



# ESTUDIO DE LOS EFECTOS DEL MOVIMIENTO EN SEÑALES OFDM

Memòria del Projecte Fi de Carrera  
d'Enginyeria Tècnica de  
Telecomunicació,  
especialitat en Sistemes Electrònics

realitzat per

**Félix Casado Andrés**

i dirigit per

**Antoni Morell Pérez**

Bellaterra, 9 de Setembre de 2008

## Índice

<b>1. Introducción</b> .....	<b>3</b>
<b>2. Implementación de un sistema en banda base</b> .....	<b>5</b>
2.1. El canal 'wireless' como sistema lineal variante en tiempo .....	5
2.2. Modelo equivalente banda base .....	6
2.3. El modelo banda base discreto .....	9
2.4. Bibliografía .....	11
<b>3. Conceptos básicos y modelado de canal</b> .....	<b>12</b>
3.1. Conceptos básicos .....	12
3.1.1. Ancho de banda de coherencia .....	12
3.1.2. Efecto Doppler.....	14
3.2. Modelo de canal para el estudio del efecto Doppler.....	16
3.2.1. Modelado del canal.....	16
3.3. Modelos para el canal aeronáutico.....	18
3.3.1. Escenario de vuelo en ruta.....	18
3.3.2. Escenario de despegue y aterrizaje.....	21
3.4. Bibliografía .....	24
<b>4. Modulación Multiportadora</b> .....	<b>25</b>
4.1. Transmisión y recepción utilizando modulación multiportadora .....	26
4.2. Modulación multiportadora con solapamiento de subcanales.....	29
4.3. Implementación discreta de la modulación multiportadora .....	32
4.3.1. La <i>DFT</i> y sus propiedades.....	32
4.3.2. La convolución .....	32
4.3.3. El prefijo cíclico.....	33
4.4. OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) .....	36
4.4.1. El transmisor OFDM discreto.....	36
4.4.2. El receptor OFDM discreto.....	37
4.5. Desvanecimiento en subportadoras .....	38
4.5.1. Coding interleaving (codificación con entrelazado).....	39
4.5.2. Ecuación en frecuencia.....	40
4.5.3. Precoding.....	40
4.5.4. Adaptive Loading .....	41
4.6. Bibliografía .....	42
<b>5. Simulación del sistema</b> .....	<b>43</b>
5.1. Introducción.....	43
5.2. Objeto de estudio.....	43
5.3. Descripción del sistema a simular .....	44
5.3.1. Transmisor OFDM discreto .....	44
5.3.2. Receptor OFDM discreto .....	46
5.3.3. Canal ruido gaussiano .....	47
5.3.4. Canal Arrival.....	48
5.3.5. Canal on route .....	50
5.4. Resultados.....	50
5.4.1. Verificación del canal .....	51
5.4.2. Simulación del escenario <i>arrival</i> .....	52
5.4.3. Simulación del escenario <i>on route</i> .....	57
5.5. Bibliografía .....	63
<b>6. Conclusiones</b> .....	<b>64</b>

<b>7. Anexo .....</b>	<b>66</b>
<b>7.1. Transmisor OFDM discreto .....</b>	<b>66</b>
7.1.1. Función <i>ultimate_OFDM</i> .....	67
7.1.2. Función <i>ultimate_map12</i> .....	67
<b>7.2. Receptor OFDM discreto .....</b>	<b>70</b>
7.2.1. Función <i>ultimate_demap_beta</i> .....	72
<b>7.3. Ruido Gaussiano .....</b>	<b>75</b>
<b>7.4. Simulación del escenario <i>arrival</i>.....</b>	<b>76</b>
<b>7.5. Simulación del escenario <i>on route</i>.....</b>	<b>78</b>

## 1. Introducción

Hoy en día la tecnología 'wireless' no sólo aporta la comodidad obvia de no tener cableado, sino que en ciertos casos puede ser fundamental, como es el caso que trata este proyecto. Establecer enlaces de comunicación con unidades aéreas es fundamental aunque en ocasiones puede ser complicado. La principal dificultad para establecer enlaces eficientes tierra-aire o incluso aire-aire, radica en que es un escenario móvil, pero no es un escenario móvil cualquiera, sino que las altas velocidades a las que circulan los aviones hace que el Doppler sea el peor enemigo de la comunicación. Las altas velocidades provocan que el canal varíe de forma muy rápida lo que significa que si no se hacen estimaciones continuas del canal, la degradación de la señal puede ser de tal magnitud que ésta quede completamente inservible. No hay que olvidar tampoco otros aspectos que afectan a la transmisión de señales a través del espacio libre. Fenómenos como la difracción se pueden hacer evidentes en momentos inmediatos al despegue o al aterrizaje, la reflexión también puede cobrar mucho protagonismo en la transmisión en las inmediaciones del aeropuerto. Todo este cúmulo de inconvenientes hacen de las comunicaciones aéreas un auténtico desafío, en el cual queda aún un largo camino por recorrer.

La intención principal de este proyecto es realizar un pequeño estudio del comportamiento de un sistema de modulación multiportadora **OFDM** en un entorno típico aéreo, partiendo de inicio con parámetros típicos de la tecnología WiMAX, para finalmente intentar variar, en la medida de lo posible, estos parámetros con el objetivo de mejorar el rendimiento del sistema en términos de *tasa de error de bit (BER)*. El objeto de estudio se centra en dos escenarios de vuelo: vuelo en ruta (*on route*) y aterrizaje (*arrival*).

La memoria de este proyecto consta de cuatro bloques o capítulos principales: *Implementación de un sistema en banda base, Conceptos básicos y modelado de canal, Modulación Multiportadora y Simulación del sistema.*

En el primer capítulo se pretende mostrar como obtener el equivalente en banda base de una señal dada a partir de la forma de onda paso banda y como implementarlo de manera discreta.

En el segundo capítulo, en primer lugar, se definen dos conceptos fundamentales para la comprensión de este proyecto, como son el ancho de banda de coherencia y el efecto Doppler. En segundo lugar se describe el modelo de canal en el que se ha basado el modelo utilizado en este proyecto. Finalmente se analizan los dos escenarios aéreos objeto de estudio: *on route* y *arrival*. Se detallan parámetros como la clase de retardos que se pueden producir en estos entornos, valores típicos de Doppler, si se trata de un entorno LOS (Line of Sight) o NLOS (Non-LOS), valores típicos de parámetro Rice, etc.

En el tercer capítulo se describe con detalle la modulación multiportadora, cuya principal característica es la división del ancho de banda total en subcanales para la transmisión simultánea. También se detallarán las ventajas de utilizar modulación multiportadora con solapamiento de subcanales (OFDM), que es posible gracias a la utilización de subportadoras ortogonales. Se desgranará con detalle el sistema OFDM discreto, cobrando mucha importancia el papel del prefijo cíclico.

Finalmente en el cuarto capítulo se presentan los resultados obtenidos a partir de las simulaciones realizadas. En primer lugar se describirán las partes que forman el sistema OFDM implementado en Matlab, así como los canales que pretenden simular el ruido gaussiano, el escenario *on route* y el escenario *arrival*. Para terminar se expondrán las gráficas obtenidas a partir de las simulaciones según el escenario al que correspondan, en las que podremos ver el rendimiento del sistema con los valores típicos WiMax tomados inicialmente y la repercusión a nivel de rendimiento que puede tener la modificación de los mismos.

Tras estos cuatro capítulos, se presentarán las conclusiones del proyecto así como un anexo con el código MatLab que se ha utilizado para simular el sistema OFDM discreto, el canal de ruido gaussiano y los dos escenarios de vuelo.

## 2. Implementación de un sistema en banda base

### 2.1. El canal 'wireless' como sistema lineal variante en tiempo

Si consideramos una señal en transmisión de tipo sinusoidal,  $\phi(t) = \cos(2\pi ft)$ , la señal recibida  $y(t)$  se puede escribir como la superposición de múltiples reflexiones de dicha señal:

$$y(t) = \sum_i a_i(f,t) \phi(t - \tau_i(f,t)) \quad (2.1)$$

donde  $a_i(f,t)$  y  $\tau_i(f,t)$  son, respectivamente, la atenuación y el retardo en un instante  $t$  para el camino (*path*)  $i$ . La atenuación es simplemente producto de factores de atenuación que se puedan dar en la antena transmisora y la receptora, de la naturaleza de las reflexiones, etc. Si suponemos que  $a_i(f,t)$  y  $\tau_i(f,t)$  no dependen de la frecuencia  $f$ , se puede generalizar la expresión (2.1) para una entrada arbitraria  $x(t)$ :

$$y(t) = \sum_i a_i(t) x(t - \tau_i(t)) \quad (2.2)$$

En la práctica la atenuación y el retardo normalmente varían lentamente con la frecuencia. Estas variaciones provienen sobre todo por el hecho de que la ganancia de las antenas depende de la frecuencia. Sin embargo, el principal interés se encuentra en transmitir sobre bandas que son estrechas en relación a la frecuencia portadora, y trabajando sobre estos valores se puede omitir la dependencia frecuencial. Sin embargo, se debe de tener en cuenta que aunque las atenuaciones y retardos individuales se supongan independientes de la frecuencia, la respuesta del canal total puede variar con esta última debido a que diferentes caminos (*paths*) tienen diferentes retardos.

Dado que el canal es lineal (2.2), éste se puede describir por la respuesta  $h(\tau,t)$ , que informa sobre la salida obtenida en un instante  $t$  a consecuencia de un impulso que ha sido transmitido en el instante  $t - \tau$  [1]. En términos de  $h(\tau,t)$  la relación entre entrada y salida viene dada por:

$$y(t) = \int_{-\infty}^{\infty} h(\tau,t) x(t - \tau) d\tau \quad (2.3)$$

Si se compara la expresión (2.3) con la expresión (2.2) se puede ver que la respuesta impulsional para un canal multicamino con desvanecimientos es:

$$h(\tau, t) = \sum_i a_i(t) \delta(\tau - \tau_i(t)) \quad (2.4)$$

La expresión (2.4) es realmente interesante, dado que nos dice que el efecto de los usuarios móviles, las reflexiones arbitrarias, etc., finalmente se reducen a una relación entrada/salida entre las antenas en transmisión y recepción que se representa como la respuesta impulsional de un canal lineal variante en tiempo. El efecto del desplazamiento frecuencial (*Doppler*) también está incluido en (2.4) pero no es inmediatamente evidente en dicha representación [1].

Nótese el caso particular formado por transmisor, receptor y entorno en ausencia de movimiento, cuando las atenuaciones  $a_i(t)$  y los retardos  $\tau_i(t)$  no dependen del tiempo  $t$ . Se obtiene entonces el conocido canal lineal invariante en tiempo (*LTI*) con una respuesta impulsional:

$$h(\tau) = \sum_i a_i \delta(\tau - \tau_i) \quad (2.5)$$

Por último, añadir que la respuesta frecuencial asociada a la respuesta impulsional variante en tiempo  $h(\tau, t)$ , se define como:

$$H(f; t) := \int_{-\infty}^{\infty} h(\tau, t) e^{-j2\pi f\tau} d\tau = \sum_i a_i(t) e^{-j2\pi f\tau_i(t)} \quad (2.6)$$

## 2.2. Modelo equivalente banda base

En las aplicaciones inalámbricas típicas, la comunicación se establece dentro de una banda frecuencial  $[f_c - W/2, f_c + W/2]$  con un ancho de banda  $W$  alrededor de la frecuencia central  $f_c$ . Sin embargo, gran parte del procesamiento de la señal (codificación/decodificación, modulación/demodulación, etc.) se hace a la práctica en banda base. En el transmisor, la última operación que se realiza es la de '*up-convert*', que se trata de subir la señal a la frecuencia portadora a la cual se transmitirá. De forma similar en recepción el primer paso será '*down-convert*' para bajar la señal a banda base. Luego parece claro que sería muy útil disponer de una representación en banda base del sistema. En primer lugar se definirá la representación equivalente banda base de una señal.

Si se considera una señal real  $s(t)$  con una transformada de Fourier  $S(f)$ , de banda limitada en  $[f_c - W/2, f_c + W/2]$  con  $W < 2f_c$ . Se define su equivalente banda base complejo:

$$S_b(f) = \begin{cases} \sqrt{2}S(f + f_c) & f + f_c > 0 \\ 0 & f + f_c \leq 0 \end{cases}$$

(2.7)

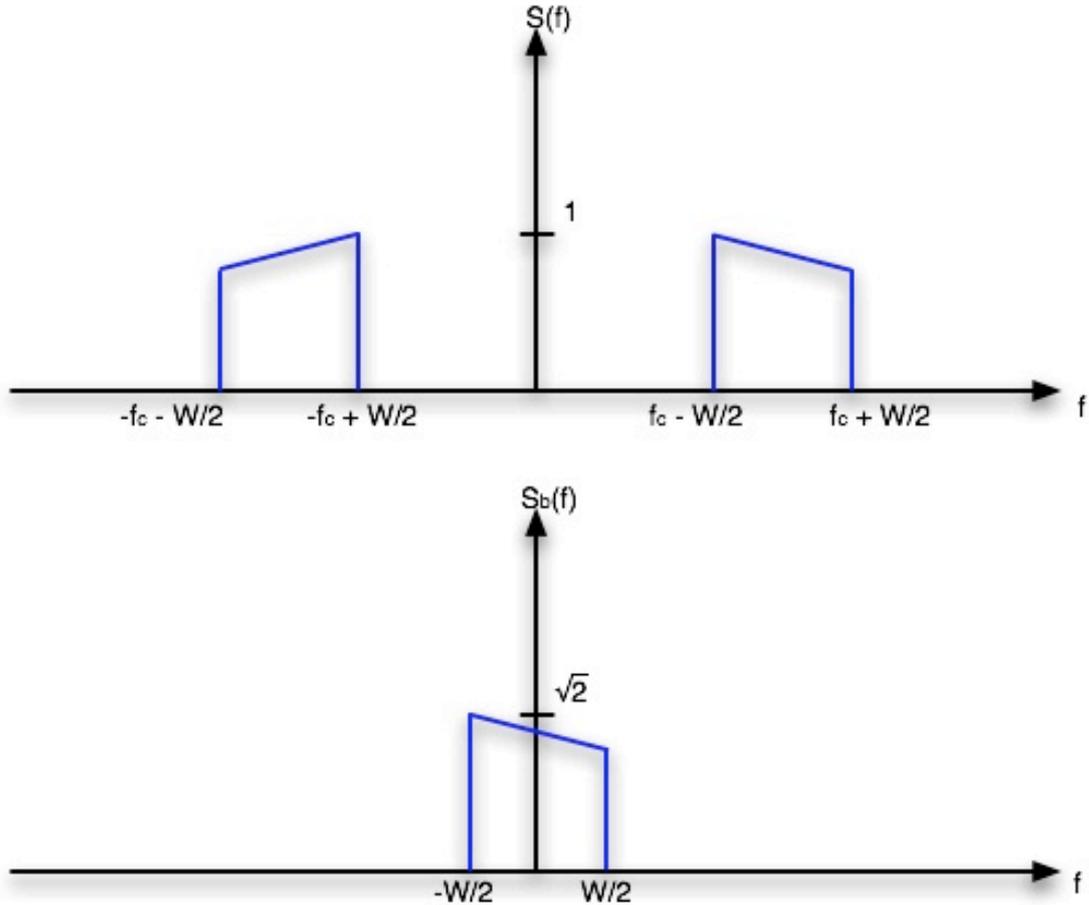


Figura 2. 1. Ilustración de la relación entre el espectro pasa banda  $S(f)$  y su equivalente banda base  $S_b(f)$

Dado que  $s(t)$  es real, su transformada de Fourier cumple que  $S(f) = S^*(-f)$ , lo que significa que  $s_b(t)$  contiene exactamente la misma información que  $s(t)$ . El factor  $\sqrt{2}$  es arbitrario pero escogido para normalizar la potencia de  $s_b(t)$  y  $s(t)$ . Para reconstruir  $s(t)$  a partir de  $s_b(t)$ , se observa que:

$$\sqrt{2}S(f) = S_b(f - f_c) + S_b^*(-f - f_c)$$

(2.8)

A partir de la transformada inversa de Fourier se obtiene:

$$s(t) = \frac{1}{\sqrt{2}} [s_b(t)e^{j2\pi f_c t} + s_b^*(t)e^{-j2\pi f_c t}] = \sqrt{2}\Re[s_b(t)e^{j2\pi f_c t}]$$

(2.9)

En términos de señales reales, la relación entre  $s(t)$  y  $s_b(t)$  se puede ver en la *Figura 2.2*. La señal pasa banda  $s(t)$  se obtiene modulando  $\Re[s_b(t)]$  con  $\sqrt{2}\cos 2\pi f_c t$  y  $\Im[s_b(t)]$  con  $-\sqrt{2}\sin 2\pi f_c t$  y sumándolo para obtener  $\sqrt{2}\Re[s_b(t)e^{j2\pi f_c t}]$  (*up-conversion*). La señal en banda base  $\Re[s_b(t)]$  (respectivamente  $\Im[s_b(t)]$ ) se obtiene modulando  $s(t)$  con  $\sqrt{2}\cos 2\pi f_c t$  (respectivamente  $-\sqrt{2}\sin 2\pi f_c t$ ) seguido por un filtro ideal paso bajo (*down-conversion*).

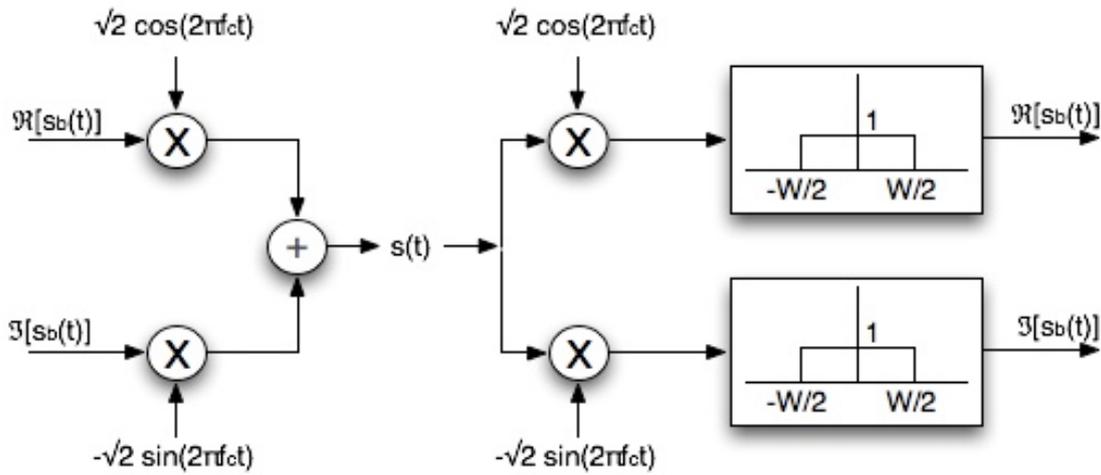


Figura 2. 2. Ilustración del diagrama de bloques para subir de frecuencia la señal  $s_b(t)$  a  $s(t)$ , seguido de una bajada de frecuencia en recepción para recuperar la señal  $s_b(t)$

Con estos datos ahora podemos tomar  $x_b(t)$  y  $y_b(t)$  como las variables equivalentes complejas en banda base de la señal transmitida  $x(t)$  y la señal recibida  $y(t)$ , respectivamente. Esta implementación de un sistema de comunicaciones pasa banda se conoce como *Quadrature Amplitude Modulation (QAM)*. La señal  $\Re[x_b(t)]$  se denomina, normalmente, componente en fase (I) y  $\Im[x_b(t)]$  componente en cuadratura (Q) (rotada  $\pi/2$ ). Ahora se puede calcular el canal equivalente en banda base, substituyendo  $x(t) = \sqrt{2}\Re[x_b(t)e^{j2\pi f_c t}]$  e  $y(t) = \sqrt{2}\Re[y_b(t)e^{j2\pi f_c t}]$  en la expresión (2.2). Se obtiene:

$$\begin{aligned} \Re[y_b(t)e^{j2\pi f_c t}] &= \sum_i a_i(t)\Re[x_b(t - \tau_i(t))e^{j2\pi f_c(t - \tau_i(t))}] \\ \Im[y_b(t)e^{j2\pi f_c t}] &= \sum_i a_i(t)\Im[x_b(t - \tau_i(t))e^{j2\pi f_c(t - \tau_i(t))}] \end{aligned}$$

(2.10)

Finalmente se obtiene el canal equivalente en banda base:

$$y_b(t) = \sum_i a_i^b(t) x_b(t - \tau_i(t)) \quad (2.11)$$

donde

$$a_i^b(t) := a_i(t) e^{-j2\pi f_c \tau_i(t)} \quad (2.12)$$

La salida equivalente banda base es la suma de las réplicas retardadas de la entrada equivalente banda base y multiplicadas por el coeficiente  $a_i^b(t)$ . La magnitud de cada réplica  $i$  es un parámetro que varía lentamente con el tiempo.

### 2.3. El modelo banda base discreto

El siguiente paso para crear un modelo de canal útil es convertir el canal continuo en un canal discreto. Se supone que la señal de entrada tiene una banda limitada en  $W$ . El equivalente banda base se encontrará limitado en  $W/2$  y se puede representar como:

$$x_b(t) = \sum_n x[n] \text{sinc}(Wt - n) \quad (2.13)$$

donde  $x[n]$  viene dado por  $x_b(n/W)$  y la función  $\text{sinc}(t)$  se define como:

$$\text{sinc}(t) := \frac{\sin(\pi t)}{\pi t} \quad (2.14)$$

Esta representación sigue el *teorema de muestreo* ('*sampling theorem*') [2], el cual dice que una señal limitada a  $W/2$  se puede expandir en términos de la base ortogonal  $[\text{sinc}(Wt - n)]_n$ . Utilizando la expresión (2.11), la salida en banda base viene dada por:

$$y_b(t) = \sum_n x[n] \sum_i a_i^b(t) \text{sinc}(Wt - W\tau_i(t) - n) \quad (2.15)$$

Las muestras de salida en múltiplos de  $1/W$ ,  $y[m] := y_b(m/W)$ , vienen dados por:

$$y[m] = \sum_n x[n] \sum_i a_i^b\left(\frac{m}{W}\right) \text{sinc}\left(m - n - \tau_i\left(\frac{m}{W}\right)W\right) \quad (2.16)$$

Si consideramos  $\gamma := m-n$ , finalmente obtenemos la expresión que define el canal equivalente en banda base discreto:

$$h_\gamma[m] := \sum_i a_i^b \left( \frac{m}{W} \right) \text{sinc} \left[ \gamma - \tau_i \left( \frac{m}{W} \right) W \right] \quad (2.17)$$

donde  $h_\gamma[m]$  se refiere al tap  $\gamma$  del canal en el instante  $m$ . Este valor es función de las ganancias  $a_i^b(t)$  de los caminos, cuyos retardos  $\tau_i(t)$  están cercanos a  $\gamma/W$ , como se puede ver en la *Figura 2.3*. En el caso especial donde las ganancias  $a_i^b(t)$  y los retardos  $\tau_i(t)$  fueran invariantes en tiempo, la expresión (2.17) quedaría simplificada a:

$$h_\gamma = \sum_i a_i^b \text{sinc}[\gamma - \tau_i W] \quad (2.18)$$

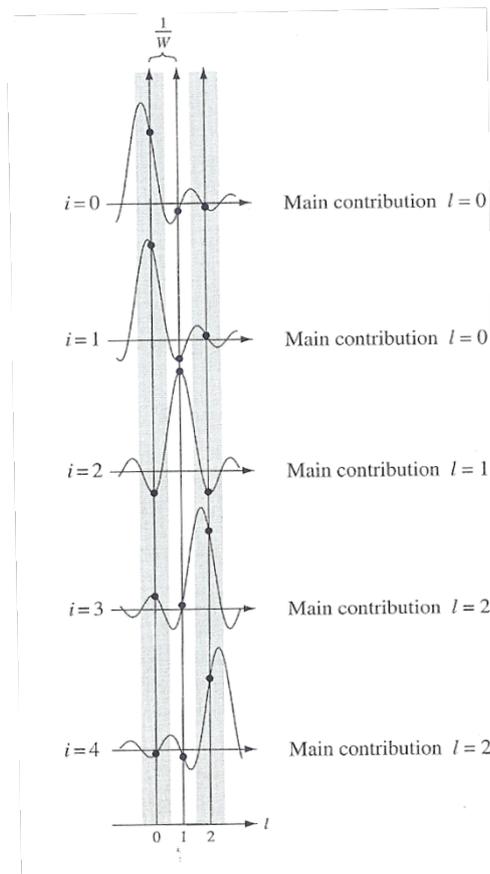


Figura 2.3. Ejemplo de la contribución de los diferentes caminos (i) a los diferentes taps (l)

## 2.4. Bibliografía

[1] "*Fundamentals of Wireless Communication*", by D. Tse and P. Viswanath, Cambridge University Press, May 2005

[2] "*Tratamiento de señales en tiempo discreto*", Alan V. Oppenheim, Ronald W. Schafer, John R. Buck

### 3. Conceptos básicos y modelado de canal

El objetivo de este capítulo es en primer lugar definir ciertos conceptos que serán de gran ayuda para comprender algunas de las ideas que aparecerán más adelante. En segundo lugar se presentará el modelo de canal que se ha utilizado en este proyecto. Finalmente se describirán los escenarios de vuelo objeto de estudio, así como sus parámetros característicos, que junto al modelo de canal descrito, utilizaremos para llevar a cabo el proyecto.

#### 3.1. Conceptos básicos

##### 3.1.1. Ancho de banda de coherencia

Si suponemos un caso particular de canal para comunicaciones inalámbricas, invariante en tiempo y con únicamente dos réplicas, obtenemos la siguiente respuesta impulsional:

$$h(\tau) = \delta(\tau) + \delta(\tau - T) \tag{3.1}$$

Si ahora hacemos la transformada de Fourier de la expresión (3.1) obtenemos la siguiente expresión:

$$H(f) = 1 + e^{-j2\pi fT} = e^{-j2\pi f\frac{T}{2}} \left[ e^{+j2\pi f\frac{T}{2}} + e^{-j2\pi f\frac{T}{2}} \right] = e^{-j2\pi f\frac{T}{2}} 2\cos(\pi fT) \tag{3.2}$$

En este caso concreto al tener solo dos réplicas y de la misma amplitud podemos considerar que  $T$  es equivalente al *delay spread* del canal. Si observamos la *Figura 3.1*, se puede apreciar fácilmente que cuanto mayor es el *delay spread* del canal menor es la distancia entre los *ceros* de la función. Por otro lado se puede apreciar que cuanto menor es el *delay spread* del canal, la separación frecuencial en que la respuesta frecuencial del canal vale 2, o lo que es lo mismo, la separación frecuencial en la que la respuesta frecuencial del canal se puede considerar plana aumenta con respecto a valores más elevados de *delay spread*. Esta separación frecuencial recibe el nombre de **ancho de banda de coherencia**.

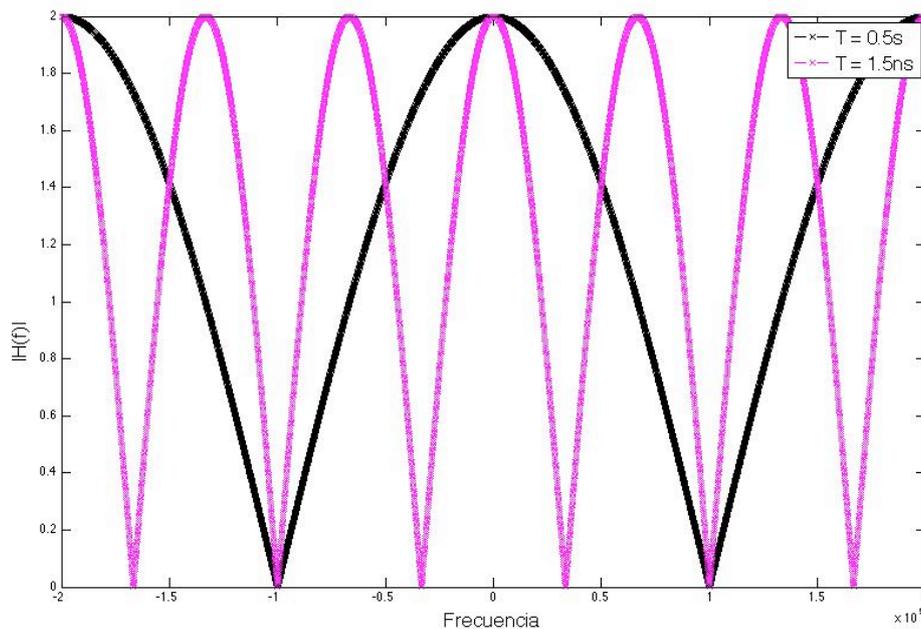


Figura 3. 1. Efecto del *delay spread* sobre el ancho de banda de coherencia

El ancho de banda de coherencia se define como la separación frecuencial mínima por la que la respuesta del canal se puede considerar plana. La expresión que define el ancho de banda de coherencia es la siguiente [1]:

$$B_c \approx \frac{1}{T}$$

(3.3)

donde  $T$  es el *delay spread* del canal. El hecho de que la respuesta del canal se pueda considerar plana es muy interesante, dado que si consideramos que estamos transmitiendo una señal con un ancho de banda menor al ancho de banda de coherencia ( $B \ll B_c$ ), entonces el desvanecimiento que sufrirá la señal será el mismo para todo el ancho de banda de la señal, fenómeno que se conoce como **flat fading**. Por otro lado si el ancho de banda de la señal es mayor que el ancho de banda de coherencia ( $B \gg B_c$ ), entonces los valores de amplitud del canal para frecuencias que se encuentren separadas por un valor mayor que el ancho de banda de coherencia serán independientes. Luego la amplitud del canal varía a lo largo del ancho de banda de la señal. En este caso se considera que el canal es **selectivo en frecuencia**.

### 3.1.2. Efecto Doppler

Si ahora suponemos un caso concreto de comunicaciones inalámbricas, en la que el canal tan solo tiene una réplica, obtenemos la siguiente expresión:

$$h(\tau, t) = \delta(\tau - \tau_1(t)) \quad (3.4)$$

Supongamos ahora que un terminal móvil esta quieto hasta el instante  $t_0$  y que a partir de entonces se comienza a alejar de la antena emisora en línea recta y a velocidad constante  $v$ , tal como muestra la *Figura 3.2*.

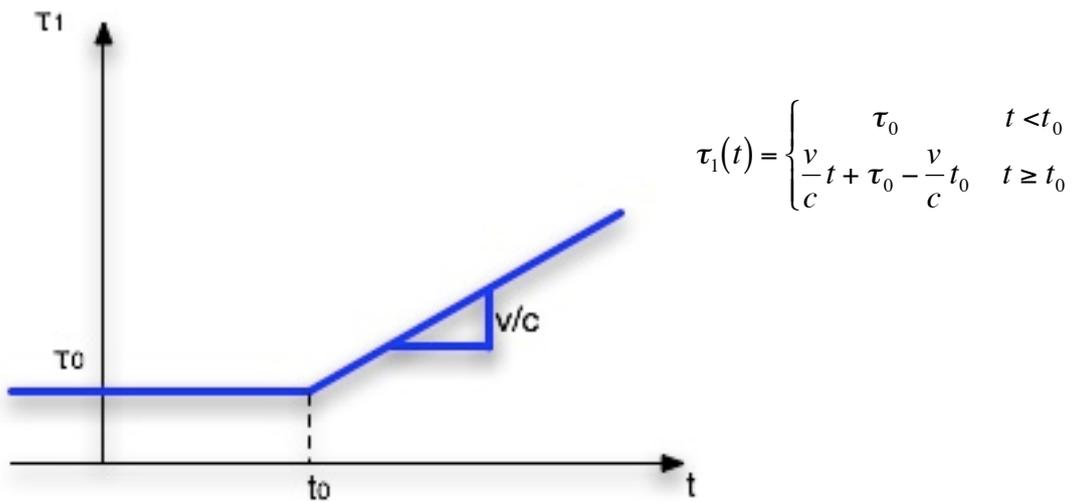


Figura 3. 2. Móvil alejándose a velocidad constante

donde  $c$  es la velocidad de la luz. Lógicamente el incremento de retardo dependerá de la velocidad a la cual se desplace el móvil y de la velocidad a la que viajan las ondas electromagnéticas,  $c$ .

Si ahora calculamos la respuesta frecuencial para un instante de tiempo  $t > t_0$ , vemos que:

$$H(f;t) = e^{-j2\pi f \tau_1(t)} = e^{-j2\pi f \left[ \frac{v}{c}t + \tau_0 - \frac{v}{c}t_0 \right]} = e^{-j2\pi f \frac{v}{c}t} \cdot e^{-j2\pi f \left( \tau_0 - \frac{v}{c}t_0 \right)} = k \cdot e^{-j2\pi \frac{v}{\lambda}t} = k \cdot e^{-j2\pi f_D t} \quad (3.5)$$

Si ahora suponemos que la señal que se transmite,  $X(f)$ , es una exponencial de frecuencia  $f_c$ , la expresión de la señal que recibirá el móvil es:

$$Y(f) = H(f_c;t) \cdot e^{j2\pi f_c t} = k \cdot e^{-j2\pi f_D t} \cdot e^{j2\pi f_c t} = k \cdot e^{j2\pi (f_c - f_D)t} \quad (3.6)$$

La expresión (3.6) nos dice que si la velocidad a la que se separan emisor y receptor aumenta, la frecuencia de la señal que llegará al receptor será menor, dado que  $f_c = v/\lambda$ . Este fenómeno se conoce como **efecto Doppler**.

El efecto Doppler tiene lugar cuando existe un movimiento relativo entre el emisor y el receptor, o bien entre éstos y los objetos donde se refleja la señal. Se conoce que el movimiento entre emisor y receptor provoca una variación en la frecuencia recibida por el receptor, de manera que si el transmisor y/o receptor se mueven el uno hacia el otro, la frecuencia de la señal recibida aumenta, mientras que si los dos se alejan, la frecuencia de la señal recibida disminuye.

El efecto Doppler provoca una dispersión frecuencial de manera que la señal transmitida sufre una variación del ancho de banda, produciéndose ensanchamiento o estreñimiento. Se puede entender fácilmente si pensamos en cada uno de los rayos que componen la señal recibida. Cada uno de ellos puede reflejarse en objetos con movimientos relativos diferentes (unos se alejan y otros se acercan), de manera que el ancho de banda del conjunto (suma de las superposiciones de señales desplazadas con un mismo ancho de banda) va cambiando. Si pensamos en el dominio temporal, notamos también que las fluctuaciones en el dominio frecuencial producen fluctuaciones en el dominio temporal.

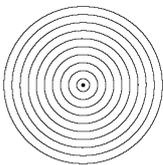
La fórmula del **efecto Doppler** relaciona la frecuencia de las ondas observadas con la frecuencia de las ondas emitidas, la velocidad de propagación de las ondas  $v_s$ , la velocidad del emisor  $v_E$  y la velocidad del observador  $v_o$ :

$$f' = \frac{v_s - v_o}{v_s - v_E} f$$

(3.7)

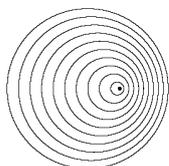
Para ilustrar el fenómeno se presentarán dos ejemplos distintos.

### **Fuente estática**



La imagen a la izquierda muestra una fuente de ondas electromagnéticas que carece de movimiento. La fuente produce ondas a una frecuencia constante  $f_0$ , y el frente de onda se propaga a una velocidad constante  $v$  o velocidad del sonido. La distancia entre los frentes de onda es la longitud de onda. Todos los observadores (estáticos) escucharán la misma frecuencia, que se corresponderá con la frecuencia a la que emite la fuente.

### Fuente en movimiento ( $V_{FUENTE} < V_{SONIDO}$ )



El frente de ondas se produce con la misma frecuencia que antes. Sin embargo, como consecuencia del movimiento de la fuente, el centro de cada frente nuevo es desplazado ligeramente a la derecha. Como resultado, en la zona de la derecha de la fuente los frentes de onda se van acercando mientras que en la zona de la izquierda ocurre lo contrario. Un observador que se encuentre a la derecha de la fuente escuchará una frecuencia superior a  $f_0$ , mientras que un observador situado a la izquierda escuchará una frecuencia inferior a  $f_0$ .

## 3.2. Modelo de canal para el estudio del efecto Doppler

A la hora de trazar una estrategia a seguir para la transmisión de datos, un aspecto clave es la cantidad de información que se posee acerca del canal por el que serán transmitidos. Según estos niveles de información se utilizará diferentes estrategias. El principal problema con el que nos encontramos es que la información que se posee de un canal, (**CSI Channel State Information**), puede quedar obsoleta de un momento a otro, provocando una caída en el rendimiento del sistema de grandes dimensiones.

Con el objetivo de comparar el rendimiento del sistema en diferentes escenarios, se ha desarrollado un modelo de canal flexible que permite capturar la naturaleza aleatoria de los canales de radio y al mismo tiempo permite la simulación de la variación del canal debido al movimiento (*Doppler*).

### 3.2.1. Modelado del canal

Tal como se puede ver en la *Figura 3.3*, las bases de este modelo las forman tres sistemas de coordenadas.  $O_{Tx}$  se asocia a la estación base,  $O_E$  se asocia con la región estacionaria E, dentro de la cual se supone estará alojada la unidad móvil. Estos dos sistemas de coordenadas,  $(O_{Tx}, O_E)$ , se asume que son estáticos. Finalmente,  $O_{Rx}$  se encuentra situado en la unidad móvil y es móvil respecto a los otros dos sistemas definidos anteriormente.

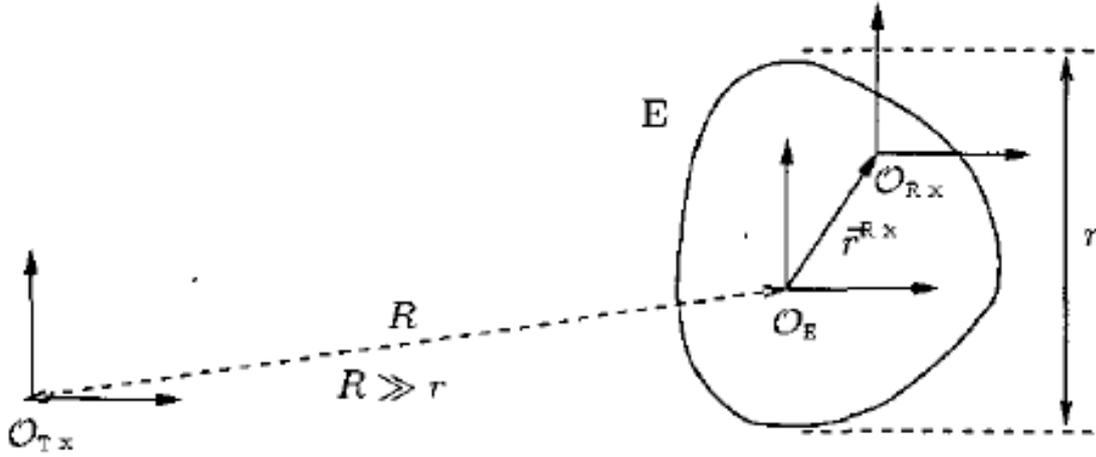


Figura 3. 3. Sistemas de coordenadas del modelado de canal

En este modelo, cada posible camino de propagación  $\ell \in \{1, \dots, L\}$  se parametriza por un retardo  $\tau_\ell$ , por una atenuación  $\alpha_\ell$ , por una dirección de salida  $\vec{\Omega}_\ell^{Tx}$  y por una dirección de llegada  $\vec{\Omega}_\ell^{Rx}$ . Los parámetros  $\tau_\ell$  y  $\alpha_\ell$  se definen respecto a  $O_E$  y la región estacionaria E se define como la área espacial alrededor de  $O_E$  dentro de la cual, debido a la suposición de que  $R \gg r$ , los parámetros  $|\alpha_\ell|$ ,  $\tau_\ell$ ,  $\vec{\Omega}_\ell^{Tx}$  y  $\vec{\Omega}_\ell^{Rx}$  se pueden tomar como valores constantes. La atenuación,  $\alpha_\ell$ , se supone que es invariante en tiempo y en frecuencia. Se considera que las variaciones temporales son causadas exclusivamente por el cambio de posición de la unidad móvil y además, que los diferentes retardos de propagación serán la única fuente de selectividad en frecuencia.

Dado el modelo descrito arriba, para una frecuencia  $f$  particular se obtiene la siguiente función de transferencia:

$$H = \sum_{\ell=1}^L \alpha_\ell e^{-j \frac{2\pi}{\lambda} \vec{r}^{Rx} \vec{\Omega}_\ell^{Rx}} e^{-j 2\pi f \tau_\ell} \quad (3.8)$$

Donde  $\lambda$  es la longitud de onda correspondiente a la frecuencia  $f$  y  $\vec{r}^{Rx}$  indica la posición de la unidad móvil respecto a  $O_E$ . Este modelo de canal realmente se ajusta a las necesidades de este proyecto, dado que si analizamos la expresión (3.8) vemos que para cada camino posible,  $\ell$ , se tiene en cuenta la atenuación que sufrirá la señal,  $\alpha_\ell$ , la dirección en la que llega en recepción,  $\vec{\Omega}_\ell^{Rx}$  y el retardo con el que llegará en recepción,  $\tau_\ell$ . También caracteriza la frecuencia a la cual se transmite, dado que depende de  $\lambda$ , y lo que quizás es más importante, caracteriza el efecto Doppler, dado que considera la posición del móvil,  $\vec{r}^{Rx}$ , la cual depende a su vez de la velocidad del móvil y del tiempo:

$$\vec{r}^{Rx}(t) = \vec{r}^{Rx}(t=0) + \vec{v}t$$

(3.9)

### 3.3. Modelos para el canal aeronáutico

Las diferentes condiciones que se dan durante el vuelo de un avión hacen que sea necesario caracterizar diferentes modelos de canal para cada una de las diferentes situaciones. Estos escenarios se caracterizan por el tipo de desvanecimiento, el Doppler, y los retardos en el sistema, donde los diferentes desplazamientos en frecuencia y los diferentes retardos se deben al efecto multicamino, fenómeno de propagación por el que, debido a múltiples reflexiones, la señal llega al receptor por dos o más caminos. Se debe tener en cuenta también una línea de visión directa o *LOS*. La relación entre la potencia de *LOS* y las componentes difusas debidas al multicamino, conocido como **Rice factor**, viene dada por la siguiente expresión:

$$K_{Rice} = \frac{a^2}{c^2}$$

(3.10)

o equivalentemente:

$$K_{Rice} = 10 \cdot \log_{10} \frac{a^2}{c^2} dB$$

(3.11)

#### 3.3.1. Escenario de vuelo en ruta

El escenario de vuelo en ruta se aplica cuando el avión se encuentra en pleno vuelo, para comunicaciones tierra-aire o aire-aire, tal como muestra la *Figura 3.4*. Se considera que las comunicaciones tierra-aire son el enlace entre la estación base en tierra con un avión, es decir, que no se considera a cualquier persona o sistema ajeno como objetivos de la comunicación. Las comunicaciones aire-aire se consideran que son enlaces entre dos aviones que se encuentren en vuelo.

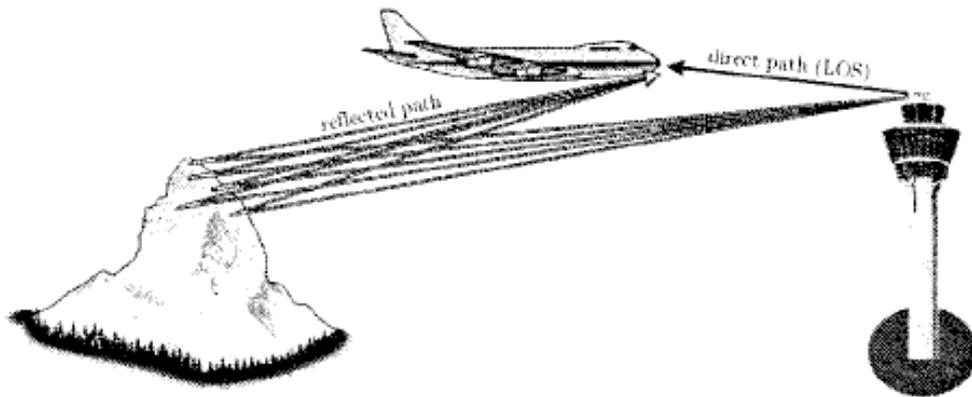


Figura 3. 4. Propagación multicamino para escenarios de vuelo en ruta

### **Tipo de desvanecimiento:**

Típicamente, este canal multicamino consiste en un camino *LOS* junto con un cluster de rayos reflejados y retardados. Luego este escenario se puede caracterizar con un modelo de dos rayos (*two-ray*). Basado en [2] y [3] y por simplicidad, el rayo directo (*LOS*) se propone para ser modelado como un proceso constante, mientras que las componentes difusas del multicamino se modelan como un proceso *Rayleigh*. Además para este escenario se tendrá en cuenta un factor *Rice* de 15 dB aproximadamente[3].

### **Doppler:**

El escenario de vuelo en ruta se caracteriza por sufrir un efecto Doppler realmente alto. Las condiciones que se dan son  $v_{max} = 440 \text{ m/s}$  para enlaces tierra-aire y  $v_{max} = 620 \text{ m/s}$  para enlaces aire-aire. Se supone que la velocidad mínima es aproximadamente  $v_{min} = 17 \text{ m/s}$ . Típicamente los obstáculos que se puedan encontrar en este escenario no estarán isotrópicamente distribuidos, se establece que las componentes del multicamino llegarán dentro de un abanico inferior a los  $360^\circ$ . En [3], se toma un abanico de aproximadamente  $\beta = 3.5^\circ$  y se derivó el correspondiente espectro Doppler, suponiendo que los rayos debidos al multicamino llegaban dentro de este abanico  $\beta$ . En la *Figura 3.5* se puede ver el espectro de potencia Doppler o DPS.

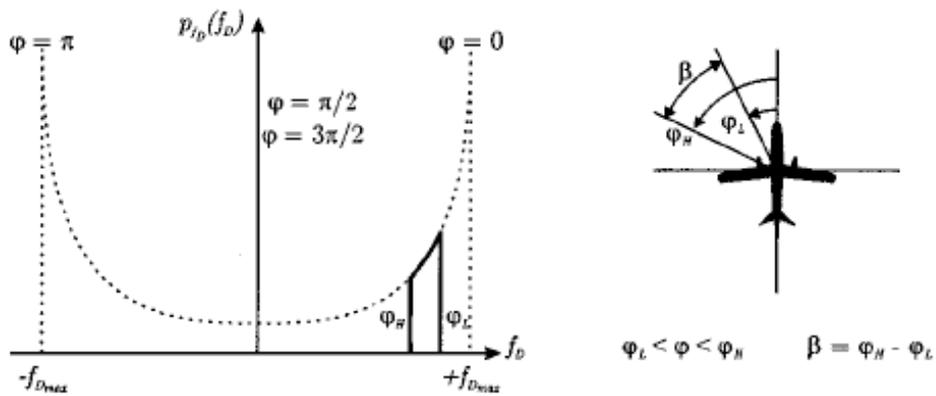


Figura 3. 5. Espectro de potencia Doppler (DPS)

**Retardo:**

En el peor de los casos para el enlace tierra-aire hay un retardo de aproximadamente 200 us ( $\Delta d = 60 \text{ Km}$ ) y más de 1 ms ( $\Delta d = 300 \text{ Km}$ ) para enlaces aire-aire, según [5].

Un simple análisis geométrico revela que  $\Delta d \approx h$  para enlaces tierra-aire y que  $\Delta d \approx 2h$  para enlaces aire-aire, donde  $h$  es la altura del avión. Este análisis geométrico se basa en el hecho de que durante el vuelo, la distancia entre el avión y la estación base es enorme comparada con la altitud del avión, de modo que la distancia proyectada sobre el suelo es aproximadamente la misma que la distancia real. Suponiendo un altitud máxima típica de 10 Km, se obtiene que  $\tau_{max} \approx 33 \text{ us}$  para enlaces tierra-aire y  $\tau_{max} \approx 66 \text{ us}$  para enlaces aire-aire.

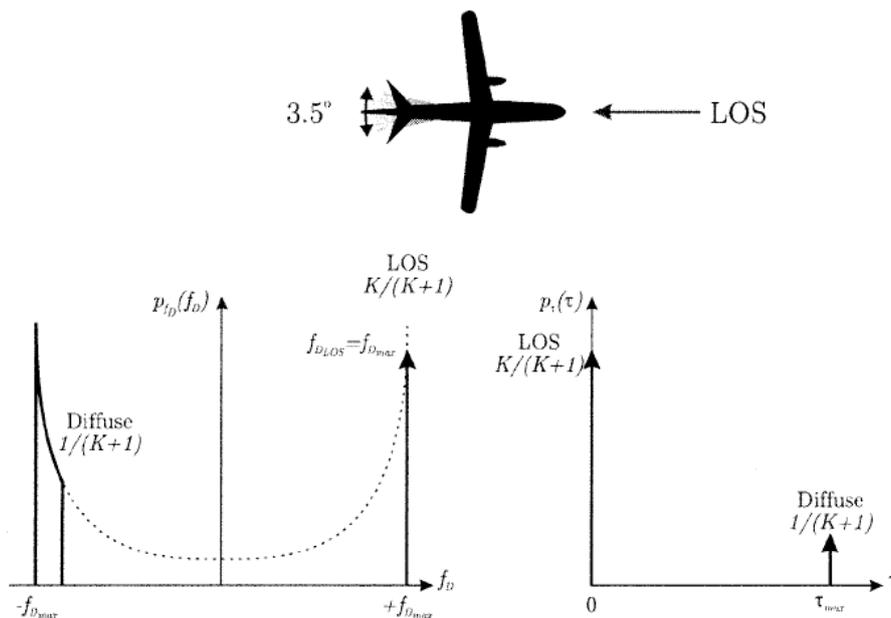


Figura 3. 6. Espectro de potencia Doppler y Espectro de potencia de los retardos para escenarios de vuelo en ruta

En la *Figura 3.6* se encuentran representados el espectro de potencia tanto del Doppler como de los retardos.

Este escenario se verá afectado por desvanecimientos rápidos, particularmente en los enlaces aire-aire (velocidades altísimas), también experimentará desvanecimientos selectivos en frecuencia, particularmente para factores *Rice* pequeños.

### 3.3.2. Escenario de despegue y aterrizaje

El escenario de despegue y aterrizaje se puede aplicar cuando el avión se encuentra en una comunicación tierra-aire y a la vez éste deja tierra y va ganando altitud y velocidad (despegue), y viceversa cuando está a punto de aterrizar, tal como se puede ver en la *Figura 3.7*. Éste escenario esta lejos de ser el peor de los casos posibles, pero dado que en el aterrizaje de los aviones es necesario el intercambio de mucha información, se propone un escenario especial para los aterrizajes. Para el despegue el escenario será similar al de las llegadas pero con la diferencia de que las frecuencias Doppler estarán invertidas.

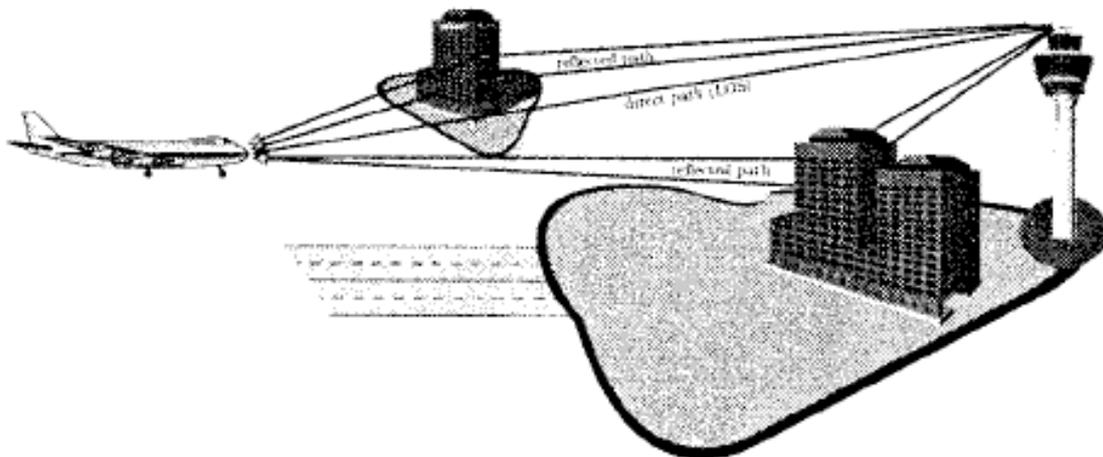


Figura 3. 7. Propagación multicamino para un escenario de aterrizaje

### Tipo de desvanecimiento:

En este caso se asume que el camino *LOS* esta presente durante el aterrizaje mientras el avión todavía esta en vuelo. Por otro lado, también habrán más rayos debido al multicamino, principalmente debido a los edificios del mismo aeropuerto, que se pueden modelar como un proceso Rayleigh. El resultado es, de nuevo, un canal *Rice*. Se establece un factor *Rice* de  $K_{Rice} = 15 \text{ dB}$ , suponiendo una fuerte componente *LOS*. Esta suposición se sustenta en las medidas realizadas en diferentes aeropuertos, presentadas en [4], donde el factor *Rice* estaba por encima de los  $15 \text{ dB}$  e incluso en algunos casos por encima de los  $18 \text{ dB}$ .

### Doppler:

Este escenario se caracteriza por sufrir un efecto Doppler alto, aunque no tan alto como en el caso del escenario de vuelo en ruta, debido a que la velocidad del avión es notablemente menor:  $v = 25...150 \text{ m/s}$  durante el aterrizaje del avión. De nuevo los rayos dispersos debido al multicamino no estarán distribuidos de forma isotrópica pero se supone que llegarán por la parte frontal del avión. El abanico en el que llegarán estos rayos será más amplio que en el escenario de vuelo en ruta. Este efecto se puede justificar por el hecho de que la estación base estará, en general, situada en el mismo aeropuerto, de esta forma las componentes del multicamino serán fruto de reflexiones en edificios, aviones que se encuentren en el aeropuerto o cualquier otro tipo de obstáculo que se encuentre en las inmediaciones. Finalmente se supone que el abanico en el que llegarán las componentes multicamino es de  $\beta = 180^\circ$ , resultando en el espectro de potencia Doppler de la *Figura 3.8*. El rayo directo o *LOS* se asume que llega directamente por la parte frontal del avión.

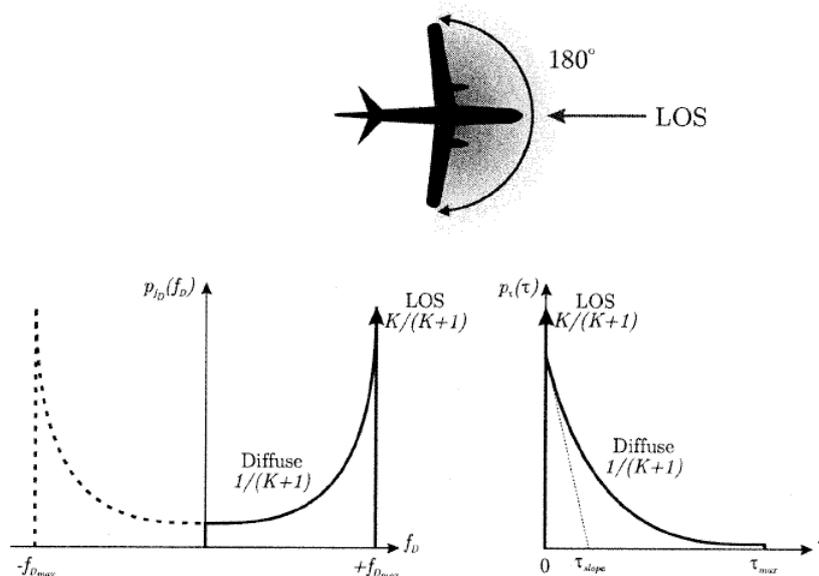


Figura 3. 8. Espectro de potencia Doppler y Espectro de potencia de los retardos para un escenario de aterrizaje

**Retardo:**

Mientras el avión se encuentre a una distancia suficientemente grande del aeropuerto, los retardos serán superiores a  $\tau_{max} \approx 7 \text{ us}$  según [4]. Esto equivale a  $\Delta d = 2100 \text{ m}$ . En el caso de los aterrizajes y despegues se supone que el escenario deja de ser un modelo de dos rayos (two-ray), y se asumirá que los retardos decrecerán de forma exponencial, tal y como muestra la *Figura 3.8*. A la hora de generar los retardos se utilizará la siguiente expresión:

$$\tau_n = g_\tau(u_n) = -\tau_{slope} \cdot \log_e \left( 1 - u_n \left( 1 - e^{-\frac{\tau_{max}}{\tau_{slope}}} \right) \right)$$

$$\approx -\tau_{slope} \cdot \log_e(1 - u_n) \rightarrow \text{para } \tau_{max} \gg \tau_{slope}$$

(3.12)

donde  $u_n \in (0,1)$  es una variable aleatoria distribuida uniformemente producida por un generador de números aleatorios, y  $g_\tau(u_n)$  es una función no lineal.

Debido a la proximidad entre el avión y la estación base, este escenario se caracteriza por tener una fuerte componente LOS. Por este motivo se esperan resultados mejores que en el peor de los casos, el escenario *Parking*, en el que el avión se encuentra aparcado en la terminal y carece de componente LOS.

En la *Figura 3.9* se muestra una tabla con los parámetros que se deberán utilizar a la hora de implementar cualquiera de los escenarios que se describen en el documento original [5], dado que, como ya se ha comentado, el objetivo de estudio de este proyecto se centrará en el escenario de vuelo en ruta y el escenario de aterrizaje y despegue. Por consiguiente se utilizarán sólo los datos correspondientes a esos dos escenarios a la hora de simular el sistema implementado en este proyecto.

	<b>Parking scenario</b>	<b>Taxi scenario</b>	<b>Arrival scenario</b>	<b>En-Route scenario</b>
Aircraft velocity $v$ [m/s]	5.5 0...5.5	15.0 0...15	150.0 25...150 typ. 85	440.0 (620.0) 17...440 typ. 250
Maximum delay $\tau_{max}$ [s]	$7.0 \cdot 10^{-6}$	$0.7 \cdot 10^{-6}$	$7.0 \cdot 10^{-6}$	$33.0 \cdot 10^{-6}$ ( $66.0 \cdot 10^{-6}$ ) $6 \cdot 10^{-6} \dots 200 \cdot 10^{-6}$
Number of echo paths $N$	20	20	20	20
Rice factor $K_{Rice}$ [dB]	-	6.9	15.0 9...20	15.0 2...20
$f_{D_{LOS}}/f_{D_{max}}$ factor	-	0.7	1.0	1.0
Start angle $\varphi_{a_L}$ of beam [°]	0.0	0.0	-90.0	178.25
End angle $\varphi_{a_H}$ of beam [°]	360.0	360.0	+90.0	181.75
Exponential or two-ray delay	exp	exp	exp	two-ray
Slope time $\tau_{slope}$ [s]	$1.0 \cdot 10^{-6}$	$1/9.2 \cdot 10^{-6}$	$1.0 \cdot 10^{-6}$	-

Figura 3.9. Tabla de valores típicos para la simulación de los distintos escenarios

### 3.4. Bibliografía

- [1] Goldsmith, Andrea. *"Wireless Communication"*. New York, EEUU.
- [2] A. Neul et al., *"Propagation measurements for the aeronautical satellite channel,"* in Proc. IEEE Veh. Technol. Conf., 1987, pp. 90–97.
- [3] S. M. Elnoubi, *"A simplified stochastic model for the aeronautical mobile radio channel,"* in Proc. IEEE Veh. Technol. Conf., 1992, pp. 960–963.
- [4] G. Dyer y T. G. Gilbert, *"Channel sounding measurements in the VHF A/G radio communications channel,"* AMCP doc. AMCP/WGD/ 8-WP/19, Oberpfaffenhofen, Germany, Dic. 1997.
- [5] Erik Hass, *"Aeronautical Channel Modeling"*, IEEE.

## 4. Modulación Multiportadora

La modulación multiportadora se utiliza en diferentes sistemas 'wireless'. Sin embargo, no es una técnica que haya surgido ahora ni mucho menos, sino que ya se utilizó con objetivos militares a finales de 1950 y principios de 1960. Desde aproximadamente 1990 [1], la modulación multiportadora ha sido utilizada en diversas aplicaciones, ya sean 'wireless' o no, incluyendo difusión de audio i video digital en Europa, líneas de abonado digital (*DSL o Digital Subscriber Line*) y las generaciones más recientes de 'wiresless LAN' (*Local Area Network*).

La idea básica de la modulación multiportadora es dividir la información a transmitir en un número determinado de subportadoras para posteriormente enviarlas en diferentes subcanales. Típicamente los subcanales son ortogonales, siempre bajo condiciones ideales de propagación. La información que contienen los subcanales es sumamente inferior a la cantidad total de información, y, consecuentemente, el ancho de banda correspondiente a cada subcanal será mucho menor que el ancho de banda total del sistema. El número de subportadoras no es un parámetro aleatorio, sino que es escogido de forma que asegure que cada subcanal tiene un ancho de banda menor al ***ancho de banda de coherencia del canal***, de forma que podamos considerar subcanal como relativamente 'plano' o '*flat fading*'. Cumpliendo estos parámetros la ISI (*Intersymbol Interference o Interferencia Intersimbólica*) relacionada con cada subcanal será pequeña. Además, la modulación multiportadora se puede implementar digitalmente de forma eficiente. En esta implementación discreta, llamada OFDM (*Orthogonal Frequency Division Multiplexing o Multiplexación por División de Frecuencias Ortogonales*), la interferencia intersimbólica (ISI) puede ser completamente eliminada utilizando lo que se conoce como ***prefijo cíclico***, que más adelante veremos con detalle.

La técnica de multiportadoras es muy común en sistemas que manejan tasas muy altas de datos en canales con dispersiones en retardo o '*delay spread*', moderadas o grandes, ya que esta técnica ofrece ventajas significativas sobre la ecualización clásica en el dominio temporal. En particular el número de taps requeridos para una ecualización decente en un sistema con grandes tasas de datos es grande, por lo que estos ecualizadores son, en general, complejos. Además, es muy difícil mantener la precisión con tantos taps en un canal que varía muy rápidamente. Por estas razones, los sistemas de alta tasa de datos 'wireless' emergentes utilizan la técnica de la modulación multiportadora, en lugar de la ecualización.

#### 4.1. Transmisión y recepción utilizando modulación multiportadora

Como ya se ha mencionado, la modulación multiportadora divide la cadena de datos en múltiples subcadenas o subportadoras de datos para que estos sean transmitidos sobre diferentes subcanales ortogonales centrados en diferentes frecuencias portadoras. El número de subportadoras, como ya se comentó anteriormente, no es aleatorio sino que se escoge un número determinado que asegure que el tiempo de símbolo de cada subportadora sea mucho mayor que el 'delay spread' del canal, o de manera equivalente, que asegure que el ancho de banda de cada subportadora sea menor que el ancho de banda de coherencia del canal. De esta forma las subportadoras no sufrirán, excesivamente, ISI.

Consideramos un sistema con un 'data rate' o tasa de datos  $R$  y paso banda con un ancho de banda  $B$ . Se denomina ancho de banda de coherencia a la máxima diferencia de frecuencias para la que el canal se comporta igual. Es decir, máxima diferencia de frecuencias para las que las componentes en frecuencia de señal están altamente correlados. Se asume que el ancho de banda de coherencia del canal es:

$$B_c < B$$

(4.1)

De esta forma la señal experimenta desvanecimientos selectivos en frecuencia. La premisa básica de la modulación multiportadora es dividir el ancho de banda del sistema en  $N$  subcanales en paralelo, donde el ancho de banda de estos subcanales y el 'data rate' dependen directamente de  $N$ :

$$B_N = \frac{B}{N}$$

(4.2)

$$R_N \approx \frac{R}{N}$$

(4.3)

Para  $N$  suficientemente grande, el ancho de banda de los subcanales será:

$$B_N = \frac{B}{N} \ll B_c$$

(4.4)

Lo que asegura 'flat fading' o desvanecimiento plano en cada subcanal. También se puede ver en el dominio temporal, el tiempo de símbolo  $T_N$  de la señal modulada en cada subcanal es proporcional al ancho de banda del subcanal  $1/B_N$ . Por lo tanto la ecuación (4.4) implica que:

$$T_N \approx \frac{1}{B_N} \gg \frac{1}{B_c} \approx T_m$$

(4.5)

donde  $T_m$  es el 'delay spread' del canal.

Si  $N$  es suficientemente grande, el tiempo de símbolo será mucho mayor que el 'delay spread', de esta forma cada subcanal experimentará poca degradación debido a la ISI.

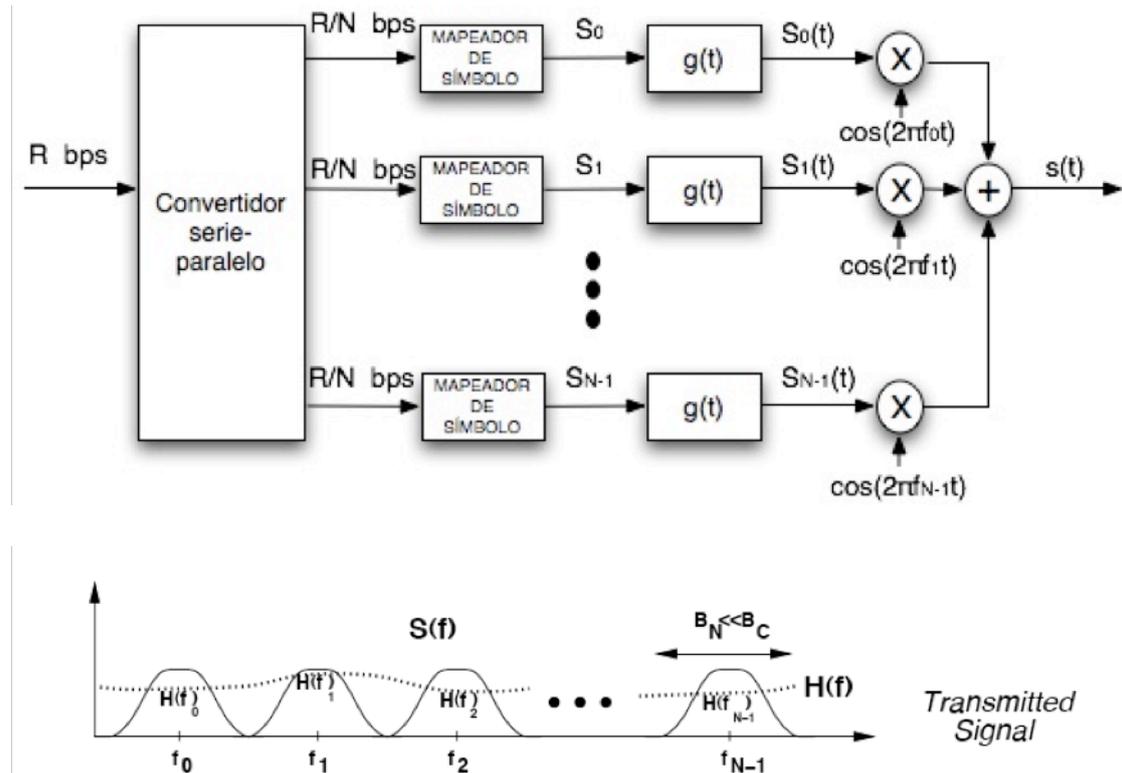


Figura 4. 1. Transmisor Multiportadora

En la Figura 4.1 tenemos el diagrama de bloques del transmisor multiportadora. Los datos se dividen en  $N$  subportadoras a través de un convertidor de serie a paralelo. La subportadora  $n$ ésima ( $n$ ) está centrada en la frecuencia portadora  $f_n$  y posee un ancho de banda de  $B_N$ .

Si asumimos la utilización de cosenos alzados para  $g(t)$ , obtenemos un tiempo de símbolo de

$$T_N = \frac{(1 + \beta)}{B_N}$$

(4.6)

donde  $\beta$  es el factor roll-off del coseno alzado. Todas las señales asociadas a cada subcanal, són sumadas para formar la señal a transmitir  $s(t)$ . Esta señal viene dada por la formula (4.7).[2].

$$s(t) = \sum_{i=0}^{N-1} s_i g(t) \cos(2\pi f_i t + \phi_i) \tag{4.7}$$

donde  $s_i$  es el símbolo complejo asociado a la  $i$ -ésima subportadora y  $\phi_i$  es la fase offset. Para subcanales sin solapamiento, fijamos

$$f_i = f_0 + i(B_N) \longrightarrow i = 0, \dots, N - 1 \tag{4.8}$$

Las suportadoras ocupan subcanales ortogonales con un ancho de banda  $B_N$ , dando como resultado un ancho de banda total y una tasa de datos total de:

$$NB_N = B \tag{4.9}$$

$$NR_N \approx R \tag{4.10}$$

Este tipo de modulación multiportadora no cambia la tasa de datos o el ancho de banda original del sistema, y dada la expresión (4.4) elimina prácticamente la ISI.

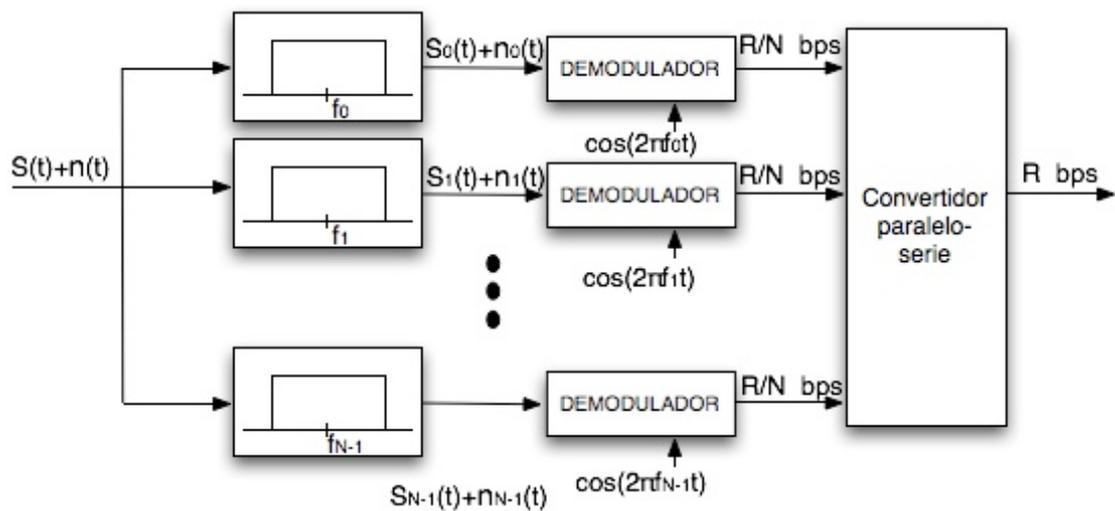


Figura 4. 2. Receptor Multiportadora

En la *Figura 4.2* tenemos el receptor multiportadora. La idea básica es que cada suportadora pasa a través de un filtro de banda estrecha con el objetivo de eliminar las otras subportadoras, luego es demodulado para finalmente convertir de paralelo a serie, obteniendo la cadena de datos original.

Este tipo de modulación multiportadora, a pesar de las ventajas que ofrece, tiene también sus inconvenientes. Primeramente, en una implementación real, los subcanales ocuparán un ancho de banda mayor que si supusiéramos un coseno alzado ideal. Debido al 'windowing' requerido por los pulsos, contaremos con un ancho de banda adicional,  $\epsilon/T_N$ . Con esta consideración obtenemos que los subcanales deben estar separados por  $(1+\beta+\epsilon)/T_N$ . Finalmente, el ancho de banda total requerido para subcanales sin solapamiento es:

$$B = \frac{N(1 + \beta + \epsilon)}{T_N} \quad (4.11)$$

Consecuentemente, esta forma de modulación multiportadora puede ser espectralmente ineficiente, dado que ocupará más ancho de banda que el deseado. Además, serán necesarios una gran cantidad de filtros de banda estrecha para poder separar las subportadoras en recepción, y lo que quizá es más importante, serán necesarios  $N$  moduladores y demoduladores independientes, lo que significa un alto coste y un alto consumo de potencia.

En el siguiente apartado se explicará una posible solución, un método que permite el solapamiento de las subportadoras y elimina la necesidad del filtrado en banda estrecha.

## 4.2. Modulación multiportadora con solapamiento de subcanales

Como ya se comentó en el apartado anterior el principal problema de la modulación multiportadora era la ineficiencia espectral debido al exceso de ancho de banda, la modulación multiportadora con solapamiento de subcanales solucionará este problema. Las subportadoras deben ser ortogonales para que se puedan separar en recepción.

El criterio de ortogonalidad está basado en la definición del producto escalar. Por definición, el resultado de hacer el producto escalar de dos vectores ortogonales es 0, si lo aplicamos a la modulación multiportadora tendremos:

$$\int_0^{T_N} p_i(t)p_j(t)dt \quad (4.12)$$

donde  $p$  son subportadoras. Aplicando la definición explicada tendremos que, dada la ortogonalidad de las subportadoras, el resultado de la expresión (4.12) será 0 siempre que  $j \neq i$ .

A partir de la expresión (4.13) podemos ver que las subportadoras  $[\cos(2\pi(f_0+i/T_N)t+\phi_i), i=0,1,2,\dots]$  forman, aproximadamente, un conjunto de bases ortogonales en el intervalo  $[0, T_N]$ , independientemente del valor de la fase offset  $\phi_i$ . [2].

$$\int_0^{T_N} \cos\left(2\pi\left(f_0 + \frac{i}{T_N}\right)t + \phi_i\right) \cos\left(2\pi\left(f_0 + \frac{j}{T_N}\right)t + \phi_j\right) dt \approx 0.5T_N\delta(i-j)$$

(4.13)

Ahora bien, consideremos un sistema multiportadora donde cada subcanal es modulado utilizando un coseno alzado con un factor de roll-off  $\beta$ . El ancho de banda ocupado por cada subcanal será, como ya hemos visto,  $B_N=(1+\beta)/T_N$ . Las frecuencias portadoras en las que se encuentran centrados cada uno de los subcanales vendrá dado por  $(f_0+i/T_N)$ ,  $i=0,1,\dots,N-1$  para una  $f_0$  dada, por lo que las subportadoras se encontrarán separadas  $1/T_N$ . Sin embargo, el ancho de banda ocupado por cada subcanal no es estrictamente  $1/T_N$  sino que dependerá del factor roll-off del coseno alzado, siendo así  $B_N > 1/T_N$ , luego obviamente existirá solapamiento entre los subcanales. El exceso de ancho de banda debido al 'windowing' del coseno alzado incrementará el ancho de banda de las subportadoras en  $\epsilon/T_N$ . El éxito del sistema multiportadora con solapamiento es precisamente que este exceso de ancho de banda provocado por  $\epsilon$  y por  $\beta$  no afectarán al ancho de banda total del sistema gracias al solapamiento, excepto en el primer y último subcanal, dado que estos solo se solaparán con un subcanal y no con dos, tal como podemos ver en la *Figura 4.3*. El ancho de banda total del sistema multiportadora con solapamiento será:

$$B = \frac{N + \beta + \epsilon}{T_N} \approx \frac{N}{T_N}$$

(4.14)

La aproximación utilizada en la ecuación (4.14) será más eficiente cuanto mayor sea  $N$ , dado que de esta forma el impacto de  $\beta$  y  $\epsilon$  en el ancho de banda total del sistema será despreciable. Si recordamos lo comentado anteriormente, esta es la principal ventaja respecto la modulación multiportadora sin solapamiento, donde el ancho de banda total requerido (4.11) se veía mucho más influenciado por los valores de  $\beta$  y  $\epsilon$ .

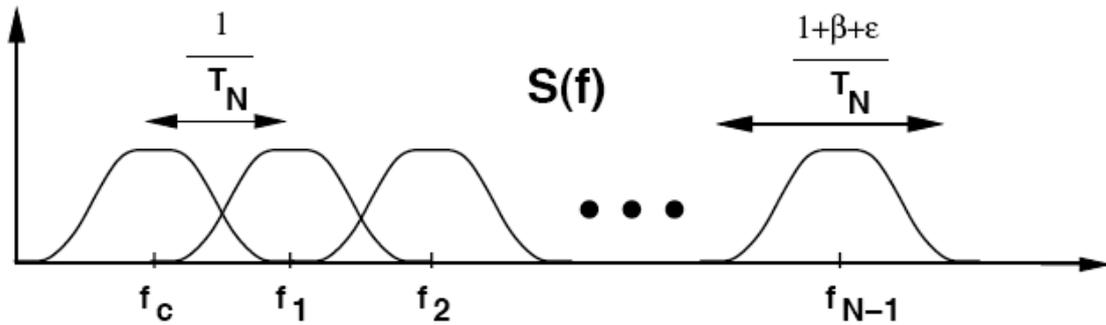


Figura 4. 3. Sistema Multiportadora con solapamiento.

Dado que el sistema ha variado substancialmente respecto al sistema multiportadora sin solapamiento, es lógico pensar que será necesario un modelo diferente de receptor que nos permita separar sin problemas los distintos subcanales solapados. Este receptor, *Figura 4.4*, si no tenemos en cuenta el efecto del canal ni el ruido, recibirá lo siguiente:

$$\hat{s}_i = \int_0^{T_N} \left( \sum_{j=0}^{N-1} s_j g(t) \cos(2\pi f_j t + \phi_j) \right) g(t) \cos(2\pi f_i t + \phi_i) dt = \sum_{j=0}^{N-1} s_j \delta(j-i) = s_i \tag{4.15}$$

donde (4.15) parte del criterio de que las funciones  $[g(t)\cos(2\pi f_j t + \phi_j)]$  forman una base ortogonal en  $[0, T_N]$ , comentado anteriormente.

Si consideráramos el efecto del canal y el del ruido, cada subportadora se escalaría con la ganancia del canal  $H(f_j) = \alpha_i$  y se vería afectada por el ruido (AWGN), cuya potencia es  $n_i = B_N N_0$ , de esta forma tendríamos en recepción un símbolo de la forma

$$\hat{s}_i = \alpha_i s_i + n_i \tag{4.16}$$

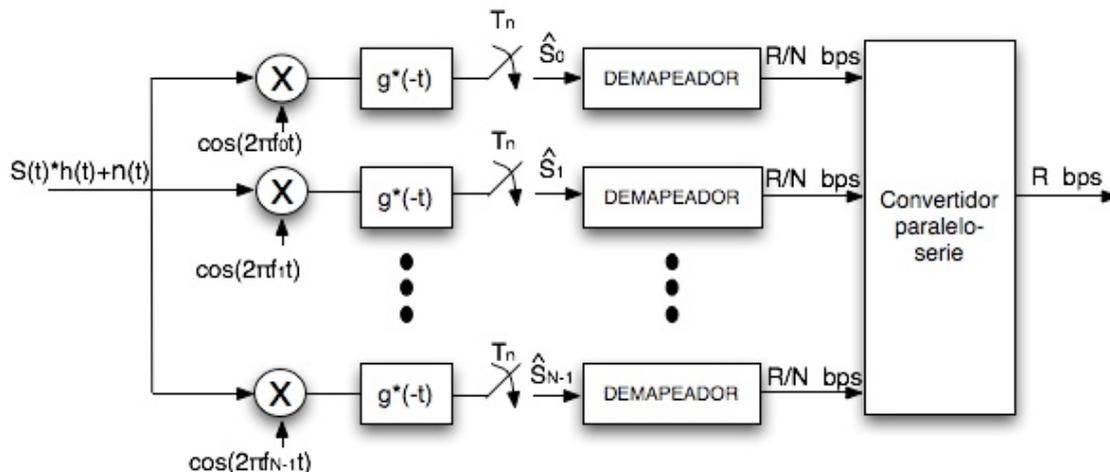


Figura 4. 4. Receptor para el sistema multiportadora con solapamiento

### 4.3. Implementación discreta de la modulación multiportadora

Aunque la modulación multiportadora fue inventada en la década de los años 50, los moduladores y demoduladores que requería el sistema eran de suma complejidad para los tiempos que corrían. Sin embargo, 20 años más tarde, con el desarrollo de simples y baratas implementaciones de la **Transformada Discreta de Fourier (DFT)** i de la **DFT Inversa** y con la convicción de poder implementar la modulación multiportadora con estos algoritmos hizo que aumentara el uso de esta modulación.

En este apartado, después de revisar las propiedades básicas de la *DFT*, se mostrará el sistema **OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing)**, el cual implementa la modulación multiportadora utilizando la *DFT* i la *IDFT*.

#### 4.3.1. La *DFT* y sus propiedades

Sea  $x[n]$ ,  $0 \leq n \leq N-1$ , una secuencia discreta en tiempo. Los  $N$  puntos que forman la *DFT* se obtienen según la ecuación (4.17). [3].

$$DFT\{x[n]\} = X[i] \equiv \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{n=0}^{N-1} x[n] e^{-j \frac{2\pi ni}{N}}, 0 \leq i \leq N-1$$

(4.17)

La *DFT* es el equivalente, en tiempo discreto, a la Transformada de Fourier continua,  $X[i]$  caracteriza la componente frecuencial de las muestras temporales  $x[n]$ . A partir de la secuencia  $X[i]$  podemos recuperar  $x[n]$  utilizando la *IDFT*:

$$IDFT\{X[i]\} = x[n] \equiv \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{i=0}^{N-1} X[i] e^{j \frac{2\pi ni}{N}}, 0 \leq n \leq N-1$$

(4.18)

La *DFT* y su inversa se implementan en programas como *Matlab* a través de la *Fast Fourier Transform (FFT)* y la inversa (*IFFT*).

#### 4.3.2. La convolución

Cuando se envía una secuencia  $x[n]$  a través de un canal lineal, discreto e invariante  $h[n]$ , la salida,  $y[n]$ , es el resultado de la convolución lineal de la entrada del canal con la respuesta impulsional del canal:

$$y[n] = h[n] * x[n] = x[n] * h[n] = \sum_k h[k]x[n-k] \quad (4.19)$$

Por otro lado, la convolución circular de  $N$  puntos entre  $x[n]$  y  $h[n]$  se define de la siguiente manera:

$$y[n] = h[n] \otimes x[n] = x[n] \otimes h[n] = \sum_k h[k]x[n-k]_N \quad (4.20)$$

donde  $[n-k]_N$  se refiere a  $[n-k]_{\text{modulo } N}$ . En otras palabras,  $x[n-k]_N$  es una versión periódica de  $x[n-k]$  con periodo  $N$ . Del mismo modo, la  $y[n]$  de la ecuación (4.20) es también periódica con periodo  $N$ . Por definición de las propiedades de la *DFT*, la convolución circular en tiempo equivale a la multiplicación en frecuencia:

$$DFT\{y[n] = x[n] \otimes h[n]\} = X[i]H[i], 0 \leq i \leq N-1 \quad (4.21)$$

La propiedad descrita en la ecuación (4.21) es muy interesante dado que si el canal y la entrada están circularmente convolucionadas, entonces si  $h[n]$  es conocido en el receptor, la secuencia original enviada,  $x[n]$ , se puede recuperar fácilmente utilizando la *IDFT* de  $Y[i]/H[i]$ ,  $0 \leq i \leq N-1$ . Desafortunadamente, la salida del canal no es una convolución circular, sino que es una convolución lineal. Sin embargo, la convolución lineal entre la secuencia original y la respuesta impulsional del canal puede pasar a ser circular añadiendo un prefijo especial a la secuencia original llamado **prefijo cíclico**.

### 4.3.3. El prefijo cíclico

Consideramos una secuencia  $x[n] = x[0], \dots, x[N-1]$ , de longitud  $N$ , i un canal discreto con una respuesta impulsional finita (FIR)  $h[n] = h[0], \dots, h[\mu]$ , de longitud  $\mu+1 = T_m/T_s$ , donde  $T_m$  es el 'delay spread' del canal y  $T_s$  es el tiempo de muestreo asociado a la secuencia temporal discreta. El prefijo cíclico para  $x[n]$  se define como  $\{x[N-\mu], \dots, x[N-1]\}$ . Consiste en coger los últimos  $\mu$  valores de la secuencia  $x[n]$ . Para cada secuencia de entrada de longitud  $N$ , se 'copian' las  $\mu$  últimas muestras y se colocan al inicio de la secuencia. Luego tenemos una nueva secuencia  $\tilde{x}[n]$ , de longitud  $N+\mu$ , donde  $\tilde{x}[-\mu], \dots, \tilde{x}[N-1] = x[N-\mu], \dots, x[N-1]$ ,  $x[0], \dots, x[N-1]$ , tal como podemos ver en la *Figura 4.5*. A partir de esta definición, podemos ver que  $\tilde{x}[n] = x[n]_N$  para  $-\mu \leq n \leq N-1$ , lo que implica que  $\tilde{x}[n-k] = x[n-k]_N$  para  $-\mu \leq n-k \leq N-1$ .

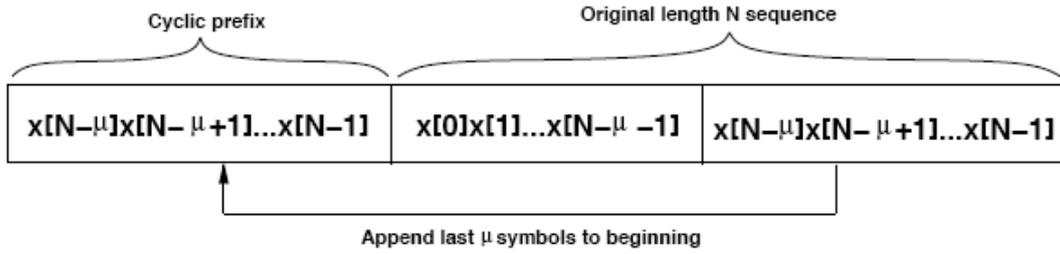


Figura 4. 5. Definición del prefijo cíclico

Ahora suponemos que  $\tilde{x}[n]$  es la entrada de un canal discreto con respuesta impulsional  $h[n]$ . La salida del canal  $y[n]$ ,  $0 \leq n \leq N-1$  será:

$$\begin{aligned}
 y[n] &= \tilde{x}[n] * h[n] \\
 &= \sum_{k=0}^{\mu-1} h[k] \tilde{x}[n-k] \\
 &= \sum_{k=0}^{\mu-1} h[k] x[n-k]_N \\
 &= x[n] \otimes h[n]
 \end{aligned}$$

(4. 22)

donde la expresión (4.22) parte del hecho que para  $0 \leq k \leq \mu-1$ ,  $\tilde{x}[n-k] = x[n-k]_N$  para  $0 \leq n \leq N-1$ . Luego podemos ver que añadiendo este prefijo cíclico a la secuencia de entrada, la convolución lineal asociada con la respuesta impulsional del canal  $y[n]$  para  $0 \leq n \leq N-1$ , pasa a ser una convolución circular.

Si consideramos ausencia de ruido y hacemos la *DFT* de la salida del canal  $y[n]$  obtenemos que:

$$Y[i] = DFT\{y[n] = x[n] \otimes h[n]\} = X[i]H[i], 0 \leq i \leq N-1$$

(4. 23)

La secuencia de entrada  $x[n]$ ,  $0 \leq n \leq N-1$ , se puede recuperar, conociendo  $h[n]$ , a partir de la salida del canal  $y[n]$ , aplicando la *IDFT*:

$$x[n] = IDFT\left\{\frac{Y[i]}{H[i]}\right\} = IDFT\left\{\frac{DFT\{y[n]\}}{DFT\{h[n]\}}\right\}$$

(4. 24)

Cabe destacar que  $y[n]$ ,  $-\mu \leq n \leq N-1$ , tiene longitud  $N+\mu$ , luego las primeras  $\mu$  muestras no son necesarias para recuperar la secuencia original, ya que originalmente no pertenecían a esta secuencia. Si considerásemos que la entrada  $x[n]$  se divide en bloques de datos de tamaño  $N$  con un prefijo cíclico añadido a cada bloque para formar  $\tilde{x}[n]$ , entonces las primeras  $\mu$  muestras de  $y[n]$  nos harán de escudo ante una posible corrupción de los datos a consecuencia de la

ISI asociada a las últimas  $\mu$  muestras de  $x[n]$  del bloque anterior, tal y como podemos ver en la *Figura 4.6*. El prefijo cíclico, además de otorgar la convolución circular, sirve también para eliminar la ISI entre los bloques de datos dado que la ISI afectará a las primeras  $\mu$  muestras del bloque que, como ya se ha comentado, no son necesarias para la obtención de  $x[n]$ . En tiempo continuo sería equivalente a utilizar una banda de 'guarda' de duración  $T_m$  (*delay spread del canal*) después de cada bloque de  $N$  símbolos de duración  $NT_s$ .

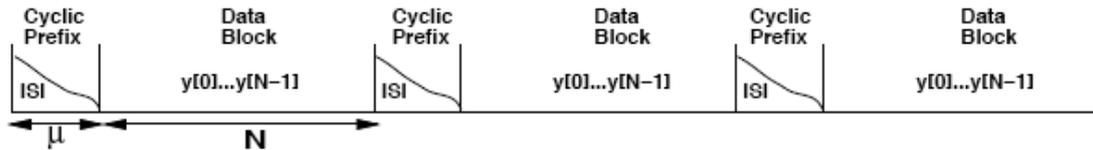


Figura 4. 6. ISI entre los bloques a la salida del canal

Las ventajas que nos otorga el prefijo cíclico tienen un coste. Dado que añadimos un número determinado de muestras ( $\mu$ ) al símbolo original, habrá una reducción en la tasa de transmisión de  $N / (\mu + N)$ . Otro inconveniente importante será la potencia necesaria para enviar estas muestras 'extra'. Como posible solución se puede utilizar un prefijo cíclico que consista solo en símbolos cero, que aunque no logremos resolver el problema de la tasa de transmisión, si que solucionaremos el tema de la potencia, ya que estos símbolos no consumirán potencia. En este caso el símbolo OFDM  $x[n]$ ,  $0 \leq n \leq N-1$  es precedido por  $\mu$  muestras nulas, tal como se puede ver en la *Figura 4.7*. En el receptor la 'cola' de la ISI (*Figura 4.7*) asociada con el final de cada símbolo OFDM es añadida al principio del símbolo, recreando así el efecto del prefijo cíclico. Este prefijo 'cero' reduce la potencia necesaria para la transmisión del símbolo OFDM en un factor  $N / (N + \mu)$ , dado que el prefijo no requiere potencia. Sin embargo, el ruido de las 'colas' también se añade al principio del símbolo, incrementando de esta forma la potencia de ruido en un factor  $(N + \mu) / N$ . De esta forma, la diferencia de SNR entre ambos prefijos cíclicos no es significativa.

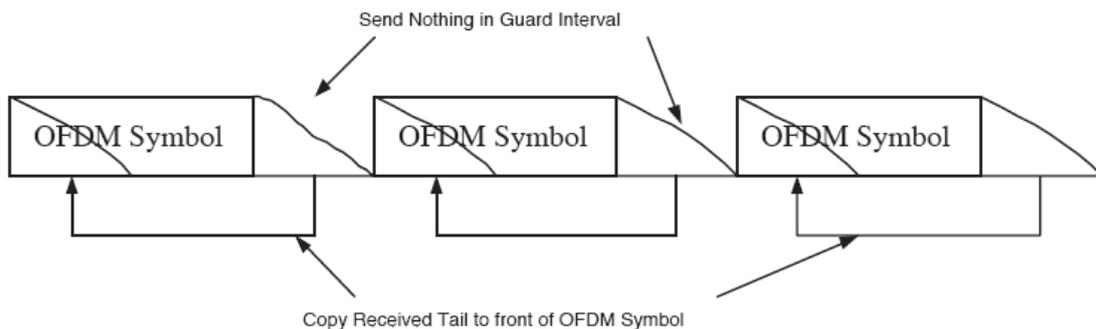


Figura 4. 7. Creando un canal circular con prefijo de símbolos cero

Destacar que OFDM sigue el planteamiento expuesto. Los datos que forman la entrada son divididos en bloques de tamaño  $N$  y reciben el nombre de **símbolos**

**OFDM.** A cada símbolo OFDM se le añade un prefijo cíclico para lograr la convolución circular de la entrada y la respuesta impulsional del canal. En el receptor, se descartan las muestras afectadas por la ISI entre los símbolos OFDM, dado que estas muestras no son necesarias para recuperar la secuencia inicial. Finalmente se aplica la *DFT* a las muestras restantes para recuperar la secuencia original que teníamos a la entrada.

En el siguiente punto veremos con más detalle el diseño del sistema OFDM discreto.

#### 4.4. OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing)

##### 4.4.1. El transmisor OFDM discreto

En la *Figura 4.8* se presenta el esquema de un transmisor OFDM. La secuencia de datos de entrada se modula a través de un modulador QAM, obteniendo como resultado una cadena de símbolos complejos  $X[0], X[1], \dots, X[N-1]$ . Esta cadena de símbolos pasa por un convertidor serie-a-paralelo (serial-to-parallel converter), la salida del cual es un conjunto de  $N$  símbolos QAM en paralelo. Cada uno de estos símbolos se corresponde a cada una de las subportadoras. De esta forma estos  $N$  símbolos a la salida del convertidor serie-a-paralelo son los componentes discretos en frecuencia del transmisor OFDM.

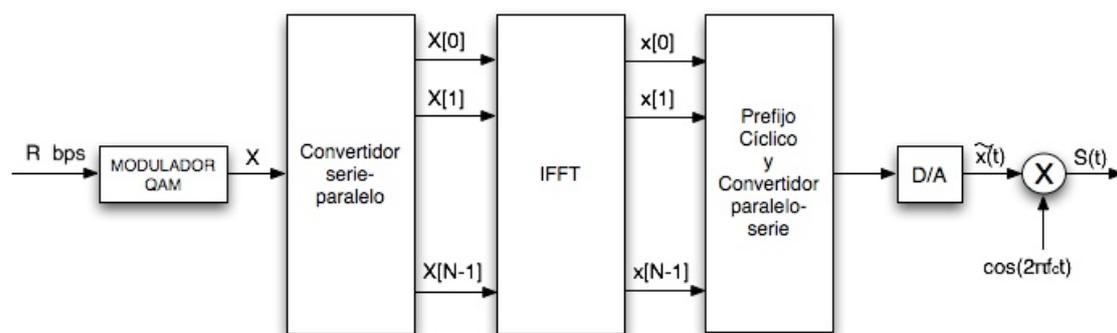


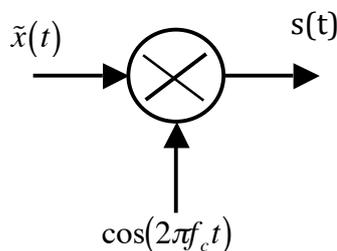
Figura 4. 8. Transmisor OFDM discreto

Con el objetivo de generar  $s(t)$ , estos componentes frecuenciales son convertidos en muestras temporales utilizando la inversa de la *DFT* en esos  $N$  símbolos, implementada de forma eficiente utilizando el algoritmo IFFT. A partir de la IFFT obtenemos una secuencia de subportadoras en paralelo de la forma  $x[n] = x[0], \dots, x[N-1]$  de longitud  $N$ , que contienen, cada una, información de cada una de las subportadoras entrantes:

$$x[n] = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{i=0}^{N-1} X[i] e^{j \frac{2\pi ni}{N}}, 0 \leq n \leq N-1$$

(4.25)

La secuencia (4.25) se corresponde a una señal multiportadora, donde cada muestra de  $x[n]$  contiene una suma de símbolos QAM  $X[i]$ , cada uno de ellos modulado por la frecuencia portadora  $e^{j2\pi it/T_N}$ ,  $i = 0, \dots, N-1$ . Entonces se añade el prefijo cíclico al símbolo OFDM, y las muestras temporales resultantes,  $\tilde{x}[n]$ , pasan a través del convertidor paralelo-a-serie y a través de un conversor digital-analógico (D/A Converter), obteniendo de esta manera la señal OFDM en banda base  $\tilde{x}(t)$ . Finalmente la señal  $\tilde{x}(t)$  es modulada a una frecuencia portadora dada ( $f_c$ ):



$$s(t) = \tilde{x}(t) \cos(2\pi f_c t)$$

(4.26)

#### 4.4.2. El receptor OFDM discreto

Una vez que la señal transmitida ha pasado a través del canal y se ha visto afectada por ruido, la señal que llega al receptor será de la forma:

$$y(t) = \tilde{x}(t) * h(t) + n(t)$$

(4.27)

Donde  $n(t)$  es la contribución de ruido. Tal como podemos ver en la *Figura 4.9*, lo primero que se hace en recepción es devolver la señal a banda base, utilizando un demodulador seguido de un filtro paso bajo (*LPF* o *Low Pass Filter*), con el objetivo de eliminar las componentes fuera de la banda de paso.

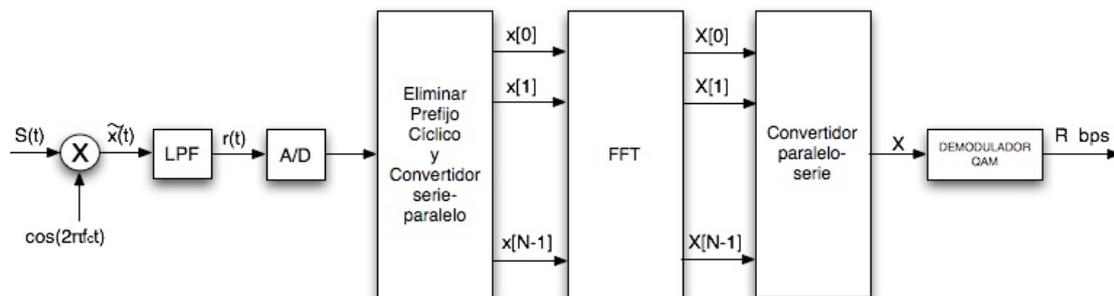


Figura 4.9. Receptor OFDM discreto

Seguidamente la señal pasará por el convertidor A/D, obteniendo como resultado  $y[n] = \tilde{x}[n] * h[n] + v[n]$ ,  $-\mu \leq n \leq N-1$ . El siguiente paso consistirá en eliminar las primeras  $\mu$  muestras, es decir, se eliminará el prefijo cíclico. Como resultado obtenemos  $N$  muestras temporales, cuya  $DFT$ , en ausencia de ruido, es:

$$Y[i] = H[i]X[i] \tag{4.28}$$

Estas muestras temporales pasan a través del convertidor serie-a-paralelo y a su vez por el bloque  $FFT$  (*Fast Fourier Transform*). La salida del bloque  $FFT$  pasa por el convertidor paralelo-a-serie. Finalmente la señal en serie pasa a través de un demodulador QAM para recuperar así la secuencia original.

El sistema OFDM descompone, de forma efectiva, el ancho de banda del canal en un conjunto de subcanales ortogonales de banda estrecha, por los que se envía un símbolo QAM diferente. Para lograrlo no es necesario conocer la ganancia del canal para cada subportadora,  $H[i]$ ,  $i = 0, \dots, N-1$ , de la misma manera que un canal continuo en tiempo con una respuesta frecuencial  $H(f)$  puede ser dividido en subcanales ortogonales sin necesidad de conocer  $H(f)$ , dividiendo el ancho de banda total de la señal en subportadoras sin solapamiento. El demodulador puede utilizar la ganancia del canal para recuperar los símbolos QAM originales, utilizando las propiedades de la transformada de Fourier, este proceso recibe el nombre de equalización:

$$X[i] = \frac{Y[i]}{H[i]} \tag{4.29}$$

#### 4.5. Desvanecimiento en subportadoras

La modulación multiportadora tiene la ventaja de que cada subcanal es, relativamente, de banda estrecha, lo que reduce significativamente el efecto del '*delay spread*'. Sin embargo, cada subcanal experimentará *flat fading*, lo que puede ocasionar grandes tasas de  $BER$  (*Bit Error Rate*) en algunos de estos subcanales. En particular, si la potencia de una subportadora  $i$  es  $P_i$ , y el desvanecimiento en esa subportadora es  $\alpha_i$ , entonces la SNR recibida será:

$$\gamma_i = \frac{\alpha_i^2 P_i}{N_0 B_N} \tag{4.30}$$

donde  $B_N$  es el ancho de banda de cada subcanal. Si  $\alpha_i$  es pequeña, la SNR recibida en el subcanal  $i$  será bastante baja, lo que puede derivar en una  $BER$  muy elevada

en ese subcanal. Además, en canales 'wireless' la  $\alpha_i$  variará temporalmente, produciendo graves degradaciones. Dado que el *flat fading* puede degradar seriamente el rendimiento de cada subcanal, una tarea importante será intentar compensarlo. Para ello hay diferentes técnicas como las ya mentadas *frequency equalization* (ecualización en frecuencia), *precoding*, *adaptive loading*, *coding across* y *coding interleaving* (codificación con entrelazado). La más común es *coding interleaving* y ha sido adoptada como parte de los estándares Europeos para audio y video digital [4,5].

#### 4.5.1. Coding interleaving (codificación con entrelazado)

La idea básica de la codificación con entrelazado es, primero codificar las cadenas de bits para después entrelazarlos, es decir, variar el orden en el que se encuentran originalmente, y posteriormente transmitirlos a través de los diferentes subcanales, de esta forma cada bloque de bits entrelazados se verá afectado por desvanecimientos independientes [6]. Si la mayoría de los subcanales tiene una SNR alta, la mayoría de los bits codificados se recibirán de forma correcta, y los pocos errores que se hayan podido producir serán corregidos. Los desvanecimientos profundos pueden provocar grandes ráfagas de errores, es decir, muchos bits incorrectos seguidos, de manera que la codificación no sea suficiente. Al utilizar el entrelazo estas ráfagas de errores no serán reales, dado que en recepción se deshará el entrelazado y por lo tanto se deshará la ráfaga, quedando así la ráfaga de errores dispersado, facilitando que la codificación pueda corregirlos.

En la *Figura 4.10* se puede ver el proceso que se sigue en la codificación con entrelazado.

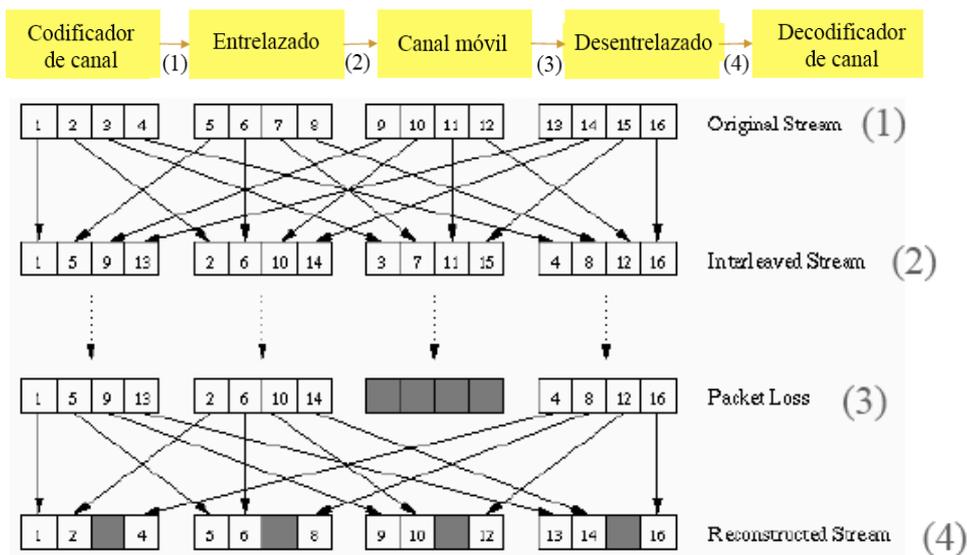


Figura 4. 10. Proceso de entrelazado

Se puede apreciar de forma más sencilla en la *Figura 4.10*, que cuando en el punto (3) tenemos una ráfaga de errores, al desentrelazar esta ráfaga se dispersa de forma que la codificación de canal sea capaz de corregir estos errores sueltos.

#### 4.5.2. Ecuación en frecuencia

En la técnica de ecualización en frecuencia el *flat fading*  $\alpha_i$  en el subcanal  $i$ , básicamente se invierte en el receptor [4]. La señal recibida se multiplica por  $1/\alpha_i$ , dando como resultado una potencia de señal:

$$\frac{\alpha_i^2 P_i}{\alpha_i^2} = P_i$$

(4.31)

El principal inconveniente es que, aunque logra eliminar el impacto del *flat fading*, aumenta el ruido, dado que el ruido también es escalado por  $1/\alpha_i$ , por lo tanto la potencia de ruido pasa a ser

$$\frac{N_0 B_N}{\alpha_i^2}$$

(4.32)

Luego la SNR resultante en el subcanal  $i$ , después de la ecualización en frecuencia es la misma que antes de la ecualización.

#### 4.5.3. Precoding

Precoding utiliza la misma idea que en la ecualización en frecuencia, excepto que en lugar de invertir el *flat fading* en el receptor, lo invierte en el transmisor (*Figura 4.11, bloque Precoder*) [7]. Esta técnica requiere que el transmisor conozca las ganancias de cada subcanal  $\alpha_i$  [8]. En este caso, si la potencia de la señal que se desea recibir en el subcanal  $i$  es  $P_i$ , y el canal introduce un *flat fading* con una ganancia de  $\alpha_i$  en el subcanal  $i$ , utilizando la técnica del *precoding* la señal transmitida tendrá una potencia de  $P_i/\alpha_i^2$ . La señal transmitida se ve afectada por el *flat fading* de ganancia  $\alpha_i$ , luego la señal que tendremos en recepción tendrá una potencia de:

$$\frac{P_i \alpha_i^2}{\alpha_i^2} = P_i$$

(4.33)

Cabe destacar que, dado que la inversión tiene lugar en el transmisor en lugar del receptor, la potencia de ruido permanece inalterada a  $N_0 B_N$ .

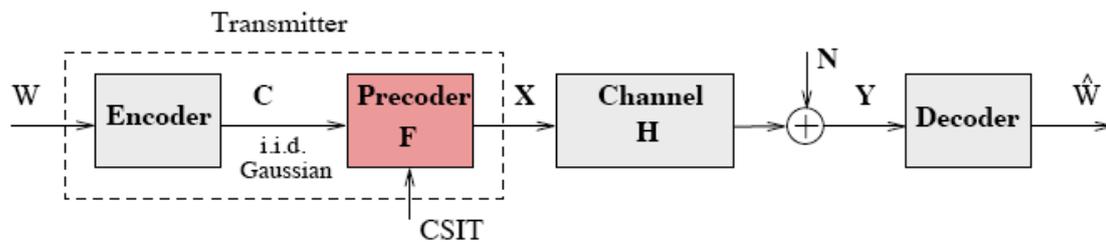


Figura 4. 11. Diagrama de bloques de la técnica Precoding

#### 4.5.4. Adaptive Loading

La técnica *Adaptive Loading* está basada en técnicas de modulación adaptativa. Se utiliza normalmente en canales de lenta variación, dada la facilidad con la que se puede estimar el canal en el transmisor [9]. La idea básica es variar la tasa de transmisión de datos (data rate) y la potencia asignada a cada subcanal según su ganancia. Como en el caso del *precoding*, se requiere información del canal ( $\alpha_i$ ) en el transmisor. En esta técnica se adapta tanto la potencia como la tasa de transmisión en cada subcanal con el objetivo de maximizar la tasa de transmisión total del sistema utilizando la modulación adaptativa.

## 4.6. Bibliografía

- [1] J. Bingham, "*Multicarrier modulation for data transmission: an idea whose time has come*," IEEE Commun.
- [2] Goldsmith, Andrea. "*Wireless Communication*". New York, EEUU.
- [3] A.V. Oppenheim, R.W. Schafer, y J.R. Buck, "*Discrete-Time Signal Processing*", 2nd. Ed., New York, 1999.
- [4] H. Sari, G. Karam, y I. Jeanclaude, "*Transmission techniques for digital terrestrial TV broadcasting*," IEEE Commun. Mag. Vol. 33, No. 2, pp. 100-109, Feb. 1995.
- [5] R.K. Jurgen, "*Broadcasting with digital audio*," IEEE Spectrum, pp. 52-59, Marzo 1996 Pag: 52 - 59
- [6] S. Kaider, "*Performance of multi-carrier CDM and COFDM in fading channels*," Proc. Global Telecommun. Conf., pp. 847 - 851, Dec. 1999.
- [7] A. Scaglione, G.B. Giannakis, y S. Barbarossa, "*Redundant filterbank precoders and equalizers. I. Unification and optimal designs*," IEEE Trans. Sign. Proc, Vol. 47, No. 7, pp. 1988 - 2006, Julio 1999.
- [8] A. Scaglione, G.B. Giannakis, y S. Barbarossa, "*Redundant filterbank precoders and equalizers. II: Blind channel estimation, synchronization, and direct equalization*," IEEE Trans. Sign. Proc, Vol. 47, No. 7, pp. 2007-2022, Julio 1999.
- [9] P.S. Chow, J.M. Cioffi, y John A.C. Bingham, "*A practical discrete multitone transceiver loading algorithm for data transmission over spectrally shaped channels*," IEEE Trans. Commun., Vol. 43, No. 2/3/4, Feb.-Abr. 1995.

## 5. Simulación del sistema

### 5.1. Introducción

En este capítulo se pretende simular un sistema OFDM discreto que modele las características de un canal multitrayecto, en concreto se pretende simular una comunicación aérea con parámetros típicos del estándar IEEE 802.16e, WiMAX. Para ello se utilizará el modelo de canal descrito en el capítulo 3. Como ya se ha comentado en el capítulo 3, el objeto de simulación serán dos escenarios concretos dentro del proceso de vuelo, como son el **escenario arrival** (*despegue o aterrizaje*) y el **escenario on route** (*vuelo en ruta*). Para lograr obtener una simulación lo más aproximada posible nos serviremos de los parámetros específicos para cada escenario comentados en el capítulo 3. Una vez se haya simulado el sistema con los parámetros típicos WiMAX se intentará mejorar el rendimiento variando estos parámetros ya sea dentro del abanico que la tecnología WiMax ofrece o incluso fuera de este abanico.

Para una mayor facilidad de comprensión el capítulo se estructurará en: *objeto de estudio, descripción del sistema a simular y resultados*. Además al final del proyecto se adjunta un anexo en el que se incluyen los programas Matlab utilizados para llevar a cabo las simulaciones.

### 5.2. Objeto de estudio

Tanto para el escenario *arrival* como para el escenario *on route*, el objetivo es ver de alguna manera como se comporta el sistema en cada uno de los dos escenarios, y la manera de ver este rendimiento es a través de la **BER** (*Bit Error Rate*). Luego el objetivo principal, de una forma muy resumida, sería enviar una cierta cantidad de bits a través de cada canal y comparar los bits que se reciben con los bits que se enviaron. Para la simulación se ha utilizado la aproximación, (5.1), en el cálculo de la **BER** ya que el valor exacto de este parámetro se obtendría con la transmisión de un número de bits infinitos:

$$BER = \frac{n^{\circ} \text{ bits errneos}}{n^{\circ} \text{ bits totales}}$$

(5.1)

Como se verá en el apartado de resultados los parámetros típicos de WiMax no ofrecen un buen rendimiento para las características de los escenarios, por lo que se tratará de mejorar la **BER** variando estos parámetros de forma razonada.

### 5.3. Descripción del sistema a simular

Para facilitar el seguimiento del trabajo en este capítulo se pretende ver brevemente que ocurre en cada etapa del sistema simulado en Matlab.

En este caso, el sistema está formado por un transmisor y un receptor OFDM discreto. Además se ha simulado, mediante Matlab, las condiciones de un escenario *arrival*, un escenario *on route* y de un canal que solamente añada ruido blanco gaussiano.

#### 5.3.1. Transmisor OFDM discreto

En la *Figura 5.1* se puede ver el transmisor de OFDM discreto [1], aunque en este caso particular la modulación se llevará a cabo después del bloque *convertidor serie a paralelo*, lo que permitirá modular cada rama de forma independiente.

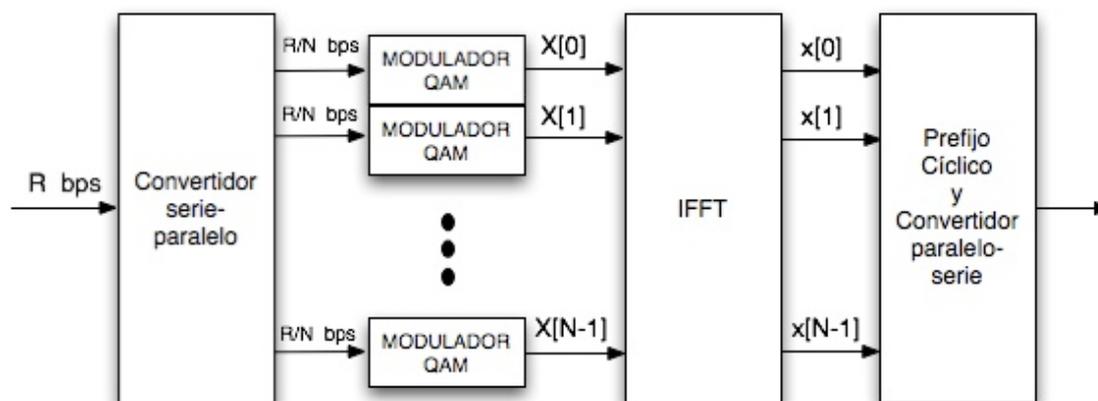


Figura 5. 1. Diagrama de bloques del transmisor OFDM discreto

La forma de generar la cadena de bits inicial es completamente aleatoria, utilizando la función *randint* que facilita Matlab. Se generarán tantos bits como se necesiten en función de los símbolos a generar, las subportadoras y la modulación deseada. Seguidamente la cadena de bits se coloca en paralelo según el número de portadoras. Una vez se tienen las subportadoras, éstas se modularán una a una en 4-QAM, 16-QAM o 64-QAM, según convenga. El mecanismo con el cual se modula es muy sencillo, se siguen las constelaciones mostradas en las *Figuras 5.2, 5.3 y 5.4*, es decir, se introduce una cadena de bits, que estará formada por 2, 4 o 6 bits según la modulación utilizada, en el modulador, se consulta la constelación y se introduce un símbolo modulado en 4-QAM, 16-QAM o 64-QAM sobre cada subportadora.

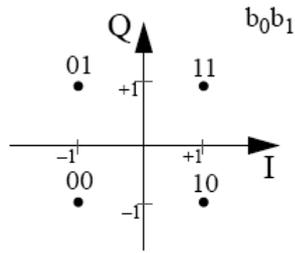


Figura 5. 2. Constelación para la modulación 4-QAM

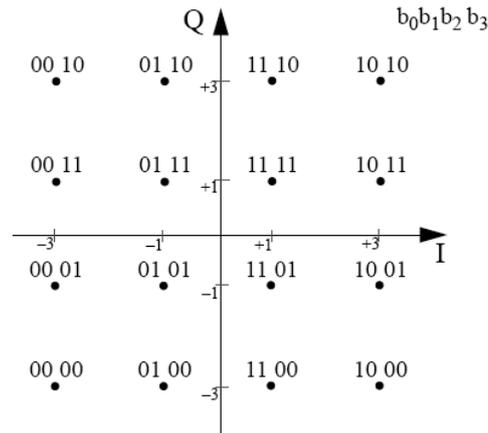


Figura 5. 3. Constelación para la modulación 16-QAM

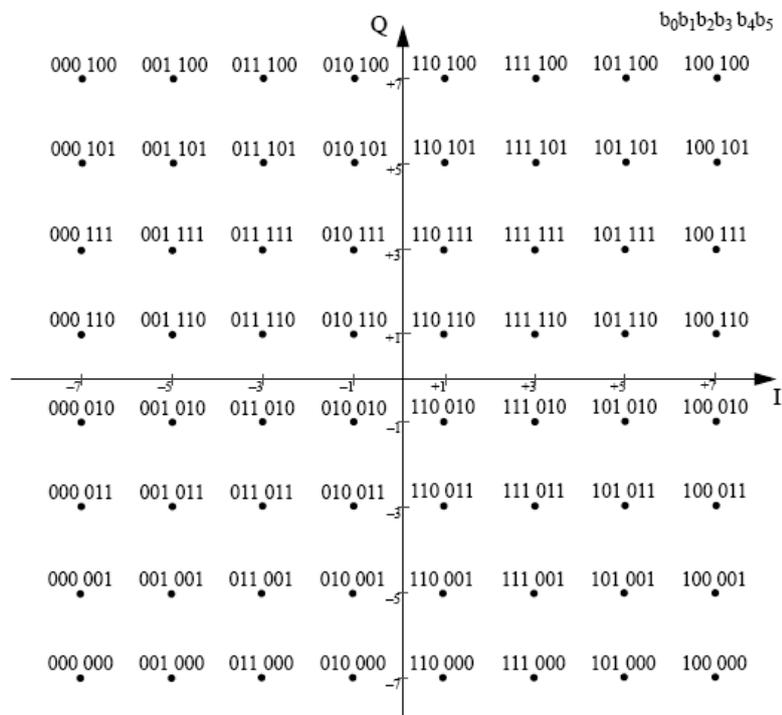


Figura 5. 4. Constelación para la modulación 64-QAM

Los  $N$  símbolos, donde  $N$  es el número de subportadoras, ahora pasarán por el bloque *IFFT* en el cual se le aplicará la transformada inversa de Fourier (IDFT) para obtener las muestras en el dominio temporal. Seguidamente a cada símbolo OFDM de  $N$  subportadoras se le añadirá un prefijo cíclico para obtener la convolución circular y protegernos de una posible ISI. El prefijo cíclico consistirá en las últimas  $\mu$  muestras del símbolo:

$$x[N - \mu], \dots, x[N - 1] \tag{5.2}$$

Finalmente se colocan las subportadoras en serie para formar la señal que se transmitirá al canal, pasando antes por el conversor D/A y el bloque que realiza la traslación a la banda de transmisión.

$$\tilde{x}[n] = x[N - \mu], \dots, x[N - 1], x[N], \dots, x[N - 1] \tag{5.3}$$

### 5.3.2. Receptor OFDM discreto

En la *Figura 5.5* se puede ver el receptor OFDM discreto [1], nuevamente en nuestro caso la demodulación se produce justo después del bloque *FFT*.

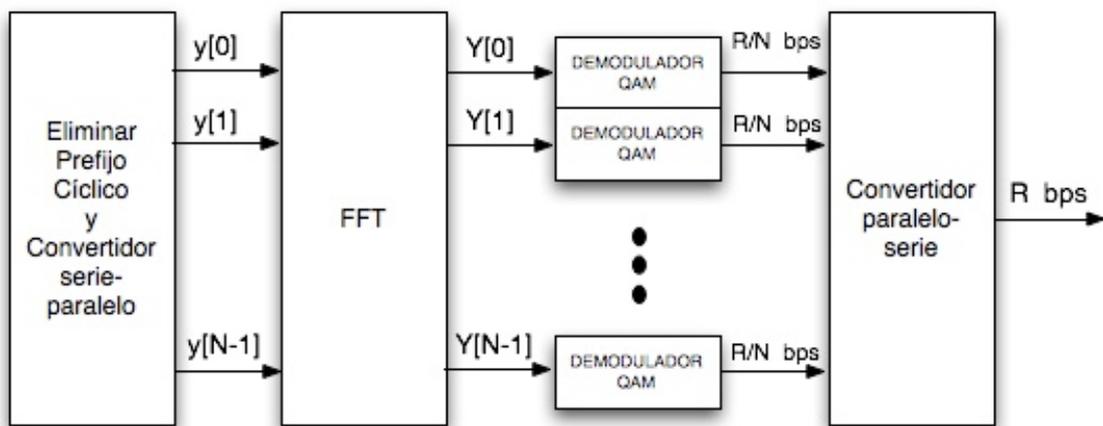


Figura 5. 5. Receptor OFDM discreto

El primer paso en recepción será colocar las subportadoras en paralelo para la posterior eliminación del prefijo cíclico. Una vez tenemos el símbolo libre de prefijo cíclico, subportadora a subportadora pasan por el bloque de la *FFT*, que implementa la transformada de *Fourier* para obtener las muestras en el dominio frecuencial. La señal que se recibe viene convolucionada circularmente con el canal, además de afectada por ruido

$$\tilde{y}[n] = h[n] \otimes \tilde{x}[n] + n[n] \quad (5.4)$$

por lo que en recepción será necesario llevar a cabo una estimación del canal para poder obtener la señal original a partir de la señal recibida.

$$X[n] = \frac{Y[n]}{H[n]} \quad (5.5)$$

En este caso particular, la forma de estimar el canal es muy sencilla. En recepción se pasa como parámetro el canal que afectó al primer símbolo, y este canal será el que se utilizará para estimar la secuencia  $X[n]$  de todos los símbolos, lo que llevará a obtener una estimación perfecta del primer símbolo y una degradación progresiva para los siguientes símbolos, dado que el canal variará de un símbolo a otro, debido a que nos encontramos en un canal móvil.

Una vez tenemos las subportadoras originales estimadas a través de la expresión (5.5), se procederá a demodular una a una las subportadoras, siguiendo exactamente el mismo procedimiento que a la hora de modular pero a la inversa, es decir se comparará el símbolo con la constelación que le corresponda según la modulación y se le asignará una secuencia de bits.

Una vez tenemos la aproximación de la secuencia de bits original, la comparamos con la secuencia de bits que se envió para obtener el número de bits erróneos. Si se divide el número de bits erróneos por el número de bits totales que se transmitieron se obtiene la *BER*.

### 5.3.3. Canal ruido gaussiano

La función principal de este canal es añadir ruido a los símbolos que salen del transmisor, o bien los símbolos que salen del canal que simula uno de los escenarios propuestos. El ruido se genera de forma aleatoria utilizando la función de Matlab *randn* y se le aplica un factor para normalizar la potencia del ruido a 1, de modo que la potencia de la señal se corresponda con la SNR. Finalmente la salida del bloque de ruido gaussiano será la entrada del receptor OFDM.

Para verificar que tanto transmisor como receptor responde de una forma coherente al introducir ruido, se simuló el sistema con tan solo ruido blanco y se obtuvo el resultado de la *Figura 5.6*.

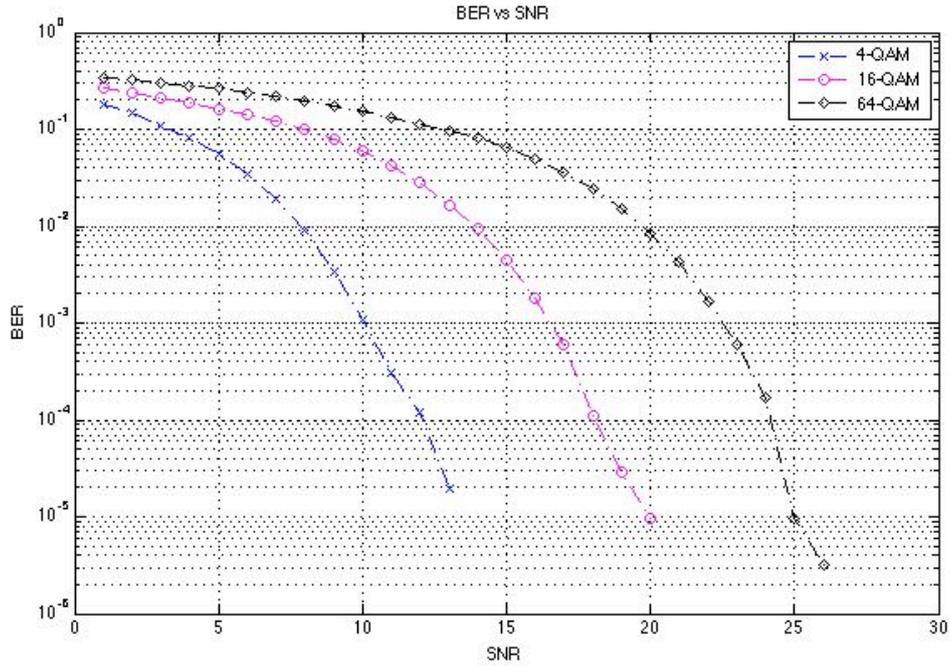


Figura 5. 6. BER para un canal de ruido gaussiano, para las diferentes modulaciones

Claramente se aprecia un resultado coherente, debido a que el aumento de la SNR viene seguido de una disminución de la BER. También queda claro que la modulación 4-QAM es mucho más resistente al ruido que la 16-QAM o la 64-QAM, la explicación recae en la constelación de las modulaciones, ya que tiene los puntos de la constelación más alejados entre si.

### 5.3.4. Canal Arrival

La función de este canal es emular lo más aproximadamente posible el escenario de vuelo *arrival* descrito en el capítulo 3. El primer paso será definir los parámetros descritos en el capítulo 3 para el modelado del canal. Para ello definimos un vector de retardos o *delays* siguiendo la siguiente expresión:

$$\tau_n = g_\tau(u_n) = -\tau_{slope} \cdot \log_e \left( 1 - u_n \left( 1 - e^{-\frac{\tau_{max}}{\tau_{slope}}} \right) \right)$$

$$\approx -\tau_{slope} \cdot \log_e (1 - u_n) \rightarrow \text{para } \tau_{max} \gg \tau_{slope}$$

(5. 6)

donde  $\tau_{max} = 7\mu s$ ,  $\tau_{slope} = 1\mu s$  y  $u_n \in (0,1)$  es una variable aleatoria distribuida uniformemente producida por un generador de números aleatorios. Seguidamente se crea un vector de amplitudes para cada uno de los retardos. Dado que se trata de un escenario *LOS*, tendremos un rayo directo, que en este caso llegará con un retardo 0 y que tendrá un factor *Rice* de 15 dB, es decir, la suma de todos los ecos deberá estar 15 dB por debajo de la potencia del rayo directo. El siguiente paso será definir las direcciones en la que llegan los ecos al avión, en este escenario se especifica que los rayos llegarán por el frente del avión en un abanico de  $+90^\circ$   $-90^\circ$ . Finalmente definimos la posición inicial del móvil, en este caso el avión, y la velocidad a la que va, en nuestro caso tomaremos el peor de los casos que es 150 m/s.

Una vez definidos todos los parámetros necesarios para modelar el canal del capítulo 3, se procede a crear el canal en banda base , utilizando la siguiente expresión ya comentada en el Capítulo 2:

$$h_\gamma = \sum_i a_i^b \text{sinc}[\gamma - \tau_i W] \quad (5.7)$$

donde  $\gamma$  son los taps del canal y

$$\tau = \frac{\vec{r}_{Rx} \cdot \vec{\Omega}_l^{Rx}}{c} - \tau_l$$

$$a_i^b(t) := a_i(t) e^{-j2\pi f_c \tau_i(t)} \quad (5.8)$$

Por otro lado,  $c$  es la velocidad de la luz y  $a_i$  es la amplitud del eco.

De esta forma se generará una matriz donde habrán tantos canales como símbolos, de manera que se pueda simular la variación temporal que sufre el canal. El siguiente paso es colocar la señal emitida por el transmisor en una matriz de forma que cada fila de la matriz sea un símbolo, de esta forma podremos convolucionar cada símbolo con su canal correspondiente. Un vez tenemos el resultado de la convolución, tenemos un problema y es que ahora las muestras de cada símbolo OFDM serán las originales más las muestras que forman el canal menos 1, lo que significa que estas muestras adicionales están afectando al siguiente símbolo. Para generar este efecto, a cada símbolo, ya convolucionado, se le añade, comenzando por el principio, las muestras que 'sobran' del símbolo anterior, de aquí una de las utilidades del prefijo cíclico dado que estas muestras se añadirán al prefijo cíclico que posteriormente se eliminará, de forma que el símbolo quedará intacto.

Finalmente se transmitirá la señal resultante en dirección al canal gaussiano.

### 5.3.5. Canal on route

El objetivo de este canal es emular lo más aproximadamente posible un escenario de vuelo *on route*. El procedimiento a seguir será exactamente el mismo que en el canal *arrival* pero variando los parámetros para adaptarlo al escenario *on route*.

En primer lugar, dado que en el canal *on-route* los retardos se puede modelar mediante un modelo *two-ray*, no se generaran retardos aleatorios sino que todos los ecos llegarán con el retardo máximo, 200us, salvo el rayo principal que seguirá teniendo un retardo 0. Dado que el parámetro *Rice* es el mismo para este escenario que para el de *arrival*, las amplitudes de los ecos se mantendrán. Por otro lado en este escenario los ecos llegarán por detrás del avión en un abanico de 3º, salvo el rayo principal que llegará al frente del avión. Por otro lado en este escenario tendremos que definir de nuevo la velocidad del avión que en el peor de los casos será de 440 m/s.

Una vez tenemos definidos los parámetros característicos de el escenario *on route*, se genera el canal de la misma forma que en el canal *arrival*, y se convolucionan de la misma forma para obtener la señal que se transmitirá en dirección al canal gaussiano.

## 5.4. Resultados

En esta sección se presentarán los resultados obtenidos al simular ambos escenarios, *arrival* y *on route*. Partimos de valores típicos de la tecnología WiMAX, tales como una frecuencia portadora de 3.5GHz, un ancho de banda de 3.5MHz y 256 portadoras, pero como veremos más adelante estos parámetros no ofrecen un rendimiento aceptable, debido al alto efecto Doppler que caracteriza estos escenarios, por lo que variando los parámetros iniciales se intentará ofrecer un rendimiento aceptable, presentando como resultado la evolución de la *BER* al variar los parámetros iniciales. Además se presentarán ciertas simulaciones con el objetivo de verificar el correcto funcionamiento del canal.

De este modo este capítulo se divide en tres secciones: *Verificación del canal*, *Simulación del escenario arrival* y *Simulación del escenario on route*.

### 5.4.1. Verificación del canal

Antes de intentar obtener los resultados finales, sería interesante primero estar seguro de que el canal funciona como debe. Para ello tenemos diferentes opciones; una buena opción para ver que realmente el canal simula correctamente el Doppler, es 'parar' el avión, es decir velocidad muy baja o nula, e ir subiendo la velocidad para ver la evolución de la BER.

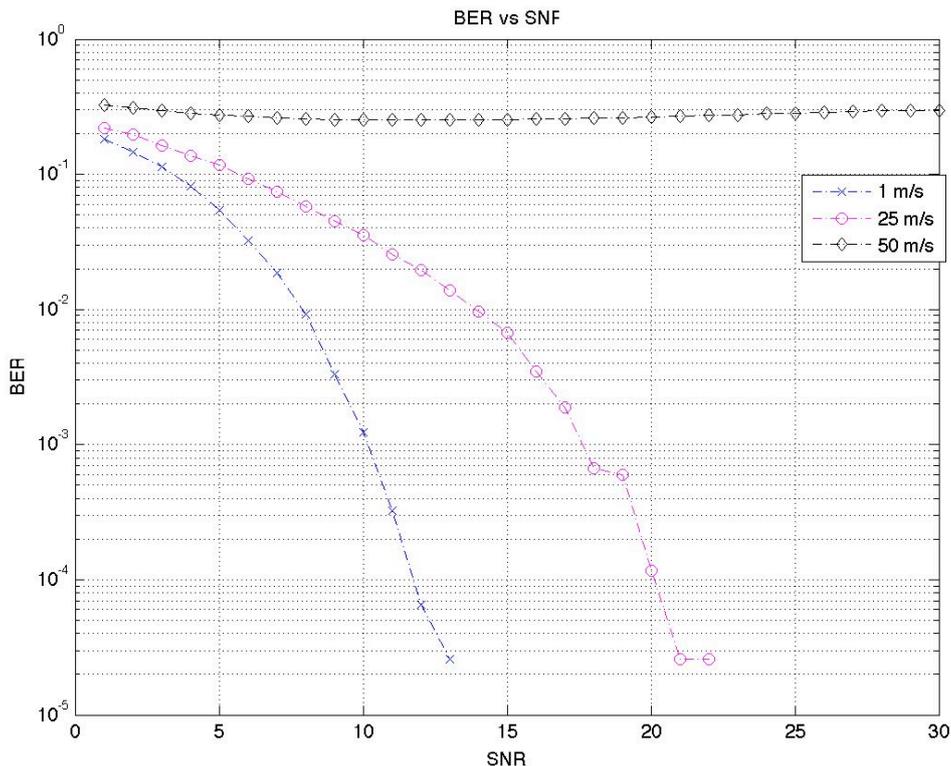


Figura 5. 7. BER para diferentes velocidades en modulación 4QAM

La gráfica obtenida en la *Figura 5.7* se simuló con parámetros típicos WiMAX, es decir, 256 portadoras, frecuencia portadora 3.5GHz y un ancho de banda de 3.5MHz. Se puede apreciar como efectivamente al aumentar la velocidad del avión la señal se degrada mucho debido a que el canal varía mucho más rápido de un símbolo OFDM a otro. Esta afirmación se puede verificar con la *Figura 5.8* en que se repite la operación pero el canal se estima cada 10 símbolos en lugar de cada 5 como en la *Figura 5.7*. Se puede apreciar que al aumentar la velocidad el canal varía mucho más rápido y para mantener unos niveles aceptables de BER una posible opción es estimar el canal de forma más continua.

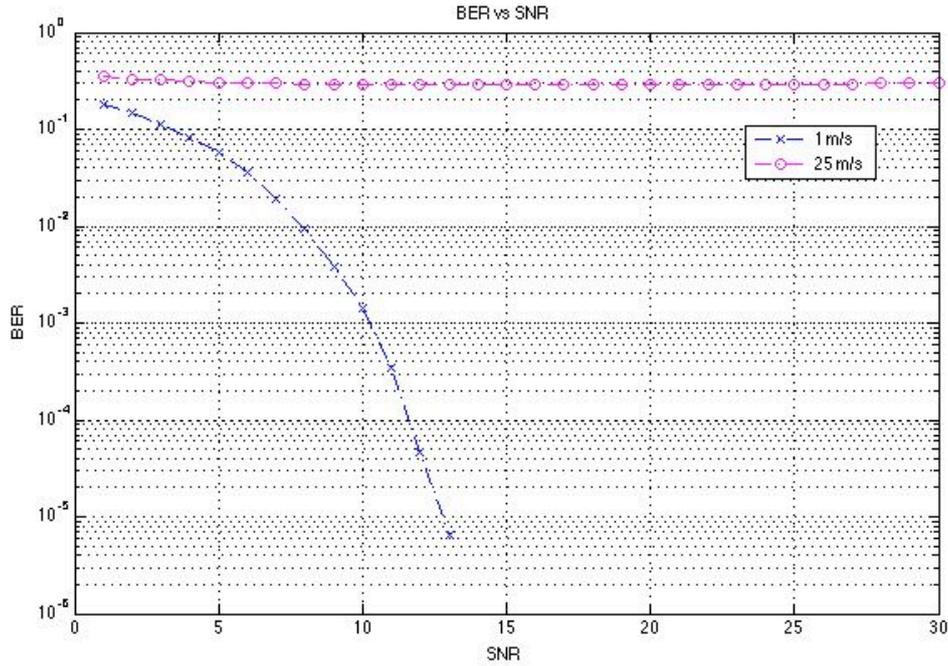


Figura 5. 8. BER para distintas velocidades en modulación 4-QAM con una estimación de canal cada 10 símbolos.

A partir de la *Figura 5.7* y de la *Figura 5.8* ya se puede intuir que con los parámetros típicos de WiMAX no obtendremos un rendimiento aceptable dado que la velocidad del escenario más lento es de 150 m/s y en los resultados obtenidos vemos que para velocidades bastante inferiores el rendimiento es muy bajo.

#### 5.4.2. Simulación del escenario *arrival*

Como ya se ha visto en el apartado anterior los parámetros típicos de WiMAX no ofrecen unos resultados optimistas, de modo que se deberán variar ciertos parámetros para intentar lograr un mejor rendimiento para un escenario con un Doppler fuerte. Para intentar mejorar la calidad de la BER deberemos centrarnos en qué provoca su degradación. El parámetro fundamental es la velocidad, que nos provoca el Doppler, pero este es un parámetro del escenario así que no podemos variarlo. Pero si que podemos intentar variar el tiempo que dura cada símbolo, dado que cuanto menor sea la duración del símbolo menor será la variación del canal, debido a que como se vio en el Capítulo 3:

$$\vec{r}^{Rx}(t) = \vec{r}^{Rx}(t=0) + \vec{v}t \tag{5.9}$$

donde  $t$  es el tiempo de símbolo que se va acumulando para cada símbolo, y el tiempo de símbolo viene dado por la siguiente expresión:

$$T_s = \frac{n^{\circ} \text{ subportadoras} + \text{prefijo cíclico}}{\text{ancho banda}}$$

(5.10)

En la *Figura 5.9* se puede apreciar que dado que la potencia del rayo principal es muy superior a cualquiera de los ecos, aunque se reduzca el prefijo cíclico la *BER* no se verá prácticamente afectada, pero en cambio si que mejoraremos en términos de tasa de transmisión dado que la diferencia entre el número de bits útiles de información y la cantidad de bits reales que se transmiten al canal se reducirá. Los parámetros utilizados en esta simulación los típicos de WiMAX, 256 portadoras, frecuencia portadora 3.5GHz y un ancho de banda de 3.5MHz, para velocidad 0.

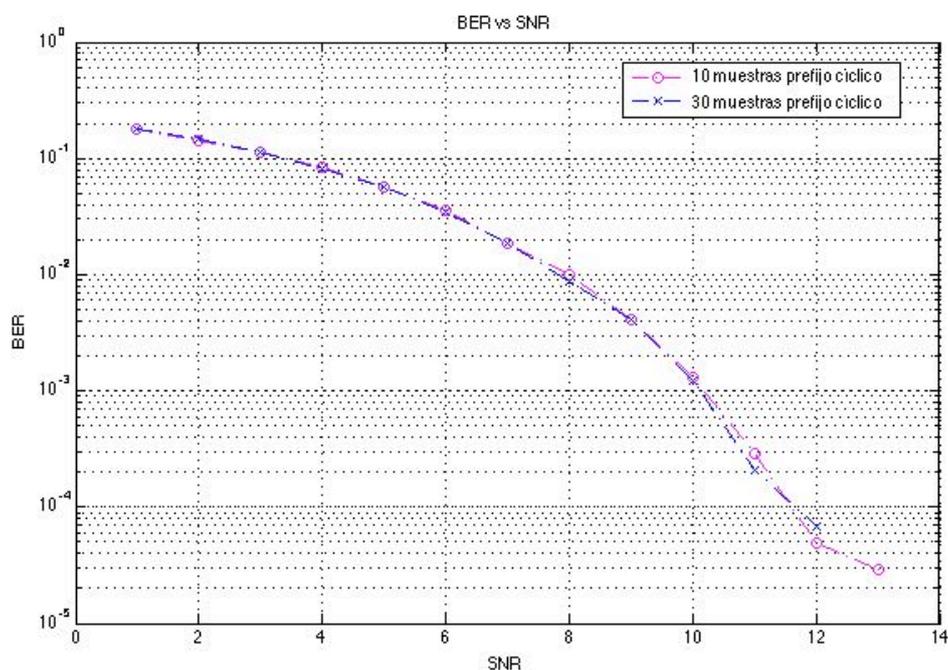


Figura 5.9. BER para distintos prefijos cíclicos

Por ejemplo en el caso de la *Figura 5.9*, la tasa de transmisión, relación entre el número de bits útiles de información y el número de bits totales que se envían, para el caso de tener 30 muestras de prefijo cíclico es de  $256/(30+256) = 0.895$ , mientras que para el caso de 1 muestra de prefijo cíclico es prácticamente 1.

Otra posibilidad para mejorar el rendimiento del sistema es aumentar el ancho de banda, dado que así se reducirá el tiempo de símbolo, el problema es que el aumento del ancho de banda comporta un aumento en el número de muestras de prefijo cíclico, dado que:

$$\text{prefijo\_ciclico} = BW \cdot \text{retardo\_maximo}$$

(5.11)

pero como hemos visto en la *Figura 5.9* a priori no debería de haber ningún problema.

En la *Figura 5.10* podemos ver el efecto que tiene sobre el rendimiento del sistema el aumento del ancho de banda. La simulación se llevó a cabo para una modulación 4-QAM, 256 portadoras, 10 muestras de prefijo cíclico, frecuencia portadora 3.5GHz, y una velocidad de 25 m/s. El hecho de no simular directamente a la velocidad real del escenario es para comprobar que tan solo variando el parámetro deseado el rendimiento del sistema mejora, debido a que con los parámetros iniciales no es posible ver la mejora a la velocidad que requiere el escenario.

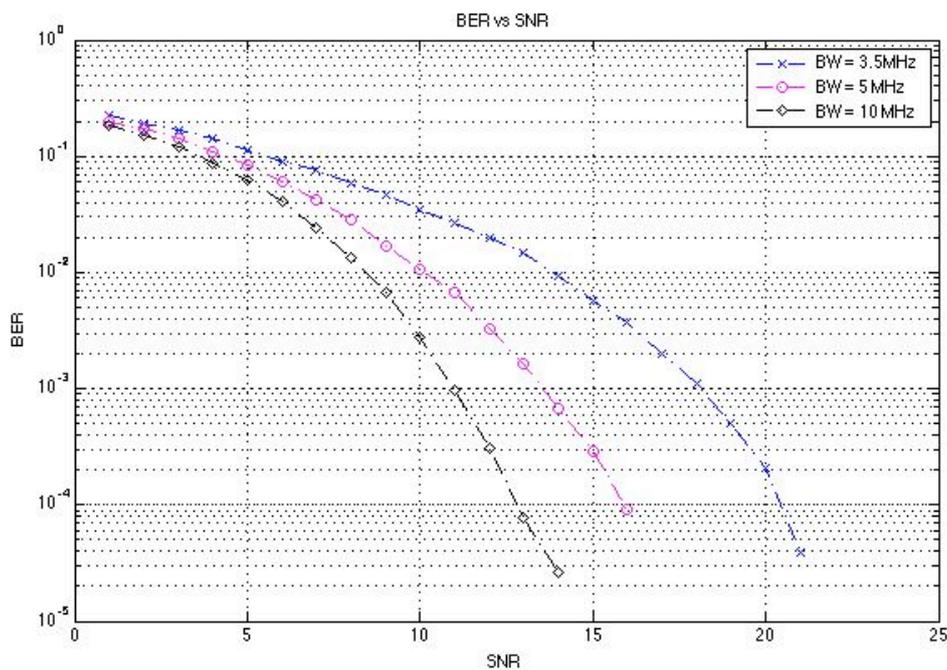
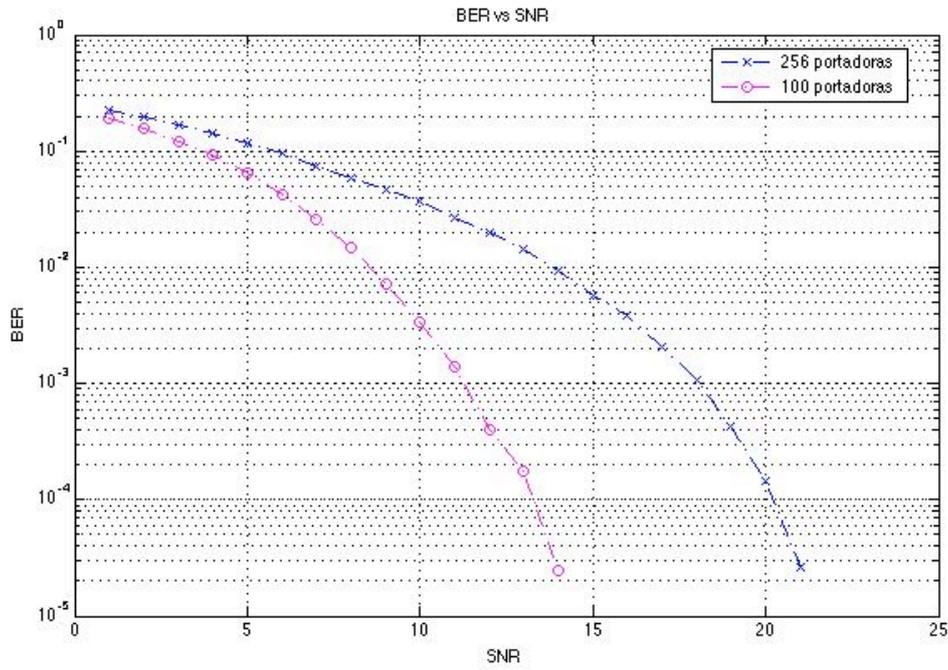


Figura 5. 10. BER para distintos anchos de banda

Por último podemos reducir el número de portadoras con el objetivo de mejorar el rendimiento del sistema, el problema que tendríamos es que disminuiría la eficiencia en la tasa de transmisión, dado que para el caso de tener 256 portadoras y un prefijo cíclico de 10 muestras como hemos visto anteriormente la tasa de transmisión es de  $256/(256+10) = 0.96$ , mientras que si bajamos el número de portadoras a 100 y mantenemos las muestras de prefijo cíclico obtenemos  $100/(100+10) = 0.90$ .

En la *Figura 5.11* tenemos el resultado de modificar el número de portadoras. La simulación se llevo a cabo para una modulación 4-QAM, con una frecuencia portadora de 3.5GHz, un ancho de banda de 3.5MHz, 10 muestras de prefijo cíclico y a una velocidad de 25 m/s.



**Figura 5.11.** BER para un número diferente de portadoras

Hay otra opción para mejorar el rendimiento del sistema, la frecuencia portadora. Cabe recordar que el modelo de canal utilizado depende de la longitud de onda ( $\lambda$ ) que se encuentra dividiendo dentro de la exponencial, por lo tanto cuanto mayor sea la frecuencia portadora, menor será la longitud de onda haciendo mayor el resultado de la exponencial, produciendo una variación más rápida del canal, por lo tanto disminuyendo la frecuencia portadora se debería apreciar una mejora en el rendimiento del sistema.

En la *Figura 5.12* se puede ver el resultado de disminuir la frecuencia portadora. WiMax, a priori, comprende frecuencias portadoras de 2.3GHz, 2.5GHz y 3.5GHz [2], pero vemos que sin alejarnos demasiado del rango WiMAX la mejora del rendimiento para 1GHz es notable. La simulación se llevó a cabo con 256 portadoras, 3.5MHz de ancho de banda, modulación 4-QAM y una velocidad de 25 m/s.

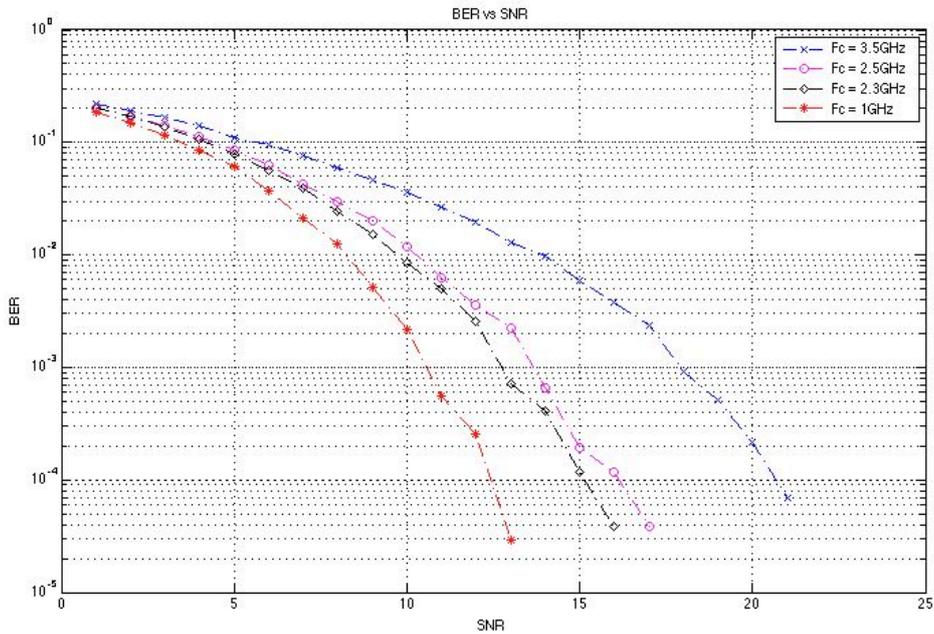


Figura 5. 12. BER para distintas frecuencias portadoras

Finalmente, la *Figura 5.13* muestra una comparativa entre el rendimiento del sistema con los valores típicos de WiMAX con los que partimos en un principio, que tal como muestra la simulación no son válidos para este escenario, y dos propuestas más en las que se combinan la modificación de los parámetros comentados anteriormente. La simulación se realiza a una velocidad de 150 m/s, una modulación 4-QAM y 10 muestras de prefijo cíclico.

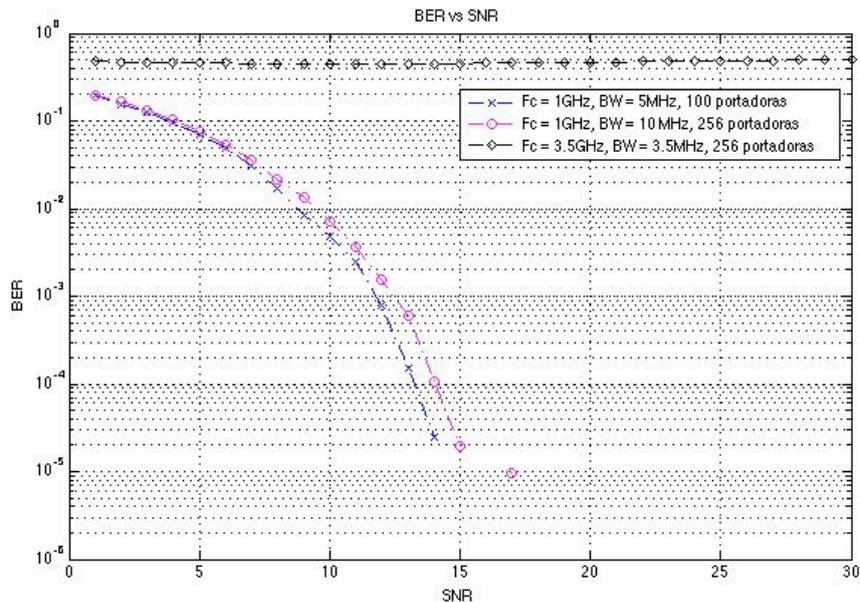
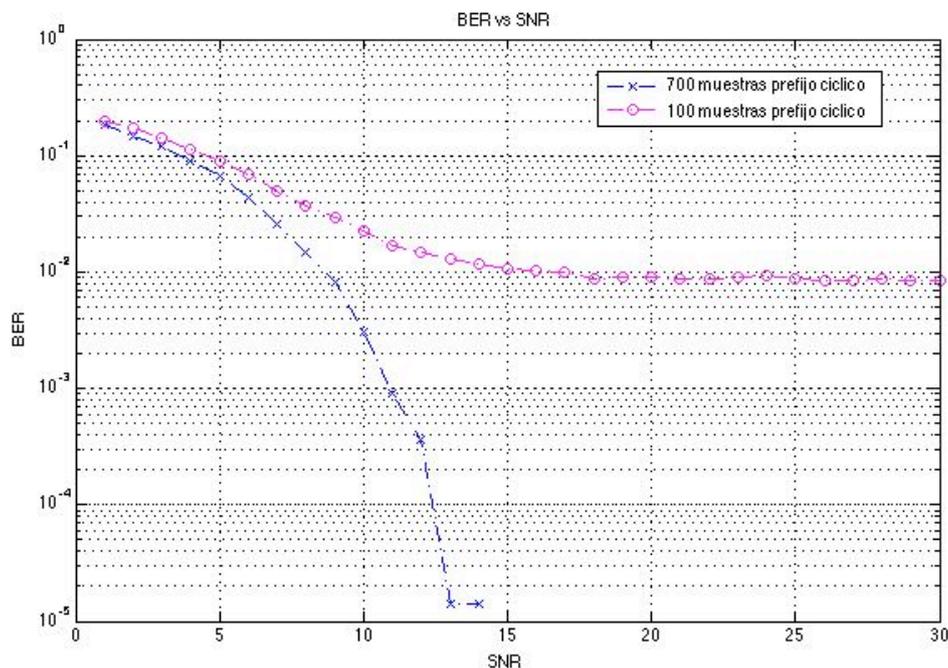


Figura 5. 13. Comparativa del rendimiento del sistema con los parámetros con los que se partía en un principio, con las posibles mejoras del sistema

Llegado a este punto se debería valorar las consecuencias que podrían acarrear éstas mejoras, en el caso de la reducción de portadoras, como ya hemos visto, se verá afectada la eficiencia del sistema en cuanto a tasa de transmisión, siendo de 0.90 para el caso de 100 portadoras y 0.96 para el caso de las 256 portadoras. Luego se debería valorar si interesa el aumento del ancho de banda porque en este sistema dada la potencia del rayo principal, sobre la potencia de los demás ecos, no acarrea demasiadas variaciones el hecho de disminuir el número de muestras de prefijo cíclico, pero en otros entornos si que puede afectar y mucho aumentando la BER. En la *Figura 5.14* se puede ver como en otro entorno donde los ecos tienen más potencia, la degradación de la BER es notable. La simulación se ha realizado a una velocidad de 0 m/s, 700 portadoras, frecuencia portadora de 3.5GHz, un ancho de banda de 3.5MHz y modulación 4QAM.



**Figura 5. 14. Degradación de la BER para distintas muestras de prefijo cíclico en un entorno en que los ecos tiene mucha potencia**

### 5.4.3. Simulación del escenario *on route*

Dado que para un escenario como el *arrival*, los parámetros iniciales WiMAX no ofrecían un rendimiento aceptable, en el escenario de vuelo *on route* aún lo serán menos dado que la velocidad en este caso es de 440 m/s, por los 150 m/s del escenario *arrival*. Para obtener un rendimiento parecido al obtenido en el escenario *arrival*, a parte de modificar los parámetros iniciales, será necesario estimar el canal de forma más continua ya que el Doppler presente en este caso es mucho más elevado que en el escenario de *arrival*. Por este motivo los resultados obtenidos para este escenario se han simulado estimando el canal

cada 4 símbolos en lugar de los 5 símbolos del escenario de *arrival*. Cabe destacar que en este escenario cobra aún mayor importancia el hecho de que la reducción del prefijo cíclico afecte mínimamente al sistema, dado que en este escenario se considera un retardo máximo de 200us lo que hace que el número de muestras de prefijo cíclico se disparen (expresión (5.11)). Por ejemplo en el caso de los parámetros iniciales de WiMAX, para un ancho de banda de 3.5MHz y un retardo de 200us, el número de muestras de prefijo cíclico asciende a 700 muestras, lo que aumentaría notablemente el tiempo de símbolo haciendo que la variación que sufre el canal entre símbolo y símbolo sea mayor, degradando así el rendimiento del sistema.

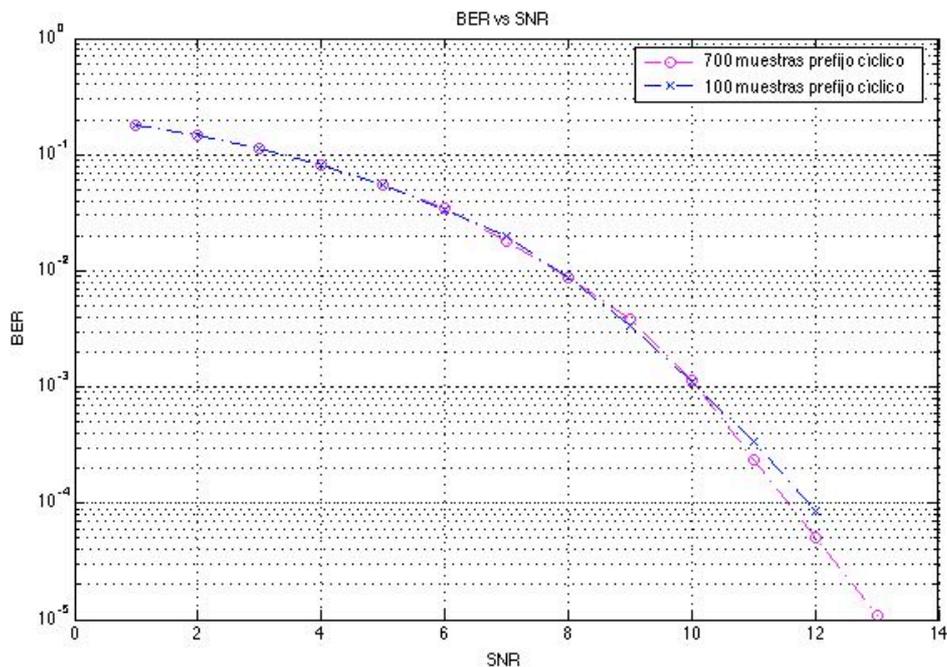


Figura 5. 15. BER para diferentes prefijos cíclicos

En la *Figura 5.15* se puede apreciar lo comentado respecto al prefijo cíclico. La simulación se llevo a cabo a una velocidad de 0m/s, modulación 4-QAM, 700 portadoras, frecuencia portadora de 3.5GHz y un ancho de banda de 3.5MHz.

A partir de aquí se seguirá el mismo procedimiento que en el caso de el escenario *arrival*, se variarán parámetros como el ancho de banda, el número de portadoras o la frecuencia portadora con el fin de intentar ralentizar la velocidad a la que varía el canal.

En la *Figura 5.16* se muestra como realmente al aumentar el ancho de banda el rendimiento del sistema mejora. La simulación se ha realizado a una velocidad de 25 m/s, modulación 4-QAM, una frecuencia portadora de 3.5GHz, 256 portadoras y 10 muestras de prefijo cíclico.

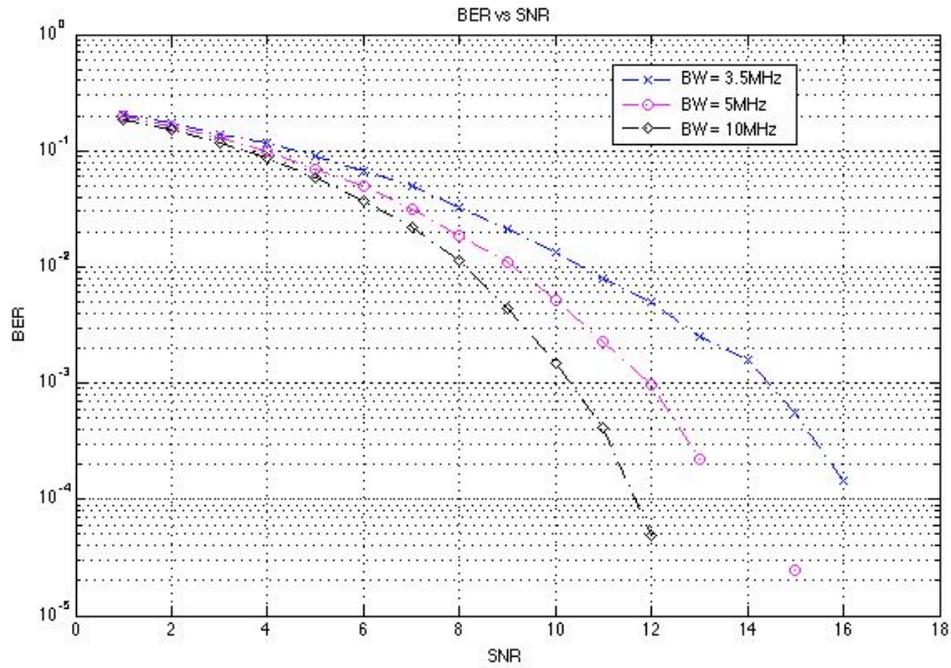


Figura 5.16. BER para distintos anchos de banda

En la *Figura 5.17* se puede ver como realmente existe una mejora en el rendimiento del sistema al reducir el número de portadoras. La simulación se realizó a una velocidad de 25 m/s, una frecuencia portadora de 3.5GHz, un ancho de banda de 3.5MHz, un prefijo cíclico de 10 muestras y modulación 4-QAM.

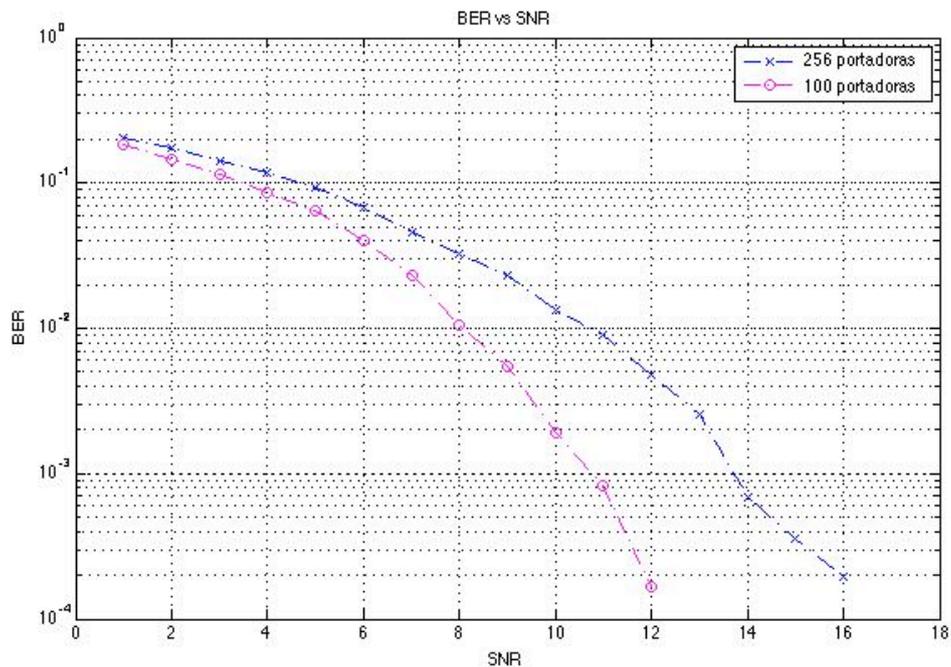
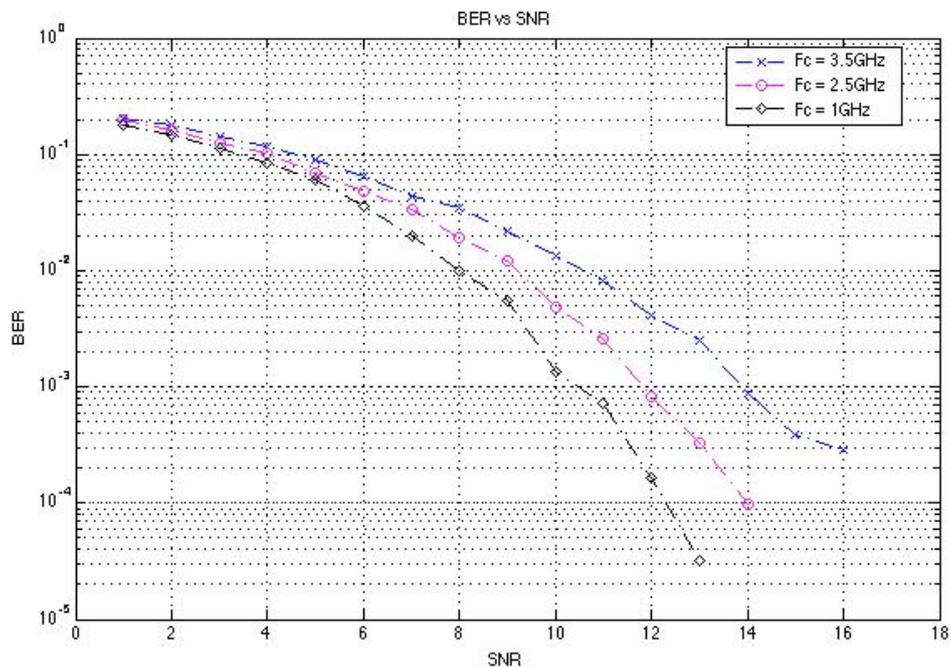


Figura 5.17. BER para distintos valores de portadoras

De nuevo se debe valorar si realmente vale la pena mejorar la BER de nuestro sistema en detrimento de la eficiencia, dado que como ya se ha comentado la disminución del número de portadoras, manteniendo las mismas muestras de prefijo cíclico, conlleva a una disminución en la tasa de transmisión.

Como ya se ha hecho anteriormente en el escenario de *arrival*, otra opción para intentar ralentizar la velocidad a la que varía el canal es disminuyendo la frecuencia portadora. En la *Figura 5.18* se puede apreciar que realmente el rendimiento del sistema mejora con la reducción de la frecuencia portadora. La simulación se ha realizado con 256 portadoras, 10 muestras de prefijo cíclico, un ancho de banda de 3.5MHz, a una velocidad de 25 m/s y modulación 4-QAM.



**Figura 5. 18. BER para distintos valores de frecuencia portadora**

En la *Figura 5.19* se puede ver aún más claro que el aumento de la frecuencia portadora empeora el rendimiento del sistema. Para verlo desde otro enfoque se ha realizado una simulación en la que se hace un barrido de frecuencias portadoras para una SNR específica, para 400 m/s, 256 portadoras, 10 muestras de prefijo cíclico y con un ancho de banda de 10 MHz.

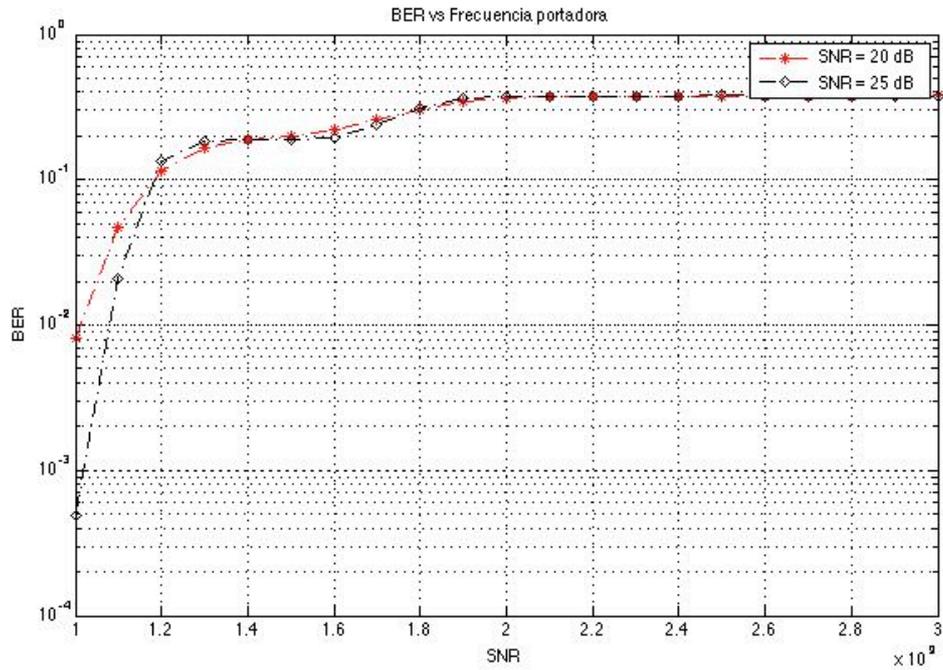


Figura 5. 19. BER para distintos valores de frecuencia portadora para una SNR determinada

Finalmente, como ya se hizo con el escenario *arrival*, se simulará el escenario *on route*, con los valores WiMAX iniciales, y se comparará el rendimiento con las posibles mejoras que se han planteado.

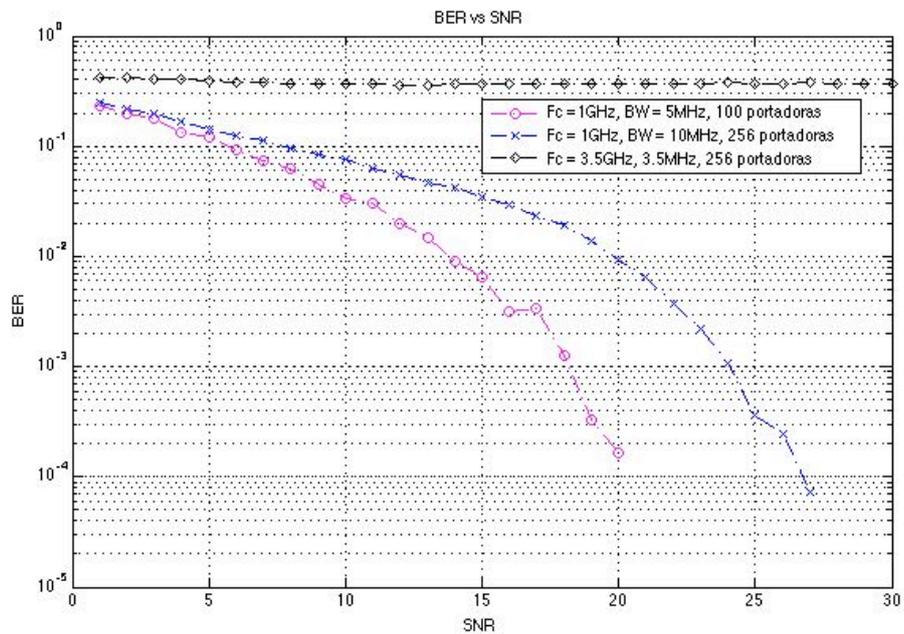


Figura 5. 20. Comparativa del rendimiento del sistema con los parámetros con los que se partía en un principio, con las posibles mejoras del sistema

En la *Figura 5.20* tenemos el resultado de la comparativa. Se vuelve a plantear la misma disyuntiva que en el caso de *arrival*, eficiencia del sistema o ancho de banda. Se puede apreciar a primera vista que manteniendo el ancho de banda a 5MHZ, es decir, no muy lejos del parámetro inicial, y reduciendo el número de portadoras, la mejora en el rendimiento del sistema es notable. Por otro lado si lo comparamos con el resultado del escenario *arrival*, se verifica que los resultados son coherentes, dado que en el escenario *on route* el Doppler es mucho mayor que en el escenario *arrival*, luego esto se debe reflejar en el rendimiento. Además se debe tener en cuenta que en el escenario *on route* el canal se estima cada 4 símbolos, en lugar de cada 5 como se hacía en *arrival*, debido a que el canal varía mucho más rápido que en el escenario *arrival*. Luego si estimáramos el canal cada 5 símbolos, la diferencia de rendimiento entre ambos escenarios sería aún mayor.

## 5.5. Bibliografía

- [1] Goldsmith, Andrea. "*Wireless Communication*". New York, EEUU.
- [2] Jeffrey G. Andrews, Arunabha Ghosh y Rias Muhamed, "*Fundamentals of WiMAX*".

## 6. Conclusiones

En líneas generales el objetivo de este proyecto era ver cuál era el comportamiento, de un sistema multiportadora, como OFDM, con parámetros típicos de WiMAX, en presencia de Doppler. Para ello se ha simulado el sistema en un entorno aéreo, donde se espera un impacto significativo debido a las altas velocidades que se manejan. En particular se simuló el sistema para dos entornos aéreos, pero que presentan diferencias notables en cuanto a la velocidad de los aviones, por lo que el efecto Doppler que debía afectar a la señal en un escenario y otro debía ser bastante diferente. De esta forma, viendo el rendimiento que ofrece el sistema en cada uno de los escenarios, se puede verificar que el sistema funciona de forma coherente respecto a la presencia de Doppler.

En primer lugar se simuló el sistema para un canal que tan solo añadiese ruido, para comprobar que tanto transmisor como receptor funcionen de forma correcta. Los resultados obtenidos nos dicen que para tener una BER aceptable ( $10^{-3}$  aprox.) en nuestro caso concreto en el que se han utilizado símbolos con 256 portadoras, se necesita una SNR de 10dB para una modulación 4-QAM, 17 dB para una modulación 16-QAM y 23dB para una modulación 64-QAM. Se verifica entonces que a medida que aumenta la velocidad de transmisión disminuye la robustez frente al ruido y por lo tanto existirá un compromiso entre velocidad y fiabilidad.

Para obtener los resultados del escenario *arrival*, en el que el avión se encuentra realizando las maniobras de aterrizaje, se añadió al sistema el canal que simulaba las características de ese entorno. Los resultados obtenidos para los parámetros típicos de WiMAX eran nefastos. De modo que variando los parámetros iniciales se consiguió obtener un rendimiento aceptable. Además en un principio se cometió el error de no estimar el canal lo suficientemente rápido, por lo tanto se obtenía una BER altísima debido a que las altas velocidades hacían variar muy rápido el canal, produciendo graves degradaciones en la estimación de la señal original. Por esta razón, una posibilidad para mejorar el rendimiento del sistema es realizar estimaciones del canal tan rápido como sea posible. Otro punto en el que repararemos para intentar mitigar de alguna forma la velocidad a la que varía el canal es el tiempo de símbolo. La explicación es bien sencilla, cuanto más pequeño sea el tiempo de símbolo significará que la variación de canal que se produce entre símbolo y símbolo será menor, por lo tanto al realizar la estimación de la señal original en recepción obtendremos menos errores. Así pues para una modulación 4-QAM, con una frecuencia portadora de 1GHz, un ancho de banda de 10MHz, 256 portadoras y una SNR de 13dB se obtiene una BER aceptable. Incluso se puede mejorar un poco más el rendimiento, se puede obtener una BER aceptable con una SNR de 12dB para una frecuencia portadora de 1GHz, un ancho de banda de 5MHz y 100 portadoras.

Finalmente se simuló el escenario *on route*. Dado que los parámetros de WiMAX que se tomaron en un principio no ofrecieron un buen rendimiento para el escenario de *arrival*, en el caso de *on route* donde la velocidad del avión es más de el doble obviamente tampoco ofrecerán un rendimiento aceptable. Además como en primer lugar se simuló el escenario *arrival*, para la simulación del escenario *on route* se tuvo en cuenta desde el principio que la estimación del canal era un factor clave. Si además tenemos en cuenta que la velocidad en el escenario *on route* es notablemente mayor, la velocidad a la que variará el canal de símbolo a símbolo también será mayor. Por esta razón en este escenario el canal se estima cada 4 símbolos en lugar de cada 5 como en el escenario *arrival*. Por otro lado si la variación del canal de símbolo a símbolo es mayor que en el escenario *arrival*, si se mantiene el mismo tiempo de símbolo la BER aumentará. Así pues para una modulación 4-QAM, con una frecuencia portadora de 1GHz, un ancho de banda de 10MHz y 256 portadoras es necesaria una SNR de 24dB para obtener un rendimiento aceptable, por los 13dB necesarios en *arrival*. Por otro lado con una frecuencia portadora de 1GHz, un ancho de banda de 5MHz y 100 portadoras, la SNR necesaria para mantener una BER aceptable baja hasta los 17dB, aunque aún queda lejos de los 12dB que requería el escenario *arrival*.

A nivel personal la realización de este proyecto ha sido realmente dura debido a que no estaba familiarizado con el sistema OFDM. Pero el hecho de simular un entorno real, como el aéreo, ha hecho que el proyecto sea especialmente interesante. Además me ha servido para asentar conceptos teóricos que tenía un poco confusos como el efecto Doppler.

## 7. Anexo

En este anexo se presenta el código MatLab que se ha utilizado para obtener los resultados del capítulo *Simulación del Sistema*.

### 7.1. Transmisor OFDM discreto

```
function
[bit_matrix,OFDMsimb_matrix,prefix_ciclic,simb_serie]=transmisor_normal(n_po
rtadoras,n_simbolos,M,longitud_pciclic)

% Al transmisor 'li arriba' una cadena de bits, aleshores segons la
% modulacio emprada aquesta cadena es divideix en grups de bits. Cada
% simbol OFDM té un nombre concret de portadores, cada portadora
% transportara un d'aquests grups de bits.
% Per tal de poder reconstruir la senyal original al receptor utilitzem el
% que es coneix com a prefix ciclic, al mateix temps amb el prefix ciclic
% eliminem el possible isi que pugui patir el simbol.

if M==4; n_bits=2;end
if M==16; n_bits=4;end
if M==64; n_bits=6;end

% Quan coloquem els bits en paralel, es a dir, dividits en les portadores,
% cada portadora tindra n_bits bits, per tant calculem el nombre total de
% bits

total_bits=n_portadoras*n_bits;

%Simulem una matriu de bits entrant

bit_matrix=randint(total_bits,n_simbolos);

%Matriu de simbols OFDM sense el prefix ciclic.
OFDM_simbsensepc=zeros(n_portadoras,n_simbolos);

for i=1:n_simbolos

    x=bit_matrix(:,i); %primera columna sencera de la matriu bit_matrix
    OFDM_simbsensepc(:,i)=ultimate_OFDM(x,M,n_portadoras); %transformem els
bits en simbols OFDM (frecuencia)

end

%Els simbols tenen potencia '1W' ---->
%OFDM_simbsensepc(:,1)*OFDM_simbsensepc(:,1)

simb_temp_sensepc=sqrt(n_portadoras)*ifft(OFDM_simbsensepc); %Fem la
transformada inversa de Fourier per obtenir les mostres temporals

[a b]=size(simb_temp_sensepc); %Calculem el tamany de la matriu de simbols
OFDM per tal d'obtenir les components del prefix ciclic

prefix_ciclic=zeros(longitud_pciclic,n_simbolos);
j=1; %puntero
for k=a-longitud_pciclic+1:a

    prefix_ciclic(j,:)=simb_temp_sensepc(k,:);
    j=j+1;
end
```

```

end

OFDMsimb_matrix=[prefix_ciclic;simb_temp_sensepc];

%Agafem les ultimes "longitud_pciclic" files com a prefix ciclic, i les
%posem al cap davant de la matriu que forma el nostre simbol OFDM

%El darrer pas es posar la matriu de simbols OFDM en serie

[c d]=size(OFDMsimb_matrix);
simb_serie=reshape(OFDMsimb_matrix,1,c*d);

end

```

### 7.1.1. Función *ultimate\_OFDM*

```

function [OFDM_simbols]=ultimate_OFDM(x,M,num_portadoras)
%Es tracta de que s'entra una cadena de bits 'x' i en surt una matriu de
%simbols OFDM. Per tal d'aconseguir-ho necessitem coneixer la modulació a
%emprar, d'aquesta manera sabrem el numero d'aparellaments dels bits d'x',
%es a dir el nombre de columnes de la matriu a mapejar, mentre que amb el
%nombre de portadores coneixem el nombre de 'divisions' que podem fer a la
%cadena de bits, que equivaldra a les files de la matriu a mapejar.

if M==4; num_bits=2;end %si la modulacio es 4-QAM el nombre de bits
necessaris per a obtenir un simbol es 2.
if M==16; num_bits=4;end
if M==64; num_bits=6;end

%la cadena de bits inicialment es troba correlativa, es a dir en serie, en
%aquest pas farem divisions de la cadena segons la modulació per tal de
%posar les divisions en paralel.

paralel_matrix=vec2mat(x,num_bits);

%ara ja tenim la cadena de bits en paralel segons la modulació, per tant es
%hora de mapejar, ho farem cridant la funció ultimate_map.m

OFDM_simbols=ultimate_map12(paralel_matrix,M);

%el resultat es la matriu de simbols OFDM

end

```

### 7.1.2. Función *ultimate\_map12*

```

function [mapeado]=ultimate_map12(w,M)

if M==4; pot=1/sqrt(2);end %calculem 'pot' que es el factor per a
normalitzar la potencia dels simbols segons la modulació, (pag 25, IEEE)
if M==16; pot=1/sqrt(10);end
if M==64; pot=1/sqrt(42);end

[a,b]=size(w);
rows=a;

```

```

mapeado=zeros(a,1);
switch M
    case 4, %4-QAM
        for(k=1:rows)
            if(w(k,1)==0);
                y=1;
                if(w(k,2)==0);
                    x=1;
                    'Simbolo 0';
                else(w(k,2)==1);
                    x=-1; end
                    'Simbolo 1';
            else(w(k,1)==1);
                y=-1;
                if(w(k,2)==0);
                    x=-1;
                    'Simbolo 2';
                else(w(k,2)==1);
                    x=1;
                    'Simbolo 3';
                end
            end
        end
        mapeado(k,1)=pot*(x+i*y);
    end
    case 16, %16-QAM
        for k=1:rows
            if w(k,1)==0&w(k,2)==0; %-3
                if w(k,3)==0&w(k,4)==0; x=-3;y=-3;end
                if w(k,3)==0&w(k,4)==1; x=-3;y=-1;end
                if w(k,3)==1&w(k,4)==0; x=-3;y=3;end
                if w(k,3)==1&w(k,4)==1; x=-3;y=1;end
            end
            if w(k,1)==0&w(k,2)==1; %-1
                if w(k,3)==0&w(k,4)==0; x=-1;y=-3;end
                if w(k,3)==0&w(k,4)==1; x=-1;y=-1;end
                if w(k,3)==1&w(k,4)==0; x=-1;y=3;end
                if w(k,3)==1&w(k,4)==1; x=-1;y=1;end
            end
            if w(k,1)==1&w(k,2)==0; %3
                if w(k,3)==0&w(k,4)==0; x=3;y=-3;end
                if w(k,3)==0&w(k,4)==1; x=3;y=-1;end
                if w(k,3)==1&w(k,4)==0; x=3;y=3;end
                if w(k,3)==1&w(k,4)==1; x=3;y=1;end
            end
            if w(k,1)==1&w(k,2)==1; %1
                if w(k,3)==0&w(k,4)==0; x=1;y=-3;end
                if w(k,3)==0&w(k,4)==1; x=1;y=-1;end
                if w(k,3)==1&w(k,4)==0; x=1;y=3;end
                if w(k,3)==1&w(k,4)==1; x=1;y=1;end
            end
        end
    end
end

```

```

mapeado(k,1)=pot*(x+i*y); %escalamos 10 db de SNR

end

case 64, %64-QAM

for k=1:rows
if w(k,1)==0&w(k,2)==0&w(k,3)==0; %-7
if w(k,4)==1&w(k,5)==0&w(k,6)==0; x=-7;y=7;end
if w(k,4)==1&w(k,5)==0&w(k,6)==1; x=-7;y=5;end
if w(k,4)==1&w(k,5)==1&w(k,6)==1; x=-7;y=3;end
if w(k,4)==1&w(k,5)==1&w(k,6)==0; x=-7;y=1;end
if w(k,4)==0&w(k,5)==1&w(k,6)==0; x=-7;y=-1;end
if w(k,4)==0&w(k,5)==1&w(k,6)==1; x=-7;y=-3;end
if w(k,4)==0&w(k,5)==0&w(k,6)==1; x=-7;y=-5;end
if w(k,4)==0&w(k,5)==0&w(k,6)==0; x=-7;y=-7;end
end

if w(k,1)==0&w(k,2)==0&w(k,3)==1; %-5
if w(k,4)==1&w(k,5)==0&w(k,6)==0; x=-5;y=7;end
if w(k,4)==1&w(k,5)==0&w(k,6)==1; x=-5;y=5;end
if w(k,4)==1&w(k,5)==1&w(k,6)==1; x=-5;y=3;end
if w(k,4)==1&w(k,5)==1&w(k,6)==0; x=-5;y=1;end
if w(k,4)==0&w(k,5)==1&w(k,6)==0; x=-5;y=-1;end
if w(k,4)==0&w(k,5)==1&w(k,6)==1; x=-5;y=-3;end
if w(k,4)==0&w(k,5)==0&w(k,6)==1; x=-5;y=-5;end
if w(k,4)==0&w(k,5)==0&w(k,6)==0; x=-5;y=-7;end
end

if w(k,1)==0&w(k,2)==1&w(k,3)==1; %-3
if w(k,4)==1&w(k,5)==0&w(k,6)==0; x=-3;y=7;end
if w(k,4)==1&w(k,5)==0&w(k,6)==1; x=-3;y=5;end
if w(k,4)==1&w(k,5)==1&w(k,6)==1; x=-3;y=3;end
if w(k,4)==1&w(k,5)==1&w(k,6)==0; x=-3;y=1;end
if w(k,4)==0&w(k,5)==1&w(k,6)==0; x=-3;y=-1;end
if w(k,4)==0&w(k,5)==1&w(k,6)==1; x=-3;y=-3;end
if w(k,4)==0&w(k,5)==0&w(k,6)==1; x=-3;y=-5;end
if w(k,4)==0&w(k,5)==0&w(k,6)==0; x=-3;y=-7;end
end

if w(k,1)==0&w(k,2)==1&w(k,3)==0; %-1
if w(k,4)==1&w(k,5)==0&w(k,6)==0; x=-1;y=7;end
if w(k,4)==1&w(k,5)==0&w(k,6)==1; x=-1;y=5;end
if w(k,4)==1&w(k,5)==1&w(k,6)==1; x=-1;y=3;end
if w(k,4)==1&w(k,5)==1&w(k,6)==0; x=-1;y=1;end
if w(k,4)==0&w(k,5)==1&w(k,6)==0; x=-1;y=-1;end
if w(k,4)==0&w(k,5)==1&w(k,6)==1; x=-1;y=-3;end
if w(k,4)==0&w(k,5)==0&w(k,6)==1; x=-1;y=-5;end
if w(k,4)==0&w(k,5)==0&w(k,6)==0; x=-1;y=-7;end
end

if w(k,1)==1&w(k,2)==1&w(k,3)==0; %1
if w(k,4)==1&w(k,5)==0&w(k,6)==0; x=1;y=7;end
if w(k,4)==1&w(k,5)==0&w(k,6)==1; x=1;y=5;end
if w(k,4)==1&w(k,5)==1&w(k,6)==1; x=1;y=3;end
if w(k,4)==1&w(k,5)==1&w(k,6)==0; x=1;y=1;end
if w(k,4)==0&w(k,5)==1&w(k,6)==0; x=1;y=-1;end
if w(k,4)==0&w(k,5)==1&w(k,6)==1; x=1;y=-3;end
if w(k,4)==0&w(k,5)==0&w(k,6)==1; x=1;y=-5;end
if w(k,4)==0&w(k,5)==0&w(k,6)==0; x=1;y=-7;end
end

if w(k,1)==1&w(k,2)==1&w(k,3)==1; %3
if w(k,4)==1&w(k,5)==0&w(k,6)==0; x=3;y=7;end
if w(k,4)==1&w(k,5)==0&w(k,6)==1; x=3;y=5;end
if w(k,4)==1&w(k,5)==1&w(k,6)==1; x=3;y=3;end
if w(k,4)==1&w(k,5)==1&w(k,6)==0; x=3;y=1;end
if w(k,4)==0&w(k,5)==1&w(k,6)==0; x=3;y=-1;end
if w(k,4)==0&w(k,5)==1&w(k,6)==1; x=3;y=-3;end
if w(k,4)==0&w(k,5)==0&w(k,6)==1; x=3;y=-5;end

```

```

        if w(k,4)==0&w(k,5)==0&w(k,6)==0; x=3;y=-7;end
    end

    if w(k,1)==1&w(k,2)==0&w(k,3)==1; %5
        if w(k,4)==1&w(k,5)==0&w(k,6)==0; x=5;y=7;end
        if w(k,4)==1&w(k,5)==0&w(k,6)==1; x=5;y=5;end
        if w(k,4)==1&w(k,5)==1&w(k,6)==1; x=5;y=3;end
        if w(k,4)==1&w(k,5)==1&w(k,6)==0; x=5;y=1;end
        if w(k,4)==0&w(k,5)==1&w(k,6)==0; x=5;y=-1;end
        if w(k,4)==0&w(k,5)==1&w(k,6)==1; x=5;y=-3;end
        if w(k,4)==0&w(k,5)==0&w(k,6)==1; x=5;y=-5;end
        if w(k,4)==0&w(k,5)==0&w(k,6)==0; x=5;y=-7;end
    end

    if w(k,1)==1&w(k,2)==0&w(k,3)==0; %7
        if w(k,4)==1&w(k,5)==0&w(k,6)==0; x=7;y=7;end
        if w(k,4)==1&w(k,5)==0&w(k,6)==1; x=7;y=5;end
        if w(k,4)==1&w(k,5)==1&w(k,6)==1; x=7;y=3;end
        if w(k,4)==1&w(k,5)==1&w(k,6)==0; x=7;y=1;end
        if w(k,4)==0&w(k,5)==1&w(k,6)==0; x=7;y=-1;end
        if w(k,4)==0&w(k,5)==1&w(k,6)==1; x=7;y=-3;end
        if w(k,4)==0&w(k,5)==0&w(k,6)==1; x=7;y=-5;end
        if w(k,4)==0&w(k,5)==0&w(k,6)==0; x=7;y=-7;end
    end

    mapeado(k,1)=pot*(x+i*y);

end

end

end

```

## 7.2. Receptor OFDM discret

```

function [X,matriu_final]=receptor_single(matriu_OFDM, channel_temp,
n_simbolos, n_portadoras,M,longitud_pciclic)

%Al receptor ens arriba el simbol o simbols OFDM que estan formats per
%diverses portadores, on cadascuna porta part de l'informaci?. L'informaci?
%continguda a les portadores ens arriba en serie, per tant el primer pas
%sera passar de la configuraci? en seria a la configuraci? en paralel per
%tal de treballar millor. El seg?ent pas sera identificar el prefix ciclic
%i eliminarlo. Una vegada tenim la matriu de simbols OFDM podem fer la
%transformada de Fourier per passar del domini temporal al frecuencial y
%finalment procedim a demapejar el simbols per a obtenir la matriu inicial
%de bits.

%Calculem els bits efectius segons la modulaci? emprada.

if M==4; n_bits=2;end %Calculem pot per a desnormalitzar la potencia mitja
dels simbols
if M==16; n_bits=4;end
if M==64; n_bits=6;end

%El primer que farem es treure el prefix ciclic

sim_Rx = matriu_OFDM(1:1:n_simbolos,
longitud_pciclic+1:1:length(matriu_OFDM));

%Com que els simbols rebuts estan en temps, així com el canal, els haurem
%de passar a freqüència per tal d'obtenir la seqüència que es va enviar

```

```

%inicialment utilitzant la relació 'X = Y/H'

%Passem la matriu de símbols a columnes de símbols, es a dir, cada columna
%serà un símbol, ho fem perquè a la fft si se li passa una matriu fa la
%transformada columna per columna

sim_Rx_col = sim_Rx.';

sim_Rx_freq = inv(sqrt(n_portadoras))*fft(sim_Rx_col);

%Ara fem el mateix amb el canal

h_col = channel_temp.';

H_freq = fft(h_col, n_portadoras);%inv(sqrt(row))*

%Ho posem en forma de vector per veure que coincideix amb el canal creat a
%'canal_doppler'

H_freq1 = H_freq.';

%Ara ja podem fer la divisió per obtenir X

for re=1:1:n_simbolos
    X(:,re) = sim_Rx_freq(:,re)./H_freq(:,1);
end

[a b]=size(X);

bit_matrix=zeros(n_portadoras*n_bits,n_bits);

matriz=zeros(n_portadoras,n_bits);
matriz2=zeros(n_portadoras,b);
mou=zeros((n_portadoras*n_bits)+5,b);
matriu_final=zeros(n_portadoras*n_bits,b);

%D'aquesta manera tindrem tantes columnes com símbols i les files dependran
%de la modulació i del nombre de portadores.

%Ara ja podem començar a demapejar els símbols per a obtenir els bits.

aux=0; %para controlar en que columna meter los bits en matriu_final
for i=1:b
    for h=1:a
        matriz2 = X(h,i);
        matriz(h,:)=ultimate_demap_beta(matriz2,M);
    end

    %Ara posarem les files de bits en una sola columna(simbol) amb tantes
    %files com portadores*bits tingui

    aux=aux+1;
    n=1;
    o=n_bits;
    for m=1:n_portadoras

```

```

        mou=vec2mat(matriz(m,:),1);
        matriu_final((n:o),aux)=mou;
        n=n+n_bits;
        o=o+n_bits;

    end

end

end

```

### 7.2.1. Función *ultimate\_demap\_beta*

```

function [demapeado]=ultimate_demap(mapeado,M)
%el resultado es una matriz con la secuencia de bits iniciales los
%parametros necesarios son la matriz de simbolos y el tipo de modulaci3n

[a b]=size(mapeado);
rows=a;

if M==4;
    demapeado=zeros(rows,2);
    pot=sqrt(2);
    mapeado=pot*mapeado;
end

if M==16;
    demapeado=zeros(rows,4);
    pot=sqrt(10);
    mapeado=pot*mapeado;
end

if M==64;
    demapeado=zeros(rows,6);
    pot=sqrt(42);
    mapeado=pot*mapeado;
end

switch M

    case 4, %4-QAM

        for k=1:rows

            if real(mapeado(k,1))>0; %sempipla positiu

                if imag(mapeado(k,1))>0; %primer quadrant
                    x=0;
                    y=0;
                else imag(mapeado(k,1))<0; %quart quadrant
                    x=1;
                    y=1;
                end
            else real(mapeado(k,1))<0; %sempipla negatiu

                if imag(mapeado(k,1))>0; %sesgon quadrant
                    x=0;
                    y=1;
                else imag(mapeado(k,1))<0; %tercer quadrant
                    x=1;
                    y=0;
                end
            end
        end
    end
end

```

```

end

    demapeado(k,1)=x;
    demapeado(k,2)=y;
end

case 16, %16-QAM

    for k=1:rows

        if real(mapeado(k,1))>0 & real(mapeado(k,1))<2; %margen para que se
considera que el simbolo pertenece al punto 1 de las ordenadas
            if imag(mapeado(k,1))>0 & imag(mapeado(k,1))<2; w=1;x=1;y=1;z=1;end
%el margen es necesario dado que los simbolos no seran perfectos
            if imag(mapeado(k,1))>2; w=1;x=1;y=1;z=0;end
            if imag(mapeado(k,1))>-2 & imag(mapeado(k,1))<0; w=1;x=1;y=0;z=1;end
            if imag(mapeado(k,1))<-2; w=1;x=1;y=0;z=0;end
        end
        if real(mapeado(k,1))>2;
            if imag(mapeado(k,1))>0 & imag(mapeado(k,1))<2; w=1;x=0;y=1;z=1;end
            if imag(mapeado(k,1))>2; w=1;x=0;y=1;z=0;end
            if imag(mapeado(k,1))>-2 & imag(mapeado(k,1))<0; w=1;x=0;y=0;z=1;end
            if imag(mapeado(k,1))<-2; w=1;x=0;y=0;z=0;end
        end
        if real(mapeado(k,1))>-2 & real(mapeado(k,1))<0;
            if imag(mapeado(k,1))>0 & imag(mapeado(k,1))<2; w=0;x=1;y=1;z=1;end
            if imag(mapeado(k,1))>2; w=0;x=1;y=1;z=0;end
            if imag(mapeado(k,1))>-2 & imag(mapeado(k,1))<0; w=0;x=1;y=0;z=1;end
            if imag(mapeado(k,1))<-2; w=0;x=1;y=0;z=0;end
        end
        if real(mapeado(k,1))<-2;
            if imag(mapeado(k,1))>0 & imag(mapeado(k,1))<2; w=0;x=0;y=1;z=1;end
            if imag(mapeado(k,1))>2; w=0;x=0;y=1;z=0;end
            if imag(mapeado(k,1))>-2 & imag(mapeado(k,1))<0; w=0;x=0;y=0;z=1;end
            if imag(mapeado(k,1))<-2; w=0;x=0;y=0;z=0;end
        end
        demapeado(k,1)=w; %1º bit
        demapeado(k,2)=x; %2º bit
        demapeado(k,3)=y; %3º bit
        demapeado(k,4)=z; %4º bit
    end

case 64, % 64-QAM

    for k=1:rows

        if real(mapeado(k,1))<-6; %-7

            u=0;v=0;w=0;
            if imag(mapeado(k,1))>6; x=1;y=0;z=0;end
            if imag(mapeado(k,1))<6 & imag(mapeado(k,1))>4; x=1;y=0;z=1;end
            if imag(mapeado(k,1))<4 & imag(mapeado(k,1))>2; x=1;y=1;z=1;end
            if imag(mapeado(k,1))<2 & imag(mapeado(k,1))>0; x=1;y=1;z=0;end
            if imag(mapeado(k,1))<-6; x=0;y=0;z=0;end
            if imag(mapeado(k,1))>-6 & imag(mapeado(k,1))<-4; x=0;y=0;z=1;end
            if imag(mapeado(k,1))>-4 & imag(mapeado(k,1))<-2; x=0;y=1;z=1;end
            if imag(mapeado(k,1))>-2 & imag(mapeado(k,1))<0; x=0;y=1;z=0;end
        end

        if real(mapeado(k,1))>-6 & real(mapeado(k,1))<-4; %-5

            u=0;v=0;w=1;
            if imag(mapeado(k,1))>6; x=1;y=0;z=0;end
            if imag(mapeado(k,1))<6 & imag(mapeado(k,1))>4; x=1;y=0;z=1;end
            if imag(mapeado(k,1))<4 & imag(mapeado(k,1))>2; x=1;y=1;z=1;end
            if imag(mapeado(k,1))<2 & imag(mapeado(k,1))>0; x=1;y=1;z=0;end
            if imag(mapeado(k,1))<-6; x=0;y=0;z=0;end
            if imag(mapeado(k,1))>-6 & imag(mapeado(k,1))<-4; x=0;y=0;z=1;end
            if imag(mapeado(k,1))>-4 & imag(mapeado(k,1))<-2; x=0;y=1;z=1;end
            if imag(mapeado(k,1))>-2 & imag(mapeado(k,1))<0; x=0;y=1;z=0;end
        end

        if real(mapeado(k,1))>-4 & real(mapeado(k,1))<-2; %-3

            u=0;v=1;w=1;
            if imag(mapeado(k,1))>6; x=1;y=0;z=0;end

```



```

demapeado(k,1)=u;
demapeado(k,2)=v;
demapeado(k,3)=w;
demapeado(k,4)=x;
demapeado(k,5)=y;
demapeado(k,6)=z;

end

end
end

```

### 7.3. Ruido Gaussiano

```

function [simb_serie_noise]=canal_ruido_digital(simb_serie,plus)

%Es tracta de que la funci? canal introdueixi un cert soroll al simbols que
%surten del transmissor

[a b]=size(simb_serie); %calculem el tamany del vector simb_serie per tal de
generar el vector de soroll

%Calculem el factor 'pot' perque al receptor el vector entrant sera
%multiplicat per 'pot' per tal de desnormalitzar

vec_noise=(1/sqrt(2))*(randn(a,b)+i*randn(a,b));

w=vec_noise(1,:)*vec_noise(1,:);

%Afegim el soroll al senyal

%Normalizamos la potencia de los simbolos
pot1 = simb_serie(1,:)*simb_serie(1,:);
ideal = length(simb_serie(1,:));
factor0 = pot1/ideal;
simb_serie = (1/sqrt(factor0))*simb_serie;

%Añadimos el ruido

simb_serie_noise=sqrt(plus)*simb_serie+vec_noise;
simb_serie_noise = simb_serie_noise/sqrt(plus);

%Desnormalizamos la potencia de los simbolos
pot2 = simb_serie_noise(1,:)*simb_serie_noise(1,:);
factor1 = pot2/pot1;
simb_serie_noise = (1/sqrt(factor1))*simb_serie_noise;

end

```

## 7.4. Simulación del escenario *arrival*

```
function [matriu_OFDM, h] = canal_digital_arrival_plus(simb_serie, n_simbolos,
n_portadoras, prefijo_ciclico, BW, f_carry)

%Para este canal tanto las atenuaciones de los caminos 'multipath' como los
%'delays' de cada camino se genereran SOLO una vez y ser?n los mismos para
%cada simbolo
%Para los 'delays' se utilizara la funci?n del paper AERONAUTICAL CHANNEL.

delay = [0      0.1047e-5      0.1316e-5      0.1043e-5      0.0600e-5      0.0792e-5
0.0351e-5      0.1365e-5      0.0209e-5      0.1161e-5      0.0203e-5      0.0460e-5      0.0982e-5
5      0.1515e-5      0.0085e-5      0.2651e-5      0.1495e-5      0.0667e-5      0.0572e-5
0.0592e-5];

%La amplitud tambien se mantendra constante, manteniendo el parametro de
%Rice dado K = 15

amplitud = [100 1.062 1.062 1.062 1.062 1.062 1.062 1.062 1.062 1.062 1.062 1.062
1.062 1.062 1.062 1.062 1.062 1.062 1.062 1.062]; %esta en lineal
%amplitud=zeros(1,20);amplitud(1)=10;

%La direccion de llegada se encuentra en un abanico de -90? a 90?, en este
%caso tambien generaremos una vez las direcciones de llegada y serviran
%para todos los simbolos

abanico = (180*rand(1,19))+90;

%Pasamos a radianes

fase_rad = (abanico(1,:)*pi)/180;

gammaRx = [cos(fase_rad(1,1:19)) , sin(fase_rad(1,1:19))];

%Pongo las componentes en forma de columna y ademas recordar que el rayo
%directo llega con componentes [0 0]

gammaRx = [-1 0 ; gammaRx(1,1:19)' gammaRx(1,20:38)'];

%Para obtener la posicion del movil tambien crearemos una aleatoriamente y
%servira para todos los simbolos

r_Rx_ini = [-1 0];

%Definimos la variable de tiempo 't' como (n_portadoras+prefijo ciclico)/BW
%A partir del ancho de banda y del delay maximo obtenemos el nº de muestras
%del prefijo ciclico, el resultado es de 24.5 muestras, pondremos algunas
%mas por precaución, en total tendremos 30. (ver Goldsmith pag. 371)

for a=2:n_simbolos

    t(1,a) = (a-1)*((n_portadoras + prefijo_ciclico)/BW);

end

t(1,1) = 0;

%Definimos la constante de velocidad, para arrival esta en 150 m/s seg?n
%AERONAUTICAL CHANNEL

velocidad = [150 0];

%A partir de la constante velocidad, la variable de tiempo y la posicion
%inicial r_Rx_ini, podemos formar el vector r_Rx

for b=1:n_simbolos

    r_Rx(b,:) = r_Rx_ini(1,:) + velocidad*t(1,b);

end

%Con todas estas variables ya podemos comenzar a buscar los parametros
%'A_i', habra un parametro para cada rayo y cada simbolo se ir?n
%actualizando
%En lugar de utilizar la frecuencia carry utilizaremos la frecuencia
```

```

%central, es decir le sumaremos BW/2 a la frecuencia de carry
f_central = f_carry + (BW/2);
vel_luz = 2.99e8;
for c=1:n_simbolos
    for d=1:20
        A_i(c,d) = amplitud(1,d)*exp(-
j*2*pi*f_carry*((gammaRx(d,:)*r_Rx(c,:).')/vel_luz)-delay(1,d));
    end
end

%-----
%A partir de BW se puede obtener el tiempo de muestreo, utilizando este
%tiempo de muestreo y conociendo el delay maximo, obtenemos en el numero de
%taps y este es 25, aunque pondremos unos pocos mas por precaucion, en
%total serán 30. (ver Goldsmith pag. 371)

n_taps = 30;
tap_value = 0;
for f=1:n_simbolos
    for tap=1:n_taps
        for e=1:length(delay)
            h_l(tap,e) = A_i(f,e)*sinc(((tap-1)-
(((gammaRx(e,:)*r_Rx(f,:).')/vel_luz)+delay(1,e))*BW));
            tap_value = tap_value + h_l(tap,e);
        end
        h(f,tap) = tap_value;
        tap_value = 0;
    end
end

%-----
%Ponemos los simbolos en columnas para la posterior convolucion

[r s] = size(simb_serie);
k = 1; %punter
for g=1:(n_portadoras+prefijo_ciclico):s
    simbols_OFDM(1,:) = simb_serie(1,(g:1:(g+(n_portadoras-1)+prefijo_ciclico)));
    OFDM_matrix(k,:) = simbols_OFDM(1,:);
    k = k+1;
end

%Ejecutamos la convolucion
for o=1:l:n_simbolos
    matriu_conv(o,:) = conv(OFDM_matrix(o,:),h(o,:));
end

%Ahora se trata de cojer las muestras que sobran de cada simbolo para
%sumarselo al siguiente simbolo

sobras = zeros(n_simbolos, n_portadoras+prefijo_ciclico); %la faig de la longitud dels
simbols per tal de despres poderla sumar amb la matriu de simbols OFDM

```

```

for q=1:1:n_simbolos
    l = 1; %punter
    for t=length(matriu_conv)+1-length(h)+1:1:length(matriu_conv(1,:))
        sobras(q,l) = matriu_conv(q,t);
        l = l+1;
    end
end
%Ahora que tenemos las sobras de cada simbolo ya se las podemos sumar al
%simbolo siguiente
matriu_conv = matriu_conv(1:1:n_simbolos,1:1:n_portadoras+prefijo_ciclico); %Agafem
nombres el nombre de mostres reals del simbol
for ab=2:1:n_simbolos
    for cd=1:1:length(matriu_conv)
        matriu_OFDM(ab,cd) = matriu_conv(ab,cd) + sobras((ab-1),cd);
    end
end
matriu_OFDM(1,:) = matriu_conv(1,:);
end

```

## 7.5. Simulación del escenario *on route*

```

function [matriu_OFDM, h] = canal_digital_on_route(simb_serie, n_simbolos,
n_portadoras, prefijo_ciclico, BW, f_carry)
%Para este canal tanto las atenuaciones de los caminos 'multipath' como los
%'delays' de cada camino se genereran SOLO una vez y ser?n los mismos para
%cada simbolo
%Para los 'delays' se utilizara la funci?n del paper AERONAUTICAL CHANNEL.
delay = [0      200e-6    200e-6    200e-6    200e-6    200e-6    200e-6    200e-6
200e-6    200e-6    200e-6    200e-6    200e-6    200e-6    200e-6    200e-6
200e-6    200e-6    200e-6];
%La amplitud tambien se mantendra constante, manteniendo el parametro de
%Rice dado K = 15
amplitud = [100 1.062 1.062 1.062 1.062 1.062 1.062 1.062 1.062 1.062 1.062 1.062
1.062 1.062 1.062 1.062 1.062 1.062 1.062 1.062]; %esta en lineal
%amplitud=zeros(1,20);amplitud(1)=10;
%La direccion de llegada se encuentra en un abanico de -90? a 90?, en este
%caso tambien generaremos una vez las direcciones de llegada y serviran
%para todos los simbolos
abanico = (3*rand(1,19))-1.5;
%Pasamos a radianes
fase_rad = (abanico(1,:)*pi)/180;
gammaRx = [cos(fase_rad(1,1:1:19)) , sin(fase_rad(1,1:1:19))];

```

```

%Pongo las componentes en forma de columna y ademas recordar que el rayo
%directo llega con componentes [0 0]

gammaRx = [-1 0 ; gammaRx(1,1:19)' gammaRx(1,20:38)'];

%Para obtener la posicion del movil tambien crearemos una aleatoriamente y
%servira para todos los simbolos

r_Rx_ini = [-1 0];

%Definimos la variable de tiempo 't' como (n_portadoras+prefijo ciclico)/BW
%A partir del ancho de banda y del delay maximo obtenemos el n° de muestras
%del prefijo ciclico, el resultado es de 24.5 muestras, pondremos algunas
%mas por precaución, en total tendremos 30. (ver Goldsmith pag. 371)

for a=2:n_simbolos
    t(1,a) = (a-1)*((n_portadoras + prefijo_ciclico)/BW);
end

t(1,1) = 0;

%Definimos la constante de velocidad, para arrival esta en 150 m/s seg?n
%AEERONAUTICAL CHANNEL

velocidad = [400 0];

%A partir de la constante velocidad, la variable de tiempo y la posicion
%inicial r_Rx_ini, podemos formar el vector r_Rx

for b=1:n_simbolos
    r_Rx(b,:) = r_Rx_ini(1,:) + velocidad*t(1,b);
end

%Con todas estas variables ya podemos comenzar a buscar los parametros
%'A_i', habra un parametro para cada rayo y cada simbolo se ir?n
%actualizando
%En lugar de utilizar la frecuencia carry utilizaremos la frecuencia
%central, es decir le sumaremos BW/2 a la frecuencia de carry

f_central = f_carry + (BW/2);

vel_luz = 2.99e8;

for c=1:n_simbolos
    for d=1:20
        A_i(c,d) = amplitud(1,d)*exp(-
j*2*pi*f_carry*((gammaRx(d,:) * r_Rx(c,:))'/vel_luz)-delay(1,d));
    end
end

%-----
%A partir de BW se puede obtener el tiempo de muestreo, utilizando este
%tiempo de muestreo y conociendo el delay maximo, obtenemos en el numero de
%taps y este es 25, aunque pondremos unos pocos mas por precaucion, en
%total serán 30. (ver Goldsmith pag. 371)

n_taps = 700;
tap_value = 0;

for f=1:n_simbolos
    for tap=1:n_taps
        for e=1:length(delay)
            h_l(tap,e) = A_i(f,e)*sinc(((tap-1)-
(((gammaRx(e,:) * r_Rx(f,:))'/vel_luz)+delay(1,e))*BW));
            tap_value = tap_value + h_l(tap,e);
        end
    end
end

```

```

%-----> auxiliar-----> h = A_i(1,1)*(sin(pi*(1-
((gammaRx(1,:)*r_Rx(1,:).')/vel_luz)-delay(1,1))*BW))/(pi*(1-
((gammaRx(1,:)*r_Rx(1,:).')/vel_luz)-delay(1,1))*BW));

    end

    h(f,tap) = tap_value;
    tap_value = 0;

    end
end

%-----
%Ponemos los simbolos en columnas para la posterior convolucion

[r s] = size(simb_serie);
k = 1; %punter
for g=1:(n_portadoras+prefijo_ciclico):s
    simbols_OFDM(1,:) = simb_serie(1,(g:(g+(n_portadoras-1)+prefijo_ciclico)));
    OFDM_matrix(k,:) = simbols_OFDM(1,:);
    k = k+1;
end

%Ejecutamos la convolucion
for o=1:1:n_simbolos
    matriu_conv(o,:) = conv(OFDM_matrix(o,:),h(o,:));
end

%Ahora se trata de cojer las muestras que sobran de cada simbolo para
%sumarselo al siguiente simbolo

sobras = zeros(n_simbolos, n_portadoras+prefijo_ciclico); %la faig de la longitud dels
simbols per tal de despres poderla sumar amb la matriu de simbols OFDM

for q=1:1:n_simbolos
    l = 1; %punter
    for t=length(matriu_conv)+1-length(h)+1:1:length(matriu_conv(1,:))
        sobras(q,l) = matriu_conv(q,t);
        l = l+1;
    end
end

%Ahora que tenemos las sobras de cada simbolo ya se las podemos sumar al
%simbolo siguiente

matriu_conv = matriu_conv(1:1:n_simbolos,1:1:n_portadoras+prefijo_ciclico); %Agafem
nomes el nombre de mostres reals del simbol

for ab=2:1:n_simbolos
    for cd=1:1:length(matriu_conv)
        matriu_OFDM(ab,cd) = matriu_conv(ab,cd) + sobras((ab-1),cd);
    end
end

matriu_OFDM(1,:) = matriu_conv(1,:);

end

```

### **Resumen:**

El entorno aéreo es, a día de hoy, uno de los escenarios más complicados a la hora de establecer enlaces de comunicación fiables. Esto es debido, principalmente, a las altas velocidades a las que circulan los aviones, que propician una gran degradación del rendimiento del sistema si no se estima de forma continua el canal. Además el entorno aéreo es susceptible a sufrir muchos otros efectos que provocan la degradación de la señal, como la difracción, la reflexión, etc. Por este motivo en este proyecto se hace un estudio de dos escenarios típicos de vuelo: *arrival* (aterriazje) y *on route* (vuelo en ruta). En el escenario *on route* los aviones circulan a más de el doble de velocidad que en el escenario *arrival*, de esta manera se podrá ver el efecto de sufrir un Doppler mayor. Para realizar el estudio se utiliza un sistema multiportadora con solapamiento de subcanales, **OFDM**, y se toman inicialmente parámetros típicos de la tecnología WiMAX, que se variarán con el objetivo de mejorar el rendimiento del sistema.

### **Resum:**

L'entorn aeri és, avui dia, un dels escenaris més complicats alhora d'establir enllaços de comunicació fiables. Això es degut, principalment, a les altes velocitats a les que circulen els avions, que propicia una gran degradació del rendiment del sistema si no s'estima de forma continua el canal. A més a més, l'entorn aeri es susceptible a patir molts altres efectes que provoquen la degradació de la senyal, com la difracció, la reflexió, etc. Per aquest motiu en aquest projecte es fa un estudi de dos escenaris típics del vol: *arrival* (aterratge) y *on route* (vol en ruta). A l'escenari *on route* els avions circulen a més del doble de velocitat que a l'escenari *arrival*, d'aquesta manera es podrà veure l'efecte de patir un Doppler major. Per realitzar l'estudi s'utilitza un sistema multiportadora amb solapament de subcanals, **OFDM**, i es prenen inicialment paràmetres típics de la tecnologia WiMAX, que es modificaran amb l'objectiu de millorar el rendiment del sistema.

### **Abstract:**

The aerial environment is, nowadays, one of the most difficult environments to set a reliable communication link. This is, mainly, because of the aircraft's high speed, what leads to a hard degradation of the system performance if the channel is not estimated continuously. Furthermore, aerial environment can easily suffer many others effects that causes signal degradation, like *diffraction*, *reflexion*, etc. Due to these difficulties, the purpose of this project is to study two typical phases of a flight: *arrival* and *on route*. At *on route*, the aircraft's speed is much more higher than at *arrival*, so it will be possible to see the effects of suffering a harder Doppler effect. In order to study the performance, it is used a multicarrier modulation with overlapping subchannels, **OFDM**, and initially typical WiMAX parameters will be used, but, in order to improve the performance of the system, initial parameters will be modified.

