



## PROYECTO FIN DE CARRERA

Memoria

---

# *Provisión de servicios de TDT móvil a autobuses urbanos de Valencia*

---

**Autor:** Carlos García Acero

**Director:** David Gómez Barquero

**Tutor:** Narcís Cardona Marcet

Valencia, a 14 de Septiembre de 2009

## **Agradecimientos**

*En primer lugar quisiera dar mi más sincero agradecimiento a David Gómez Barquero por sus consejos día a día y por estar encima de mí en todo momento, y a Narcís Cardona, que estuvo ahí cuando lo necesité. Gracias por vuestra confianza en mi trabajo.*

*También destacar el gran ambiente dentro del grupo, gracias a todos ellos ha sido más fácil la consecución de este proyecto. Mi compañero Jaime López, con el que he compartido gran parte de este trabajo, Pedro Gómez y Pablo Olivas, que me ayudaron con sus conocimientos sobre las medidas, y a David Gozávez y Ariana Salieta, que siempre que tenía dudas, ellos me las solucionaban, será la experiencia...*

*A Esther, por su cariño y su ayuda en los momentos más difíciles.*

*Y por último, a mis padres por su apoyo y su gran esfuerzo para que yo me formara en la vida y convertirme en lo que soy. Nunca podré devolverles todo lo que me han dado.*

*Un abrazo a todos.*

# ÍNDICE

<b>1. INTRODUCCIÓN</b>	<b>1</b>
<b>1.1. EL ESTÁNDAR DVB-T</b>	<b>1</b>
<b>1.2. TV DIGITAL VS TV ANALÓGICA</b>	<b>2</b>
<b>1.3. MOTIVACIÓN</b>	<b>5</b>
<b>1.4. OBJETIVOS DEL PROYECTO</b>	<b>7</b>
<b>1.5. ARTÍCULOS</b>	<b>8</b>
<b>2. PARÁMETROS DE PLANIFICACIÓN DE UNA RED DVB-T</b>	<b>9</b>
<b>2.1. PARÁMETROS DE TRANSMISIÓN</b>	<b>9</b>
2.1.1. Intervalo de guarda	9
2.1.2. Tamaño de la FFT	11
2.1.3. Esquema de modulación	12
2.1.4. Tasa de codificación	13
<b>2.2. PARÁMETROS DE CALIDAD</b>	<b>14</b>
2.2.1. Relación señal a ruido mínima	14
2.2.2. Capacidad	14
2.2.3. Distancia entre transmisores	16
2.2.4. Velocidad máxima del receptor	17
<b>3. DVB-T MÓVIL</b>	<b>18</b>
<b>3.1. PROBLEMAS MOVILIDAD</b>	<b>18</b>
<b>3.2. LINK BUDGET</b>	<b>21</b>
<b>4. SOLUCIONES TÉCNICAS</b>	<b>23</b>
<b>4.1. DIVERSIDAD DE ANTENAS</b>	<b>23</b>
4.1.1. Introducción	23
4.1.2. Técnicas de combinación	24
4.1.3. Incorrelación de señales	26
4.1.4. Movilidad usando diversidad de antenas	29
<b>4.2. MODULACIÓN JERÁRQUICA</b>	<b>30</b>
4.2.1. Introducción	30
4.2.2. Flujos de alta y baja prioridad	31
4.2.3. Degradación del flujo de alta prioridad	33
4.2.4. Movilidad usando modulación jerárquica	33
<b>4.3. MECANISMOS DE CORRECCIÓN DE ERRORES</b>	<b>36</b>
4.3.1. Introducción	36
4.3.2. Periodo de protección	37
4.3.3. Arquitectura	38
4.3.4. MPEG-2 Transport Stream	38
4.3.5. Application Layer FEC (AL-FEC)	39

4.3.6.	Movilidad usando AL-FEC	40
<b>5.</b>	<b>METODOLOGÍA</b>	<b>43</b>
5.1.	MEDIDAS DE CAMPO	43
5.2.	PRUEBAS DE LABORATORIO	45
5.3.	SIMULACIONES DINÁMICAS	46
5.3.1.	Introducción	46
5.3.2.	Descripción del simulador dinámico	47
5.3.3.	Modelo de movilidad	48
5.3.4.	Modelo de pérdidas de propagación	52
5.3.5.	Modelo de rendimiento	55
<b>6.</b>	<b>RESULTADOS Y DISCUSIONES</b>	<b>58</b>
6.1.	MEDIDAS DE CAMPO PARA EVALUAR LA COBERTURA ACTUAL Y LA GANANCIA POR DIVERSIDAD	58
6.2.	MEDIDAS DE CAMPO PARA EVALUAR LA INFLUENCIA DE LA SEPARACIÓN ENTRE ANTENAS	62
6.3.	APLICACIÓN DE AL-FEC A MEDIDAS DE CAMPO	65
6.4.	PRUEBAS DE LABORATORIO PARA EVALUAR EL COMPORTAMIENTO DE LA MODULACIÓN JERÁRQUICA	66
6.5.	VALIDACIÓN SIMULADOR DINÁMICO	69
6.5.1.	Validación del modelo de movilidad	69
6.5.2.	Calibración y validación del modelo de pérdidas de propagación a partir de medidas de campo	71
6.5.3.	Validación del modelo de rendimiento con medidas de laboratorio	72
6.5.4.	Validación del modelo de rendimiento con medidas de campo	73
6.6.	SIMULACIONES DINÁMICAS	74
<b>7.</b>	<b>CONCLUSIONES Y TRABAJO FUTURO</b>	<b>80</b>
<b>8.</b>	<b>BIBLIOGRAFÍA Y ABREVIATURAS</b>	<b>81</b>

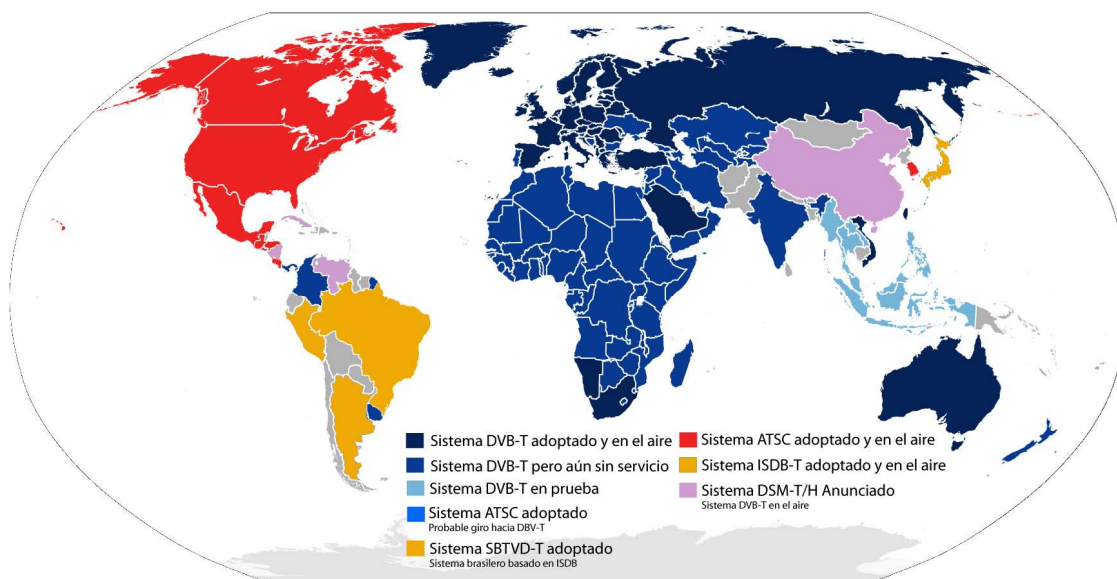
# 1. INTRODUCCIÓN

## 1.1. EL ESTÁNDAR DVB-T

La transición a la Televisión Digital Terrestre (TDT) en España se enmarca en el compromiso de la Unión Europea de finalizar las emisiones de televisión analógica terrestre y su sustitución progresiva por la televisión digital, tomando como referencia el año 2012 como fecha límite para completar dicha transición. Luxemburgo fue el primer país en completar el apagón analógico en el año 2006, y desde entonces, varios países en el mundo también han finalizado esta transición. En España, el municipio de Fonsagrada, en la provincia de Lugo, se convirtió el 5 de abril de 2008 en el primer municipio donde se realizó el apagón analógico. En mayo del 2009, la cobertura de la TDT en el territorio español era del 95%, con una penetración del 58,7% de todos los hogares. A lo largo de 2009, un tercio de la población dejará de recibir señal analógica y solo podrán ver la televisión a través de tecnología digital terrestre. En España está previsto el final del apagón analógico para abril de 2010, dos años antes de la fecha límite impuesta por la Comisión Europea [1].

El estándar europeo de TDT se conoce como DVB-T (*Digital Video Broadcasting - Terrestrial*) [2], siendo el estándar dominante a nivel mundial.

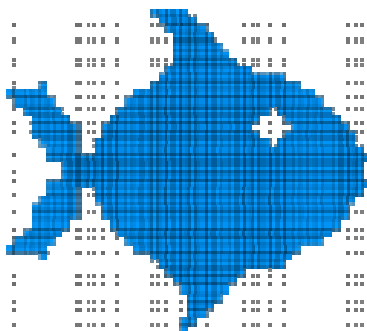
Además de en Europa, esta tecnología ha sido adoptada en Australia, África y algunos países de Sudamérica. Norteamérica ha adoptado la tecnología ATSC, Japón la ISDB-T, mientras que el resto de países aún no se han decidido por ninguna de ellas (**Figura 1.1**).



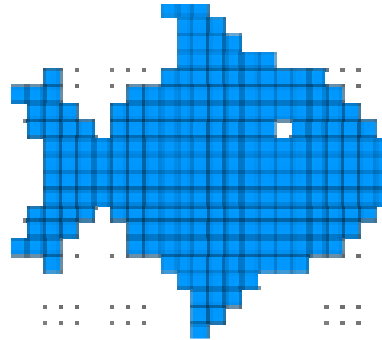
**Figura 1.1.** Penetración de las distintas tecnologías de TV digital en el mundo

## 1.2. TV DIGITAL VS TV ANALÓGICA

La calidad de la imagen y el sonido de la TDT se divide en dos categorías: SD (*Standard definition*) o televisión analógica transmitida en formato o calidad digital (576 líneas), y la HDTV (*High definition TV*) o televisión de alta definición, que en la actualidad alcanza resoluciones de 1280×720 y 1920×1080 píxeles. Además de aumentar la resolución (**Figura 1.2**), con la televisión digital de alta definición se pretendía modificar la relación de aspecto, pasando de 4:3 a un formato más alargado 16:9, y elevar también la frecuencia de cuadro al doble (25 imágenes por segundo).



HDTV, cuatro veces la resolución estándar.

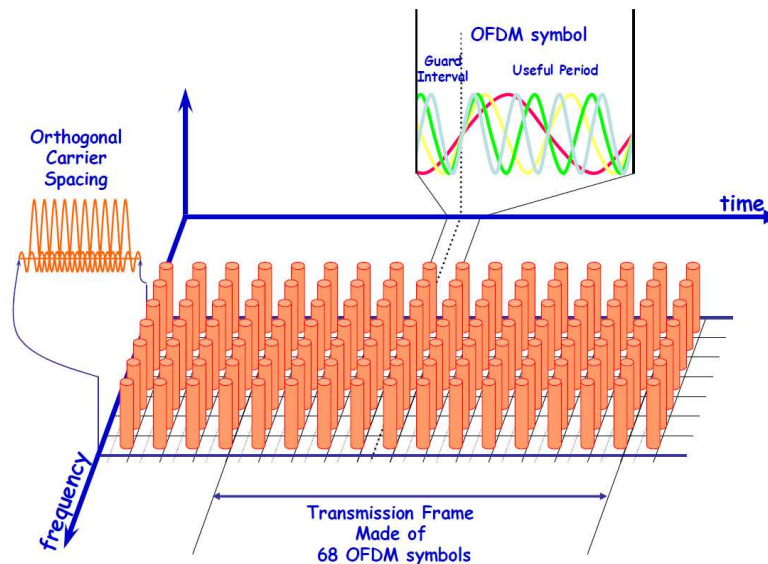


Resolución estándar.

**Figura 1.2.** Comparación entre SD y HDTV

La transmisión terrestre de televisión se ve afectada por dispersión de energía, zonas de sombra y reflexiones que provocan ecos de la señal. En transmisión analógica estos problemas se manifiestan como “nieve”, ruido en la imagen, colores deficientes y sonido de baja calidad. Por el contrario, en transmisión digital recibimos una imagen siempre íntegra; pero conforme el canal se va degradando, se llega a lo que se denomina “abismo digital”, es decir, la señal no llega con suficiente potencia y los decodificadores pierden totalmente la recepción. Una recepción óptima suele necesitar menor potencia de señal que una transmisión analógica de calidad normal.

El problema de los ecos se ha solventado en transmisión digital aplicando, en el caso de DVB-T, la modulación OFDM (*Orthogonal Frequency Division Multiplex*) (**Figura 1.3**) [3]. El flujo binario resultante de codificar la imagen, el sonido y los datos del programa se transmite mediante miles de portadoras de radiofrecuencia entre las que se reparte la energía de radiación. Las portadoras mantienen una ortogonalidad en el dominio de la frecuencia, situándose la energía de cada una de ellas en el cruce por cero de cualquier otra, facilitando la modulación. Para lograr esta ortogonalidad y evitar la interferencia entre símbolos, el espacio entre portadoras debe ser igual a la inversa del periodo de símbolo.



**Figura 1.3.** Esquema de transmisión de una modulación OFDM

Como se ha referido anteriormente, el flujo binario se reparte entre las distintas portadoras. Este proceso consiste en pasar el flujo binario serie ( $R$  bps) a paralelo, aplicando una FFT (*Fast Fourier Transform*) a cada una de las ramas, para posteriormente modularlas en diferentes portadoras ( $N$  portadoras), de manera que cada portadora transmitirá a una velocidad de  $R/N$  bps. Al reducir la tasa de transmisión, el periodo de bit aumentará y será superior a los retardos, evitando ecos y permitiendo reutilizar las mismas frecuencias en antenas vecinas, dando lugar a redes de frecuencia única (SFN).

Una Red de Frecuencia Única o *Single Frequency Network* (SFN) es una red en la que varios transmisores emiten la misma señal. Estos transmisores están sincronizados en tiempo y frecuencia (generalmente utilizando una señal GPS de referencia), con lo cual, el receptor recibirá la misma información desde caminos distintos. El principal motivo por el cual resulta interesante la implementación de redes que operan a una única frecuencia es conseguir una mayor eficiencia en la utilización de recursos radio, aprovechando mejor el espectro de frecuencias. Asimismo, en una red SFN se pueden colocar varios transmisores de menor potencia logrando una distribución más uniforme, evitando el sobredimensionamiento característico que tiene lugar cuando se emplea un único transmisor de alta potencia.

La transmisión de los datos en un sistema OFDM se produce durante lo que se llama tiempo útil seguido de un periodo de guarda (apartado 2.1.1). El periodo de guarda se introduce para evitar la interferencia entre símbolos producidos por los diferentes ecos de la señal. Durante este periodo de guarda, el receptor ignorará la señal. A lo largo del periodo útil, todos los transmisores están sincronizados y emiten en paralelo una parte de bits del flujo binario. Así, en entornos urbanos, las interferencias hacen que las señales se superpongan siempre y cuando el retardo entre el eco y la señal

principal sea menor que el intervalo de guarda, de forma que no degradan sino que mejoran la potencia y la relación señal a ruido (CNR) recibida:



**Figura 1.4.** Ecos en una red SFN

Además de esto, la codificación dispone de mecanismos para la detección y corrección de errores que mejoran la tasa de error en las señales recibidas en entornos especialmente desfavorables.

La imagen, sonido y datos asociados a una emisión de televisión se codifican digitalmente en formato *MPEG-2*. La calidad de imagen y sonido transmitidos es proporcional al caudal de datos asignado dentro del flujo final transmitido por cada múltiplex, que es un bloque de canales que se transmiten en la misma frecuencia. La compresión *MPEG-2* utilizada es una compresión con pérdidas. Esto significa que, antes de la emisión, la calidad del audio y el vídeo en televisión digital puede ser inferior que en televisión analógica, debido a las anomalías (*artifacts*) provocadas por la compresión. En cambio, la calidad relativa a la relación señal/ruido aumenta como ocurre entre un disco compacto y una cinta o casete. Por consiguiente, lo que nos garantiza la televisión digital terrestre es una correcta recepción de la señal recibida, libre de perturbaciones provocadas por la transmisión. El efecto de una gran pérdida en la compresión por un ancho de banda escaso para la escena se puede comprobar en imágenes con gran cantidad de cambios de un fotograma al siguiente, como es el caso imágenes con lluvia o aspersores, polvo y tierra, pruebas deportivas o multitudes en movimiento, como los encierros de San Fermín. En estas situaciones se pueden observar los bordes de los cuadrados en los que se divide la imagen para codificarla. Este problema es subsanable con el ancho de banda dinámico en el *multiplexador (MUX)*, que explicaremos a continuación.

La tecnología de televisión analógica permite la transmisión de un único programa de televisión por cada canal UHF (6, 7 u 8 MHz). Por su parte, la codificación digital permite la transmisión de varios



programas dentro de un mismo canal UHF (unos 20 Mbps en la actual configuración en España), con una calidad similar a la de un DVD. El número de programas dependerá de la calidad de imagen y sonido deseada, siendo 4 ó 5 lo habitual. Sin embargo, la gran flexibilidad de la codificación MPEG-2 permite cambiar estos parámetros en cualquier momento de manera transparente para el usuario. El flujo binario del MUX es la multiplexación de los canales que lo componen, el cual puede contener un número arbitrario de flujos de video, audio y datos. Por ejemplo, se puede emitir un flujo de vídeo, dos de audio (dos idiomas) y varios de datos (subtítulos, estadísticas de jugadores en un partido...)

Otra de las ventajas de la televisión digital es la interactividad de los usuarios. Algunos países, como Finlandia, usan una plataforma doméstica DVB-MHP para el teletexto digital. Se supone que el teletexto digital ofrece servicios interactivos, pero para esto se necesita un canal de retorno a través de, por ejemplo, una conexión a Internet. La interactividad otorga la capacidad al usuario de elegir los programas o servicios que recibe en su receptor, teniendo la posibilidad de acceder a un amplio conjunto de servicios. Es una herramienta que, sin duda, revolucionará la forma en que la mayor parte de la población recibe contenidos audiovisuales.

### 1.3. MOTIVACIÓN

El estándar DVB-T está definido para recepción fija, no contemplando la posibilidad de redes en las que el receptor esté en movimiento. La recepción móvil provoca un desplazamiento en las portadoras de radiofrecuencia, denominado Doppler, que es directamente proporcional a la velocidad del terminal. Al recibir varios ecos con distintos Doppler, se produce una dispersión frecuencial que implica un aumento en el nivel de CNR mínima necesaria para poder demodular la señal correctamente.

Por otro lado, la red DVB-T desplegada en nuestro país está dimensionada para recepción con antenas directiva en tejados de edificios, existiendo visión directa entre transmisor y receptor. Debido a ello, es posible la utilización de un modo de transmisión no muy robusto que es capaz de transmitir una alta tasa de información. Actualmente, la modulación utilizada en España es 64-QAM. Sin embargo, en una red móvil, los receptores se encuentran a nivel de suelo sin visión directa con el transmisor. En este caso, el valor de las pérdidas en el enlace son mucho mayores, y la señal llega con menos nivel de potencia al receptor. Esto provoca que el área de cobertura se vea reducida con respecto al caso de una red DVB-T fija.

Existen otros estándares como DVB-H/SH [4]/[5] pensados para recepción móvil. El estándar DVB-H utiliza la capa física definida por DVB-T e introduce básicamente dos nuevos conceptos: *time slicing* y MPE-FEC (*Multiprotocol Encapsulation – Forward Error Correction*). El *time slicing* consiste

en una transmisión discontinua de la información a modo de ráfagas y está pensado para un ahorro de potencia en los terminales celulares. El MPE-FEC es un mecanismo de corrección de errores en la capa de enlace, que es capaz de recuperar errores de la capa física. Con MPE-FEC se logra resolver el problema del Doppler asociado a la movilidad de los receptores. A pesar de todas estas ventajas, DVB-H requiere del despliegue de una nueva infraestructura y el gasto que ello supone. En este sentido, se plantea reutilizar la red DVB-T existente para brindar servicios en movilidad.

El primer país en transmitir un canal DVB-T móvil fue Singapur. Uno de los canales que ofrece, *TVMobile*, representa el primer canal digital en el mundo pensado para dar servicio en movilidad. Transmitido a 89.3 MHz, *TVMobile* proporciona información de entretenimiento y anuncios publicitarios a ferrys, a taxis y a cerca de unos 1500 autobuses urbanos, manteniendo a los viajeros informados mientras se trasladan. El estándar utilizado para la transmisión es DVB-T, siendo posible la recepción con dispositivos que implementen dicho estándar. La red actual que trabaja en Singapur con este canal es SFN, con un total de un transmisor y 9 repetidores. El modo de transmisión utilizado es el más robusto que permite el estándar, QPSK, FFT 2K, CR 1/2, GI 1/4. Con este modo se consigue una tasa de transmisión de tan solo 4.98 Mbps. Esta red, aunque robusta, utiliza mucha infraestructura de despliegue.

Para poder reutilizar la red DVB-T actualmente desplegada en nuestro país, se proponen tres soluciones técnicas para poder proveer servicios móviles: diversidad de antenas, modulación jerárquica, y AL-FEC (*Application Layer - Forward Error Correction*).

La diversidad de antenas consiste en recibir diferentes señales con la misma información, pero que han sido sometidos a caminos independientes. Estas señales se combinan para recuperar una única señal menos afectada por los desvanecimientos del canal radio. Con esta técnica, se logra resolver el problema del Doppler debido a la movilidad.

En segundo lugar, la modulación jerárquica es un modo de transmisión en el que el flujo de datos se separa en dos flujos, uno de alta prioridad (HP) y otro de baja prioridad (LP). En cada símbolo, los dos primeros bits se utilizan para el flujo de alta prioridad como una modulación QPSK. La modulación QPSK es más robusta que la modulación original 64-QAM, y se necesita menos nivel de CNR para detectar la señal. Este flujo HP se puede utilizar para enviar información a receptores móviles, utilizando el flujo LP, menos robusto, para enviar información a los receptores fijos.

La última solución que se propone es una nueva técnica conocida como AL-FEC (*Application Layer - Forward Error Correction*) [6]. Los mecanismos FEC se basan en la transmisión de información adicional redundante para recuperar en recepción las posibles pérdidas de datos producidas durante la transmisión. El estándar DVB-T implementa un mecanismo FEC en la capa física que corrige errores dentro de los paquetes MPEG-2 *Transport Stream* (MPEG-2 TS). La pérdida de paquetes MPEG-2 en la capa física puede ser recuperada en capas superiores (capa de enlace o capa de aplicación). Como se ha mencionado, el estándar DVB-H implementa un mecanismo de correcciones en la capa de enlace (MPE-FEC), y encapsula los datos en paquetes IP. El problema es que los receptores convencionales DVB-T no

son capaces de leer paquetes IP. Para poder ser compatible con el estándar DVB-T, se puede implementar un mecanismo de corrección de errores en la capa de aplicación (AL-FEC), que sea capaz de recuperar paquetes MPEG-2 TS erróneos o perdidos. AL-FEC puede implementarse en software, haciéndolo así compatible con terminales y redes actuales.

## 1.4. OBJETIVOS DEL PROYECTO

El objetivo principal de este proyecto es el estudio sobre la **viabilidad de proveer servicios de DVB-T móvil al transporte urbano de la ciudad de Valencia**. Para ello se plantea la **reutilización de la infraestructura** existente mediante la aplicación de tres **técnicas compatibles** con la actual red: diversidad de antenas, modulación jerárquica y AL-FEC. Este estudio tiene como objetivo la realización de las siguientes tareas:

- Medidas de campo para obtener el nivel de cobertura con el modo de transmisión actual.
- Medidas de campo para determinar la mejora por diversidad de antenas, así como un estudio sobre la distancia entre las antenas que maximiza esta ganancia.
- Modelado del rendimiento de la modulación jerárquica mediante pruebas de laboratorio.
- Desarrollo de un simulador dinámico basado en la actual herramienta de planificación del Grupo de Comunicaciones Móviles del iTEAM.
- Obtener resultados a partir de simulaciones dinámicas sobre los niveles de cobertura que se obtienen mediante el uso de las diferentes técnicas.

El presente estudio forma parte del proyecto “*AV-MOV, Contenidos multimedia para el transporte multimodal*”, desarrollado por 27 empresas y universidades españolas, cuyo objetivo implica el desarrollo de una plataforma automática inteligente para la gestión, recomendación y publicación de contenidos multimedia en tiempo real en sistemas multimodales de transporte. El proyecto *AV-MOV* cuenta con algunas empresas como Abertis, Activa Multimedia, VICOMTech y el coordinador Dominion entre otras. La duración del proyecto son dos años y medio (2009-2011) con un presupuesto de 8.926.174 € para la primera mitad del mismo. Dentro de este proyecto, el iTEAM realizará un estudio sobre la provisión de servicios de DVB-T móvil al transporte urbano de Valencia.

## 1.5. ARTÍCULOS

Jaime López, David Gómez-Barquero, Carlos García, Narcís Cardona, “DESECO-M, Planning a Mobile DVB-T Network for Colombia”, IEEE Latin-American Conference on Communications, Medellín (Colombia), Septiembre, 2009

Carlos García, Jaime López, David Gómez-Barquero, Narcís Cardona, “Provisión de servicios de TDT móvil a autobuses urbanos de Valencia”, aprobado para las 19ª Jornadas Telecom I+D, Noviembre, 2009

A. Salieta, D. Gómez-Barquero, G. Roig, J. López, A. Fernández, C. García y N. Cardona, "Digital TV Network Planning", revista Waves iTEAM pp 41-48

## 2. PARÁMETROS DE PLANIFICACIÓN DE UNA RED DVB-T

### 2.1. PARÁMETROS DE TRANSMISIÓN

Las especificaciones de DVB-T para televisión digital terrestre ofrecen un amplio rango de aplicaciones: transmisión con un solo transmisor o red SFN, recepción móvil, transmisión jerárquica, etc. El operador de la red está en disposición de seleccionar parámetros de transmisión tales como el número de portadoras OFDM, la longitud del intervalo de guarda, el grado de protección o el esquema de modulación. En particular, los últimos dos parámetros permiten al operador adoptar un compromiso entre el número de programas que transmite y la robustez de los mismos. Esta decisión se deberá tomar en función de la cobertura que se requiera en cada caso.

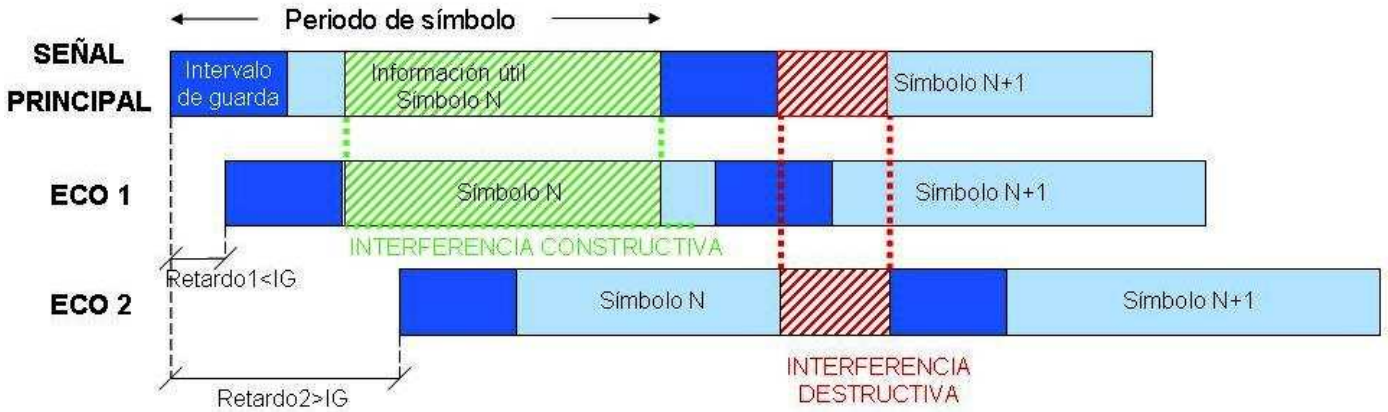
La flexibilidad de DVB-T permite configurar estos parámetros dependiendo de las necesidades del operador: longitud del intervalo de guarda GI (1/4, 1/8, 1/16, 1/32), tamaño de la FFT (2K o 8K), relación de codificación para protección interna de errores CR (1/2, 2/3, 3/4, 5/6, 7/8), y esquema de modulación (QPSK, 16QAM, 64QAM) jerárquica o no jerárquica con diferente relación de separación entre puntos de la constelación ( $\alpha$ ). El modo de transmisión de la red DVB-T elegido por España es 64-QAM, FFT 8K, CR 2/3, GI 1/4 y modulación no jerárquica. El ancho de banda de cada canal es, al igual que en TV analógica, de 8 MHz, con una capacidad de transmisión de 19.91 Mbps por canal.

#### 2.1.1. Intervalo de guarda

El intervalo de guarda es un periodo de tiempo sin información útil que es insertado después de cada símbolo OFDM para reducir el efecto de la interferencia entre símbolos que se produce debido a los ecos propios de una red SFN. Mientras el retardo de las señales de eco sea menor que el intervalo de guarda, existirá un beneficio constructivo en la recepción (**Figura 2.1**). La desventaja de la introducción del intervalo de guarda estriba en una reducción de la eficiencia espectral, ya que hay que transmitir muestras que no aportan información útil.

La duración de este intervalo dependerá del tipo de escenario en que estemos trabajando. Así, un intervalo de guarda muy largo será capaz de contrarrestar en mayor medida el efecto negativo producido por los ecos. Como contrapartida, estaremos reduciendo la tasa de transmisión de información útil y, por lo tanto, las prestaciones de la red. Este hecho se podría remediar aumentando en la misma medida el periodo de símbolo, pero entonces, el procesado de la señal se complicaría al aumentar el número de portadoras. Es, por tanto, necesario un ajuste de este intervalo de tiempo dependiendo del entorno y del tipo de escenario en el que trabajemos. El estándar contempla 4 posibles longitudes para este periodo de guarda, definido como una fracción del periodo total de símbolo: 1/4, 1/8, 1/16 y 1/32. Un parámetro de decisión para

elegir correctamente una de estas opciones es la distancia entre dos transmisores adyacentes, escogiendo un intervalo de guarda de larga duración para el caso de una red con transmisores situados a gran distancia, como por ejemplo en una red SFN nacional, e intervalos de guarda cortos en redes de ámbito local o regional.



**Figura 2.1.** Interferencia constructiva y destructiva por la inserción del intervalo de guarda

La duración de este intervalo dependerá del tipo de escenario en que estemos trabajando. Así, un intervalo de guarda muy largo será capaz de contrarrestar en mayor medida el efecto negativo producido por los ecos. Como contrapartida, estaremos reduciendo la tasa de transmisión de información útil y, por lo tanto, las prestaciones de la red. Este hecho se podría remediar aumentando en la misma medida el período de símbolo, pero entonces, el procesado de la señal se complicaría al aumentar el número de portadoras. Es, por tanto, necesario un ajuste de este intervalo de tiempo dependiendo del entorno y del tipo de escenario en el que trabajemos. El estándar contempla 4 posibles longitudes para este período de guarda, definido como una fracción del período total de símbolo: 1/4, 1/8, 1/16 y 1/32. Un parámetro de decisión para elegir correctamente una de estas opciones es la distancia entre dos transmisores adyacentes, escogiendo un intervalo de guarda de larga duración para el caso de una red con transmisores situados a gran distancia, como por ejemplo en una red SFN nacional, e intervalos de guarda cortos en redes de ámbito local o regional.

En la **Tabla 2.1** se refleja la duración total de los intervalos de guarda en función del tamaño de la FFT. Simulaciones realizadas han demostrado que este período debe ser de al menos 200  $\mu$ s para una red SFN de tamaño considerable.

Intervalo de guarda	Longitud FFT	
	8K	2K
1/4	224 $\mu$ s	56 $\mu$ s
1/8	112 $\mu$ s	28 $\mu$ s
1/16	56 $\mu$ s	14 $\mu$ s
1/32	28 $\mu$ s	7 $\mu$ s

**Tabla 2.1.** Duración del intervalo de guarda [7]

### 2.1.2. Tamaño de la FFT

El estándar contempla dos modos a la hora de realizar la FFT (*Fast Fourier Transform*) de la señal: 2K y 8K. Tomando canales de 8 MHz, el número de portadoras en el sistema para el caso de 8K será de 6817 (6048 útiles, el resto para señalización y sincronización) y en el caso de 2K serán 1705 (1512 útiles). Dependiendo de estos dos modos, el periodo de símbolo tomará distintos valores y, de igual modo, el intervalo de guarda se verá afectado.

La elección del número de portadoras va a depender en primer lugar de la densidad de transmisores de la red SFN. Se contemplan 4 tipos de red SFN:

- Red SFN de área extensa, con transmisores de gran potencia y muy alejados entre sí.
- Red SFN regional, con pocos transmisores y muy alejados entre sí.
- Red multifrecuencia MFN, con una red SFN densa alrededor de cada transmisor MFN de potencia y separación media.
- SFN *gap-fillers*, repetidores de baja potencia.

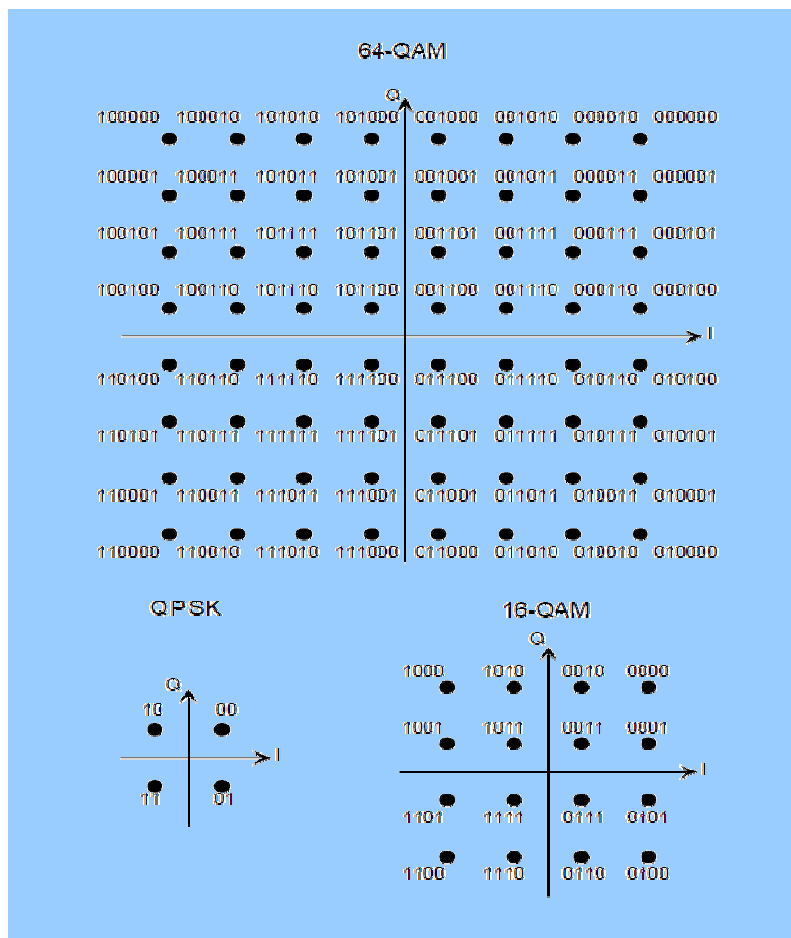
El intervalo de guarda máximo para el modo 8K es de 224  $\mu$ s, con el que podremos hacer frente a cualquier configuración. El modo 2K podrá utilizarse en el caso de *gap-fillers* de poca potencia, y en una red MFN/SFN sólo en el caso de que la separación entre transmisores sea lo suficientemente pequeña.

Además de la distancia máxima entre transmisores, la velocidad máxima a la que puede desplazarse un receptor móvil también se ve afectada por el tamaño de la FFT. En concreto, un tamaño de FFT mayor provoca que la densidad de portadoras sea mayor y, por tanto, disminuya la separación entre las mismas. A su vez, el efecto asociado a la movilidad del receptor es la aparición de un desplazamiento en frecuencia (Doppler) de cada una de las portadoras, que depende directamente de la velocidad del terminal. Este desplazamiento Doppler provoca la pérdida de ortogonalidad entre portadoras y, por

consiguiente, una degradación de la señal. Esta pérdida de ortogonalidad será más acusada en el modo 8K.

### 2.1.3. Esquema de modulación

Los tipos de modulación posibles en el estándar DVB-T son tres: QPSK, 16-QAM y 64-QAM, con 2, 4 y 6 bits por símbolo respectivamente. Los símbolos son repartidos en la constelación de la modulación siguiendo una codificación *Gray*, de modo que dos símbolos adyacentes se diferencian solo en un bit (**Figura 2.2**).

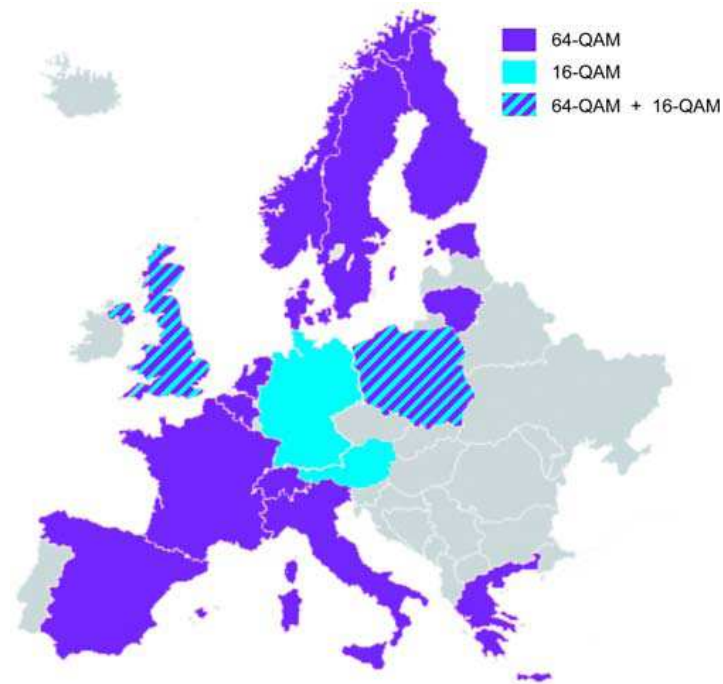


**Figura 2.2.** Constelaciones de los distintos esquemas de modulación.

La elección de un tipo de modulación u otra vendrá determinada por la tasa de transmisión requerida y por las condiciones del canal. Se utilizará una modulación QPSK cuando no se requiera una tasa de transmisión muy elevada. Es la configuración más robusta, ya que los símbolos están alejados en la constelación y cada símbolo recibido puede ser detectado correctamente. Si necesitamos aumentar esta tasa, tendremos que considerar modulaciones de mayor densidad como 16-QAM y 64-QAM, que son menos robustas y, por tanto, más propensas a errores en la recepción.



En la siguiente figura podemos ver el esquema de modulación que utilizan algunos países europeos que han acogido el estándar DVB-T:



**Figura 2.3.** Penetración de los distintos esquemas de modulación en Europa [8]

La modulación 64-QAM permite una tasa de transmisión, por cada múltiplex, de aproximadamente 20 Mbps, lo que equivale a unos 4 canales de televisión con calidad similar a un DVD. Esta velocidad de transmisión es sensiblemente mejor que la que se obtendría con 16-QAM que, con unos 10 Mbps, aceptaría un máximo de 2 canales por múltiplex.

#### **2.1.4. Tasa de codificación**

Para asegurar una transmisión robusta de la señal OFDM se aplica una tasa de codificación o *code rate* con una información redundante con el fin de que el receptor sea capaz de detectar y corregir el máximo número de errores que se han producido en el canal como consecuencia de la transmisión. Las posibles tasas que refleja el estándar son: 1/2, 2/3, 3/4, 5/6, 7/8.

El código 1/2 es el más redundante, donde por cada bit de información real hay otro con información para la corrección de errores. Es, por tanto, la configuración más robusta y que asegura una mayor seguridad en la transmisión. Se aplicará en el caso de canales muy dispersivos. El inconveniente de este tipo de codificación es que la tasa de transmisión de información real se verá reducida a la mitad. Por el contrario, el código 7/8 añadirá un bit de redundancia por cada 7 bits de información real. Así, con este

modo habrá una menor redundancia a costa de una protección más débil, y será aplicable en el caso de canales muy fiables y con pocos errores.

## 2.2. PARÁMETROS DE CALIDAD

### 2.2.1. Relación señal a ruido mínima

La relación señal/ruido (CNR) se define como el margen que hay entre la potencia de la señal útil y la potencia del ruido que la corrompe. Todo receptor necesita una CNR mínima para poder decodificar correctamente la señal recibida. Estos son los valores de CNR mínima en función del tipo de modulación y la tasa de codificación, tanto para un canal Rayleigh como para un canal TU6 (*Typical urban*):

Tipo de modulación	Code Rate	CNR mínima (dB)	
		Canal Rayleigh	Canal TU6
QPSK	1/2	5,4	13,5
	2/3	8,4	18,0
	3/4	10,7	21,0
	5/6	13,1	24,5
	7/8	16,3	29,8
16-QAM	1/2	11,2	19,0
	2/3	14,2	23,4
	3/4	16,7	27,7
	5/6	19,3	33,4
	7/8	22,8	42,2
64-QAM	1/2	16,0	21,3
	2/3	19,3	26,4
	3/4	21,7	31,7
	5/6	25,3	40,7
	7/8	27,9	51,9

Tabla 2.2. Relación de señal-ruido mínima para canales Rayleigh y Typical Urban [2]

### 2.2.2. Capacidad

El término capacidad hace referencia al número de bits que se transmiten por unidad de tiempo a través de un sistema de transmisión digital. Así pues, es la velocidad de transferencia de datos.

La capacidad de transmisión o *bit rate*, al igual que la CNR mínima, estará en función del tipo de modulación y de la tasa de codificación de errores, así como del tamaño del intervalo de guarda. En

general, siempre habrá que alcanzar un compromiso entre la robustez y la capacidad del sistema. La capacidad se puede calcular usando la siguiente fórmula:

$$R_U = R_S \times b \times CR_I \times CR_{RS} \times (T_U / T_S) \quad (2.1)$$

, dónde:

$R_U$ : Tasa de transmisión útil (Mbit/s)

$R_S$ : Tasa de transmisión de símbolo (6,75 Msymbols/s)

$b$ : bits por portadora (2, 4 o 6);

$CR_I$ : Tasa de corrección de errores (1/2, 2/3, 3/4, 5/6 o 7/8)

$CR_{RS}$ : Tasa del código Reed Solomon (188/204)

$T_U$ : Periodo de información útil

$T_S$ : Periodo de símbolo incluyendo el intervalo de guarda

$T_U/T_S$ : 4/5, 8/9, 16/17 o 32/33 dependiendo del intervalo de guarda

En la siguiente tabla podemos ver el *bit rate* para las distintas configuraciones de transmisión y un canal de 8 MHz:

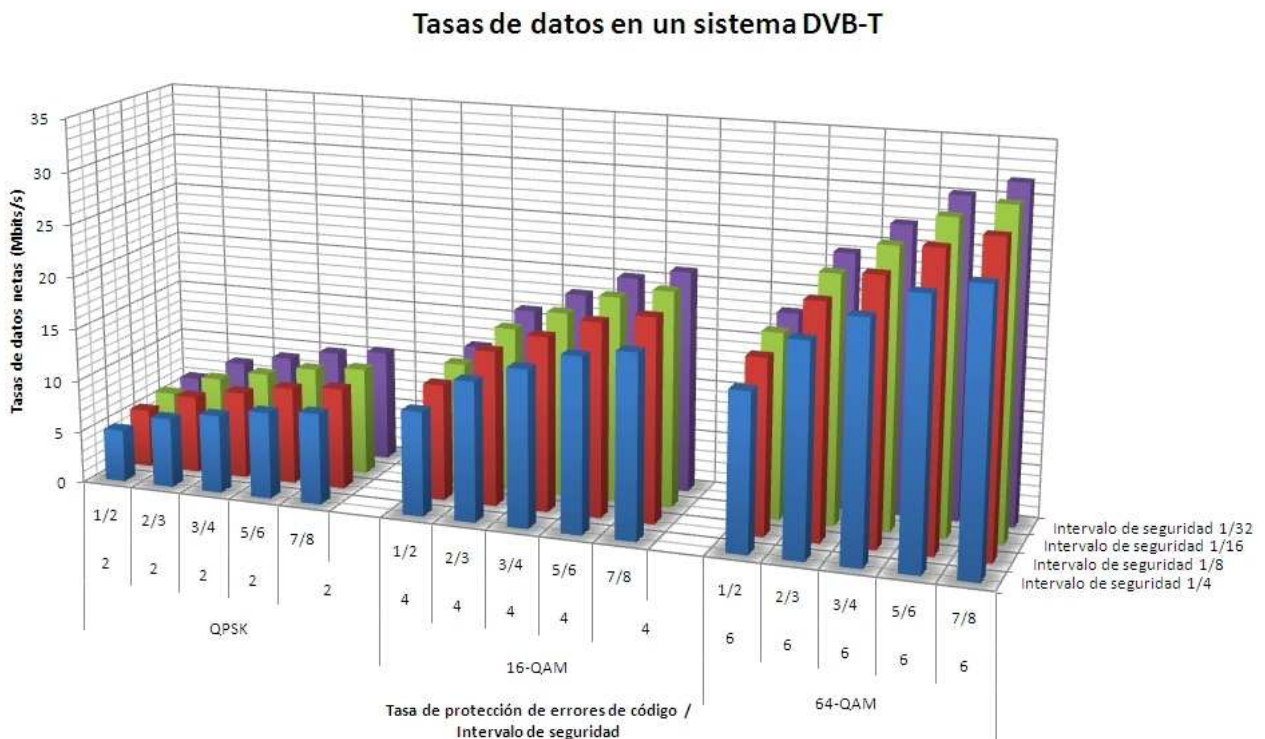


Figura 2.4. Capacidad de los distintos modos de transmisión

Una película podría digitalizarse con una tasa de 3 Mbit/s, si bien en el caso del vídeo en tiempo real se requerirían 4-5 Mbit/s. Esta diferencia viene determinada por dos razones. En primer lugar las películas presentan una tasa de 24 tramas por segundo, mientras que en el caso del vídeo es de 30 tramas por segundo. Luego la reproducción del movimiento en vídeo es mejor que para las películas, aunque a costa de un incremento del 25% en los datos. En segundo lugar, las películas no tienen necesidad de procesarse en tiempo real, por lo que pueden ajustarse los parámetros del compresor de forma iterativa.

Con el modo de transmisión establecido en nuestro país (64-QAM CR 2/3 IG 1/4) tendríamos una capacidad de 19.91 Mbps, pudiendo transmitir aproximadamente 4 canales por múltiplex.

### 2.2.3. Distancia entre transmisores

Uno de los mayores problemas a los que se enfrenta cualquier red de telecomunicaciones está relacionado con los ecos de la señal y con las interferencias que producen en el receptor a la hora de decodificar la señal correctamente. Para reducir este efecto, el estándar DVB-T introduce antes de cada símbolo un periodo de guarda sin información útil, de modo que cualquier contribución cuyo retardo con la señal principal tenga un retardo relativo menor que dicho intervalo de guarda será tomado como contribución útil, y sumará en potencia a la señal principal. Si, por el contrario, el retardo relativo es mayor que el intervalo de guarda estará provocando interferencias en el siguiente símbolo. Es, por tanto, la duración absoluta de este intervalo de guarda, lo que condiciona la distancia máxima entre transmisores (Figura 2.5).

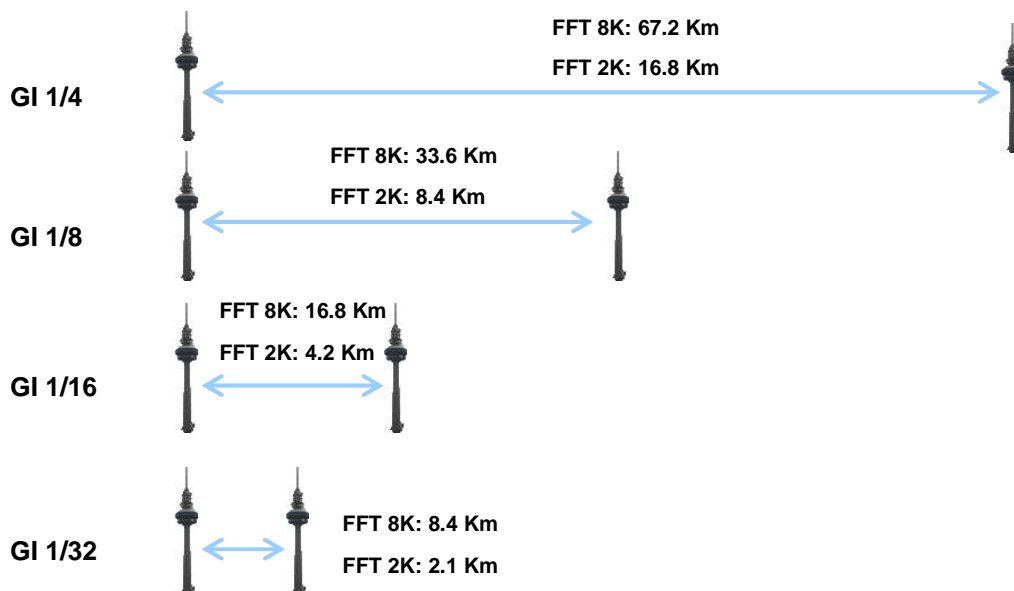


Figura 2.5. Distancia máxima entre transmisores para los distintos modos [2]

## 2.2.4. Velocidad máxima del receptor

El estándar DVB-T estaba pensado en un principio para dar servicio de televisión digital con antenas receptoras fijas en terrazas de edificios. Con la proliferación de la telefonía móvil y la oferta de nuevos servicios, la posibilidad de proporcionar televisión en los terminales móviles ya es factible. Pero entonces, el problema que surge está en que la red existente no estaba planificada para soportar la movilidad del receptor. La movilidad provoca un desplazamiento en frecuencia de las portadoras del sistema, perdiéndose la ortogonalidad. Esto provoca un aumento de la CNIR mínima necesaria para decodificar la señal correctamente. Cada modo de transmisión se puede planificar con un Doppler máximo y, por tanto, una velocidad máxima del receptor. En la siguiente tabla podemos apreciar la velocidad máxima que admite un receptor de TeamCast para un canal TU6:

		VELOCIDAD MÁXIMA DEL RECEPTOR (Km/h)							
		2K				8K			
Tipo de modulación	Code Rate	GI=1/4	GI=1/8	GI=1/16	GI=1/32	GI=1/4	GI=1/8	GI=1/16	GI=1/32
QPSK	1/2	313,25	348,05	368,52	379,69	81,44	90,49	95,82	98,72
	2/3	289,15	321,28	340,18	350,48	75,18	83,53	88,45	91,13
	3/4	266,91	296,56	314,01	323,52	69,40	77,11	81,64	84,12
	5/6	246,38	273,75	289,85	298,64	64,06	71,18	75,36	77,65
	7/8	227,42	252,69	267,56	275,67	59,13	65,70	69,56	71,67
16-QAM	1/2	272,91	303,23	321,07	330,80	75,18	83,53	88,45	91,13
	2/3	238,79	265,33	280,94	289,45	65,78	73,09	77,39	79,74
	3/4	208,95	232,16	245,82	253,27	57,56	63,95	67,72	69,77
	5/6	182,83	203,14	215,09	221,61	50,36	55,96	59,25	61,05
	7/8	159,97	177,75	188,20	193,91	44,07	48,96	51,85	53,42
64-QAM	1/2	191,97	213,30	225,85	232,69	69,40	77,11	81,64	84,12
	2/3	158,54	176,15	186,52	192,17	57,56	63,95	67,72	69,77
	3/4	124,11	137,90	146,01	150,44	47,74	53,05	56,17	57,87
	5/6	92,10	102,33	108,35	111,63	39,60	44,00	46,59	48,00
	7/8	64,78	71,98	76,22	78,53	32,84	36,49	38,64	39,81

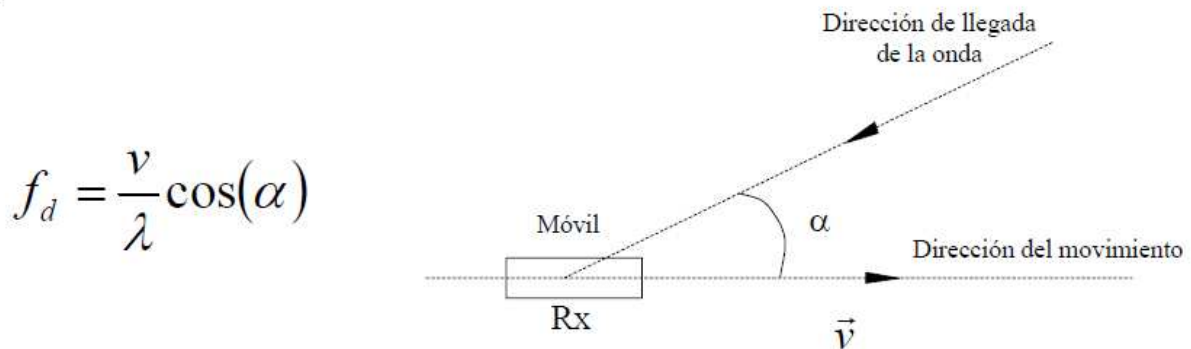
Tabla 2.3. Velocidad máxima del receptor para las distintas configuraciones [9]

### 3. DVB-T MÓVIL

#### 3.1. PROBLEMAS MOVILIDAD

La red TDT actualmente desplegada en España ha sido diseñada para recepción fija con antenas directivas en tejados de edificios, ofreciendo muy poca cobertura y baja velocidad máxima de desplazamiento del terminal en escenarios móviles.

La principal característica de un escenario móvil es la variabilidad temporal que sufre el canal. Cada uno de los ecos recibidos debidos al efecto multicamino, tendrá un retardo asociado a la distancia recorrida y un desplazamiento Doppler asociado al ángulo de llegada y la velocidad del receptor (**Figura 3.1**).

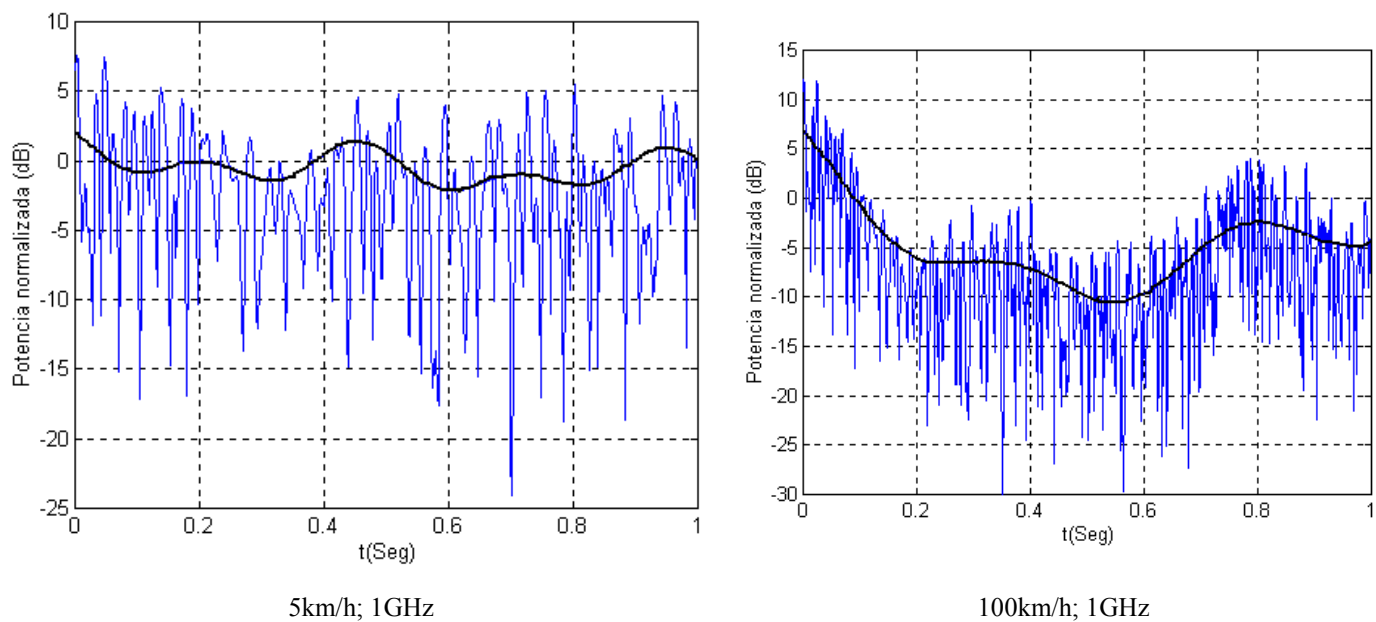


**Figura 3.1.** Desplazamiento Doppler en un vehículo en movimiento.

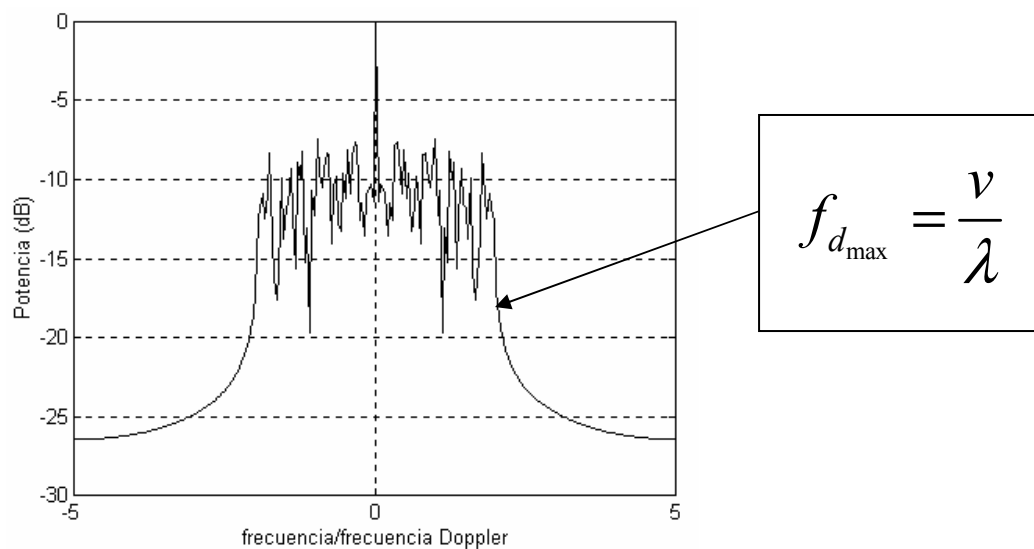
Esta variabilidad del canal provoca desde el punto de vista temporal unos desvanecimientos de la envolvente de la señal recibida (*fading*), y desde el punto de vista frecuencial una dispersión asociada al efecto Doppler.

Los desvanecimientos de envolvente se deben a que en unos puntos las contribuciones están en fase y en otros en contrafase, provocando variaciones en la potencia recibida (**Figura 3.2**).

Por su parte, la dispersión frecuencial está provocada por el desplazamiento Doppler que sufre cada una de las señales que llegan al receptor por el efecto multicamino (**Figura 3.3**).

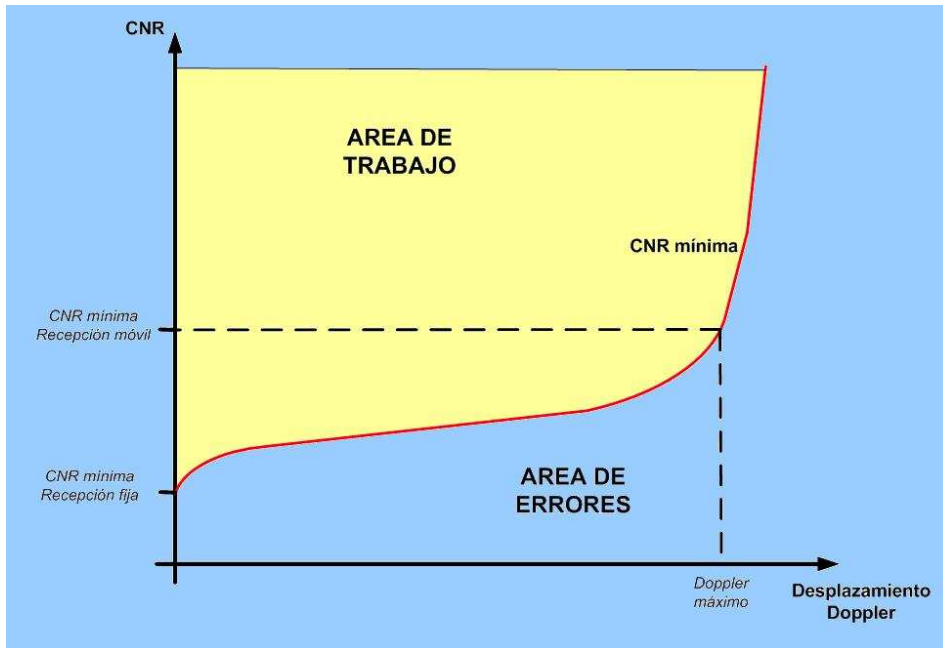


**Figura 3.2.** Desvanecimientos en la envolvente de la señal [10]



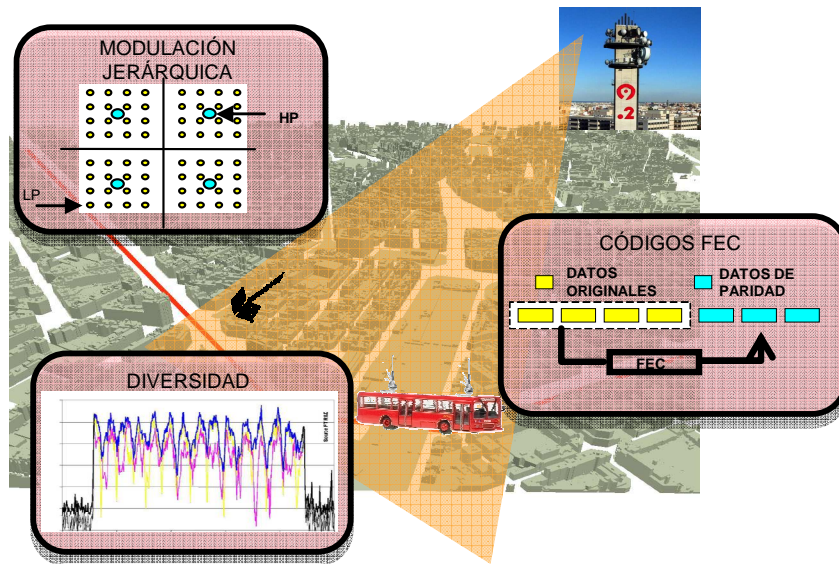
**Figura 3.3.** Dispersión frecuencial [10]

Por tanto, los principales problemas que presenta DVB-T móvil son, por un lado los desvanecimientos de la señal y por otro, la poca cobertura que ofrece. El primero de ellos provoca un aumento en la CNR mínima necesaria para poder decodificar correctamente la señal conforme aumenta la velocidad del receptor (**Figura 3.4**). Por su parte, la poca cobertura que ofrece a nivel de suelo es debido a que la red está diseñada para antenas en tejados, provocando una pérdida en el balance de potencias.



**Figura 3.4.** CNR mínima en función del desplazamiento Doppler.

Diversas soluciones técnicas permiten adaptar la red actual de TDT para dar servicios en movilidad, evitando así el coste de despliegue de nuevas redes especialmente dedicadas a servicios móviles como DVB-H (**Figura 3.5**).



**Figura 3.5.** Soluciones escenario DVB-T móvil en transporte urbano de Valencia.

El problema del Doppler se puede compensar introduciendo diversidad de antenas. Esto sólo sería viable en vehículos pero no en teléfonos móviles, ya que la separación entre antenas deber ser de varios centímetros. Por su parte, el pobre nivel de cobertura se puede compensar usando modulación jerárquica,



que incrementa la robustez de los servicios ofrecidos al trabajar con un flujo equivalente a una modulación QPSK, más robusta que 64-QAM. Por último, el mecanismo de corrección de errores AL-FEC se podría utilizar para proporcionar servicios en áreas con cobertura parcial utilizando periodos de protección largos, recuperando los paquetes perdidos al moverse el usuario en zonas de mala cobertura.

### 3.2. LINK BUDGET

El *link budget* o balance de potencias es la contabilidad de las ganancias y pérdidas entre el transmisor y el receptor en un sistema de telecomunicaciones. Este balance se puede resumir en la siguiente ecuación:

$$P_{rx} = P_{tx} + G_{tx} - L_{tx} - L_{fs} - L_o + G_{rx} - L_{rx} \quad (3.1)$$

, dónde:

$P_{rx}$  = Potencia recibida

$P_{tx}$  = Potencia transmitida

$G_{tx}$  = Ganancia del transmisor

$L_{tx}$  = Pérdidas en el transmisor

$L_{fs}$  = Pérdidas en espacio libre

$L_o$  = Otras pérdidas

$G_{rx}$  = Ganancia del receptor

$L_{rx}$  = Pérdidas en el receptor

En este apartado se van a analizar las principales diferencias de *link budget* entre recepción fija y recepción móvil DVB-T, cuantificando las pérdidas sufridas por la movilidad del terminal así como las ganancias que aportan las tres técnicas comentadas en el apartado anterior (**Tabla 3.1**).

Las antenas utilizadas para recepción fija son **directivas**, con unas ganancias entre 10-12 dB para frecuencias UHF. Por su parte, para la planificación de redes de TDT móvil, se asumen antenas **omnidireccionales** de 0 dB de ganancia. Esto supone unas pérdidas en el *link budget* de unos 10-12 dB en recepción móvil.

En cuanto a la diferencia entre la situación de las antenas receptoras, en DVB-T fija las antenas están colocadas en lo alto de los edificios, con una visión directa del transmisor. Los terminales móviles, por el contrario, se sitúan a nivel de suelo, lo que supone unas pérdidas de entre 12-24 dB en recepción móvil dependiendo del tipo de escenario. La única mejora con respecto a recepción fija es de 3-5 dB en

las pérdidas de alimentación, debido a la longitud de los cables que unen una antena fija con el demodulador.

	DVB-T fijo	DVB-T móvil
<b>Ganancia del receptor</b>	<b>10-12 dB</b>	<b>0 dB</b>
<b>Perdidas <i>fast fading</i></b>	<b>0</b>	<b>7 dB</b>
<b>Perdidas nivel de suelo</b>	<b>0</b>	<b>12 dB (rural), 18 dB (suburbano), 24 dB (urbano)</b>
<b>Perdidas alimentación</b>	<b>3-5 dB</b>	<b>0 dB</b>
<b>Ganancia por diversidad</b>	<b>-</b>	<b>8 dB</b>
<b>Ganancia por modulación jerárquica</b>	<b>-</b>	<b>8-10 dB</b>
<b>Ganancia AL-FEC</b>	<b>-</b>	<b>6 dB</b>

**Tabla 3.1.** Principales diferencias de *link budget* entre recepción fija y recepción móvil [7]

Por último, y tal como se explicó en el apartado anterior, la recepción móvil implica unas pérdidas por *fast fading* o desvanecimientos rápidos de la señal, que suponen unos 7 dB en el balance de potencias.

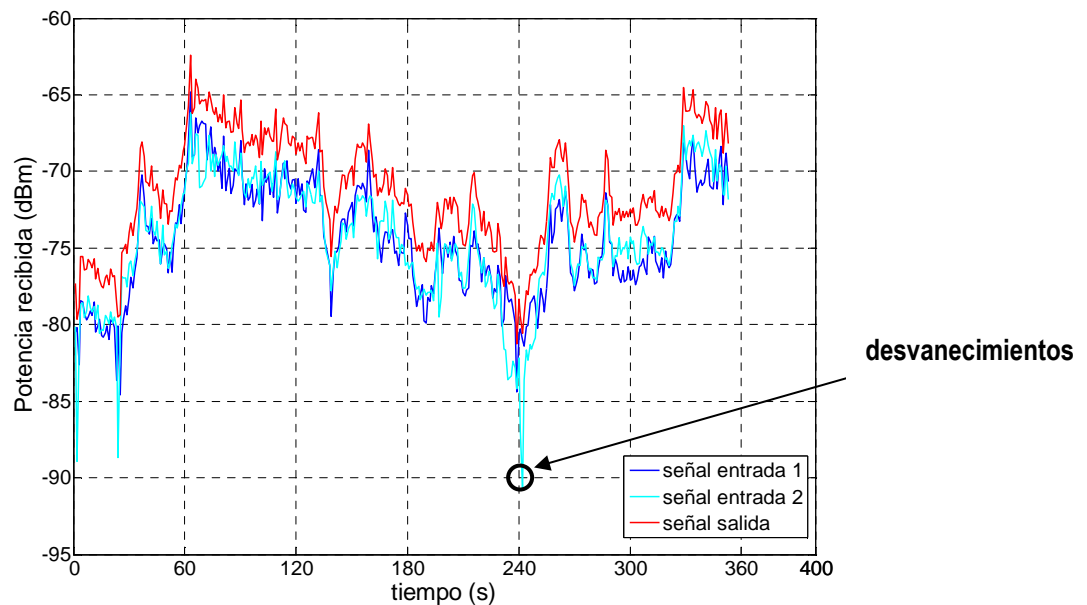
Todos estos efectos negativos son los que se tratarán de compensar mediante las tres soluciones objetivo de este proyecto, las cuales se estudian en profundidad en los siguientes capítulos.

## 4. SOLUCIONES TÉCNICAS

### 4.1. DIVERSIDAD DE ANTENAS

#### 4.1.1. Introducción

Las comunicaciones móviles están sujetas a constantes variaciones en el nivel de señal recibida. Un método para compensar estas variaciones consiste en recibir diferentes señales con la misma información, pero que han sido recibidas por caminos distintos y sometidas a desvanecimientos independientes. De esta manera, la probabilidad de que todas las muestras estén por debajo de un mismo nivel al mismo tiempo es mínima, permitiendo combinar o seleccionar las muestras para recuperar una única señal menos afectada por los mencionados desvanecimientos del canal radio (**Figura 4.1**).



**Figura 4.1.** Combinación de señales utilizando diversidad.

Existen diferentes técnicas de diversidad. Una primera clasificación distingue entre diversidad macroscópica y diversidad microscópica.

La diversidad macroscópica consiste en la recepción simultánea, por parte de varias estaciones base, de la señal emitida desde el terminal móvil. Se denomina macroscópica por la gran separación entre antenas receptoras. El objetivo de este tipo de diversidad es combatir los desvanecimientos lentos producidos por obstáculos entre emisor y receptor, ya que el terminal móvil ve a cada receptor desde un ángulo diferente y, por tanto, los obstáculos son diferentes en cada caso.

La diversidad microscópica utiliza la información procedente de diferentes ramas pero que son recibidas en el mismo receptor. Este tipo de diversidad pretende combatir los desvanecimientos rápidos producidos por la reflexión múltiple en objetos cercanos al receptor, debidos al efecto multicamino. Hay distintos tipos de diversidad microscópica:

- Diversidad espacial, que consiste en colocar dos o más antenas lo suficientemente separadas entre sí como para que la señales recibidas estén incorreladas.
- Diversidad temporal, consistente en transmitir la misma información en instantes de tiempo separados.
- Otros tipos: diversidad en polarización, diversidad angular o diversidad frecuencial.

De todos estos tipos, la técnica más utilizada es la diversidad espacial. En estaciones base la separación no es un problema, pero en terminales móviles el espacio disponible para colocar dos antenas es crítico.

#### 4.1.2. Técnicas de combinación

Una vez hemos conseguido recibir varias señales que han sufrido caminos diferentes pero que transportan la misma información, hay que llevar a cabo un proceso de combinación para obtener una única señal con una relación señal a interferencia superior a cualquiera de las señales originales. Existen varias técnicas de combinación de señales:

- Combinación selectiva: se selecciona la rama con mejor nivel de señal y se envía al receptor:

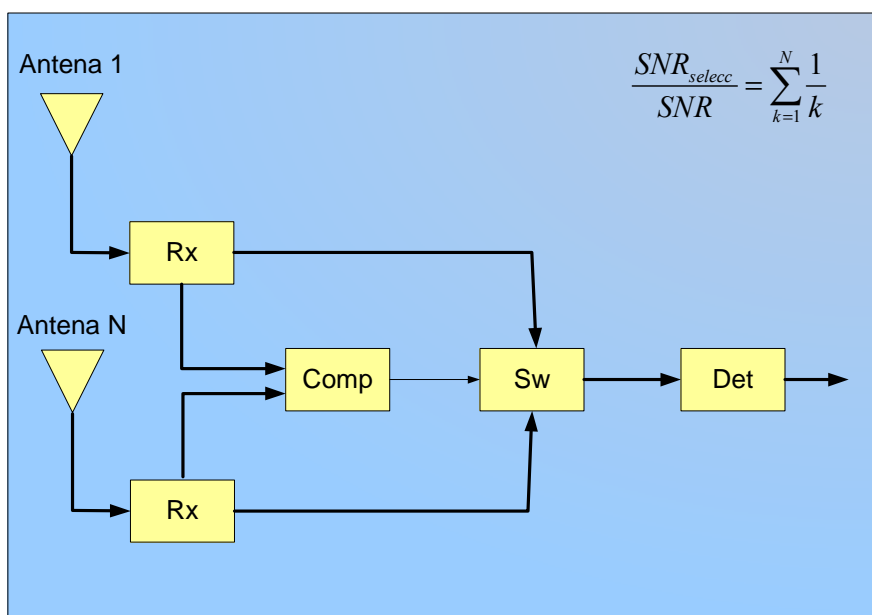
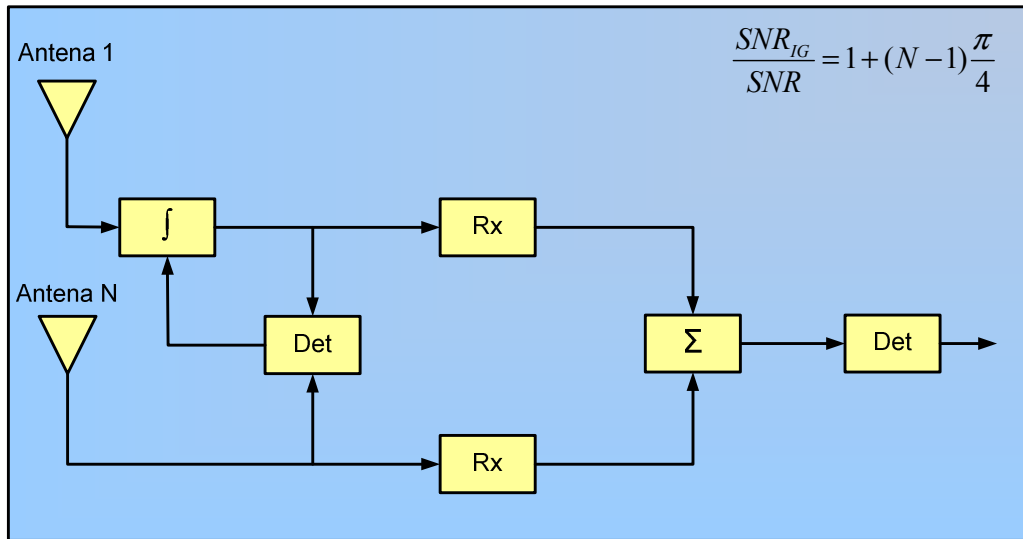


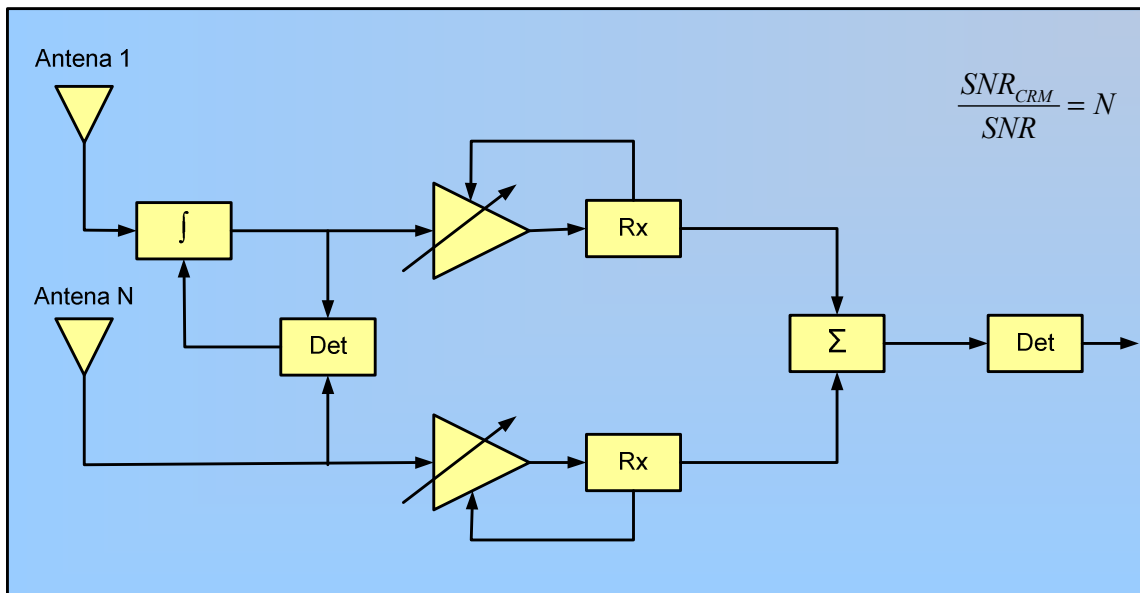
Figura 4.2. Combinación selectiva.

- Combinación de igual ganancia: se suman en fase todas las señales. En esta configuración se da igual importancia a la información de todas las ramas:



**Figura 4.3.** Combinación de igual ganancia.

- Combinación de ratio máxima: es parecido al esquema anterior, con la diferencia de que, una vez se tienen las diferentes señales en fase, se ponderan por un factor que depende de la calidad del enlace y, finalmente, se suman:



**Figura 4.4.** Combinación por ratio máximo.

Si representamos las ecuaciones teóricas de cada una de las técnicas, se obtienen las siguientes curvas con la ganancia mínima que ofrecen para cada valor del número de ramas (o antenas):

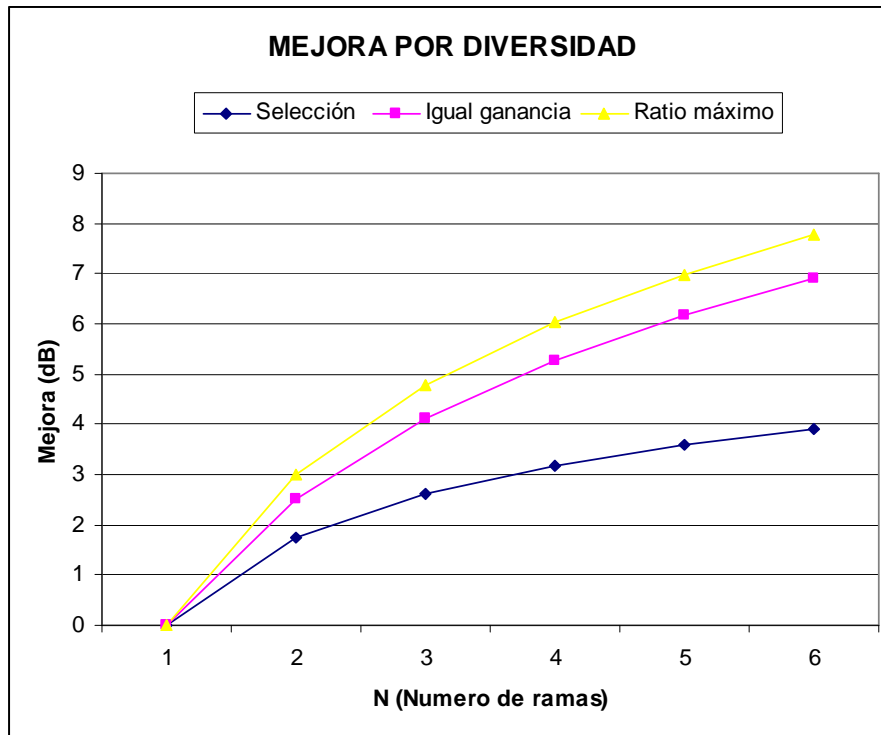


Figura 4.5. Ganancia mínima por diversidad [11]

Como se aprecia en la gráfica, la técnica que mejores resultados produce es la combinación por ratio máxima. El inconveniente es que es la más difícil de implementar, ya que para conseguir este tipo de combinación, hay que realizar una suma coherente de las señales tras ser multiplicadas por un factor dependiente de la CNR de cada una de ellas. A pesar de ello, es la más utilizada.

#### 4.1.3. Incorrelación de señales

Si además se consigue que las señales estén incorreladas, aumenta la ganancia por diversidad. La correlación entre señales se puede medir mediante el parámetro  $\rho_{x,y}$ , definido como coeficiente de correlación entre las señales  $x$  e  $y$ :

$$\rho_{x,y} = \frac{E((X - \mu_x)(Y - \mu_y))}{\sigma_x \sigma_y} = \frac{E(XY) - E(X)E(Y)}{\sqrt{E(X^2) - E^2(X)}\sqrt{E(Y^2) - E^2(Y)}} \quad (4.1)$$

, dónde:  $E(X) = \mu_x =$  valor medio de la señal  $x$

$$\sqrt{E(X^2) - E^2(X)} = \sigma_x = \text{varianza de la señal } x$$

La mayor ganancia se obtendrá siempre para un factor de correlación  $\rho=0$ , lo que quiere decir que las señales recibidas están totalmente incorreladas. En la siguiente figura podemos apreciar la

ganancia por diversidad en función del factor de correlación para dos antenas en un canal TU6 con Doppler 10 Hz:

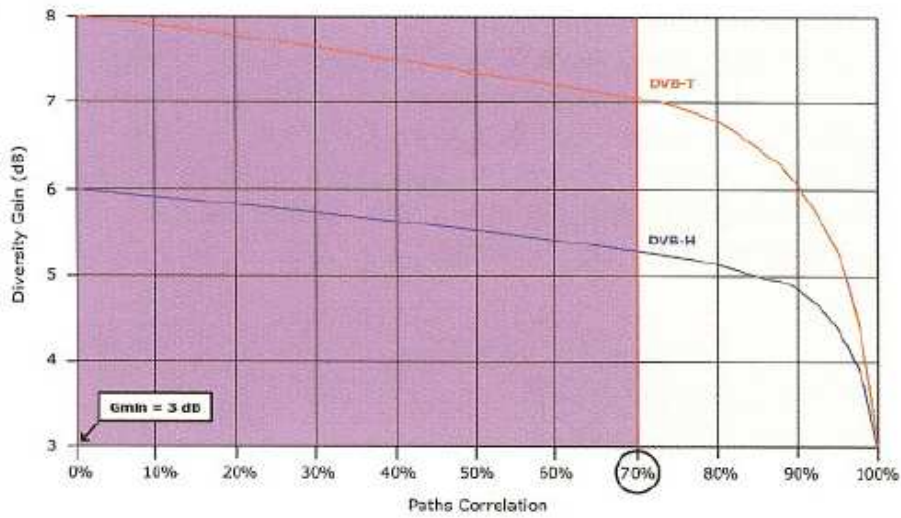


Figura 4.6. Ganancia por diversidad en función de la correlación entre señales [12]

Como se aprecia, podemos llegar hasta **8 dB** de ganancia en DVB-T con dos señales totalmente incorreladas. También podemos observar que tan solo se pierde 1 dB de ganancia cuando  $\rho=70\%$ . Por tanto, se puede considerar 70% como el punto de máxima correlación para realizar una buena planificación y conseguir una alta ganancia:

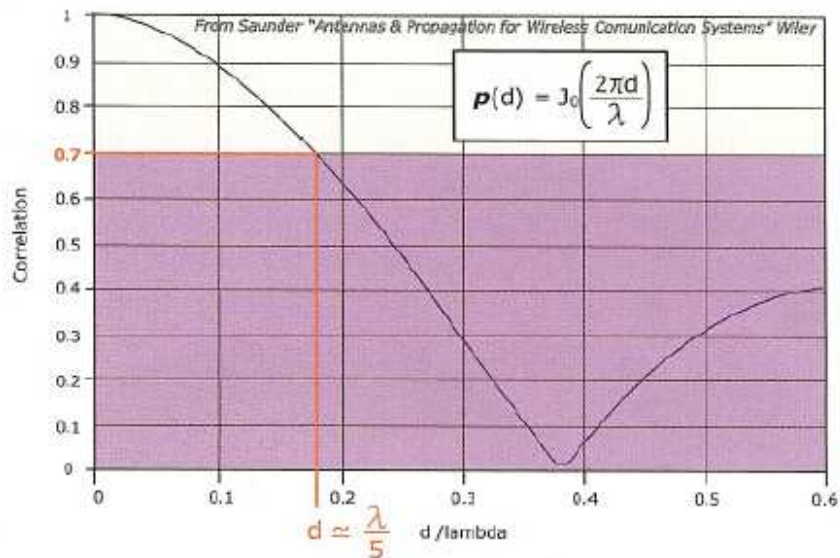


Figura 4.7. Correlación entre señales en función de la separación entre antenas [12]

Como se observa en la figura anterior, la mínima correlación entre señales y, por lo tanto, la máxima ganancia, se obtiene para una distancia entre antenas de aproximadamente  $0.38\lambda$ . Si hacemos una

planificación para que la máxima ganancia se obtenga para una frecuencia más o menos central en el plan nacional de frecuencias para televisión digital en España (470-862 MHz), por ejemplo 600 MHz, la distancia entre antenas es de **19 cm**:

$$d = 0.38 \cdot \lambda = 0.38 \cdot \frac{c}{f} = 0.38 \cdot \frac{3 \cdot 10^8}{600 \cdot 10^6} = 0.19m = 19cm \quad (4.2)$$

En la siguiente gráfica se aprecia cómo esta distancia es la que maximiza la ganancia:

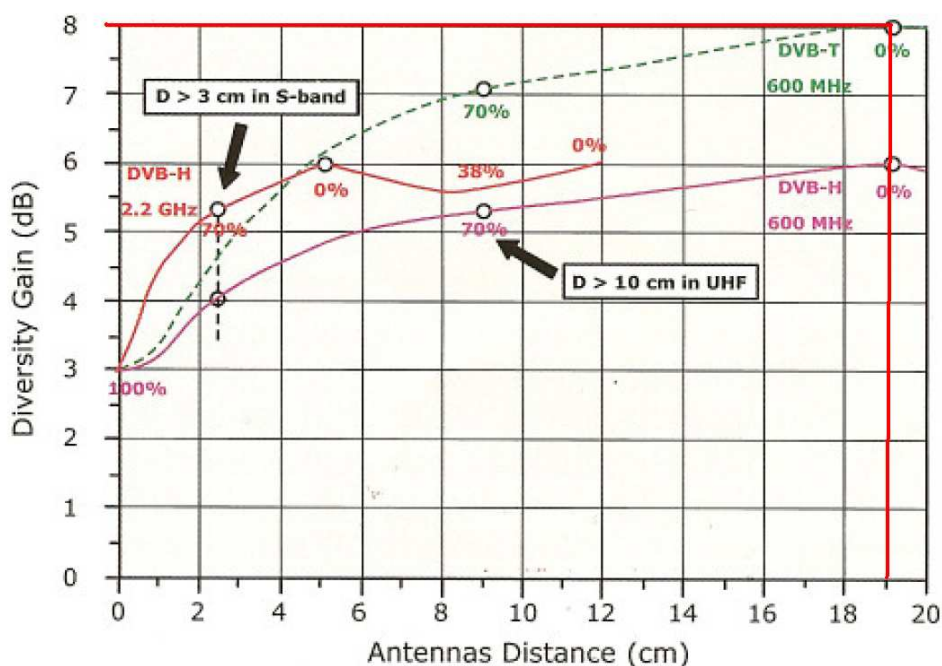


Figura 4.8. Ganancia por diversidad en función de la separación entre antenas [12]

En esta tabla se puede ver la correlación para distintas frecuencias dentro del rango para una distancia entre antenas de 19 cm:

Frecuencia (MHz)	Distancia/lambda	Correlación
470	0,30	29%
550	0,35	11%
600	0,38	0%
650	0,41	8%
750	0,48	26%
862	0,55	37%

Tabla 4.1. Correlación entre señales para una distancia entre antenas de 19 cm en todo el rango de frecuencias de DVB-T [12]



Y podemos concluir que la correlación siempre es menor del 70%, garantizando unas ganancias de entre **7.5 y 8 dB** para todo el rango de frecuencias.

Además, si las antenas se orientan para captar distintas polarizaciones de la señal (vertical y horizontal), podríamos obtener una ganancia extra a la ganancia por diversidad espacial.

#### 4.1.4. Movilidad usando diversidad de antenas

En movilidad, el mayor problema con que nos encontramos en la recepción de la señal es la pérdida de visión directa con el transmisor. Así, el desplazamiento Doppler que afecta a cada uno de los ecos recibidos provoca interferencia entre símbolos y en consecuencia, la pérdida de ortogonalidad de las portadoras OFDM. Este Doppler depende directamente de la velocidad del receptor, que será mayor para velocidades más elevadas. El aumento de Doppler provoca un aumento en la CNR mínima necesaria para poder demodular correctamente la señal.

Utilizando diversidad de antenas, se puede obtener una mejora en los siguientes aspectos:

- Ganancia en CNR mínima para frecuencias Doppler bajas.
- Ganancia en máximo Doppler para una CNR dada, y por lo tanto aumento de la máxima velocidad permitida para el receptor móvil.
- CNR mínima independiente de la velocidad del móvil.

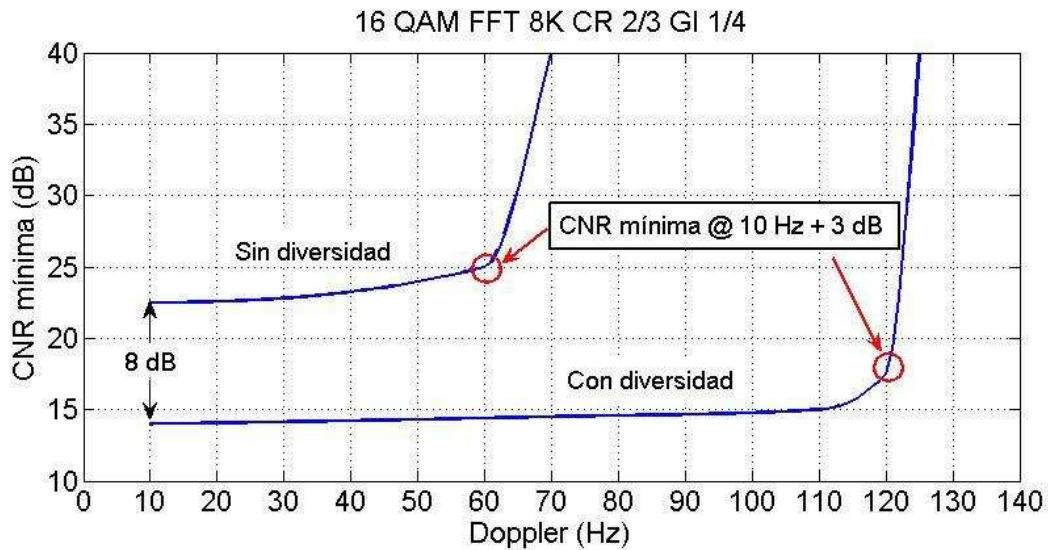
El nivel de mejora dependerá del modo de transmisión DVB-T, pero siempre se consiguen unos resultados positivos comparando con un receptor de una sola antena. En la tabla que sigue se puede apreciar la CNR mínima para distintos modos de transmisión en distintos escenarios de recepción fija, móvil y portable:

Modulación	CNR mínima recepción fija		CNR mínima recepción móvil TU6 10Hz	
	Simple	Diversidad	Simple	Diversidad
	16-QAM 1/2	9 dB	6 dB	18.5 dB
16-QAM 2/3	11 dB	8 dB	21.5 dB	15 dB
16-QAM 3/4	13 dB	10 dB	24 dB	16.5 dB
64-QAM 2/3	17 dB	14 dB	27.5 dB	19 dB

**Tabla 4.2.** CNR mínima para una y dos antenas en distintos modos de transmisión y recepción fija y móvil [13]

Se puede observar una ganancia de unos 3 dB en la CNR mínima requerida en recepción fija, mientras que en recepción móvil se consiguen unas mejoras de entre **6.5-8.5 dB**.

En la gráfica siguiente se representa la CNR mínima en función del Doppler para un modo de transmisión concreto (8K, 16-QAM, CR 2/3, IG 1/4). Aparecen dos curvas, una con recepción de una sola antena y otra con diversidad:



**Figura 4.9.** CNR mínima Vs Doppler en canal TU6 con y sin diversidad para el modo de transmisión 16-QAM FFT 8K CR 2/3 GI 1/4 [12]

Como se observa en este esquema, se puede conseguir una ganancia de unos **8 dB** en la CNR mínima, mientras que el Doppler máximo se ha **duplicado**, incrementando la velocidad máxima del terminal al doble.

Si consideramos terminales móviles en lugar de antenas situadas en tejados de edificios, estos sufrirán una mayor atenuación debido a la penetración en edificios y una mayor variación en el canal como consecuencia de los ecos recibidos y la variabilidad del entorno propio de la movilidad. En este caso, la diversidad espacial no sólo nos proporcionará una ganancia en la CNR mínima y el Doppler máximo, sino que la separación entre antenas, además, nos ayudará a recibir señal en una antena en el caso de que la otra no la reciba.

## 4.2. MODULACIÓN JERÁRQUICA

### 4.2.1. Introducción

La modulación jerárquica es un modo de transmisión de DVB-T que permite separar en dos partes el flujo de datos MPEG-2. Estos dos flujos son multiplexados y transmitidos sobre el mismo canal de radiofrecuencia (**Figura 4.10**).

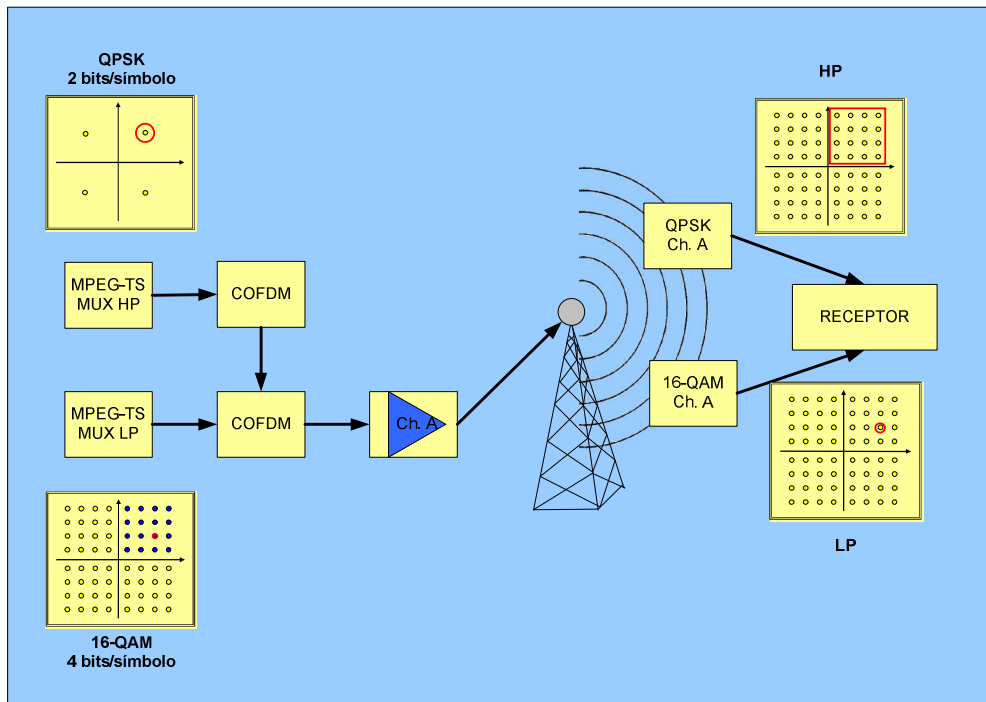


Figura 4.10. QPSK en 64-QAM sobre un mismo canal RF usando modulación jerárquica [14]

#### 4.2.2. Flujos de alta y baja prioridad

En las dos posibles configuraciones de modulación jerárquicas 16-QAM y 64-QAM, los dos bits más significativos (MSB) se utilizan para el flujo de alta prioridad HP como una modulación QPSK, definiendo el cuadrante de la constelación. El resto de bits (LSB) determinan el símbolo dentro del cuadrante, y conforma el flujo de baja prioridad LP, con una robustez igual a la modulación original (16-QAM o 64-QAM) (Figura 4.11).

Son tres los parámetros necesarios para definir un esquema de modulación jerárquica:  $\alpha$ , y los *code rate* de las ráfagas HP y LP. El factor  $\alpha$  se define como la relación entre la distancia entre dos símbolos adyacentes de distinto cuadrante ( $d_1$ ) y la distancia entre símbolos adyacentes del mismo cuadrante ( $d_2$ ), y puede tomar los valores de 1, 2 ó 4 (Figura 4.12).

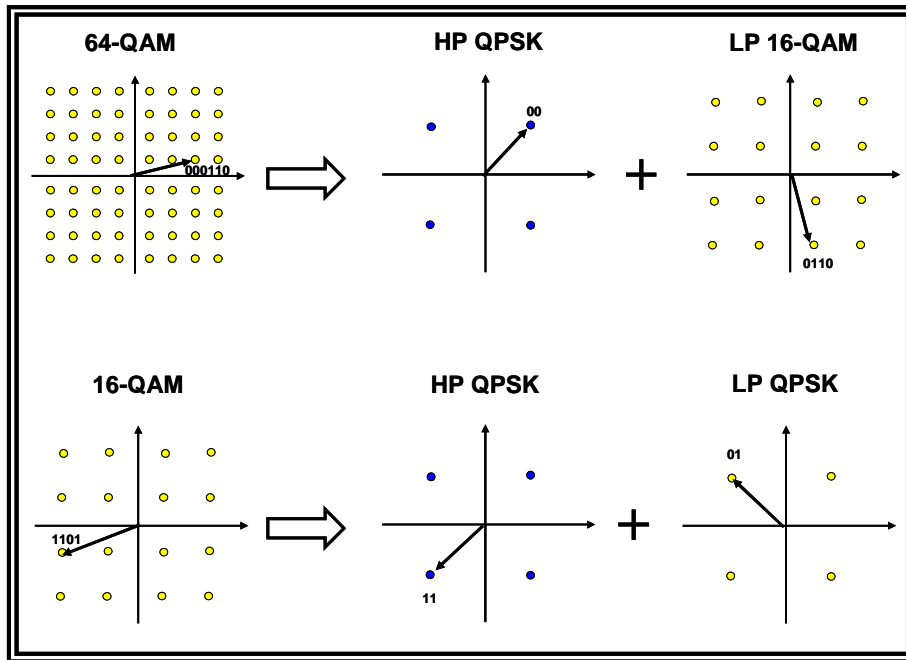


Figura 4.11. Flujos de alta y baja prioridad en modulación jerárquica

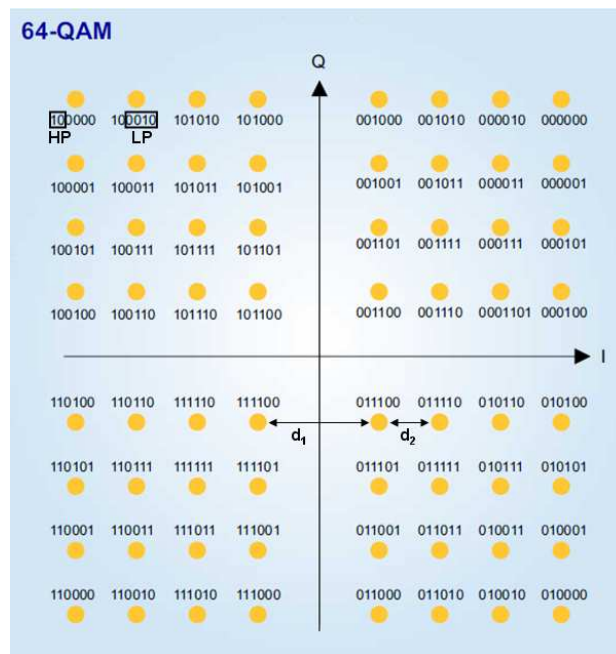


Figura 4.12. Constelación de la modulación 64-QAM con  $\alpha=2$

### 4.2.3. Degradación del flujo de alta prioridad

La ráfaga LP es vista por la ráfaga HP como un ruido adicional dentro del cuadrante de la constelación. Por tanto, la ráfaga HP sufre una degradación en términos de relación señal a ruido requerida (CNR mínima) con respecto a una modulación QPSK convencional. Esta penalización puede ser de hasta 6.8 dB dependiendo de la configuración:

Modulación	CNR requerida para BER= $2 \cdot 10^{-4}$ después de codificación Reed-Solomon (dB)					
	Code rate	No jerárquica	Jerárquica QPSK en			
			16QAM $\alpha = 2$	16QAM $\alpha = 4$	64QAM $\alpha = 1$	64QAM $\alpha = 2$
QPSK	1/2	5.4	6.9	6.0	11.4	8.7
	2/3	8.4	9.8	8.6	14.8	11.7
	3/4	10.7	11.8	10.7	17.5	14.5

**Tabla 4.3.** Degradación del flujo HP en modulación jerárquica y mejora con el parámetro  $\alpha$  [2]

Hay dos maneras de compensar o reducir esta penalización [15]:

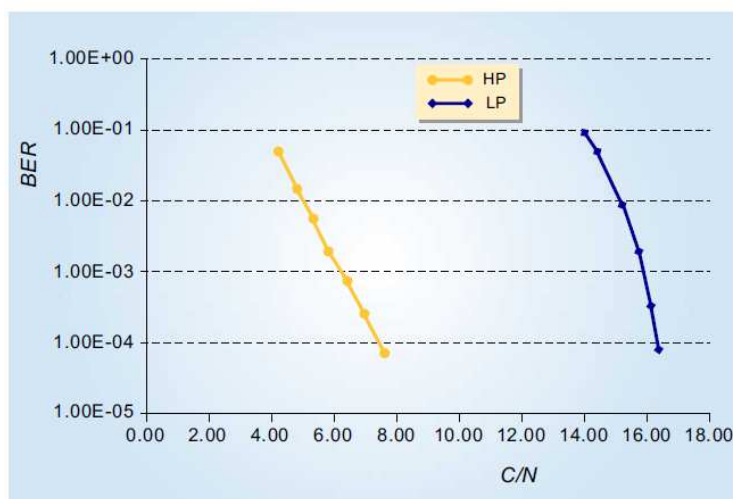
- Aumentar la robustez del flujo HP protegiéndolo con un *code rate* mayor, proporcionándole así mayor protección contra errores a costa de una reducción en la capacidad de transmisión del flujo.
- Si no se quiere reducir la tasa de transmisión, se puede incrementar el factor  $\alpha$ . Aumentando el valor de  $\alpha$  se incrementa la robustez del flujo de alta prioridad (HP), siempre a costa de la robustez del flujo de baja prioridad (LP).

En cualquier caso, el flujo HP necesitará mucha menos CNR para lograr la misma BER (*bit error rate*) que el flujo LP (**Figura 4.13**).

### 4.2.4. Movilidad usando modulación jerárquica

Como esquema de modulación contemplado en el estándar DVB-T, la modulación jerárquica debería ser tomada en cuenta a la hora de diseñar una nueva red. A pesar de ello, en la red actual desplegada en España, no se tuvo en cuenta esta configuración debido al incremento de hardware que ello supone. Al utilizar la modulación jerárquica, podremos transmitir dos flujos de datos sobre un mismo canal de radiofrecuencia.

En general, las aplicaciones de la modulación jerárquica se llevarán a cabo en áreas urbanas (por ejemplo transporte público). En estos escenarios los retardos entre los ecos y la señal principal son de corta duración, lo que permite cortos intervalos de guarda (por ejemplo 1/16).



**Figura 4.13.** Comportamiento de los flujos HP y LP en modulación jerárquica ( $\alpha=2$ , HP = QPSK CR 2/3; LP = 16-QAM CR 3/4) [14]

La modulación jerárquica puede ser vista como una manera de definir dos áreas de cobertura para un mismo transmisor. Si se compara con la modulación no jerárquica, el flujo de alta prioridad (HP) puede dar servicio a un área más extensa y por tanto a un mayor número de usuarios. La cobertura del flujo de baja prioridad (LP) corresponde prácticamente con el área cubierta por la modulación no jerárquica. Por tanto, estaremos aumentando el área de servicio mediante el flujo HP.

Es posible aumentar aún más el área de cobertura del flujo HP variando el valor del parámetro  $\alpha$ . La variación de este parámetro permite conferir mayor robustez a la señal de alta prioridad a costa de la de baja prioridad. Otra posibilidad para aumentar la cobertura del flujo HP es protegerlo con un *code rate* mayor, proporcionándole aún mayor robustez.

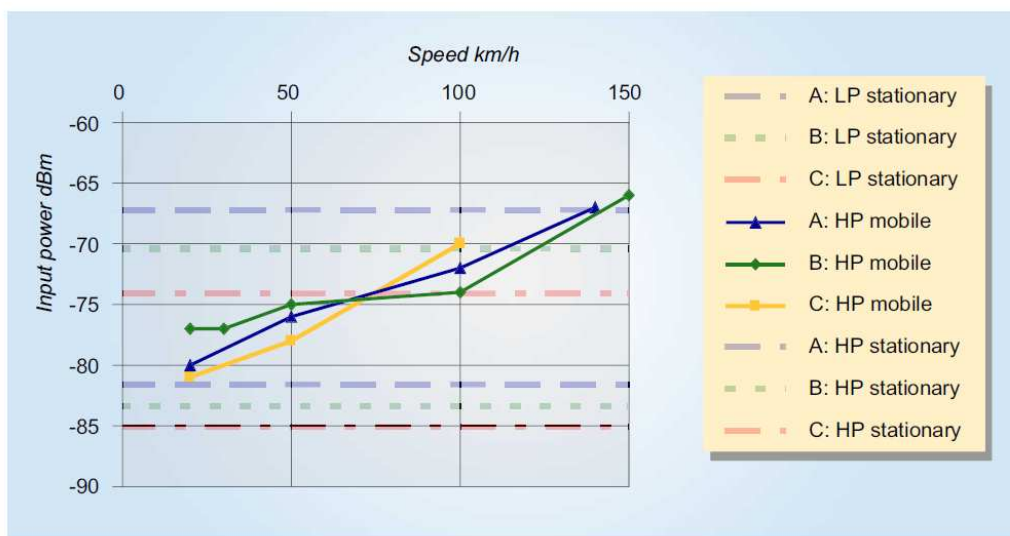
En la siguiente tabla podemos ver una configuración jerárquica QPSK en 64-QAM con  $\alpha=2$ , y la comparación con una 64-QAM estándar. Se asume un canal Rayleigh y un intervalo de guarda 1/4:

Modulación		Code rate	CNRmin (dB)	Bit rate (Mbps)	
No jerárquica	64-QAM	2/3	19.3	19.91	
Jerárquica	QPSK en 64-QAM ( $\alpha=2$ )	HP	8.7 (-10.6)	4.98	18.25 (-1.66)
		LP	21.7 (+2.4)	13.27	

**Tabla 4.4** CNR mínima y *bit rate* para modulación no jerárquica y para los flujos LP y HP en modulación jerárquica [2]

Como se aprecia, hemos reducido la CNR mínima del flujo HP en más de **10 dB**, mientras que la del flujo LP ha aumentado en algo más de 2 dB.

Una de las aplicaciones de la modulación jerárquica es aprovechar esta ganancia de CNR del flujo HP para dar servicios de movilidad. El contenido del flujo HP puede dar servicio a equipos portables y móviles, mientras que el flujo LP podría proveer de servicio a receptores fijos en la zona más próxima al transmisor. En la siguiente figura podemos apreciar cómo un receptor necesita 14 dB menos (aproximadamente, dependiendo del tipo de receptor A, B o C) en el nivel de CNR mínimo para decodificar correctamente el flujo HP con respecto al flujo LP:



**Figura 4.14.** Potencia mínima necesaria para decodificar flujo HP en movilidad ( $\alpha=2$ , HP = QPSK CR 2/3; LP = 16 QAM CR 3/4) [14]

Como se observa en la **Figura 4.14.**, al aumentar la velocidad del receptor, aumenta también la CNR mínima para decodificar correctamente el flujo HP, tomando para unas velocidades de 100-150 km/h valores de CNR mínima similares al del flujo LP estático. En otras palabras, para velocidades altas, la zona de cobertura del flujo HP es similar al área cubierta por el flujo LP en recepción fija.

Otra aplicación puede ser el uso del flujo LP para complementar al flujo HP en programas donde se requiera emitir en alta resolución. Mientras que la calidad de audio y video de una señal analógica va descendiendo gradualmente al descender la calidad de la transmisión, las técnicas de codificación digital aseguran la calidad de la recepción hasta un cierto punto en el que la señal se pierde completamente conforme las condiciones de transmisión van empeorando. Para evitar esta situación tan abrupta entre recibir totalmente o no recibir una señal digital, se podría transmitir sobre el flujo más robusto HP la información para asegurar una visualización básica del programa, mientras que el flujo LP contendría información complementaria para mejorar la resolución de las imágenes en receptores situados en zonas más próximas al transmisor.

## 4.3. MECANISMOS DE CORRECCIÓN DE ERRORES

### 4.3.1. Introducción

Los mecanismos FEC (*Forward Error Correction*) se basan en la transmisión de información adicional redundante, utilizada para recuperar en recepción las posibles pérdidas de información producidas durante la propagación. Para ello, se utilizan códigos de corrección de errores. La información que se quiere proteger se divide en bloques fuente, cada uno de ellos formado por  $k$  símbolos. El código de corrección de errores codificará cada bloque para generar  $n$  símbolos mediante algún tipo de algoritmo, donde  $n$  será siempre mayor que  $k$  ( $n > k$ ). Entonces se transmitirán los  $k$  símbolos originales junto a los  $n-k$  símbolos de paridad. Asumiendo un canal con pérdidas, si en el receptor alguno de los  $n$  símbolos no se recibe correctamente, el decodificador será capaz de recuperar la información siempre y cuando se reciban el suficiente número de símbolos originales y de paridad de manera correcta. Un código ideal es capaz de recuperar los  $k$  símbolos originales si al menos  $k$  símbolos de entre los  $n$  transmitidos se reciben correctamente. En la práctica, este número de símbolos requeridos recibidos correctamente es un poco mayor.

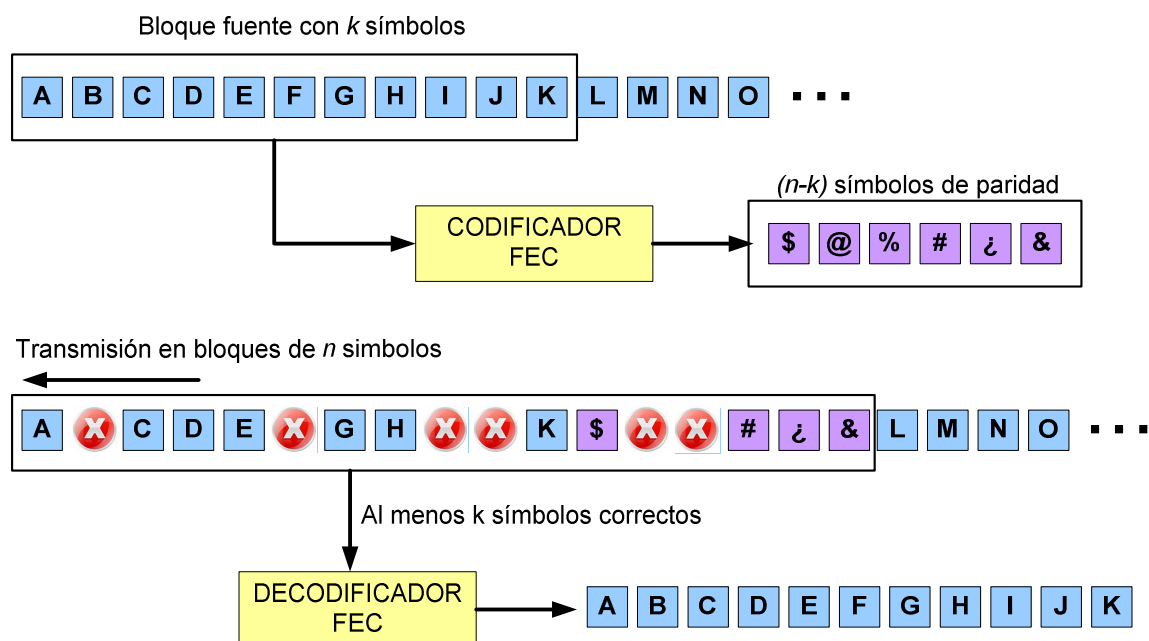


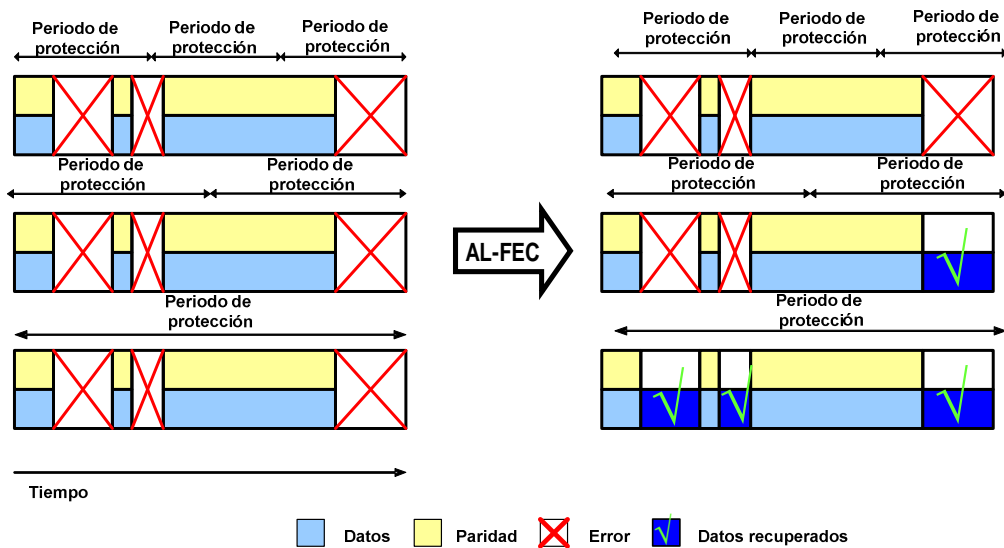
Figura 4.15. Esquema de transmisión y recepción de mecanismos FEC.



### 4.3.2. Periodo de protección

La protección proporcionada por los códigos de corrección está estrechamente ligada a la duración del periodo de protección, que es la duración en tiempo de cada bloque fuente.

En la **Figura 4.16**, el mismo patrón de error se repite en las tres configuraciones, con la misma cantidad de información de paridad pero con distinta duración del periodo de protección. En el primer caso, la información ha sido codificada en tres bloques fuente, mientras que en los siguientes casos hay dos y un bloque fuente respectivamente. En la primera configuración, no ha sido posible recuperar ningún patrón de error. En el segundo caso se ha podido recuperar un solo bloque de los dos que se transmitieron, correspondiendo al 50% de corrección. En el último caso, el periodo de protección abarca toda la transmisión, y toda la información ha sido recuperada sin pérdidas (100% de corrección). Hay que tener en cuenta que el aumento del periodo de protección mejora la recepción siempre y cuando la cantidad de bloques de paridad sea suficiente para corregir los símbolos perdidos.



**Figura 4.16.** Efecto del periodo de protección en códigos FEC con  $\text{overhead}=1/2$

Pero el periodo de protección no tiene influencia sólo en la cantidad de paquetes recuperados, sino también en el tiempo de latencia de la red y el tiempo de zapping del canal. La latencia de la red se puede definir como el tiempo que pasa desde que la información entra al transmisor hasta que es entregada al decodificador del receptor. Por su parte, el tiempo de zapping es el tiempo transcurrido entre que el usuario cambia de canal hasta que el nuevo contenido es visualizado en pantalla. Aunque el tiempo de latencia no suele ser crítico en la mayoría de servicios, el tiempo de zapping es un criterio crucial a la hora de evaluar la calidad de la red de TV móvil y debe estar siempre por debajo de cierto valor. Debe haber pues un compromiso entre la cantidad de protección y el tiempo de zapping a la hora de elegir la longitud del periodo de protección.

### 4.3.3. Arquitectura

Para integrar los mecanismos FEC en DVB-T, se puede proponer la siguiente arquitectura:

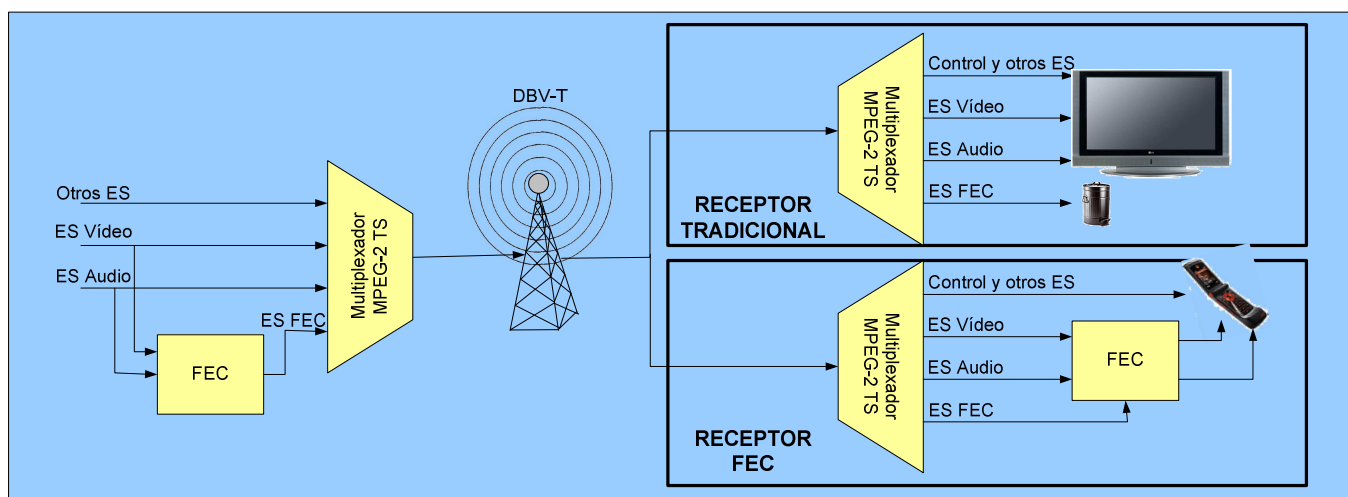


Figura 4.17. Arquitectura propuesta para códigos FEC

Los *Elementary Stream* (ES) con el audio y el video que quieren ser protegidos son procesados por un codificador FEC en el transmisor, el cual genera un *FEC Elementary Stream* (ES FEC) con información de protección, que es multiplexado junto con los MPEG-2 TS (*Transport Stream*) originales y transmitidos por la red DVB-T. En recepción, un receptor que no implementa mecanismos de corrección FEC (*legacy receiver*), recibirá los MPEG-2 ES con la información de audio y vídeo e ignorará los paquetes de protección ES FEC. Por su parte, un receptor mejorado que sí implemente dichos mecanismos de corrección, hará uso de los ES FEC para reconstruir el audio y vídeo originales que hayan podido perderse durante la transmisión.

### 4.3.4. MPEG-2 Transport Stream

En DVB-T toda la información es multiplexada en *MPEG-2 Transport Streams* (MPEG-2 TS) y transmitida como una secuencia de paquetes TS. Cada paquete TS está formado por una cabecera de 4 bytes y 184 bytes de información útil. Los datos de todos los servicios son multiplexados en MPEG-2 TS junto con información de señalización, la cual es transportada en forma de tablas PSI/SI (*Program Specific Information/Service Information*). En general, diversos servicios (programas TV, programas radio, canales de datos...) son multiplexados en MPEG-2 TS. El video, audio y datos de cada servicio encapsulado en el MPEG-2 TS están contenidos en los *Elementary Stream* (ES). La cabecera de cada paquete TS contiene un *Packet Identifier* (PID) de 13 bits que identifica individualmente cada ES

contenido en el paquete TS. Esta cabecera también contiene un bit de *Transport Error Indication* (TEI) y un campo *Continuity Counter* (CC), que pueden ser utilizados para detectar paquetes erróneos o perdidos.

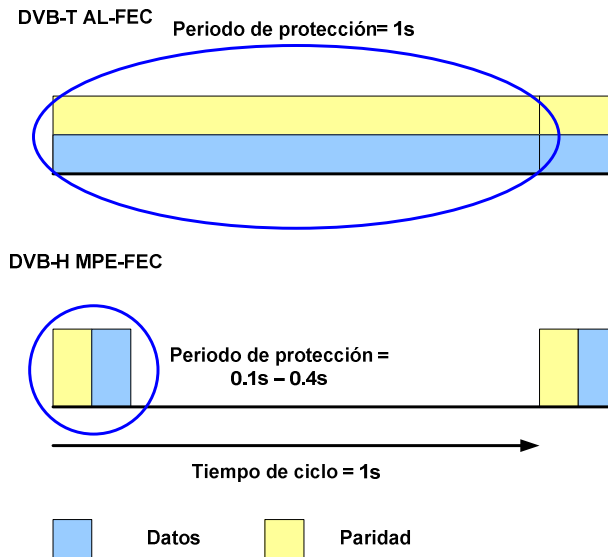
Cada ES tiene un PID dentro del MPEG-2 TS. La correspondencia entre ESs y valor de PID se hace mediante las tablas PSI/SI. Los receptores DBV-T buscarán en dicha tabla el valor de PID de cada ES para cada servicio deseado, y lo localizará en cada uno de los paquetes TS con información de audio, video o datos.

#### 4.3.5. Application Layer FEC (AL-FEC)

La característica principal de AL-FEC es la incorporación de mecanismos de protección en la capa de aplicación que sean compatibles con el estándar DVB-T. Por lo tanto, la información de video y audio no debe ser modificada. Además, los datos de paridad deben ser encapsulados de manera que los receptores tradicionales puedan desecharlos sin alterar su modo de operación. Las especificaciones MPEG-2 TS permiten esta incorporación de AL-FEC de manera transparente sobre la capa TS. Los paquetes de protección pueden ser multiplexados como cualquier otro ES asociado a un servicio, y ser descartados por los receptores DVB-T que no incorporan AL-FEC. Esto se logra asignando un PID específico al ES FEC que no es reconocido por los receptores tradicionales. Mediante el TEI y el CC de la cabecera de los paquetes TS es posible descartar paquetes MPEG-2 TS erróneos. Como los paquetes originales y de corrección son encapsulados en paquetes MPEG-2 TS, el descarte de un paquete MPEG-2 TS corresponde al descarte de un símbolo. Un símbolo original o de corrección es considerado descartable si al menos unos de los paquetes TS que llevan información de este símbolo se pierde.

Los códigos Raptor son una implementación computacionalmente eficaz de códigos fuente a la hora de lograr un comportamiento ideal. Los códigos fuente son una clase de códigos de corrección que permiten generar una gran cantidad de información de paridad a partir de un bloque original. Los decodificadores Raptor pueden ser implementados sin la necesidad de hardware debido a su bajo coste computacional y su eficiencia en distribución de memoria.

En la **Figura 4.18** se comparan los comportamientos de MPE-FEC del estándar DVB-H y AL-FEC. Debido al *time slicing* propio de DVB-H [2], el periodo de protección que se puede lograr es de 0.1-0.4 aproximadamente. En DVB-H, cuando un usuario cambia de canal, el receptor debe esperar a recibir la primera ráfaga de información. Dependiendo del instante en que se cambia de canal, el tiempo de zapping puede ser de un tiempo de ciclo en el peor de los casos. Por otra parte, DVB-T no implementa *time slicing*, y el servicio es continuo en el tiempo. El periodo de protección en AL-FEC puede configurarse a 10 segundos o incluso más, con la única restricción de memoria y el tiempo de zapping máximo [6].



**Figura 4.18.** Comparación entre MPE-FEC en DVB-H y AL-FEC en DVB-T

#### 4.3.6. Movilidad usando AL-FEC

Los usuarios en movimiento pueden beneficiarse de la diversidad espacial asociada al *shadowing* para lograr diversidad temporal en la señal recibida. Los errores de la transmisión serán corregidos si la protección en la capa física o superiores es lo suficientemente larga en el tiempo, codificando la mayor cantidad de información posible. Esto, como se explicó en capítulos anteriores, implica un aumento de los tiempos de latencia y de zapping de la red, y por lo tanto habrá que adoptar un compromiso entre capacidad de corrección y el tiempo que tiene que esperar un usuario a la hora de cambiar de canal. En sistemas con varios canales, estos tiempos son un problema ya que cada vez que cambiamos de canal tendremos que esperar un tiempo del orden del periodo de protección utilizado para proteger los datos. Sin embargo, en recepción móvil para autobuses o vehículos donde sólo se sintoniza un canal, este tiempo se puede incrementar para poder lograr una gran capacidad de corrección.

AL-FEC es eficaz en zonas con cobertura parcial, donde los usuarios se mueven entre zonas con cobertura y zonas sin cobertura. La pérdida de paquetes en la zona sin cobertura se recuperará con un periodo de protección suficientemente grande (**Figura 4.19**). Un código ideal es capaz de corregir un número de paquetes TS erróneos igual al número de paquetes TS de paridad transmitidos por cada periodo de protección.

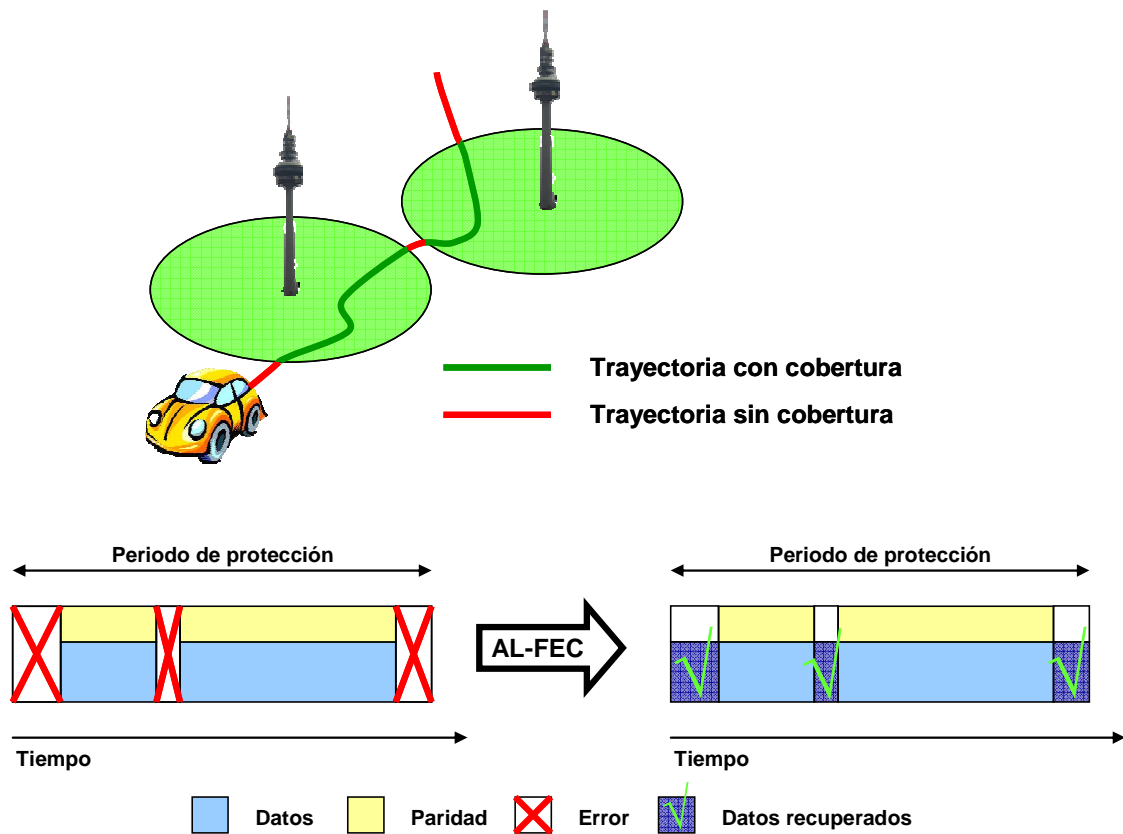


Figura 4.19. Escenario de aplicación de AL-FEC

En las Figuras 4.20-4.21 podemos observar la CNR mínima necesaria para obtener un *Packet Error Ratio* (PER) o porcentaje de paquetes perdidos menor de 1% al aumentar el periodo de protección. El esquema de modulación utilizado es 16-QAM, FFT 8K, CR 1/2 y GI 1/4. Las medidas han sido realizadas mediante simulaciones de laboratorio con un canal Typical Urban (TU6) tanto para un escenario con baja diversidad espacial (distancia correlación 100 m, Doppler 10 Hz) como para un escenario con alta diversidad (distancia de correlación 20 m, Doppler 40 Hz).

Como se observa, los mejores resultados se obtienen para un escenario con alta diversidad espacial. Además, al aumentar el periodo de protección, disminuye la CNR mínima necesaria, logrando de esta manera unas ganancias de hasta **9 dB** para un periodo de protección de 15 segundos y un escenario con alta diversidad espacial. Las medidas también se han realizado para distintos *code rate* o tasa de codificación. Se define *code rate* de AL-FEC como el porcentaje de información de paridad con respecto a información útil. Como es de esperar, cuanto mayor sea este porcentaje, mayor será la capacidad correctora y por lo tanto, mayor será la ganancia obtenida (Figuras 4.22-4.23).

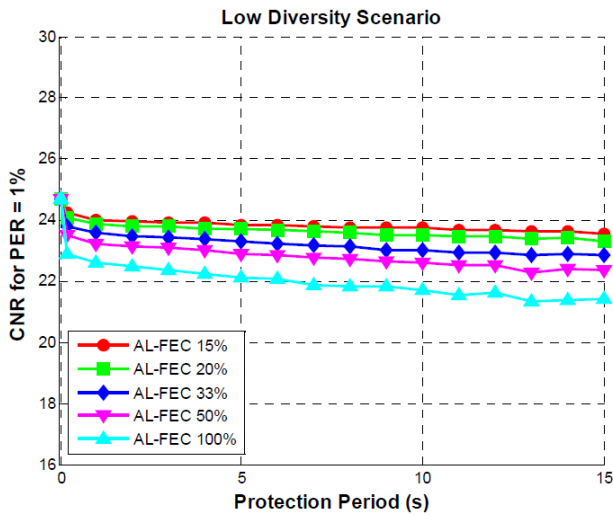


Figura 4.20. CNR mínima en función del periodo de protección para escenario con baja diversidad espacial (distancia correlación 100 m, Doppler 10 Hz) [6]

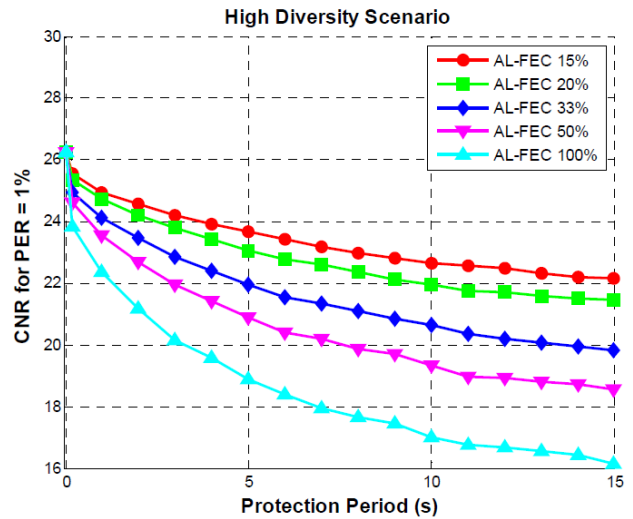


Figura 4.21. CNR mínima en función del periodo de protección para escenario con baja diversidad espacial (distancia correlación 20 m, Doppler 40 Hz) [6]

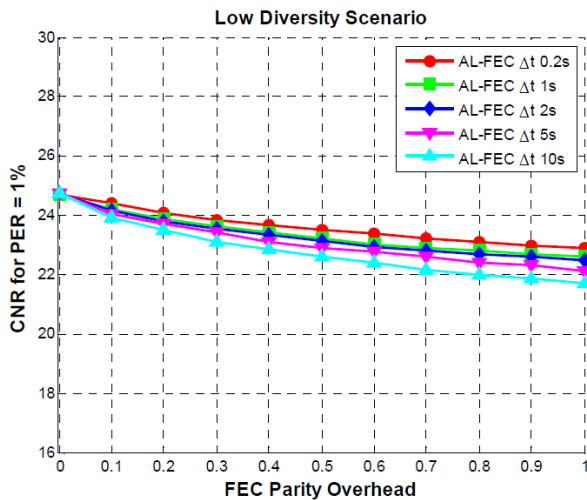


Figura 4.22. CNR mínima en función del code rate para escenario con baja diversidad espacial (distancia correlación 100 m, Doppler 10 Hz) [6]

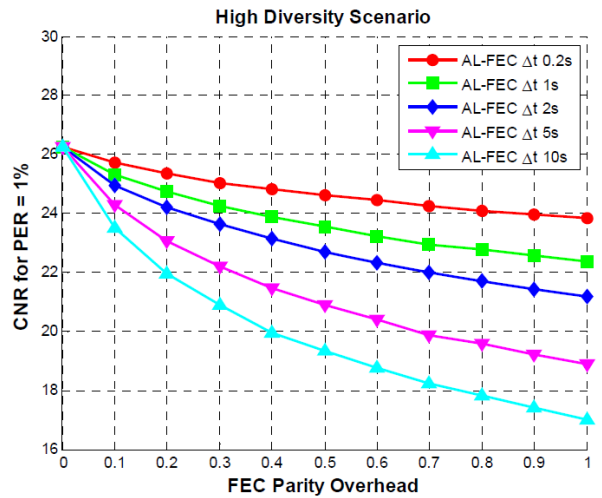


Figura 4.23. CNR mínima en función del code rate para escenario con baja diversidad espacial (distancia correlación 20 m, Doppler 40 Hz) [6]

## 5. METODOLOGÍA

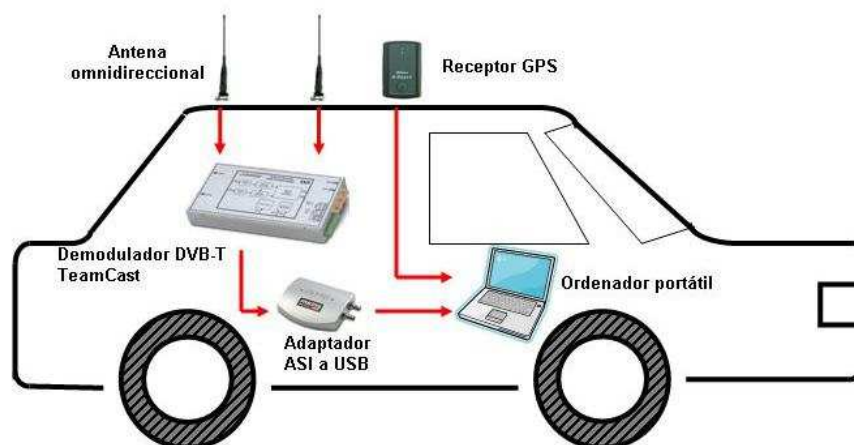
La estimación de cobertura y evaluación de las diferentes soluciones técnicas se realizará a partir de la actual red TDT en Valencia con medidas de campo, pruebas de laboratorio y simulaciones dinámicas para recepción de servicios DVB-T móvil.

### 5.1. MEDIDAS DE CAMPO

Las medidas de campo son, sin duda, el método más preciso para medir el rendimiento de cualquier sistema de radiocomunicaciones. Consiste en medir el nivel de señal real que se recibe en diversos puntos del escenario de evaluación, intentando que sean lo más representativos posibles. Para ello se realizan diversas rutas en condiciones de recepción vehicular, recorriendo diferentes líneas de autobuses cuyo trayecto permita conocer el nivel de señal así como los errores que experimenta el usuario en la recepción de la información.

Para el almacenamiento de las medidas en tiempo real se utiliza un sistema automatizado desarrollado por el iTEAM [16], con el objetivo de facilitar el proceso de adquisición de datos. En la **Figura 5.1** se observa la arquitectura básica, que consta de los siguientes componentes:

- Receptor DVB-T/H profesional Teamcast RXH-1720
- Adaptador ASI/SDI DTU-225
- Receptor GPS

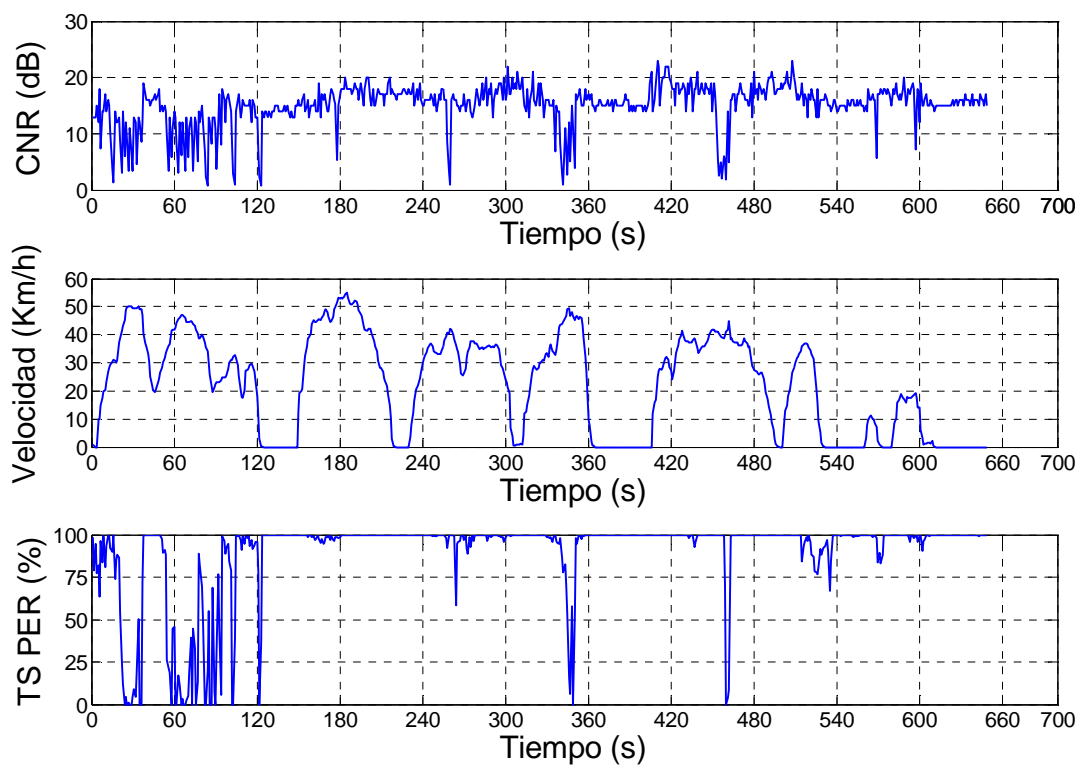


**Figura 5.1.** Esquema de medidas de campo

El demodulador permite hasta dos señales de entrada ante la posibilidad de realizar medidas con diversidad de antenas, y proporciona principalmente parámetros de capa física como RSSI (nivel de potencia), CNR (relación señal a ruido), así como indicadores de errores como BER (*Bit Error Ratio*), MER (*Modulation Error Ratio*) o PER (*Packet Error Ratio*). Por otro lado, mediante el adaptador ASI/USB se puede capturar el flujo de paquetes de transporte (MPEG-2 TS) a la salida del demodulador. A partir de estas trazas, es posible emular el funcionamiento de las capas superiores (ej. AL-FEC) con el objetivo de obtener la calidad de servicio experimentada por el usuario.

Por último, el sistema sincroniza todas las medidas con la posición y velocidad proporcionada por el GPS, a la vez que permite post-procesar la información para generar, por ejemplo, mapas de cobertura.

La **Figura 5.2** muestra un ejemplo de la CNR recibida, la velocidad del vehículo y el TS PER para el canal 58, registrado en la línea de autobús 41 de Valencia utilizando una única antena omnidireccional ubicada en el exterior del vehículo. El modo medido es el actualmente implantado en España, 64-QAM CR 2/3 GI 1/4 FFT 8K.



**Figura 5.2.** CNR medida en canal 58 en línea 41 de autobuses de Valencia. Modo actual 64-QAM CR 2/3 GI 1/4 FFT 8K

En definitiva, los objetivos de las medidas de campo son, por un lado, el estudio de la cobertura de la red actualmente desplegada y por otro, calibrar los modelos de pérdidas de propagación y de rendimiento en el laboratorio a partir de las medidas obtenidas.



Al trabajar con la red original, no se pueden evaluar el rendimiento de la modulación jerárquica mediante medidas de campo, ya que la transmisión actual es no jerárquica. Sin embargo, sí se puede medir el nivel de mejora de la técnica de diversidad de antenas y, además, a partir de las trazas almacenadas, se puede emular el comportamiento de AL-FEC tanto en medidas realizadas sin diversidad como en medidas con diversidad. Como consecuencia, la técnica de modulación jerárquica será evaluada mediante pruebas de laboratorio y simulaciones dinámicas que se describen a continuación.

## 5.2. PRUEBAS DE LABORATORIO

Las pruebas de laboratorio tienen como objetivo caracterizar el comportamiento de los distintos modos de transmisión. A continuación se representa el esquema básico de medidas:

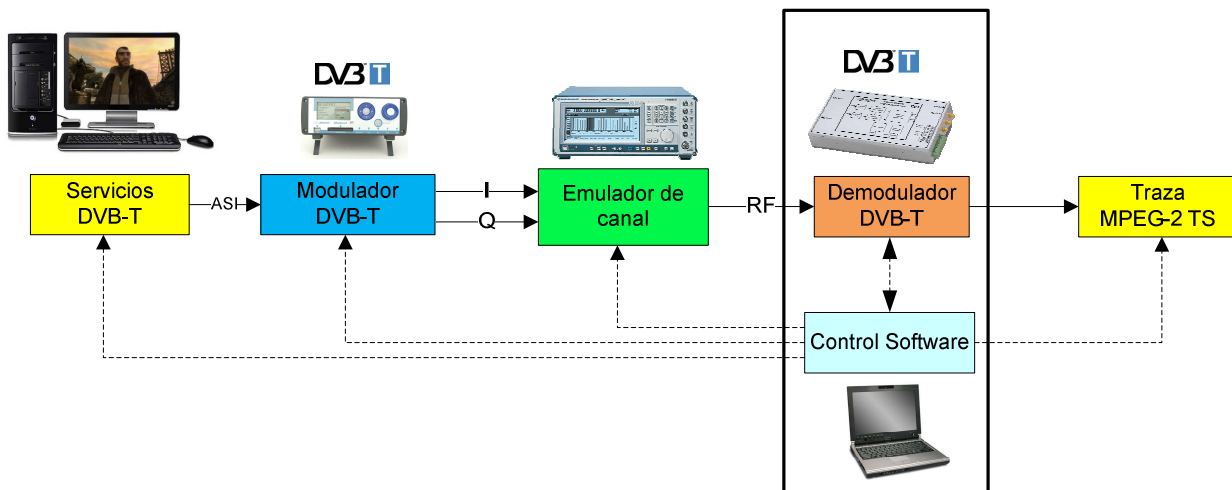
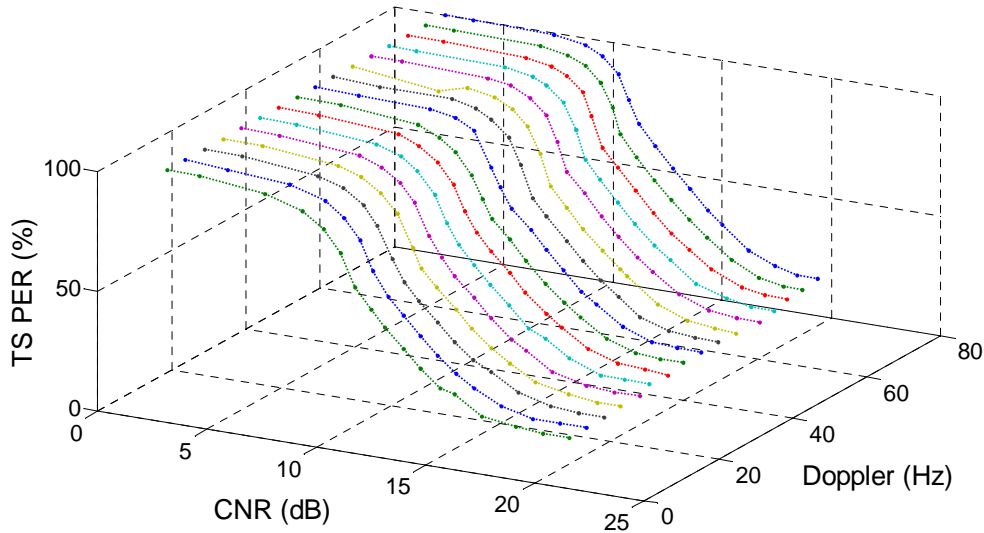


Figura 5.3. Esquema de pruebas de laboratorio.

Mediante un modulador DVB-T se pueden controlar los parámetros de transmisión, esto es, tipo de modulación, *code rate*, intervalo de guarda, tamaño FFT y modulación jerárquica. Además, con un emulador de canal se puede simular un canal móvil controlando el Doppler que introduce.

En recepción, a la salida del demodulador es posible monitorizar el bit TEI (*Transport Error Indicator*), que indica la correcta recepción de cada paquete MPEG-2 TS. De esta manera, podemos obtener los estadísticos de error de paquete, así como la media de paquetes erróneos en función de la CNR recibida, y para distintas condiciones de canal (Doppler):



**Figura 5.4** TS PER en función de la CNR y Doppler para modo 16-QAM, FFT 8K, CR 2/3, GI 1/4

En este proyecto, las pruebas de laboratorio serán utilizadas para evaluar el comportamiento y sacar modelos de rendimiento de la modulación jerárquica. Debido a la falta de equipamiento, en concreto de dos emuladores de canal TU6, no es posible obtener modelos de la técnica de diversidad de antenas.

### 5.3. SIMULACIONES DINÁMICAS

#### 5.3.1. Introducción

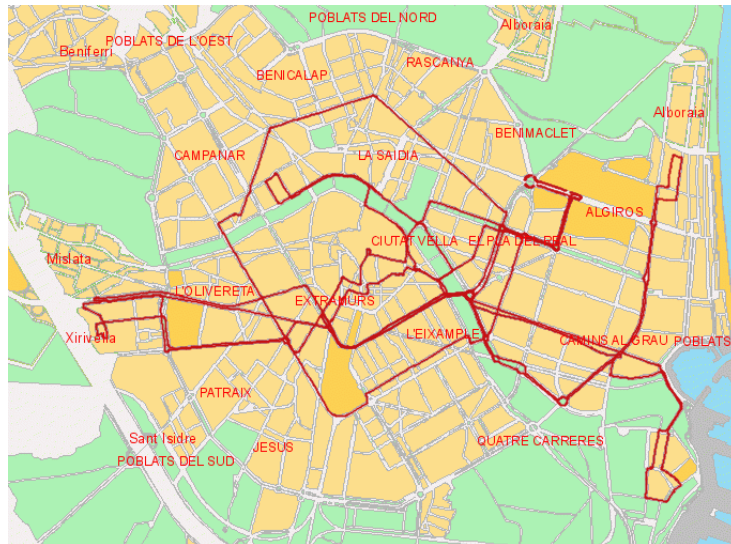
La planificación tradicional de redes de TV (tanto analógica como digital) se basa en un análisis estático, cuyo objetivo es garantizar un determinado nivel de cobertura dentro del área de servicio. Sin embargo, la redes de TDT móvil requieren de análisis dinámicos al igual que en el caso de redes celulares de telefonía móvil. Esto se debe a que la calidad de servicio experimentada por los usuarios depende tanto de la cantidad total de errores recibidos así como de su distribución a lo largo del tiempo.

Las medidas de campo son obviamente la forma más precisa de evaluar el rendimiento de la red. El principal inconveniente es que los resultados que se obtienen corresponden sólo a la trayectoria donde se han efectuado las medidas y para la configuración de red utilizada. Para poder extraer conclusiones sobre el rendimiento global del sistema habría que realizar un número muy elevado de medidas de campo. Sin embargo, el coste de los equipos, así como el material utilizado para realizar las medidas es muchas veces prohibitivo, por lo que las simulaciones dinámicas se convierten en una herramienta de análisis fundamental. Por ello, hoy en día los sistemas de comunicaciones móviles son analizados utilizando simuladores dinámicos a nivel de sistema basados en el método Monte Carlo, es decir, repitiendo el mismo experimento muchas veces con semillas aleatorias y promediando los resultados.

Obviamente, las simulaciones dinámicas no excluyen la realización de medidas de campo destinadas a verificar los resultados obtenidos y ajustar los parámetros de dichas simulaciones.

En este apartado se estudian las características del simulador dinámico para DVB-T móvil, describiendo los modelos utilizados así como los resultados que se pueden obtener mediante los mismos.

Las simulaciones dinámicas se van a estudiar en este proyecto sobre distintas líneas de autobuses de la ciudad de Valencia, las cuales cubren una gran amplitud del territorio urbano:

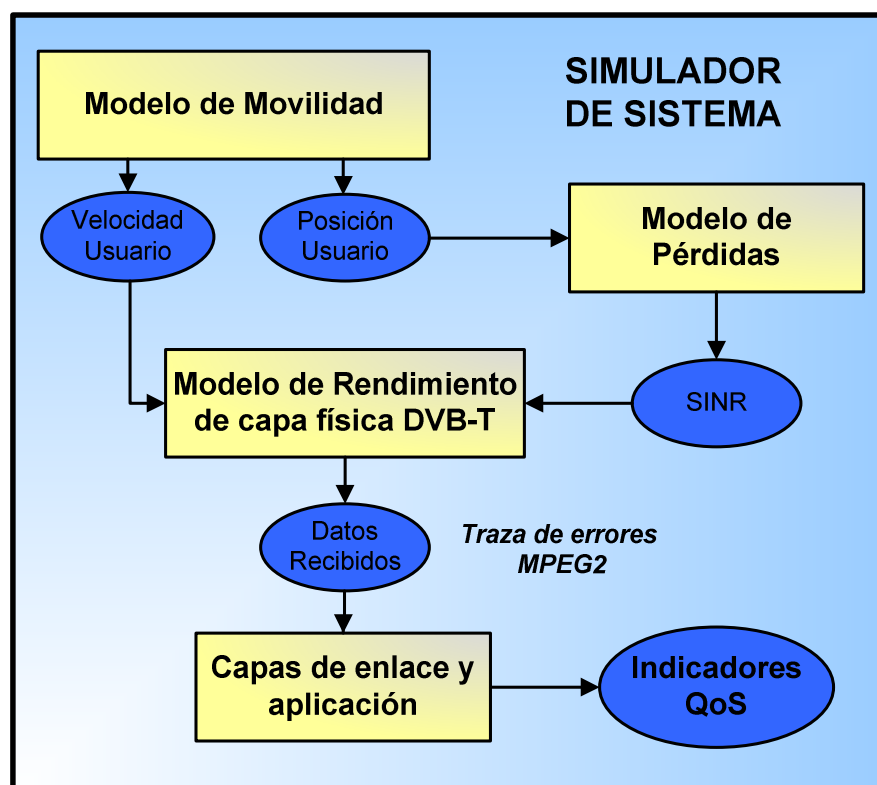


**Figura 5.5.** Líneas 1, 3, 41, 71 y 90 de autobuses de Valencia

### 5.3.2. Descripción del simulador dinámico

El simulador dinámico es una herramienta programada en Matlab cuya principal tarea es la de emular la calidad de servicio percibida por el usuario. Siguiendo un esquema modular, se pueden identificar tres bloques dentro del simulador: modelo de movilidad, modelo de pérdidas de propagación y modelo de rendimiento.

El módulo de movilidad tiene como objetivo mover a los usuarios dentro del área de servicio, obteniendo la posición y velocidad en cada instante de tiempo. El módulo de pérdidas de propagación estima el nivel de CNR medio recibido en cada punto a lo largo de la trayectoria, haciendo uso de modelos de propagación calibrados. Por último, el módulo de rendimiento calcula el porcentaje de información que recibe sin errores el usuario utilizando los datos de velocidad y CNR proporcionada por los otros dos módulos. En la **Figura 5.6** se muestra la arquitectura del simulador dinámico con estos bloques claramente diferenciados:



**Figura 5.6.** Arquitectura del simulador a nivel de sistema DVB-T

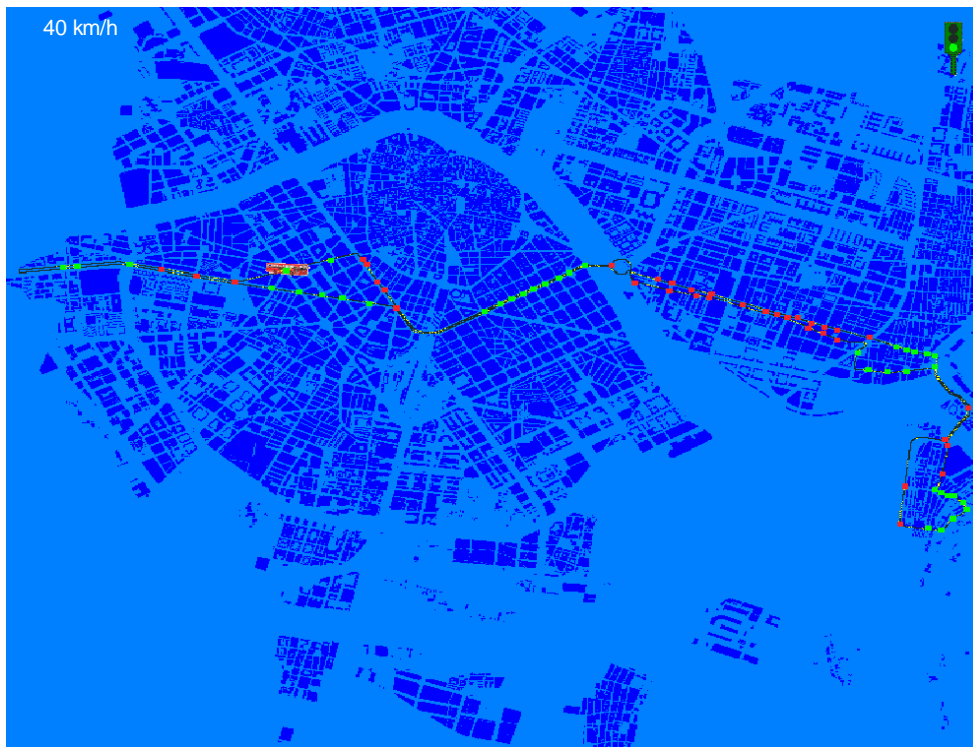
Las simulaciones dinámicas son especialmente útiles para realizar estudios sobre optimización de los parámetros de una red. Es decir, a partir de un escenario con una red DVB-T desplegada, se puede estimar las mejoras que se obtienen mediante la implementación de las diversas soluciones técnicas para dar servicios en movilidad: diversidad, modulación jerárquica y/o AL-FEC.

El simulador dinámico desarrollado en este proyecto forma parte de una herramienta de planificación del Grupo de Comunicaciones Móviles del iTEAM [17].

### 5.3.3. Modelo de movilidad

Los modelos de movilidad son siempre un elemento importante para la fiabilidad de un simulador dinámico, ya que resulta importante ajustar los movimientos de los usuarios a la realidad lo máximo posible. Por este motivo es muy importante que el modelo de movilidad esté basado en observaciones de tráfico del escenario bajo estudio. De esta forma, se puede emular el movimiento de los usuarios por el escenario de despliegue y controlar como cambia su posición, velocidad y aceleración a lo largo del tiempo.

El modelo de movilidad implementado en el simulador dinámico está basado en el modelo SUMO (*Simulation of Urban Mobility*) [18], un modelo muy sofisticado y hoy día el más utilizado. El escenario elegido para el desarrollo del modelo es un escenario *outdoor* y las aplicaciones principales serán la de proveer servicios de TV móvil a vehículos, centrándonos en la provisión de estos servicios de *streaming* a la red de autobuses EMT-Valencia. Cabe destacar que cada vehículo es modelado por separado y además se tiene en cuenta como interactúa cada uno de ellos con el entorno, lo que producirá, por ejemplo, cambios en la velocidad debidos a la proximidad a otros vehículos o a semáforos en rojo.



**Figura 5.7.** Representación del modelo de movilidad

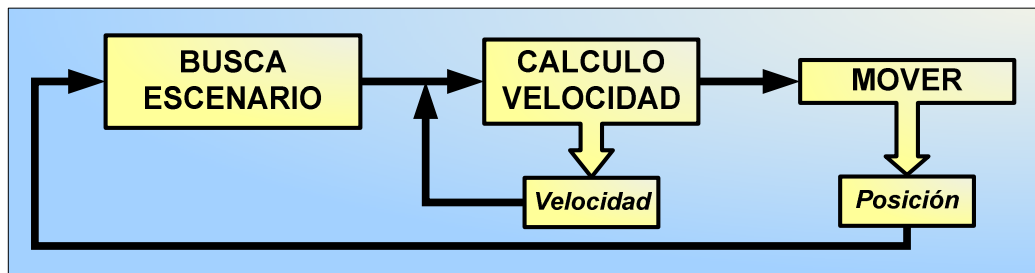
Básicamente, el modelo de movilidad obtendrá la velocidad instantánea y posición de cada uno de los vehículos en función de los diversos parámetros de la simulación: factor de ocupación, escenario, tiempo de ciclo y tiempo de servicio (**Figura 5.8**).



**Figura 5.8.** Esquema del modelo de movilidad

El escenario es un mapa de la ciudad con información sobre posición de edificios y calles por las que se moverán los vehículos, mientras que el factor de ocupación es una variable que representa la congestión de tráfico que hay en dicho escenario, y podrá tomar valores entre 0 y 100%. Por su parte, el tiempo de servicio controlará la duración de la simulación, mientras que el tiempo de ciclo será el periodo con que se actualizará la velocidad y la posición del móvil.

Los vehículos son colocados aleatoria y uniformemente a lo largo del escenario. Internamente, el modelo de movilidad trabaja con cada vehículo de forma individual, aplicando tres etapas en cada iteración temporal (**Figura 5.9**).



**Figura 5.9.** Bloques del modelo de movilidad

El primer paso será obtener información del estado del escenario. Cada coche hará una inspección del entorno y calculará en cada iteración diversos parámetros de la situación espacial del coche (sentido a tomar, distancia a obstáculos próximos...).

A partir de los parámetros calculados anteriormente, el vehículo tomará una decisión de cuál será su nueva velocidad, siempre menor que la velocidad de seguridad dada por (5.1), donde  $v_s$  representa la nueva velocidad y  $b$  la aceleración/deceleración máxima ( $m/s^2$ ).

$$v_s \leq v_{safe} = b(\alpha_{safe} + \beta_{safe}) \quad (5.1)$$

y  $\alpha_{safe}$  y  $\beta_{safe}$  vienen dados por (5.2) y (5.3) dónde:  $g$  es distancia entre vehículos y  $\lfloor x \rfloor$  representa la parte entera de  $x$ .

$$\alpha_{safe} = \lfloor \sqrt{2 \frac{d_p + g}{b} + \frac{1}{4}} - \frac{1}{2} \rfloor \quad (5.2)$$

$$\beta_{safe} = \frac{d_p + g}{(\alpha_{safe} + 1)b} - \frac{\alpha_{safe}}{2} \quad (5.3)$$

La distancia de frenado  $d_p$  del coche vendrá dada por (5.4), dónde  $\alpha_p$  y  $\beta_p$  están definidos como la parte entera y la parte fraccional de  $d_p/b$ .

$$d_p = b(\alpha_p \beta_p + \frac{\alpha_p(\alpha_p - 1)}{2}) \quad (5.4)$$

Para dar un carácter aleatorio a la velocidad se introducen los parámetros  $v_0$  (5.5) y  $v_1$  (5.6). La variable  $v_1$  denota la velocidad óptima para la siguiente actualización, mientras que  $v_1 - v_0$  es la máxima desviación de la velocidad óptima debido a imperfecciones en la conducción.  $v_{max}$  es la máxima velocidad de los vehículos (50 km/h en ciudad) y  $v_{safe}$  la velocidad de seguridad calculada anteriormente. (El parámetro  $\varepsilon$  ha sido fijado a 0.4.)

$$v_1 = \min[v(t) + b \times T_{ciclo}, v_{max}, v_{safe}] \quad (5.5)$$

$$v_0 = v_1 - \varepsilon(v_1 - (v(t) - b \times T_{ciclo})) \quad (5.6)$$

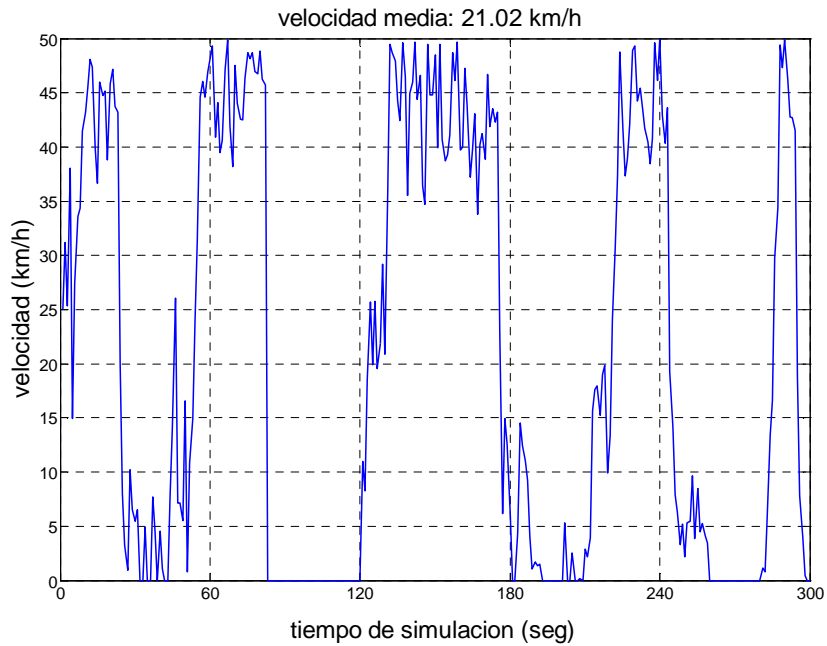
Por otro lado, las fórmulas para la actualización de la velocidad son:

$$v(t+1) = v_{ran, v_0, v_1} \quad (5.7)$$

$$x(t+1) = x(t) + v(t+1) \times T_{ciclo} \quad (5.8)$$

Una vez calculada la nueva posición del vehículo ( $x_{t+1}$ ), se actualiza ésta dentro del escenario.

Este tipo de modelos son muy complejos, dado que grandes ciudades, como es el caso de Valencia, tienen una red muy compleja de calles, pero consiguen unos resultados muy realistas como puede apreciarse en la **Figura 5.10**.



**Figura 5.10.** Velocidad del vehículo obtenido en módulo de movilidad

#### 5.3.4. Modelo de pérdidas de propagación

El modelo de pérdidas de propagación es el segundo de los bloques del simulador dinámico. Básicamente, la función de este bloque es la de predecir el nivel de señal que experimenta el receptor en cada uno de los puntos del recorrido.

Esta estimación se hace mediante el cálculo de las pérdidas en el trayecto del transmisor hacia el móvil (*Path Loss*). Los factores a tener en cuenta son el perfil del terreno de la zona de cobertura y la presencia de obstáculos tales como edificios, árboles o montañas, que se obtiene a partir de mapas cartográficos de la zona. En este proyecto se ha trabajado con dos tipos de mapas, el primero un mapa digital de la altura del terreno (*Digital Terrain Model*) de la Comunidad Valenciana, y el segundo, un mapa correspondiente con la altura de los edificios (*Clutter Heights*) de la zona urbana de la ciudad de Valencia (**Figura 5.11**).

Para realizar las predicciones de las pérdidas en el radio-enlace se proponen varios modelos de propagación que modelan zonas de terreno irregular. Algunos de estos modelos son Walfish-Ikegami, Okumura-Hata, ITU-R y Hata+Difracción, la mayoría de ellos basados en la interpretación de mediciones en diversas áreas de servicio. Para las simulaciones de este proyecto se ha usado el modelo de Hata+Difracción (**Figura 5.12**).



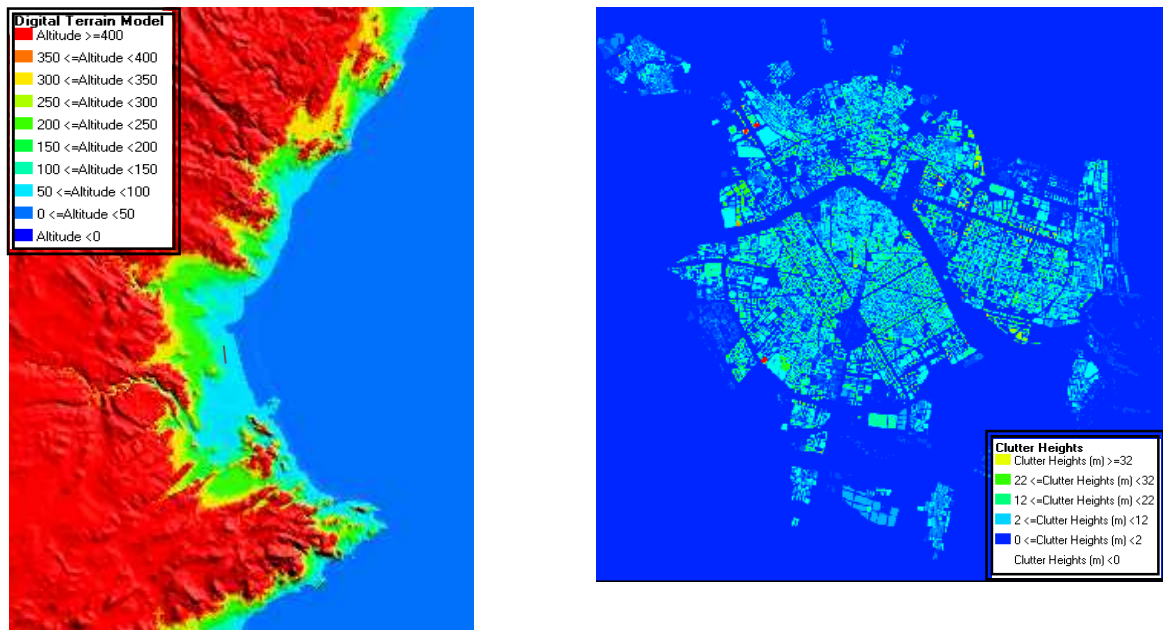


Figura 5.11. Mapas cartográficos de altura del terreno (izqda.) y altura de los edificios (dcha.)

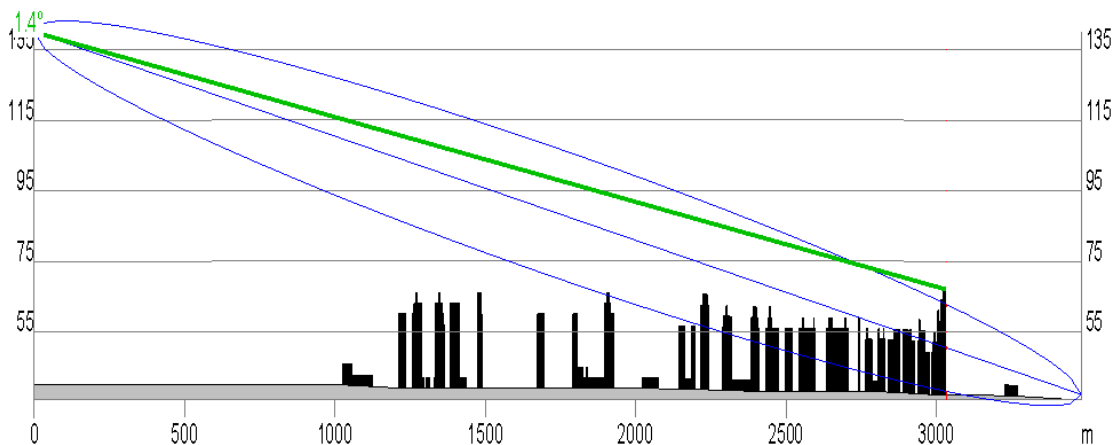


Figura 5.12. Perfil del terreno en la zona de cobertura

Deducido de la fórmula de Hata, el modelo de Hata-Difracción tiene en cuenta la altura de terreno y edificios. Consiste en añadir a las pérdidas calculadas según la fórmula de Hata un término adicional debido a la difracción en los edificios. La difracción se puede calcular según diferentes métodos pero en el caso de las medidas en banda UHF de Valencia el que más se ajusta es el método de Deygout **¡Error! No se encuentra el origen de la referencia.** Las pérdidas de propagación para este método se calculan según la siguiente expresión:

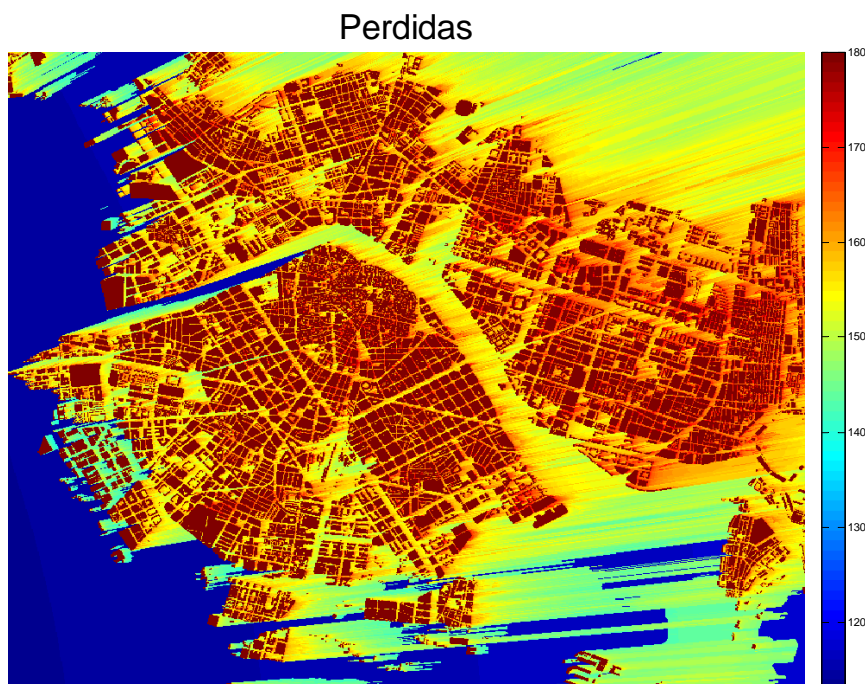
$$Loss = K_1 + K_2 \cdot \log(d) + K_3 \cdot \log(H_{tx}) + K_4 \cdot Diffraction + K_5 \cdot \log(d) \cdot \log(H_{tx}) + K_6 \cdot H_{rx} + K_{clutter} \cdot f(clutter) + K_{hillLOSS}$$

, dónde:

$Loss$	Pérdidas (dB)
$d$	Distancia entre transmisor y receptor (m)
$H_{tx}$	Altura efectiva de la antena transmisora (m)
$Diffraction$	Pérdidas debidas a difracción (dB)
$H_{rx}$	Altura del receptor (m)
$K_{clutter}$	Factor para $f(clutter)$
$f(clutter)$	Pérdidas medias debido a $clutter$
$K_{hillLOSS}$	Factor de corrección para regiones montañosas (=0 en caso de pérdidas en espacio libre)
$K_1- K_6$	Parámetros de la ecuación

El modelo de propagación Hata+Deygout siempre necesitará un proceso de ajuste para estimar el valor de sus parámetros característicos. Esta calibración se puede realizar a partir de medidas de campo para varias rutas dentro del escenario de evaluación. El proceso analiza estadísticamente la diferencia entre las predicciones y las medidas, realizando una calibración automática del modelo.

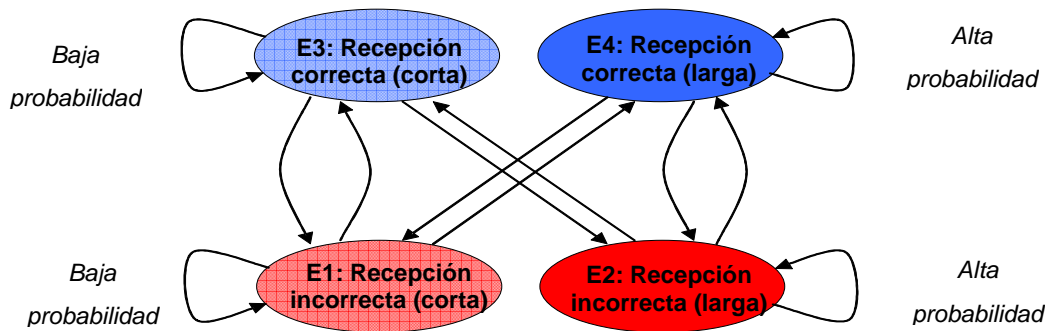
Una vez obtenidas las pérdidas en cada punto del escenario, ya es posible trabajar con mapas de pérdidas de toda la zona de cobertura (**Figura 5.13**).



**Figura 5.13.** Pérdidas en la zona de cobertura

### 5.3.5. Modelo de rendimiento

El modelo de rendimiento desarrollado por el iTEAM es un modelo de capa física basado en procesos de Markov de cuatro estados (**Figura 5.15**) [20]. Este modelo aproxima las longitudes de las secuencias de paquetes recibidos correcta e incorrectamente en función de los valores de CNR y velocidad del terminal. En el siguiente diagrama, cada transición representa la recepción de un nuevo paquete. Las transiciones que acaban en los estados 1 y 2 están asociadas a la recepción de paquetes erróneos, mientras que en los estados 3 y 4 corresponde a paquetes recibidos correctamente. También se indica de manera cualitativa las probabilidades de permanecer en los estados.



**Figura 5.15.** Diagrama de estados del modelo de Markov

La probabilidad de transición entre estados de la matriz viene dada por:

$$P = \begin{pmatrix} \alpha_1 & 0 & (1-\alpha_1)w_3 & (1-\alpha_1)w_4 \\ 0 & \alpha_2 & (1-\alpha_2)w_3 & (1-\alpha_2)w_4 \\ (1-\alpha_3)w_1 & (1-\alpha_3)w_2 & \alpha_3 & 0 \\ (1-\alpha_4)w_1 & (1-\alpha_4)w_2 & 0 & \alpha_4 \end{pmatrix} \quad (5.10)$$

, dónde:  $0 \leq \alpha_i \leq 1$ ,  $w_1 + w_2 = 1$  y  $w_3 + w_4 = 1$ .

La probabilidad de error de paquete se define como:

$$P(Z = e) = \frac{w_3}{(1-\alpha_3) \left( \sum_{k=1}^4 \frac{w_k}{1-\alpha_k} \right)} + \frac{1-w_3}{(1-\alpha_4) \left( \sum_{k=1}^4 \frac{w_k}{1-\alpha_k} \right)} \quad (5.11)$$

, la longitud media de las secuencias de paquetes correctamente recibidos es:

$$\mu_C = \frac{w_1}{1-\alpha_1} + \frac{(1-w_1)}{1-\alpha_2} \quad (5.12)$$

, la longitud media de las secuencias de paquetes erróneos es:

$$\mu_E = \frac{w_3}{1-\alpha_3} + \frac{(1-w_3)}{1-\alpha_4} \quad (5.13)$$

, la varianza de las secuencias de paquetes correctamente recibidos es:

$$\sigma_C^2 = \frac{w_1\alpha_1(1-\alpha_2)^2 + w_2\alpha_2(1-\alpha_1)^2 + w_1w_2(\alpha_2-\alpha_1)^2}{(1-\alpha_1)^2(1-\alpha_2)^2} \quad (5.14)$$

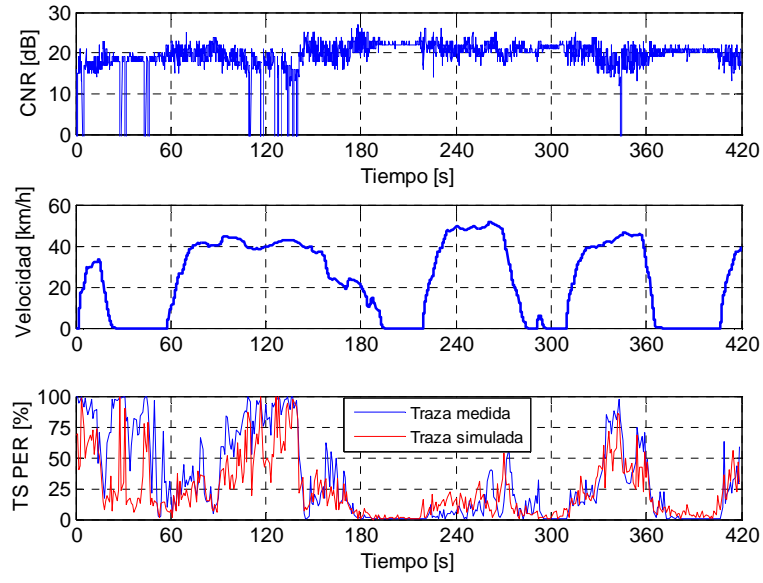
, y por último, la varianza de las secuencias de paquetes erróneos es:

$$\sigma_E^2 = \frac{w_3\alpha_3(1-\alpha_4)^2 + w_4\alpha_4(1-\alpha_3)^2 + w_3w_4(\alpha_4-\alpha_3)^2}{(1-\alpha_3)^2(1-\alpha_4)^2} \quad (5.15)$$

Los parámetros del modelo  $\alpha_i$  y  $w_i$  se pueden obtener resolviendo numéricamente los sistemas de ecuaciones no lineales proporcionados por las igualdades anteriores.

El objetivo de la parametrización es obtener la relación entre los estadísticos de error de paquete medidos y las condiciones de recepción a partir de una CNR y un Doppler dados. Esta relación se obtiene calculando, bien a partir de medidas de laboratorio o bien a partir de simulaciones, los estadísticos de error de paquete empleando un modo de transmisión DVB-T y un modelo de canal. Los estadísticos se aproximan por curvas en función de la CNR y el Doppler mediante el uso de técnicas iterativas como error cuadrático medio (*least-squared error, LSE*). Posteriormente, se calculan los parámetros dados por las funciones 5.11-5.15 y, finalmente, se generan las secuencias de paquetes correctos o incorrectos a partir del modelo de Markov.

La **Figura 5.16** muestra un ejemplo de ratios de paquetes TS erróneos medidos y simulados a lo largo del tiempo (los ratios de error son promediados sobre intervalos de 1 segundo). Como se puede ver, el ratio de paquetes erróneos a lo largo del tiempo de la traza simulada mediante el modelo de rendimiento se aproxima bastante bien a la medida.

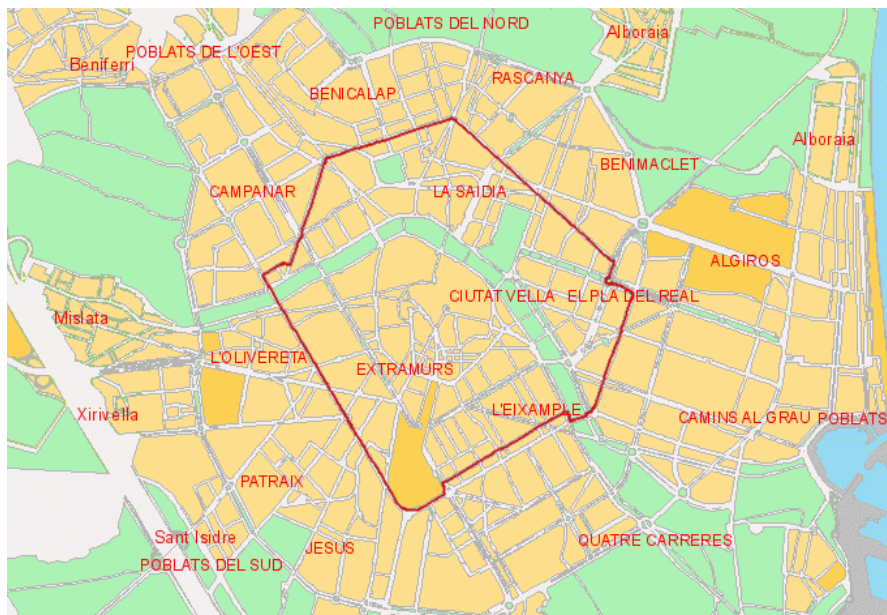


**Figura 5.16.** Resultados del modelo de rendimiento

## 6. RESULTADOS Y DISCUSIONES

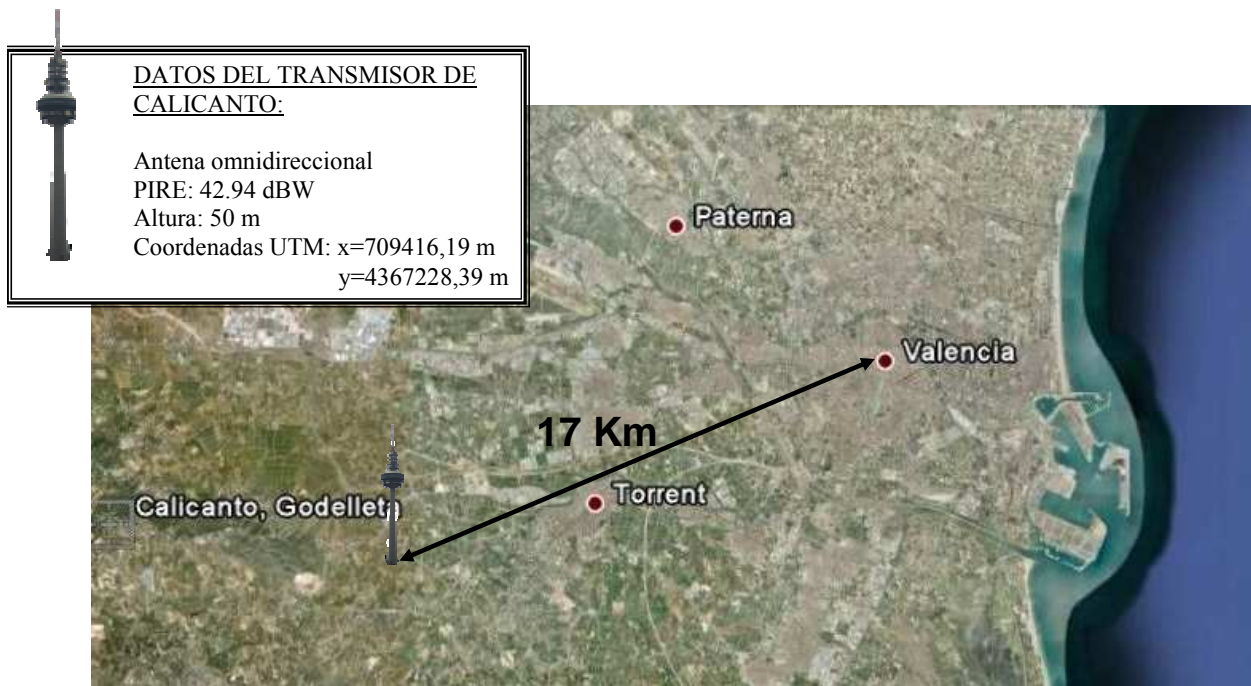
### 6.1. MEDIDAS DE CAMPO PARA EVALUAR LA COBERTURA ACTUAL Y LA GANANCIA POR DIVERSIDAD

Para evaluar la cobertura de la red actual y la ganancia obtenida mediante la técnica de diversidad de antenas, se ha llevado a cabo una campaña de medidas sobre la línea 90 de autobuses de Valencia, según la metodología descrita en el apartado 5.1. La línea 90 es una línea circular que se ha escogido para esta campaña debido a su recorrido, ya que abarca una gran cantidad de distritos del territorio urbano de la ciudad, y puede dar una idea más general de la cobertura obtenida.



**Figura 6.1.** Línea 90 de autobuses de Valencia

El transmisor que emite la señal digital DVB-T se encuentra en el término municipal de Calicanto (Torrente), a unos 17 Km. al suroeste de Valencia. La antena es omnidireccional y emite 42,94 dBW de potencia isotrópica radiada equivalente (PIRE). El emplazamiento está situado en un terreno montañoso a 200 m. sobre el nivel del mar, con una altura del transmisor de 50 m. y unas coordenadas UTM de  $x=709416,19$  m.,  $y=4367228,39$  m. (**Figura 6.2**).



**Figura 6.2.** Datos del transmisor de Calicanto

El recorrido se ha repetido en dos ocasiones, la primera con una sola antena receptora, y la segunda con dos antenas separadas espacialmente a lo largo del vehículo. Las medidas se han realizado a 770 MHz, siendo para esta frecuencia la separación óptima entre antenas de (apartado 3.1.3):

$$d = 0.38 \cdot \lambda = 0.38 \cdot \frac{c}{f} = 0.38 \cdot \frac{3 \cdot 10^8}{770 \cdot 10^6} = 0.148m = 14.8cm \quad (6.1)$$

Los datos de los recorridos se reflejan en la **Tabla 6.1**. La diferencia más notable entre ambas medidas es el porcentaje de paquetes erróneos en cada caso. En la medida sin diversidad se ha obtenido una traza con el 67% de los paquetes erróneos, mientras que mediante la combinación de señales procedentes de dos antenas en la técnica de diversidad de antenas se ha conseguido rebajar esa cifra al 23,7%.

	Sin diversidad	Con diversidad
<b>Distancia del recorrido</b>	11,2 Km	11,2 Km
<b>Tiempo del recorrido</b>	30 min 1 seg	30 min 23 seg
<b>Velocidad media</b>	22,4 Km/h	22,1 Km/h
<b>TS PER medio</b>	67,0%	23,7%

**Tabla 6.1.** Datos de los recorridos con y sin diversidad

La causa de la alta tasa de errores es el poco nivel de CNR recibido. Si se representa la CNR recibida en todo el trayecto para el caso de una sola antena obtenemos los valores de la **Figura 6.3**, con una media total en el recorrido de **14.9 dB**, un nivel muy por debajo de la CNR mínima para el modo de transmisión actual 64-QAM CR 2/3 GI 1/4, que es de **26,4 dB** en un canal TU6 (receptor TeamCast).



**Figura 6.3.** CNR sin diversidad en la línea 90

Por otra parte, el receptor utilizado para las medidas de campo no proporciona información sobre la CNR recibida de la señal combinada en el caso de diversidad, sino los valores de CNR en cada una de las antenas. Para obtener la ganancia de la señal combinada se ha comparado la traza con diversidad con la traza sin diversidad sumándole un *offset* de potencia. Como se ha visto, la traza de la medida sin diversidad proporciona un TS PER del 67%, mientras que el TS PER de la traza de la medida con diversidad es de 23,7%. Se ha comprobado que sumándole un *offset* de 5,7 dB a la CNR recibida en la traza sin diversidad se obtiene el mismo TS PER en ambas trazas, un 23,7%. Por tanto, se ha tomado como ganancia por diversidad el valor de **5,7 dB**.

En cuanto a las trazas de las medidas, se ha obtenido la tasa de paquetes erróneos (TS PER) con una frecuencia de 1 segundo (13220 paquetes con el modo actual), con el objetivo de representar en un mapa los puntos del trayecto que han sido cubiertos satisfactoriamente a lo largo de la medida. Se considera que el punto ha sido cubierto si la tasa de paquetes erróneos ha sido inferior al 5%.

En una primera representación, podemos ver que en la medida sin diversidad se han cubierto tan solo un **7%** de los puntos del recorrido:



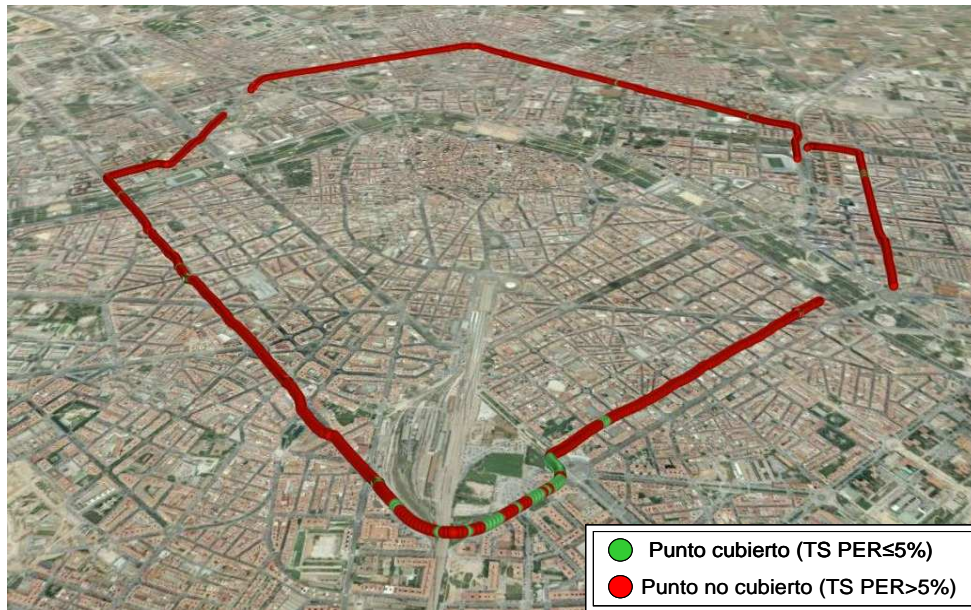


Figura 6.4. Puntos cubiertos sin diversidad en línea 90

Por otro lado, implementando diversidad con una separación entre antenas óptima de 14.8 cm, se logra cubrir un **63%** de los puntos del trayecto:

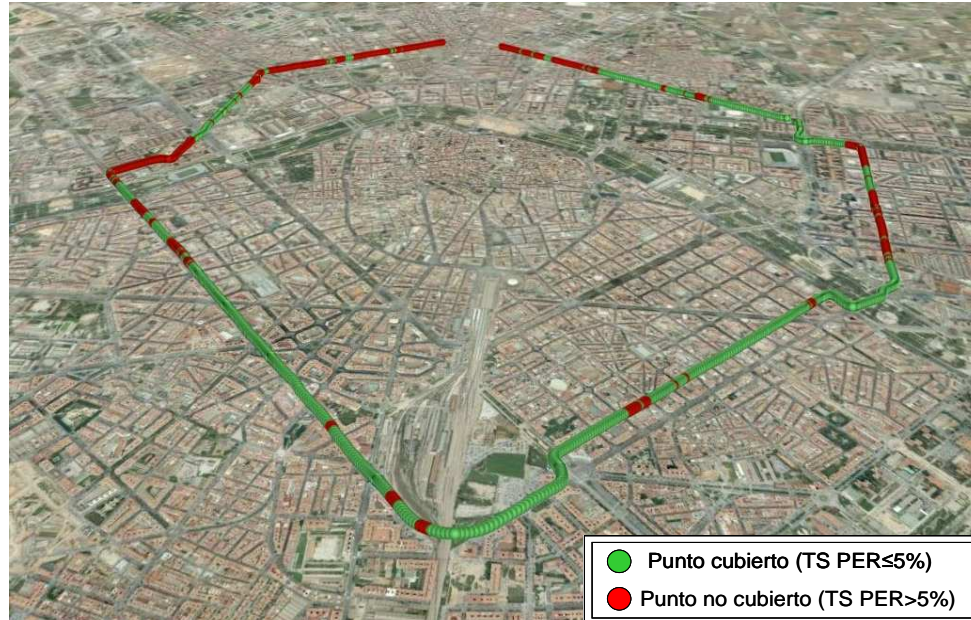
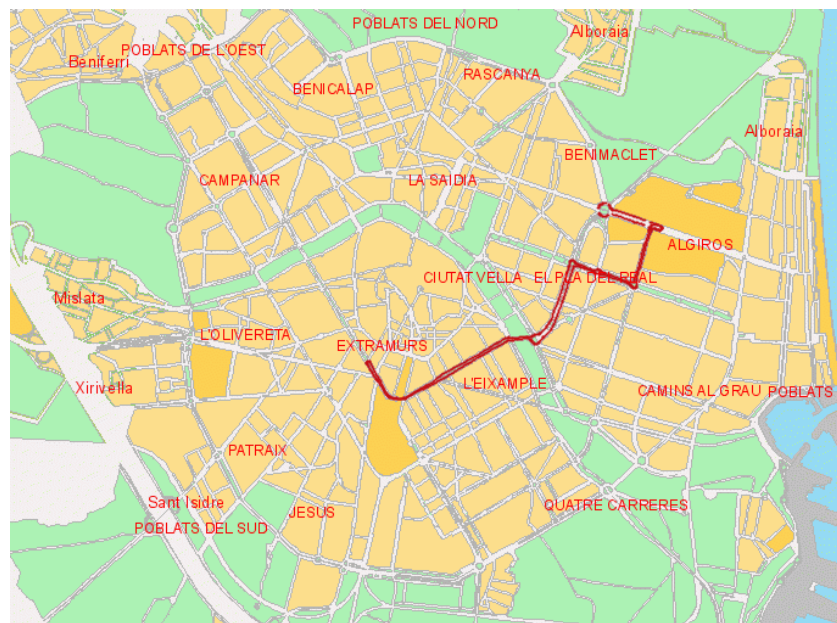


Figura 6.5. Puntos cubiertos con diversidad y separación entre antenas óptima en línea 90

## 6.2. MEDIDAS DE CAMPO PARA EVALUAR LA INFLUENCIA DE LA SEPARACIÓN ENTRE ANTENAS

Para comprobar la influencia de la separación entre antenas en la ganancia por diversidad espacial, se han realizado medidas de campo sobre la línea 41 de autobuses de Valencia (**Figura 6.6**), variando la distancia entre dichas antenas para ver el efecto que tiene en la tasa de puntos cubiertos durante el trayecto. Al igual que se comentó en el apartado anterior, la separación óptima para la frecuencia de 770 MHz es de 14.8 cm. Además de esta distancia, se han tomado otras distancias cercanas a la distancia óptima: 10 y 20 cm, y una distancia bastante mayor: 125 cm. En un autobús, la distancia mínima no sería un problema, ya que estos miden 10 o 12 metros de longitud. En un terminal móvil, estas distancias si serían un inconveniente para aplicar la técnica de diversidad espacial.



**Figura 6.6.** Línea 41 de autobuses de Valencia

Los datos de los trayectos con las distintas separaciones entre antenas son:

	Separación 10 cm	Separación 14,8 cm	Separación 20 cm	Separación 125 cm
<b>Distancia del recorrido</b>	4,6 Km	4,6 Km	4,6 Km	4,6 Km
<b>Tiempo del recorrido</b>	10 min 49 seg	10 min 5 seg	11 min 27 seg	8 min 20 seg
<b>Velocidad media</b>	25,5 Km/h	27,4 Km/h	24,1 Km/h	33,1 Km/h

**Tabla 6.2.** Datos de los recorridos de los trayectos para medir la influencia de la separación entre antenas

Como se esperaba, la máxima tasa de puntos cubiertos se ha obtenido para la distancia óptima, con un total del **84%** de servicio:



**Figura 6.7.** Puntos cubiertos con diversidad y separación entre antenas de 14.8 cm

Por otro lado, en el caso de las distancias de 10 y 20 cm, como se explicó en el apartado de teoría 4.1.3, las señales no están totalmente incorreladas y la ganancia que se obtiene no es tan grande. Las tasas de servicio que se obtienen en este caso son **73%** y **80%**, respectivamente:



**Figura 6.8.** Puntos cubiertos con diversidad y separación entre antenas de 10 cm



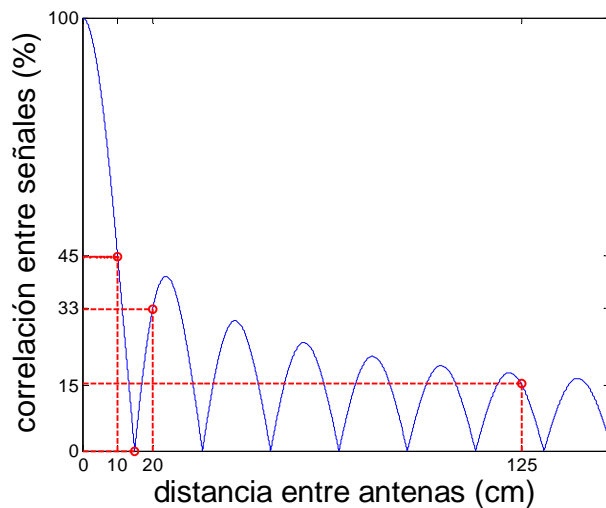
**Figura 6.9.** Puntos cubiertos con diversidad y separación entre antenas de 20 cm

Por último, para distancias grandes como el caso de 125 cm, que es la distancia más grande que se pudo medir en el vehículo con el que se realizaron las medidas de campo, la correlación entre señales disminuye y se vuelve a obtener un buen porcentaje de puntos cubiertos (**84%**):



**Figura 6.10.** Puntos cubiertos con diversidad y separación entre antenas de 125 cm

Para resumir este apartado, en la siguiente tabla se puede apreciar una comparativa con las diferentes separaciones entre antenas, concluyendo que las distancias que hacen que la correlación entre señales sea mínima, son los que mejores resultados proporcionan:



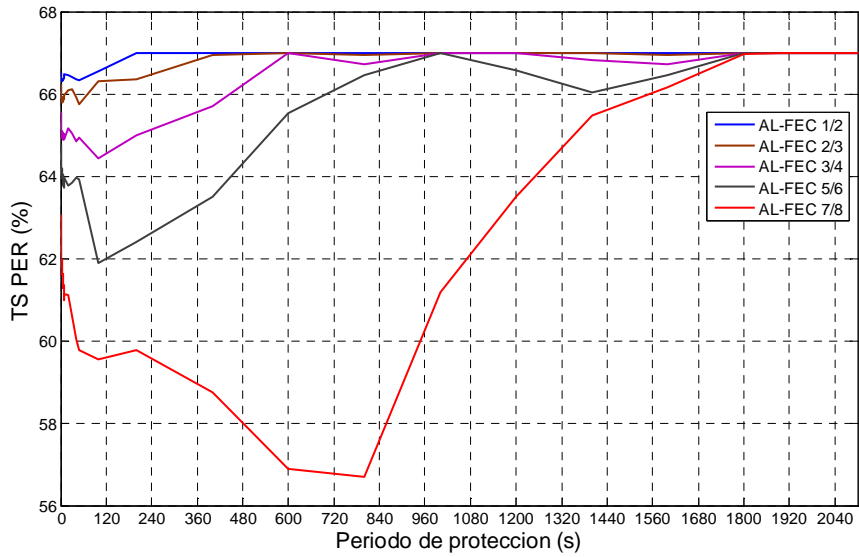
Distancia entre antenas	Correlación	Tasa Servicio
10 cm	45%	73%
14,8 cm	0%	84%
15 cm	33%	80%
125 cm	15%	83%

**Figura 6.11.** Tabla comparativa de tasas de servicio en función de la distancia entre antenas

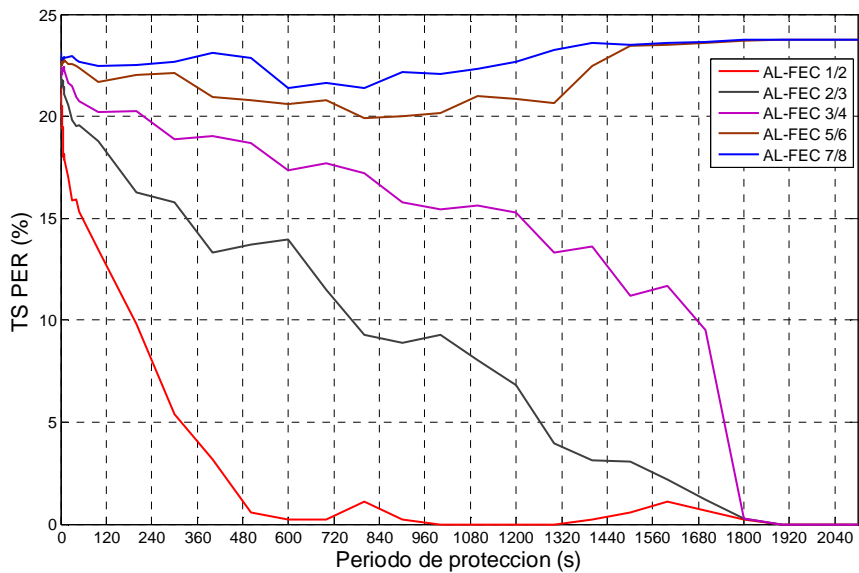
### 6.3. APLICACIÓN DE AL-FEC A MEDIDAS DE CAMPO

Como se comentó en el apartado 5.1, las medidas de campo permiten almacenar las trazas y capturar el bit TEI de cada paquete, el cual indica si dicho paquete se ha recibido correctamente o por el contrario, ha habido algún error en su recepción. De esta forma, se puede emular mediante software la capacidad de corregir dichos errores con la técnica de AL-FEC. A partir de las trazas de las medidas del apartado anterior sobre la línea 90, se medirá el nivel de mejora tras la aplicación de AL-FEC a las medidas sin diversidad (**Figura 6.12**) y a las medidas con diversidad (**Figura 6.13**). Para ello, se tomarán distintos *code rate* y distintas longitudes del periodo de protección.

En la primera figura se observa como no es posible corregir los errores solo mediante la técnica de AL-FEC, ya que el valor inicial de paquetes erróneos es superior al 50%, y con ningún *code rate* se consigue recuperar una tasa tan alta de errores. Sin embargo, en la traza recibida mediante diversidad de antenas, las tasas de codificación más fuertes consiguen recuperar todos los paquetes, siempre a costa de una disminución en el *bit rate* efectivo de la información. Utilizando  $code\ rate = 1/2$ , se necesita un periodo de protección de al menos 10 minutos, mientras que con un  $code\ rate = 2/3$  y  $3/4$  es necesario más de 30 minutos.



**Figura 6.12.** Capacidad de corrección sin diversidad y aplicando AL-FEC para distintos *code rate* y periodo de protección



**Figura 6.13.** Capacidad de corrección combinando diversidad y AL-FEC para distintos valores de *code rate* y periodo de protección

## 6.4. PRUEBAS DE LABORATORIO PARA EVALUAR EL COMPORTAMIENTO DE LA MODULACIÓN JERÁRQUICA

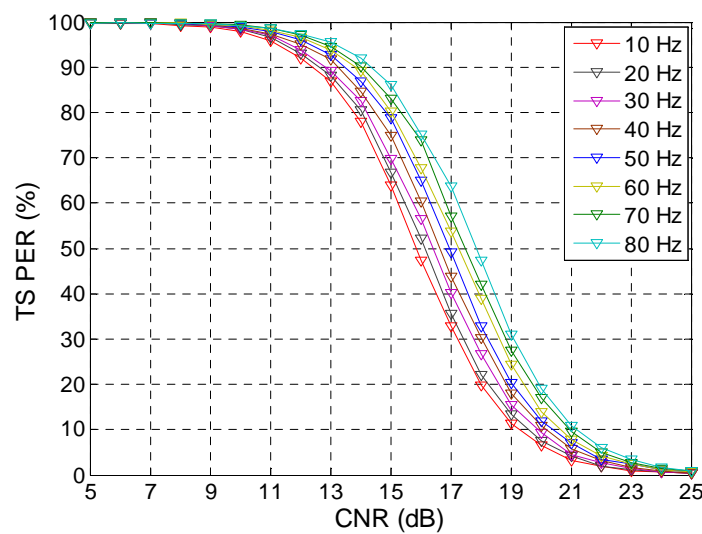
Para evaluar el comportamiento del modo de transmisión actual y de los flujos de alta y baja prioridad en una modulación jerárquica, se han realizado medidas de laboratorio con el esquema descrito

en el apartado 5.2. Se ha medido el TS PER de cada uno de ellos en función de la CNR recibida y del Doppler que introduce un canal TU6. En todo momento se ha asumido un valor de  $\alpha=1$ , ya que se ha considerado como un valor apropiado en una posible red que transmitiera información tanto por el flujo HP como por el flujo LP. Un incremento en el valor de  $\alpha$  supondría una mejora en la robustez del flujo HP pero siempre a costa de la disminución de la robustez del flujo LP. Los otros parámetros de decisión en una modulación jerárquica son los *code rate* de los flujos HP y LP. Puesto que se está diseñando una red de TDT móvil, en el flujo HP se van a codificar los contenidos para los receptores móviles. Estos están sometidos a los efectos del canal móvil, es decir, desvanecimientos de señal debido al desplazamiento Doppler. Por lo tanto, el flujo HP se codificará con el *code rate* más robusto que permite el estándar, 1/2. Por su parte, la tasa de codificación del flujo LP se mantendrá igual al de la configuración actual (2/3), manteniendo la robustez y el *bit rate* efectivo de la modulación original:

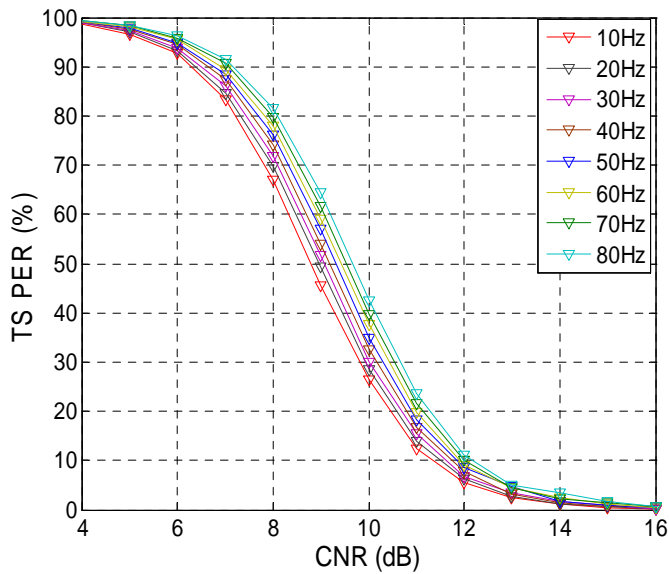
Modulación		Code rate	CNR <sub>min@40Hz</sub> (dB)	Bit rate (Mbps)	
No jerárquica	64-QAM	2/3	20.4	19.91	
Jerárquica	QPSK en 64-QAM ( $\alpha=2$ )	HP	1/2	12.1 (-8.3)	4.98
		LP	2/3	20.7 (+0.3)	13.27
				18.25 (-1.66)	

**Tabla 6.3.** Tabla comparativa con la CNR mínima (Doppler=40Hz) y *bit rate* de la modulación jerárquica y no jerárquica

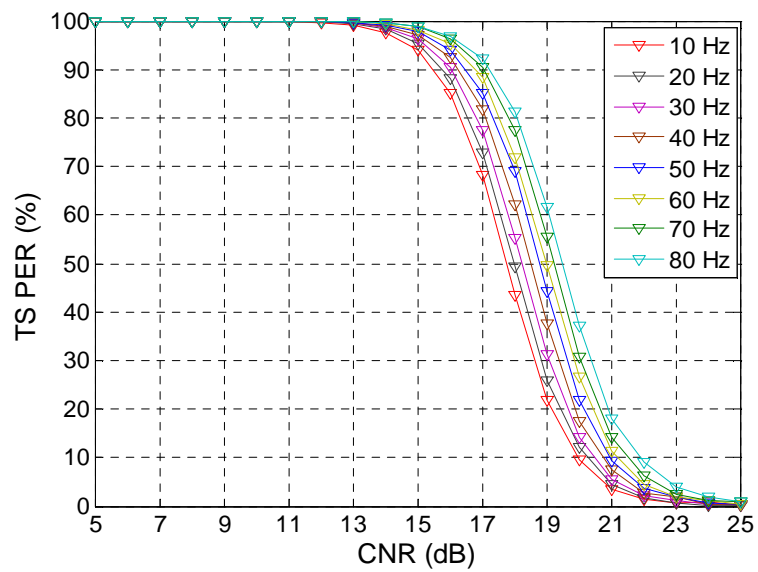
Las gráficas obtenidas tanto para el modo jerárquico como para el modo no jerárquico son las siguientes:



**Figura 6.14.** Modelo de rendimiento del modo de transmisión actual: 64-QAM CR 2/3 GI 1/4



**Figura 6.15.** Modelo de rendimiento del flujo HP de modulación jerárquica con  $\alpha=1$ : QPSK CR 1/2 GI 1/4



**Figura 6.16.** Modelo de rendimiento del flujo LP de modulación jerárquica con  $\alpha=1$ : 16-QAM CR 2/3 GI 1/4

Si consideramos un TS PER inferior al 5% como parámetro subjetivo de buena calidad y analizamos las curvas del modo actual 64-QAM (**Figura 6.14**), se puede observar que se necesita recibir al menos una CNR de 20-22 dB para conseguir este nivel de calidad. Por su parte, mediante la recepción del flujo HP en una modulación jerárquica se consigue reducir esta CNR mínima hasta 12-13 dB, consiguiendo una ganancia de unos **8-9 dB** con respecto al modo actual, un valor esperado después de lo estudiado en el apartado 4.2 de la teoría. Por último, la CNR mínima del flujo LP aumenta levemente con respecto a la del modo no jerárquico ya que, como se comentó también en la teoría, este flujo mantiene prácticamente la misma robustez que la modulación original.

Comparando el comportamiento del flujo HP con una modulación QPSK no jerárquica (**Figura 6.17**), se puede apreciar una penalización de unos **3 dB** en el nivel de CNR mínima. Esto es debido a que el flujo LP es visto como un ruido adicional por el flujo HP dentro de la detección del símbolo en cada cuadrante en una modulación jerárquica.



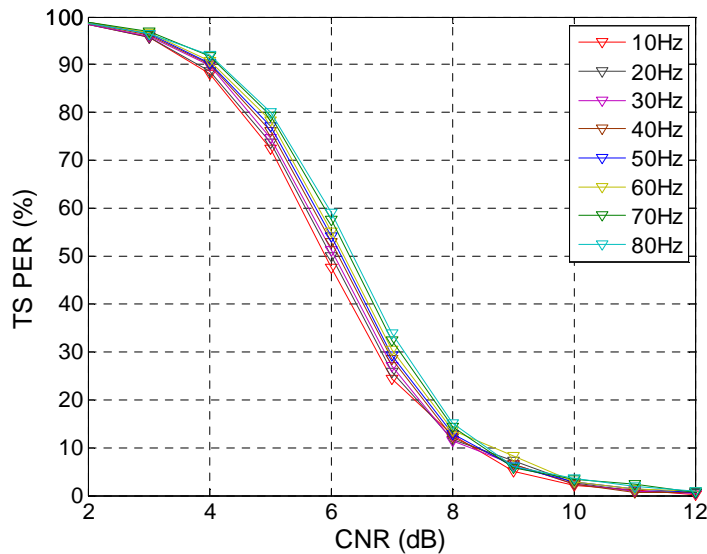
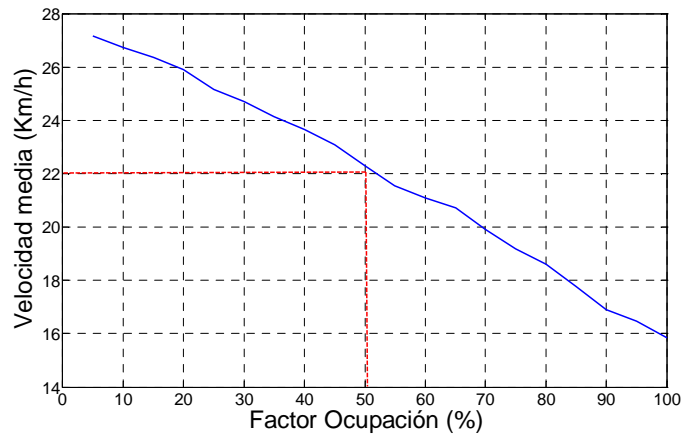


Figura 6.17. Modelo de rendimiento del modo QPSK CR 1/2 GI 1/4

## 6.5. VALIDACIÓN SIMULADOR DINÁMICO

### 6.5.1. Validación del modelo de movilidad

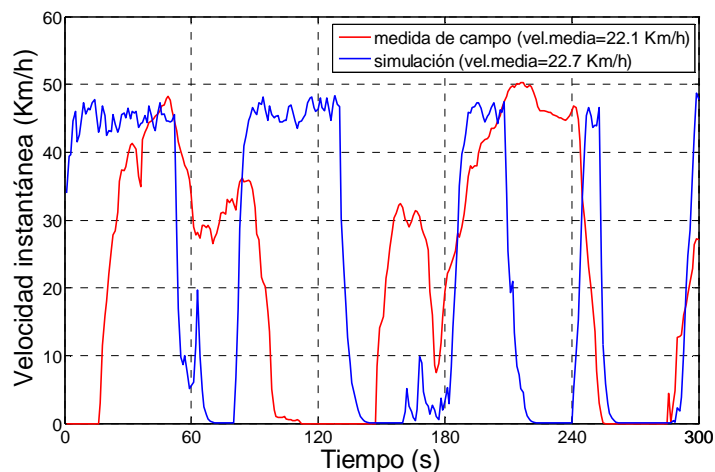
Validar el modelo de movilidad no es una tarea fácil ya que cada simulación conlleva unas condiciones de tráfico aleatorias, que hacen que sea independiente del resto de simulaciones. Sin embargo, si se ejecutan varias simulaciones sobre una línea de autobuses con distintas condiciones de tráfico, se puede observar como varía la velocidad media del móvil. Por ejemplo, se puede variar la tasa de vehículos que se encuentran en la ruta, desde un 0% que significa que no hay coches en la pista hasta un 100%, que corresponde a un vehículo cada 10 metros. En una situación real, nunca se llegará a tales extremos sino a unos valores más intermedios. Unos valores bajos se pueden corresponder por ejemplo con horas nocturnas dónde no circulan demasiados vehículos por la ciudad y la velocidad media siempre aumenta. Por el contrario, unos valores altos de la tasa de tráfico corresponden con horas puntas en la ciudad dónde hay gran cantidad de vehículos, con congestión de tráfico y atascos que provocan inevitablemente una disminución de la velocidad media del móvil. Para justificarlo, se han lanzado 100 simulaciones sobre la línea 90 variando el *factor de ocupación de vehículos en la línea*, y se ha promediado la velocidad de los vehículos. Se puede observar como ésta disminuye conforme aumenta la congestión del tráfico:



**Figura 6.18.** Velocidad media del vehículo en función del factor de ocupación de la línea

En las medidas de campo se obtuvieron unas velocidades medias de aproximadamente **22 Km/h**, correspondiendo con un factor de ocupación del **50%**. Por lo tanto, este será el valor que se utilizará en las simulaciones dinámicas del siguiente apartado.

En la **Figura 6.19** se pueden observar dos trazas de velocidad instantánea de 5 minutos de duración de una medida de campo y una simulación mediante el modelo de movilidad. No se pueden comparar directamente ya que son independientes, lo que sí se puede comparar son las velocidades medias y la aceleración del vehículo. Se puede apreciar una velocidad media en ambas trazas de algo más de 22 Km/h, y como en ningún caso la traza de la simulación sobrepasa los 50 Km/h, que es la máxima velocidad permitida en ciudad. Por último, se puede comparar la aceleración/deceleración del vehículo. Se observa como la inclinación de las curvas cuando se frena debido a un semáforo o se acelera cuando se pone en verde, son similares:



**Figura 6.19.** Comparación entre la velocidad instantánea de una medida de campo y la de una simulación

### 6.5.2. Calibración y validación del modelo de pérdidas de propagación a partir de medidas de campo

Como se explicó en el apartado 5.1, además del estudio del comportamiento de la red TDT actualmente desplegada en Valencia, las medidas de campo tienen como objetivo la calibración de los modelos de pérdidas de propagación a la hora de realizar simulaciones dinámicas. Así, se han usado los niveles de potencia recibidos en la trayectoria de la línea 90 para ajustar el modelo de propagación de Hata-Deygout, tal y como se explicó también en el apartado 5.3.4.

Después de la calibración, los parámetros del modelo son los siguientes:

Parámetro	Antes de la calibración	Después de la calibración
K1	5,2	82,6
K2	44,9	45,1
K3	5,83	-20
K4	0,5	0,5
K5	-6,55	-10
K6	0	0

Tabla 6.4. Calibración del modelo Hata-Deygout con medidas de campo de la línea 90

Si se coge uno de los tramos del recorrido, y se compara el nivel de potencia medida durante la campaña con el nivel de potencia predicho por el modelo para cada uno de los puntos del trayecto, se obtiene la siguiente gráfica:

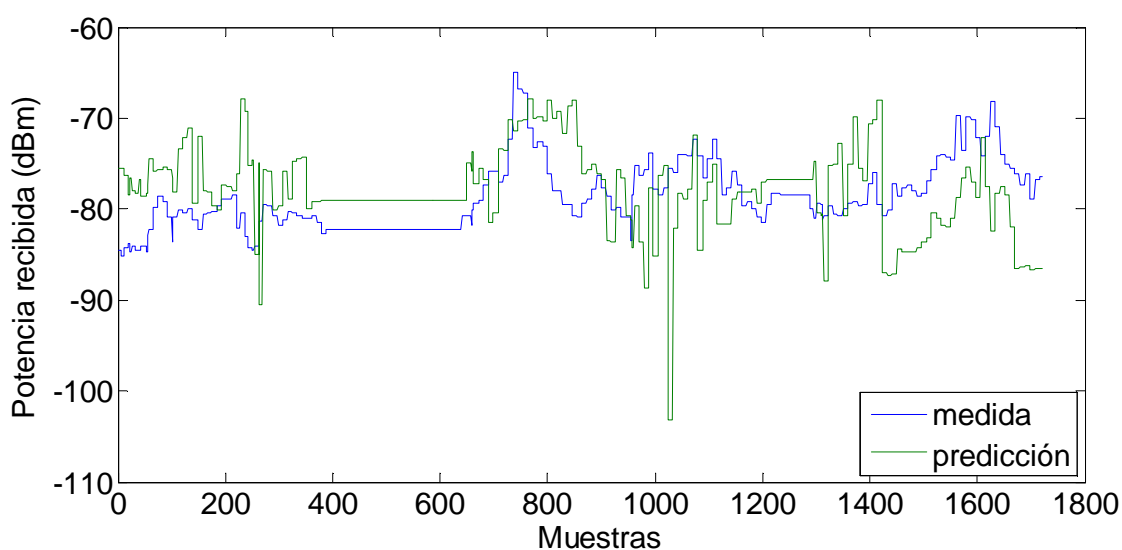
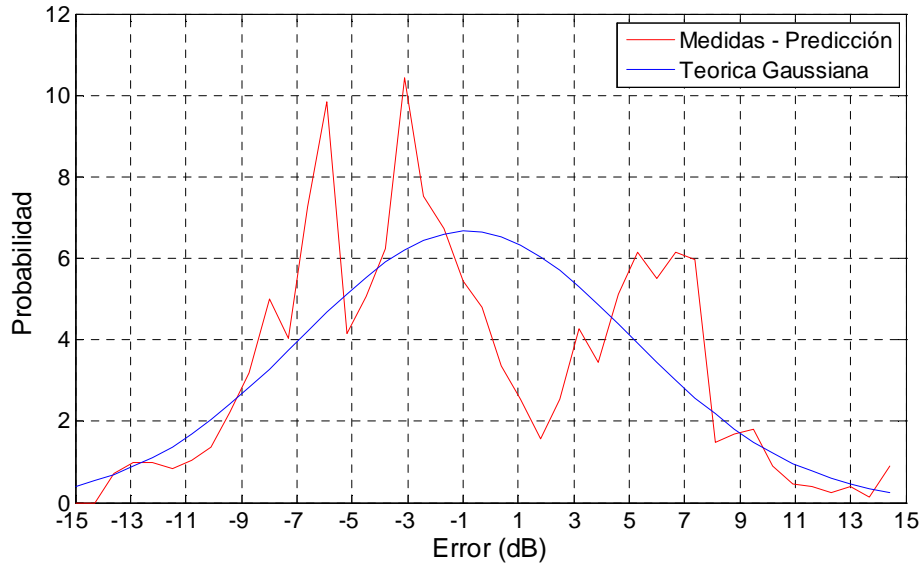


Figura 6.20. Comparación entre potencia medida y potencia predicha para un tramo de la línea 90

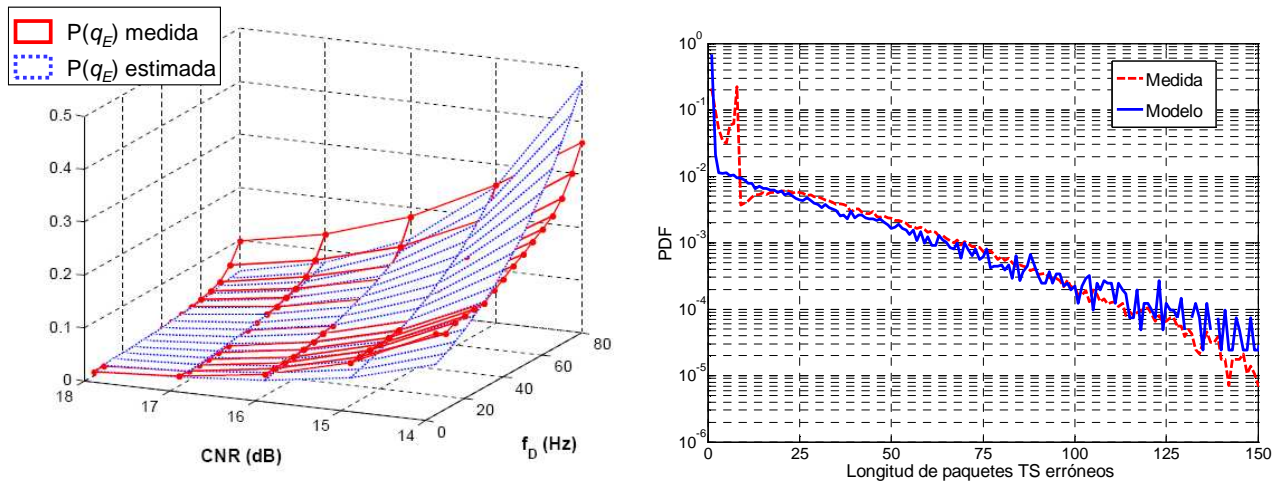
Se puede apreciar que la predicción se ajusta bastante bien a las medidas reales. Si calculamos la función distribución de la probabilidad de error, se concluye que el nivel de las predicciones distan de los niveles medidos en tan solo **0.8 dB** de media, con una desviación típica de **2.4 dB**, permitiendo afirmar que el modelo de pérdidas de propagación ofrece unos resultados bastante realistas:



**Figura 6.21.** Función de la distribución de probabilidad de error medida y teórica entre potencia medida y potencia predicha

### 6.5.3. Validación del modelo de rendimiento con medidas de laboratorio

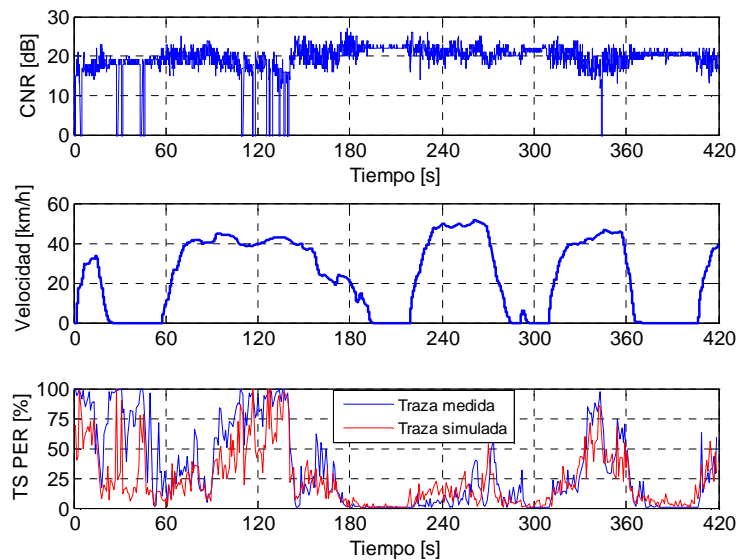
La exactitud del modelo de rendimiento se puede medir mediante la diferencia entre los estadísticos de error medidos y simulados. En este apartado se muestran ejemplos ilustrativos de validación donde se comparan el TS PER medio como función de la CNR y el doppler y la distribución de las longitudes de las ráfagas de error de una medida particular. Puede observarse como el modelo propuesto produce una buena aproximación al TS PER y a la distribución de las longitudes de las ráfagas de error (**Figura 6.22**).



**Figure 6.22.** Comparación entre medidas y simulaciones: TS PER medio (izquierda) y longitud de las ráfagas de error (derecha)

#### 6.5.4. Validación del modelo de rendimiento con medidas de campo

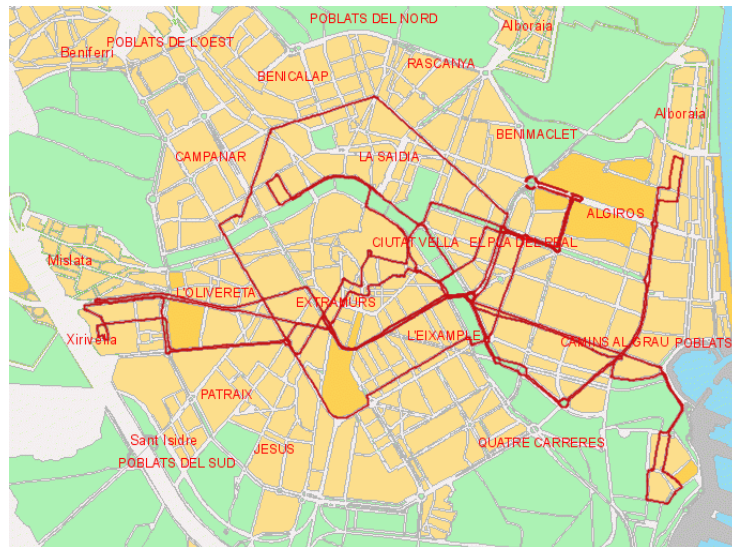
Para validar los modelos de rendimiento mediante medidas de campo se ha comparado el ratio de paquetes erróneos (TS PER) de la traza medida en un tramo de la línea 90 de autobuses con la traza simulada a partir de dicho modelo. Como muestra la siguiente figura, dichas trazas se aproximan bastante bien, validando de esta manera el modelo de rendimiento:



**Figura 6.23.** Validación del modelo de rendimiento mediante TS PER de la traza medida y traza simulada

## 6.6. SIMULACIONES DINÁMICAS

Una vez se tienen calibrados y validados todos los modelos, ya es posible la realización de simulaciones dinámicas. Se han trazado 5 líneas de autobuses (**Figura 6.24**) para cubrir gran parte de la ciudad de Valencia y se han simulado tanto para el modo de transmisión actual (64-QAM, FFT 8K, GI 1/4, CR 2/3) como para la combinación de las diferentes soluciones técnicas estudiadas.



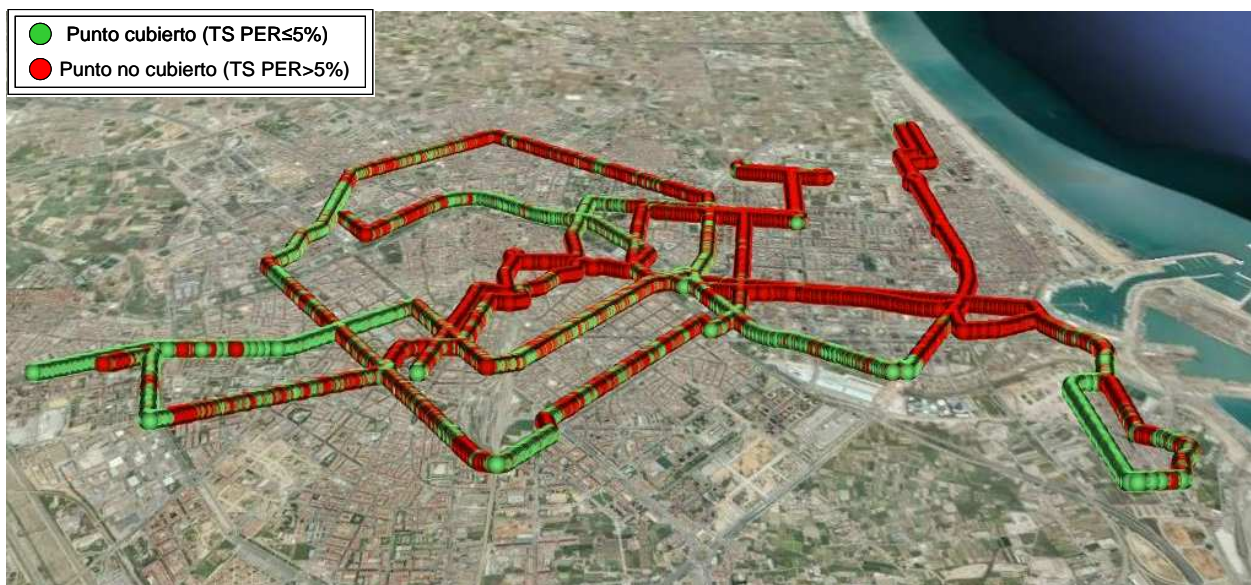
**Figura 6.24.** Líneas 1, 3, 41, 71 y 90 de autobuses de Valencia

En primer lugar, se han simulado las rutas con el modo de transmisión actual que, como se esperaba, ofrece un nivel de cobertura muy bajo con tan solo un **9%** de los puntos del recorrido cubiertos. Este valor es del orden de la tasa obtenida en las medidas de campo del apartado 6.1 con la línea 90:



**Figura 6.25.** Simulación con el modo de transmisión actual 64-QAM FFT 8K GI 1/4 CR 1/2

Para aumentar las prestaciones de la red se debe pensar en alguna de las técnicas presentadas en la teoría. En primer lugar, se puede pensar en incrementar la robustez de la modulación con que se transmite la señal. Si se transmite en modo jerárquico con  $\alpha=1$ , el flujo HP (*code rate 1/2*) puede utilizarse para brindar servicios en movilidad. En las simulaciones realizadas, se alcanza un **35%** de los puntos del recorrido cubiertos. A pesar de ello, éste sigue siendo aun un valor muy bajo:



**Figura 6.26.** Simulación con el flujo HP de modulación jerárquica

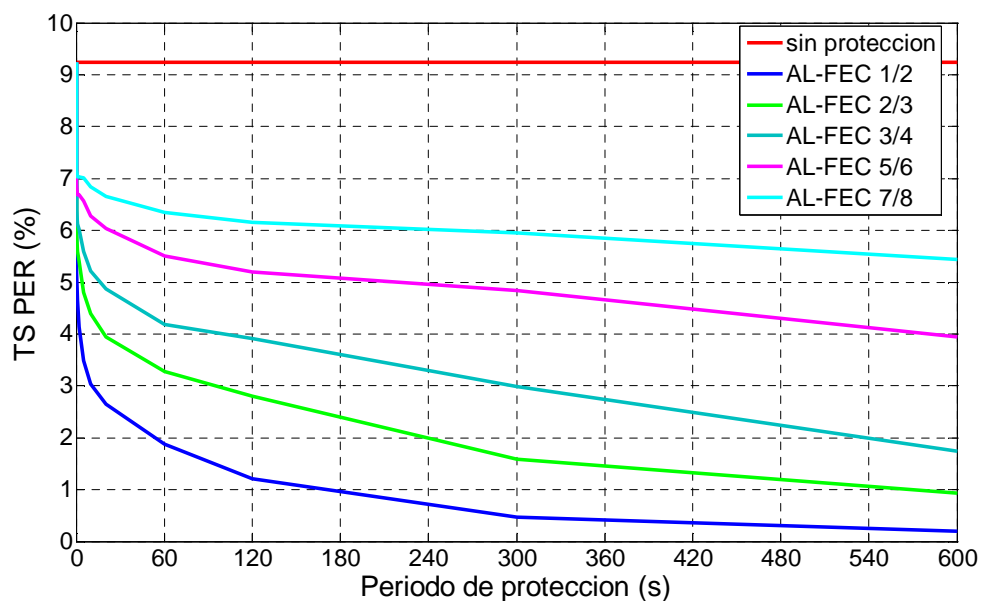
Debido a la falta de recursos en el laboratorio, no se han podido sacar modelos de rendimiento de la técnica de diversidad de antenas. Como solución, se ha sumado un *offset* de **5.7 dB** a la señal para emular la ganancia por diversidad. Este valor se ha obtenido como la ganancia media entre las trazas con y sin diversidad obtenidas en las medidas de campo en el apartado 6.1. De esta forma, si combinamos las técnicas de modulación jerárquica y diversidad de antenas, se obtiene una tasa de servicio del **66%**:



**Figura 6.27.** Simulación con el flujo HP de modulación jerárquica y diversidad de antenas

Se puede apreciar como sigue habiendo puntos sin cubrir. Estos puntos se corresponden con el centro de la ciudad, dónde hay mayor densidad de edificios y más altos, y en el noreste de la ciudad, correspondiente con la zona más alejada del transmisor, situado en el término municipal de Torrente. Para cubrir estas áreas, se puede aplicar finalmente AL-FEC, que corregirá los puntos situados en tramos que combinen zonas con cobertura y zonas sin cobertura, tal y como se explicó en la teoría.

Para aplicar AL-FEC, se debe definir tanto la tasa de codificación (*code rate*) como el periodo de protección. La siguiente figura muestra el TS PER medio en todos los recorridos en función de estos parámetros para la traza del flujo HP con diversidad de antenas:





**Figura 6.28.** TS PER de la traza del flujo HP con diversidad al aplicar AL-FEC para distintos valores de *code rate* y periodo de protección

Si fijamos un TS PER máximo del 5% como criterio de calidad mínima, estos son los valores mínimos que debe tomar el periodo de protección:

		PP min @ TSPER<5%
Code Rate	1/2	0.5 seg
	2/3	3 seg
	3/4	15 seg
	5/6	3 min 30 seg
	7/8	-

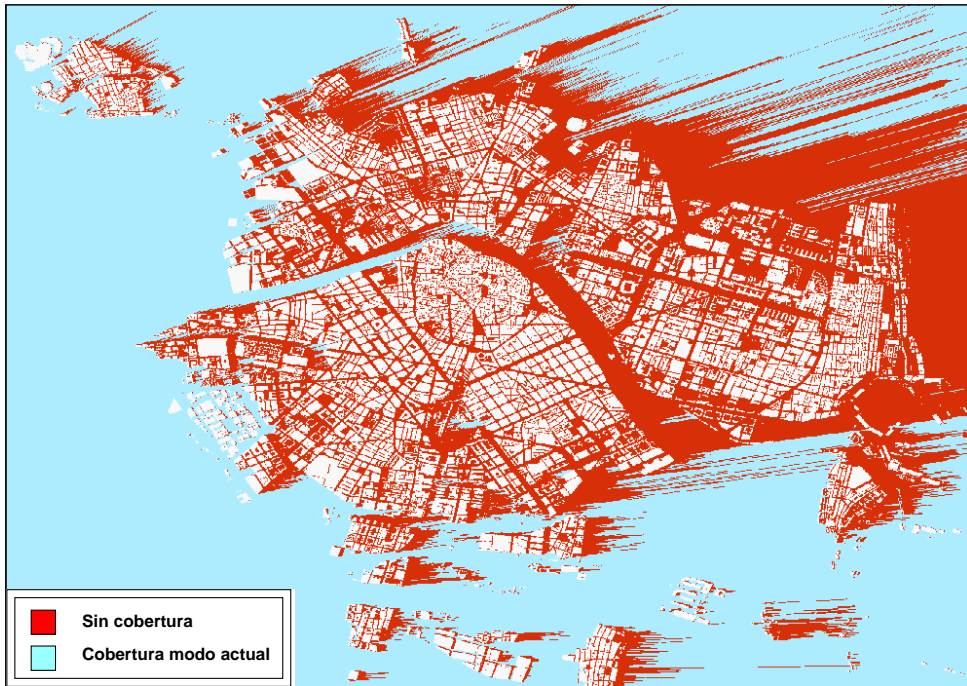
**Tabla 6.5.** Periodo de protección mínimo para conseguir un TS PER<5% para los distintos valores de *code rate*

Si no hay límite en el tiempo de latencia, ya que el autobús solo recibirá un canal, y tampoco en el *bit rate* de la señal, se puede elegir una configuración *code rate*=1/2 y PP=10 min. En este caso, y combinando las tres técnicas estudiadas en este proyecto, se consigue una tasa total de puntos cubiertos durante la simulación del **96%**, con un TS PER medio inferior al 1%:

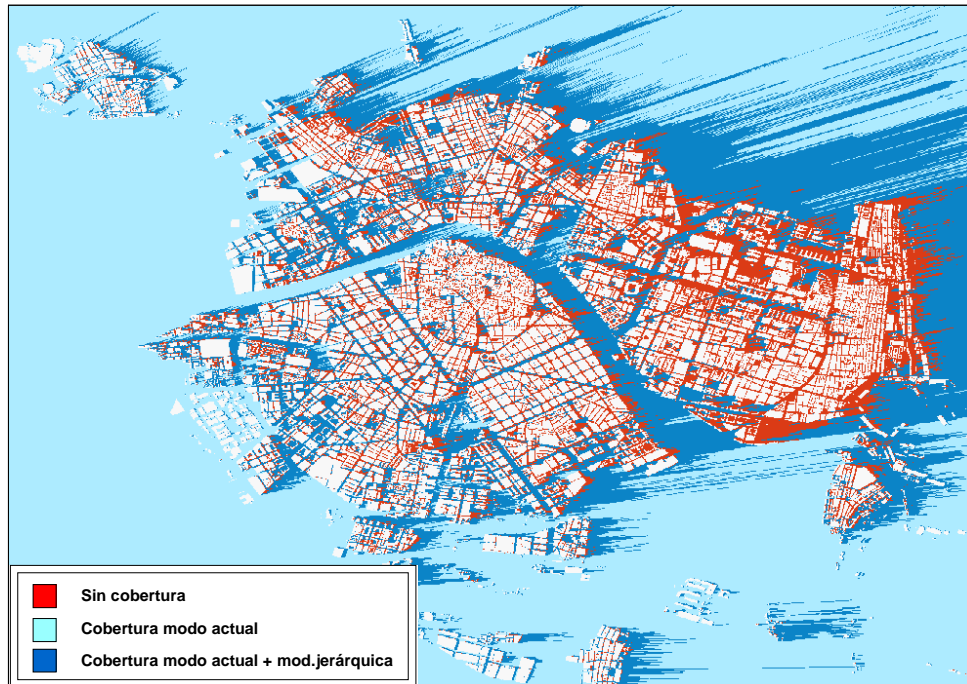


**Figura 6.29.** Simulación combinando las tres técnicas: modulación jerárquica, diversidad de antenas y AL-FEC (*code rate*=1/2 PP=600)

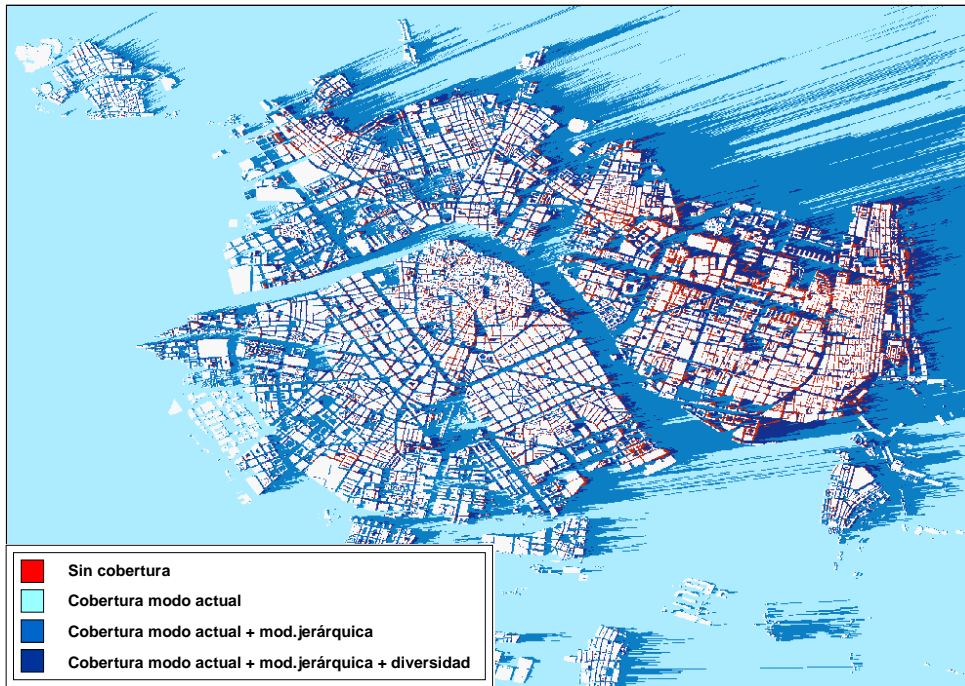
Para resumir este apartado, en las siguientes figuras se representa el área cubierta en el término urbano de Valencia con el modo actual, aplicando modulación jerárquica y, finalmente, aplicando modulación jerárquica y diversidad de antenas. Se puede apreciar fácilmente el incremento de la cobertura:



**Figura 6.30.** Cobertura del modo actual 64-QAM GI 1/4 CR 1/2



**Figura 6.31.** Incremento de cobertura con modulación jerárquica



**Figura 6.32.** Incremento de cobertura con modulación jerárquica y diversidad de antenas

## 7. CONCLUSIONES Y TRABAJO FUTURO

Como se ha concluido en este proyecto, el nivel de cobertura actual en la ciudad de Valencia para la transmisión de DVB-T móvil es muy bajo. Se ha verificado como las técnicas de diversidad de antenas, modulación jerárquica y AL-FEC, incrementan esta cobertura y hacen posible la recepción en entornos móviles. La técnica de diversidad de antenas logra compensar la penalización por la movilidad del receptor, evitando que la CNR mínima aumente con la velocidad del móvil. Por su parte, la modulación jerárquica incrementa la poca cobertura que existe en la red DVB-T móvil. Y por último, AL-FEC es útil para recuperar la pérdida de paquetes en áreas que combinan zonas con cobertura con zonas sin cobertura, utilizando un periodo de protección suficientemente grande y un *code rate* apropiado. Con la combinación de estas tres técnicas, se ha comprobado mediante simulaciones en 5 de las líneas de autobuses, como es posible aumentar los puntos de cobertura del 9% al 96%. Aún así, es posible realizar estudios sobre la colocación de algún *gap-fillers* de baja potencia en las zonas más conflictivas, como son el centro y la zona noreste de la ciudad. Para ello, se pueden utilizar emplazamientos de telefonía móvil para su colocación, y realizar estudios de planificación para minimizar los costes de su despliegue.

Adicionalmente, los objetivos en futuras líneas de trabajo se describen a continuación:

- Extracción de modelos de rendimiento de la técnica de diversidad de antenas mediante pruebas de laboratorio ya que, debido a falta de equipamiento, no se ha podido realizar durante este estudio.
- Dentro del proyecto “AV-MOV”, y con el soporte de la empresa Abertis, se llevarán a cabo más campañas de medidas.
- Implementar el “simulador dinámico” en la herramienta de planificación del Grupo de Comunicaciones Móviles del iTEAM.
- Aplicar las técnicas desarrolladas en este estudio en otro de los proyectos en los que actualmente se trabaja, “DESECO-M”, que es un consorcio de empresas colombianas y españolas que tienen como objetivo el despliegue de una nueva red DVB-T en el país sudamericano. Esta red tiene la posibilidad de brindar servicios en movilidad, y tener en cuenta alguna de las soluciones técnicas que no se tuvieron en la planificación de redes ya existentes, como es el caso de la red de nuestro país.

## 8. BIBLIOGRAFÍA Y ABREVIATURAS

Bibliografía:

- [1] IMPULSA TDT, "Informe mensual Junio 2009".
- [2] ETSI EN 300 744 v1.5.1, "Digital Video Broadcasting (DVB); Framing structure, channel coding and modulation for digital terrestrial television", Noviembre 2004.
- [3] G. Faria, "New operative modes for digital terrestrial TV", TeamCast, France, 2002
- [4] ETSI TR 102 377: "Digital Video Broadcasting (DVB); DVB-H Implementation Guidelines"
- [5] ETSI TS 102 585 v1.1.1, "Digital Video Broadcasting (DVB); System Specifications for Satellite services to Handheld devices (SH) below 3 GHz", Julio, 2007
- [6] D. Gozávez, D. Gómez Barquero, T. Stockhammer, "AL-FEC for improved mobile reception of MPEG-2 DVB-T transport streams", aceptado en el *International Journal of Digital Multimedia Broadcasting-special issue on Convergence of Sigital TV System and Services*
- [7] ETSI TR 101 190 V1.2.1, "Digital Video Broadcasting (DVB);Implementation guidelines for DVB terrestrial services;Transmission aspects", Noviembre 2004
- [8] G. Pousset, Y. Lostanlen and Y. Corre, "Mobile TV standards: DVB-T Vs DVB-H", *EBU Technical Review*, 2008
- [9] "TeamCast Mobile Performance Evaluation", [www.teamcast.com](http://www.teamcast.com)
- [10] L. Rubio, "Caracterización teórica y experimental del canal radio móvil", Máster oficial en tecnologías, sistemas y redes de comunicaciones (UPV), Junio 2009
- [11] M.Gorricho Moreno, C. Quer Bosor, A. Olivé, J. L. Gorricho Moreno, C. Farré, "Comunicaciones móviles"
- [12] DiBcom, "The Heart of Mobile TV", White Paper N°3, Septiembre 2007.
- [13] Y. Lévy, "DVB-T: A fresh look at single and diversity receivers ", *EBU Technical Review*, Abril 2004
- [14] A. Schertz and C.Weck, "Hierarchical Modulation-the transmission of two independent DVB-T multiplexes on a single frequency", *EBU Technical Review*, Abril 2003.
- [15] Gerard Faria. "The Magics of Terrestrial TV", *ABU*, Estambul, 2001.
- [16] P. Olivas, "Desarrollo de un Sistema de Medida DVB-H y su aplicación para la optimización de la transmisión de ficheros", Proyecto Final de Carrera, Septiembre 2008
- [17] A. Salieta, D. Gómez-Barquero, G. Roig, J. López, A. Fernández, C. García y N. Cardona, "Digital TV Network Planning", revista Waves iTEAM pp 41-48
- [18] D. Chowdhury, L. Santen and A. Schadschneider, "Statistical Physics of Vehicular Traffic and Some Related Systems", *Physics Reports* 329, 199 (2000).

- [19] J. Deygout, "Multiple knife edge diffraction of microwaves", *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 14, pp 480-489, Julio 1966.
- [20] J. Poikonen, J. Paavola, and V. Ipatov, "Aggregated Renewal Markov Processes with Applications in Simulating Mobile Broadcast Systems," to appear in *IEEE Trans. on Vehicular Technology*.

Abreviaturas:

AL-FEC	<i>Application Layer – Forward Error Correction</i>
ATSC	<i>Advanced Television System Committee</i>
BER	<i>Bit Error Rate</i>
CC	<i>Continuity Counter</i>
CNR/SNR	<i>Carrier to Noise Ratio/Signal to Noise Ratio</i>
CR	<i>Code Rate</i>
DVB-H	<i>Digital Video Broadcasting - Handheld</i>
DVB-MHP	<i>Digital Video Broadcasting - Multimedia Home Platform</i>
DVB-T	<i>Digital Video Broadcasting - Terrestrial</i>
DVD	<i>Digital Versatile Disc</i>
ES	<i>Elementary Stream</i>
FEC	<i>Forward Error Correction</i>
FFT	<i>Fast Fourier Transform</i>
GI	<i>Guard Interval</i>
GPS	<i>Global Position System</i>
HDTV	<i>High Definition TV</i>
HP	<i>High Priority</i>
ISDB-T	<i>Integrated Services Digital Broadcasting - Terrestrial</i>
LSB	<i>Least Significant Bit</i>
LP	<i>Low Priority</i>
MFN	<i>Multiple Frequency Network</i>
MPEG-2	<i>Moving Pictures Experts Group 2</i>
MSB	<i>Most Significant Bit</i>
MPE-FEC	<i>Multiprotocol Encapsulation – Forward Error Correction</i>
MUX	<i>Multiplexador</i>
OFDM	<i>Orthogonal Frequency Division Multiplex</i>
PER	<i>Packet Error Ratio</i>
PID	<i>Packet Identifier</i>
PIRE	<i>Potencia Isotrópica Radiada Equivalente</i>
PSI/SI	<i>Program Specific Information/Service Information</i>
QAM	<i>Quadrature Amplitude Modulation</i>
QPSK	<i>Quadrature Phase Shift Keying</i>
RF	<i>RadioFrecuencia</i>
RSSI	<i>Receive Signal Strength Indication</i>
SD	<i>Standard Definition</i>
SFN	<i>Single Frequency Network</i>
SUMO	<i>Simulation of Urban MObility</i>
TEI	<i>Transport Error Indication</i>
TDT	<i>Televisión Digital Terrestre</i>
TS	<i>Transport Stream</i>
TU6	<i>6-tabs Typical Urban</i>
UHF	<i>Ultra High Frequency</i>
UTM	<i>Universal Transversal de Mercator</i>

