



UNIVERSIDAD CATÓLICA  
DE SANTIAGO DE GUAYAQUIL

SISTEMA DE POSGRADO

MAESTRÍA EN TELECOMUNICACIONES

TÍTULO DE LA TESIS:  
PROPUESTA PARA LA IMPLEMENTACIÓN DE LA TECNOLOGÍA UMTS  
LONG TERM EVOLUTION EN LA CIUDAD DE GUAYAQUIL

Previa la obtención del Grado Académico de Magíster en  
Telecomunicaciones

ELABORADO POR:  
Ing. Xavier Paredes Aguirre

Guayaquil, a los 23 días del mes Junio año 2014



UNIVERSIDAD CATÓLICA  
DE SANTIAGO DE GUAYAQUIL

## SISTEMA DE POSGRADO

### CERTIFICACIÓN

Certificamos que el presente trabajo fue realizado en su totalidad por el Magíster Xavier Paredes Aguirre como requerimiento parcial para la obtención del Grado Académico de Magíster en Telecomunicaciones.

Guayaquil, a los 23 días del mes Junio año 2014

### DIRECTOR DE TESIS

---

MsC. Edwin Palacios Meléndez

### REVISORES:

---

MsC. Néstor Zamora Cedeño.

---

MsC. Luis Córdova Rivadeneira

### DIRECTOR DEL PROGRAMA

---

MsC. Manuel Romero Paz



UNIVERSIDAD CATÓLICA  
DE SANTIAGO DE GUAYAQUIL

## SISTEMA DE POSGRADO

### DECLARACIÓN DE RESPONSABILIDAD

YO, Xavier Paredes Aguirre

#### DECLARAMOS QUE:

La tesis “PROPUESTA PARA LA IMPLEMENTACIÓN DE LA TECNOLOGÍA UMTS LONG TERM EVOLUTION EN LA CIUDAD DE GUAYAQUIL”, previa a la obtención del grado Académico de Magíster, ha sido desarrollada en base a una investigación exhaustiva, respetando derechos intelectuales de terceros conforme las citas que constan al pie de las páginas correspondientes. Consecuentemente este trabajo es de nuestra total autoría.

En virtud de esta declaración, nos responsabilizamos del contenido, veracidad y alcance científico de la tesis del Grado Académico en mención.

Guayaquil, a los 23 días del mes Junio año 2014

EL AUTOR

---

Ing. Xavier Paredes Aguirre



UNIVERSIDAD CATÓLICA  
DE SANTIAGO DE GUAYAQUIL

## SISTEMA DE POSGRADO

### AUTORIZACIÓN

Yo, Xavier Paredes Aguirre

Autorizó a la Universidad Católica de Santiago de Guayaquil, la publicación, en la biblioteca de la institución de la Tesis de Maestría titulada: “PROPUESTA PARA LA IMPLEMENTACIÓN DE LA TECNOLOGÍA UMTS LONG TERM EVOLUTION EN LA CIUDAD DE GUAYAQUIL”, cuyo contenido, ideas y criterios son de mi exclusiva responsabilidad y total autoría.

Guayaquil, a los 23 días del mes Junio año 2014

EL AUTOR

---

Ing. Xavier Paredes Aguirre

## **Dedicatoria**

A mi madre con mucho amor y cariño le dedico todo mi esfuerzo y trabajo puesto para la realización de esta tesis.



## Agradecimientos

Agradezco profundamente a Dios, por guiarme en el sendero correcto de la vida, cada día en el transcurso de mí camino e iluminándome en todo lo que realizo de mí convivir diario.

A mi madre, por darme la vida, por ser mi ángel de la guarda, siempre estás conmigo, cuando siento que la vida me va a vencer, estás conmigo, dándome aliento, esperanza y creyendo siempre en mí. *En los momentos de gloria estás ahí para que no pierda la humildad.*

A mi tíos Carmen y David por ser mi ejemplo para seguir adelante en el convivir diario y por inculcarme valores que de una u otra forma me han servido en la vida, por su cariño, su apoyo, su dedicación y empeño por ayudarme a ser una persona mejor cada día. Por tanto esfuerzo para que yo alcanzara este triunfo.

A mis hermanos Freddy y Tatiana por ser parte importante en mi existencia y brindándome su apoyo durante el tiempo de estudio.

A mis maestros que en este andar por la vida, influyeron con sus lecciones y experiencias en formarme como una persona de bien y preparada para los retos que pone la vida, a todos y cada uno de ellos les dedico cada una de estas páginas de mi tesis.

## ÍNDICE GENERAL

ÍNDICE DE FIGURAS.....	10
ÍNDICE DE TABLAS .....	12
Resumen .....	14
Abstract.....	15
Capítulo 1: Descripción del proyecto de intervención. ....	16
1.1. Antecedentes.....	16
1.2. Definición del problema .....	17
1.3. Objetivos.....	18
1.4. Hipótesis.....	18
1.5. Metodología de investigación. ....	18
Capítulo 2: Estado del Arte de la Tecnología LONG TERM EVOLUTION.....	20
2.1. Introducción de la Tecnología UMTS LTE.....	20
2.2. Modulación de portadora simple y ecualización de canales.....	22
2.3. OFDM.....	25
2.3.1. Desventajas de OFDM .....	28
2.4. OFDMA.....	31
2.4.1. Comparación de OFDMA con los protocolos orientados a paquetes.....	31
2.4.2. OFDMA y la estructura de trama LTE genérico.....	33
2.5. MIMO y MRC.....	37
2.6. SC-FDMA .....	41
2.7. Capa Física de LTE.....	43
2.7.1. Parámetros de modulación en enlaces descendentes. ....	44
CAPÍTULO 3: CÁLCULOS TÉCNICOS PARA LA RED LTE. ....	46
3.1. Determinación del número de eNodos B.....	46
3.1.1. Cálculo para el consumo de datos. ....	46

3.1.2.	Cálculo para el consumo por voz. ....	48
3.2.	Cálculo total del Consumo y número de eNodos B. ....	53
3.3.	Distribución de los eNodos B.....	54
3.4.	Diseño de la Red de Transporte.....	54
3.5.	Diseño de la Red de Acceso .....	57
3.5.1.	Modelo Empírico de Propagación Walfisch-Ikegami. ....	57
3.5.2.	Cálculo de los enlaces en los eNodos B. ....	61
3.6.	Especificaciones de los eNodos B.....	66
3.6.1.	Presentación de la BBU – Unidad de Banda Base.....	70
3.6.2.	Configuración de la Red de Retorno de la BBU. ....	71
3.6.3.	Distribución de eNodo B con RRH2x.....	73
Capítulo 4: Conclusiones y Recomendaciones.....		75
4.1.	Conclusiones.....	75
4.2.	Recomendaciones.....	75
Referencias Bibliográficas .....		77

## ÍNDICE DE FIGURAS

### Capítulo 2: Estado del Arte de la Tecnología LONG TERM EVOLUTION.

Figura 2. 1: Ejemplo de multitrayecto causado por la reflexión de objetos.....	22
Figura 2. 2: Tiempos de Retardo inducidas-Multipath Resultado en ISI. ....	23
Figura 2. 3: Distorsión por desvanecimiento selectivo de frecuencia.....	23
Figura 2. 4: Identificación de las clases de direcciones IP. ....	24
Figura 2. 5: OFDM elimina ISI a través de largos períodos de símbolos y del prefijo Cíclico. ....	26
Figura 2. 6: Configuración de un datagrama IPv4. ....	27
Figura 2. 7: Errores de frecuencia no corregidos por la ICI.....	30
Figura 2. 8: Formato de paquetes de la capa física (PHY) y cabecera (Header).....	32
Figura 2. 9: Estructura de trama LTE genérico.....	34
Figura 2. 10: Cuadrícula de recursos de enlaces descendentes.....	36
Figura 2. 11: Señales LTE de referencia se intercalan entre los elementos de recursos. ....	37
Figura 2. 12: Receptor de único canal convencional. ....	38
Figura 2. 13: Receptor MRC/MIMO de dos canales.....	38
Figura 2. 14: Mejoramiento de subportadoras ante la presencia de AWGN y desvanecimientos profundos. ....	39
Figura 2. 15: Señales de referencia transmitidas secuencialmente para calcular las respuestas de canales para operar en MIMO.....	40
Figura 2. 16: Funcionamiento de MIMO para todas las respuestas de canal. ...	41
Figura 2. 17: Diagrama bloques del Tx/Rx de SC-FDMA y OFDMA con alto grado de funcionalidad. ....	42
Figura 2. 18: Subportadoras SC-FDMA mapeadas en modo localizados o distribuidos.....	43

### **Capítulo 3: CÁLCULOS TÉCNICOS PARA LA RED LTE.**

Figura 3. 1: Obtención del número de circuitos o líneas en Smart 1.....	49
Figura 3. 2: Obtención del número de circuitos o líneas en Smart 2.....	51
Figura 3. 3: Obtención del número de circuitos o líneas en Smart Hplus. ....	52
Figura 3. 4: Enlace entre eNodos B de la Alborada y Mall del Sol. ....	55
Figura 3. 5: Ubicación geográfica de los eNodos B. ....	56
Figura 3. 6: Esquema de enlaces a través del modelo empírico Walfisch-Ikegami. .....	58
Figura 3. 7: Esquema del modelo empírico Walfisch-Ikegami. ....	58
Figura 3. 8: Arquitectura general de un eNodo B. ....	67
Figura 3. 9: Macro modulo o solución de gabinete.....	67
Figura 3. 10: Modulo RRH o solución distribuida. ....	68
Figura 3. 11: Beneficios RRH en la solución distribuida. ....	68
Figura 3. 12: Co-ubicación del módulo de radio para soluciones distribuidas...	70
Figura 3. 13: Tarjeta CCM.....	70
Figura 3. 14: Bastidor RBP. ....	71
Figura 3. 15: Bastidor RUC.....	71
Figura 3. 16: Configuración del MDA.....	72
Figura 3. 17: Conexión RJ45 para la red de retorno. ....	72
Figura 3. 18: Conexión de fibra óptica multimodo para la red de retorno. ....	72
Figura 3. 19: Conexión de fibra óptica monomodo para la red de retorno.....	72
Figura 3. 20: Cabecera de Radio Remota, RRH2x30-26. ....	73
Figura 3. 21: Vista superior de 2 Tx RF y 4 Rx.....	73
Figura 3. 22: Conexión de RRH2x30-26 a la BTS.....	74

## ÍNDICE DE TABLAS

### Capítulo 2: Estado del Arte de la Tecnología LONG TERM EVOLUTION.

Tabla 2. 1: Ancho de banda disponible en Downlink dividida en bloques de recursos físicos.....	35
--	----

### Capítulo 3: CÁLCULOS TÉCNICOS PARA LA RED LTE.

Tabla 3. 1: Distribución de clientes en telefonía móvil.....	46
Tabla 3. 2: Consumo de datos del servicio Smart1.....	47
Tabla 3. 3: Consumo de datos del servicio Smart2.....	47
Tabla 3. 4: Consumo de datos del servicio Smart Hplus.....	47
Tabla 3. 5: Consumo de voz (mErl) del servicio Smart1.....	49
Tabla 3. 6: Consumo de voz (Mbps) del servicio Smart1.....	50
Tabla 3. 7: Consumo de voz (mErl) del servicio Smart2.....	50
Tabla 3. 8: Consumo de voz (Mbps) del servicio Smart2.....	51
Tabla 3. 9: Consumo de voz (mErl) del servicio Smart Hplus.....	52
Tabla 3. 10: Consumo de voz (Mbps) del servicio Smart Hplus.....	53
Tabla 3. 11: Cantidad requerida de eNodos B en Mbps.....	53
Tabla 3. 12: Ubicación Geográfica de los eNodos B.....	54
Tabla 3. 13: Intervalo de valores de $L_{ori}$ .....	60
Tabla 3. 14: Parámetros de altura Tx, Rx y distancia entre edificios.....	61
Tabla 3. 15: Parámetros del Tx y Rx - Uplink.....	62
Tabla 3. 16: Parámetros del Tx y Rx - Downlink.....	63
Tabla 3. 17: Cálculos realizados de $P_{Rx}$ (Uplink) en cada eNodo B.....	65
Tabla 3. 18: Cálculos realizados de $P_{Rx}$ (Downlink) en cada eNodo B.....	66



## Resumen

El presente documento se muestra el trabajo de intervención previo a la obtención del Grado Académico de Magíster en Telecomunicaciones de la Universidad Católica de Santiago de Guayaquil, en la cual se encamina a que los lectores muestren interés en la descripción realizada en el estado del arte de la tecnología LTE para mejorar los servicios de telefonía móvil, en la cual se explica la modulación OFDM, OFDMA y estructura de la trama LTE, MIMO, MRC, etc. En el Capítulo 3 se desarrolla los cálculos para la red LTE, siendo la etapa metodológica del trabajo de intervención, en la cual se determina el número y distribución de eNodos B, diseño de la red de transporte y de acceso a través del modelo empírico de propagación Walfisch-Ikegami. En el Capítulo 4 se describe las conclusiones y recomendaciones del proyecto de intervención.

## **Abstract**

The present document work prior to obtaining the academic degree of Master in Telecommunications at the Catholic University of Santiago of Guayaquil, which is aimed at readers who show interest in the description on the state of the art intervention shown LTE technology to improve mobile services, in which the OFDM, and OFDMA frame structure of LTE, MIMO, MRC, etc modulation is explained. In Chapter 3 the calculations for the LTE network is developed, with the methodological stage of intervention work, in which the number and distribution of eNode B, design of the transmission network and accessed through the empirical model is determined Walfisch-Ikegami propagation. In Chapter 4 the conclusions and recommendations of the intervention project is described.

## Capítulo 1: Descripción del proyecto de intervención.

### 1.1. Antecedentes.

Las comunicaciones inalámbricas es, desde cualquier punto, el segmento de mayor crecimiento tecnológico de la industria de las telecomunicaciones. Como tal, ha capturado la atención de los medios de comunicación y la imaginación del público. Los sistemas celulares han experimentado un crecimiento exponencial en los últimos años. De hecho, los teléfonos celulares se han convertido en una herramienta de trabajo fundamental y parte de la vida cotidiana en la mayoría de los países desarrollados, ya que están suplantando rápidamente los viejos sistemas de línea de alambre.

El crecimiento explosivo de los sistemas inalámbricos, junto con la proliferación de las computadoras portátiles y de bolsillo indica un futuro brillante para las redes inalámbricas, tanto como sistemas independientes y como parte de la infraestructura de red más grande. Sin embargo, muchos desafíos técnicos permanecen en el diseño de potentes redes móviles que ofrecen el rendimiento necesario para soportar las aplicaciones emergentes.

En 1999, el Proyecto de Asociación de 3ra Generación (*3rd Generation Partnership Project, 3GPP*) lanzó el Sistema Universal de Telecomunicaciones Móviles (*Universal Mobile Telecommunication System, UMTS*), uno de los sistemas de tercera generación (3G), también denominado Release 99, como respuesta a las necesidades de mayores velocidades de datos, que se implementa en la parte superior de la red de segunda generación (2G) conocido como Sistema Global para Comunicaciones Móviles (*Global System Mobile, GSM*). La UMTS cuya interfaz de aire es la División de Código de Banda Ancha de Acceso Múltiple (WCDMA), con una tasa de datos de hasta 384 kbps para el enlace descendente (DL) y enlace ascendente (UL), a pesar de que tiene un máximo teórico para DL de 2Mbps.

Aunque las comunicaciones de paquetes de datos que ya se apoyaron en la primera versión del estándar UMTS, como una evolución, que surge en el 2002 Release 5, introduciendo a *Speed Downlink Packet Access High* (HSDPA) y aportando nuevas mejoras en la provisión de los servicios de paquetes de datos, tanto en términos de rendimiento del sistema y del usuario final.

Esta versión (Release 5) permite una tasa de datos más realista de 2 Mbps e incluso más allá, hasta 14 Mbps. Los DL mejoran la transmisión de paquetes de datos en HSDPA, que se complementan con Enhanced UL, introducido en la versión 6, también conocido como de alta velocidad de acceso de paquetes UL (HSUPA). Tanto HSDPA y HSUPA son a menudo denominados conjuntamente como acceso de paquetes de alta velocidad (HSPA), que están contruidos con la misma estructura básica, y con el requisito de la compatibilidad hacia atrás, ya que se implementa en redes ya desplegadas.

Release 7 trae una serie de nuevas mejoras sustanciales para el usuario final, tales como rendimiento, capacidad y arquitectura de la red. Conocida también como "*HSPA Evolution*", compuesta tanto de la introducción de nuevas características importantes, tales como la múltiple entrada múltiple salida (MIMO), y muchas pequeñas mejoras a las estructuras existentes, que, cuando se unen forman un solo paquete, que representaría un aumento importante en el rendimiento y las capacidades de la red.

## **1.2. Definición del problema**

Debido al subdesarrollo tecnológico por parte de la empresa pública y privadas que se valen de servicios de telecomunicaciones, provocando ineficientes cumplimientos de la demanda, lo que crea saturación del tráfico de la red y a la vez un alejamiento tecnológico respecto a otros países, debido a esto surge la necesidad de proponer la implementación de UMTS LTE en la ciudad de Guayaquil.

### **1.3. Objetivos**

Según lo descrito en los antecedentes y la definición de problema de investigación se describirán tanto el objetivo general como los objetivos específicos.

#### **1.3.1. Objetivo General:**

Proponer la implementación de la tecnología UMTS Long Term Evolution en la ciudad de Guayaquil para futuro despliegue de las operadoras de servicios de telefonía móvil, tales como CLARO y MOVISTAR.

#### **1.3.2. Objetivos específicos:**

- ✓ Establecer el Estado del Arte de la Tecnología UMTS Long Term Evolution.
- ✓ Analizar el estado actual de la tecnología UMTS LTE en Latinoamérica.
- ✓ Diseñar la propuesta técnica para la implementación de la tecnología UMTS LTE mediante cualquier operadora de telefonía móvil en la ciudad de Guayaquil.

### **1.4. Hipótesis**

Mediante la presente propuesta de implementar la tecnología UMTS LTE en la ciudad de Guayaquil permitirá que las dos empresas privadas de telefonía móvil dispongan de un ancho de banda adecuado, alta velocidades de transmisión, gran convergencia con otras redes y transporte de alta capacidad.

### **1.5. Metodología de investigación.**

El actual trabajo investigativo previo al grado académico de Magister en Telecomunicaciones, es Exploratorio y Explicativo. Se dice exploratorio, debido a que pretende explorar la tecnología UMTS LTE mediante el Estado del Arte, lo que ha originado el fenómeno en cuestión.

Para el caso de explicativo, es aquel que permite explicar el fenómeno en cuestión y comprobar que esta tecnología es capaz de soportar nuevas aplicaciones emergentes.

Dentro de la metodología de investigación esta investigación es del paradigma <<Empírico-Analítico>> cuyo enfoque es cuantitativo. El método que se utilizará es el <<Ex post facto>> debido a que evidenciamos el desarrollo tecnológico de UMTS LTE en Latinoamérica y de la posible relación causa–efecto entre los diferentes dispositivos móviles inteligentes.

Finalmente el diseño del presente trabajo investigativo es no experimental transversal, debido a que no manipulamos premeditadamente las variables de estudio, sino que se observará directamente su contexto natural, y finalmente su análisis respectivo.

## **Capítulo 2: Estado del Arte de la Tecnología LONG TERM EVOLUTION.**

### **2.1. Introducción de la Tecnología UMTS LTE.**

Actualmente, las redes UMTS en todo el mundo se están actualizando a High Speed Downlink Packet Access (HSDPA) con la finalidad de incrementar las velocidades de datos y la capacidad para datos en paquetes de enlace descendente. El siguiente paso, es la alta velocidad de acceso de paquetes de enlace ascendente (HSUPA) que impulsará el rendimiento de enlace ascendente en redes UMTS.

Mientras HSDPA se introdujo como una función 3GPP Release 5, HSUPA es una característica importante de la liberación de 3GPP Release 6. La combinación de HSDPA y HSUPA se refiere a menudo como HSPA. Sin embargo, incluso con la introducción de HSPA, la evolución de UMTS no ha llegado a su fin. HSPA+ traerá importantes mejoras en la 3GPP Release 7. El objetivo es mejorar el rendimiento de las redes de radio, basados en HSPA en términos de eficiencia del espectro, así como el índice máximo de datos y de latencia, y explotar todo el potencial bajo la frecuencia de 5 MHz basado en WCDMA.

Una de las características más importante de HSPA + son: Downlink MIMO (Multiple Input Multiple Output), modulación de orden superior para el enlace ascendente y descendente, las mejoras de los protocolos de capa 2, y la conectividad de paquetes continua.

La finalidad es garantizar la competitividad de UMTS para los próximos 10 años y más allá, los conceptos para UMTS Long Term Evolution (LTE) se han investigado. Uno de los objetivos, es una alta velocidad de datos, baja latencia y optimización de los paquetes de la tecnología de acceso de radio. Por lo tanto, un elemento de estudio fue lanzado 3GPP Release 7 en E-UTRA (Evolved UMTS

Terrestrial Radio Access) y E-UTRAN (Evolved UMTS Terrestrial Radio Access Network).

LTE/EUTRA formará entonces parte de 3GPP Release 8 cuyas especificaciones son básicas. En el contexto del tema del estudio LTE, primero 3GPP su trabajo se centró en definir las necesidades, por ejemplo, objetivos para la tasa de datos, capacidad, eficiencia del espectro, y de latencia. También se consideraron los aspectos comerciales, como los costos de instalación y operación de la red.

Sobre la base de estos requisitos, se estudiaron los conceptos técnicos de los planes y protocolos de transmisión de interfaz de aire. Notablemente, LTE utiliza nuevos esquemas de acceso múltiple en el interfaz de aire:

- a. OFDMA (Orthogonal Frequency Division Multiple Access) División de Frecuencia Multiple Access) en el enlace descendente; y,
- b. SC-FDMA (Single Carrier Frequency Division Multiple Access) en el enlace ascendente.

Por otra parte, los sistemas de antena MIMO forman una parte esencial de LTE. En un intento de simplificar la arquitectura de protocolo, LTE trae algunos cambios importantes en los conceptos de protocolo UMTS existentes. Impacto en la arquitectura de red global que incluye la red principal está siendo investigado en el contexto del 3GPP System Architecture Evolution (SAE).

Finalmente, cuando la información se transmite a través de un canal inalámbrico, la señal puede estar distorsionada debido al multitrayecto o múltiple trayectoria. Típicamente (pero no siempre) hay una trayectoria de línea de visión entre los transmisores y los receptores. Además, hay muchos otros caminos creados por reflexión de señales en las paredes de los edificios, vehículos y otros obstáculos, tal como se muestra en la figura 2.1.

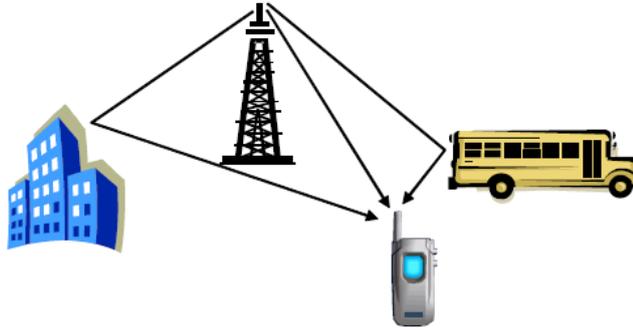


Figura 2. 1: Ejemplo de multitrayecto causado por la reflexión de objetos.

Fuente: Costa, P., & Ladeira, D., (2006)

## 2.2. Modulación de portadora simple y ecualización de canales.

Hasta la presente, los sistemas celulares han utilizado casi de manera exclusiva los esquemas de modulación de portadora. Aunque la tecnología LTE utiliza la modulación OFDM en vez de una sola modulación de portadora, por ello es conveniente examinar cómo los sistemas de portadora única se ocupan solamente de la distorsión de canal inducida en múltiple trayectoria (*multipath*). Esto formará un punto de referencia desde el cual los sistemas OFDM pueden ser comparados y contrastados.

El término de dispersión de retardo, describe la cantidad de tiempo de retardo en el receptor de una señal que viaja desde el transmisor a lo largo de diferentes caminos, conocido también como múltiple trayectoria. En aplicaciones celulares, los retardos son diferenciales en el orden de los microsegundos. El retraso inducido por el multitrayecto puede causar un símbolo recibido a lo largo de un trayecto retardado "sangrar" en un símbolo posterior de la llegada al receptor, a través de una ruta más directa. Este efecto se muestra en la figura 2.2 y se conoce como interferencia entre símbolos (ISI).

En un sistema de una única portadora convencional símbolo veces disminuyen a medida que aumentan las tasas de datos. A velocidades de datos muy altas (con periodos de símbolo correspondientemente más cortos), es muy

posible que el ISI debe exceder a todo un período de símbolo y derrame en un segundo o tercer símbolo posterior.

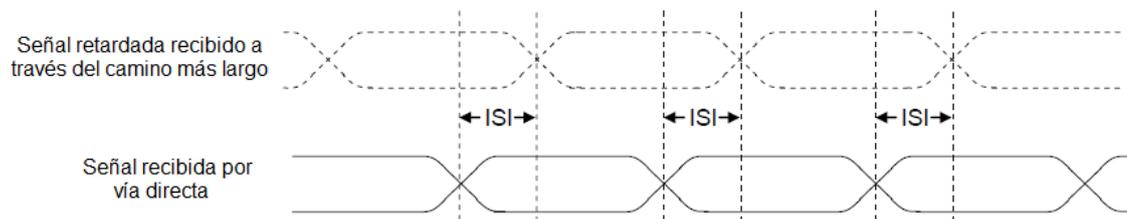


Figura 2. 2: Tiempos de Retardo inducidas-Multipath Resultado en ISI.

Fuente: Correia, L. M., (2008).

También es útil tener en cuenta los efectos de la distorsión por trayectos múltiples en el dominio de la frecuencia. Cada longitud de la trayectoria y reflexiones diferentes dan como resultado un desplazamiento de fase específica. Como todas las señales son combinadas en el receptor, donde algunas frecuencias dentro de la banda de paso de la señal, son sometidas a interferencias constructivas (combinación lineal de señales en fase), mientras que otros se encuentran con interferencias destructivas (combinación lineal de las señales fuera de fase). La señal recibida compuesta está distorsionada por la frecuencia de desvanecimiento selectivo, tal como se muestra en la figura 2.3.

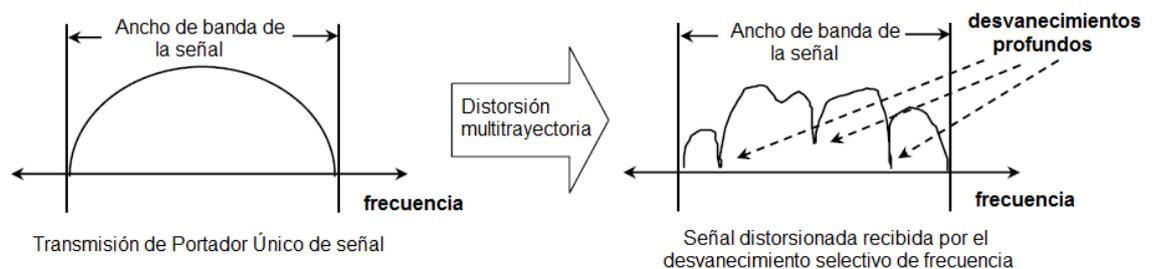


Figura 2. 3: Distorsión por desvanecimiento selectivo de frecuencia.

Fuente: Correia, L. M., (2008).

Los sistemas de portadora simple compensan la distorsión de canal a través de la ecualización en el dominio del tiempo. Generalmente, los ecualizadores en el dominio del tiempo compensan la distorsión de trayectos múltiples, que son inducidos por uno de los dos métodos que se describen a continuación:

1. Inversión de canal: mediante una secuencia conocida, se transmite por el canal antes de enviar información, debido a que la señal original es conocida por el receptor, y el ecualizador de canal es capaz de determinar la respuesta del canal y multiplicar la señal portadora de datos subsiguientes por la respuesta de inversión de canal, revertiendo los efectos de trayectos múltiples.
2. Los sistemas CDMA, pueden utilizar ecualizadores rastrillo para resolver los caminos individuales y luego combinar copias digitales de la señal recibida desplazada en el tiempo, para mejorar la relación señal-ruido (SNR) en el receptor.

En cualquier caso, la ejecución del ecualizador de canal se vuelve cada vez más compleja, debido al aumento en las velocidades de datos. Los símbolos se hacen más cortos y el reloj de muestreo en el receptor lo convierte de una manera más rápida. El ISI se vuelve mucho más grave y puede que transcurran varios períodos de símbolos.

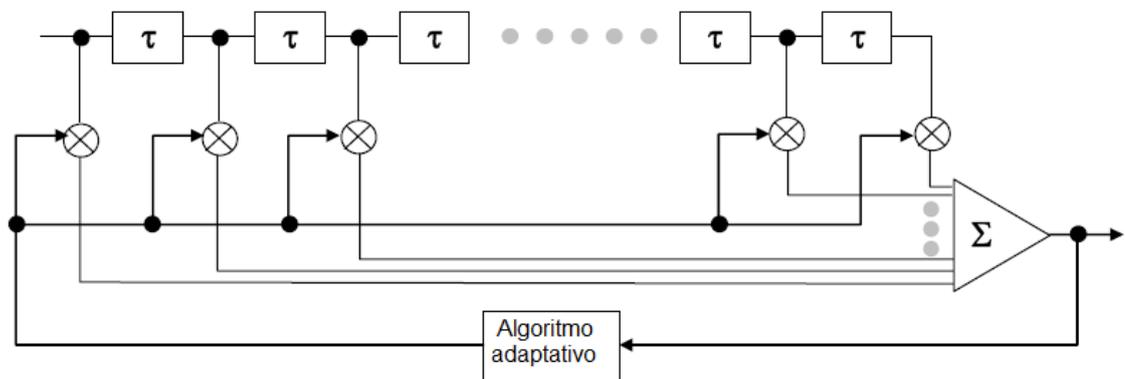


Figura 2. 4: Identificación de las clases de direcciones IP.  
Fuente: Costa, P., & Ladeira, D., (2006)

El filtro de impulso infinito como respuesta transversal, representa a la topología de un ecualizador común, tal como se ilustra en la figura 2.4. Es decir, que a medida que el periodo del reloj de muestreo ( $\tau$ ) en el receptor disminuye, se requerirá de más muestras para compensar una cantidad dada de la

dispersión del retardo. El número de muestras de retardo aumenta junto con la velocidad y la complejidad del algoritmo adaptativo.

Las tasas de datos en la tecnología LTE llegan hasta los 100 Mbps, mientras que el retardo diferencial se acerca a los  $17 \mu s$ , aunque el enfoque para la ecualización de canal se vuelve poco práctico. Como veremos en la siguiente sección, OFDM elimina a la ISI en el dominio del tiempo, lo que simplifica enormemente la tarea de compensación de canal.

### **2.3. OFDM**

A diferencia de los sistemas de portadora simple descrito anteriormente, los sistemas de comunicación OFDM no se basan en el aumento de las velocidades de símbolo, con el fin de alcanzar tasas de datos más altas. Esta tarea la realiza o gestiona la ISI de una manera más fácil. Los sistemas OFDM, rompen el ancho de banda disponible en muchas sub-portadoras estrechas y permiten transmitir los datos en corrientes paralelas. Es decir, que cada sub-portadora se modula utilizando diferentes niveles de modulación QAM, por ejemplo, QPSK, QAM, 64 QAM o posiblemente por modulaciones de orden superior, dependiendo de la calidad de la señal.

Por tanto, cada símbolo OFDM es una combinación lineal de las señales instantáneas en cada una de las sub-portadoras en el canal. Dado que los datos se transmiten en paralelo y no en serie, es decir, que los símbolos OFDM son generalmente mucho más largos que los símbolos de portadoras simples, cuya velocidad de datos es equivalente. Hay dos aspectos verdaderamente notables en OFDM; en primer lugar, cada símbolo de OFDM es precedido por un prefijo cíclico (CP), que se utiliza para eliminar efectivamente la ISI. En segundo lugar, las sub-portadoras están muy bien espaciados para utilizar eficientemente el ancho de banda disponible, sin embargo no hay prácticamente ninguna interferencia entre sub-portadoras adyacentes (Interferencia Inter Carrier, o ICI).

Estas dos características únicas son en realidad muy relacionadas, con el fin de comprender a OFDM con distorsión por trayectoria múltiple, hay que tener en cuenta la señal tanto en el dominio del tiempo como en la frecuencia. Para entender como OFDM ofrece a ISI trayectos múltiples inducidos, se deberá considerar una representación en el dominio de tiempo de un símbolo OFDM.

El símbolo OFDM consiste en dos componentes principales: la CP y un período de FFT (T<sub>FFT</sub>). La duración de la CP se determina por el más alto grado de anticipación de dispersión del retardo, para determinada aplicación. Cuando las señales de transmisión llegan al receptor por dos caminos de diferente longitud, se escalonan en el tiempo tal como muestra la figura 2.5.

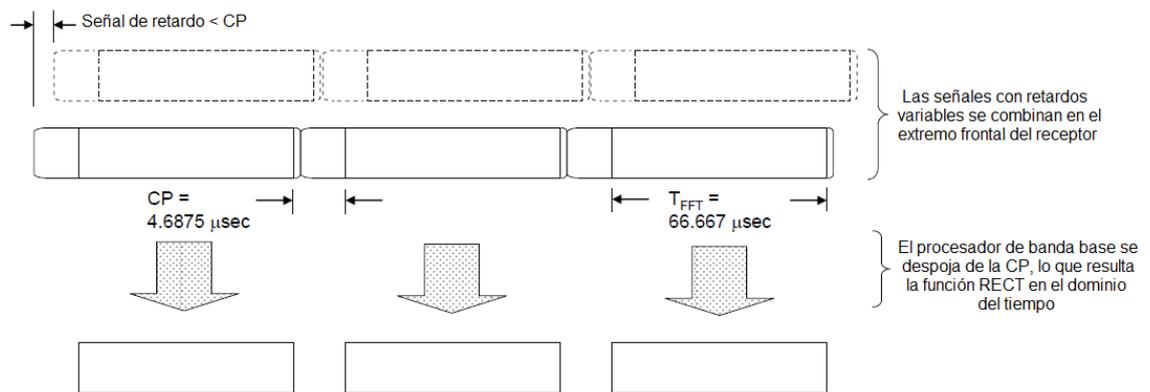


Figura 2. 5: OFDM elimina ISI a través de largos períodos de símbolos y del prefijo Cíclico.

Fuente: 3GPP (2007).

Dentro de una CP es posible tener la distorsión del símbolo precedente, sin embargo, con una CP de suficiente duración, los símbolos anteriores no se vierten en el período FFT; sólo hay interferencias causadas por las "copias" de tiempo escalonado del símbolo actual. Una vez que la respuesta de impulso de canal se determina (mediante la transmisión periódica de señales de referencia conocidas), la distorsión se puede corregir mediante la aplicación de un desplazamiento de amplitud y fase sobre una base sub-portadora por sub-portadora.

Se debe tener en cuenta que toda la información de interés para el receptor está contenida dentro del período de FFT. Una vez que se recibe la señal

digitalizada, el receptor simplemente se deshace de la CP. El resultado es un pulso rectangular que, dentro de cada sub-portadora, es una amplitud constante durante el período de FFT.

Los pulsos rectangulares resultantes de aniquilación de la CP son fundamentales para la capacidad de sub-portadoras, cuyo espacio es muy cercano a la frecuencia sin la creación de una ICI. Debemos recordar que un pulso rectangular uniforme (función RECT) en el dominio de tiempo da como resultado una función SINC ( $\frac{\sin(x)}{x}$ ) en el dominio de la frecuencia, tal como se ilustra en la figura 2.6.

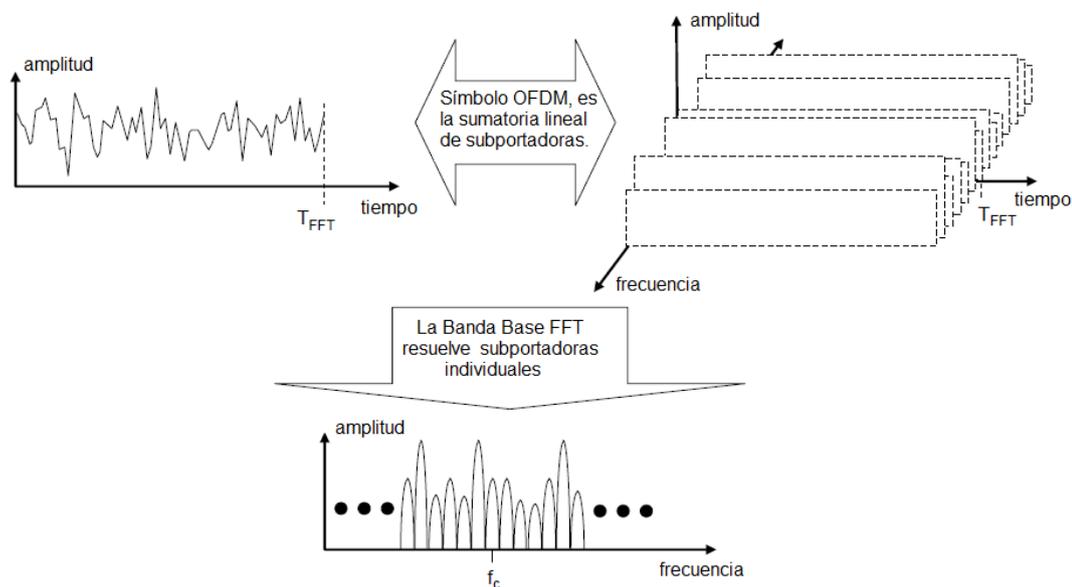


Figura 2. 6: Configuración de un datagrama IPv4.

Fuente: 3GPP (2007).

De la figura 2.6 se asume que el período de FFT LTE es  $67.77 \mu s$ . Hay que tener en cuenta que esto es simplemente la inversión de la separación de portadoras ( $\frac{1}{D_f}$ ), lo que resulta como el patrón SINC en el dominio de la frecuencia, espaciado uniformemente por cero cruces en intervalos de 15 kHz, precisamente en el centro de la sub-portadora adyacente.

Por lo tanto, es posible realizar el muestreo de la frecuencia central de cada sub-portadora, mientras no se encuentre interferencias en la sub-portadora vecina (cero-ICI).

### 2.3.1. Desventajas de OFDM

Como hemos visto, OFDM tiene algunos atributos notables, sin embargo, como todos los sistemas de modulación, OFDM tiene algunos inconvenientes. Es decir, OFDM tiene dos debilidades principales relativas a los sistemas de una sola portadora: la susceptibilidad a los errores de frecuencia portadora (ya sea por desplazamiento del oscilador local o desplazamientos Doppler) y una señal de relación de gran pico a media potencia (PAPR).

Como se discutió anteriormente, los sistemas OFDM pueden lograr cero ICI, si cada sub-portadora se muestrea precisamente en su frecuencia central. La señal OFDM en dominio, es muestreada para convertirse en el dominio de la frecuencia a través de la transformada rápida de Fourier (FFT), siendo este un medio muy eficiente de la aplicación de una transformada discreta de Fourier (DFT). La DFT representa una secuencia finita discreta de coeficientes complejos que se dan por:

$$X_k = \sum_{n=0}^{N-1} x_n e^{-j2\pi nk/N} \quad , \quad k = 0, 1, \dots, N - 1$$

El espectro de Fourier resultante tiene frecuencias discretas en:

$$k/NT_s, \quad k = 0, 1, \dots, N - 1$$

Donde  $T_s$ , es el intervalo de muestreo en el dominio del tiempo y  $N$  es el número de muestras. Por lo tanto, las frecuencias representadas por Fourier están completamente definidas por la frecuencia de muestreo ( $1/T_s$ ) y el número de muestras tomadas en el período de ITF.

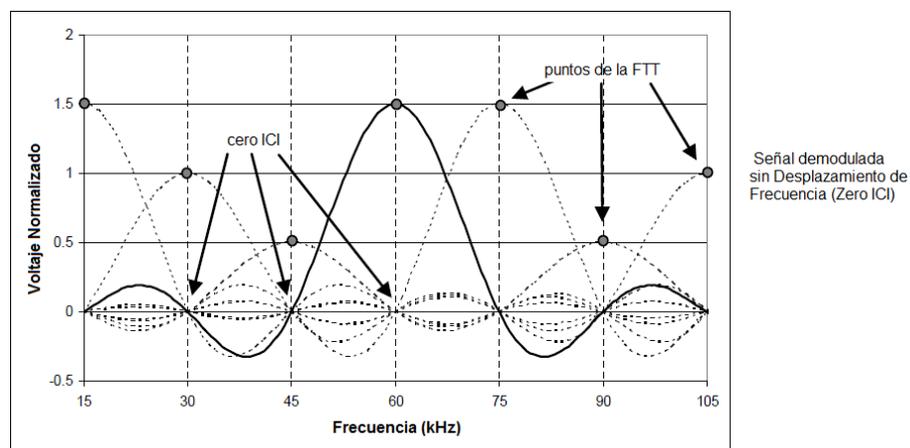
Ahora, consideremos un ejemplo específico de una LTE, donde la LTE define los anchos de banda de transmisión desde 1,25 MHz hasta 20 MHz. En el caso de ancho de banda de transmisión 1,25 MHz, el tamaño de la FFT sería igual 128. En otras palabras, las 128 muestras son tomadas dentro del período

de la FFT e igual a  $66,67 \mu s$ . En consecuencia,  $T_s = 0,521 \mu s$  y la señal recibida está representada por las frecuencias igual a 15 kHz, 30 kHz, 45 kHz; las mismas representan a las frecuencias centrales exactas de la señal de sub-portadora, a menos que se encuentran errores de frecuencia en el proceso de conversión en sentido descendente.

La FFT se lleva a cabo mediante la frecuencia de banda base, después de que la señal recibida ha sido convertida en la frecuencia de portadora de RF de bajada. La conversión de bajada, se realiza típicamente por medio de conversión directa. La señal recibida se mezcla con una señal producida por el oscilador local del receptor (LO). Idealmente, la señal de portadora y el receptor tienen igual frecuencia que el LO, pero desafortunadamente, este no es siempre el caso.

Cada estación de base envía periódicamente señales de sincronización, que son utilizados por el UE para este propósito y entre otras cosas (señales de sincronización también se utilizan para la adquisición inicial y traspaso). Aunque, otras fuentes, como el desplazamiento Doppler y el ruido de fase del oscilador, aún pueden dar lugar a errores de frecuencia. Los errores de frecuencia no corregidos, son traducidos por el ICI, tal como se ilustra en la figura 2.7.

Por estas razones, la frecuencia de la señal debe ser rastreada de forma continua. Cualquier compensación deberá ser corregida por el procesador de banda, para así evitar que la ICI pierda excesivamente paquetes.



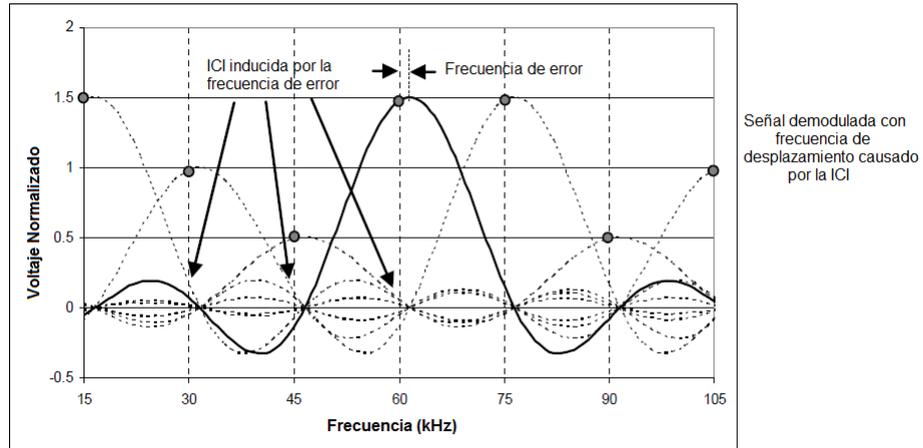


Figura 2. 7: Errores de frecuencia no corregidos por la ICI.

Fuente: Dahlman, E., Parkvall, S., Sköld, J. y Beming, P., (2007).

El otro gran inconveniente para OFDM es un alto PAPR. La potencia de RF transmitida instantánea puede variar enormemente dentro de un único símbolo OFDM. Como se indicó anteriormente, el símbolo OFDM es una combinación de todas las sub-portadoras. Los voltajes sub-portadora pueden añadir en fase en algunos puntos dentro del símbolo, lo que resulta en muy alta potencia de pico instantáneo mucho mayor que la potencia media.

Un alto PAPR impulsa requisitos rango dinámico de A/D y convertidores D/A. Aún más importante, sino que también reduce la eficiencia del amplificador de potencia del transmisor de RF (RFPA). Sistemas de portadora simples a veces utilizan métodos de modulación de envolvente constante, como Shift Gaussiano mínimo (GMSK) o por desplazamiento de fase (PSK). La información en la señal de un sistema de una única portadora se transmite mediante la variación de la frecuencia instantánea o fase mientras que la amplitud de la señal permanece constante. El RFPA no requiere un alto grado de linealidad. De hecho, el PA puede ser impulsado con tanta fuerza que la señal se "recorta" como los cambios de señal entre los voltajes máximo y mínimo. La distorsión armónica debido a la saturación se puede eliminar por filtrado de salida. Cuando los RFPA's son operados de esta manera, se pueden alcanzar eficiencias del orden de 70 por ciento.

En contraste, OFDM no es un esquema de modulación de envolvente constante. Dentro de cada símbolo, la amplitud y la fase de cada sub-portadora es constante. Durante la duración de un símbolo OFDM, puede haber varios picos grandes. El RFPA debe ser capaz de manejar oscilaciones de tensión de pico sin saturación, por lo que requiere un amplificador más grande para manejar una potencia media, y la eficiencia es por lo tanto inferior. Las eficiencias RFPA para señales OFDM pueden ser menos de 20 por ciento. Aunque hay medidas que se pueden tomar para reducir los picos de tensión, PAPR para resultados OFDM en la eficiencia RFPA que son generalmente más bajos que para los sistemas de envolvente constante de una sola portadora.

## **2.4. OFDMA.**

OFDMA se emplea como el esquema de multiplexación en el enlace descendente de la tecnología LTE. Tal vez la mejor manera de describir OFDMA es contrastándolo con un esquema de red orientada a paquetes como el estándar IEEE 802.11a. En el IEEE 802.11a, se utiliza el método de multiplexación CSMA (Carrier Sense Multiple Access) conocido en español como Acceso Múltiple por Detección de Portadora. El tráfico de enlace descendente (Downlink) y ascendente (Uplink) desde un punto de acceso (Access Point, AP) hacia estaciones móviles de usuario (STA), es a través de los paquetes de la capa Física (PHY). Más adelante se describe en detalle a OFDMA, donde OFDMA hace mucho más eficiente el uso de los recursos de red.

### **2.4.1. Comparación de OFDMA con los protocolos orientados a paquetes.**

Como 3GPP LTE, el estándar IEEE 802.11a utiliza OFDM como el método de modulación subyacente. Sin embargo, 802.11a utiliza CSMA como el método de multiplexación. En tanto, que CSMA es esencialmente un esquema de escuchar antes de hablar. Por ejemplo, cuando el AP ha puesto en cola el tráfico para una STA, que monitoriza el canal para la actividad. Cuando el canal se vuelve inactivo, comienza a disminuir un temporizador interno que se asignó al azar dentro de una ventana especificada. El temporizador irá disminuyendo el tiempo que la red permanece inactivo. Cuando el cronómetro llega a cero, la AP

transmitirá un paquete de capa PHY de hasta 2000 bytes dirigidos a una STA particular (o todas las STA dentro de la célula en el caso del modo de emisión). El período de interrupción aleatorio está diseñado para minimizar las colisiones, pero no puede eliminarlas por completo.

Cada paquete PHY de 802.11a utiliza todo el ancho de banda de la capa PHY para la duración del paquete. Consideremos el formato de paquete PHY 802.11a que se muestra en la figura 2.8, donde cada paquete 802.11a tiene una carga útil de datos de longitud variable de 64 a 2048 bytes. Si la transmisión de paquetes es exitosa, la estación receptora transmite un ACK.

Los paquetes no reconocidos se suponen que se cayeron en la transmisión. Hay que tener en cuenta que cada paquete está precedido por un preámbulo de la capa PHY que tiene una duración de 20  $\mu$ s. Los propósitos del preámbulo de capa PHY son:

- a. Señal de detección.
- b. Selección de la diversidad de la antena.
- c. Ajuste AGC.
- d. El desplazamiento de frecuencia de estimación.
- e. Sincronización de la temporización.
- f. La estimación del canal.

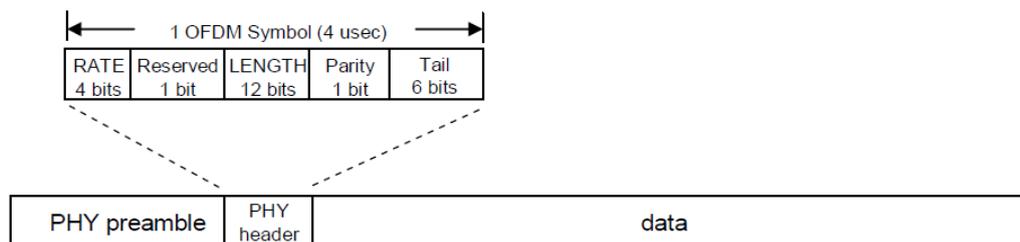


Figura 2. 8: Formato de paquetes de la capa física (PHY) y cabecera (Header).

Fuente: Dahlman, E., Parkvall, S., Sköld, J. y Beming, P., (2007).

La dirección del destinatario no se encuentra en el preámbulo PHY, en realidad, es en el paquete de datos y se interpreta en la capa MAC. Desde una perspectiva de red, el enfoque orientado a paquetes de 802.11a tiene la ventaja

de la simplicidad. Cada paquete está dirigido a un solo destinatario (modo de difusión no obstante). Sin embargo, el período de postergación aleatoria del esquema de multiplexación CSMA es el tiempo de inactividad y por lo tanto representa una ineficiencia. El preámbulo PHY también se sobrecarga de la red y reduce aún más la eficiencia, sobre todo para los paquetes más cortos.

La eficiencia típica del mundo real de un sistema de 802.11a es de aproximadamente 50 por ciento. En otras palabras, para una red con una velocidad de datos nominal de 54 Mbps, el rendimiento típico está entre 25 - 30 Mbps. Algunas de las ineficiencias pueden ser mitigadas por el abandono del esquema de multiplexación CSMA y la adopción de un enfoque programado para la transmisión de paquetes. De hecho, las versiones posteriores del protocolo 802.11 incluyen esta característica. Las ineficiencias debidas a paquetes ACK dedicados también se pueden reducir mediante el reconocimiento de los paquetes en grupos en lugar de individualmente.

A pesar de las mejoras potenciales, sigue siendo difícil impulsar la eficiencia de la red orientada a paquetes más allá del 65 a 70 por ciento. Además, dado que cada paquete consume por completo todos los recursos de la red durante la transmisión y acuse de recibo, la AP puede proporcionar tráfico dirigido (sin difusión) a los terminales de usuario sólo sobre una base secuencial. Cuando muchos usuarios están activos dentro de la célula, la latencia puede ser un problema significativo. Claramente, el objetivo de los portadores celulares, es crear tanto la demanda de red como sea posible para una amplia variedad de tráfico que incluye voz, multimedia y de datos. La eficiencia y la baja latencia son, por tanto, de suma importancia. Como veremos en la siguiente sección, OFDMA es superior a los sistemas orientados a paquetes en ambas dimensiones críticas.

#### **2.4.2. OFDMA y la estructura de trama LTE genérico.**

OFDMA es una excelente opción de esquema de multiplexación para el enlace descendente 3GPP LTE. A pesar de que implica mayor complejidad en

cuanto a la programación de recursos, es muy superior a los enfoques orientados a paquetes en términos de eficiencia y latencia. En OFDMA, los usuarios se les asignan un número específico de sub-portadoras para una cantidad de tiempo predeterminada. Estos se conocen como bloques de recursos físicos (OPIs) en las especificaciones de LTE. Así que OPIs tiene tanto una dimensión temporal y como de frecuencia. La asignación de las PRB se controla mediante una función de programación en la estación base 3GPP conocido como eNodo B.

Con el fin de explicar adecuadamente OFDMA en el contexto de la tecnología LTE, debemos estudiar la estructura del marco genérico de capa PHY. La estructura de trama genérica se utiliza con FDD. Estructuras de trama alternativas se definen para su uso con TDD. Sin embargo, TDD está más allá del alcance del presente trabajo de grado académico. Es decir, que las estructuras de trama alternativas, por lo tanto no se consideran.

En la figura 2.9 se muestran los marcos LTE que tienen 10 ms de duración. Es decir, que se dividen en 10 subtramas, cada subtrama de 1,0 ms, y en cada subtrama se divide en dos ranuras, cada una de 0,50 ms de duración. Las ranuras consisten de cualquiera de 6 o 7 símbolos ODFM, dependiendo de si se emplea el prefijo cíclico normal o prolongado.

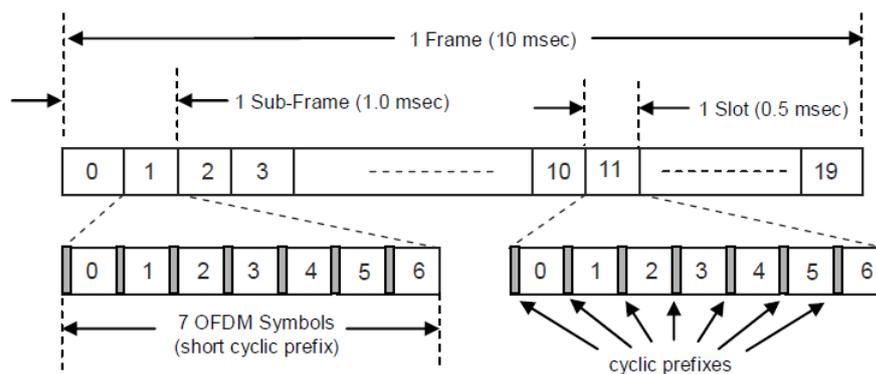


Figura 2. 9: Estructura de trama LTE genérico.

Fuente: Holma, H. & Toskala, A., (2007)

El número total de subportadoras disponibles depende del ancho de banda de transmisión global del sistema. Las especificaciones de LTE definen

parámetros para anchos de banda del sistema desde 1,25 MHz a 20 MHz tal como se muestra en la tabla 2.1. A PRB se le define como un conjunto de 12 subportadoras consecutivas por una ranura (0,5 ms) de duración. A PRB es el elemento más pequeño de la asignación de recursos asignado por el planificador de la estación base.

Tabla 2. 1: Ancho de banda disponible en Downlink dividida en bloques de recursos físicos.

Ancho de Banda (MHz)	1.25	2.5	5.0	10.0	15.0	20.0
Ancho de Banda de la Subportadora (kHz)	15					
Bloque de recursos físicos (PRB) Ancho de Banda (kHz)	180					
Número de PRB's disponibles	6	12	25	50	75	100

Fuente: Holma, H. & Toskala, A., (2007)

La señal de enlace descendente transmitida consiste de  $N_{BW}$  subportadoras para una duración de  $N_{symp}$  símbolos OFDM. Puede ser representado por una cuadrícula de recursos tal como se representa en la figura 2.10. Cada caja dentro de la cuadrícula representa una única subportadora para un periodo de símbolo y se conoce como un elemento de recurso. Tenga en cuenta que en aplicaciones MIMO, hay una cuadrícula de recursos para cada antena de transmisión.

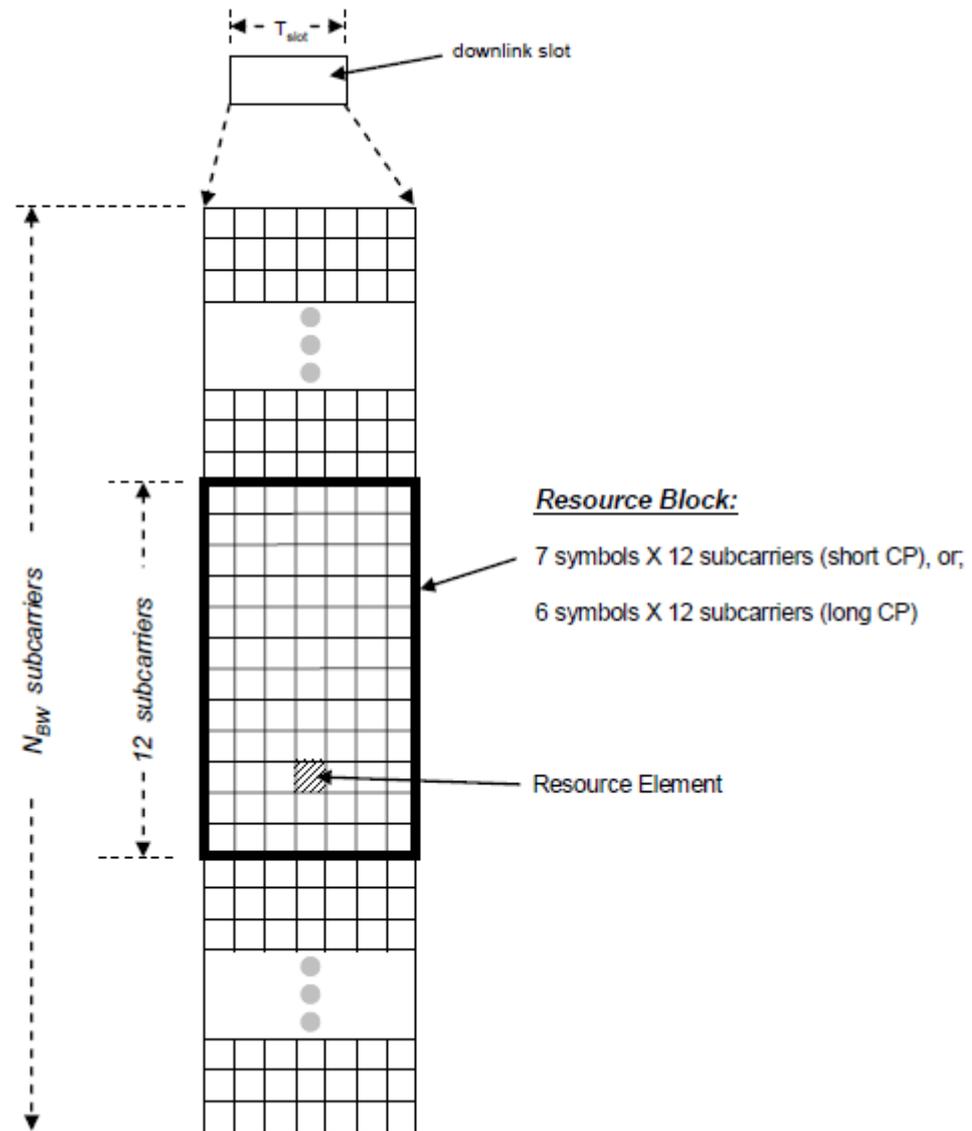


Figura 2. 10: Cuadrícula de recursos de enlaces descendentes.

Fuente: Holma, H. & Toskala, A., (2007)

En contraste con las redes orientadas a paquetes, LTE no emplea un preámbulo PHY para facilitar la estimación del desplazamiento de portadora, ni la estimación de canal, ni sincronización de la temporización, etc., en lugar de ello, las señales de referencia especiales están incrustados en la PRBS como se muestra en la Figura 2.11. Las señales de referencia se transmiten durante el primer y quinto símbolos OFDM de cada ranura cuando se usan cortos CP y durante el primer y cuarto símbolo de OFDM cuando se usan largos CP.

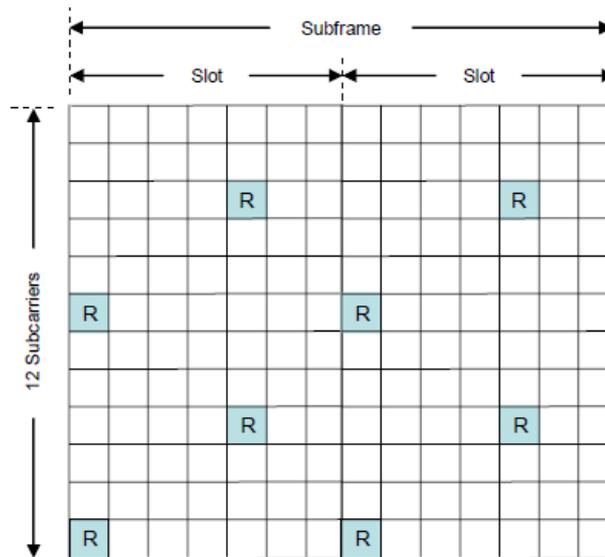


Figura 2. 11: Señales LTE de referencia se intercalan entre los elementos de recursos.

Fuente: Holma, H. & Toskala, A., (2007)

Se debe tener en cuenta que los símbolos de referencia se transmiten cada seis cuadrículas de subportadora. Además, los símbolos de referencia se escalonan en el tiempo y frecuencia. La respuesta del canal de subportadoras que llevan los símbolos de referencia se puede calcular directamente. La interpolación se utiliza para estimar la respuesta del canal en las subportadoras restantes.

## 2.5. MIMO y MRC

La LTE PHY puede explotar opcionalmente múltiples transceptores, en tanto que la estación base y el UE con el fin de mejorar la robustez de enlace, aumenta las tasas de datos para el enlace descendente LTE. En particular, la combinación de relación máxima (MRC) se usa para mejorar la fiabilidad del enlace en condiciones de propagación difíciles cuando la fuerza de la señal es baja y las condiciones de trayectoria múltiple son un reto. MIMO es una técnica relacionada que se utiliza para aumentar las tasas de datos del sistema. En la figura 2.12 se muestra un receptor de un solo canal convencional con diversidad de antenas. Esta estructura de receptor utiliza múltiples antenas, pero no es capaz de soportar MRC / MIMO.

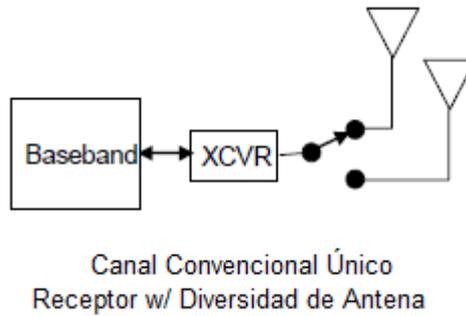


Figura 2. 12: Receptor de único canal convencional.  
Fuente: Holma, H. & Toskala, A., (2007)

La topología de receptor básico tanto para MRC y MIMO se muestra en la figura 2.13, es decir, que tanto MRC y MIMO se refieren a veces como "tecnologías de antenas múltiples", pero esto es un poco de un nombre inapropiado. Hay que tener en cuenta que la diferencia sobresaliente entre los receptores mostrados en las figura 2.12 y 2.13 no es múltiples antenas, sino una pluralidad de transceptores.

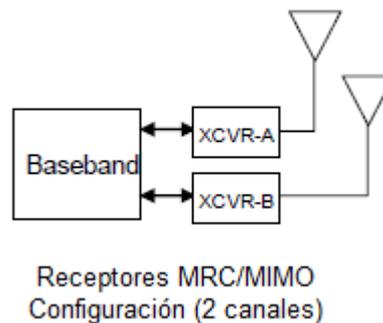


Figura 2. 13: Receptor MRC/MIMO de dos canales.  
Fuente: Holma, H. & Toskala, A., (2007)

Con MRC, una señal es recibida a través de dos (o más) pares de antena/transceptor separados. Nótese que las antenas están separadas físicamente, por lo que tienen respuestas de impulso de canal diferentes.

La compensación de canal se aplica a cada señal recibida en el procesador de banda base antes de ser combinado linealmente para crear una sola señal compuesta recibida. Cuando se combina de esta manera, las señales recibidas se suman coherentemente en el procesador de banda base, tal como se muestra

en la figura 2.14. Sin embargo, el ruido térmico de cada transceptor no está correlacionado. Por lo tanto, la combinación lineal de las señales compensadas de canal en los resultados del procesador de banda base, provocan un aumento de la relación señal ruido (SNR) que sería de 3 dB en promedio para un receptor MRC de dos canales en un entorno limitado de ruido.

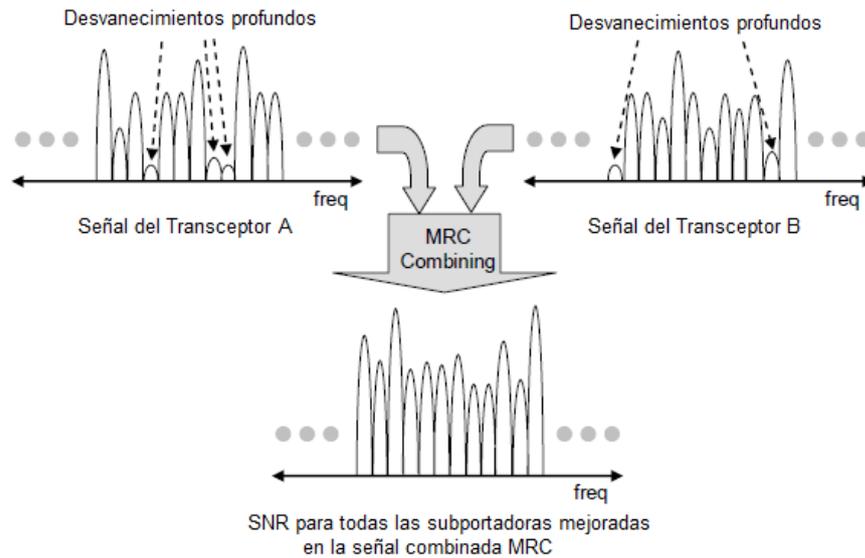


Figura 2. 14: Mejoramiento de subportadoras ante la presencia de AWGN y desvanecimientos profundos.

Fuente: Holma, H. & Toskala, A., (2007)

Aparte del mejoramiento de SNR debido a la combinación de los receptores MRC, son resistentes (robustos) ante el desvanecimiento selectivo de la frecuencia. Recordar que una separación física de las antenas receptoras, soluciona las respuestas de impulsos de canal distintas para cada canal receptor. Ante la presencia de desvanecimiento selectivo de frecuencia, es estadísticamente improbable que una subportadora dada sea sometida a un desvanecimiento profundo de ambos canales en el receptor. Por consiguiente, la posibilidad de desvanecimientos selectivos en frecuencia profunda de la señal compuesta, se ve reducida significativamente.

MRC mejora la fiabilidad de los enlaces, pero no aumenta la velocidad de datos nominal del sistema. En el modo de MRC, los datos se transmiten por una sola antena y se procesa en el receptor a través de dos o más receptores. Por lo tanto, MRC es una forma de diversidad receptora en lugar de la diversidad de

antena más convencional. MIMO, por otro lado, no aumenta las tasas de datos del sistema. Esto se logra mediante el uso de múltiples antenas tanto en el transmisor y receptor extremos.

Con el fin de recibir correctamente una transmisión MIMO, el receptor debe determinar la respuesta de impulso de canal de cada antena de transmisión. Mientras que en LTE, las respuestas de impulsos de canal se determinan mediante la transmisión de señales de referencia conocidas secuencialmente de cada antena de transmisión como se muestra en la figura 2.15.

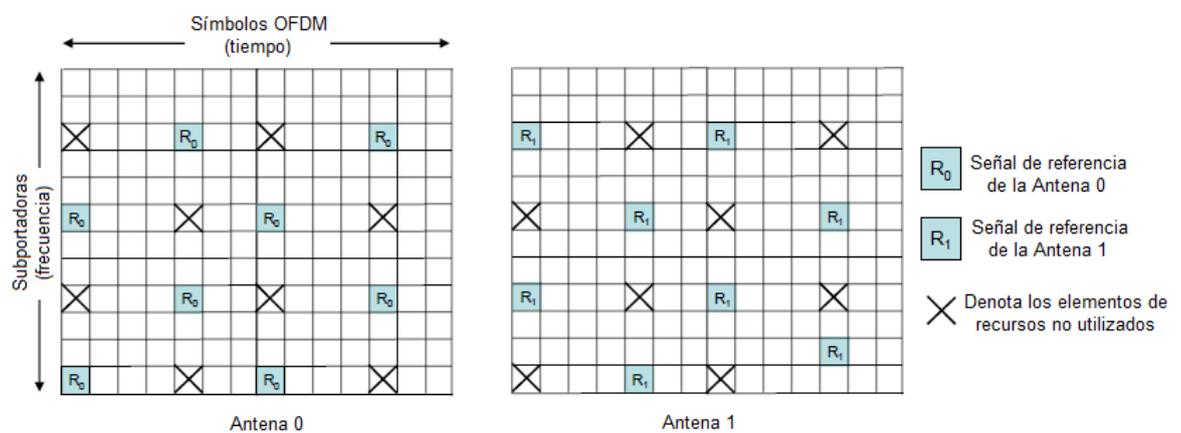


Figura 2. 15: Señales de referencia transmitidas secuencialmente para calcular las respuestas de canales para operar en MIMO.

Fuente: Holma, H. & Toskala, A., (2007)

Refiriéndose al sistema MIMO 2x2 (véase la figura 2.16) hay un total de cuatro respuestas de impulso de canal ( $C_1$ ,  $C_2$ ,  $C_3$  y  $C_4$ ). Nótese que mientras que una antena del transmisor está enviando la señal de referencia, la otra antena está inactiva. Una vez que se conocen las respuestas de impulso de canal, los datos pueden transmitirse simultáneamente desde ambas antenas. La combinación lineal de los dos flujos de datos en las dos antenas receptoras resulta un sistema de dos ecuaciones y dos incógnitas, que se pueden resolver en los dos flujos de datos originales.

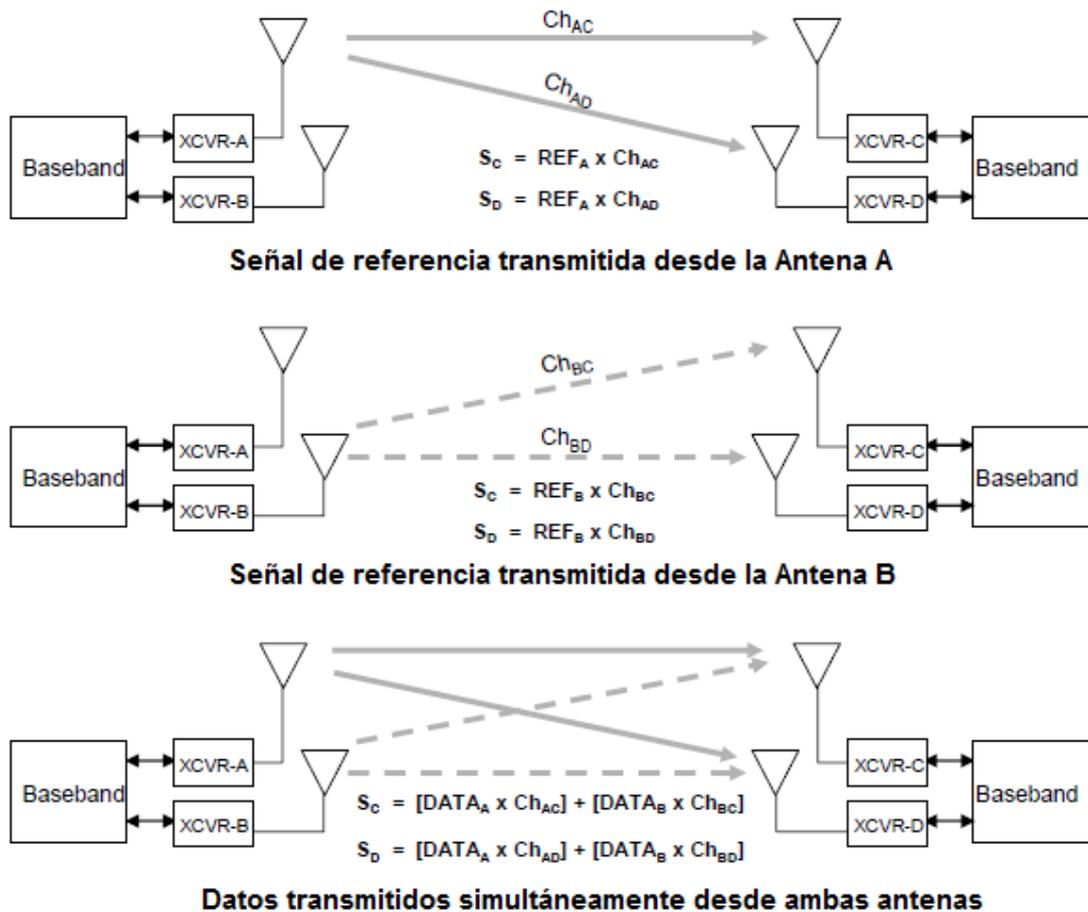


Figura 2. 16: Funcionamiento de MIMO para todas las respuestas de canal.  
 Fuente: Holma, H. & Toskala, A., (2007)

## 2.6. SC-FDMA

Los requisitos de enlace ascendente en LTE difieren de los requisitos de enlace descendente de varias maneras, no en vano, el consumo de energía es una consideración clave para los terminales de la UE. El alto PAPR y la pérdida de eficiencia relacionada con la señalización asociada a OFDM, son las principales preocupaciones. Como resultado, se buscó una alternativa a la OFDM para su uso en el enlace ascendente de LTE.

La única portadora en el dominio de la frecuencia de acceso múltiple (SC-FDMA), es muy adecuado para los requisitos del enlace ascendente de la tecnología LTE. El transmisor básico y la arquitectura del receptor son muy similares (casi idéntico) a OFDMA, ofreciendo el mismo grado de protección

múltiple. Es importante destacar que, debido a la forma de onda subyacente es esencialmente una sola portadora, donde el PAPR es menor.

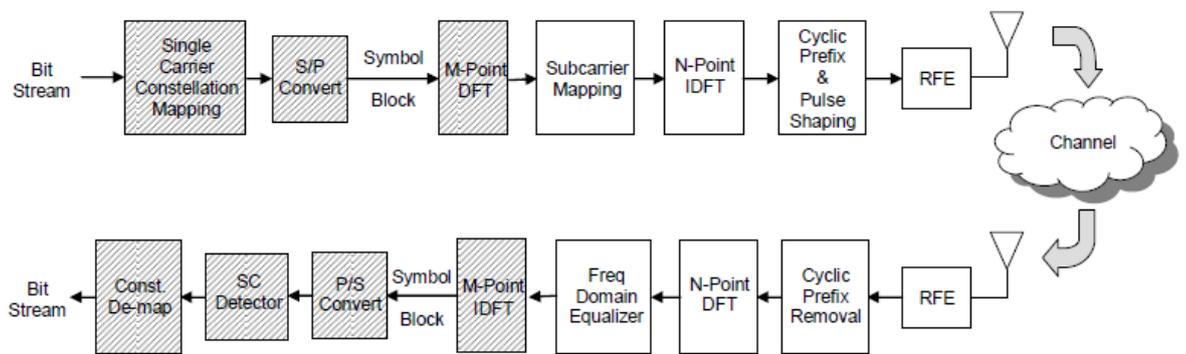


Figura 2. 17: Diagrama bloques del Tx/Rx de SC-FDMA y OFDMA con alto grado de funcionalidad.

Fuente: Holma, H. & Toskala, A., (2007)

El diagrama de bloques de la figura 2.17, muestra la disposición básica del transmisor/receptor de SC-FDMA, en donde muchos de los bloques funcionales son comunes a ambos SC-FDMA y OFDMA, por lo tanto hay un grado significativo de similitud funcional entre las cadenas de enlace ascendente y enlace descendente de señal. Los bloques funcionales en la cadena de transmisión son:

1. Constelación mapper: Convierte el flujo de bits de entrada a símbolos de una sola portadora (BPSK, QPSK, 16QAM o en función de las condiciones del canal).
2. Convertidor serie/paralelo: Formatos de dominio de símbolos SC en el tiempo de los bloques para la entrada al motor FFT.
3. Punto-M DFT: Convierte el dominio del tiempo del bloque de símbolos SC en tonos discretos M.
4. La cartografía de subportadora: tonos de salida del mapa DFT a subportadoras especificados para la transmisión. Los sistemas SC-FDMA utilizan tonos contiguos (localizadas) o bien, tonos espaciados uniformemente (distribuidos) tal como se muestra en la figura 2.18. La hipótesis de trabajo actual en LTE es que se utilizará la subportadora por cartografía localizada. Las operaciones entre la cartografía subportadora localizada y distribuida se tratan más adelante.

5. Puntos-N IDFT: Convierte o asigna subportadoras de nuevo en el dominio del tiempo para la transmisión.
6. Prefijo cíclico y conformación de impulsos: prefijo cíclico se agrega como prefijo para el símbolo compuesto SC-FDMA para proporcionar inmunidad de trayectos múltiples de la misma manera como se describe para OFDM. Como en el caso de OFDM, se emplea conformación de impulsos para evitar el recrecimiento espectral.
7. RFE: convierte la señal digital a analógica y la conversión ascendente de RF para la transmisión.



Figura 2. 18: Subportadoras SC-FDMA mapeadas en modo localizados o distribuidos.  
Fuente: Holma, H. & Toskala, A., (2007)

En la cadena de lado de recepción, el proceso es esencialmente invertido. Como en el caso de OFDM, las transmisiones de SC-FDMA pueden ser considerados como sumas lineales de subportadoras discretas. Distorsión por trayectoria múltiple se maneja de la misma manera que en los sistemas OFDM (de eliminación de CP, conversión al dominio de frecuencia, a continuación, aplicar la corrección de canal en una base de subportadora-por-subportadora).

## 2.7. Capa Física de LTE.

Las capacidades del eNodo B y el UE (equipo de usuario) son evidentemente muy diferentes. No es de sorprenderse debido a que la LTE PHY DL (Downlink) y UL (Uplink) también son diferentes. Los enlaces descendentes (DL) y los enlaces ascendentes (UL) se tratan por separado, en las secciones 2.7.1 y 2.7.2 se tratan estas especificaciones.

Un elemento compartido por los enlaces descendentes y ascendentes, es la estructura del marco genérico (véase la figura 2.19). Como se mencionó anteriormente, las especificaciones de LTE definen ambos modos de funcionamiento de multiplexación FDD y TDD. En la presente tesis se trata de una propuesta exclusivamente con la descripción de las especificaciones de FDD. La estructura de trama genérica se aplica tanto para los enlaces DL y UL para operar en FDD.

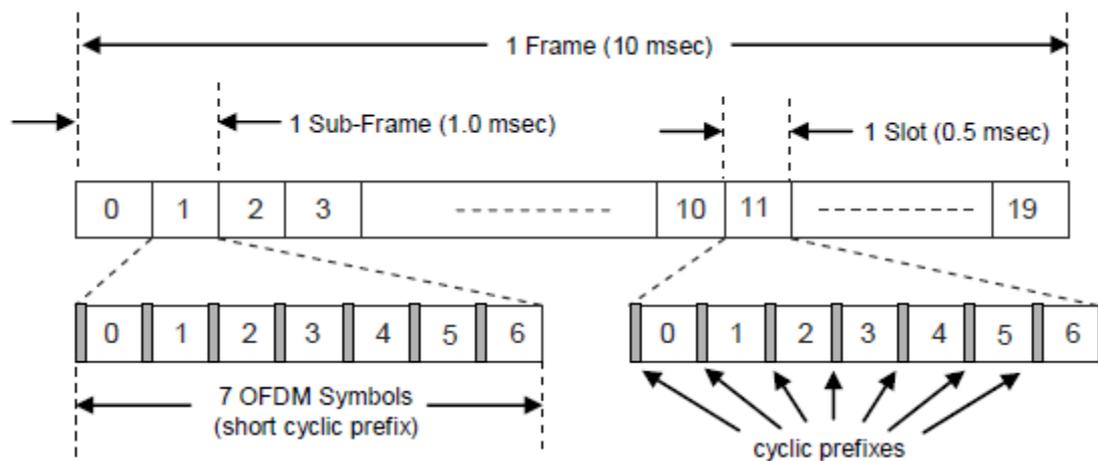


Figura 2. 19: Estructura genérica de la trama LTE.  
Fuente: Holma, H. & Toskala, A., (2007)

Como se describió anteriormente en la sección 2.4.2, las transmisiones de LTE son segmentadas en tramas, cuya duración es alrededor de los 10 ms. Las tramas constan de 20 períodos, espaciadas en 0.5 ms, mientras que las subtramas contienen dos períodos de la trama cuya duración es 1.0 ms.

### 2.7.1. Parámetros de modulación en enlaces descendentes.

La especificación de la capa física de LTE (PHY LTE) ha sido diseñado para dar cabida a anchos de banda desde 1.25 MHz hasta 20 MHz. La modulación OFDM fue seleccionada, como el esquema básico de modulación debido a su robustez en presencia de severos desvanecimientos por trayectos múltiples. La multiplexación de enlaces descendentes se lleva a cabo a través de OFDMA.

Los enlaces descendentes soportan canales físicos, los cuales transmiten la información de las capas superiores en la pila de LTE, y señales físicas que son para el uso exclusivo de la capa física (PHY). Los canales físicos se asignan a canales de transporte, que son los puntos de acceso de servicio (SAP) para las capas L2/L3. Dependiendo de la tarea asignada, los canales físicos y señales utilizan diferentes parámetros de modulación y codificación.

OFDM es el esquema de modulación para los enlaces descendentes, donde la separación básica de subportadora es 15 kHz, con una separación de subportadora reducida a 7,5 kHz, ambas disponibles para algunos escenarios MB-SFN. Los parámetros de modulación OFDM se muestran en la tabla.

Tabla 2. 2: Parámetros de OFDM para enlaces descendentes

Tx Ancho de Banda		1.25 MHz	2.5 MHz	5 MHz	10 MHz	15 MHz	20 MHz
Duración subtramas		0.5 ms					
Espaciado de subportadora		15 kHz					
Frecuencia de Muestreo		192 MHz (1/2 x 3.84 MHz)	3.84 MHz	7.68 MHz (2 x 3.84 MHz)	15.36 MHz (4 x 3.84 MHz)	23.04 MHz (6 x 3.84 MHz)	30.72 MHz (8 x 3.84 MHz)
Tamaño de la FFT		128	256	512	1024	1536	2048
OFDM sym por ranura (corto/largo CP)		7/6					
CP largo (us/muestras)	Corto	(4.69/9) x 6, (5.21/10) x 1	(4.69/18) x 6, (5.21/20) x 1	(4.69/36) x 6, (5.21/40) x 1	(4.69/72) x 6, (5.21/80) x 1	(4.69/108) x 6, (5.21/120) x 1	(4.69/144) x 6, (5.21/160) x 1
	Largo	(16.67/32)	(16.67/64)	(16.67/128)	(16.67/256)	(16.67/384)	(16.67/512)

## CAPÍTULO 3: CÁLCULOS TÉCNICOS PARA LA RED LTE.

### 3.1. Determinación del número de eNodos B.

Para la determinación del número de eNodos B, se lo hace de manera referencial ya que se necesitaría conocer el tráfico total de la red (no se sabe porque no hay operadora que trabaje con LTE). Se realiza la relación entre la superficie de Guayaquil que es 344,5 km<sup>2</sup> y de la cobertura del nodo que es de 2 km<sup>2</sup>; por lo tanto, necesitamos un total 172 eNodos B, para cubrir toda el área superficial de la Ciudad de Guayaquil. En la tabla 3.1 se muestra la distribución aleatoria de los clientes de acuerdo al tipo de servicio utilizado en cualquier operadora de telefonía móvil. Como ya se explicó la necesidad de conocer el tráfico, analizaremos tanto el consumo de voz como de datos.

Tabla 3. 1: Distribución de clientes en telefonía móvil.

# de Clientes	Tipo de Plan	% de consumidores	Clientes x tipo de plan	Alternativa de Plan	% consumidores	Clientes por alternativa de plan
46376	Smart 1	53%	24579	Compartido 27	55%	13519
				Compartido 32		11061
	Smart 2	26%	12058	Compartido 42	52%	6270
				Compartido 52		5788
	Smart Hplus	21%	9739	Compartido 75	74%	7207
				Compartido 85		2532

Fuente: El autor

#### 3.1.1. Cálculo para el consumo de datos.

Para el cálculo de consumo de datos, se va a considerar 3 tipos de servicios y también se definen los factores de simultaneidad y overbooking que son del 40% y 10% respectivamente. Para lo cual se utilizará la siguiente ecuación:

$$\text{Consumo [Mbps]} = \frac{n * f_s * v}{f_o}$$

De donde:

$n$ , es el número de clientes.

$f_s$ , es el porcentaje del factor de simultaneidad.

$f_o$ , es el porcentaje del factor de overbooking.

Se analizará según el tipo de servicio:

### **SERVICIO “Smart1”**

El consumo total de datos en Mbps para el tipo de servicio Smart1 se muestra en la tabla 3.2.

Tabla 3. 2: Consumo de datos del servicio Smart1.

Tipo de servicio	# de Clientes	% de simultaneidad	Velocidad (Mbps)	Factor de overbooking	Total Consumo Datos x Servicio (Mbps)
Compartido 27	13519	0,40	2	10,00	1081,52
Compartido 32	11061		2		884,88
TOTAL CONSUMO					1966,40

Fuente: El autor

### **SERVICIO “Smart2”**

El consumo total de datos en Mbps para el tipo de servicio Smart2 se muestra en la tabla 3.3.

Tabla 3. 3: Consumo de datos del servicio Smart2.

Tipo de servicio	# de Clientes	% de simultaneidad	Velocidad (Mbps)	Factor de overbooking	Total Consumo Datos x Servicio (Mbps)
Compartido 42	6270	0,40	3	10,00	752,40
Compartido 52	5788		3		694,56
TOTAL CONSUMO					1446,96

Fuente: El autor

### **SERVICIO “Smart Hplus”**

El consumo total de datos en Mbps para el tipo de servicio Smart Hplus se muestra en la tabla 3.4.

Tabla 3. 4: Consumo de datos del servicio Smart Hplus.

Tipo de servicio	# de Clientes	% de simultaneidad	Velocidad (Mbps)	Factor de overbooking	Total Consumo Datos x Servicio (Mbps)
Compartido 75	7207	0,40	4	10,00	1153,12
Compartido 85	2532		5		506,40
TOTAL CONSUMO					1659,52

Fuente: El autor

### 3.1.2. Cálculo para el consumo por voz.

Para calcular el consumo por voz se debe seguir de manera similar a lo tratado en el cálculo para consumo de datos, la diferencia radica en los factores de simultaneidad y overbooking, que son 25% y 1 respectivamente para cada uno de los tres tipos de servicios. También, se debe considerar el promedio de duración de llamadas que se asume de 120 s (2 minutos) y mediante la calculadora Erlang B, se obtiene el consumo promedio por cliente de 33,34 *mErl*. A través de la siguiente ecuación se obtiene el consumo por voz:

$$\text{Consumo [mErl]} = \frac{n * f_s * \text{consumo promedio (mErl)}}{f_o}$$

Dependiendo del tipo de servicio se obtendrán diferentes valores en el consumo de voz.

#### **SERVICIO “Smart1”**

El consumo total de datos en mErl para el tipo de servicio Smart1 se muestra en la tabla 3.5.

Tabla 3. 5: Consumo de voz (mErl) del servicio Smart1.

Tipo de servicio	# de Clientes	% de simultaneidad	Factor de overbooking	Consumo promedio x cliente (mErl)	Total Consumo (mErl)
Compartido 27	13519	0,25	1,00	33,34	112680,87
Compartido 32	11061				92193,44
TOTAL CONSUMO					204874,30

Fuente: El autor

Con el resultado obtenido del consumo (mErl), empleamos la calculadora de Erlang B, para determinar o calcular el Número de Líneas. En la figura 3.1 se observa que el número de líneas son 227.

The image shows a software interface for calculating Erlang B. It has three tabs: 'Erl-B', 'EEB', and 'Engset'. The 'Erl-B' tab is active. There are three main sections, each with a radio button and a 'Calc' button:

- Blocking Probability:** Radio button is unselected. Fields include 'Load' (empty), 'Trunks' (empty), 'Recall' (empty), and '% blocking' (empty).
- Number of Trunks:** Radio button is selected. Fields include 'Load' (204,8 erlangs), 'Blocking' (1 %), 'Recall' (25 %), and 'Trunks' (227, highlighted in yellow).
- Trunk Capacity:** Radio button is unselected. Fields include 'Trunks' (empty), 'Blocking' (empty), 'Recall' (empty), and 'Capacity' (empty).

Figura 3. 1: Obtención del número de circuitos o líneas en Smart 1.

Fuente: El Autor

Posteriormente, se obtendrá el consumo total en el plan de voz Smart 1 mediante la ecuación que se expresa a continuación y los valores calculados se muestran en la tabla 3.6.

$$C_T(\text{Mbps}) = n * v(\text{Mbps})$$

Donde,

$C_T$ , es el consumo total de voz.

$n$ , el número de líneas (trunks).

Tabla 3. 6: Consumo de voz (Mbps) del servicio Smart1.

Total Consumo (mErl)	n (número de líneas)	Velocidad (Mbps)	Total Consumo (Mbps)
204874,3	226,00	0,064	14,464

Fuente: El Autor

### SERVICIO “Smart2”

El consumo total de datos en mErl para el tipo de servicio Smart2 se muestra en la tabla 3.7.

Tabla 3. 7: Consumo de voz (mErl) del servicio Smart2.

Tipo de servicio	# de Clientes	% de simultaneidad	Factor de overbooking	Consumo promedio x cliente (mErl)	Total Consumo (mErl)
Compartido 42	6270	0,25	1,00	33,34	52260,45
Compartido 52	5788				48242,98
TOTAL CONSUMO					100503,43

Fuente: El autor

Con el resultado obtenido del consumo (mErl), empleamos la calculadora de Erlang B, para determinar o calcular el Número de Líneas. En la figura 3.2 se observa que el número de líneas son 118.

Erl-B | EEB | Engset

Blocking Probability

Load  erlangs

Trunks  Recall  %  
(0-99 %)

% blocking

Number of Trunks

Load  erlangs

Blocking  % Recall  %  
(0-99 %)

Trunks

Trunk Capacity

Trunks

Blocking  % Recall  %  
(0-99 %)

Capacity  erlangs

Figura 3. 2: Obtención del número de circuitos o líneas en Smart 2.  
Fuente: El Autor

Posteriormente, se obtendrá el consumo total en el plan de voz Smart 2 mediante la ecuación utilizada en el plan de voz Smart1, donde los valores calculados se muestran en la tabla 3.8.

Tabla 3. 8: Consumo de voz (Mbps) del servicio Smart2.

Total Consumo (mErl)	n (número de líneas)	Velocidad (Mbps)	Total Consumo (Mbps)
100503,43	118,00	0,064	7,552

Fuente: El Autor

### SERVICIO “Smart Hplus”

El consumo total de datos en mErl para el tipo de servicio Smart Hplus se muestra en la tabla 3.9.

Tabla 3. 9: Consumo de voz (mErl) del servicio Smart Hplus.

Tipo de servicio	# de Clientes	% de simultaneidad	Factor de overbooking	Consumo promedio x cliente (mErl)	Total Consumo (mErl)
Compartido 75	7207	0,25	1,00	33,34	60070,35
Compartido 85	2532				21104,22
TOTAL CONSUMO					81174,57

Fuente: El autor

Con el resultado obtenido del consumo (mErl), empleamos la calculadora de Erlang B, para determinar o calcular el Número de Líneas. En la figura 3.3 se observa que el número de líneas son 98.

The image shows a software interface for calculating Erlang B. It has three tabs: 'Erl-B', 'EEB', and 'Engset'. The 'Erl-B' tab is active. There are three main sections, each with a radio button and a 'Calc' button:

- Blocking Probability:** Radio button is unselected. Fields include 'Load' (empty), 'Trunks' (empty), 'Recall' (empty), and '% blocking' (empty).
- Number of Trunks:** Radio button is selected. Fields include 'Load' (81,17 erlangs), 'Blocking' (1 %), 'Recall' (25 %), and 'Trunks' (98).
- Trunk Capacity:** Radio button is unselected. Fields include 'Trunks' (empty), 'Blocking' (empty), 'Recall' (empty), and 'Capacity' (empty).

Figura 3. 3: Obtención del número de circuitos o líneas en Smart Hplus.

Fuente: El Autor

Posteriormente, se obtendrá el consumo total en el plan de voz Smart Hplus mediante la ecuación utilizada en el plan de voz Smart1 y Smart2, donde los valores calculados se muestran en la tabla 3.10.

Tabla 3. 10: Consumo de voz (Mbps) del servicio Smart Hplus.

Total Consumo (mErl)	n (número de líneas)	Velocidad (Mbps)	Total Consumo (Mbps)
81174,57	98,00	0,064	6,272

Fuente: El Autor

### 3.2. Cálculo total del Consumo y número de eNodos B.

Posterior a los cálculos realizados en las secciones 3.1.1 y 3.1.2, podremos hallar el número de eNodos B, pero considerando que el consumo del eNodo B en el DL a través del equipo Alcatel Lucent eNode B Digital Module, que sería de 172,8 Mbps. Mediante la siguiente ecuación se podrá encontrar el número total de eNodos B:

$$N_{eNodosB} = \frac{\text{Consumo Total (Mbps)}}{\text{Consumo por eNodo B (Mbps)}}$$

En la tabla 3.11 se muestra el número de eNodos B.

Tabla 3. 11: Cantidad requerida de eNodos B en Mbps.

Total Consumo (Mbps)	5101,168
Consumo en los eNodos B (Mbps)	172,800
Número de eNodos B	30

Fuente: El Autor

Cabe indicar que al inicio en la sección 3.1 se necesitaban de 172 eNodos para el presente trabajo de grado académico, pero se ha seleccionado 30 eNodos B en el sector Norte de Guayaquil, tales como: Alborada, Kennedy, Kennedy Vieja, Guayacanes, Urdesa Norte, Sauces, Samanes, Sauces VI, San Felipe y Vernaza Norte.

### 3.3. Distribución de los eNodos B.

Se disponen de 30 eNodos B cuyo despliegue, es en el sector Norte del Cantón Guayaquil, en la tabla 3.12 se muestran los eNodos B con su respectiva ubicación.

Tabla 3. 12: Ubicación Geográfica de los eNodos B.

Core y eNodos	Ubicación Geográfica	Latitud	Longitud
CORE	ALBORADA	2° 09' 06.17" S	79° 53' 30.94" O
eNodo 1	ALBORADA OESTE	2° 08' 01.88" S	79° 54' 44.29" O
eNodo 2	ALBORADA OESTE	2° 08' 03.16" S	79° 54' 41.71" O
eNodo 3	ALBORADA OESTE	2° 08' 05.49" S	79° 54' 45.17" O
eNodo 4	KENNEDY SUR	2° 09' 34.40" S	79° 53' 34.18" O
eNodo 5	KENNEDY SUR	2° 09' 37.99" S	79° 53' 36.43" O
eNodo 6	KENNEDY SUR	2° 09' 34.54" S	79° 53' 37.70" O
eNodo 7	MINISTERIO LITORAL	2° 09' 41.21" S	79° 53' 19.31" O
eNodo 8	MINISTERIO LITORAL	2° 09' 44.83" S	79° 53' 49.99" O
eNodo 9	MINISTERIO LITORAL	2° 09' 41.97" S	79° 53' 52.83" O
eNodo 10	URDESA	2° 10' 06.01" S	79° 54' 34.27" O
eNodo 11	URDESA	2° 10' 09.59" S	79° 54' 34.27" O
eNodo 12	URDESA	2° 10' 07.81" S	79° 54' 37.58" O
eNodo 13	SAUCES II	2° 08' 24.00" S	79° 53' 19.31" O
eNodo 14	SAUCES II	2° 08' 27.58" S	79° 53' 16.48" O
eNodo 15	SAUCES II	2° 08' 27.58" S	79° 53' 19.99" O
eNodo 16	MALL DEL SOL	2° 09' 20.05" S	79° 53' 35.50" O
eNodo 17	MALL DEL SOL	2° 09' 20.59" S	79° 53' 31.90" O
eNodo 18	MALL DEL SOL	2° 09' 22.13" S	79° 53' 32.04" O
eNodo 19	KENNEDY VIEJA	2° 10' 31.92" S	79° 53' 50.09" O
eNodo 20	KENNEDY VIEJA	2° 10' 35.41" S	79° 53' 51.87" O
eNodo 21	KENNEDY VIEJA	2° 10' 32.59" S	79° 53' 53.67" O
eNodo 22	SAN FELIPE	2° 08' 22.56" S	79° 55' 29.18" O
eNodo 23	SAN FELIPE	2° 08' 25.91" S	79° 55' 27.12" O
eNodo 24	SAN FELIPE	2° 08' 26.00" S	79° 55' 30.72" O
eNodo 25	Sauces VI	2° 07' 24.56" S	79° 54' 01.76" O
eNodo 26	Sauces VI	2° 07' 27.40" S	79° 53' 58.45" O
eNodo 27	Sauces VI	2° 07' 28.15" S	79° 54' 01.91" O
eNodo 28	Vernaza Norte	2° 08' 57.39" S	79° 53' 48.56" O
eNodo 29	Vernaza Norte	2° 09' 00.96" S	79° 53' 49.24" O
eNodo 30	Vernaza Norte	2° 08' 57.65" S	79° 53' 52.08" O

Fuente: El Autor

### 3.4. Diseño de la Red de Transporte

Por facilidad en las comunicaciones entre los eNodos B y el Core, se deberá emplear para la Red de Transporte, el modelo en cascada (escala), donde el modelo estrella no beneficia en nada la tecnología LTE. En otras palabras, el modelo propuesto consiste en comunicaciones entre eNodos cercanos al Core,

y para aquellos eNodos B que están muy alejados, se emplearán los eNodos B como repetidoras mediante femtoceldas. En conclusión, la red LTE tiene un sistema de comunicación en cascada o escalonado.

Posteriormente, se realizan los cálculos de los tramos escogidos para el modelo en escala, que permiten establecer la viabilidad de los enlaces inalámbricos entre antenas LTE MIMO. El Cantón Guayaquil se encuentra a 3 m sobre el nivel del mar, siendo un poco improbable las interferencias entre los eNodos B y el Core.

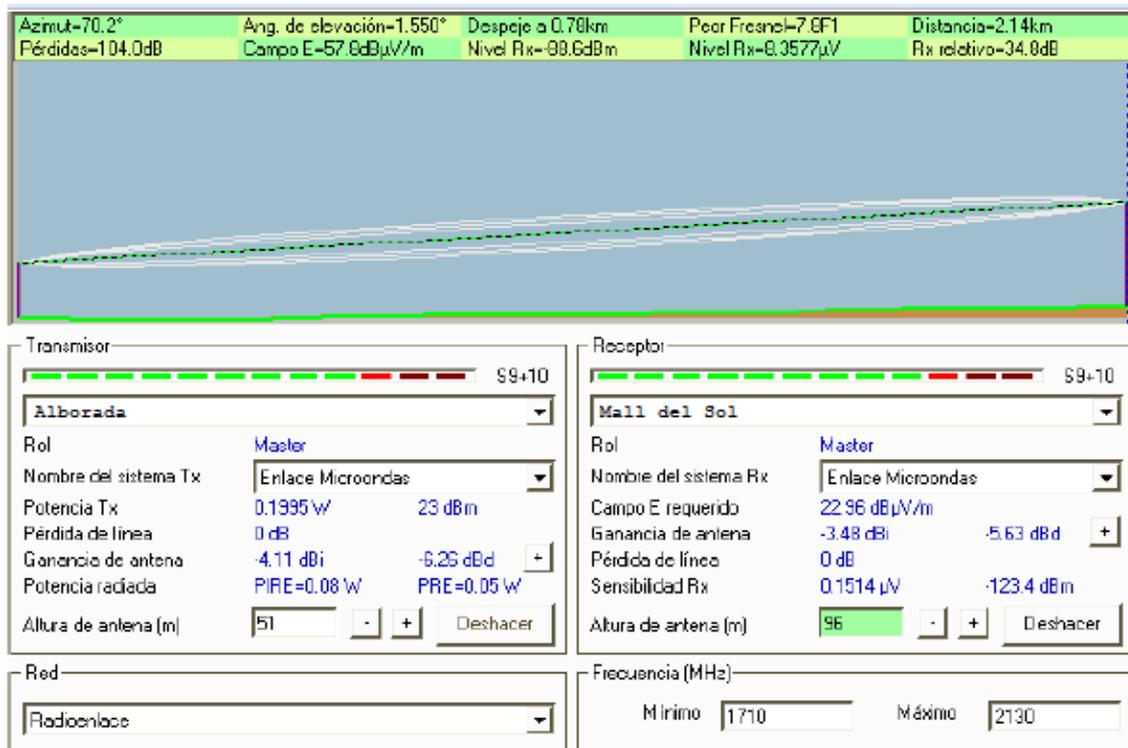


Figura 3. 4: Enlace entre eNodos B de la Alborada y Mall del Sol.

Fuente: El Autor

En la figura 3.5 se muestra la ubicación de cada uno de los eNodos B de acuerdo a la tabla 3.12.

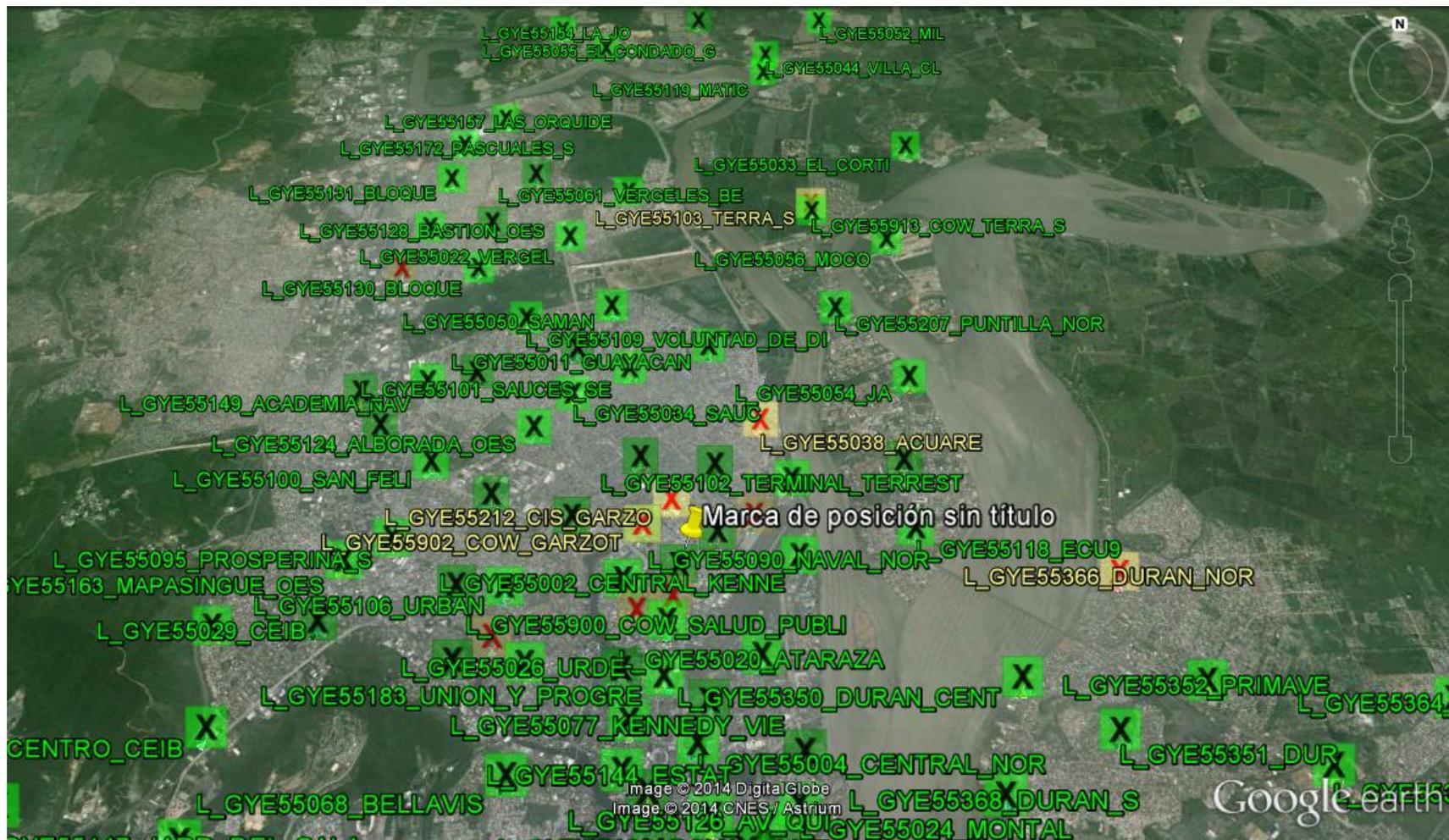


Figura 3. 5: Ubicación geográfica de los eNodos B.

Fuente: El Autor

### 3.5. Diseño de la Red de Acceso

En el diseño de redes de acceso, se realiza el análisis respectivo a través de modelos de propagación. Estos modelos nos ayudan a determinar la pérdida o atenuación en transmisiones entre antenas de Tx (transmisión) y Rx (recepción), estas pérdidas se deben a que las ondas electromagnéticas deben a travesar obstáculos entre el Tx y Rx. A continuación se describen algunos parámetros de mayor relevancia, que afectan positivamente la cobertura en los enlaces entre eNodos B: sensibilidad de los receptores, ganancia relativa de la antena, potencia en los Transmisores, etc.

En cambio, los parámetros de mayor relevancia que afectan negativamente en la cobertura de enlaces entre eNodos B, son las pérdidas o atenuaciones ocurridas por: cables, obstrucciones debido a edificios, mínima eficacia en antenas, etc. Debido a estos inconvenientes, se decide establecer el modelo empírico de propagación Walfisch-Ikegami, el mismo que se describe a continuación:

#### 3.5.1. Modelo Empírico de Propagación Walfisch-Ikegami.

Este modelo empírico es una combinación de los modelos de J. Walfisch y F. Ikegami, fue desarrollado por el proyecto COST 231. Este modelo considera para sus cálculos, la presencia de edificios en el plano vertical entre el transmisor y el receptor. La precisión de este modelo empírico es bastante alta, debido a que en los entornos urbanos, especialmente la propagación de sobre los techos (múltiples difracciones) es la parte más dominante, tal como se muestra en la figura 3.6. Sólo los efectos de las guías de onda debida a múltiples reflexiones no son consideradas por el modelo en discusión. Donde los principales parámetros del modelo son:

- a. Frecuencia  $f$  (en el intervalo de 800 MHz a 2 GHz)
- b. Altura del transmisor  $h_{Tx}$  (en el intervalo de 4 a 50 m)
- c. Altura del receptor  $h_{Rx}$  (en el intervalo de 1 a 3 m)

- d. La distancia  $d$  entre el transmisor y el receptor (en el intervalo de 20 m a 5 km).

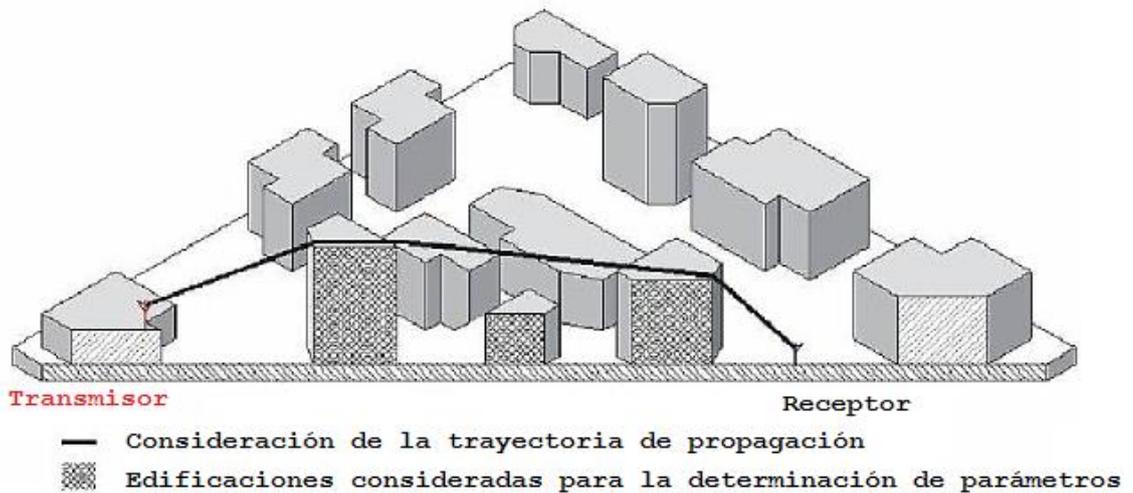


Figura 3. 6: Esquema de enlaces a través del modelo empírico Walfisch-Ikegami.  
Fuente: [http://www.cse.hcmut.edu.vn/~ltquan/Documents\\_Softwares/CDMA/Walfisch-Ikegami.htm](http://www.cse.hcmut.edu.vn/~ltquan/Documents_Softwares/CDMA/Walfisch-Ikegami.htm)

Los parámetros técnicos (véase la figura 3.7) en función de los edificios en el plano vertical entre el transmisor y el receptor son:

- a. Valor medio de la altura de los edificios  $h_{ROOF}$ .
- b. Valor medio del ancho de una calle  $w$ .
- c. Valor medio de la separación entre edificios  $b$ .

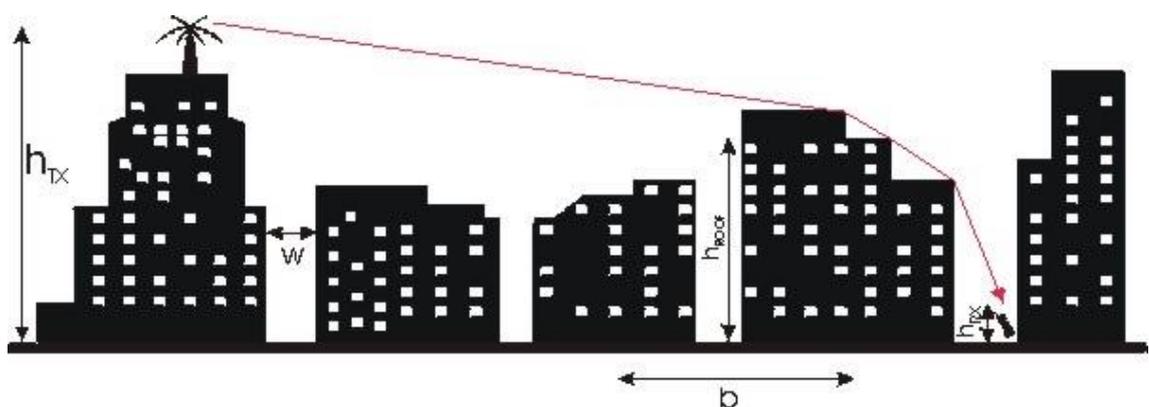


Figura 3. 7: Esquema del modelo empírico Walfisch-Ikegami.  
Fuente: [http://www.cse.hcmut.edu.vn/~ltquan/Documents\\_Softwares/CDMA/Walfisch-Ikegami.htm](http://www.cse.hcmut.edu.vn/~ltquan/Documents_Softwares/CDMA/Walfisch-Ikegami.htm)

Con la breve descripción del modelo Walfisch-Ikegami, debemos considerar dos aspectos importantes, en los enlaces de antenas MIMO a través de la Red LTE:

- a. Las antenas de las estaciones bases disponen de células pequeñas y grandes, y su ubicación debe ser en la parte más alta del edificio (véase la figura 3.8), es decir, sobre el techo o terraza de un edificio, en la cual solo habrá presencia de atenuaciones debido a la difracción y dispersión causadas por los enlaces cercanos a los dispositivos móviles (celulares).
- b. También, se dispone de antenas en estaciones bases tipo micro celda, las mismas son ubicadas por debajo del techo de un edificio, tal como se muestra en la figura 3.8.

La ecuación de la atenuación está en función de tres términos:

$$L_b = L_o + L_{rst} + L_{msd}$$

Dónde:

- a.  $L_o$ : atenuación en el espacio libre.

$$L_o = 32.46 + 20 \log(f_c) + 20 \log(d)$$

$f_c$ : frecuencia de portadora (MHz).

$d$ : separación entre el Tx y Rx (entre 1 km y 20 km).

- b.  $L_{rst}$ : atenuación por difracciones y dispersiones del techado hacia la calle

$$L_{rst} = -16.9 - 10 \log\left(\frac{b}{2}\right) + 10 \log(f_c) + 20 \log(h_{\text{roof}} - h_{R_x}) + L_{\text{ori}}$$

$\frac{b}{2}$ : es la mitad de separación entre edificios (entre 20 m a 50 m).

$h_{\text{roof}}$ : altura de los edificios.

$h_{\text{roof}} = 3n$ ;  $n$  es el número de pisos del edificio.

$h_{R_x}$ : altura del dispositivo móvil (mínimo 1.50 m).

$L_{\text{ori}}$ : en la tabla 3.12 se muestran los valores que toma .

Tabla 3. 13: Intervalo de valores de  $L_{ori}$

$-10 + 0.357\varphi$	$0^\circ < \varphi < 35^\circ$
$2.5 + 0.075(\varphi - 35^\circ)$	$35^\circ < \varphi < 55^\circ$
$4 - 0.114(\varphi - 55^\circ)$	$55^\circ < \varphi < 90^\circ$

Fuente: [http://www.cse.hcmut.edu.vn/~ltquan/Documents\\_Softwares/CDMA/Walfisch-Ikegami.htm](http://www.cse.hcmut.edu.vn/~ltquan/Documents_Softwares/CDMA/Walfisch-Ikegami.htm)

c.  $L_{msd}$ : atenuación por múltiples pantallas

$$L_{msd} = L_{bsh} + K_a + K_d \log(d) + k_f \log(f_c) - 9 \log(b)$$

$$L_{bsh} = \begin{cases} -18(1 + h_{Tx} - h_{roof}) & \text{si } h_{Tx} > h_{roof} \\ 0 & \text{si } h_{Tx} < h_{roof} \end{cases}$$

$K_a$ , es el aumento de la atenuación propagada por antenas en cada estación base instaladas por debajo de edificios contiguos.

$$K_a = \begin{cases} 54 & \text{si } h_{Tx} > h_{roof} \\ 54 - 0.8(h_{Tx} - h_{roof}) & \text{si } d \geq 0.5 \text{ km y } h_{Tx} \leq h_{roof} \\ 54 - 1.6d(h_{Tx} - h_{roof}) & \text{si } d < 0.5 \text{ km y } h_{Tx} \leq h_{roof} \end{cases}$$

$K_d$  y  $K_f$  son valores que dependen de difracciones en términos de la distancia y frecuencia de la portadora.

$$k_d = \begin{cases} 18 & \text{si } h_{Tx} > h_{roof} \\ 18 - 15 \left( \frac{h_{Tx} - h_{roof}}{h_{roof} - h_{Rx}} \right) & \text{si } h_{Tx} < h_{roof} \end{cases}$$

$$k_f = \begin{cases} -4 + 0.7 \left( \frac{f_c}{925} - 1 \right) & \text{en ciudades medianas y centros suburbanos} \\ -4 + 1.5 \left( \frac{f_c}{925} - 1 \right) & \text{en centros metropolitanas} \end{cases}$$

### 3.5.2. Cálculo de los enlaces en los eNodos B.

De acuerdo a las ecuaciones del modelo empírico Walfisch-Ikegami, se realizan los respectivos cálculos de cada uno de los eNodos B en base a la información de la tabla 3.14.

Tabla 3. 14: Parámetros de altura Tx, Rx y distancia entre edificios.

eNodos B	htx	b	hroof
ALBORADA 1	24	0,65	19,5
ALBORADA 2	23	1	20
ALBORADA 3	25	0,80	22
KENNEDY 1	36	0,65	30
KENNEDY 2	33	0,68	30
KENNEDY 3	36	0,70	30
GUAYACANES 1	24	0,75	18
GUAYACANES 2	24	0,55	18
GUAYACANES 3	21	0,55	15
URDESA 1	24	0,80	21
URDESA 2	24	0,80	21
URDESA 3	21	0,75	18
SAUCES 1	21	0,51	15
SAUCES 2	21	0,51	15
SAUCES 3	18	0,51	12
SAMANES 1	18	0,60	12
SAMANES 2	18	0,60	12
SAMANES 3	18	0,60	12
KENNEDY VIEJA 1	30	0,65	24
KENNEDY VIEJA 2	27	0,65	21
KENNEDY VIEJA 3	24	0,65	18
SAN FELIPE 1	15	0,60	12
SAN FELIPE 2	12	0,60	9
SAN FELIPE 3	12	0,60	9
Sauces VI 1	15	0,55	9
Sauces VI 2	15	0,55	9
Sauces VI 3	15	0,55	9
Vernaza Norte 1	18	0,70	12
Vernaza Norte 2	18	0,70	12
Vernaza Norte 3	18	0,70	12

Fuente: El Autor

A continuación, se evalúa el eNodo B de la Alborada 1, con una frecuencia de portadora (Uplink)  $f_c = 1720 \text{ MHz}$ , y de acuerdo a los parámetros que se muestran en la tabla 3.15. Posteriormente en la tabla 3.17 se muestran todos los cálculos (valores) obtenidos en cada uno de los eNodos B.

Tabla 3. 15: Parámetros del Tx y Rx - Uplink.

TRANSMISOR (UE)		RECEPTOR (eNodo B)	
Potencia de TX	23 dBm	Sensibilidad	-123.4 dBm
Ganancia de la antena	0 dBi	Ganancia de la antena	18 dBi
Pérdida del cuerpo	0 dB	Pérdida de cables	0 Db
PIRE	23 dBm	Pérdida de conectores	0 dB

Fuente: Alcatel

Con dichos datos y recordando las ecuaciones del modelo Walfisch-Ikegami, tenemos que:

$$L_b = L_o + L_{rst} + L_{msd}$$

Dónde los valores de  $L_o$ ,  $L_{rst}$  y  $L_{msd}$  son:

$$L_o = 32.46 + 20 \log(f_c) + 20 \log(d)$$

$$L_o = 32.46 + 20 \log(1720) + 20 \log(1.8) = 102.276 \text{ dB}$$

$$L_{rst} = -16.9 - 10 \log\left(\frac{b}{2}\right) + 10 \log(f_c) + 20 \log(h_{\text{roof}} - h_{R_x}) + L_{\text{ori}}$$

$$L_{rst} = -16.9 - 10 \log(10) + 10 \log(1720) + 20 \log(4.5) + 3.43$$

$$L_{rst} = 41.95 \text{ dB}$$

$$L_{msd} = L_{bsh} + K_a + K_d \log(d) + K_f \log(f_c) - 9 \log(b)$$

$$L_{msd} = -19.425 + 54 + 18 \log(1.8) - 2.71 \log(1720) - 9 \log(20)$$

$$L_{msd} = 18.69 \text{ dB}$$

Sustituyendo los valores, queda:

$$L_b = L_o + L_{rst} + L_{msd}$$

$$L_b = 102.276 + 41.95 + 18.69$$

$$L_b = 162.916$$

Mientras que la potencia en el receptor será:

$$P_{R_x} = P_{T_x} + G_{T_x} + G_{R_x} - L_b - L_{cables}$$

$$P_{R_x} = 23 + 0 + 18 - 162.916 - 0$$

$$P_{R_x} = -121.916 \text{ dBm}$$

De acuerdo a la tabla 3.15 el valor de la sensibilidad ( $-123.4 \text{ dBm}$ ) es menor al obtenido en la potencia del receptor ( $P_{R_x} = -121.916 \text{ dBm}$ ), con lo cual el sistema es fiable y viable, asegurándonos un correcto enlace inalámbrico. Posteriormente, se realiza el cálculo para enlaces Downlink con frecuencia de portadora  $f_c = 2120 \text{ MHz}$ , y se deben considerar los parámetros mostrados en la tabla 3.16. Posteriormente en la tabla 3.18 se muestran todos los cálculos (valores) obtenidos en cada uno de los eNodos B.

Tabla 3. 16: Parámetros del Tx y Rx - Downlink.

TRANSMISOR (eNodo B)		RECEPTOR (UE)	
Potencia de TX	46 dBm	Sensibilidad	-107.5 dBm
Ganancia de la antena	18 dBi	Ganancia de la antena	0 dBi
Pérdida de cables	0 dB	Pérdida del cuerpo	0 dB
PIRE	62 dBm		

Fuente: Alcatel

Con dichos datos y recordando las ecuaciones del modelo Walfisch-Ikegami que se emplearon para los cálculos de Uplink, tenemos que:

$$L_b = L_o + L_{rst} + L_{msd}$$

Dónde los valores de  $L_o$ ,  $L_{rst}$  y  $L_{msd}$  son:

$$L_o = 32.46 + 20 \log(f_c) + 20 \log(d)$$

$$L_o = 32.46 + 20 \log(2120) + 20 \log(1.8) = 104.092 \text{ dB}$$

$$L_{rst} = -16.9 - 10 \log\left(\frac{b}{2}\right) + 10 \log(f_c) + 20 \log(h_{\text{roof}} - h_{R_x}) + L_{\text{ori}}$$

$$L_{rst} = -16.9 - 10 \log(10) + 10 \log(2120) + 20 \log(4.5) + 3.43$$

$$L_{rst} = 22.86 \text{ dB}$$

$$L_{msd} = L_{bsh} + K_a + K_d \log(d) + K_f \log(f_c) - 9 \log(b)$$

$$L_{msd} = -19.425 + 54 + 18 \log(1.8) - 2.06 \log(2120) - 9 \log(20)$$

$$L_{msd} = 20.60 \text{ dB}$$

Sustituyendo los valores, queda:

$$L_b = L_o + L_{rst} + L_{msd}$$

$$L_b = 104.092 + 22.86 + 20.6$$

$$L_b = 147.552 \text{ dB}$$

Mientras que la potencia en el receptor será:

$$P_{R_x} = P_{T_x} + G_{T_x} + G_{R_x} - L_b - L_{\text{cables}}$$

$$P_{R_x} = 23 + 0 + 18 - 147.552 - 0$$

$$P_{R_x} = -106.552 \text{ dBm}$$

De acuerdo a la tabla 3.16 el valor de la sensibilidad ( $-107.5 \text{ dBm}$ ) es menor al obtenido en la potencia del receptor ( $P_{R_x} = -106.552 \text{ dBm}$ ), con lo cual el sistema es fiable y viable, asegurándonos un correcto enlace inalámbrico. En las tablas 3.17 y 3.18 se muestran cada uno de los cálculos de enlaces Uplink y Downlink de los eNodos B respectivamente.

Tabla 3. 17: Cálculos realizados de  $P_{R_x}$  (Uplink) en cada eNodo B.

eNodos B	Lo	Lrst	Lmsd	Lb	Prx
ALBORADA 1	93,43	52,32	0,23	145,97	-104,97
ALBORADA 2	97,17	42,78	3,10	143,05	-102,05
ALBORADA 3	95,23	42,78	1,36	139,36	-98,36
KENNEDY 1	91,15	56,76	-3,64	144,27	-103,27
KENNEDY 2	93,82	52,32	-1,63	144,51	-103,51
KENNEDY 3	94,07	52,32	-1,40	144,90	-103,99
GUAYACANES 1	94,07	52,32	-1,78	144,62	-103,62
GUAYACANES 2	94,67	52,32	-1,24	145,75	-104,75
GUAYACANES 3	91,49	56,76	-3,73	144,52	-103,52
URDESA 1	91,49	59,68	-5,44	145,73	-104,73
URDESA 2	95,55	52,32	-2,38	145,49	-104,49
URDESA 3	93,29	56,76	-4,12	145,93	-104,93
SAUCES 1	91,49	59,68	-5,75	145,42	-104,42
SAUCES 2	93,43	56,76	-4,29	145,89	-104,89
SAUCES 3	91,66	59,68	-5,60	145,74	-104,74
SAMANES 1	91,32	56,76	-2,62	145,91	-104,91
SAMANES 2	91,15	56,76	-2,32	145,59	-104,59
SAMANES 3	93,82	52,32	-0,38	145,76	-104,76
KENNEDY VIEJA 1	91,98	59,68	-5,88	145,78	-104,78
KENNEDY VIEJA 2	90,80	61,86	-6,66	145,99	-104,99
KENNEDY VIEJA 3	91,66	59,68	-6,17	145,17	-104,17
SAN FELIPE 1	90,80	61,86	-6,95	145,71	-104,71
SAN FELIPE 2	90,80	61,86	-6,95	145,71	-104,71
SAN FELIPE 3	92,13	59,68	-6,01	145,80	-104,80
Sauces VI 1	90,80	59,68	-4,73	145,75	-104,75
Sauces VI 2	90,61	59,68	-4,89	145,40	-104,40
Sauces VI 3	92,44	56,76	-3,61	145,59	-104,59
Vernaza Norte 1	91,80	59,68	-5,88	145,78	-104,78
Vernaza Norte 2	90,61	61,86	-6,83	145,65	-104,65
Vernaza Norte 3	90,80	61,86	-6,66	145,99	-104,99

Fuente: El Autor

Tabla 3. 18: Cálculos realizados de  $P_{R_x}$  (Downlink) en cada eNodo B.

eNodos B	Lo	Lrst	Lmsd	Lb	Prx
ALBORADA 1	95,25	53,23	-0,02	148,45	-107,45
ALBORADA 2	98,99	43,69	2,58	145,53	-104,53
ALBORADA 3	97,05	43,69	1,11	141,84	-100,84
KENNEDY 1	92,97	57,67	-3,88	146,75	-105,75
KENNEDY 2	95,64	53,23	1,87	146,99	-105,99
KENNEDY 3	95,89	53,23	-1,65	147,47	-106,47
GUAYACANES 1	95,89	53,23	-2,02	147,09	-106,09
GUAYACANES 2	96,49	53,23	-1,48	148,23	-107,23
GUAYACANES 3	93,31	57,67	-3,97	147,00	-106,00
URDESA 1	93,31	60,59	-5,69	148,20	-107,20
URDESA 2	97,37	53,23	-2,63	147,97	-106,97
URDESA 3	95,51	57,67	-4,37	148,41	-107,41
SAUCES 1	93,31	60,59	-5,99	147,90	-106,90
SAUCES 2	95,25	57,67	-4,54	148,37	-107,37
SAUCES 3	93,47	60,59	-5,84	148,22	-107,22
SAMANES 1	93,14	57,67	-2,41	148,39	-107,39
SAMANES 2	92,97	57,67	-2,57	148,07	-107,07
SAMANES 3	95,64	53,23	-0,63	148,24	-107,24
KENNEDY VIEJA 1	93,79	60,59	-6,13	148,25	-107,25
KENNEDY VIEJA 2	92,61	62,77	-6,91	148,47	-107,47
KENNEDY VIEJA 3	93,47	60,59	-6,42	147,64	-106,64
SAN FELIPE 1	92,61	62,77	-7,19	148,19	-107,19
SAN FELIPE 2	92,61	62,77	-7,19	148,19	-107,19
SAN FELIPE 3	93,95	60,59	-6,26	148,28	-107,28
Sauces VI 1	92,61	60,59	-4,97	148,23	-107,23
Sauces VI 2	92,25	60,59	-5,14	147,88	-106,88
Sauces VI 3	94,26	57,67	-3,85	148,07	-107,07
Vernaza Norte 1	93,79	60,59	-6,13	148,25	-107,25
Vernaza Norte 2	92,43	62,77	-7,08	148,12	-107,12
Vernaza Norte 3	92,61	62,77	-6,91	148,47	-107,47

Fuente: El Autor

En conclusión, los cálculos realizados no afectan, tanto la transmisión (Tx) como recepción (Rx) en cada uno de los enlaces de los eNodos B.

### 3.6. Especificaciones de los eNodos B.

Un eNodo B se conforma de 2 partes principales (ver figura 3.8): la unidad de banda base es cargada a las interfaces con la EPC (MME y SGW) y los otros

eNodos B son cargados para su procesamiento en la banda base (protocolos de radio LTE). Mientras que el módulo RF, es responsable de la conversión de RF, enviando señales RF a los amplificadores (cable RF) hasta las antenas.

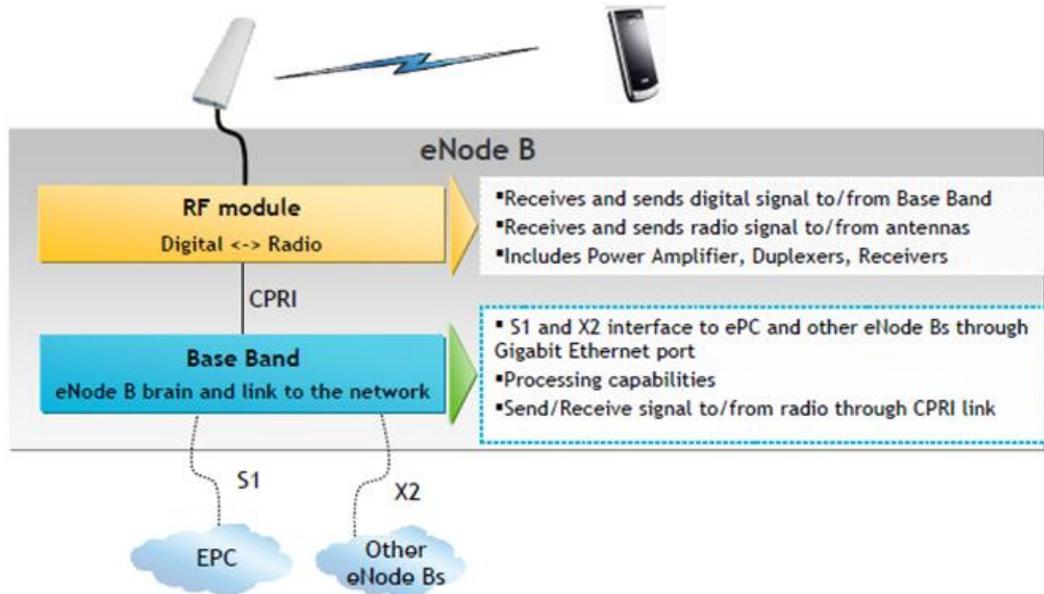


Figura 3. 8: Arquitectura general de un eNodo B.

Fuente: Alcatel

ALU ofrece dos soluciones diferentes para los eNodos B: 1) Gabinete, y 2) Distribuido, tal como se muestran en las figuras 3.9 y 3.10 respectivamente.

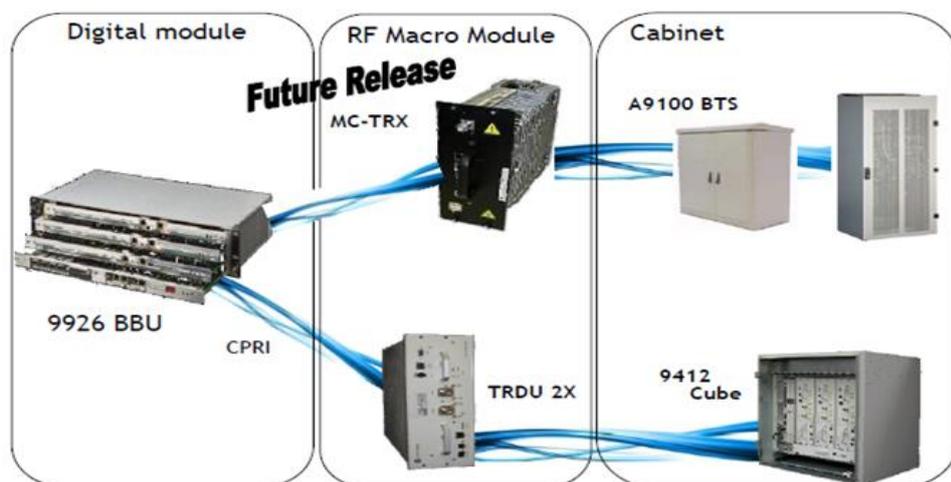


Figura 3. 9: Macro modulo o solución de gabinete.

Fuente: Alcatel

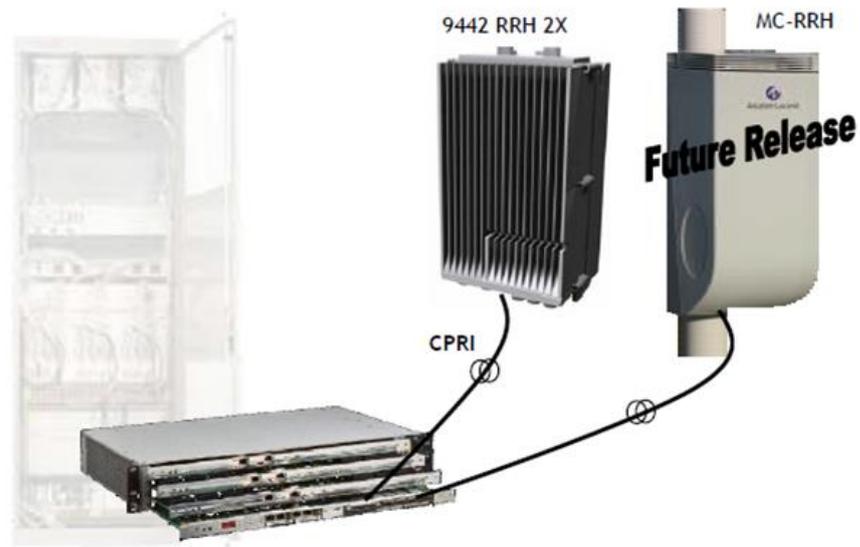


Figura 3. 10: Modulo RRH o solución distribuida.  
Fuente: Alcatel

El excelente rendimiento de RF, gracias a la capacidad de la instalación de RRH cerca de la antena, no se requieren de alimentadores de RF, sólo puentes de las RRH a la antena, tal como se muestra en la figura 3.11. Logrando así reducir pérdidas en la alimentación de UL/DL, y también tienen algunas consecuencias que son:

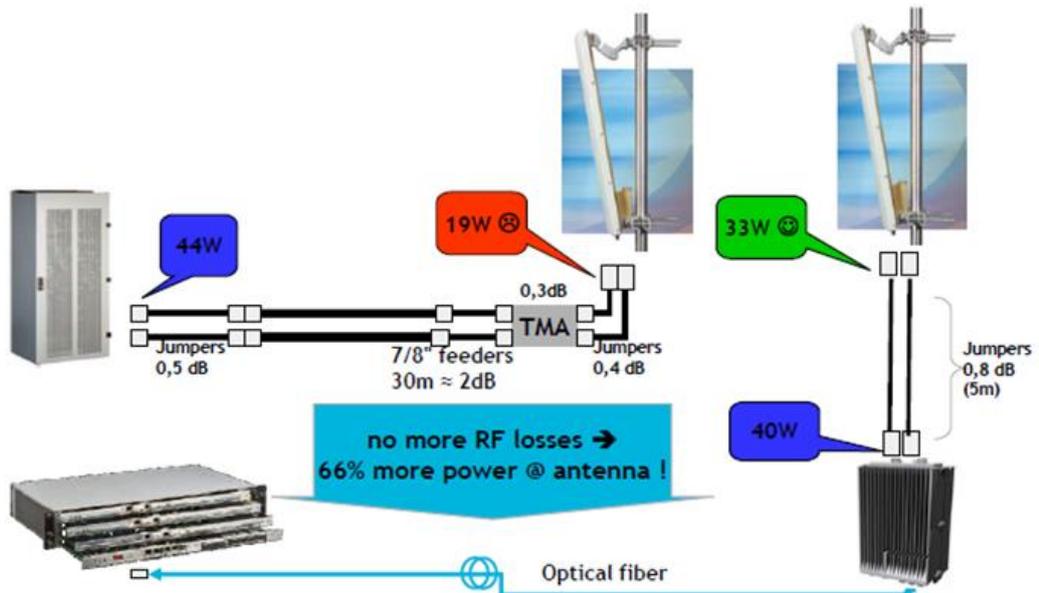


Figura 3. 11: Beneficios RRH en la solución distribuida.  
Fuente: Alcatel

- a. Los costos de alimentación y los costos de instalación se reducen.
- b. En la UL no hay necesidad de un TMA, ya que las pérdidas son introducidas por el alimentador de RF.
- c. En el DL ninguna potencia de RF se disipa en las pistas de alimentación. La potencia de PA se puede reducir mientras se mantiene la misma potencia de RF en la antena. Esto resulta en el consumo de energía del equipo que está siendo reducida. En comparación con un eNodo B convencional (equipado con MCPA 60W) que ofrecen: 20 W en el nivel de antena (asumiendo que las pérdidas de puente es de 3 dB + TMA), 40-21 RRH (suponiendo 0,8 dB pérdidas de puente); ofreciendo un 65% más de potencia de RF, mientras se consume la mitad de la energía.

El propósito principal de la Torre Montada del Amplificador (TMA) es para disminuir el ruido global del sistema mediante la amplificación de la señal recibida. El TMA es un amplificador de bajo ruido diseñado para ser montado lo más cercano posible de la antena. El TMA compensa la pérdida de alimentación en la trayectoria de recepción a través de la amplificación de la señal recibida en la parte superior del tope del mástil del equipamiento. El TMA tiene una ganancia de 12 dB.

Las ventajas de la colocación de un amplificador en la torre son: incremento del presupuesto de enlace ascendente (al nivel de BTS), mejor cobertura de la células en las zonas rurales y una mayor duración de la batería a nivel de UE. La remota co-ubicación (véase la figura 3.11) de un módulo de radio con la antena resuelve la capacidad y las necesidades de cobertura mientras que se reducen los gastos operativos y de capital.

Las considerables ventajas de utilizar un RRH para reemplazar un eNodo tradicional B son más evidentes en las instalaciones de la azotea. De hecho, el espacio limitado disponible en algunos sitios puede impedir la instalación de los equipos tradicionales. El Macro eNodo B (véase la figura 3.12) requiere de costosas grúas para ser utilizados, por lo que puede aparecer agujeros de

cobertura. Sin embargo, estos sitios pueden albergar una instalación RRH para proporcionar la selección del sitio más flexible y por lo tanto mejora la calidad de la red. Además los tiempos y los costes de instalación se reducen considerablemente.

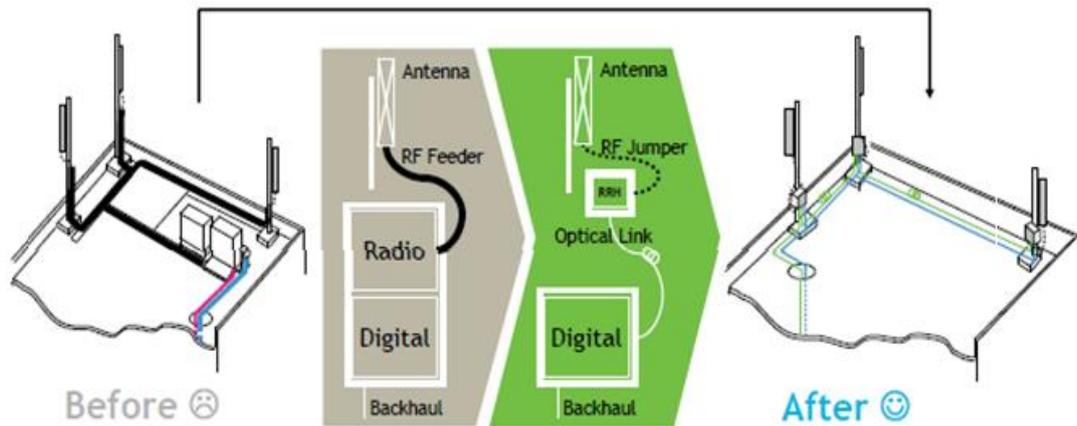


Figura 3. 12: Co-ubicación del módulo de radio para soluciones distribuidas.  
Fuente: Alcatel

### 3.6.1. Presentación de la BBU – Unidad de Banda Base.

La unidad de banda base (9926 BBU) se compone de 4 tarjetas a nivel de hardware, que son:

- a. Tarjeta CCM (véase la figura 3.13).
- b. Tarjeta CEM (véase la figura 3.13).
- c. Bastidor RBP (véase la figura 3.14).
- d. Bastidor RUC (véase la figura 3.15).



Figura 3. 13: Tarjeta CCM.  
Fuente: Alcatel

El 9926 BBU puede ser instalado independientemente de manera interior o en un armario de Alcatel - Lucent Base Station en interiores o al aire libre, ya

existente para la configuración multi-estándar. El 9926 BBU es una solución ante las quejas de la Radio de Paquetes de interfaz común.

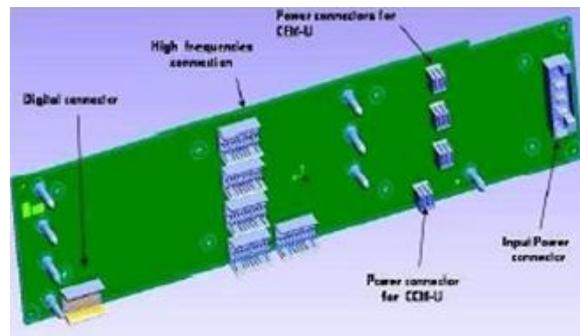


Figura 3. 14: Bastidor RBP.  
Fuente: Alcatel

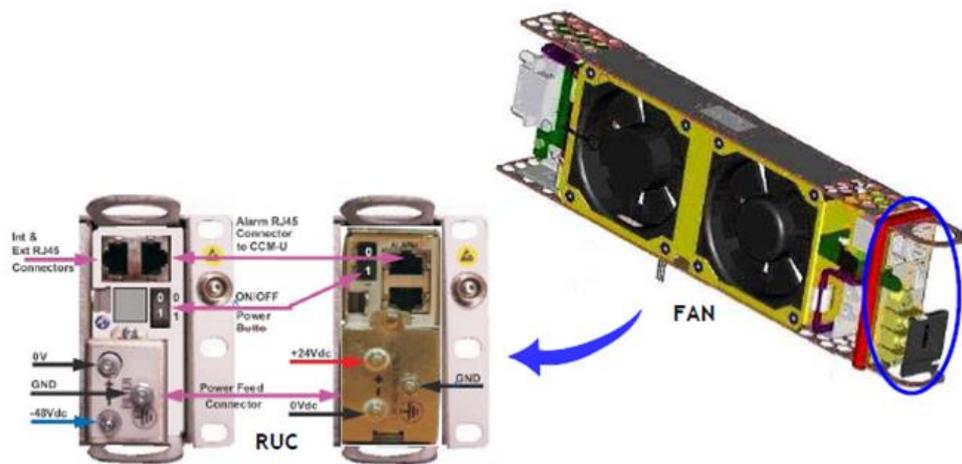


Figura 3. 15: Bastidor RUC.  
Fuente: Alcatel

### 3.6.2. Configuración de la Red de Retorno de la BBU.

Para conectar el eNodo B a la red de retorno, la MDA (véase la figura 3.16) utilizada en LTE ofrece:

- a. Conector RJ45 para la red de retorno eléctrica GE (véase la figura 3.17).
  - Categoría del cable 5e Ethernet.
  - No exceder de los 100 m.

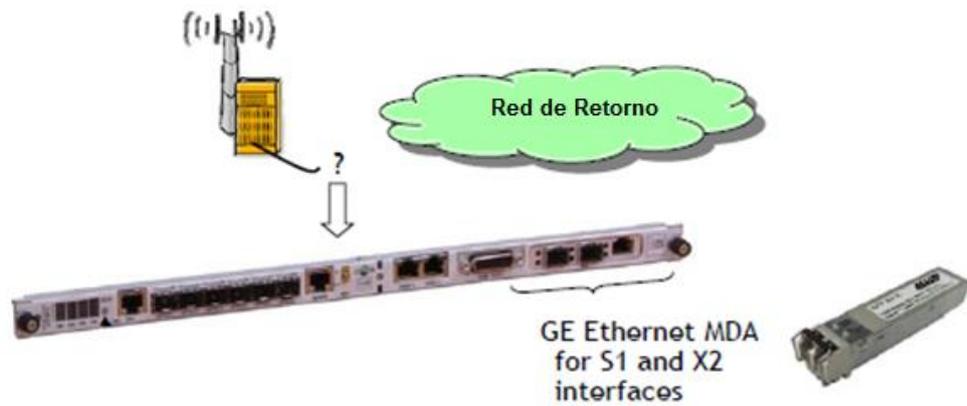


Figura 3. 16: Configuración del MDA.  
Fuente: Alcatel



Figura 3. 17: Conexión RJ45 para la red de retorno.  
Fuente: Alcatel

- b. Dos conectores SFP para la red de retorno óptica GE, uno para fibras MM (multimodo) y otro para fibras SM (monomodo) (véanse las figuras 3.18 y 3.19).

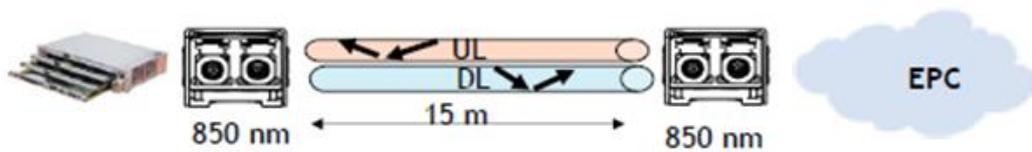


Figura 3. 18: Conexión de fibra óptica multimodo para la red de retorno.  
Fuente: Alcatel

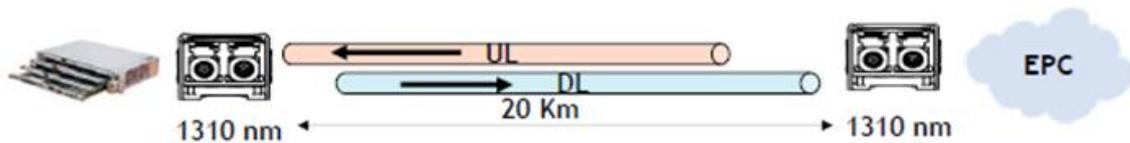


Figura 3. 19: Conexión de fibra óptica monomodo para la red de retorno.  
Fuente: Alcatel

### 3.6.3. Distribución de eNodo B con RRH2x.

El RRH (*Remote Radio Head*, en español significa, Cabecera de Radio Remota) de Alcatel-Lucent especificado aquí (véase la figura 3.20), es un recurso de la plataforma LTE que puede soportar en la banda de frecuencia FDD de 2,6 GHz. La unidad cuenta con 2 transmisores de RF (radio frecuencia) para permitir aplicaciones de MIMO 2x2 y 4 receptores para diferentes opciones de recepción, tal como se muestra en la figura 3.21. El RRH especificado para 3GPP en la banda VII (2,6 GHz), es compatible con 2x30W sobre un ancho de banda de 20 MHz. El nombre oficial del producto es RRH2x30-26.



Figura 3. 20: Cabecera de Radio Remota, RRH2x30-26.  
Fuente: Alcatel

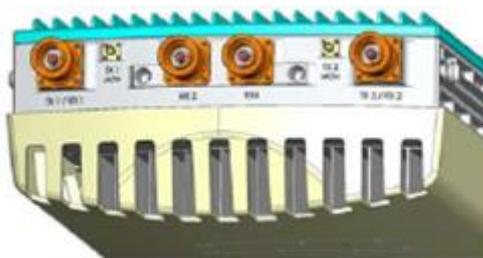


Figura 3. 21: Vista superior de 2 Tx RF y 4 Rx.  
Fuente: Alcatel

Estos dos equipos están conectados por fibras ópticas, que transportan LTE los enlaces descendente y ascendente de señales digitales de banda base junto con la información OAM.

En el enlace descendente, la RHH recibe la señal óptica de la BTS. La señal se convierte en una señal digital de banda base, después pasa por el convertidor

D/A (convertida de digital a analógico) para que se convierta en una señal de RF. La señal de RF es amplificada a través de amplificadores de potencia y se envía a los duplexores.

En el enlace ascendente, dos señales son recibidas desde la antena principal y diversas antenas. Ellos se amplifican a través de cadenas de amplificación de bajo ruido y de conversión descendente antes de ser convertido en señales digitales, la multiplexación según el formato de señales de radio I/Q y convertidos en señales ópticas, que son enviadas a la BTS (por ejemplo un eNodo B). La RHH también puede procesar 2 señales adicionales de recepción, para gestionar las 4 formas de diversidad del Rx (véase la figura 3.22).

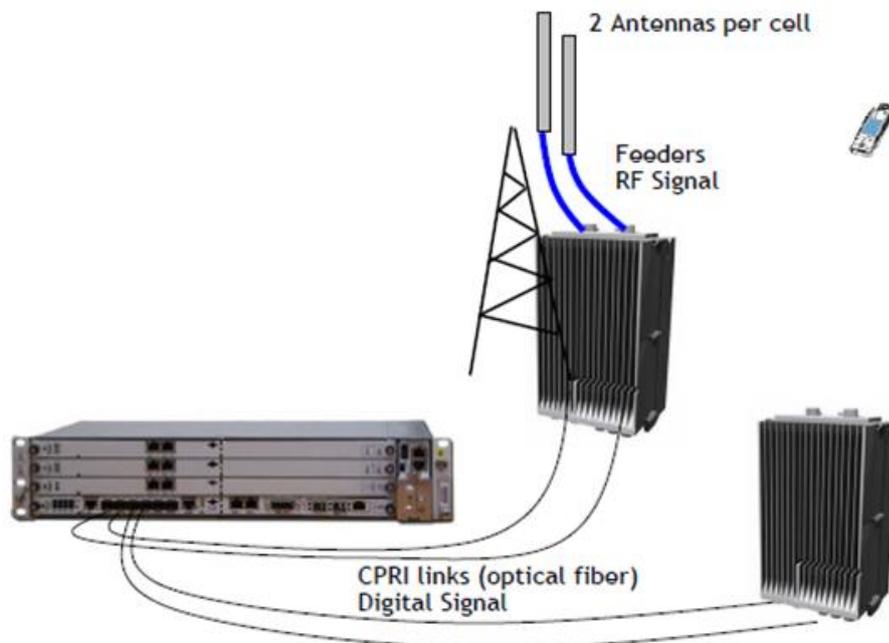


Figura 3. 22: Conexión de RRH2x30-26 a la BTS.  
Fuente: Alcatel

## **Capítulo 4: Conclusiones y Recomendaciones.**

### **4.1. Conclusiones.**

1. Mediante la descripción teórica de las bases fundamentales de la tecnología LONG TERM EVOLUTION, se demostró la conveniencia de utilizar las comunicaciones móviles (celulares) de cuarta generación y de las capacidades tecnológicas que brinda en cuanto a la tasa de transmisión de datos, mayor cobertura en zonas de difícil acceso y de QoS de la señal en el espectro de frecuencias.
2. Mientras que para calcular los enlaces en cada uno de los eNodos B, fue de gran utilidad el modelo empírico de propagación Walfisch-Ikegami. Este modelo matemático fue diseñado para calcular la potencia de transmisión del receptor y de las dispersiones ocurridas por desvanecimientos debidas a los edificios en sectores urbanos o regiones a nivel del mar (zona costera).
3. Si se requiere analizar el diseño de una red LTE en zonas de la sierra Ecuatoriana, el mismo modelo Walfisch-Ikegami recomienda la aplicación de otras ecuaciones para los cálculos respectivos, aunque deberán utilizar en ciertos casos emplear otros dispositivos tales como equipos de repetidoras, equipos para amplificación de señales y equipos femtoceldas.

### **4.2. Recomendaciones.**

1. El presente trabajo de intervención permitirá que se desarrollen bases fundamentales para nuevos estudios sobre el tema. Es decir, que se podría generar un modelo para mejorar y perfeccionar la propuesta de la tesis, que tal vez pueden conducir a resultados aún más precisos, a través

de simulaciones de algoritmos, que a su vez conducirán a conclusiones mejor fundamentadas sobre el soporte de las aplicaciones en LTE.

2. Generar investigaciones para modelar el enlace descendente de LTE y la red principal, e incluir en el modelo todas las características de LTE y los fenómenos naturales que no fueron considerados en este trabajo, ya que no se consideró simular la red LTE.
3. Otro estudio relevante a partir del presente trabajo, sería la creación de un modelo y simulación de la aplicación combinada de las normas 802.11p y LTE, para evaluar el comportamiento de un entorno de sistemas de transportación inteligente (ITS). Con esta combinación de estándares, parecería ser una solución prometedora cuando se tratará de comunicaciones en entornos vehiculares.

## Referencias Bibliográficas

3GPP (2007). *Technical Specification Group - Radio Access Network Working, PUSCH Simulation Assumptions*. Report R4-072210, Shanghai, China. Disponible online en: <http://www.3gpp.org/>.

Al-Shibly, M., Chebil, J., & Habaebi, M., (2012). *Carrier aggregation in Long Term Evolution-Advanced*. Control and System Graduate Research Colloquium (ICSGRC), 2012 IEEE, pp. 154-159.

Correia, L. M., (2008). *Mobile Communication Systems*. Notas del curso, IST-UTL, Lisbon, Portugal.

Costa, P., & Ladeira, D., (2006). *Planning of UMTS Cellular Networks for Data Services Based on HSDPA*, Tesis de Grado, IST-UTL, Lisbon, Portugal.

Dabbagh, A., Ratasuk, R., & Ghosh, A., (2008). *On UMTSLTE Physical Uplink Shared and Control Channels*. IEEE 68<sup>th</sup>, VTC.

Dahlman, E., Parkvall, S., Sköld, J. y Beming, P., (2007). *3G Evolution: HSPA and LTE for Mobile Broadband*. Academic Press, Oxford, Gran Bretaña.

Dietz, U., (2009). *CoCar Feasibility Study: Technology, Business and Dissemination*. CoCar Consortium, Public Report, May.

García, L., Sánchez, F., Villalba, J., Pedersen, K., & Mogensen, P.E. (2011). *Enhanced Uplink Carrier Aggregation for LTE-Advanced Femtocells*. Vehicular Technology Conference (VTC Fall), 2011 IEEE.

Ghosh, A., Thomas, T., Mangalvedhe, N., Mondal, B., & Ratasuk, R., (2010). *LTE-Advanced: Next-generation wireless broadband technology*. Wireless Communications, IEEE, vol. 17, no. 3, pp. 10-22.

Holma, H. & Toskala, A., (2007). *WCDMA for UMTS – HSPA Evolution and LTE*. 4ta Edición, John Wiley & Sons, Chichester, Inglaterra.

Holma, H., & Toskala, A., (2009). *LTE for UMTS, OFDMA and SC-FDMA Based Radio Access*, Wiley Editions.

Ishihara, K., Asai, Y. Kudo, R., Ichikawa, T., & Mizoguchi, M., (2012). *Indoor experiments on real-time multiuser MIMO transmission in wireless LAN systems. Wireless Communications and Networking Conference (WCNC), 2012 IEEE*, On page(s): 147 – 151.

Kutz, G., Raphaeli, D., & Bar-Or, A., (2012). *Semiblind Turbo Equalization Scheme for LTE Uplink Receiver*. Vehicular Technology, IEEE Transactions on, vol. 61, no. 9, pp. 4199-4205.

Mangel, T., Kosch, T., & Hartenstein, H., (2010). *A comparison of UMTS and LTE for Vehicular Safety Communication at Intersections*. Karlsruhe Institute of Technology, BMW Group Research and Technology, IEEE.

Robson, J., (2009). *The LTE/SAE Trial Initiative: Taking LTE/SAE from Specification to Rollout*. Nortel and LSTI, IEEE Communications Magazine.

Robson, J., (2009). *Latest Results from the LSTI*, Nortel and LSTI, February.

Sesia, S., Toufik, I., & Baker, M., (2009). *LTE, The UMTS Long Term Evolution, from theory to practice*, Wiley Editions.

Zhang, L., Cai, Y., He, Z., Wang, C., & Skov, P., (2009). *Performance Evaluation of LTE MBMS Baseline*. School of Information and Communication Engineering Beijing University of Posts and Telecommunications and Nokia Siemens Networks R&D, IEEE.