

Prestaciones de LTE sobre el canal aeronáutico

F. Javier Martín-Vega⁽¹⁾, Gerardo Gómez⁽¹⁾, Carlos Mosquera⁽²⁾ y Mari Carmen Aguayo-Torres⁽¹⁾

fjmvega@ic.uma.es, ggomez@ic.uma.es, mosquera@gts.uvigo.es, aguayo@ic.uma.es

⁽¹⁾Dpto. de Ingeniería de Comunicaciones, Universidad de Málaga, 29071, Málaga.

⁽²⁾Dpto. de Teoría de la señal y Comunicaciones, Universidad de Vigo, 36310

Abstract—This work assesses the performance of Long Term Evolution (LTE) downlink over aeronautical channels associated to arrival, parking and en-route scenarios. The huge velocity related to some of these scenarios poses the following challenges: (1) (Inter-Carrier-Interference) ICI due to Doppler Shift, (2) ICI due to Doppler spread and (3) channel estimation errors. Taking into account these problems a physical layer LTE modem has been implemented. Results reveals that LTE can achieve good performance in air-to-ground communications with aircraft moving at 1500 km/h without a complex receiver.

I. INTRODUCCIÓN

Uno de los campos más extremos de posible aplicación del estándar de comunicaciones móviles LTE (Long Term Evolution) lo constituye el escenario aeronáutico. Este tipo de aplicación consistiría en ofrecer servicio en las inmediaciones de los aeropuertos, así como dar servicio al avión en vuelo en regiones en las que el tráfico aéreo es intenso. Para este cometido se usarían unas estaciones base especiales en las que la antena es capaz de apuntar con el haz en dirección vertical hacia los aviones [1].

Sin embargo, las comunicaciones aeronáuticas suponen un reto para la aplicación de LTE. Dicho estándar está basado en OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) y por tanto es muy sensible a la pérdida de ortogonalidad entre portadoras. En el escenario aeronáutico la alta velocidad del avión hace que el canal varíe incluso dentro del periodo de símbolo, lo que provoca un ICI (Inter-Carrier Interference) debido al ensanchamiento Doppler [2]. Además, si existe una componente de visión directa (LOS - Line Of Sight) existe un desplazamiento Doppler que provoca también ICI. Mitigar el ICI requiere en general el uso de técnicas complejas y costosas computacionalmente [2].

Aunque la aplicación de LTE a escenarios de alta velocidad como las líneas ferroviarias ha sido ampliamente estudiada [3], no ocurre lo mismo con el caso aeronáutico, lo cual motiva el presente trabajo. El objetivo es por tanto el de obtener resultados de prestaciones de la capa física de LTE en este escenario, implementando para ello tanto un módem OFDM como un modelo de canal aeronáutico eficiente. El receptor del módem corrige el ICI debido al desplazamiento Doppler en la componente LOS estimando dicho desplazamiento a partir del prefijo cíclico.

El resto del documento se estructura como sigue. En la sección II se describen los modelos de canal empleados. La sección III describe la estructura del módem OFDM y el método empleado para mitigar el ICI. Finalmente los resultados de

simulación se presentan en la sección IV mientras que las conclusiones se detallan en la sección V.

II. MODELO DE CANAL AERONÁUTICO

En [4] se hace un estudio detallado de los diferentes escenarios que aparecen durante el transcurso de un vuelo. Después se presentan dos modelos de canal que son suficientes para modelar todos los escenarios presentados. Los escenarios que se distinguen son los que se enumeran a continuación:

1. *Parking*: Este escenario se corresponde con el caso en que el avión está en tierra, circulando a muy baja velocidad, y situado en las inmediaciones del terminal.
2. *Taxi*: El avión, situado en tierra, se dirige a la pista para despegar o bien ha aterrizado, se encuentra en la pista, y se dirige hacia el terminal.
3. *Arrival*: En este caso el avión se dispone a aterrizar o bien acaba de despegar. La altitud y velocidad son menores que cuando el avión está en pleno vuelo. Hay una componente LOS con valores del factor K de Rice que van de 9 dB a 20 dB. Las componentes NLOS no están distribuidas isotrópicamente sino que existe un ancho de haz menor de 360° . Por tanto el espectro Doppler no es el clásico de Jakes. Los retardos de los rayos siguen una FDP exponencial.
4. *En-Route*: Este escenario se corresponde con el avión en pleno vuelo. La velocidad y altitud son en general bastante elevadas. En este caso se recibe un cluster de componentes NLOS todas ellas con el mismo retardo. Por ello el modelo de canal es el de dos rayos. Los valores del factor K de Rice de la componente LOS pueden variar bastante tomando valores de 2 dB a 20 dB. Las velocidades pueden llegar a 1584 km/h.

Los modelos de canal se denominan en este texto *exponential* y *two-ray*. El primero está asociado a los escenarios *Parking*, *Taxi*, y *Arrival*, mientras que el segundo se usa con el escenario *En-Route*. Para el modelo *exponential* se ha desarrollado en este trabajo una versión algo distinta a la que se propone en [4] con el objeto de ahorrar operaciones. A continuación se describen dichos modelos.

1. *Modelo Exponential*: En [4] se propone el siguiente modelo de canal de tiempo discreto para modelar las componentes NLOS

$$y_n = \frac{1}{\sqrt{R}} \sum_{r=1}^R e^{j(\theta_r + 2\pi f_{D,r} n T_s)} \sum_{l=\lfloor \frac{T_r}{T_s} - \frac{1}{2} \rfloor}^{\lfloor \frac{T_r}{T_s} + \frac{1}{2} \rfloor} x_{n-l} \cdot \text{sinc}\left(l - \frac{T_r}{T_s}\right) \quad (1)$$

donde T_s es el periodo de muestreo, τ_r representa el retardo asociado a cada rayo $r \in [1, R]$, f_{D_r} representa la frecuencia Doppler y θ_r las fase inicial. El operador $\lfloor \cdot \rfloor$ significa redondear al entero más cercano. La fase inicial de cada rayo consiste en una VA (variable aleatoria) con distribución uniforme en $[-\pi, \pi)$. En el caso del modelo *exponential*, los retardos asociados a cada rayo τ_r son realizaciones de una VA con FDP (función densidad de probabilidad) del tipo exponencial truncada de 0 a τ_{\max} . Dicha exponencial tiene una pendiente dada por el parámetro τ_{slope} . Las distintas realizaciones de los R retardos se generan como sigue

$$\tau_r = -\tau_{\text{slope}} \cdot \ln(1 - u_r \cdot (1 - e^{-\tau_{\max}/\tau_{\text{slope}}})) \quad (2)$$

siendo u_r una VA con FDP uniforme en $(0, 1)$. La frecuencia Doppler de cada senoide f_{D_r} es otra VA que se genera mediante la siguiente expresión

$$f_{D_r} = f_{D_{\max}} \cdot \cos(\phi_L + (\phi_H - \phi_L) \cdot u_r) \quad (3)$$

donde nuevamente u_r es una VA con FDP uniforme en $(0, 1)$. La frecuencia Doppler máxima sigue la expresión $f_{D_{\max}} = v \cdot f_c/c$ (Hz) siendo c (m/s) la velocidad de la luz. Los parámetros ϕ_L y ϕ_H determinan el ancho de haz ($\beta = \phi_H - \phi_L$). Nótese que para $\phi_L = 0^\circ$ y $\phi_H = 360^\circ$ se tiene que el espectro Doppler es el clásico de Jakes. En general, el aspecto del espectro Doppler con este modelo es el mismo que el de Jakes, pero con la frecuencia Doppler truncada desde $f_{D_{\max}} \cdot \cos(\phi_L)$ a $f_{D_{\max}} \cdot \cos(\phi_H)$. Véanse las figuras Fig. 3 y Fig. 4 de [4] por ejemplo.

La simplificación que se propone en [4] con (1) consiste en generar tan sólo $L+1$ muestras de cada sinc con $L \approx 20$ aprovechando el hecho de que dicha función decae rápidamente. No obstante se aprecia que el proceso de filtrado sigue siendo bastante costoso ya que se generan $R(L+1)$ muestras de la función sinc para obtener una muestra de la señal de salida. Dicho proceso parece además redundante porque incluso a altas velocidades la variación del canal de una muestra a otra puede ser despreciable.

Lo que se propone en este trabajo es generar el canal cada cierto número de muestras n_i . A bajas velocidades n_i puede ser un valor grande, mientras que a altas velocidades debe ser un valor pequeño. Por ello definimos n_i como sigue $n_i = \lfloor (n_c - 1) \cdot c \rfloor + 1$, donde $n_c = \lfloor t_c/T_s \rfloor$, siendo t_c el tiempo de coherencia del canal y $c \in [0, 1]$ un parámetro que denominamos factor de interpolación. Así pues si $c = 0$ el canal se genera cada muestra, y si $c = 1$ se genera cada n_c muestras. Definimos el tiempo de coherencia como sigue $t_c = 1/(100 \cdot f_{D_{\max}})$.

El problema es que en la expresión (1) la generación del canal y el filtrado aparecen unidos. Para aplicar las ideas mencionadas anteriormente separamos la generación del canal del filtrado y obtenemos la respuesta al impulso

$$h_{l,n} = \frac{1}{\sqrt{R}} \sum_{r=1}^R h_{l,n,r}, \quad -L_- \leq l \leq L_+ \quad (4)$$

donde $h_{l,n,r}$ es la contribución de cada rayo a $h_{l,n}$. Para ahorrar operaciones sólo se generan $L+1$ muestras de la sinc

asociada a cada rayo. Así pues se tiene

$$\begin{cases} -L_- = \min(\lfloor \tau_r/T_s - L/2 \rfloor), & \forall r \in [1, R] \\ +L_+ = \max(\lfloor \tau_r/T_s + L/2 \rfloor), & \forall r \in [1, R] \end{cases} \quad (5)$$

La contribución de cada rayo $h_{l,n,r}$ es la que sigue

$$h_{l,n,r} = e^{j(\theta_r + 2\pi f_{D_r} n T_s)} \cdot \text{sinc}(l - \tau_r/T_s) \cdot \mathbf{1}_{\mathcal{A}}(l) \quad (6)$$

$$\mathcal{A} = [\lfloor \tau_r/T_s \rfloor - L/2, \lfloor \tau_r/T_s \rfloor + L/2]$$

donde $\mathbf{1}_{\mathcal{A}}(l)$ es la función indicadora ($\mathbf{1}_{\mathcal{A}}(l) = 1$ si $l \in \mathcal{A}$ y 0 en otro caso). Finalmente para filtrar tan sólo hay que aplicar la expresión $y_n = \sum_{l=-L_-}^{L_+} h_{l,n} x_{n-l}$ usando las ecuaciones (4), (5) y (6). Nótese que en caso de usar $c = 0$ esta forma de filtrar es equivalente a la ecuación (1).

A modo de ejemplo en el caso de LTE para una configuración con un ancho de banda de 20 MHz, con frecuencia central $f_c = 2$ GHz, se tiene $f_s = 30,72$ MHz y un tamaño de la FFT (Fast Fourier Transform) de 2048 puntos. Para $v = 540$ km/h y $c = 0,05$ se tiene $n_c = 307$, y $n_i = 16$. Es decir, en este caso durante el filtrado de un símbolo OFDM de $2048 + 512$ muestras se genera el canal 160 veces en lugar de 2560.

2. *Canales Rice*: En la sección anterior se ha detallado cómo se calcula la parte NLOS del modelo *exponential*. En el caso de que exista línea de visión directa aparece otra componente en el modelo de canal. La relación entre la potencia de ambas viene determinada por el factor K de Rice de forma que $g^{\text{LOS}} = \sqrt{K/K+1}$ representa la ganancia de señal de la componente LOS y $g^{\text{NLOS}} = \sqrt{1/K+1}$ la de la componente NLOS. Así la respuesta al impulso LTV del canal Rice es la que sigue $h_{l,n} = g^{\text{LOS}} \cdot h_{l,n}^{\text{LOS}} + g^{\text{NLOS}} \cdot h_{l,n}^{\text{NLOS}}$. Se tiene que $h_{l,n}^{\text{NLOS}}$ es la respuesta LTV calculada como se detalla en el apartado anterior y $h_{l,n}^{\text{LOS}} = e^{j(2\pi f_D^{\text{LOS}} n T_s + \theta^{\text{LOS}})} \cdot \delta_l$ siendo δ_l la función delta discreta. En esta expresión f_D^{LOS} es la frecuencia Doppler de la componente LOS, y θ^{LOS} su fase inicial.

3. *Modelo Two-Ray*: El modelo *Two-Ray* es un modelo de canal Rice que se caracteriza por tener una componente NLOS que está asociada a un cluster de R rayos que son indistinguibles temporalmente y por tanto están asociados al mismo retardo τ_{\max} . El modelo de dicho canal es el que sigue

$$h_{l,n} = g^{\text{LOS}} \cdot h_{l,n}^{\text{LOS}} + g^{\text{NLOS}} \cdot \underbrace{\frac{1}{\sqrt{R}} \sum_{r=1}^R e^{j\theta_r} e^{j2\pi f_{D_r} n T_s} \cdot \delta_{l-\tau_r'}}_{h_n^{\text{NLOS}}} \quad (7)$$

donde $\tau_{\max}' = \lfloor \tau_{\max}/T_s \rfloor$. El valor del retardo máximo τ_{\max}' puede ser bastante alto en el escenario *En-Route*, lo que significa que implementarlo de forma directa como un registro de desplazamiento es costoso computacionalmente. En este trabajo se han usado dos punteros, uno al primer elemento del registro y otro al último que avanzan cíclicamente de forma que para hacer el desplazamiento sólo se hagan 3 asignaciones en memoria.

III. MÓDEM DE LTE

A. Estructura

En este apartado se describen los detalles del módem de LTE implementado. El diagrama de bloques aparece representado en la Fig. 1. La función de los bloques implementados se describe a continuación.

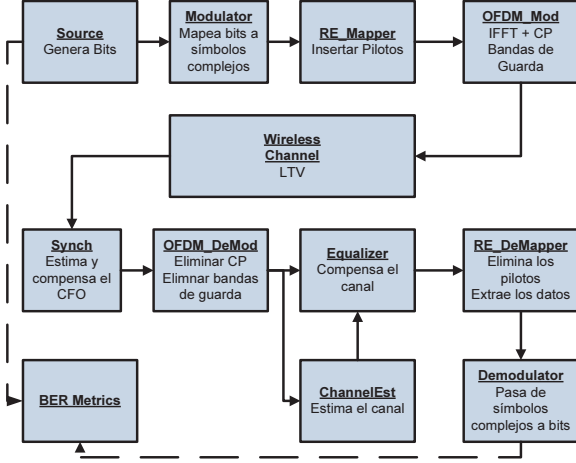


Fig. 1. Diagrama de bloques del módem de LTE implementado

En el transmisor, el bloque *Modulator* tiene por entrada una ristra de bits y genera una secuencia de símbolos complejos según la constelación elegida, que puede ser QPSK, 16 QAM ó 64 QAM. Los símbolos complejos generados por este bloque pasan al bloque *RE Mapper* que inserta los pilotos y construye la estructura de PRB (Physical Resource Block) según la norma de LTE [5]. Después de esto, el bloque *OFDM Mod* inserta las bandas de guarda, hace la IFFT y genera el prefijo cíclico. La subtrama generada se hace pasar por el canal descrito en la sección anterior.

En el receptor lo primero que se hace es la estimación y compensación del CFO (Carrier Frequency Offset) en el bloque *Synch*. Después de esto se hace pasar el símbolo OFDM compensado por el bloque demodulador *OFDM DeMod*. Con los símbolos complejos recibidos se hace la estimación del canal en el bloque *ChannelEst* y se realiza la compensación del canal en el bloque *Equalizer*. Finalmente se hacen pasar los símbolos complejos compensados por los bloques *RE DeMapper* y *Demodulator* para obtener la ristra de bits detectados.

B. Mitigación del ICI debido al desplazamiento Doppler

En los casos en los que el factor K de Rice tenga un valor alto, el canal tiende a parecerse a un canal AWGN con un desplazamiento puro en frecuencia que viene dado por la frecuencia Doppler de la componente LOS. En estos casos el ICI por ensanchamiento Doppler pasa a ser despreciable y el ICI se debe al desplazamiento en frecuencia.

En el caso de tener una K de Rice alta $g^{\text{LOS}} \approx 1$ y $g^{\text{NLOS}} \approx 0$. En este caso se tiene que la salida del canal para el símbolo OFDM m -ésimo

$$y_i^{(m)} = x_i^{(m)} e^{j(\frac{2\pi}{N}\epsilon^{\text{LOS}}n + \theta^{\text{LOS}})} + \nu_n \quad (8)$$

donde $n = (N + N_G)(m - 1) + N_G + i$ y $\epsilon^{\text{LOS}} = f_D^{\text{LOS}}/\Delta f$ representa el CFO. Para cancelar el ICI estimamos el CFO utilizando la periodicidad que aporta el CP [6]. De este modo para cada símbolo OFDM recibido estimamos el CFO como sigue

$$\hat{\epsilon}^{\text{LOS}} = \frac{-1}{2\pi} \arg \left\{ \sum_{i=-N_G}^{-1} y_i y_{i+N}^* \right\} \quad (9)$$

donde la función $\arg\{\cdot\}$ calcula el ángulo desde $-\pi$ a π . Por ello el CFO que puede estimarse con esta técnica es menor a 0,5 en valor absoluto. No obstante esto no supone un problema ya que con los parámetros de LTE y de los canales de [4], el CFO es en todo momento menor de 0,5.

Con el CFO estimado en cada bloque OFDM recibido se genera una exponencial para compensar el desplazamiento en frecuencia Doppler. Esta exponencial se multiplica por las muestras del símbolo OFDM recibido. Se obtiene finalmente lo que sigue en el caso de no tener ruido

$$\hat{y}_i^{(m)} = y_i^{(m)} e^{-j(\frac{2\pi}{N})\hat{\epsilon}^{\text{LOS}}(i+N_G)} = x_i^{(m)} e^{j\beta_m} \quad (10)$$

donde $\beta_m = 2\pi/N\epsilon^{\text{LOS}}(N+N_G)(m-1) + \theta^{\text{LOS}}$ si se considera estimación perfecta del CFO ($\hat{\epsilon}^{\text{LOS}} = \epsilon^{\text{LOS}}$). Se aprecia por tanto que hay un término de error de fase después de hacer la compensación que deriva de dos motivos: (1) no se conoce la fase inicial de la componente LOS y (2) la exponencial usada para compensar usa un índice de tiempo discreto $i' = i + N_G$ con $i' \in [0, N - 1]$ para cada bloque OFDM. Nótese que el término β_m crecerá con cada bloque recibido en módulo 2π .

Para compensar el término que queda después de hacer la compensación del CFO hay que distinguir si el símbolo OFDM tiene pilotos o no. En caso de que tenga pilotos se realizan los siguientes pasos:

1. Se estima el canal de forma normal. El canal estimado sigue la forma $\hat{H}_k = e^{j\beta_m}$, $k \in [0, N_A - 1]$.
2. Se calcula la fase inicial como $\theta^{\text{LOS}} = \beta_m - 2\pi/N\epsilon^{\text{LOS}}(N+N_G)(m-1)$. Esta fase inicial será usada para hacer la ecualización en los símbolos OFDM sin pilotos.
3. Se hace la ecualización 1-tap ZF usando el canal estimado.

En el caso de los símbolos OFDM sin pilotos, se estima el CFO. Como el índice de símbolo OFDM, el CFO y la fase inicial θ^{LOS} son conocidos se calcula β_m , y se hace ecualización ZF usando $H_k = e^{j\beta_m}$

IV. RESULTADOS

La Fig. 2 permite comprobar el correcto funcionamiento del canal con un factor de interpolación de $c = 0,05$ y la expresión de tiempo de coherencia dada en la sección II-1. La figura ilustra la BER obtenida para el módem de LTE con los parámetros asociados a un ancho de banda de 20 MHz y CP normal. La estimación de canal es ideal en este caso, el modelo de canal es *exponential* con $K = -50$ dB, $\tau_{\text{max}} = 4\mu\text{s}$, $\tau_{\text{slope}} = 1\mu\text{s}$. Se aprecia que la BER para $c = 0,05$ es la misma que para $c = 0$ con lo que usar una $c = 0,05$ sirve en este caso para estimar la BER y ahorra operaciones.

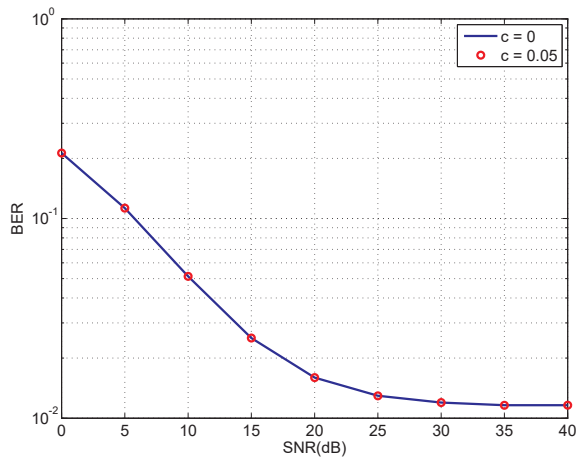


Fig. 2. BER a 500 km/h con QPSK para valores de $c = 0$ y $c = 0,05$

TABLE I
PARÁMETROS ASOCIADOS AL CANAL AERONÁUTICO

Leyenda	v (km/h)	K (dB)	τ_{\max} (μ/s)	τ_{slope} (μ/s)	ϕ_L	ϕ_H
ARR1	540	15	7	1	-90°	90°
ARR2	540	9	7	1	-90°	90°
ROUTE1	1584	15	200	-	178.25°	181.75°
ROUTE2	1584	2	200	-	178.25°	181.75°
PARK	20	-	7	1/1.92	0°	360°
TAXI	90	6.9	0.7	1	0°	360°

La Fig. 3 ilustra los resultados obtenidos con el módem de LTE en los canales aeronáuticos. La configuración usada es la de 1.25 MHz. Los parámetros de los distintos escenarios simulados están recogidos en la Tabla I. Estos valores se han sacado de [4]. En los casos en los que el canal sea Rice, que son todos menos el escenario *parking*, la detección y ecualización se han realizado como se explica en la sección III-B. Se realiza estimación de canal en frecuencia basada en los pilotos. Para el escenario *parking* no se hace estimación y compensación del CFO. En esta figura se aprecia la alta variabilidad con K de los resultados incluso para un mismo escenario. Mientras más alto sea el valor de K menor es la BER obtenida. Según [4] la K típica tiene un valor de unos 15 dB, lo cual da lugar a muy buenos resultados tal y como se aprecia en la Fig. 3. No obstante el caso ROUTE2 con una K de 2 dB pone de manifiesto que los resultados del escenario *En-Route* pueden ser deficientes en términos de BER para valores bajos de K . Estos resultados están más que justificados, ya que el retardo máximo del canal es de $200\mu s$ los que implica que hay ISI durante todo el símbolo OFDM y el ICI es considerable. El hecho de tener una K baja hacen que el ICI se deba principalmente al ensanchamiento Doppler. Como sólo mitigamos el ICI debido al desplazamiento Doppler las prestaciones con valores de K bajos son muy deficientes. Sin embargo mitigar el ICI debido al ensanchamiento Doppler no parece en general atractivo ya

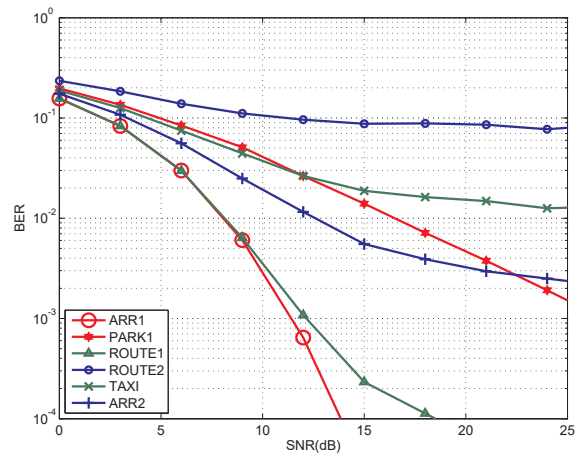


Fig. 3. BER QPSK canales LTE aeronáuticos

que requiere la inversión de matrices de grandes dimensiones, lo cual encarece considerablemente el receptor. Debido a que la posición del tiempo en la que la K sea baja es pequeña [4] parece atractivo la aplicación de LTE para dar servicios no críticos durante el vuelo.

V. CONCLUSIONES

En este trabajo se han implementado dos modelos de canal aeronáuticos, tratando de conseguir implementaciones eficientes en tiempo. Como resultado de esta primera etapa se ha propuesto una modificación sobre el modelo *exponential* de forma que no se genere el canal para cada muestra ahorrando operaciones. Finalmente se han obtenido resultados de simulación de la capa física de LTE en este escenario aeronáutico con un módem OFDM que realiza mitigación del ICI. Los resultados de simulación revelan que LTE es una opción atractiva para la aplicación al caso aeronáutico.

AGRADECIMIENTOS

Este trabajo ha sido parcialmente financiado por el gobierno de España y FEDER bajo el proyecto TEC2010-18451.

REFERENCES

- [1] "Broadband Direct-Air-to-Ground Communications System employing beamforming antennas, operating in the 2.4 GHz and 5.8 GHz bands", Technical Report, *European Telecommunications Standards Institute (ETSI)*, TR 101 599, 2012.
- [2] Schniter, P. "Low-complexity equalization of OFDM in doubly selective channels", *Signal Processing, IEEE Transactions on*, Vol. 52, pp. 1002-1011, 2004.
- [3] Qiu Du, Gang Wu, Qiaoling Yu y Shaoqian Li "ICI mitigation by Doppler frequency shift estimation and pre-compensation in LTE-R systems", *Communications in China (ICCC), 2012 1st IEEE International Conference on*, pp. 469-474.
- [4] Haas, E. "Aeronautical channel modeling", *Vehicular Technology, IEEE Transactions on*, Vol. 51, pp. 254-264, 2002.
- [5] 3GPP, "Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA); Physical channels and modulation", 3rd Generation Partnership Project (3GPP), TS 36.211, Sep. 2008.
- [6] van de Beek, J.-J., Sandell, M. y Borjesson, P.O. "ML estimation of time and frequency offset in OFDM systems", *Signal Processing, IEEE Transactions on*, Vol. 45, pp. 1800-1805, 1997.