores correspondientes para el sistema de 2K son 4 veces más pequeños (Van Nee y Prasad, 2000).

II.7.3 Magic WAND

El proyecto Magic WAND (Wireless ATM Network Demonstrator) (Mikkonen *et al.*, 1998) fue parte del programa europeo ACTS (Advanced Communications Technology and Services). Los miembros del consorcio Magic WAND implementaron un prototipo de red inalámbrica ATM basada en modulación OFDM. Este prototipo tuvo un gran impacto en el proceso de estandarización en la banda de 5 GHz. Primero, porque fue empleado por los módems basados en OFDM, con lo cual Magic WAND ayudó a obtener la aprobación de que OFDM era un tipo de modulación viable para comunicaciones inalámbricas con alta tasa de transmisión. Además, la aproximación de enlace inalámbrico basada en ATM de Magic WAND establece las bases para la estandarización de HIPERLAN tipo 2 en la capa de enlace de datos.

II.7.4 Wireless LAN estandar (WLAN) y 802.11

Desde la década de las noventas, han estado disponibles redes de área local inalámbrica (WLAN) en las bandas de 900 MHz, 2.4 GHz y 5 GHz ISM (Industrial, Scientific, &

Medical) basadas en técnicas propietarias. En julio de 1998, el grupo de estandarización IEEE 802.11 seleccionó OFDM como la base para un nuevo estándar en la banda de 5 GHz, teniendo como objetivo un intervalo de velocidades de comunicación que van desde 6 hasta 54 Mbps.

Este estándar fue uno de los primeros en usar OFDM en comunicaciones basadas en paquetes, debido a que el uso de OFDM hasta entonces se encontraba limitado a sistemas de transmisión continua tales como DAB y DVB-T. Tras la decisión de grupo IEEE 802.11, ETSI BRAN y MMAC también adoptaron OFDM en sus capas físicas. Los tres grupos de trabajo cooperaron para minimizar las diferencias en su estándar permitiendo así la manufactura de equipos que operaran en el mundo entero. Después se realizó la adaptación de este estándar para la banda de 2.4 GHz. En la tabla II se muestran los principales parámetros del estándar 802.11.

Tabla II. Principales parámetros OFDM del estándar 802.11 en la banda de 5GHz.

Característica	Valores
Tasa de transmisión	6, 9, 12, 16, 24, 36, 48, 54 Mbps
Modulación	BPSK, QPSK, 16-QAM, 64-QAM
Tasa de codificación	1/2, 2/3, 3/4
Número de subportadoras	52
Número de pilotos	4
Duración del símbolo OFDM	4 μ S
Intervalo de guarda	800 nS
Espaciamiento entre portadoras	312.5 KHz
Ancho de banda de -3dB	16.56 MHz
Espaciamiento entre canal	20 MHz

II.7.5 Terrestrial Digital Video Handheld (DVB-H).

DVB-H es la evolución tecnológica del estándar europeo de televisión digital terrestre, DVB-T¹³, adaptado para dispositivos móviles. DVB-H utiliza la misma capa física de DVB-T, y añade elementos adicionales en la capa de enlace, por lo tanto es posible compartir la misma infraestructura de red (trasmisores, multiplex, etc.) (Gómez Barquero et al, 2007).

Las principales características de DVB-H respecto a DVB-T son:

- Técnica de transmisión discontinua que reduce considerablemente el consumo de potencia de los terminales y posibilita realizar traspasos entre celdas transparente al usuario.
- Mayor robustez en la transmisión, sobre todo en situaciones de movilidad e interferencia.
- Mayor flexibilidad en el diseño de la red.

Las tres principales técnicas que fueron introducidas para DVB-H son time-slicing, MPE-FEC¹⁴, y un modo 4K. DVB-H utiliza time-slicing con un algoritmo de ahorro de energía basado en el tiempo de multiplexión de la transmisión de diferentes servicios (Daoud, 2007). Segundo, para asegurar la recepción en pésimas condiciones se mejoró el sistema de codificación, llamado MPE-FEC. Tercero, el modo de 4K para OFDM se introduce para enfrentar las necesidades de las terminales móviles; el modo 4K apunta a ofrecer una compensación entre tamaño de celda y capacidades de recepción móvil, así como un nivel adicional en la flexibilidad en la planeación de DVB-H sobre redes de frecuencia única.

¹³ DVB-T : Digital Video Broadcast- Terrestrial.

¹⁴ MPE-FEC: Multi-Protocol Encapsulation – Forward Error Correction.

II.7.6 FLO.

La tecnología FLO propuesta por Qualcomm es una interfaz aérea basada en OFDM diseñada específicamente para la transmisión terrestre móvil de contenido multimedia en modo multicast. FLO toma ventaja de la tecnología multicast en una red de frecuencia única para reducir significativamente el costo de la entrega de contenido idéntico simultáneamente a numerosos usuarios (Walker *et al*, 2005).

Las características principales de OFDM en FLO son: utiliza 4096 portadoras (4K), puede operar sobre anchos de banda de 5, 6, 7 y 8 MHz, utiliza un prefijo cíclico de 1/8 del tiempo de símbolo, lo cual le da una gran robustez ante desvanecimientos selectivos. Entre las principales características de FLO destaca que implementa un turbo código como codificación interna lo cual lo hace un sistema muy confiable.

Adicionalmente cuenta con 12 modos de operación los cuales se obtienen al variar la tasa de codificación del turbo código y el esquema de modulación en banda base utilizado más adelante se da una descripción más detallada de la capa física de esta tecnología.

Capítulo III

Canal Radio.

III.1 Introducción

La propagación de la ondas de radio en un canal radio móvil es determinado principalmente por la naturaleza de las multitrayectorias. Múltiples reflexiones y algunas veces una componente de línea de vista directa arriban al receptor vía diferentes rutas de propagación, con diferentes amplitudes y diferentes tiempos de retardo. Como consecuencia de esto, en los receptores de banda angosta experimentan profundas fluctuaciones de potencia cuando se observa el comportamiento en función de la posición (o el tiempo) y frecuencia. En los primeros días de las comunicaciones inalámbricas los ingenieros de telecomunicaciones estaban interesados principalmente en la variabilidad en tiempo de los canales de banda angosta, por lo que fueron estudiados ampliamente. En aquel tiempo los anchos de banda eran pequeños, entonces suponer un desvanecimiento plano era razonable; como los sistemas han ido evolucionando hacia sistemas de banda ancha, por que la demanda de altas tasas de transmisión se ha incrementado, la dispersión en tiempo del canal se ha incrementado, lo que significa la existencia de selectividad en la frecuencia.

En OFDM, la variabilidad del canal en el dominio de la frecuencia (FD) tiene un papel similar a la varianza en tiempo (*flat fading*) en los sistemas de banda angosta. Usualmente el canal se puede considerar estático durante la transmisión de un símbolo OFDM (Prasad, 2004).

III.2 Caracterización del canal radio

III.2.1 Componentes del modelo con multitrayectorias

Para la descripción matemática de un canal con multitrayectorias es conveniente distinguir tres mecanismos (Prasad, 2004):

1. Pérdidas por propagación.
2. Sombreo o desvanecimientos
3. Interferencia multitrayectoria

Los dos primero son descritos por modelos de gran escala, los cuales proporcionan información de la potencia promedio en una determinada ubicación. Las pérdidas por propagación describen estrictamente la dependencia de la potencia promedio y la distancia entre transmisor y receptor, mientras que el sombreado y desvanecimiento ocurre de acuerdo a las propiedades geométricas del ambiente de propagación. Estas fluctuaciones ocurren debido al bloqueo de una trayectoria importante, por ejemplo la línea de vista, cuando el dispositivo se mueve. Estos dos efectos sirven para realizar cálculo del área de cobertura, pero para analizar el desempeño del sistema ante la interferencia multitrayectoria se requiere de un modelo de pequeña escala, el cual analiza solamente las multitrayectorias y las variaciones del canal.

III.2.2 Pérdidas por propagación: Modelo de Hata.

En un intento de hacer que la técnica de Okumura fuera realizable por medio de computadoras y fuera fácil de aplicar, Hata desarrolló un modelo empírico para describir la información grafica obtenida por Okumura (Hata, 1980). Esta expresión analítica para la pérdida promedio por trayectoria, L_{50} (el numero 50 significa que cumple para más del 50% de los lugares para los cuales se calcula) (Rappaport, 1999), para áreas urbanas, suburbanas y rurales son aplicables solo en terrenos casi planos y son limitados por algunas limitaciones en los parámetros de entrada y son en dB (Blauntein, 1999).

$$L_{50} = 69.55 + 26.16 \log f_o - 13.82 \log h_T - a(h_R) + (44.9 - 6.55 \log h_T) \log d \quad (8)$$

Donde $150 \leq f_o \leq 1500 \text{ MHz}$, $30 \leq h_T \leq 200 \text{ m}$, $1 \leq h_R \leq 10 \text{ m}$, y $1 \leq d \leq 20 \text{ Km}$, la función $a(h_R)$ es el factor de correlación para la altura de antena del móvil la cual se calcula como sigue:

Para ciudades de tamaño mediano:

$$a(h_R) = (1.1 \log f_o - 0.7)h_R - (1.56f_o - 0.8) \text{ dB} \quad (9)$$

Para ciudades de tamaño grande:

$$a(h_R) = 8.29(\log 1.54h_R)^2 - 1.1, \quad f_o \leq 300 \text{ MHz} \quad (10)$$

$$= 3.2(\log 11.75h_R)^2 - 4.97, \quad f_o \geq 300 \text{ MHz} \quad (11)$$

Para áreas sub urbanas:

$$L_{50} = L_{50}(\text{urbana}) - 2 \left[\log \left(\frac{f_o}{28} \right) \right]^2 - 5.4 \text{ (dB)} \quad (12)$$

Para áreas abiertas y rurales:

$$L_{50} = L_{50}(\text{urbana}) - 4.78[\log f_o]^2 + 18.33 \log f_o - 40.94 \text{ (dB)} \quad (13)$$

III.2.3 El modelo de canal de acuerdo con COST 207.

En 1984 el grupo de trabajo COST¹⁵ fue establecido por la CEPT¹⁶. Este grupo de trabajo desarrolló modelos de canal apropiados para los ambientes de propagación típicos. Los ambientes de propagación típicos son clasificables en: áreas con carácter rural (RA: Rural Area), áreas típicas para ciudades y suburbios (TU: Typical Urban), áreas urbanas densamente construidas con malas condiciones de propagación (BU: Bad Urban), y para terreno montañoso (HT: Hilly Terrain); en este trabajo de tesis solo se utilizan los tres

¹⁵ COST: European Cooperation in the Field of Science and technical research.

¹⁶ CEPT: Conference of European Posts and Telecommunications Administration

primeros. Basados en las consideraciones de WSSUS¹⁷, el grupo de trabajo COST desarrolló las especificaciones de retardo, potencia promedio y densidad espectral Doppler para cada uno de los ambientes de propagación típicos, así como sus adaptaciones para modelos de canal discretos, las cuales se presentan en las tablas III, IV y V (Pätzold, 2002) (Falli, 1989).

Tabla III. Especificaciones de 6 multitrayectorias de acuerdo a COST 207 para áreas rurales.

No. Trayectoria L	Retardo De Propagación (μ S)	Potencia Promedio	
		σ^2 (Lineal)	(dB)
Área Rural: Modelo de Canal con 6 Trayectorias.			
0	0	1	0
1	0.1	0.4	-4
2	0.2	0.16	-8
3	0.3	0.06	-12
4	0.4	0.03	-16
5	0.5	0.01	-20

Tabla IV. Especificaciones de 6 multitrayectorias de acuerdo a COST 207 para áreas urbanas.

No. Trayectoria L	Retardo De Propagación (μ S)	Potencia Promedio	
		σ^2 (Lineal)	(dB)
Área Urbana: Modelo de Canal con 6 Trayectorias.			
0	0	0.5	-3
1	0.2	1	0
2	0.5	0.63	-2
3	1.6	0.25	-6
4	2.3	0.16	-8
5	5	0.1	-10

¹⁷ WSSUS: Wide-Sense Stationary Uncorrelated Scattering

Tabla V. Especificaciones de 6 multitrayectorias de acuerdo a COST 207 para áreas urbanas densamente construidas.

No. Trayectoria L	Retardo De Propagación (μS)	Potencia Promedio	
		σ^2 (Lineal)	(dB)
Área Urbana Densa: Modelo de Canal con 12 Trayectorias.			
0	0	0.20	-7
1	0.2	0.50	-3
2	0.4	0.79	-1
3	0.8	1.00	0
4	1.6	0.63	-2
5	2.2	0.25	-6
6	3.2	0.20	-7
7	5	0.79	-1
8	6	0.63	-2
9	7.2	0.20	-7
10	8.2	0.10	-10
11	10	0.03	-15

III.2.4 Determinación de modelos selectivo en frecuencia determinístico.

Sabiendo que la derivación del sistema de funciones de un canal determinístico selectivo en frecuencia consiste en la respuesta al impulso variante en el tiempo de la suma de L rutas de propagación discretas, entonces (Pätzold, 2002):

$$\tilde{h}(\tau', t) = \sum_{\ell=0}^{L-1} \tilde{a}_{\ell} \tilde{\mu}_{\ell}(t) \delta(\tau' - \tilde{\tau}'_{\ell}) \quad (14)$$

Donde ℓ es el número de multitrayectoria, \tilde{a}_{ℓ} es la potencia promedio de la multitrayectoria, $\tilde{\mu}_{\ell}(t)$ es un proceso de desvanecimiento determinístico, $\delta(\tau' - \tilde{\tau}'_{\ell})$ representa el retardo de la multitrayectoria. Los valores de \tilde{a}_{ℓ} en la ecuación 14 son valores reales y son llamados *coeficientes de retardo*. Tanto el coeficiente de retardo \tilde{a}_{ℓ} y el retardo discreto de propagación $\tilde{\tau}'_{\ell}$ determinan la potencia espectral del retardo de los modelos de canal determinísticos selectivos en frecuencia. Estrictamente hablando, el coeficiente de

retardo $\tilde{\alpha}_\ell$ es una medición de la raíz cuadrática de la potencia promedio la cual es asignada a la ℓ -ésima ruta de propagación. En general, se puede decir que los coeficientes del retardo y los retardos discretos de propagación $\tilde{\tau}'_\ell$ determinan el comportamiento selectivo en frecuencias del canal. Las alteraciones del canal causadas por el efecto Doppler, como resultado del movimiento del receptor (transmisor) son modeladas de acuerdo a como se explica en la sección III.2.4

Como el retardo de propagación $\tilde{\tau}'_\ell$ de la ecuación 14 no puede ser negativo se tiene:

$$\tilde{h}(\tau', t) = 0 \text{ para } \tau' < 0 \quad (15)$$

Ahora se puede calcular la señal de salida $y(t)$ para cualquier señal de entrada $x(t)$ aplicando la ecuación 16:

$$y(t) = \int_0^\infty x(t - \tau') \tilde{h}(\tau', t) d\tau' \quad (16)$$

Si ahora se emplea la ecuación 14 para la respuesta al impulso determinístico variante en el tiempo, se obtiene:

$$y(t) = \sum_{\ell=0}^{\mathcal{L}-1} \tilde{\alpha}_\ell \tilde{\mu}_\ell(t) x(t - \tilde{\tau}'_\ell) \quad (17)$$

De ahí, la señal de salida $y(t)$ del canal puede ser interpretada como una superposición de \mathcal{L} versiones retardadas de la señal de entrada $x(t - \tilde{\tau}'_\ell)$, donde cada una de las versiones retardadas es multiplicada por un coeficiente de retardo y un proceso variante en el tiempo determinístico $\tilde{\mu}_\ell(t)$. Sin ninguna restricción se puede eliminar el retardo de propagación de la línea de visibilidad, por lo que se define $\tilde{\tau}'_0 = 0$. Esto no causa ningún problema ya que solo las diferencias en el retardo $\Delta\tilde{\tau}'_\ell = \tilde{\tau}'_\ell - \tilde{\tau}'_{\ell-1}$ ($\ell = 1, 2, \dots, \mathcal{L} - 1$) son relevantes para el comportamiento del sistema (Pätzold, 2002).

La simulación del modelo en tiempo discreto, requerido para la simulación por computadora, puede ser obtenida por la estructura de tiempo continuo, por ejemplo al sustituir $\tilde{\tau}'_\ell \rightarrow \ell T'_s, x(t) \rightarrow x(kT'_s), y(t) \rightarrow y(kT'_s)$ y $\tilde{\mu}_\ell(t) \rightarrow \tilde{\mu}_\ell(kT'_s)$ donde T'_s y T' denotan el intervalo de muestreo, k es un entero, y ℓ se refiere a la ℓ -ésima ruta de propagación ($\ell = 1, 2, \dots, \mathcal{L} - 1$), T'_s y T' tienen que ser suficientemente chicos para modelar correctamente el canal, pero no necesariamente iguales, entre ellos debe existir una relación $T'_s = m T'$, donde m es un número natural, el valor de esta relación establecerá un compromiso entre complejidad computacional y realismo de la simulación (Pätzold, 2002).

La función de transferencia $\tilde{H}(f', t)$ se define como la transformada de Fourier de la respuesta al impulso determinística variante en el tiempo $\tilde{h}(\tau', t)$ con respecto al retardo de propagación τ' . La Figura 10 muestra el modelo de simulación de un canal móvil determinístico selectivo en frecuencia

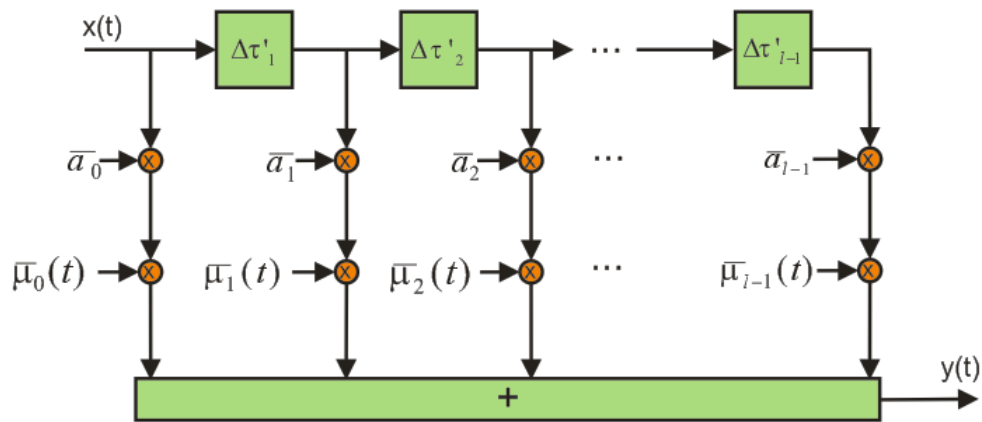


Figura 10. Modelo de simulación determinístico para un canal de radio móvil selectivo en frecuencia en banda base.

En las figura 11 y figura 12 se muestran las estadísticas generadas por este simulador, para aplicación de una señal OFDM. La figura 11 muestra la respuesta al impulso determinística variante en tiempo $\tilde{h}(\tau', t)$, mientras que en la figura 12 se muestran la función de transferencia $\tilde{H}(f', t)$, aplicando los perfiles de COST 207 para un ambiente urbano denso. En la figura 11 se muestran los procesos de desvanecimiento para las 12 multitrayectorias

de COST para el ambiente urbano, la figura 12 muestra la función de transferencia del canal generado y que se muestra en la figura 11, este representa la afectación de cada una de las portadoras al pasar por el canal. La obtención de $\tilde{\mu}_\ell(t)$ se explica en la sección III.2.5.

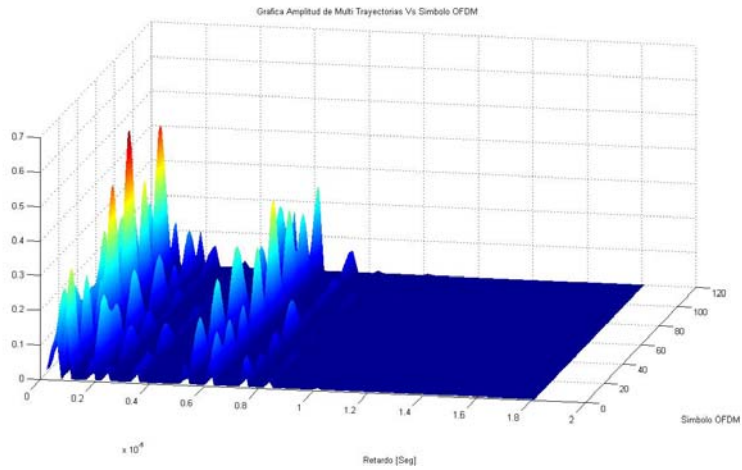


Figura 11. Respuesta al impulso deterministico variante en el tiempo.

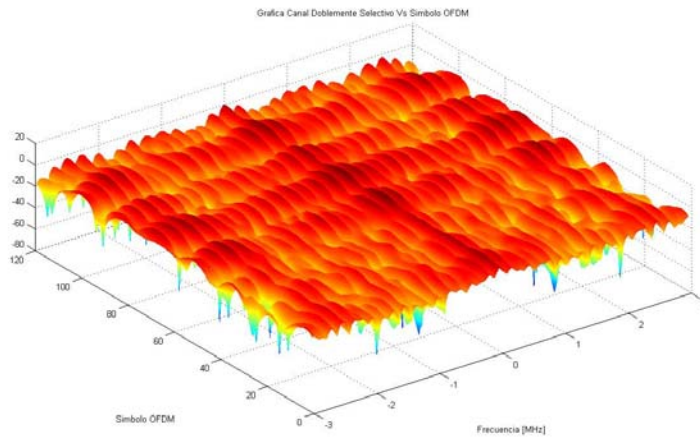


Figura 12. Función de transferencia del canal selectivo en frecuencia deterministico.

III.2.5 Generador de desvanecimiento Rayleigh con propiedades estadísticas correctas.

Según (Zheng y Xiao, 2003) el proceso de desvanecimiento normalizado se puede definir como la suma de señales sinusoidales y se encuentra definido por:

$$\mu(t) = \mu_c(t) + j\mu_s(t) \quad (18)$$

$$\mu_c(t) = \frac{2}{\sqrt{M}} \sum_{n=1}^M \cos(\psi_n) \cos(\omega_d t \cos \alpha_n + \phi) \quad (19)$$

$$\mu_s(t) = \frac{2}{\sqrt{M}} \sum_{n=1}^M \sin(\psi_n) \cos(\omega_d t \cos \alpha_n + \phi) \quad (20)$$

$$\alpha_n = \frac{2\pi n - \pi + \theta}{4M}, n = 1, 2, 3, \dots, M \quad (21)$$

Donde θ , ϕ y ψ_n son estadísticamente independientes y uniformemente distribuidas sobre $[-\pi, \pi]$ para toda n , ω_d es la frecuencia Doppler en radianes.

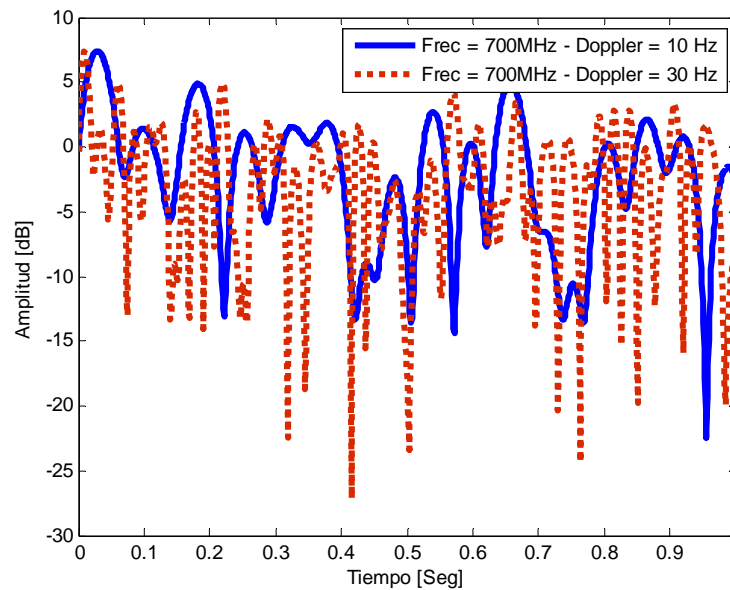


Figura 13. Comparación de dos procesos de desvanecimientos Rayleigh con diferente frecuencia Doppler.

En la figura 13 se pueden observar dos procesos de desvanecimiento con diferente efecto Doppler la línea sólida es una señal de 700 MHz con un efecto Doppler de 10 Hz mientras que la señal de línea punteada es una señal de 700 MHz con un efecto Doppler de 30 Hz, se puede observar que la velocidad de cambio es mucho mayor en la señal con línea punteada que la señal con línea sólida, el valor del efecto Doppler depende de la velocidad del móvil, a mayor movilidad, mayor efecto Doppler.

III.4 Redes de Frecuencia Única (SFN).

En una red SFN todos los transmisores se sincronizan para transmitir la misma señal a la misma frecuencia, de tal modo que las terminales reciben la misma señal proveniente de varios transmisores. Gracias a la utilización de la modulación OFDM (con un número elevado de portadoras moduladas a tasas binarias bajas que permiten periodo de símbolos muy largos), y la inserción de un periodo de guarda T_g , las señales recibidas dentro del intervalo de guarda contribuyen positivamente a la señal útil. Esto proporciona una ganancia por diversidad, también conocida como ganancia de red SFN (*SFN network gain*), especialmente útil para mejorar la cobertura en entornos urbanos. Por otro lado, las señales que entran con un retraso mayor que el intervalo de guarda crean interferencia destructiva (*Self interference*) (Gómez Barquero et al, 2007) (Malmgren, 1999).

Para retrasos ligeramente superiores al intervalo de guarda, la señal contribuye parcialmente a la señal y a crear interferencias, hasta llegar un momento que todas las señales recibidas se consideran interferentes. Queda clara la importancia de tener en cuenta la situación de los retardos en el diseño de una red SFN para controlar las interferencias producidas por la misma red. Esto es especialmente importante cuando se utilizan antenas de televisión con muy alta potencia (Gómez Barquero et al, 2007), (Malmgren, 1999).

III.4.1 Caracterización de una red de frecuencia única.

Una red SFN puede ser modelada por la siguiente ecuación:

$$s(t) = \sum_{i=1}^n h_i(t) \otimes x(t) + z(t) \quad (22)$$

Donde \otimes denota la convolucion, $x(t)$ es la señal OFDM transmitida, $h_i(t)$ es la respuesta al impulso del canal del transmisor i , y $z(t)$ es el ruido aditivo blanco gaussiano (AWGN).

La respuesta al impulso del canal aún puede ser definida como:

$$h_i(t) = \sum_{l=1}^M h_{i,l} \delta(t - \tau_{i,l}) \quad (23)$$

Donde las ganancias de cada trayecto de la señal, $\{h_{i,l}: l = 1, 2, \dots, M\}$ son procesos Raleigh independientes e idénticamente distribuidos. A partir de las ecuaciones 22 y 23, se nota que la red SFN deberá lidiar con dos tipos de retrasos: el primero debido a las reflexiones en obstáculos naturales y el segundo debido a las señales transmitidas por otras estaciones transmisoras de la red. Estos retrasos pueden causar una interferencia inter simbólica, que es generalmente administrada por el uso del intervalo de protección y la estimación de canal (Arthur *et al*, 2007). La figura 14 ilustra la situación en la que se encuentra un receptor dentro de la red SFN, al receptor le llegan señales de todos los transmisores de la red, cada transmisor tiene un canal radio propio independiente de los demás, cada uno presenta su propio perfil de multitrayectorias y sus pérdidas por propagación, al final el receptor sólo es capaz de ver la señal combinada de todos los receptores.

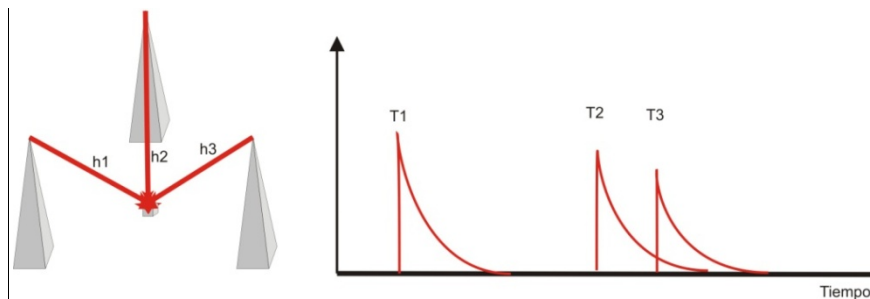


Figura 14. Esparcimiento del retardo en una SFN.

Capítulo IV

Estándar de Video Móvil FLO (Capa Física).

IV.1 Introducción

La capa física de FLO ha sido diseñada específicamente para trabajar en ambientes ruidosos, incorpora un codificador Reed-Solomon y un Turbo código, lo cual le da una gran robustez ante las ráfagas de errores típicas en los ambientes muy ruidosos; por otra parte, FLO utiliza 3 esquemas de modulación, lo cual permite adaptar el sistema según las necesidades de los usuarios.

A continuación se explicarán a detalle cada uno de los bloques que integran la capa física así como su función específica.

IV.2 Características de OFDM en FLO.

En FLO, transmisión y recepción se basan en el uso de 4096 (4k) sub portadoras y los símbolos de la modulación QAM son escogidos entre QPSK y 16-QAM. Para formar un canal RF con ancho de banda de 6 MHz, las 4k subportadoras ocupan un ancho de banda de 5.55 MHz la cual también es conocida como tasa de chip, las tasas de chip de 5, 7 y 8 MHz son 4.625, 6.475 y 7.4 MHz respectivamente.

El espacio entre subportadoras está definido por:

$$\Delta f = \frac{5.5MHz}{4096} = 1.35498 \text{ MHz} \quad (24)$$

La localización de las 4k subportadoras en banda base está dada por la siguiente ecuación:

$$f_i = (-2048 + i)\Delta f, \quad i = 0,1, \dots, 4095 \quad (25)$$

Donde Δf es el espaciamiento entre subportadoras; de las 4096 subportadoras 96 no son usadas y son llamadas portadoras de guarda, los índices correspondientes a las portadoras

de guarda son 0, ..., 47, 2048, 4049, ..., 4095, donde la portadora 2048 es la portadora de DC, y no es transmitida, las otras 95 subportadoras son colocadas a cada lado como portadoras de guarda, mientras que las 4000 subportadoras restantes son llamadas subportadoras activas debido a que son moduladas con datos o símbolos piloto.

En el dominio del tiempo, cada símbolo OFDM consiste en un número de muestras (en banda base) llamada chips OFDM. Estos chips son transmitidos a una tasa de 5.55 MHz. El intervalo total de un símbolo OFDM, T_s , se encuentra compuesto por 4 partes:

$$T'_s = T_s + T_{FGI} + 2(T_{WGI}) \quad (26)$$

Donde: $T_s = 4096 \text{ chips}$, $T_{FGI} = 512 \text{ chips}$, $T_{WGI} = 17 \text{ chips}$;

En la Figura 15 se muestra el traslape de dos símbolos OFDM consecutivos, entonces el intervalo efectivo de un símbolo OFDM es definido por $T'_s = T_s + T_{FGI} + T_{WGI} = 4625 \text{ chips}$. El intervalo efectivo del símbolo OFDM es también llamado intervalo de un símbolo OFDM, para FLO con un canal RF con ancho de banda de 6 MHz este es igual a $833.333 \mu\text{s}$ (TIA, 2006).

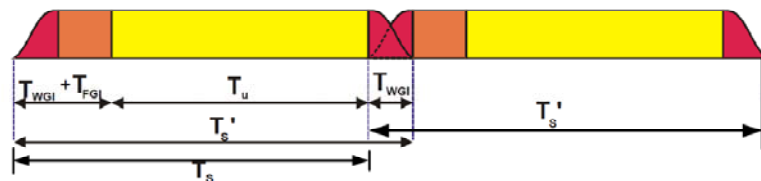


Figura 15. Estructura en el tiempo de un símbolo OFDM.

Para FLO, el prefijo cíclico es una fracción fija (1/8) del intervalo total del símbolo OFDM. La importancia del prefijo cíclico en un ambiente SFN es que la trayectorias en la recepción deben tener una distancia diferencial de menos de 27.7 Km, como resultado tenemos un canal con multitrayectorias que tenga muy poco interferencia interportadora (ICI) e interferencia intersimbólica (ISI) en el receptor. La tabla VI muestra el ancho de banda ocupado para diferentes tasas de símbolos OFDM por segundo.

Tabla VI. Ancho de banda ocupado en función de símbolos OFDM por súper trama.

Ancho de Banda del Canal (MHz)	Numero de Subportadoras.	Prefijo Cíclico (Muestras).	Muestras de Ventana.	Símbolos OFDM en 1 Seg (súper trama).	Distancia Entre Portadoras (KHz).
5	4096	512	17	1000	1.129150391
6	4096	512	17	1200	1.354980469
7	4096	512	17	1400	1.580810547
8	4096	512	17	1600	1.806640625

IV.3 Generación del canal de datos (MLC¹⁸).

En la figura 16 se muestra el procesamiento que se les da a los datos multimedia de usuario, el proceso será explicado a detalle en las siguientes secciones.

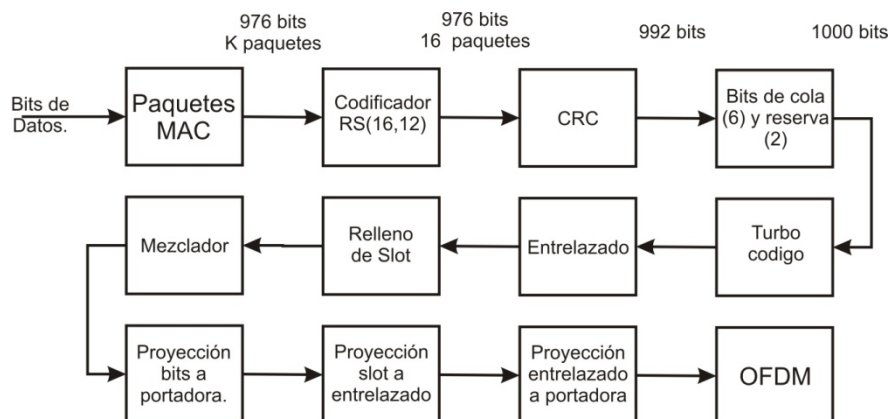


Figura 16. Generación de datos multimedia de usuario.

IV.3.1 Codificador REED SOLOMON.

La información multimedia es organizada en canales lógicos para multicast (MLC), cada MLC consiste en un número específico de paquetes de capa MAC, cada uno de estos

¹⁸ MLC: Multicast Logical Channels

paquetes tiene un número específico de bits (976 bits). Durante este proceso K paquetes de capa MAC son tomados para realizar la codificación, los bits de estos paquetes MAC se agrupan en octetos, la codificación Reed Solomon es desempeñada en cada columna de K octetos para producir palabras código de N octetos. Los octetos de paridad de cada columna forman N-K paquetes nuevos. Se generan 16 bits del CRC para cada paquete así como para los paquetes de paridad, dichos paquetes posteriormente son turbo codificados, este proceso se ilustra en la figura 17 (TIA, 2006).

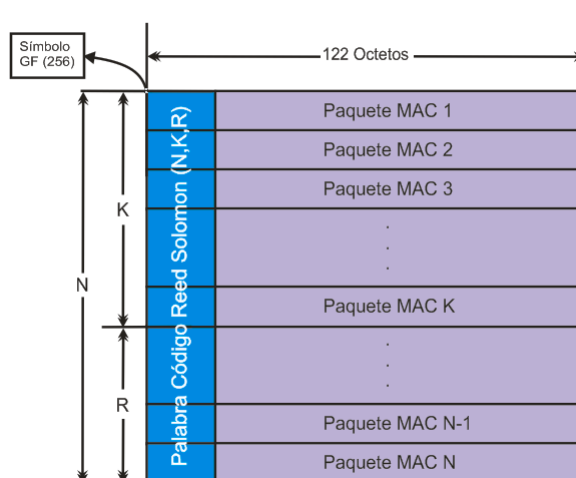


Figura 17. Bloque de codificación REED SOLOMON.

IV.3.2 CRC¹⁹.

Después de la codificación Reed Solomon, se generan 16 bits de CRC por cada renglón del bloque RS usando un generador polinomial estándar CRC-CCITT (TIA, 2006).

$$g(x) = x^{16} + x^{12} + x^5 + 1 \quad (27)$$

Este CRC es usado en el receptor para determinar cuántos paquetes han sido correctamente decodificados; esta información sirve para determinar si se aplica la corrección de la información mediante el decodificador RS. Adicionalmente, a los bits del CRC a cada renglón del bloque RS-code se le agregan 2 bits reservados y una cola de 6 bits en cero,

¹⁹ CRC: Cyclic Redundancy Check

con esto cada renglón del bloque RS debe tener 1000 bits. Este paquete es llamado de turbo información o paquete de capa física (PLP: *physical layer packet*), esto se muestra en la figura 18.

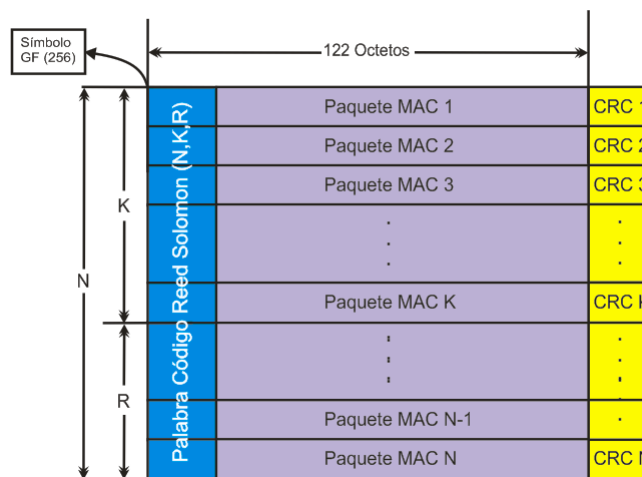


Figura 18. Aplicación del CRC y Bits de cola.

IV.3.3 Turbo código.

Los PLPs son codificados mediante un turbo código también llamado codificador interno. El propósito principal del codificador interno es explotar la diversidad en frecuencia inherente del canal, la estructura de este codificador también es usada en CDMA 2000 (CDMA2000, 2002).

FLO soporta múltiples tasa de transmisión. Las tasas de codificación para transmitirse en MLC's son 1/3, 1/2, 2/3, para transmitir el canal de señalización, la tasa del código es de 1/5. La operación de codificación se lleva a cabo en bloques, donde cada paquete en la entrada genera un único paquete a la salida. En la Figura 19 se muestra la estructura del turbo codificador de utilizado en la capa física de media FLO. Cuya salida depende directamente de la tasa de recortado. Su función de transferencia se expresa con la siguiente ecuación.

$$G(D) = \left[1 \quad \frac{n_o(D)}{d(D)} \quad \frac{n_1(D)}{d(D)} \right]$$

(28)

Donde: $d(D) = 1 + D^2 + D^3$, $n_0(D) = 1 + D + D^3$, y $n_1(D) = 1 + D + D^2 + D^3$
 donde D representa el estado de un flip-flop (TIA, 2006).

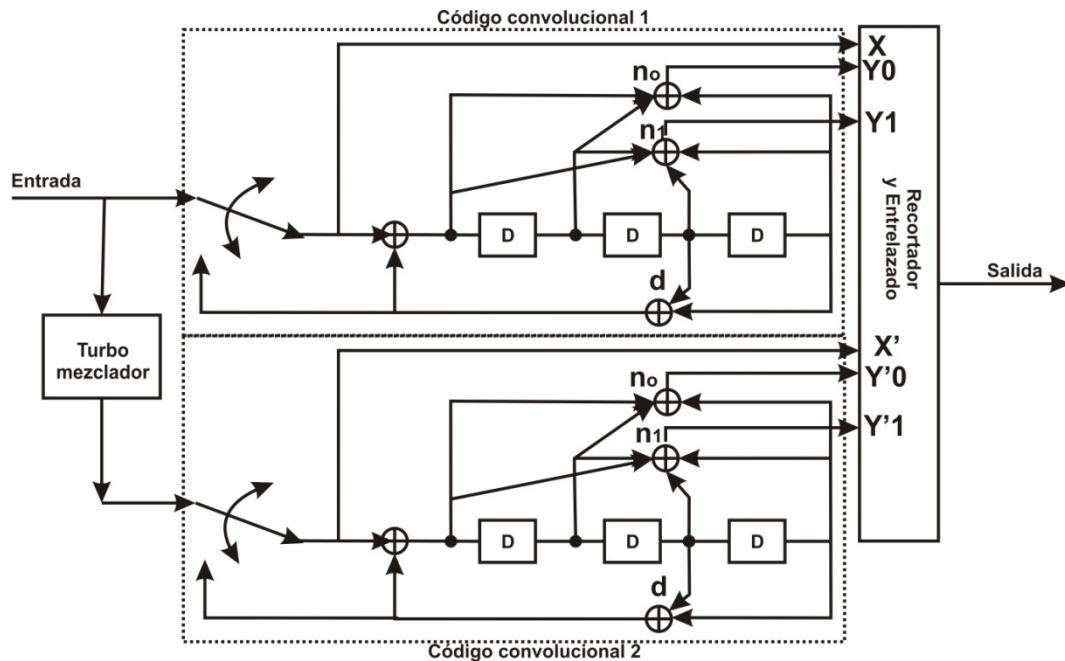


Figura 19. Turbo Codificador (TIA, 2006).

IV.3.4 Bit Interleaving.

La salida del codificador interno entra a un bloque de entrelazado antes de la modulación en símbolos, con el objetivo principal de que dos bits consecutivos experimenten desvanecimientos incorrelados, para poder explotar la diversidad en frecuencia que ofrece OFDM.

Los objetivos específicos del Bit Interleaving son dos. Los bits de salida de cada bloque de turbo código son mezclados de tal manera que:

- Los bits codificados en posiciones adyacentes son proyectados en diferentes símbolos de la constelación.

- Para la modulación 16QAM, cuando se usa codificación Gray, los bits adyacentes son proyectados alternadamente en la posición del bit más fiable en la constelación.

Para llevar a cabo la operación de entrelazado se requiere de un buffer de entrelazado consiste en $N/4$ renglones por 4 columnas, donde N representa el número de bits de paquete a la salida del turbo código, el cual depende de la tasa de recortado que se utilice en el turbo codificador en el MLC, la figura 20 muestra un ejemplo para 20 bits (TIA, 2006).

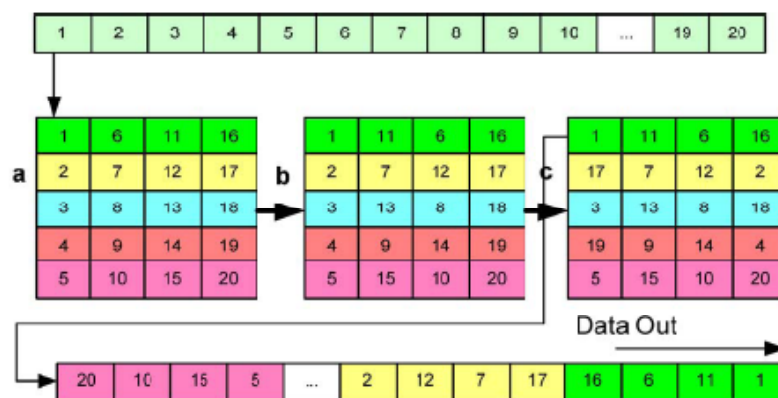


Figura 20. Proceso del Bit Interleaving.

IV.3.5 Relleno de los buffers de ranura.

La unidad más pequeña de ancho de banda que se asigna a un MLC sobre un símbolo OFDM corresponde a un grupo de 500 constelaciones. Para modulación QPSK, 500 constelaciones representan 1000 bits mientras que para 16QAM representan 2000 bits. En un símbolo OFDM existen 7 ranuras para transmitir múltiples paquetes turbo codificados de uno o más MLC (TIA, 2006).

IV.3.6 Modulación en subportadoras.

En FLO existen tres modos de modulación, los cuales son QPSK, 16QAM y modulación por capas. En modulación QPSK se proyectan 2 bits codificados, y en modulación 16QAM

se proyectan 4 bits codificados, mientras que en codificación por capas se requieren 2 bits para la capa base y 2 bits para la capa mejorada, las cuales corresponden a colas de bits procesados independientemente. Los bits de la capa base definen el cuadrante de una constelación 16QAM, mientras que los bits de la capa mejorada definen el punto dentro del cuadrante, de esta manera se tiene más probabilidad de error en los bits que viajan en la capa mejorada que los que viajan en la capa base. En la figura 21 se muestran los esquemas de modulación utilizados en FLO (TIA, 2006).

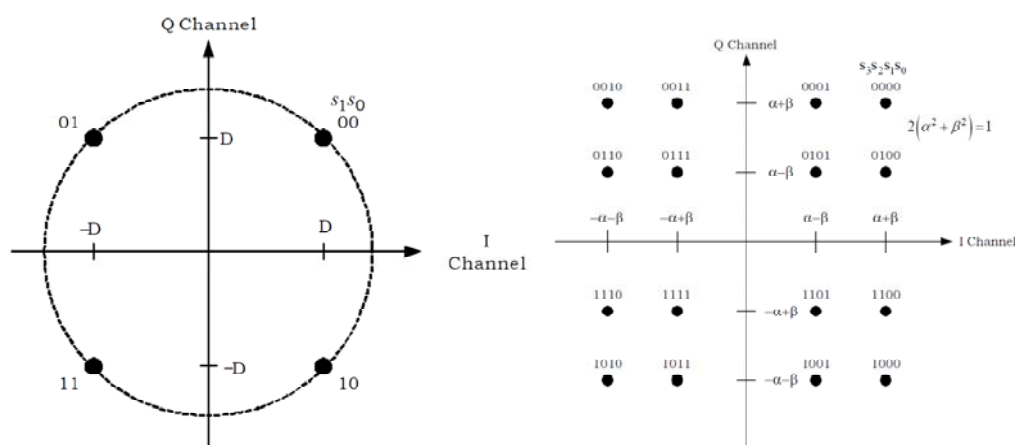


Figura 21. Constelaciones de modulación en FLO.

IV.3.7 Proyección de ranura al entrelazado.

En FLO tanto la posición 2 como la posición 6 del entrelazado son usadas para las portadoras piloto, alternadamente en los símbolos OFDM. Los pilotos son almacenados en dos símbolos OFDM para duplicar la capacidad de estimación de canal de 512 chips a 1024 chips. Así se incrementa la capacidad de estimación del canal a dos veces el prefijo cíclico. Lo cual es importante ya que se busca que se provea buen desempeño cuando el perfil de retardos exceda el tiempo de prefijo cíclico.

Como resultado del espacio ocupado por los símbolos piloto, solo se pueden entrelazar 7 ranuras en un símbolo OFDM de datos de MLC. La ranura cero siempre es usada por los

símbolos pilotos y el resto para los datos de MLC (TIA, 2006). como se observa en la figura 22.

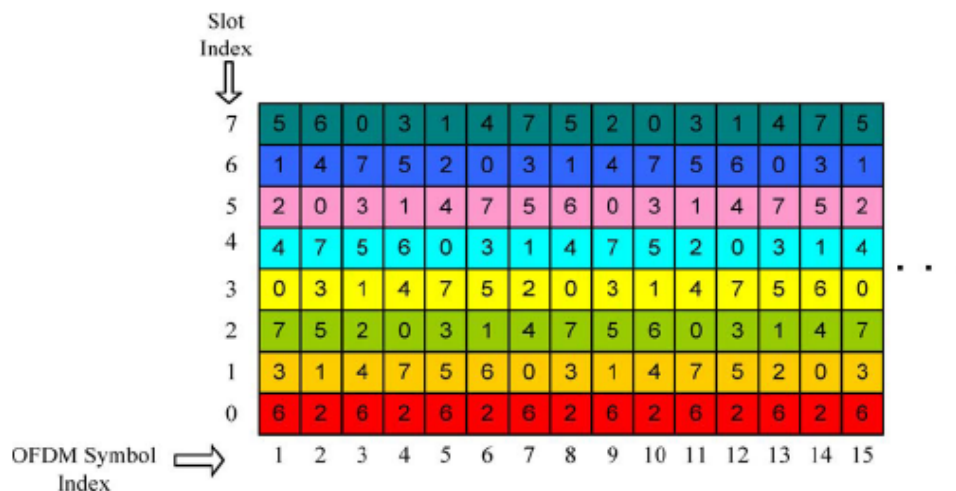


Figura 22. Proyección de ranuras ha entrelazado.

IV.3.8 Proyección de entrelazado en subportadoras

En cada símbolo OFDM de FLO existen 4000 subportadoras activas. Como se mencionó anteriormente, estas subportadoras están divididas en bloques de 500, a las cuales se les llama entrelazados. El índice del entrelazado va desde 0 a 7. Los cuales son puestos de manera consecutiva en las subportadoras (TIA, 2006). Ver figura 23.

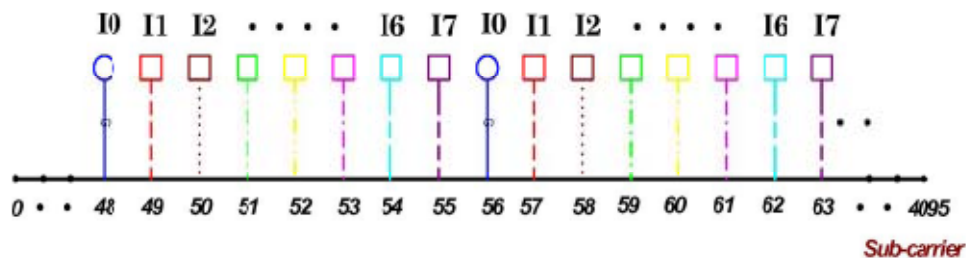


Figura 23. Estructura del entrelazado en las portadoras activas.

IV.4 Modos de operación de FLO.

Con la combinación de las características descritas en los tipos de modulación y tasa de turbo codificación, se pueden obtener diferentes modos de operación los cuales se presentan en la tabla VII.

Tabla VII. Modos de operación de la capa física de FLO.

Modo.	Modulación.	Tasa TC.	Tasa de Transmisión (Mbps)	Eficiencia Espectral	C/N requerido (dB) para AWGN
0	QPSK	1/3	2.8	0.47	-0.4
1	QPSK	1/2	4.2	0.7	1.8
2	16-QAM	1/3	5.6	0.93	4.5
3	16-QAM	1/2	8.4	1.4	7.3
4	16-QAM	2/3	11.2	1.86	10
5	QPSK	1/5	OIS	OIS	-3
6	layered (ER=4.0)	1/3	5.6	0.93	1.5(B), 6.6(E)
7	layered (ER=4.0)	1/2	8.4	1.4	4.8(B), 9.0(E)
8	layered (ER=4.0)	2/3	11.2	1.86	8.3(B),11.5(E)
9	layered (ER=6.25)	1/3	5.6	0.93	0.8(B), 7.8(E)
10	layered (ER=6.25)	1/2	8.4	1.4	3.6(B),10.5(E)
11	layered (ER=6.25)	2/3	11.2	1.86	6.6(B),12.6(E)

Los modos presentan diferente eficiencia espectral así como una mayor o menor inmunidad al ruido como se puede apreciar en la tabla VII. En la presente tesis se analizan los modos de 0 al 4, el modo 5 no es de interés ya que es utilizado para señalización y los modos de 6 al 11 son adaptaciones de la modulación en banda base de los modos de 2 al 5, lo cuales utilizan 16-QAM.

Capítulo V

Simulación.

V.1 Introducción

A continuación se describirán los programas usados para realizar la simulación, la cual se dividió en dos etapas, en la primera etapa se analizará el programa de simulación de la capa física de FLO en un canal AWGN, lo cual permite una explicación práctica de los codificadores y validar los resultados. La segunda etapa de la simulación es para un modelo de canal completo (pérdidas por propagación, desvanecimientos, interferencia multitrayectorias, y ruido blanco gaussiano).

V.2 Programa para el análisis del desempeño sobre un canal AWGN.

Antes de iniciar el modelado del canal radio y realizar el análisis de cobertura de FLO se probó el desempeño de la capa física sobre un canal con ruido blanco (canal AWGN). El objetivo de estas pruebas es verificar que los codificadores funcionen de manera adecuada, para ello se diseñó un programa específico para cada modo de FLO del 0 al 4. Se utilizó MatLab y Simulink para realizar esta simulación, MatLab se utiliza para configurar parámetros y Simulink prueba la capa física en base a estos parámetros. Una vez terminada la simulación, Simulink entrega el resultado a MatLab en donde es almacenado para su posterior análisis. Este proceso se ejemplifica en la figura 24 y la figura 25 muestra el diagrama de flujo para realizar esta simulación.



Figura 24. Diagrama de flujo del proceso de obtención de resultados en canal AWGN.

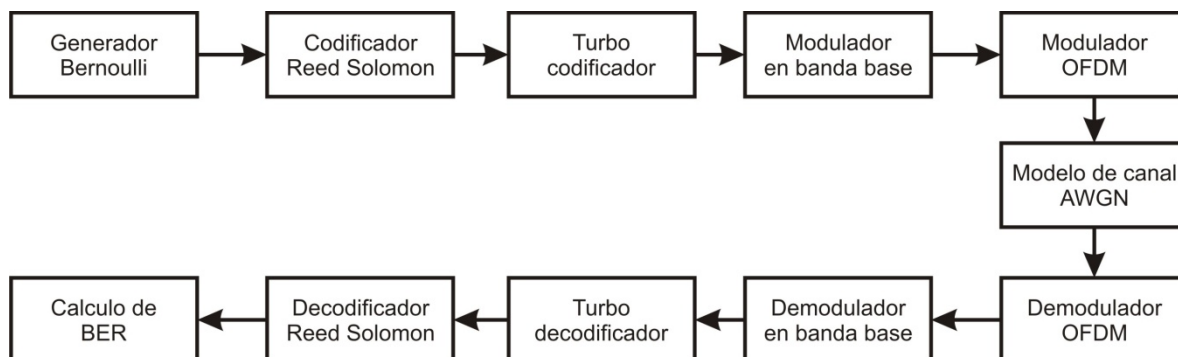


Figura 25. Diagrama de flujo para evaluar desempeño en AWGN

A continuación se analizará los bloques más importantes de este diagrama. Iniciando por la sección de transmisión.

V.2.1 Transmisor.

V.2.1.1 Bloque de codificadores.

Este bloque engloba la concatenación de codificadores Reed Solomon – Turbo código. Su función es la de proporcionar redundancia en la información de tal manera que pueda ser recuperada por el receptor con cierta certeza, este bloque está diseñado para aprovechar la diversidad en frecuencia que ofrece OFDM.

Una consideración es que no se pueden utilizar fracciones de bloque de codificación Reed Solomon, debido a la forma en que se realiza la codificación en este bloque. Primero se rellenan las filas con 122 octetos cada uno y la codificación se realiza en las columnas de octetos, de tal manera que los octetos de redundancia quedan agrupados en su propia fila.

Por lo tanto, para tener una codificación correcta de acuerdo al estándar se debe tomar en cuenta esta consideración. Se debe buscar un número de bloques de codificación Reed Solomon que genere una cantidad exacta de símbolos OFDM en todos modos. Se determinó que 7 bloques de codificación Reed Solomon generan un número exacto de símbolos OFDM; los detalles se muestran en la tabla VIII:

Tabla VIII. Características importantes de programa de simulación

Media FLO. Modos	Numero De Bloques de Codificación RS (16,12)	Numero de Operaciones de TC	Tasa Codificación del TC.	Esquema de Modulación nQAM	Numero De Símbolos OFDM	Tasa de Transferencia Pos RS Mbps	Tasa de Transferencia Pre RS Mbps
0	7	112	1/3	4	48	2.80	2.05
1	7	112	1/2	4	32	4.20	3.07
2	7	112	1/3	16	24	5.60	4.10
3	7	112	1/2	16	16	8.40	6.15
4	7	112	2/3	16	12	11.20	8.20

La figura 26 muestra la concatenación RS-TC en él se puede ver como se realizan 7 bloques de RS y 7 bloques de TC.

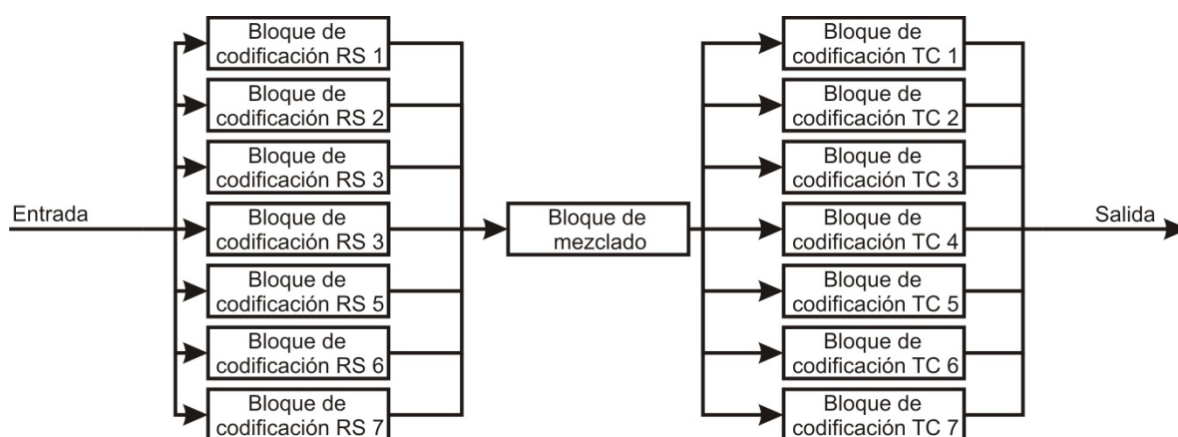


Figura 26. Concatenación de codificadores RS-TC.

Un turbo codificador se basa en la concatenación de dos códigos convolucionales mediante un entrelazado de Bits. La concatenación se puede realizar tanto en serie como en paralelo,

la codificación en paralelo permite tener una salida sistemática lo cual ayuda a minimizar los bits necesarios para enviar al receptor. La salida se recorta a partir de la salida de los codificadores convolucionales. Y posteriormente se mezcla en la salida final. La implementación del turbo código se muestra en la figura 27.

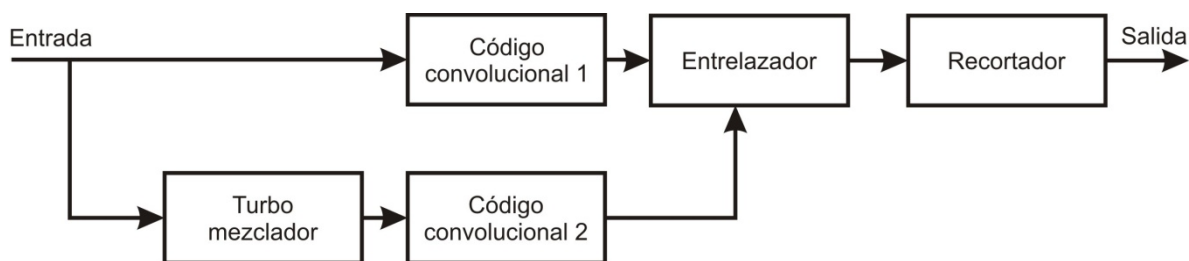


Figura 27. Diagrama de turbo codificador.

Luego del mezclado y la aleatorización necesaria para explotar aun más la diversidad proporcionada por OFDM, los bits son enviados al modulador en banda base el cual realiza una proyección de N bits sobre un esquema de n QAM constelaciones. La relación que se guarda es $N = \log_2(n)$, para luego unir las constelaciones resultantes en bloques, los cuales son proyectados sobre las portadoras en el símbolo OFDM donde también se incluyen las portadoras piloto. Luego se aplica la transformada de Fourier inversa que se calcula sobre cada símbolo OFDM. Estos datos son pasados por el canal AWGN para que posteriormente sean procesados por el receptor.

V.2.2 Receptor.

V.2.2.1 Bloque de decodificadores.

En el receptor se realiza el proceso inverso de cierta manera el cual se muestra en la figura 28, el bloque de codificadores realiza la recuperación de los bits originales a partir de los bits recibidos. Para que el decodificador iterativo funcione adecuadamente y se pueda explotar al máximo su capacidad correctora se requiere que el demodulador en banda base entregue los bits en estados suaves (Poramate y Theeraputh, 2005), la cual consiste en una proyección de la probabilidad del bit sobre más de dos estados, obteniendo. (Lin, 1983).

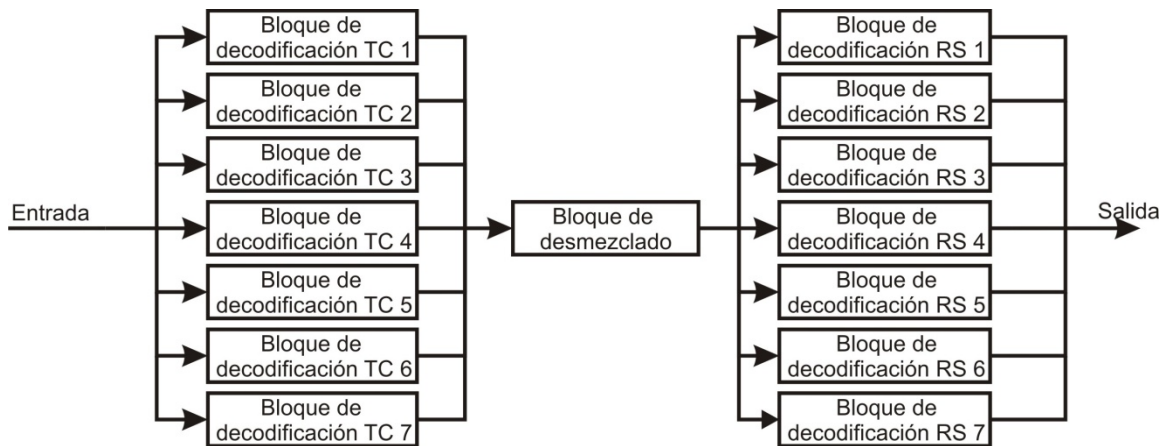


Figura 28. Concatenación de decodificadores RS-TC

Estos datos se entregan al decodificador iterativo, el cual analiza la información de probabilidad contenida en los bits de redundancia. Primero se analiza la información de probabilidad con los bits de redundancia obtenidos de código convolucional cuya entrada no se mezcló. Posteriormente, los bits sistemáticos son mezclados y se analiza la información de probabilidad con los bits de redundancia del código convolucional cuya entrada si se mezcló, y después de varias iteraciones se pueden recuperar los bits originales con gran certeza. A la salida del decodificador iterativo se realiza una decisión dura en función de la probabilidad entregada en la última iteración; para turbo códigos con salida recortada los bits recortados se insertan con probabilidad 0. En la figura 29 se muestra el diagrama de Simulink del decodificador iterativo implementado.

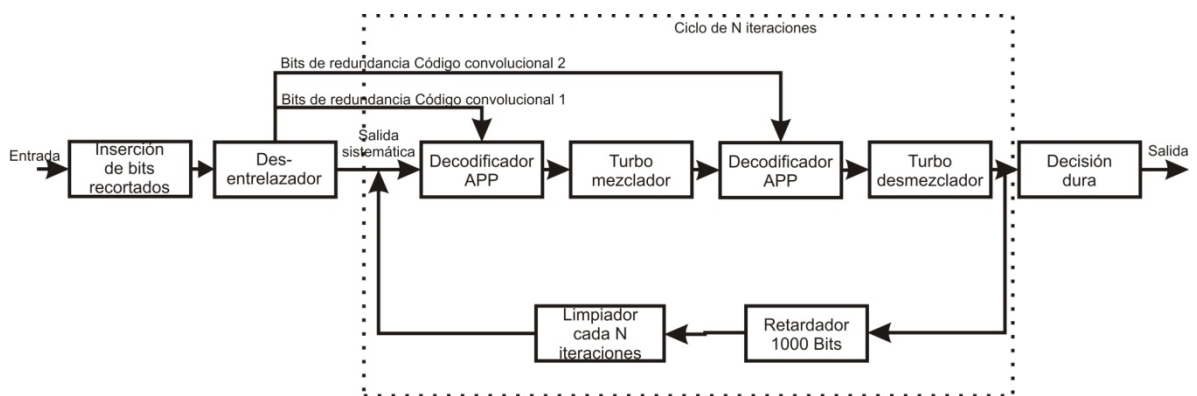


Figura 29. Diagrama de decodificador iterativo.

En la figura 30 se muestra como el desempeño del decodificador mejora con cada iteración, se simuló el decodificador desde 1 hasta 10 iteraciones, se puede ver como la tasa de bit erróneo mejora con cada iteración.

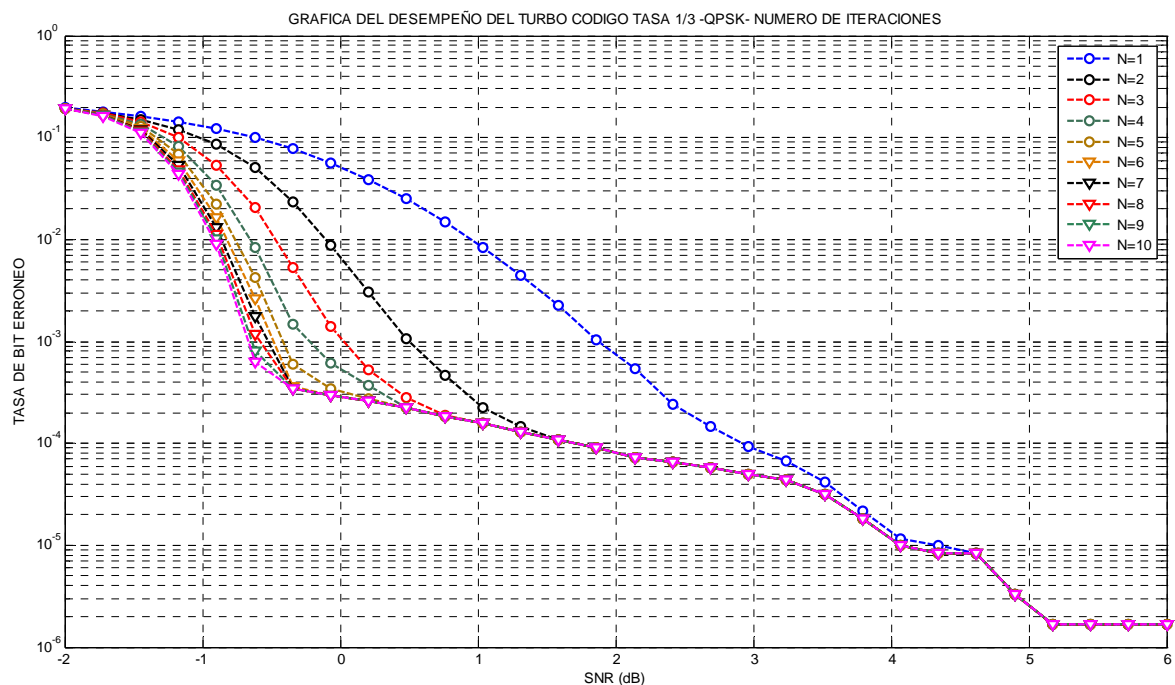


Figura 30. Grafica de BER vs SNR por iteración.

Como se puede observar el decodificador iterativo ayuda a llevar la tasa de bit erróneo por debajo de 10^{-3} con una SNR más baja; luego con la ayuda del codificador concatenado Reed Solomon, se puede llevar la tasa de bit erróneo cerca de cero. Los resultados para cada uno de los modos de operación se muestran en el siguiente capítulo. A continuación se analizará el modelo de simulación para un canal dispersivo, se hicieron algunos cambios en el diagrama de simulación para poder aplicar un modelo de canal radio móvil, considerando características de una red de frecuencia única.

V.3 Modelo de simulación de un canal dispersivo.

La simulación en un canal dispersivo representa cambios respecto a la forma de simular anterior, ya que un buen modelo de canal debe considerar tres aspectos importantes los cuales afectan considerablemente la señal (Bertoni, 2000):

- Pérdidas por propagación
- Desvanecimientos
- Interferencia por multitrayectorias

Adicionalmente se debe considerar el ruido de piso del receptor con respecto al cual se medirá la relación de ruido a portadora C/N , por lo que se necesitó agregar al modelo una función desarrollada en MatLab que tiene varias funciones programadas, entre las que se encuentran:

- Inserción de símbolos pilotos.
- Entrelazado de bloques.
- Modulación OFDM.
- Modelado de canal (Pérdidas por propagación, Desvanecimientos, Interferencia multitrayectorias, AWGN)
- Demodulación OFDM.
- Estimación de canal.
- Comparación de canal.
- Des entrelazado de bloques.

De esta manera el proceso de obtención de resultados pasa por los bloques que se muestran en la figura 31.

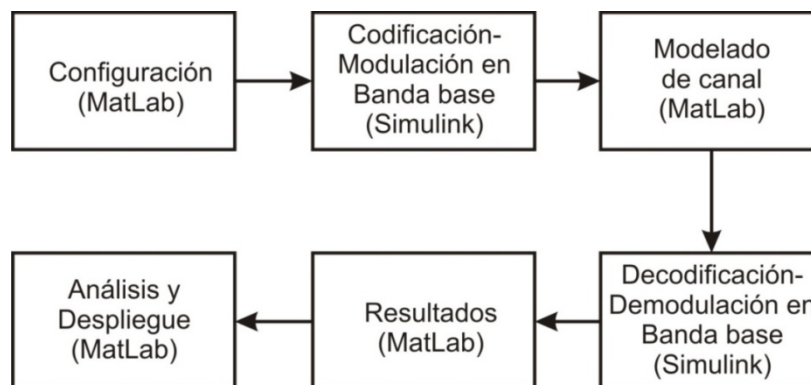


Figura 31. Diagrama de flujo del proceso de obtención de resultados en canal dispersivo.

Los bloques para la codificación y la decodificación son exactamente iguales al programa de simulación sobre AWGN, sin embargo, desde la sección de modulación OFDM en adelante fue implementada en la función de MatLab.

En la figura 32 se muestra el diagrama de flujo que se sigue en el programa de simulación del estándar de video móvil sobre canales dispersivos en una red de frecuencia única. El proceso inicia con la generación de la señal en la capa física del transmisor de acuerdo con el estándar FLO y culmina con la capa física del receptor, donde se analiza el BER (Bit Error Rate), por lo que en ambos extremos del proceso de simulación se debe introducir el modo de operación de la capa física. En el centro de la simulación se simulan los efectos del canal sobre la señal FLO, donde básicamente la señal se somete a pérdidas por propagación, desvanecimientos selectivos, multitrayectorias y ruido aditivo blanco gaussiano (AWGN). El fundamento de los tres primeros ya se explicó anteriormente, y el AWGN explica el ruido de piso en el receptor y contra el que ocurre la degradación de la relación portadora a ruido (C/N). Estos cuatro efectos son concatenados para realizar un modelado apropiado del canal radio, y en este bloque los parámetros de operación son la posición de cada uno de los transmisores y el tipo de ambiente de propagación. El tipo de ambiente es elegido entre los tres propuestos, ambiente urbano, urbano denso y rural, las características de cada uno de ellos se modelan de acuerdo a lo explicado de la sección III.2.2 a la sección III.2.4.

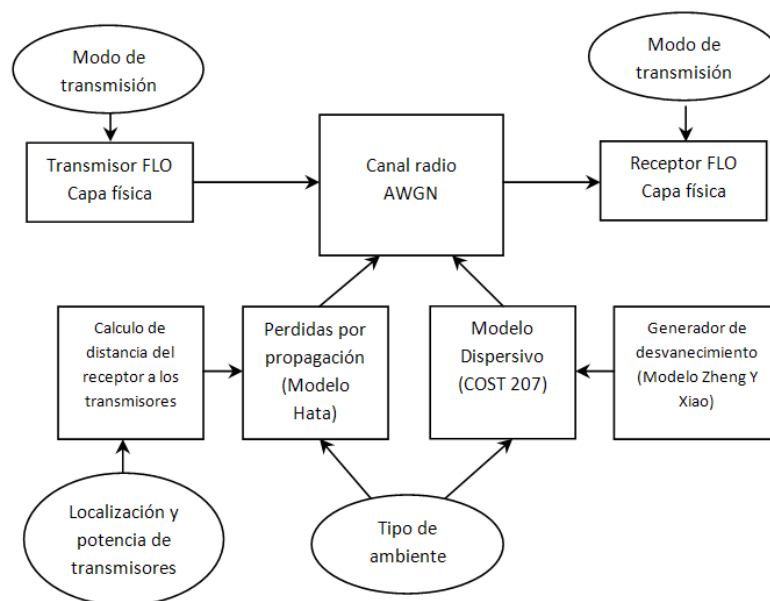


Figura 32. Diagrama de flujo de la concatenación de modelos.

En la figura 33 se muestra el diagrama de flujo de los bloques implementados para realizar estas simulaciones.

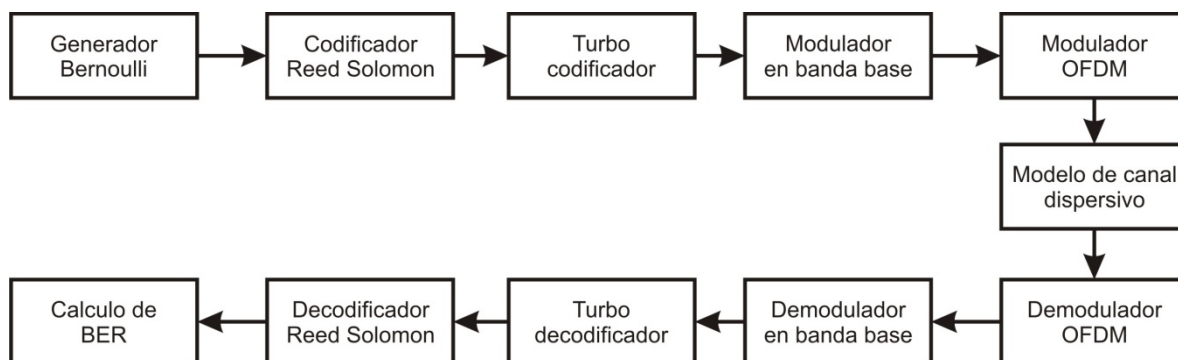


Figura 33. Diagrama de flujo para la simulación de FLO para canales dispersivos.

Capítulo VI

Resultados.

VI.1 Introducción.

Este capítulo está dedicado a presentar los resultados de las simulaciones del estándar FLO. El objetivo de las simulaciones es generar estadísticas que permitan hacer un análisis de cobertura, y que puedan ser consideradas dentro del proceso de planeación de una red de frecuencia única para la transmisión de video móvil. El análisis se realiza a partir de la tasa de bit erróneo y considera diferentes características propias de un canal radio móvil.

La presentación de resultados se divide en varios escenarios de simulación; el primero de ellos consiste en evaluar el desempeño de los codificadores sobre un canal AWGN, mientras que el segundo consiste en evaluar el máximo alcance de un transmisor considerando el modelo de canal radio móvil. El tercer y cuarto escenario de simulación consideran una red SFN de dos y tres transmisores, respectivamente, considerando también el modelo de canal radio móvil; por último, el quinto escenario de simulación considera un escenario real.

VI.2 Primer escenario: desempeño en un canal AWGN.

En este primer escenario se analiza el desempeño de la capa física de FLO sobre un canal AWGN, ya que se prueba la capacidad correctora de la concatenación del Turbo código y del codificador Reed Solomon. Para presentar los resultados de la simulación de este escenario se toman dos puntos de medición del BER dentro de la capa física. El primero en la salida del decodificador iterativo, representada con el círculo en las gráficas y el cual

sirve para validar los resultados con (Chari *et al*, 2007). El segundo punto de medición del BER se realiza a la salida de decodificador Reed Solomon, y esta ayuda a entender cómo ayuda la concatenación de códigos TC-RS a la capa física para alcanzar un BER aceptable a SNR muy bajas. En las gráficas 34 a la 38 se muestran los resultados y la ventaja que representa la concatenación TC-RS. La tabla IX muestra los parámetros de simulación para este escenario de simulación.

Tabla IX. Parámetros de simulación para canal AWGN

Parámetro.	Valor
Modos de transmisión	0, 1, 2, 3, 4
Tasa de Símbolo OFDM	1200 símbolos por segundo
Tasa de codificado Reed-Solomon	RS(16,12)
Ancho de banda	6 MHz
Iteraciones del decodificador iterativo	10

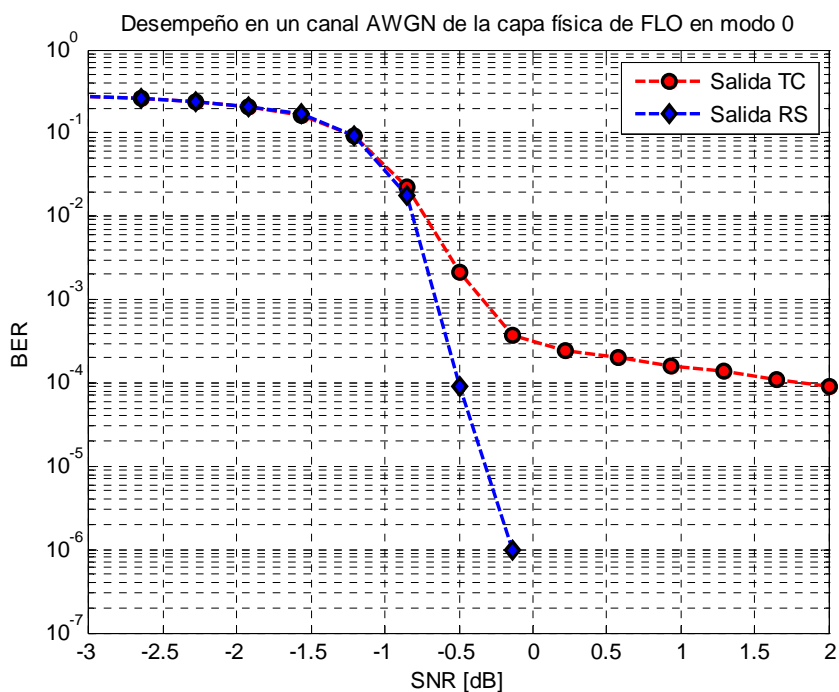


Figura 34. Desempeño de la capa física de FLO en modo 0 en un canal AWGN.

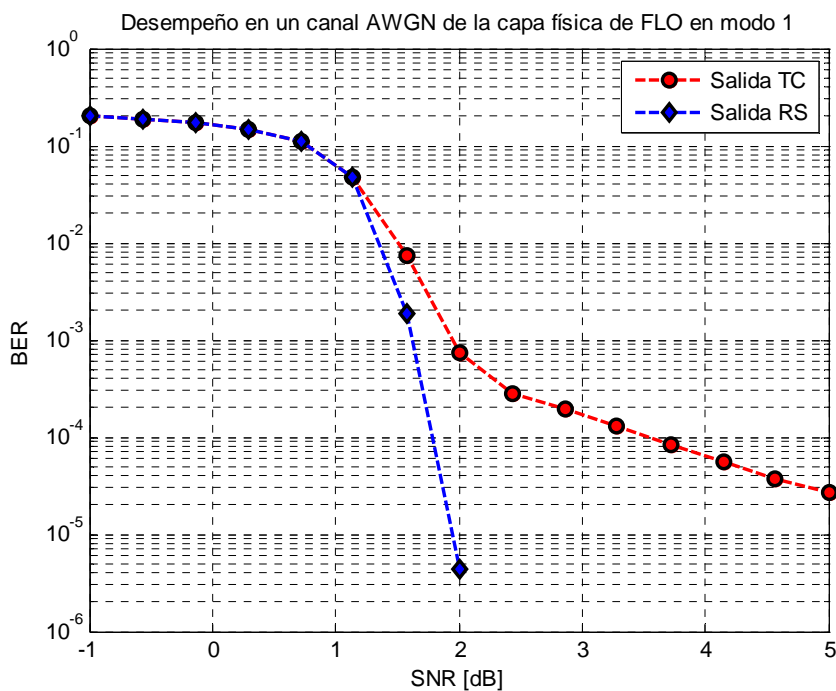


Figura 35. Desempeño de la capa física de FLO en modo 1 en un canal AWGN.

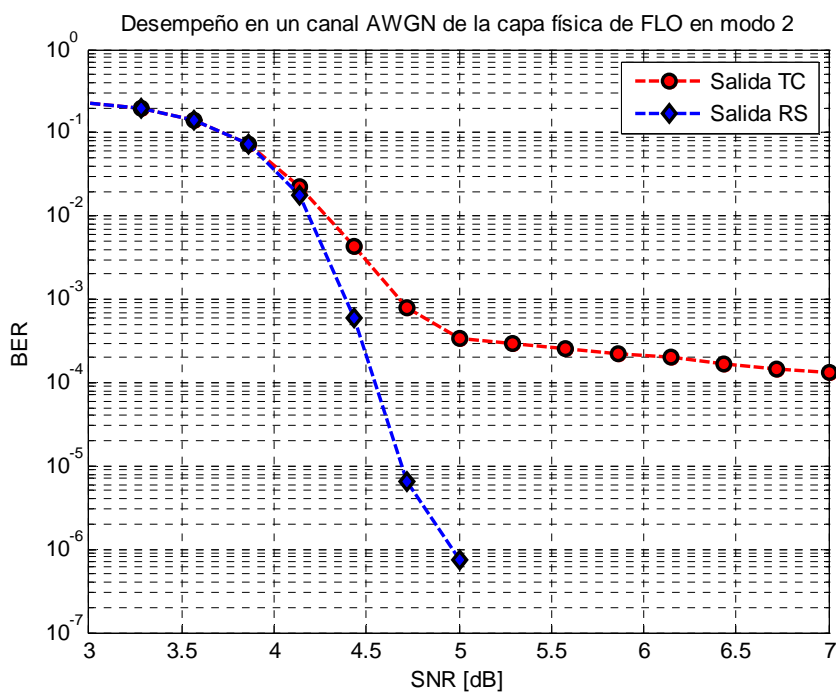


Figura 36. Desempeño de la capa física de FLO en modo 2 en un canal AWGN.

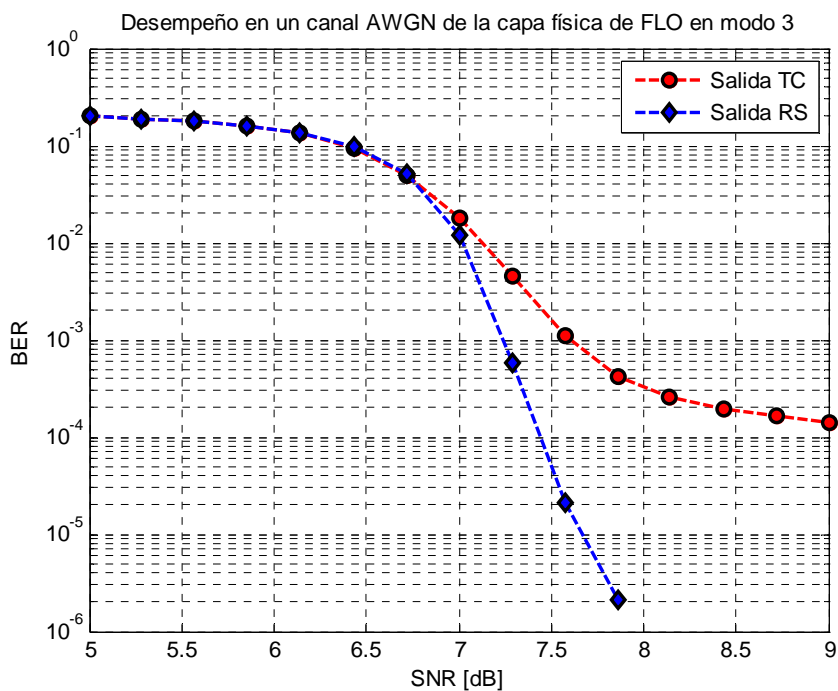


Figura 37. Desempeño de la capa física de FLO en modo 3 en un canal AWGN.

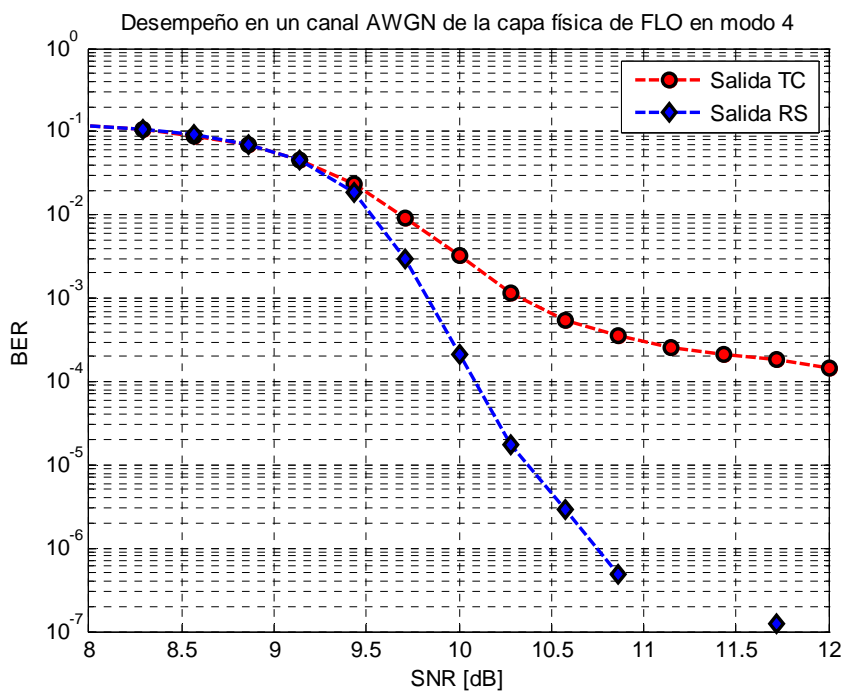


Figura 38. Desempeño de la capa física de FLO en modo 4 en un canal AWGN.

Los resultados anteriores fueron validados con (Chari *et al*, 2007) lo cual es de suma importancia ya que establece que los codificadores cumplen con los requerimientos del estándar.

VI.3 Segundo escenario: simulación para un transmisor.

En la figura 39 se muestra el punto de medición para el escenario de 1 transmisor, la simulación de este escenario es importante porque en el modelo de canal representado por H. El modelo de canal H incluye: pérdidas por propagación (simuladas por modelo de Hata explicado en la sección III.2.2), multitraectorias, y desvanecimientos (simulado mediante los modelos explicados en las secciones III.2.4 y III.2.5, respectivamente). El punto de medición se ubica en el Rx y el transmisor se encuentra en Tx, H es el canal modelado por el cual es transmitido el símbolo OFDM. Los resultados se muestran de la figura 40 a la figura 42, para cada uno de los ambientes de propagación. En las gráficas se puede observar como el máximo alcance de un transmisor depende del ambiente en el que la señal se propaga. Las graficas muestran el alcance para un determinado BER, de cada modo en tres ambientes de propagación. La codificación y el esquema de modulación juegan un papel importante en el máximo alcance pero impactan en la tasa de transmisión de datos, lo anterior establece un compromiso entre el área de cobertura y la tasa de transmisión, a mayor área de cobertura, menor tasa de transmisión. En la tabla X se muestran los parámetros de operación para la simulación de 1 transmisor.

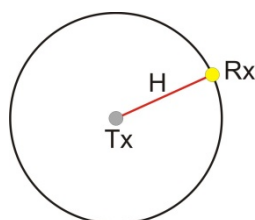


Figura 39. Localización del punto de medición para un transmisor.

Tabla X. Parámetros de operación para 1 transmisor.

Parámetro.	Valor
Potencia de Transmisión	50 KW
Potencia de ruido	-129 dB (incluyendo 6 dB de figura de ruido)
Numero de Transmisores	1
Modos de transmisión	0, 1, 2, 3, 4
Tasa de Símbolo OFDM	1200 símbolos por segundo
Tasa de codificado Reed-Solomon	RS(16,12)
Ancho de banda	6 MHz
Tipo de ambiente	Rural, urbano, urbano denso
Iteraciones del decodificador iterativo	5
Frecuencia central	700 MHz
Altura del transmisor	60 mts
Altura del receptor	1.5 mts

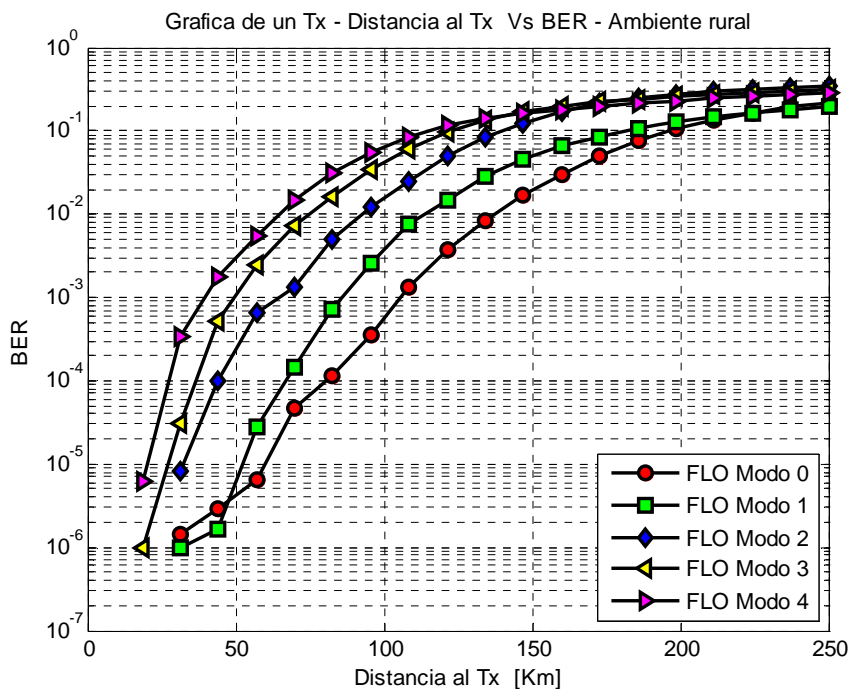


Figura 40. Máximo alcance de un transmisor en ambiente rural.

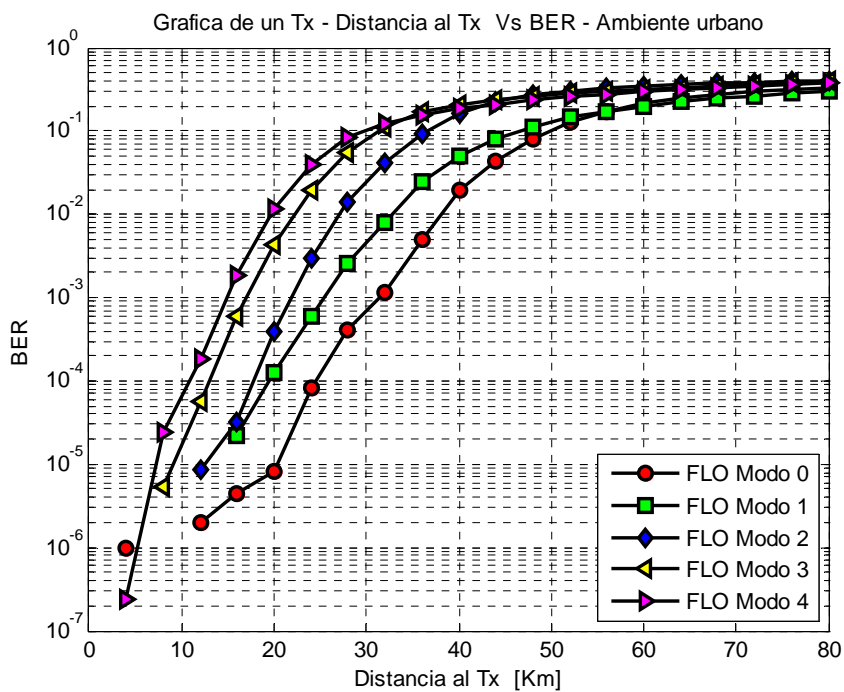


Figura 41 *Máximo alcance de un transmisor en ambiente urbano.*

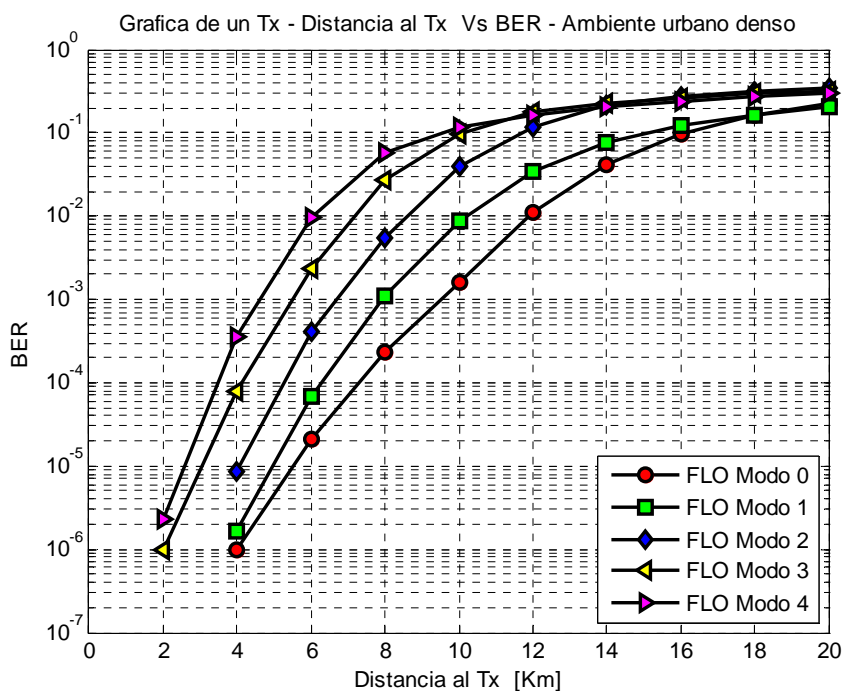


Figura 42 *Máximo alcance de un transmisor en ambiente urbano denso.*

VI.4 Tercer escenario: simulación de SFN de dos transmisores.

Una red SFN de dos transmisores presenta dos puntos de operación importantes, en la figura 43 se ilustran estos puntos. El inciso a) es un caso donde el receptor se encuentra a la misma distancia de los transmisores; mediante las simulaciones se logró demostrar que este punto es de máxima ganancia, ya que la diferencia en el retardo de la señal siempre es cero y las señales se suman constructivamente, y de aquí en adelante será llamado como caso $T_a=T_b$. El inciso b) es el caso donde el receptor se encuentra más cerca del transmisor **a** que del transmisor **b**, en este caso las señales entran con diferente retardo, por lo que puede existir cierto nivel de interferencia si la diferencia en el retardo es lo suficientemente grande; será llamado de aquí en adelante como caso $T_a<T_b$. En la tabla XI se muestran los parámetros de operación para la red SFN de dos transmisores.

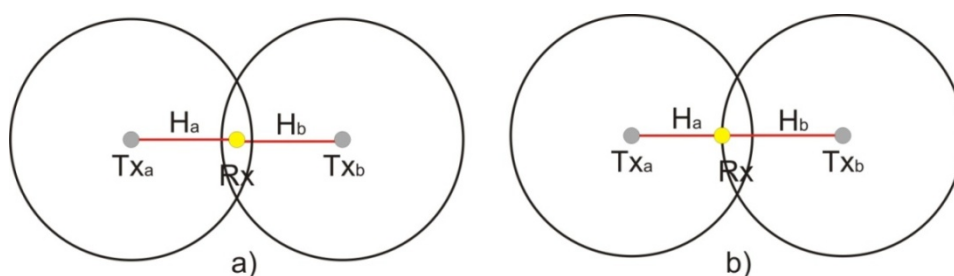


Figura 43. Puntos de operación importantes en una red SFN de dos transmisores.

Tabla XI. Parámetros de operación de la SFN de dos transmisores.

Parámetro.	Valor
Potencia de Transmisión	50 KW
Potencia de ruido	-129 dB (incluyendo 6 dB de figura de ruido)
Numero de Transmisores	2
Modos de transmisión	0, 1, 2, 3, 4
Tasa de Símbolo OFDM	1200 símbolos por segundo
Tasa de codificado Reed-Solomon	RS(16,12)
Ancho de banda	6 MHZ
Tipo de ambiente	Rural, urbano, urbano denso
Iteraciones del decodificador iterativo	5
Frecuencia central	700 MHz
Punto de operación	$T_a<T_b$
Altura del transmisor	60 mts
Altura del receptor	1.5 mts

En las figuras 44 a la 46 se muestran los resultados para el caso b) llamado caso $T_a < T_b$, en esta simulación se muestra como la distancia máxima entre transmisores que se puede alcanzar depende del tipo de ambiente en el que se propague. Se puede ver como el ambiente rural es muy generoso con la señal que se transmite y permite ubicar los transmisores a una gran distancia; en cambio, cuando la señal se propaga en un ambiente urbano o urbano denso, la máxima distancia que se pueden colocar los transmisores se reduce significativamente.

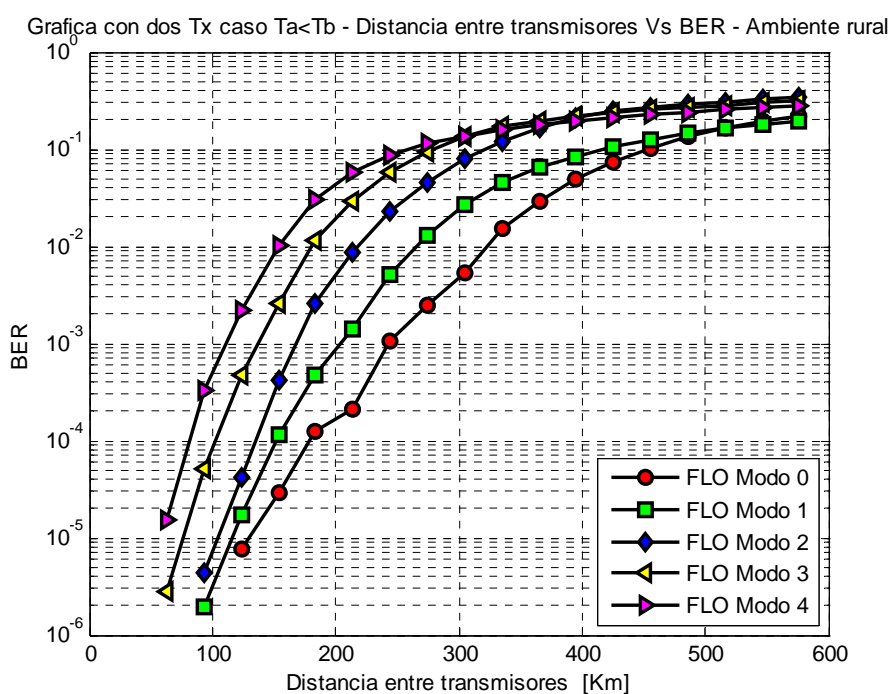
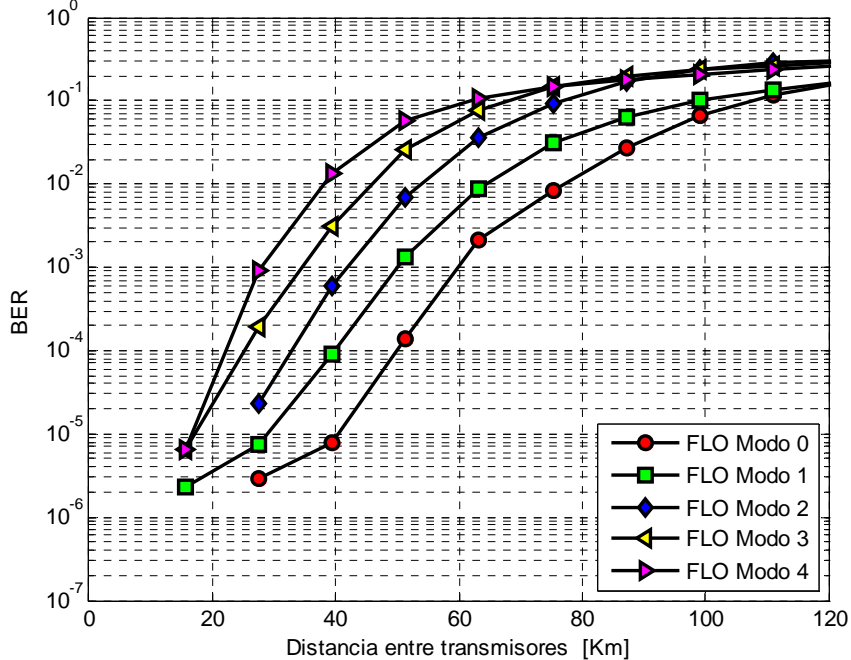
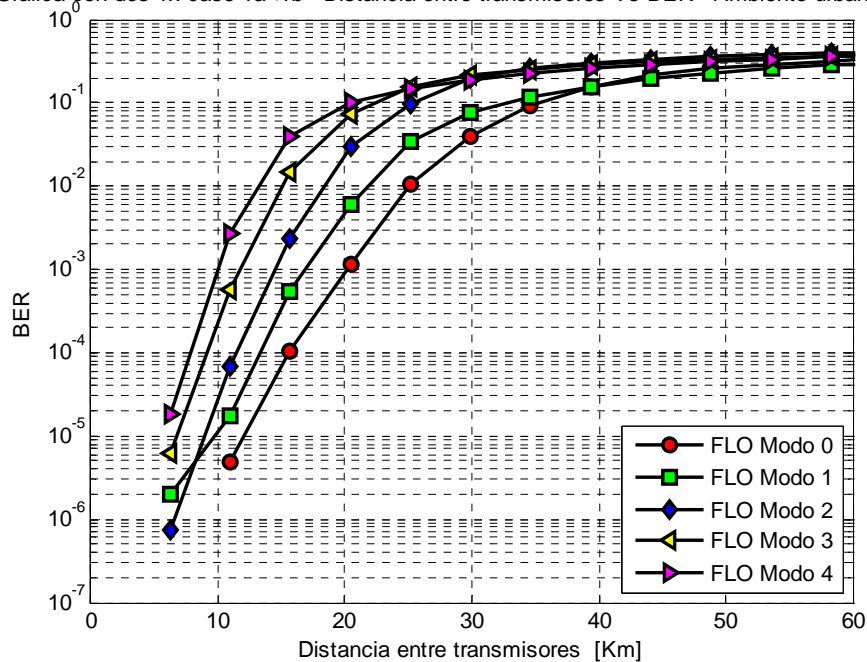


Figura 44. Máxima distancia entre dos transmisores $T_a < T_b$ en ambiente rural.

Grafica con dos Tx caso $T_a < T_b$ - Distancia entre transmisores Vs BER - Ambiente urbano**Figura 45. Máxima distancia entre dos transmisores $T_a < T_b$ en ambiente urbano.**Grafica con dos Tx caso $T_a < T_b$ - Distancia entre transmisores Vs BER - Ambiente urbano denso**Figura 46. Máxima distancia entre dos transmisores $T_a < T_b$ en ambiente urbano denso.**

VI.5 Cuarto escenario: simulación de SFN de tres transmisores.

Una red SFN presenta tres puntos de operación importantes los cuales se muestran en la figura 47.

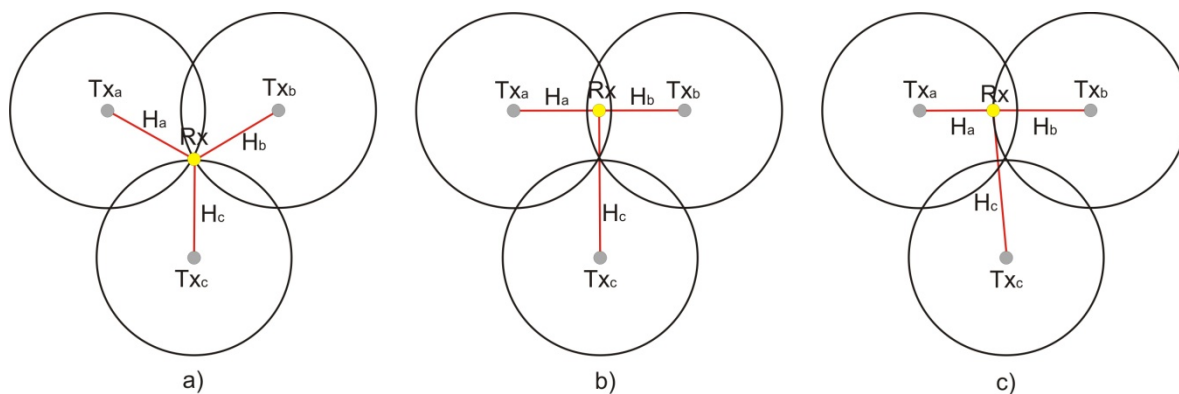


Figura 47. Puntos de operación importantes en una red SFN de tres transmisores.

El punto de operación a), el cual es referenciado como $T_a = T_b = T_c$, presenta la característica de que las señales de los transmisores entran al mismo tiempo al receptor, este punto es el de máxima ganancia de la red ya que los tres transmisores contribuyen a la señal útil OFDM. El punto de operación b), el cual es referenciado como $T_a = T_b < T_c$, presenta la característica de que dos transmisores entran al mismo tiempo y el tercer transmisor entra con un ligero retardo. Este punto de operación presenta una ligera ganancia, pero el tercer transmisor puede convertirse en interferente si el retardo es lo suficientemente grande para exceder el prefijo cíclico. Por último, en el punto de operación c) todos los transmisores entran en diferente tiempo. Si la distancia entre transmisores es lo suficientemente grande la diferencia de retardo puede exceder el prefijo cíclico, y en ese caso los transmisores se convierten en interferentes.

En la tabla XII se muestran los parámetros de operación para la red SFN de tres transmisores.

Tabla XII. Parámetros de operación de la SFN de tres transmisores.

Parámetro.	Valor
Potencia de Transmisión	50 KW
Potencia de ruido	-129 dB (incluyendo 6 dB de figura de ruido)
Numero de Transmisores	3
Modos de transmisión	0, 1, 2, 3, 4
Tasa de Símbolo OFDM	1200 símbolos por segundo
Tasa de codificado Reed-Solomon	RS(16,12)
Ancho de banda	6 MHZ
Tipo de ambiente	Rural, urbano, urbano denso
Iteraciones del decodificador iterativo	5
Frecuencia central	700 MHz
Punto de operación	$T_a < T_b < T_c$
Altura del transmisor	60 mts
Altura del receptor	1.5 mts

Las figuras de la 48, 49 y 50 muestran los resultados para los casos donde $T_a < T_b < T_c$ para los ambientes rural, urbano y urbano denso, respectivamente.

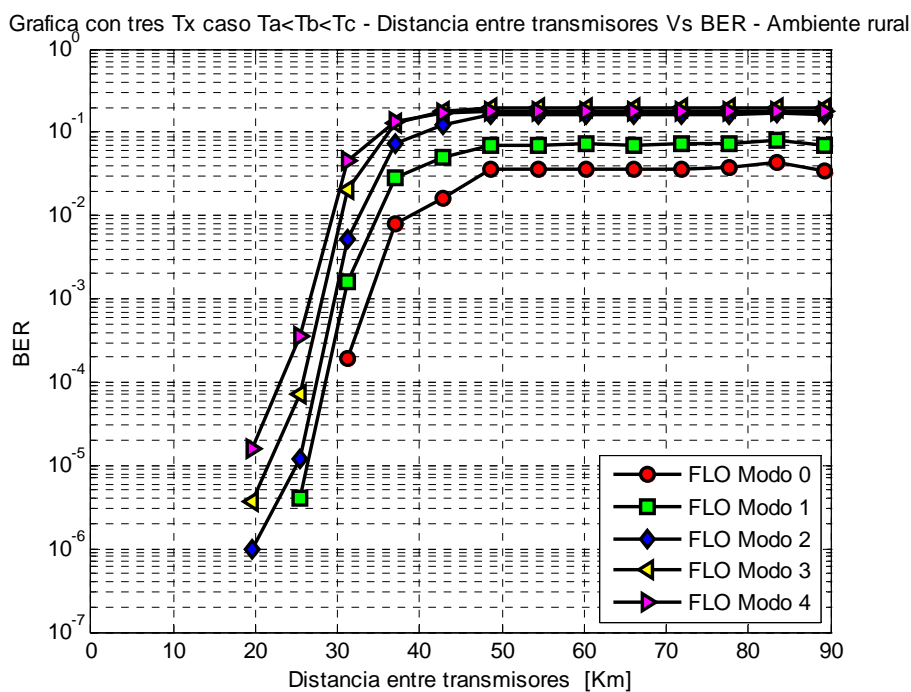


Figura 48. Máxima distancia entre tres transmisores $T_a < T_b < T_c$ en ambiente rural.

Grafica con tres Tx caso $T_a < T_b < T_c$ - Distancia entre transmisores Vs BER - Ambiente urbano

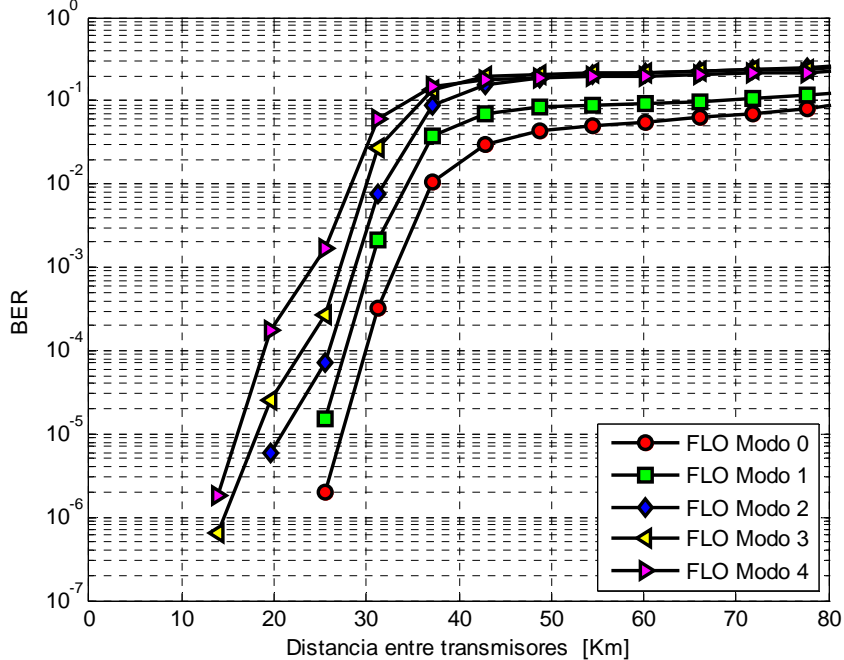


Figura 49. Máxima distancia entre tres transmisores $T_a < T_b < T_c$ en ambiente urbano.

Grafica con tres Tx caso $T_a < T_b < T_c$ - Distancia entre transmisores Vs BER - Ambiente urbano denso

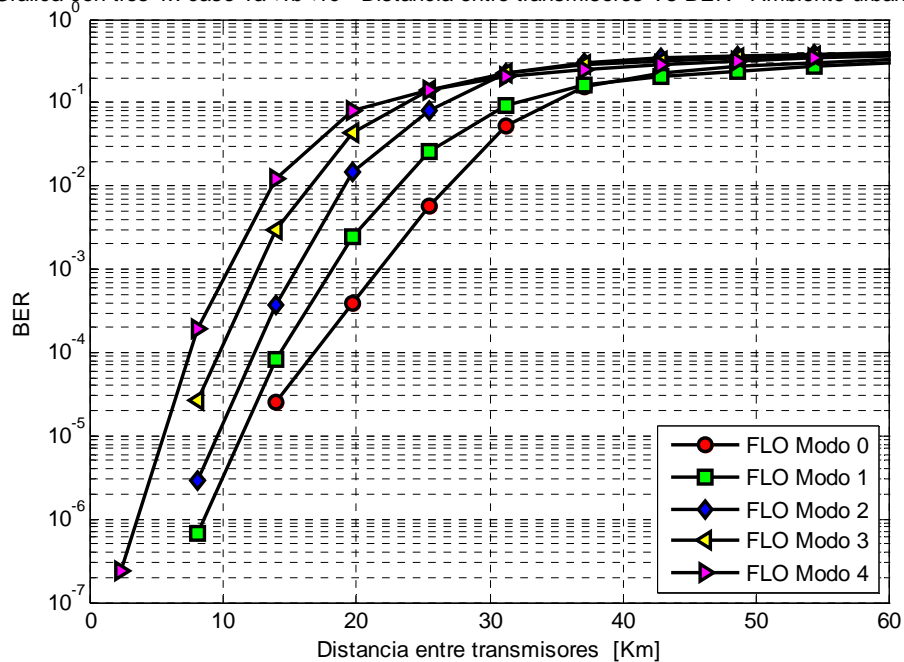


Figura 50. Máxima distancia entre tres transmisores $T_a < T_b < T_c$ en ambiente urbano denso.

Los resultados anteriores aportan gran información: por un lado se tiene que un transmisor puede ser interferente (T_c) y si la distancia entre transmisores es lo suficientemente grande el segundo transmisor (T_b) también podría convertirse en interferente. Por consiguiente, el anterior es un punto de medición más apegado a la realidad, ya que dentro de una red de frecuencia única cualquier transmisor se puede convertir en interferente si se encuentra muy alejado del móvil. Se puede observar que la máxima distancia entre transmisores para los ambientes rural (figura 48) y urbano (figura 49) es muy semejante, aunque ligeramente mayor en el ambiente urbano, debido a que en la red de frecuencia única el efecto de los interferentes afecta de manera muy similar al receptor.

VI.6 Quinto escenario: simulación de caso de uso.

En este escenario se cambia ligeramente la metodología de simulación. Primero se define el área de prueba y se introducen la posición de los transmisores en el plano y su potencia de transmisión, así como las dimensiones de la rejilla de prueba. Después, los datos son evaluados de acuerdo a la rejilla de prueba, y los resultados son presentados con curvas de nivel en el plano. Las consideraciones de simulación se muestran en la Tabla XIII.

Tabla XIII. Parámetros de operación de la SFN de dos transmisores en el valle de Mexicali.

Parámetro.	Valor
Potencia de ruido	-129 dB (incluyendo 6 dB de figura de ruido)
Numero de Transmisores	2
Modos de transmisión	0, 1, 2, 3, 4
Tasa de Símbolo OFDM	1200 símbolos por segundo
Tasa de codificado Reed-Solomon	RS(16,12)
Ancho de banda	6 MHz
Tipo de ambiente	Mexicali - urbano (50KW) , rural (1500W)
Iteraciones del decodificador iterativo	5
Frecuencia central	669.25 MHz
Tamaño área evaluación	(90 Km x 70 Km)(1600 puntos)
Altura del transmisor	40 mts
Altura del receptor	1.5 mts

Las curvas representan un nivel de tasa de bit erróneo que posteriormente se comparan en un mapa, para analizar cómo se distribuye el área de cobertura en una zona geográfica. Los resultados que se muestran de la figura 51 a la 55 corresponden a cada uno de los modos de operación de FLO. El objetivo es analizar el área de cobertura sobre el valle de Mexicali con dos transmisores, los cuales deben proporcionar cobertura en el área urbana de Mexicali y el área rural del valle y la ciudad de San Luis Rio Colorado. La frecuencia central cambia a 669.25 Mhz, ya que corresponde al canal 47, asignado para Mexicali de acuerdo a la asignación de frecuencias para la transmisión de televisión digital de la Secretaría de Comunicaciones y Transportes (SCT, 2006).

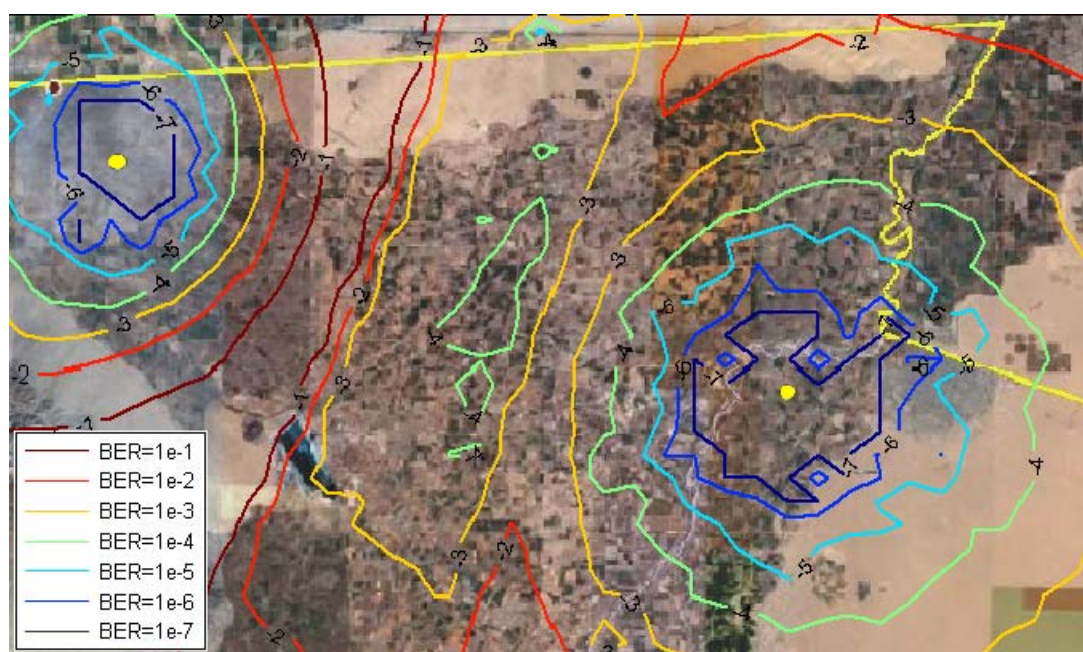


Figura 51. Análisis de cobertura de FLO en modo 0 para dos transmisores en diferente ambiente.

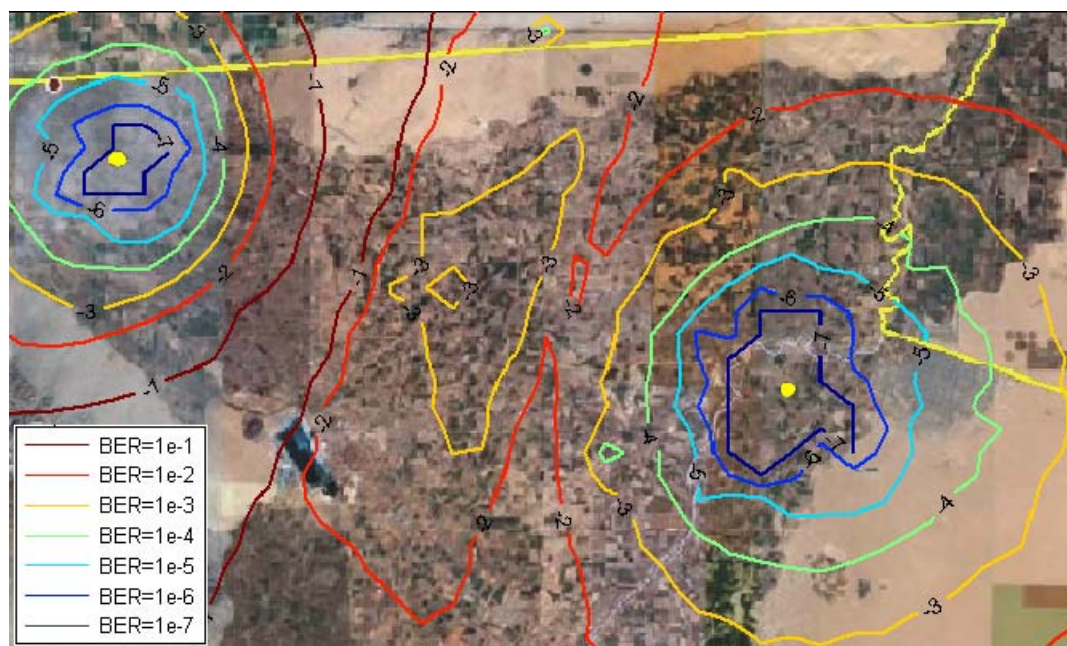


Figura 52. Análisis de cobertura de FLO en modo 1 para dos transmisores en diferente ambiente.

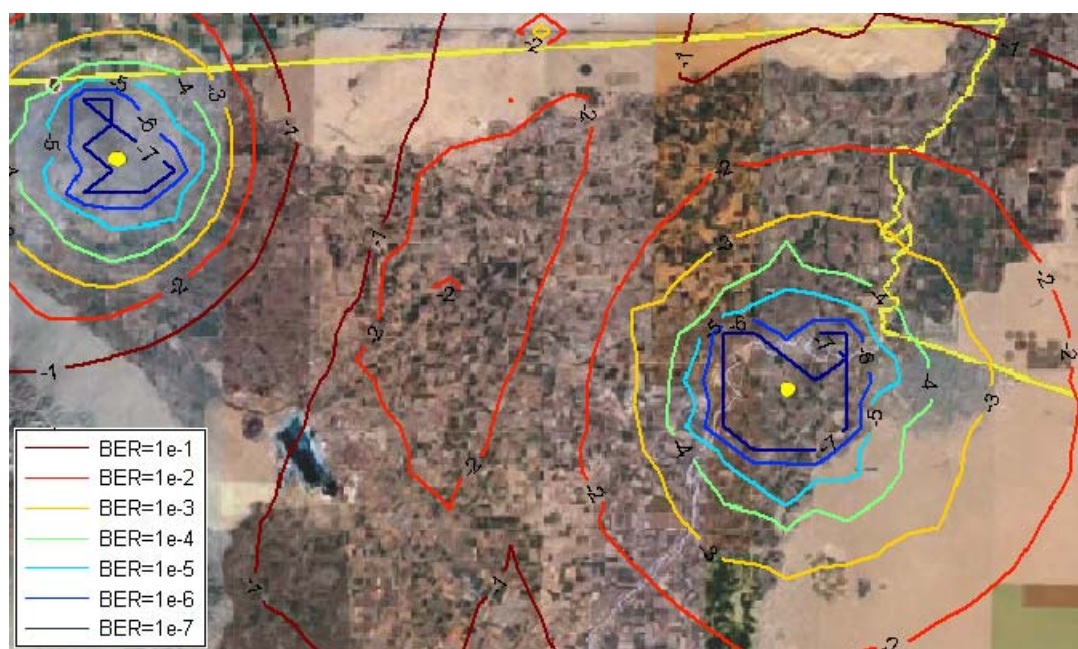


Figura 53. Análisis de cobertura de FLO en modo 2 para dos transmisores en diferente ambiente.

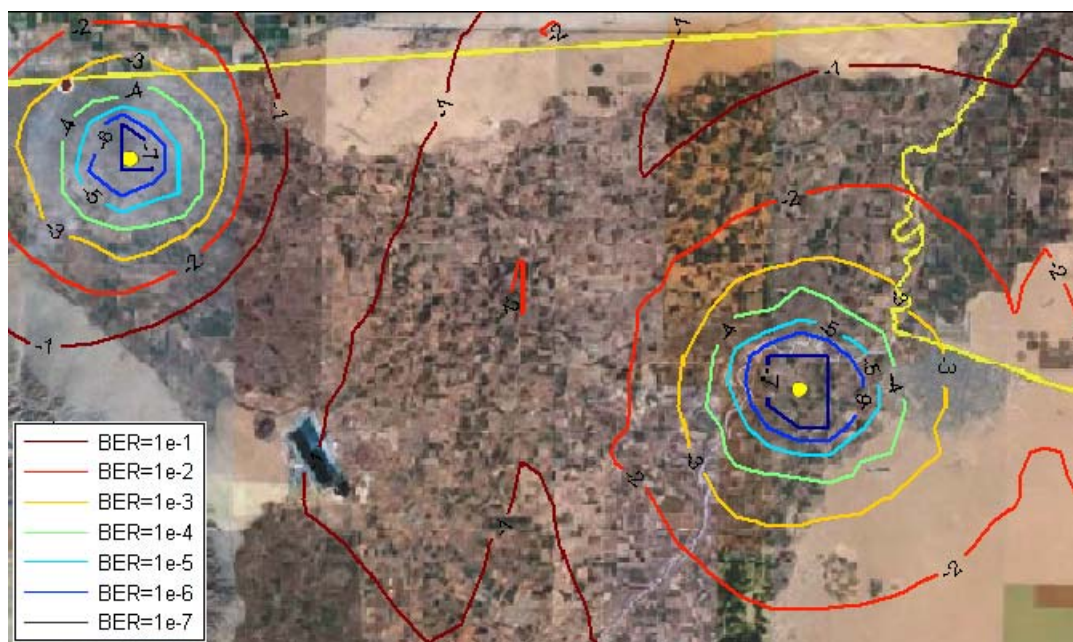


Figura 54. Análisis de cobertura de FLO en modo 3 para dos transmisores en diferente ambiente.

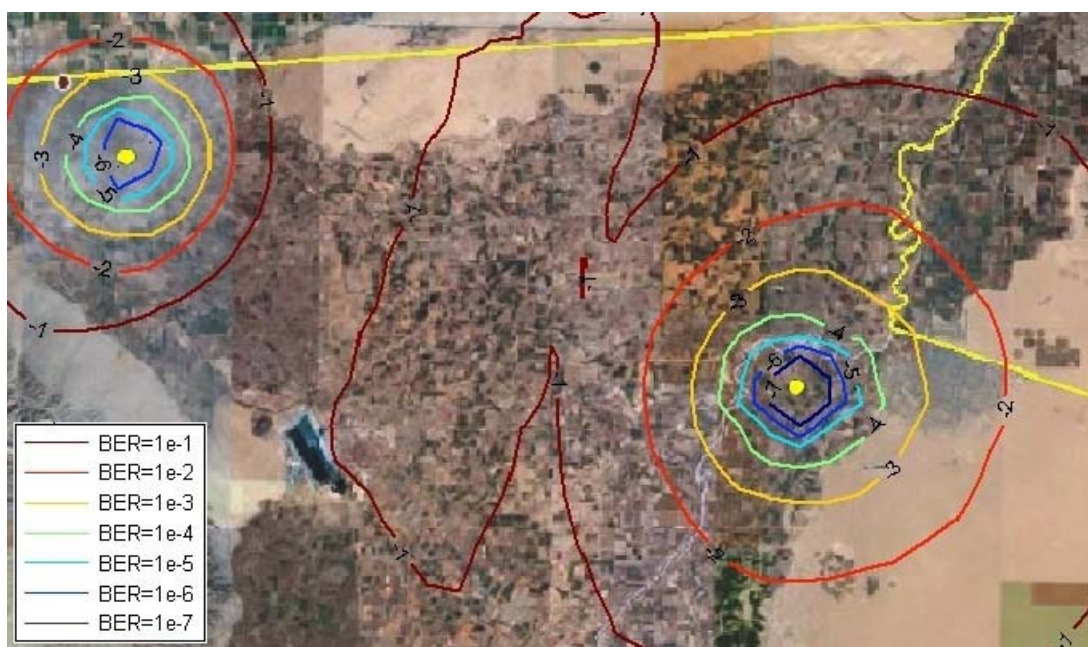


Figura 55. Análisis de cobertura de FLO en modo 4 para dos transmisores en diferente ambiente.

Como se puede ver en los resultados de los modos de operación de FLO, el área de cobertura cae drásticamente al pasar de un modo a otro. Para tratar de analizar el impacto sobre el área de cobertura del cambio del modo de operación de FLO, se analizó cuáles de los puntos cumplen con un BER menor a 10^{-3} , se le proporcioné el 100% al modo 0 y se calculó el porcentaje de área cubierto por el resto de los modos con relación al modo 0. Los resultados se muestran en la Tabla XIV. Cabe mencionar que estos resultados son únicamente válidos para este caso, sin embargo el programa es fácilmente modificable para analizar otras arquitecturas agregando más transmisores, cambiando su ubicación y la potencia de transmisión, así como el área de evaluación

Tabla XIV. Porcentaje de cobertura de los modos evaluados respecto al modo 0.

Modo de operación	Área cobertura aproximada.	% aproximado respecto al modo 0.
Modo 0	2,394.0 Km ²	100.0
Modo 1	1,476.6 Km ²	61.6776
Modo 2	819.0 Km ²	34.2105
Modo 3	492.2 Km ²	20.5592
Modo 4	338.6 Km ²	14.1447

Capítulo VII

Conclusiones y Recomendaciones.

Se estudió, OFDM como medio de transporte para sistemas de transmisión de video móvil, se analizaron las ventajas que presenta para la implementación de este tipo de sistemas sobre redes de frecuencia única. Se estudiaron e implementaron los modos básicos del sistema FLO, analizando las herramientas que implementa para mitigar los efectos del canal.

Adicionalmente, se estudió, y se implementó un modelo de canal radio móvil contemplando diferentes ambientes de propagación para analizar el desempeño del sistema FLO sobre cada uno de los ambientes considerando escenarios de un transmisor, y redes de frecuencia única de dos y tres transmisores

Por último, se analiza un posible caso de uso del modelo, el cual es capaz de mostrar las curvas de nivel del BER sobre un área determinada, con el objetivo de mostrar la utilidad en el diseño de una red de frecuencia única basada en FLO.

VII.1 Conclusiones.

Tras lo hecho y los resultados obtenidos se puede observar cómo algunos modos pueden explotar el área de ganancia de la red de frecuencia única, ya que su esquema de modulación y la tasa de codificación se lo permiten. Se encontró que existe una dependencia entre la diferencia del tiempo de arribo y la potencia con que arriba cada transmisor y el tamaño del área de ganancia de la red, debido a que la capacidad de tolerar el retardo en los sistemas basados en OFDM, como FLO, depende del tamaño del prefijo

cíclico, así como de su capacidad de estimar y contrarrestar los efectos en frecuencia de los retardos en la señal.

Las estadísticas generadas representan una contribución importante para realizar el análisis de factibilidad de este tipo de redes. Como contribución adicional se tiene un sistema cuyo modelo de canal es altamente configurable para realizar el futuro análisis de diferentes casos de operación, pudiendo agregar un mayor número de transmisores cambiando su ubicación y potencia de transmisión. Los resultados obtenidos y el modelo generado pueden ser aplicados en el proceso de planeación de las redes de transmisión de video móvil.

Sin embargo, en países como México el impacto de las tecnologías de transmisión de video digital enfrenta problemas por el costo de implementación y operación. Es por eso que el plan de desarrollo de la Televisión Digital Terrestre (TDT) se propone que finalice en el año 2021 (COFETEL, 2009). Los canales asignados para la transmisión de TDT se encuentran en la banda de canales asignada a la televisión analógica (SCT, 2006). Una limitación adicional es la poca o nula legislación sobre los sistemas de transmisión de video digital a móviles sobre los canales asignados para la TDT.

VII.2 Recomendaciones

Con base a los estudios realizados y resultados obtenidos se recomienda continuar con el proceso de investigación, enfocándose en el análisis de factibilidad de la red de acuerdo al modo de operación. También sería importante agregar al sistema otros estándares de transmisión de video móvil.

Se recomienda cambiar el sistema de simulación en MatLab a un lenguaje de programación más eficiente, ya que los tiempos de convergencia de este son muy elevados. En un lenguaje de programación más eficiente se podrá lograr que el tiempo de convergencia se

reduzca significativamente, ayudando así a poder analizar un mayor número de casos de emplazamiento en menor tiempo.

Se recomienda también iniciar la investigación de esquemas de mejora del área de cobertura de los sistemas de video móvil con la ayuda de la red 3G. Debido a que el sistema FLO cuenta un tiempo de mezclado muy alto (aproximadamente un segundo), si un paquete de capa física llegó con un gran número de errores, se cuenta con tiempo suficiente para pedir una retransmisión a través de la red 3G, mejorando significativamente la calidad del video en los móviles que no cuentan con una calidad de señal muy buena.

Referencias.

- Akram, M. S., 2007. Pilot-based Channel Estimation in OFDM Systems. Nokia.
http://www2.imm.dtu.dk/pubdb/views/edoc_download.php/5405/pdf/imm5405.pdf
 [Consultada en Agosto del 2009]
- Arthur, R., Iano Y., Carvalho S.R.M. y Larico R.F. 2007. Planificación de la expansión del servicio de retransmisión de TV digital en Brasil usando redes SFN. IEEE Latin America Transaction. 5(8): 573-578 p.
- Bertoni, H. L. 2000. Radio Propagation for Modern Wireless Systems. Prentice Hall. 276pp
- Blauntein, N. 1999. Radio Propagation in Cellular Networks. Artech House publishers. 405pp.
- Chari, R. M., F. Ling, Mantravadi A, K., Vijayan R., Walker G. K. y Chandhok R. 2007. FLO Physical Layer: An Overview. IEEE Transactions on Broadcasting. 53(1):145-160p.
- CDMA2000. 2002. Physical Layer Standard for cdma2000 Spread Spectrum Systems-Release C, 3GPP2 C.S2002-C v1.0
http://www.3gpp2.org/Public_html/Specs/C.S0002-C_v1.0.pdf [Consultada en Agosto del 2009]
- COFETEL: Comisión Federal de Telecomunicaciones. Plan de desarrollo de la televisión digital terrestre en México.
http://www.cft.gob.mx/wb/Cofetel_2008/Cofe_television_digital_tdt_menu [Consultada en Agosto del 2009]
- Daoud, K., 2007. Performance Comparison of the DVB-H and FLO Mobile Broadcasting Systems. Consumer Electronics, 2007. ISCE 2007. IEEE International Symposium on. 1-7p.
- Failli, M., (1989), "Digital land mobile radio communications COST 207", Publications Office European Communities. 386pp.
- Gómez Barquero, D., Salieta A., Garcia A.P., Moserrat J.F. y Cardona N. 2007. Planificación de una red DVB-H en la ciudad de Valencia. Universidad Politécnica de Valencia.
http://dSPACE.icesi.edu.co/dSPACE/bitstream/item/1173/1/Planificacion_red_DVB-H_entorno_urbano.pdf [Consultada en Agosto del 2009]
- Hata, M. 1980. Empirical formula for propagation loss in land mobile radio services. Vehicular Technology, IEEE Transactions on. 29(3):317-325.

Ibnkahla, M. 2004. Signal Processing For Mobile Communications, CRC Press LLC, primera edición, Washington, D.C. 811pp.

Jeong, Y. H., Park S. R., y Lee S. I. 2001. Evaluation of protection ratios on COFDM for in-band adjacent-channel digital audio broadcasting. Electrical and Electronic Technology, 2001. TENCON. Proceedings of IEEE Region 10 International Conference on. (2):685-690p.

Lin, S., y Costello D. J. 1983. Error Control Coding: Fundamentals and applications. Prentice-Hall, New Jersey. 603pp.

Malmgren, G., Pulse shaping in OFDM based single frequency networks, Wireless Personal Communications: An International Journal, 10(2):155–173p.

Mikkonen, J. Aldis J. Awater G. Lunn A. Hutchison D. 1998. The Magic WAND-functional overview, Selected Areas in Communications, IEEE Journal on. 16(6):953-972p.

Pätzold, M., 2002. Mobile fading channels. John Wiley & Sons LTD, Baffins Lane, Chichester, England. 418pp.

Poramate, T. Y Theeraputh M. 2005. Turbo Codes in Broadband Wireless Access Based on the IEEE 802.16 Standard. K. Sripmanwat (ed.). Turbo Code Applications: a journey from a paper to realization. Springer, Printed in the Netherlands, 243-254p.

Prasad, R. 2004. OFDM for Wireless Communications Systems, Artech House. Boston. 272pp.

Qualcomm. 2009. Media FLO Technology Overview Whitepaper
http://www.mediaflo.com/news/pdf/tech_overview.pdf [Consultada en Agosto del 2009]

Rappaport, T. S. 1999. Wireless communications, principles and practice. Prentice Hall PTR. Upper Saddle River, New Jersey. 641pp.

SCT- Secretaría de Comunicaciones y Transportes–México. 2006. Tabla de Canales Adicionales para la Transición a la Televisión Digital Terrestre.
http://www.cft.gob.mx/work/sites/Cofetel_2008/resources/LocalContent/7649/1/Transicion_canales_digitales.pdf [Consultada en Agosto del 2009]

Shannon, C.E., 1948. A mathematical theory of communication, Bell System Technical Journal, 27, 379 y 623p.

Telecommunications Industry Association (TIA). 2006. Forward Link Only air Interface Specification for Terrestrial Mobile Multimedia Multicast.
<http://www.tiaonline.org/standards/catalog/index.cfm> [Consultada en Agosto del 2009]

Van, Nee R. y Prasad R. 2000. OFDM for Wireless Multimedia Communications, Artech House. Boston. 260pp.

Walker, K., Ling F., Chandhok R., y Vijayan R., 2005. The FLO Physical Layer, an Optimized Multicast Solution for Terrestrial Mobile Multimedia. IEEE 16th International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications 1238-1244p.

Zhang, Y., Zhang c., Cosmas J., Loo K. K., Owens T., Di Bari R. D., Lostanlen Y., y bard M. 2008. IEEE Transactions On Broadcasting 54(3):568-577p.

Zhen, Y., y Martinez E. 2006. Channel Estimation in OFDM Systems. Freescale Semiconductor. http://www.freescale.com/files/dsp/doc/app_note/AN3059.pdf [Consultada en Agosto del 2009]

Zheng, Y. R., y Xiao C., 2003. Simulation models with correct statistical properties for Rayleigh fading channels, IEEE Transactions on Communications, 51(6):920-928p.