



Universidad de  
Oviedo



# **ESCUELA POLITÉCNICA DE INGENIERÍA DE GIJÓN**

## **MÁSTER UNIVERSITARIO EN INGENIERÍA DE TELECOMUNICACIÓN**

**ÁREA DE TEORÍA DE LA SEÑAL Y LAS COMUNICACIONES**

**TRABAJO FIN DE MÁSTER Nº 202013**

**DISEÑO E IMPLEMENTACIÓN DE UNA MAQUETA DE  
COMUNICACIONES PARA UN SISTEMA BASADO EN EL  
ESTÁNDAR DIGITAL RADIO MONDIALE (DRM)**

**D. Eduardo Sánchez Muñoz**  
**TUTOR: D. Jesús Alberto López Fernández**

**FECHA: Julio 2020**



# ACRÓNIMOS

- ATSC – Advanced Television Systems Committee
- AWGN – Additive White Gaussian Noise
- CFO – Carrier Frequency Offset
- DAB – Digital Audio Broadcasting
- DFT – Discrete Fourier Transform
- DRM – Digital Radio Mondiale
- DVB-T – Digital Video Broadcasting - Terrestrial
- DSL – Digital Subscriber Line
- FFT – Fast Fourier Transform
- HE-AACv2 – High-Efficiency Advanced Audio Coding version 2
- IBOC – In-Band On-Channel
- ICI – Inter-Carrier Interference
- iDFT – Inverse Discrete Fourier Transform
- IIR – Infinite Impulse Response
- ISDB-T – Integrated Services Digital Broadcasting - Terrestrial
- ISI – Inter-Symbol Interference
- LTE – Long Term Evolution
- MP2 – MPEG Audio Layer II
- NTSC – National Television System Committee
- OFDM – Orthogonal Frequency-Division Multiplexing
- PAL – Phase Alternating Line
- QAM – Quadrature Amplitude Modulation
- QPSK – Quadrature Phase-Shift Keying
- SDR – Software Defined Radio



- SECAM – Séquentiel Couleur à Mémoire
- UMTS – Universal Mobile Telecommunications
- VHF – Very High Frequency
- VSB – Vestigial Side Band
- W-CDMA – Wideband Code Division Multiple Access



# NOTACIÓN

- $j$ : Unidad imaginaria.
- $x^*$ : Conjugado complejo de  $x$ .
- $\lfloor x \rfloor$ : Función suelo o redondeo hacia  $-\infty$ .  $\lfloor x \rfloor$  es un entero tal que  $0 \leq x - \lfloor x \rfloor < 1$ .
- $x \bmod y$ :  $x$  módulo  $y$ . Definido como  $x \bmod y = x - y \cdot \lfloor x/y \rfloor$ , siendo  $y > 0$ . Si  $x$  e  $y$  son enteros positivos,  $x \bmod y$  coincide con el resto de dividir  $x$  por  $y$ .
- $\text{DFT}_{N, n \rightarrow i} \{x[n]\}$ : Transformada discreta de Fourier de longitud  $N$ , siendo  $n$  la variable independiente en el dominio real e  $i$  la variable independiente en el dominio espectral.
- $\text{iDFT}_{N, i \rightarrow n} \{X[i]\}$ : Transformada discreta de Fourier inversa de longitud  $N$ , siendo  $n$  la variable independiente en el dominio real e  $i$  la variable independiente en el dominio espectral.
- $x(t) * y(t)$ : Convolución lineal en tiempo continuo entre  $x(t)$  y  $y(t)$ .
- $x[n] * y[n]$ : Convolución lineal en tiempo discreto entre  $x[n]$  y  $y[n]$ .
- $\delta[n]$ : Delta de Kronecker.



# ÍNDICE GENERAL

<b>1. Introducción</b>	<b>9</b>
1.1.- Objetivos . . . . .	9
1.2.- Antecedentes . . . . .	9
1.3.- Programación temporal . . . . .	11
1.4.- Estructura de la memoria . . . . .	11
<b>2. Sistemas multiportadora</b>	<b>13</b>
2.1.- Introducción . . . . .	13
2.2.- Sistemas OFDM . . . . .	14
2.2.1.- Transmisión . . . . .	14
2.2.2.- Recepción . . . . .	15
2.3.- Efectos en canal multitrayecto y prefijo cíclico . . . . .	16
2.4.- Numeración de subportadoras . . . . .	17
2.5.- Parámetros en tiempo discreto y en tiempo continuo . . . . .	18
<b>3. Sistema DRM</b>	<b>20</b>
3.1.- Resumen del sistema . . . . .	20
3.2.- Variante implementada . . . . .	22
<b>4. Algoritmos</b>	<b>24</b>
4.1.- Detección de modo y sincronización de símbolo . . . . .	24
4.2.- Sincronización de trama . . . . .	25
4.3.- Estimación de la respuesta del canal . . . . .	27
<b>5. Implementación con GNU Radio</b>	<b>30</b>
5.1.- Introducción . . . . .	30
5.2.- Transmisor . . . . .	30
5.3.- Receptor . . . . .	31
5.4.- Modelo del canal . . . . .	33
5.5.- Interfaz gráfica . . . . .	34
<b>6. Resultados</b>	<b>37</b>
6.1.- Canal 1 . . . . .	37
6.2.- Canal 2 . . . . .	38
6.3.- Canal 3 . . . . .	41
6.4.- Canal 4 . . . . .	43
6.5.- Canal 5 . . . . .	44



<b>7. Conclusiones y líneas futuras</b>	<b>46</b>
7.1.- Conclusiones . . . . .	46
7.2.- Líneas futuras . . . . .	47
<b>Referencias</b>	<b>48</b>



# ÍNDICE DE FIGURAS

<b>Capítulo 1. Introducción</b>	<b>9</b>
Figura 1.1.- Diagrama de Gantt de la planificación temporal de este trabajo. . . . .	11
<b>Capítulo 2. Sistemas multiportadora</b>	<b>13</b>
Figura 2.1.- Esquema del transmisor OFDM. . . . .	15
Figura 2.2.- Esquema del receptor OFDM. . . . .	16
Figura 2.3.- Representación de la numeración de subportadoras. . . . .	18
<b>Capítulo 3. Sistema DRM</b>	<b>20</b>
<b>Capítulo 4. Algoritmos</b>	<b>24</b>
Figura 4.1.- Patrón de celdas usadas para la estimación de respuesta del canal. . . . .	28
Figura 4.2.- Patrón de estimación de respuesta del canal después de realizar la interpolación. . . . .	29
<b>Capítulo 5. Implementación con GNU Radio</b>	<b>30</b>
Figura 5.1.- Pestaña de espectro de la interfaz gráfica. . . . .	35
Figura 5.2.- Pestaña con el resultado de (4.3) de la interfaz gráfica. La notación “ $Corr_m$ ” usada en esta interfaz equivale a $d'_m[n]$ . . . . .	35
Figura 5.3.- Pestaña de constelación de la interfaz gráfica. . . . .	36
<b>Capítulo 6. Resultados</b>	<b>37</b>
Figura 6.1.- Proporción de tramas sincronizadas correctamente en función de la relación señal a ruido en el canal 1 con $K = 3$ . . . . .	38
Figura 6.2.- Proporción de tramas decodificadas correctamente en función de la relación señal a ruido en el canal 1 con $K = 3$ . . . . .	38
Figura 6.3.- Proporción de tramas sincronizadas correctamente en función de la relación señal a ruido en el canal 2 con $K = 3$ . . . . .	39
Figura 6.4.- Proporción de tramas decodificadas correctamente en función de la relación señal a ruido en el canal 2 con $K = 3$ . . . . .	39
Figura 6.5.- Proporción de tramas sincronizadas correctamente en función de la relación señal a ruido en el canal 2 con el modo A y variando $K$ . . . . .	40
Figura 6.6.- Proporción de tramas decodificadas correctamente en función de la relación señal a ruido en el canal 2 con el modo A y variando $K$ . . . . .	40
Figura 6.7.- Proporción de tramas sincronizadas correctamente en función de la relación señal a ruido en el canal 3 con $K = 3$ . . . . .	41



Figura 6.8.- Proporción de tramas decodificadas correctamente en función de la relación señal a ruido en el canal 3 con $K = 3$ . . . . .	41
Figura 6.9.- Proporción de tramas sincronizadas correctamente en función de la relación señal a ruido en el canal 3 con el modo B y variando $K$ . . . . .	42
Figura 6.10.- Proporción de tramas decodificadas correctamente en función de la relación señal a ruido en el canal 3 con el modo B y variando $K$ . . . . .	43
Figura 6.11.- Proporción de tramas sincronizadas correctamente en función de la relación señal a ruido en el canal 4 con $K = 3$ . . . . .	44
Figura 6.12.- Proporción de tramas decodificadas correctamente en función de la relación señal a ruido en el canal 4 con $K = 3$ . . . . .	44
Figura 6.13.- Proporción de tramas sincronizadas correctamente en función de la relación señal a ruido en el canal 5 con $K = 3$ . . . . .	45
Figura 6.14.- Proporción de tramas decodificadas correctamente en función de la relación señal a ruido en el canal 5 con $K = 3$ . . . . .	45
<b>Capítulo 7. Conclusiones y líneas futuras</b>	<b>46</b>





# ÍNDICE DE TABLAS

<b>Capítulo 1. Introducción</b>	<b>9</b>
<b>Capítulo 2. Sistemas multiportadora</b>	<b>13</b>
<b>Capítulo 3. Sistema DRM</b>	<b>20</b>
Tabla 3.1.- Parámetros de los modos A, B, C y D del sistema DRM. . . . .	20
Tabla 3.2.- Parámetros de los modos A, B, C, D usados en la implementación. . . . .	22
<b>Capítulo 4. Algoritmos</b>	<b>24</b>
<b>Capítulo 5. Implementación con GNU Radio</b>	<b>30</b>
Tabla 5.1.- Valores de los 5 modelos de canal definidos en [17]. . . . .	34
<b>Capítulo 6. Resultados</b>	<b>37</b>
<b>Capítulo 7. Conclusiones y líneas futuras</b>	<b>46</b>



# 1. INTRODUCCIÓN

## 1.1.- Objetivos

El objetivo de este Trabajo de Fin de Máster es la implementación de un sistema de comunicaciones digital OFDM (Orthogonal Frequency-Division Multiplexing) usando GNU Radio [1], un entorno de desarrollo de radio definida por software (SDR – Software Defined Radio). El sistema implementado es de tipo radiodifusión, donde la comunicación es unidireccional. El transmisor transmite continuamente y no tiene ninguna información de los posibles receptores. El receptor debe ser capaz de empezar a recibir en cualquier momento.

El sistema implementado se basa en la capa física del sistema DRM (Digital Radio Mondiale), un sistema de radio digital cuyas características se describen en el capítulo 3. La principal motivación para basarse en este sistema es la existencia de diferentes modos de funcionamiento. Cada uno de esos modos funciona con diferentes parámetros y el receptor debe identificarlos para funcionar correctamente. La implementación de un algoritmo con este propósito es uno de los objetivos de este trabajo. El desarrollo del trabajo también implica el diseño e implementación de algoritmos de sincronización y estimación de la respuesta de canal, los cuales también son esenciales para el correcto funcionamiento del sistema en un escenario no ideal.

El sistema implementado se evaluará mediante simulaciones usando diferentes modelos de canal y relaciones señal a ruido. La evaluación se realiza mediante la tasa de tramas sincronizadas correctamente y la tasa de tramas decodificadas correctamente, es decir, aquellas que no presentan ningún bit erróneo después de realizar la corrección de errores.

## 1.2.- Antecedentes

Hoy en día, OFDM es uno de los tipos de sistema de comunicaciones digitales más usados. Esto se debe a las ventajas que presenta este sistema en determinados escenarios de comunicaciones, aspecto que se profundizará en el capítulo 2. En algunos casos, sistemas de comunicaciones digitales han pasado a usar OFDM en sus generaciones más recientes. Por ejemplo, las comunicaciones móviles de tercera generación (UMTS – Universal Mobile Telecommunications System) usan la modulación QPSK (Quadrature Phase-Shift Keying) junto con W-CDMA (Wideband Code Division Multiple Access) [2]. En cambio, la cuarta generación de comunicaciones móviles (LTE – Long Term Evolution) hace uso de OFDM en el enlace descendente [3]. Otro ejemplo se encuentran en las redes inalámbricas de área local (Wi-Fi), donde los primeros estándares, IEEE 802.11-1997 y IEEE 802.11b hacían uso de DSSS (Direct-Sequence Spread Spectrum), pero las siguientes versiones pasaron a usar OFDM junto con FHSS (Frequency-Hopping Spread Spectrum) [4]. Por otro lado, otros



sistemas de comunicaciones analógicos han sido sustituidos por sistemas digitales. Un ejemplo claro es la radiodifusión de televisión terrestre. Los sistemas analógicos, (PAL – Phase Alternating Line, NTSC – National Television System Committee y SECAM – Séquentiel Couleur à Mémoire) han sido sustituidos por sistemas digitales en gran parte del mundo por los estándares DVB-T (Digital Video Broadcasting - Terrestrial), ATSC (Advanced Television Systems Committee) y ISDB-T (Integrated Services Digital Broadcasting - Terrestrial) [5, 6, 7]. Los sistemas DVB-T y ISDB-T hacen uso de OFDM [8, 9]. El sistema ATSC usa la modulación 8-VSB (Vestigial Side Band) en sus dos primeras versiones. Sin embargo, en la tercera versión del estándar pasa a usar OFDM [10].

En cuanto a la radiodifusión de audio, en la actualidad siguen predominando los sistemas analógicos (radio AM y FM). Se han desarrollado algunos sistemas digitales con el objetivo de sustituir a los analógicos, el despliegue y uso no es tan extendido como en el caso de la televisión. Los sistemas de radio digital estandarizados en la actualidad son:

- DAB (Digital Audio Broadcasting), también denominado Eureka 147. Cada transmisión usa un ancho de banda de aproximadamente 1.4 MHz, donde se multiplexan varios canales [11]. El sistema usa el códec de audio MP2 (MPEG Audio Layer II) [12], el cual no proporciona una mejora de calidad de audio respecto a la radio FM, siendo este uno de los principales inconvenientes de este sistema [13]. Esto se solucionó en una versión mejorada del estándar, DAB+, donde se pasó a usar un códec más moderno, HE-AACv2 (High-Efficiency Advanced Audio Coding version 2) [14].
- IBOC (In-Band On-Channel), también conocido como HD Radio. También usa OFDM y está pensado para ser usado en transmisiones simulcast, donde se usa el mismo canal para transmitir una versión analógica (AM o FM) junto con una versión digital [15, 16].
- DRM (Digital Radio Mondiale) que, como se mencionó anteriormente, se usa como base en este trabajo. El estándar [17] define, dos variantes. Ambas variantes usan OFDM, al igual que los sistemas mencionados anteriormente. Una variante, denominada DRM30, está diseñada para funcionar en las bandas de radio AM. La otra se conoce como DRM+ y está diseñada para funcionar en la banda de radio FM. Como se mencionó anteriormente, se escogió este sistema como base de este trabajo porque puede usar diferentes modos de funcionamiento. Otros motivos para elegir este sistema son el ser un estándar abierto, por lo que se pueden consultar todos los detalles del mismo sin necesidad de adquirir una licencia, y la necesidad de realizar estimación de la respuesta del canal (por tanto, el desarrollo e implementación de un algoritmo con este propósito también puede formar parte de este trabajo), lo cual no es necesario en DAB al usar una modulación diferencial.

## 1.3.- Programación temporal

El desarrollo de este trabajo se ha llevado a cabo a lo largo del segundo cuatrimestre del curso 2019-2020, realizando las tareas que se muestran en el diagrama de Gantt de la figura 1.1. En primer lugar, se ha buscado información sobre el sistema DRM. A continuación se ha buscado un algoritmo de detección de modo y sincronización de símbolo para ser posteriormente implementado. Después, se ha desarrollado e implementado un algoritmo de sincronización de trama. Posteriormente, se ha desarrollado e implementado un algoritmo de estimación de respuesta del canal. Finalmente, se ha procedido a la redacción de esta memoria y, al mismo tiempo, a la obtención de resultados.

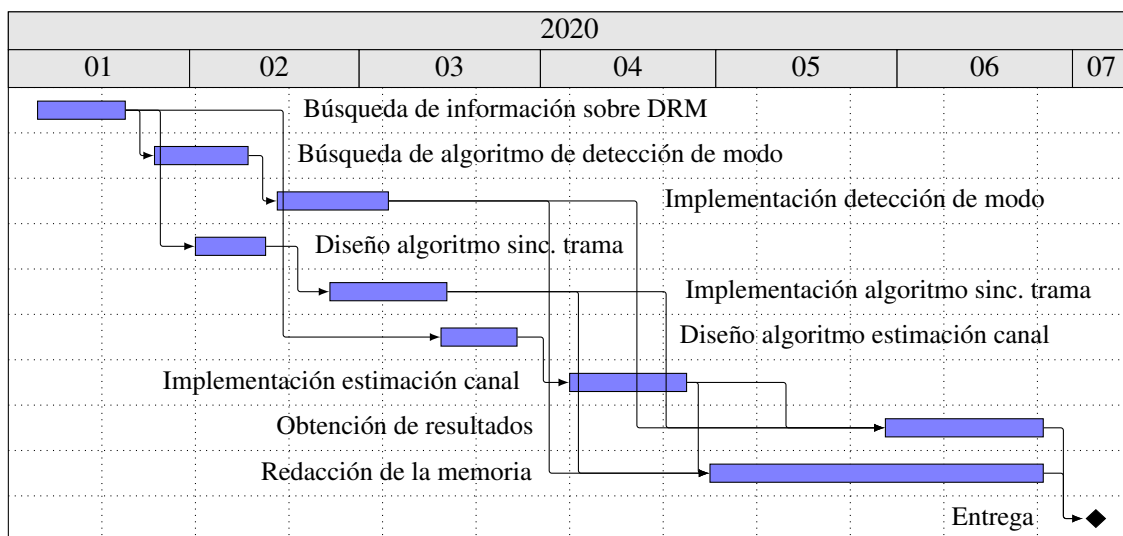


Figura 1.1.- Diagrama de Gantt de la planificación temporal de este trabajo.

## 1.4.- Estructura de la memoria

La memoria de este trabajo se divide en varios capítulos. En el capítulo 2 se introduce el concepto de sistema multiportadora, así como las motivaciones para hacer uso de este tipo de sistemas. También se describe el caso particular de OFDM, mostrando esquemas y expresiones de transmisor y receptor. En el capítulo 3 se resumen algunos aspectos del estándar de DRM que resultan de interés para el desarrollo de este trabajo. En este mismo capítulo también se describe la variante que ha sido implementada. En el capítulo 4 se describen los algoritmos usados para realizar la detección de modo, la sincronización y la estimación de respuesta del canal. Como se mencionó anteriormente, la función de estos algoritmos es esencial para poder realizar una recepción correcta. En el capítulo 5 se describe la implementación del sistema usando GNU Radio. En particular, se describen los bloques de procesamiento digital de señal que se han desarrollado para la implementación del transmisor y del receptor.



También se indican los modelos de canal que serán usados en la simulaciones para la evaluación del rendimiento del sistema. Además, se muestran capturas de la interfaz gráfica del sistema implementado en GNU Radio. En el capítulo 6 se muestran los resultados obtenidos en las simulaciones, donde se evalúa la proporción de tramas sincronizadas y decodificadas correctamente en función de la relación señal a ruido y en diferentes canales. Finalmente, en el capítulo 7 se recogen las conclusiones, además de proponer posibles líneas futuras como continuación de este trabajo.



## 2. SISTEMAS MULTIPORTADORA

En este capítulo se presenta el concepto de modulación multiportadora, las motivaciones para usar este tipo de modulación y OFDM, el tipo de modulación multiportadora más utilizado en la actualidad.

### 2.1.- Introducción

En un sistema de sistema de comunicaciones digitales, dados una constelación y un código corrector de errores, la velocidad de transmisión es proporcional al ancho de banda e inversamente proporcional al periodo de símbolo. Un canal de comunicaciones multitrayecto, donde la señal recibida está formada por la superposición de diferentes contribuciones de la señal recibida con diferente retardos. Cuando la diferencia temporal entre estos retardos, denominada dispersión del retardo, no es despreciable, se produce el solapamiento entre diferentes símbolos de la secuencia, efecto conocido como interferencia entre símbolos (ISI - Inter-Symbol Interference), el cual degrada el rendimiento del sistema. Este efecto se observa en el dominio espectral como una respuesta del canal no plana dentro del ancho de banda de la señal.

Para contrarrestar este efecto, se usa la ecualización o la igualación del canal, la cual intenta invertir los efectos del canal multicamino. Sin embargo, cuando la dispersión del retardo es del orden de varios periodos de símbolo, el rendimiento de esta técnica disminuye. Por eso, muchos sistemas de comunicaciones que deben hacer frente a grandes dispersiones del retardo hacen uso de modulaciones multiportadora. En estos sistemas, la señal se divide en señales con menor ancho de banda (cada una de ellas denominada subportadora), las cuales se transmiten en canales adyacentes. Con esto se consigue aumentar el periodo de símbolo en un factor igual al número de subportadoras, por lo que la proporción entre la dispersión del retardo y el periodo de símbolo se reduce.

Otra ventaja que aporta los sistemas multiportadora es la posibilidad de usar una modulación distinta en cada subportadora. Esto permite usar modulaciones con mayor inmunidad al ruido en las subportadoras que sufran una menor relación señal a ruido (por ejemplo, debido a interferencias o a que se encuentre en una banda que sufre mayor atenuación), mientras que las subportadoras con mayor relación señal a ruido pueden usar modulaciones con mayor velocidad de transmisión. Los sistemas de línea de abonado digital (DSL – Digital Subscriber Line) suelen hacer uso de esta técnica [18].



## 2.2.- Sistemas OFDM

OFDM es el tipo de sistema multiportadora más utilizado en la actualidad. Se caracteriza por poder ser implementado eficientemente, tanto en transmisión como en recepción, así como por la capacidad de eliminar completamente los efectos del canal multirrayecto en determinadas condiciones que se describirán más adelante. Se denominará como  $N$  al número máximo de subportadoras, sin que sea necesario que todas las subportadoras estén siempre en uso. Con el objetivo de simplificar las definiciones matemáticas,  $N$  será siempre un número par. En tiempo continuo, se usará  $T$  para denominar el periodo de símbolo.

### 2.2.1.- Transmisión

En el proceso de transmisión, se parte de una secuencia de vectores  $\vec{A}[l]$ , donde el elemento  $i$ -ésimo se denota como  $A_i[l]$ . Cada uno de estos valores representa la amplitud y fase de la subportadora  $i$ -ésima del símbolo  $l$ -ésimo, siendo  $0 \leq i < N$ ,  $-\infty < l < \infty$  (considerando una secuencia de duración infinita). Para cada vector  $\vec{A}[l]$ , se calcula la transformada discreta de Fourier inversa (iDFT – Inverse Discrete Fourier Transform), según

$$a_j[l] = \underset{N, i \rightarrow j}{\text{iDFT}} \{A_i[l]\} = \sum_{i=0}^{N-1} A_i[l] \cdot e^{j2\pi \frac{i}{N}j}, \quad (2.1)$$

dando lugar a una secuencias de vectores  $\vec{a}[l]$ , donde  $a_j[l]$  es el elemento  $j$ -ésimo de cada vector. Esta secuencia pasa por un conversor serie a paralelo, dando lugar a una única secuencia  $s[n]$ :

$$s[l \cdot N + j] = a_j[l]. \quad (2.2)$$

Dado que  $0 \leq j < N$ , se puede sustituir  $j = n \bmod N$  y  $l = (n - n \bmod N)/N = \lfloor n/N \rfloor$ , por lo que la expresión anterior se puede expresar en función de  $n$ :

$$s[n] = a_{n \bmod N}[\lfloor n/N \rfloor] = \sum_{i=0}^{N-1} A_i[\lfloor n/N \rfloor] \cdot e^{j2\pi \frac{i}{N}(n \bmod N)}. \quad (2.3)$$

Esta secuencia se corresponde con la envolvente compleja discreta de la señal transmitida. Finalmente, se obtiene la envolvente compleja en tiempo continuo,  $\bar{s}(t)$ , usando un filtro interpolador con respuesta  $g(t)$ :

$$\bar{s}(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} g(t - nT/N) \cdot s[n], \quad (2.4)$$

siendo  $T/N$  el periodo de muestreo. En la figura 2.1 se muestra un esquema del transmisor OFDM.

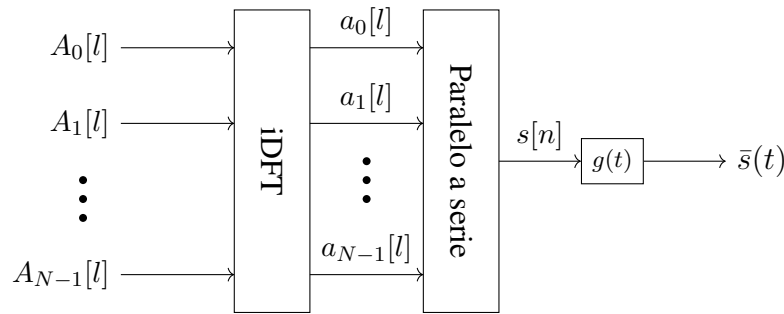


Figura 2.1.- Esquema del transmisor OFDM.

## 2.2.2.- Recepción

Para la recepción, se parte de la envolvente compleja en tiempo continuo,  $\bar{r}(t)$ . La envolvente compleja en tiempo discreto,  $r[n]$ , se obtiene usando un muestreo con periodo  $T/N$  y un filtro antialiasing con respuesta  $g^*(-t)$ :

$$r[n] = \bar{r}(t) * g^*(-t) \Big|_{t=nT/N} . \quad (2.5)$$

Al ser  $g(t)$  un filtro causal,  $g^*(-t)$  no lo es. Sin embargo, se puede convertir en causal aplicando un retardo  $t_g$  a la respuesta del mismo. Este retardo debe ser igual o mayor a la memoria del filtro  $g(t)$ . De igual manera, se aplica el mismo retardo al instante de muestreo:

$$r[n] = \bar{r}(t) * g^*(t_g - t) \Big|_{t=t_g+nT/N} . \quad (2.6)$$

Usando un conversor serie a paralelo, se convierte la secuencia  $r[n]$  en una secuencia de vectores de longitud  $N$ ,  $\vec{r}[l]$ , donde  $r_j[l]$  es el elemento  $j$ -ésimo de cada vector:

$$r_j[l] = r[l \cdot N + j] \quad (2.7)$$

Para cada vector  $r_j[l]$ , se calcula la transformada discreta de Fourier directa (DFT – Discrete Fourier Transform), dando lugar a una nueva secuencia de vector,  $\vec{R}[l]$ :

$$R_i[l] = \text{DFT}_{N, j \rightarrow i} \{r_j[l]\} = \frac{1}{N} \sum_{j=0}^{N-1} r_j[l] \cdot e^{-j2\pi \frac{j}{N} i} = \frac{1}{N} \sum_{j=0}^{N-1} r[l \cdot N + j] \cdot e^{-j2\pi \frac{j}{N} i} \quad (2.8)$$

Siendo  $R_i[l]$  el elemento  $i$ -ésimo del vector  $\vec{R}[l]$ . Estos valores representan la amplitud y fase de la subportadora  $i$ -ésima del símbolo  $l$ -ésimo, recuperadas de la señal recibida. En el caso de transmisión ideal (sin ruido y sin que la señal recibida se haya visto afectada por el canal), se tendrá que  $R_i[l] = A_i[l]$ . Sin embargo, en un caso real la secuencia recibida diferirá de la transmitida debido al ruido y a la respuesta del canal. Finalmente, los valores  $R_i[l]$  pasan por un decisor. Dado que  $A_i[l]$  toma valores dentro un conjunto discreto, el decisor obtiene una estimación  $\hat{A}_i[l]$  del valor transmitido  $A_i[l]$  a partir de  $R_i[l]$ . En la figura 2.2 se muestra un esquema del receptor OFDM descrito.



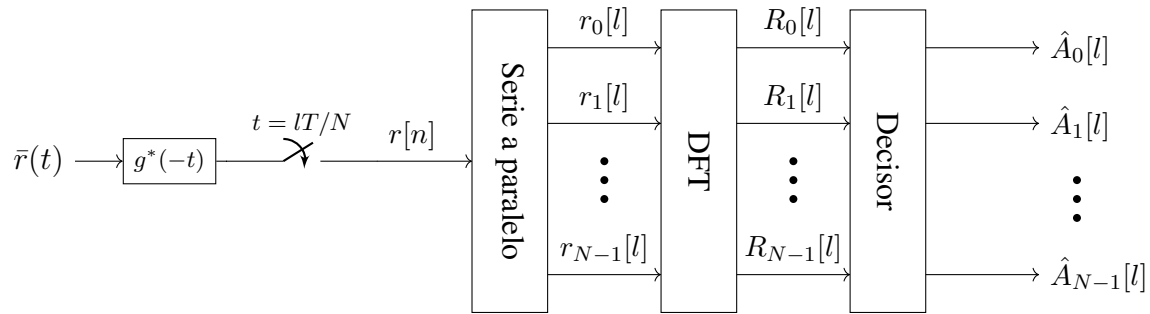


Figura 2.2.- Esquema del receptor OFDM.

## 2.3.- Efectos en canal multitrayecto y prefijo cíclico

Cuando una señal OFDM atraviesa un canal multitrayecto variante en el tiempo, las envolvente compleja discretas transmitida,  $s[n]$  y recibida,  $r[n]$ , se pueden relacionar mediante la siguiente expresión:

$$r[n] = \sum_{m=0}^{\infty} s[n-m] \cdot h[m;n] + n[n], \quad (2.9)$$

donde  $h[m;n]$  es el conjunto de respuestas al impulso del canal variante en el tiempo y  $n[n]$  es un término de ruido blanco. Dado que dichas respuestas son causales,  $h[m;n] = 0$  cuando  $m < 0$ . Además, se considera que la respuesta se mantiene constante o presenta una variación despreciable durante un periodo de símbolo, es decir,  $h[m;n] \approx h[m;n+k]$  para  $0 \leq k < N$ .

Esta respuesta da lugar a que los valores transmitidos,  $A_i[l]$ , y recibidos,  $R_i[i]$ , se relacionen mediante la siguiente expresión:

$$R_i[l] = \sum_{i'=0}^{N-1} \sum_{l'=-\infty}^l A_{i'}[l'] \cdot H_{i,i'}[l;l'] + n_i[l]. \quad (2.10)$$

$n_i[l]$  es un término de ruido blanco, mientras que los coeficientes  $H_{i,i'}[l;l']$  indican la interferencia que la subportadora  $i'$  del símbolo  $l'$  causa en la subportadora  $i$  del símbolo  $l$ . Los valores de estos coeficientes dependen de la respuesta del canal,  $h[m;n]$ . Dado que la respuesta es causal, un símbolo no puede interferir en símbolos anteriores, por lo que  $H_{i,i'}[l;l'] = 0$  cuando  $l < l'$ . En base a esta expresión, además de una posible interferencia entre símbolos, también puede existir interferencia entre subportadoras (ICI – Inter-Carrier Interference).

La ISI y la ICI se pueden eliminar completamente en determinadas condiciones realizando una modificación sobre el sistema anterior. Esta modificación consiste en la inserción de un prefijo cíclico, con una longitud de  $L$  muestras, al comienzo de cada símbolo. En este prefijo se copian las  $L$  últimas muestras del símbolo al comienzo del mismo. De esta forma,



la expresión del receptor (2.3) se transforma en

$$s[n] = a_{n \bmod (N+L)-L}[\lfloor n/(N+L) \rfloor] = \sum_{i=0}^{N-1} A_i[\lfloor n/(N+L) \rfloor] \cdot e^{j2\pi \frac{i}{N} [n \bmod (N+L)-L]}, \quad (2.11)$$

donde  $a_j[l]$  sigue siendo una iDFT de longitud  $N$ . Para esta definición, se aprovecha la propiedad de periodicidad de la iDFT. En el receptor, este prefijo cíclico se descarta, de modo que la expresión (2.8) se modifica de la siguiente forma:

$$R_i[l] = \underset{N, j \rightarrow i}{\text{DFT}} \{r_j[l]\} = \frac{1}{N} \sum_{j=0}^{N-1} r[l \cdot (N+L) + L + j] \cdot e^{-j2\pi \frac{j}{N} i} \quad (2.12)$$

Así, si la respuesta en tiempo discreto del canal tiene una longitud de  $L+1$  muestras o menor, se elimina la ISI y la ICI, de forma que  $H_{i,i'}[l; l'] = 0$  cuando  $i \neq i'$  o  $l \neq l'$ . Para este caso, se define  $H_i[l] = H_{i,i}[l; l]$  y la relación entre  $R_i[l]$  y  $A_i[l]$  es

$$R_i[l] = A_i[l] \cdot H_i[l] + n_i[l], \quad (2.13)$$

donde  $H_i[l]$  es la DFT de longitud  $N$  de la respuesta del canal en el instante del símbolo  $l$ -ésimo. Los valores de  $R_i[l]$  corregidos,  $\tilde{R}_i[l]$ , se pueden calcular de forma sencilla,

$$\tilde{R}_i[l] = \frac{R_i[l]}{\hat{H}_i[l]}, \quad (2.14)$$

siendo  $\hat{H}_i[l]$  una estimación de  $H_i[l]$ . En el apartado 4.3 se explicará un algoritmo para obtener dicha estimación. Cabe destacar que este algoritmo estima directamente los valores  $\hat{H}_i[l]$ , sin necesidad de conocer o estimar previamente  $h[m; n]$ .

Dada la ventaja que aporta el prefijo cíclico, lo habitual es que los sistemas OFDM siempre hagan uso del mismo, por lo que de ahora en adelante se considerará siempre OFDM con prefijo cíclico.

## 2.4.- Numeración de subportadoras

Hasta ahora, se ha hablado de un sistema con hasta  $N$  subportadoras, numeradas desde 0 hasta  $N-1$ . La subportadora  $i=0$  es la subportadora central, mientras que las subportadoras  $1 \leq i \leq N/2-1$  se encuentran en frecuencias por encima de la subportadora central y las subportadoras  $N/2+1 \leq i \leq N-1$  se encuentran por debajo de la subportadora central, siendo  $i=N$  la inmediatamente inferior. Debido a los efectos de aliasing en las señales de tiempo discreto, la subportadora  $i=N/2$  presenta la mitad superior de su espectro en el extremo inferior del espectro de la señal OFDM, mientras que la mitad inferior del espectro de dicha subportadora se sitúa en el extremo superior del extremo.

Esta numeración se usa debido a que las DFT/iDFT se suelen calcular mediante una FFT (Fast Fourier Transform), la cual operan sobre el periodo  $0 \leq i \leq N-1$  de la DFT. Sin



embargo, en muchos casos puede resultar más intuitivo referirse a las subportadoras usando los índices correspondientes al periodo  $-N/2 \leq i \leq N/2$ , de forma que las subportadoras que se encuentran en frecuencias inferiores a la central tienen índices negativos. En la figura 2.3 se representa ambas numeraciones.

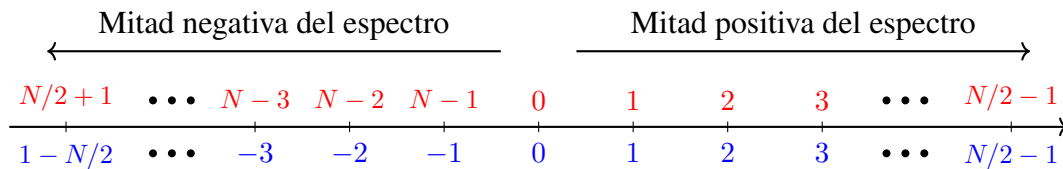


Figura 2.3.- Representación de la numeración de subportadoras. En rojo se muestra la numeración usando el periodo  $0 \leq i < N$  de la DFT. En azul se muestra la numeración con el periodo  $-N/2 \leq i < N/2$ .

Un sistema no tiene por qué tener las  $N$  subportadoras activas. Es posible “apagar” una subportadora haciendo que su amplitud sea cero  $A_i[l] = 0$ . Habitualmente se apagan las subportadoras de los extremos, incluyendo la subportadora  $i = N/2$ . Esto simplifica las conversiones digital-a-analógico y analógico-a-digital, ya que estas causan distorsión en las subportadoras de los extremos.

## 2.5.- Parámetros en tiempo discreto y en tiempo continuo

La descripción de OFDM realizada en este capítulo se ha basado principalmente en parámetros en tiempo discreto. En particular, estos parámetros son  $N$  y  $L$ ). El periodo de símbolo en tiempo discreto es de  $N + L$  muestras, donde las  $L$  primeras muestras forman el prefijo cíclico y las  $N$  restantes se corresponden con la denominada “parte útil” del símbolo.

En tiempo discreto, se denominará  $T_L$  a la duración del prefijo cíclico y  $T$  a la duración de la parte útil del símbolo, de forma que el periodo de símbolo es  $T' = T + T_L$ . La separación entre subportadoras se denominará  $\Delta f$ .

Si se usa una velocidad de muestreo  $f_s$ , las relaciones entre los parámetros en tiempo discreto y tiempo continuo vienen dadas por

$$T = \frac{N}{f_s}, \quad (2.15)$$

$$\Delta f = \frac{f_s}{N}, \quad (2.16)$$

$$T_L = \frac{L}{f_s}, \quad (2.17)$$



$$T' = \frac{N + L}{f_s}. \quad (2.18)$$



## 3. SISTEMA DRM

DRM (Digital Radio Mondiale) es un estándar de radio digital. Este sistema se caracteriza por usar OFDM y está diseñado para funcionar en las bandas de radio analógica (AM y FM). En este capítulo se resumen los aspectos del estándar que son de interés para la realización de este trabajo. Una descripción completa y detallada del estándar se puede encontrar en [17].

### 3.1.- Resumen del sistema

La versión actual del estándar [17] define cinco modos de funcionamiento. Los modos A, B, C y D están diseñados para funcionar en las bandas de radio AM (onda larga, media y corta), mientras que el modo E está diseñado para funcionar en la banda de radio FM (VHF – Very High Frequency). En todos los modos, la señal consiste en un flujo continuo de tramas con un número fijo de símbolos OFDM cada una. Dado que uno de los objetivos de este trabajo es identificar el modo de funcionamiento, se describirán únicamente los modos que funcionan en la banda de AM (A, B, C, D), dado que para la banda de FM solo se define el modo E, por lo que no resulta de interés para este trabajo.

Estos modos se distinguen por usar diferentes separaciones entre subportadoras y longitudes de prefijo cíclico. En la tabla 3.1 se muestran los parámetros principales de cada uno de estos modos. Se muestran los parámetros en tiempo continuo, al igual que como se especifica en el estándar. El parámetro  $M$  se refiere al número de símbolos por trama. Cabe destacar que la duración de una trama ( $T' \cdot M$ ) es de 400 ms en los cuatro modos. El receptor debe ser capaz de identificar el modo de funcionamiento.

Modo	$\Delta f$ [Hz]	$T$ [ms]	$T_L$ [ms]	$T'$ [ms]	$M$
A	41.67	24	2.67	26.67	15
B	46.88	21.33	5.33	26.67	15
C	68.18	14.67	5.33	20	20
D	107.14	9.33	7.33	16.67	24

Tabla 3.1.- Parámetros de los modos A, B, C y D del sistema DRM. Se muestra la separación entre subportadoras ( $\Delta f$ ), la duración de la parte útil del símbolo ( $T$ ), la duración del prefijo cíclico ( $T_L$ ), el periodo de símbolo ( $T' = T + T_L$ ) y el número de símbolos por trama ( $M$ ).

Los modos A y B pueden funcionar con anchos de banda de 9 kHz y 10 kHz, dado que el sistema está diseñado para funcionar en zonas con canalización de 9 kHz (regiones ITU 1 y 3) y 10 kHz (región ITU 2). También pueden usar anchos de banda que ocupen medio canal (4.5 kHz y 5 kHz) o dos canales contiguos (18 kHz y 20 kHz). Por otro lado, los modos C y D únicamente pueden funcionar con anchos de banda de 10 kHz y 20 kHz. Estos diferentes



anchos de banda se consiguen activando un mayor o menor número de subportadoras. Como se puede observar, en cada modo se disminuye el periodo de símbolo al mismo tiempo que se aumenta la longitud. Esto hará que disminuya la eficiencia espectral, es decir, la capacidad del sistema respecto al ancho de banda, porque aumenta la proporción del tiempo consumido por el prefijo cíclico. Sin embargo, el aumento de la duración del prefijo cíclico permite que el sistema funcione con dispersiones del retardo mayores, mientras que la disminución del periodo de símbolo lo hace más resistente frente a canales variantes en el tiempo y con efecto Doppler.

En el estándar se usa el término celda (*cell*) para referirse a una subportadora en un símbolo, de forma que una celda viene referida por el índice del símbolo,  $l$ , y el índice de la subportadora,  $i$ . Se usará la notación  $(l, i)$  para hacer referencia a una celda. Cada trama presenta una determinada estructura, donde las celdas se usan para diferentes propósitos:

- *Celdas de servicio principal*: la mayoría de celdas son de este tipo y se usan para transmitir la carga útil. Estas celdas se modulan con 16-QAM (Quadrature Amplitude Modulation) o 64-QAM. El número total de celdas de este tipo depende del modo de funcionamiento y del ancho de banda.
- *Celdas de descripción del servicio*: se usan para describir la estructura y formato de la información transmitida por las celdas de servicio principal.
- *Celdas de acceso rápido*: se usan para proporcionar información esencial para decodificar el resto de la señal. Indica, entre otros aspectos, el ancho de banda y las modulaciones y códigos correctores de errores usados. Esta información se repite en cada trama, usando para ello 65 celdas moduladas con QPSK.
- *Subportadoras centrales*: en el modo A, las tres subportadoras centrales están apagadas, mientras que en los modos B, C y D se apaga una única subportadora central.
- *Referencias temporales*: en el primer símbolo de cada trama, un determinado conjunto de subportadoras toman amplitudes y fases especificados por el estándar, con el objetivo de que el receptor pueda identificar dicho símbolo como el comienzo de una trama. En los modos A y D existen 21 celdas de este tipo por trama, mientras que en los modos B y C hay 19.
- *Referencias de ganancia*: a lo largo de toda la trama, una porción de las celdas toman amplitudes y fases conocidas, con el objetivo de estimar la respuesta del canal. En el modo A, una de cada 20 celdas son de este tipo, en el modo B, una de cada 6, en el modo C, una de cada 4 y en el modo D, una de cada 3. El nombre de “referencias de ganancia” viene dado por el estándar, aunque, en realidad, permiten la estimación no sólo de la amplitud, sino también de la fase de la respuesta del canal.



Para proteger la información frente a errores, se usa un código convolucional base de tasa 1/6 formado por los siguientes polinomios:

$$p_0(x) = 1 + x^2 + x^3 + x^5 + x^6, \quad (3.1)$$

$$p_1(x) = 1 + x + x^2 + x^3 + x^6, \quad (3.2)$$

$$p_2(x) = 1 + x + x^4 + x^6, \quad (3.3)$$

$$p_3(x) = 1 + x^2 + x^3 + x^5 + x^6, \quad (3.4)$$

$$p_4(x) = 1 + x + x^2 + x^3 + x^6, \quad (3.5)$$

$$p_5(x) = 1 + x + x^4 + x^6. \quad (3.6)$$

Este código convolucional base se perfora para obtener códigos con tasas mayores (1/3, 1/2, 2/3...).

## 3.2.- Variante implementada

Para el desarrollo de este trabajo, se ha implementado una parte del sistema DRM. En particular, se ha implementado un sistema OFDM que puede funcionar con los modos A, B, C y D, donde el transmisor elige el modo y el receptor debe identificarlo. El ancho de banda es siempre de 10 kHz. La velocidad de muestreo usada es  $f_s = 12$  kHz, con la cual, para los cuatro modos, cada símbolo está formado por un número entero de muestras. En la tabla 3.2 se muestran los parámetros en tiempo discreto usados para la implementación.

Modo	$N$	$L$	$i_{\text{mín}}$	$i_{\text{máx}}$
A	288	32	-114	114
B	256	64	-103	103
C	176	64	-69	69
D	112	88	-44	44

Tabla 3.2.- Parámetros de los modos A, B, C, D usados en la implementación. Se muestra la longitud de la parte útil del símbolo o longitud de DFT ( $N$ ), la longitud del prefijo cíclico  $L$  y el rango de subportadoras usadas ( $i_{\text{mín}}, i_{\text{máx}}$ ).

El sistema implementado también cuenta con referencias temporales y referencias de ganancia usando la misma estructura definida por el estándar para cada modo. Igualmente, las subportadoras centrales están desactivadas según el estándar. A diferencia del estándar, en el resto de celdas no se hace distinción entre *servicio principal*, *descripción del servicio* y *acceso rápido*, sino que todas estas celdas se modulan con 16-QAM y se usan para transmitir la carga útil.

En cada trama, la carga útil se compone de una secuencia de bits aleatorios, un contador de 64 bits que se incrementa en cada trama y una suma de verificación de 64 bits calculada



sobre lo anterior usando el algoritmo XXHASH64 [19]. El contador permite al receptor conocer el número total de tramas transmitidas incluso si se pierde alguna debido a errores de sincronización, mientras que la suma de verificación permite que el receptor compruebe si la trama se recibió correctamente. Toda la carga útil se protege con un código convolucional de tasa 1/2 formado por los polinomios (3.1) y (3.2). Una vez codificada, los bits de la palabra útil se entrelazan. Para ello, se usa el algoritmo de permutación de Fisher-Yates [20], usando el algoritmo PCG-32 [21] como generador de números pseudoaleatorios.





## 4. ALGORITMOS

### 4.1.- Detección de modo y sincronización de símbolo

Como se comentó anteriormente, el sistema implementado cuenta con 4 modos de funcionamiento. Para poder demodular correctamente una señal OFDM, el receptor debe conocer el periodo de símbolo y la longitud del prefijo cíclico, los cuales dependen del modo de funcionamiento. Por eso, en primer lugar el receptor deberá ser capaz de identificar el modo de funcionamiento. Por otro lado, el receptor también debe conocer el instante temporal en el que comienza cada símbolo, de modo que pueda calcular la DFT en la ventana correcta. El proceso de determinar el instante en que comienza cada símbolo se denomina sincronización de símbolo.

En este apartado, se distinguen los parámetros de cada modo de funcionamiento usando el subíndice  $m$ , de forma que  $N_m$  y  $L_m$  son la longitud de DFT y la longitud de prefijo cíclico, respectivamente, del modo de funcionamiento  $m$  (en este caso,  $m = A, B, C, D$ ).

Para realizar tanto la detección de modo como la sincronización de símbolo, se utiliza un algoritmo basado en el que se propone en [22]. El fundamento de este algoritmo consiste en detectar la existencia del prefijo cíclico. Para cada modo  $m$ , se obtiene el producto escalar ponderado de la señal recibida,  $r[k]$ , adelantada  $n$  muestras y ella misma adelantada  $n - N_m$  muestras, obteniendo la secuencia  $d_m[n]$ :

$$d_m[n] = \alpha_m \cdot \sum_{k=0}^{L_m-1} \omega_m[k] \cdot r[n - N_m + k] \cdot r^*[n + k] \quad (4.1)$$

$\alpha_m$  es un factor de escala que tiene como objetivo normalizar las secuencias  $d_m[n]$ , de forma que las amplitudes de las diferentes secuencias sean comparables entre sí.  $\omega_m[k]$  es la secuencia que pondera el producto escalar, que consiste en una ventana de  $L_m$  muestras. Esta ventana permite calcular el producto escalar en intervalos cuya longitud es la del prefijo cíclico.

Cuando  $r[n]$  es una señal OFDM con longitud de DFT  $N_m$  y longitud de prefijo cíclico  $L_m$  (es decir, con el modo de funcionamiento  $m$ ),  $|d_m[n]|$  presentará máximos periódicos con una separación de  $N_m + L_m$ . Esto se debe a que, cada  $N_m + L_m$  muestras,  $r^*[n + k]$  coincidirá con las  $L_m$  últimas muestras de un símbolo y  $r[n - N_m + k]$  coincidirá con el prefijo cíclico del mismo símbolo.

Los valores de la ventana  $\omega_m[k]$ , también propuestos en [22], tienen el objetivo de mejorar el rendimiento en canales multicamino:

$$w_m[k] = \begin{cases} 2^{-6} \cdot k + (1 - 2^{-7} \cdot L_m), & \text{si } 0 \leq k < \frac{L_m}{2}; \\ 1, & \text{si } \frac{L_m}{2} \leq k < L_m. \end{cases} \quad (4.2)$$



Con el objetivo de aumentar la relación señal a ruido de la secuencia  $d_m[n]$ , en este trabajo se propone modificar el algoritmo anterior de forma que se calcula una nueva secuencia,  $d'_m[n]$ , donde se superponen  $K$  versiones retrasadas de  $d_m[n]$ :

$$d'_m[n] = \sum_{i=0}^{K-1} d_m[n - i(N_m + L_m)]. \quad (4.3)$$

Cuando  $r[n]$  sea una señal OFDM con el modo de funcionamiento  $m$ , en  $d'_m[n]$  se superpondrán  $K$  máximos consecutivos de  $d_m[n]$ . En un caso ideal, esta superposición sería coherente, mientras que en el resto de la secuencia la superposición sería no coherente, lo cual supone un aumento de la relación señal a ruido en un factor  $K$ . En casos reales, la superposición no es totalmente coherente por lo que el factor de ganancia no llega a valer  $K$ , lo cual se observa más adelante en los resultados.

Una vez calculada las secuencias  $d'_m[n]$ , el modo de funcionamiento se identifica buscando la secuencia que presenta los mayores máximos. Una vez identificado el modo de funcionamiento, la sincronización se realiza usando las posiciones de estos máximos.

## 4.2.- Sincronización de trama

En este apartado se desarrolla un algoritmo de sincronización de trama, proceso que consiste en identificar el primer símbolo de cada trama, lo cual es necesario para poder interpretar correctamente la estructura de la información transmitida. Se considera que la detección de modo y sincronización de símbolo se han realizado correctamente, por lo que, con el fin de simplificar la notación, los parámetros OFDM no vendrán acompañados del subíndice  $m$  (indicativo del modo de funcionamiento).

Como se comentó en el capítulo 3, el primer símbolo de cada trama cuenta con un conjunto de subportadoras con amplitud y fase conocidas (*referencias temporales*). Siendo  $Q$  el número de subportadoras usadas con este propósito, se denominará  $I_i$  y  $X_i$ , siendo  $0 \leq i < Q$ , al índice y valor respectivamente de cada una de estas subportadoras, se define  $x_0[n]$  como las  $N$  muestras de la parte útil del símbolo OFDM formado únicamente por estas subportadoras, donde el resto se encuentran apagadas. Para ello, se aplica la expresión (2.1) al conjunto de valores  $(I_i, X_i)$ ,

$$x_0[n] = \sum_{i=0}^{Q-1} X_i \cdot e^{j2\pi \frac{I_i}{N} n}. \quad (4.4)$$

Cabe destacar que, según esta definición,  $x_0[n]$  tiene periodo  $N$ , de forma que  $x_0[n] = x_0[n \bmod N]$ .

Para realizar la sincronización de trama, se calcula la correlación cruzada de  $x_0[n]$  con la ventana temporal de  $N$  muestras de cada símbolo recibido,  $r_n[l]$  (estas ventanas temporales



fueron determinadas en la sincronización de símbolo). Se denota  $c_l[n]$  a la correlación con el símbolo  $l$ -ésimo,

$$c_l[n] = \sum_{k=0}^{N-1} r_k[l] \cdot x_0^*[k-n], \quad (4.5)$$

de la cual se calculan  $L$  muestras ( $0 \leq n < L$ ) para considerar posibles errores de sincronización de símbolo. Sabiendo que  $R_i[l]$  es la DFT de  $r_n[l]$ , se puede derivar otra expresión para calcular la correlación en el dominio espectral. Para ello, en (4.5) se sustituye  $r_n[l]$  por la expresión de la iDFT de  $R_i[l]$  y  $x_0[n]$  por la expresión (4.4):

$$c_l[n] = \sum_{k=0}^{N-1} \left( \sum_{i=0}^{N-1} R_i[l] \cdot e^{j2\pi \frac{i}{N}k} \right) \cdot \left( \sum_{j=0}^{Q-1} X_j \cdot e^{j2\pi \frac{I_j}{N}(k-n)} \right)^*. \quad (4.6)$$

Aplicando la propiedad asociativa de la suma, se reorganiza la expresión de la siguiente forma:

$$c_l[n] = \sum_{i=0}^{N-1} \sum_{j=0}^{Q-1} R_i[l] \cdot X_j^* \cdot e^{j2\pi \frac{I_j}{N}n} \cdot \sum_{k=0}^{N-1} e^{j2\pi \frac{i-I_j}{N}k}. \quad (4.7)$$

Teniendo en cuenta que

$$\sum_{k=0}^{N-1} e^{j2\pi \frac{i-I_j}{N}k} = N\delta[i - I_j] = \begin{cases} N, & \text{si } n = 0; \\ 0, & \text{si } n \neq 0; \end{cases} \quad (4.8)$$

se tiene

$$c_l[n] = N \sum_{i=0}^{N-1} \sum_{j=0}^{Q-1} R_i[l] \cdot X_j^* \cdot e^{j2\pi \frac{I_j}{N}n} \cdot \delta[i - I_j]. \quad (4.9)$$

Finalmente, se simplifican los sumatorios teniendo en cuenta que el argumento es nulo cuando  $i \neq I_j$ , obteniendo la expresión de la correlación en el dominio espectral:

$$c_l[n] = N \sum_{j=0}^{Q-1} R_{I_j}[l] \cdot X_j^* \cdot e^{j2\pi \frac{I_j}{N}n}. \quad (4.10)$$

Una vez calculadas las correlaciones, para cada símbolo  $l$  se busca el máximo de  $c_l[n]$ . Es primer símbolo de la trama,  $l_0$ , será aquel que lleve asociado el mayor máximo en su correlación:

$$l_0 = \arg \max_l \left\{ \max_n \{|c_l[n]|\} \right\}. \quad (4.11)$$

Esta búsqueda se realiza en cada grupo de  $M$  símbolos, dado que este es el número de símbolos por trama.



## 4.3.- Estimación de la respuesta del canal

En el capítulo 2 se indicó cómo el receptor puede corregir fácilmente la respuesta si se conoce una estimación de la misma. Para ello, el sistema DRM (y la variante implementada), usa una parte de las celdas de cada trama como pilotos (denominados *referencias de ganancia*) para la estimación de la respuesta del canal. Cabe recordar que se usa la notación  $\hat{H}_i[l]$  para referirse a la estimación de la respuesta en la celda  $(i, l)$ .

Siendo  $(l, i)$  una celda usada con este propósito, donde el receptor conoce el valor  $A_i[l]$  usando en transmisión, la estimación de la respuesta del canal en dicha celda es inmediata:

$$\hat{H}_i[l] = \frac{R_i[l]}{A_i[l]}, \quad (4.12)$$

Para obtener la estimación de la respuesta del canal en las celdas en las que no se puede calcular de forma inmediata, es necesario realizar una interpolación de los valores que han sido calculados mediante la expresión (4.12).

En la figura 4.1 se muestra una representación cualitativa del patrón de celdas piloto usadas la estimación del canal. En este patrón, en cada símbolo se dedica una porción de las subportadoras como piloto, y en los símbolos consecutivos este patrón se va desplazando. A la vista de este patrón, se tiene un problema de interpolación en dos dimensiones: una temporal (entre símbolos multiportadora) y otra espectral (entre las distintas subportadoras).

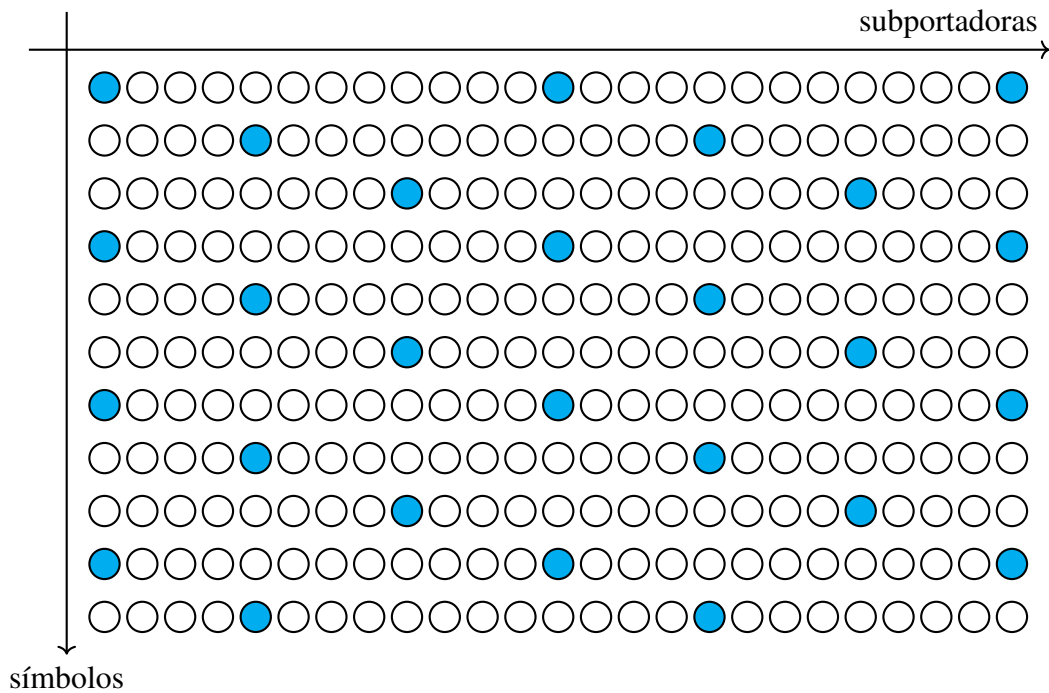


Figura 4.1.- Patrón de celdas usadas para la estimación de respuesta del canal. Los círculos azules representan las celdas usadas para este propósito y los círculos blanco representan el resto de celdas.

En la figura 4.2 se representa el proceso de interpolación, el cual se divide en dos etapas, en las cuales se realizan varias interpolaciones unidimensionales. En la primera, partiendo de los valores calculados de forma inmediata (círculos azules), se realizan interpolaciones entre símbolos, obteniendo la estimación de la respuesta del canal en las celdas representadas mediante círculos verdes. Esta interpolación se realiza por cada subportadora que en algún momento actúe de piloto. En la segunda etapa, por cada símbolo se realiza una interpolación entre subportadoras, obteniendo la estimación de la respuesta del canal en las celdas representadas mediante círculos naranjas. La estimación entre símbolos hace que el algoritmo añada algo de latencia al receptor, dado que para estimar la respuesta del canal en un determinado símbolo, es necesario haber recibido un determinado número de símbolos posteriores. En el ejemplo mostrado en las figuras 4.1 y 4.2, esta latencia sería de 2 símbolos, dado que se corresponde con el número de círculos verdes que hay entre dos círculos azules. En el caso particular del sistema DRM, el modo A tendría una latencia de 4 símbolos, el modo B, de 2 símbolos, el modo C, de 1 símbolo y el modo D, de 2 símbolos.

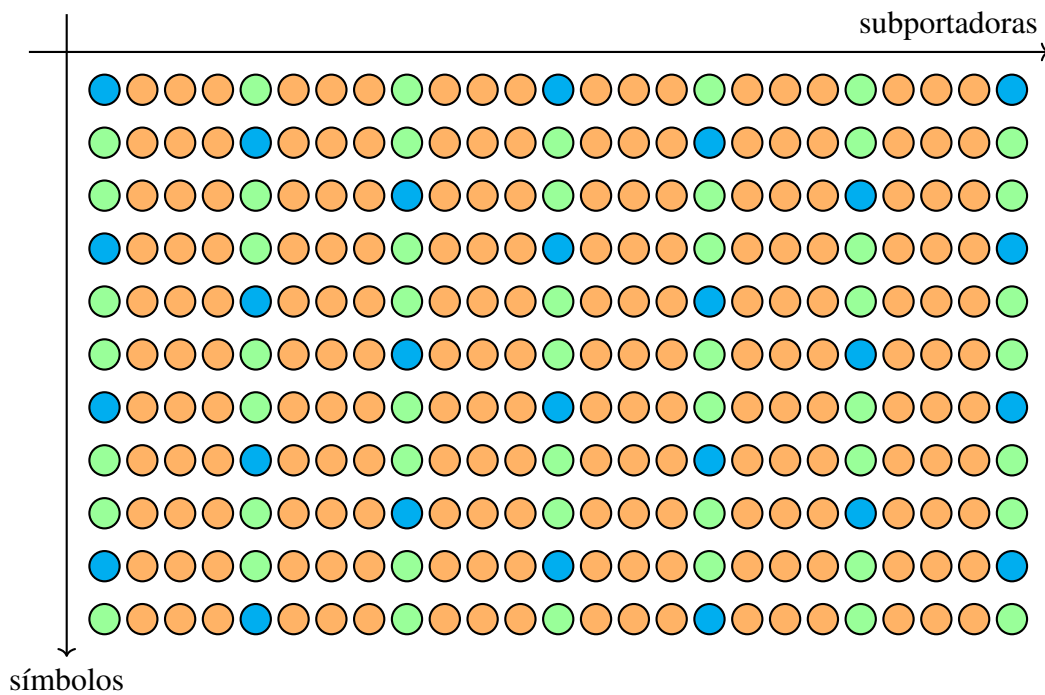


Figura 4.2.- Patrón de estimación de respuesta del canal después de realizar la interpolación. Los círculos azules representan las celdas donde la respuesta del canal se calcula de forma inmediata. Los círculos verdes representan las celdas donde la respuesta se obtiene mediante interpolación entre símbolos. Los círculos naranjas representan las celdas donde la respuesta se obtiene mediante interpolación entre subportadoras.



# 5. IMPLEMENTACIÓN CON GNU RADIO

## 5.1.- Introducción

En este capítulo se explica como se ha implementado el sistema descrito anteriormente con GNU Radio. GNU Radio es un entorno libre de desarrollo de radio definida por software (SDR – Software Defined Radio) que permite la implementación de esquemas de procesamiento digital de señal, los cuales se forman conectando diferentes bloques, entre los cuales se distinguen principalmente tres tipos:

- Bloques de procesamiento: toman una o más señales a su entrada y producen una o varias a la salida. GNU Radio incorpora una amplia colección de bloques de procesamiento entre los cuales se incluyen operaciones aritméticas, filtros, FFT o moduladores/demoduladores.
- Bloques fuente: únicamente tienen salida. Estos bloques pueden actuar como generadores de señal (constante, senoidal, triangular...) o como fuente externa al esquema. Por ejemplo, GNU Radio incorpora bloques para obtener señales desde un archivo, desde la tarjeta de sonido o desde hardware SDR.
- Bloques sumidero: únicamente tienen entrada. Estos bloques consumen una señal sin producir otra señal que pueda ser usada por el esquema de procesamiento. Las funciones de este tipo de bloques son diversas. Por un lado, sirven para reproducir una señal de audio con la tarjeta de sonido, transmitir una señal con hardware SDR o almacenarla en un archivo. Por otro lado, sirven como instrumentación, mostrando en pantalla características o una representación de la señal (espectro, osciloscopio...).

Además, GNU Radio permite la incorporación de bloques personalizados, extendiendo su funcionalidad [23]. Estos bloques se pueden programar en C++ o en Python o estar formados por un conjunto de bloques ya existentes. En este último caso, el bloque nuevo se denomina “bloque jerárquico”. Como parte de este trabajo, se han desarrollado varios bloques personalizados.

## 5.2.- Transmisor

El transmisor usa un modo de funcionamiento fijo, el cual se puede configurar antes de ser puesto en funcionamiento. Para su implementación, se usan los siguientes bloques:

- *Random Uniform Source*: genera una secuencia de bits aleatorios, que serán transmitidos como carga útil.



- *Encode Frame Bits*: toma como entrada la secuencia generada por *Random Uniform Source*. La secuencia de bits se divide en bloques, uno por trama. Para cada bloque, inserta el contador de tramas, la suma de verificación y los codifica usando el código convolucional.
- *Repack Bits*: toma los bits producidos a la salida *Encode Frame Bits* y los agrupa en grupos de 4 bits. Esta agrupación se realiza para realizar posteriormente la modulación 16-QAM.
- *Chunk to Symbols*: toma como entrada la secuencia de grupos de 4 bits y los modula con 16-QAM, produciendo a su salida una secuencia de números complejos.
- *Assign OFDM Frame Cells*: genera los valores (amplitud y fase) de cada celda, es decir, los valores  $A_i[l]$ . Para las celdas de información, usa los valores proporcionados por *Chunk to Symbols*, mientras que para el resto de celdas usa los valores predefinidos correspondientes. A su salida produce una secuencia de vectores de longitud  $N$ .
- *FFT*: toma la secuencia de vectores de longitud  $N$  proporcionada por *Assign OFDM Frame Cells* y calcula la DFT inversa de cada uno de ellos, generando otra secuencia de vectores de longitud  $N$  que se corresponden con los valores  $a_j[l]$ . Cada vector se corresponde con un símbolo sin prefijo cíclico.
- *OFDM Cyclic Prefixer*: toma como entrada los valores  $a_j[l]$  y genera la señal OFDM, insertando el prefijo cíclico en cada símbolo. El resultado se corresponde con la envolvente compleja de la señal a transmitir,  $s[n]$ .

Los bloques *Encode Frame Bits* y *Assign OFDM Frame Cells* fueron desarrollados como parte de este trabajo, mientras que el resto son proporcionados por GNU Radio.

## 5.3.- Receptor

Como se comentó anteriormente, el receptor debe ser capaz de adaptarse al modo de funcionamiento correspondiente a la señal recibida. Para ello, se usan los siguientes bloques:

- *OFDM Detector*: toma como entrada la envolvente compleja de la señal recibida,  $r[n]$ . Para cada modo de funcionamiento  $m$ , calcula la expresión (4.3) y busca máximos en ventanas de  $N_m + L_m$  muestras. A su salida, produce una copia de la señal de entrada, la cual ha sido etiquetada con la función *Stream Tags* de GNU Radio [24]. Estas etiquetas indican las posiciones de los máximos detectados, su valor y el modo de funcionamiento con el que se corresponden.





- *OFDM Multi-Parameter Symbol Sync*: toma como entrada  $r[n]$ , junto con las etiquetas producidas por *OFDM Detector*. Usando las amplitudes de los máximos proporcionadas por las etiquetas, identifica el modo de funcionamiento. Usando las posiciones de estos máximos, extrae ventanas de  $N$  muestras de  $r[n]$ , correspondientes a cada símbolo recibido. A su salida, este bloque proporciona las muestras de estas ventanas temporales. Cada una de estas ventanas incluye una etiqueta que indica el modo de funcionamiento.
- *OFDM Multi-Param Demod.*: toma como entrada las ventanas de  $N$  muestras generadas por *OFDM Multi-Parameter Symbol Sync* y calcula la DFT de cada una de ellas, es decir, calcula los valores de  $R_i[l]$ . La longitud de estas DFT es la correspondiente al modo detectado. Dado que esta longitud puede variar según el modo, no se puede usar el bloque *FFT*, ya que este bloque únicamente funciona con la longitud configurada previamente. A su salida, proporciona las DFT etiquetadas con el modo de funcionamiento correspondiente.
- *OFDM Multi-Param Frame Sync.*: toma como entrada la DFT de cada símbolo, proporcionadas por *OFDM Multi-Param Demod.*, y realiza la sincronización de trama usando el algoritmo descrito en el apartado 4.2. Dado que este bloque recibe la DFT de cada símbolo, las correlaciones se calculan con la expresión (4.10). Este bloque copia su entrada a la salida, etiquetando los símbolos identificados como comienzo de trama. Dado que las tramas tienen un número  $M$  de símbolos (dado un modo de funcionamiento), la sincronización se considera correcta si el comienzo de cada trama se identifica cada  $M$  símbolos.
- *OFDM Multi-Param Frame Filter*: toma como entrada el resultado de *OFDM Multi-Param Frame Sync* y la copia a su salida, descartando aquellos símbolos que no fueron identificados como pertenecientes a una trama. De esta forma, la salida de este bloque se compone únicamente de tramas completas.
- *OFDM Multi-Param Frame Eq*: recibe la salida de *OFDM Multi-Param Frame Filter* y realiza la estimación de la respuesta del canal usando el algoritmo descrito en el apartado 4.3, usando interpolación lineal para obtener la respuesta en las celdas que no se usen como pilotos. Una vez estimada la respuesta, la corrige usando la expresión (2.14), proporcionando el resultado a la salida.
- *Recover Data Cells*: toma como entrada las tramas sincronizadas correctamente y con la respuesta del canal corregida, es decir, la salida de *OFDM Multi-Param Frame Eq* y descarta las celdas que no se usen para transmitir la carga útil, es decir, aquellas que no están moduladas con 16-QAM.



- *Soft Constellation Frame Decoder*: realiza la demodulación de 16-QAM. Sin embargo, en vez de generar bits (0 o 1) a la salida, produce decisiones *soft*. Para cada bit, se calculan las probabilidades a posterior de que este bit sea 1 ( $P_1$ ) y de que sea 0 ( $P_0$ ) y se calcula el logaritmo del cociente,

$$LLR = \log \frac{P_1}{P_0}, \quad (5.1)$$

conocido como *log-likelihood ratio* [25]. Esta información será usada posteriormente para realizar la corrección de errores.

- *Frame Decode and Check*: usando la información generada por *Soft Constellation Frame Decoder*, decodifica el código convolucional usado por el sistema usando el algoritmo de Viterbi [26] y comprueba la integridad de los bits decodificados usando la suma de verificación. A su salida proporciona la proporción de tramas recibidas y decodificadas correctamente.

## 5.4.- Modelo del canal

Para la simulación y evaluación del sistema se ha implementado los modelos de canal definidos en el estándar de DRM [17] y en [27]. Estos modelos se corresponden con canales multitrayecto variantes en el tiempo, donde la señal transmitida y recibida se relaciona de la siguiente forma:

$$\bar{r}(t) = \sum_{i=1}^m \rho_k \cdot c_i(t) \cdot \bar{s}(t - \Delta_i) + n(t), \quad (5.2)$$

donde  $n(t)$  es la componente de ruido,  $m$  es el número de contribuciones,  $\rho_i$  es la ganancia de la contribución  $i$ -ésima,  $\Delta_i$  es el retardo de la contribución  $i$ -ésima y  $c_i(t)$  representa los cambios de amplitud y fase de la contribución  $i$ -ésima, provocados por el canal variante en el tiempo.  $c_i(t)$  consiste en ruido blanco filtrado con un filtro cuya respuesta viene dada por:

$$|H_i(f)|^2 = \frac{1}{\sqrt{2\pi(D_{sp,i}/2)^2}} \cdot e^{-\frac{(f-D_{sh,i})^2}{2(D_{sp,i}/2)^2}}. \quad (5.3)$$

donde los valores de  $D_{sp,i}$  y  $D_{sh,i}$  se definen para cada modelo de canal.  $D_{sh,i}$  es el desplazamiento en frecuencia Doppler que experimenta la contribución  $i$ -ésima, mientras que  $D_{sp,i}$  representa la velocidad a la que varía la amplitud y fase (aparte del desfase continuo que se pueda producir debido al desplazamiento Doppler) de la contribución  $i$ -ésima. Para el caso particular  $D_{sp,i} = 0$ , se tiene  $c_i(t) = e^{j2\pi D_{sh,i}t}$ .

En total, se definen 5 modelos de canal, cuyos valores se muestran en la tabla 5.1. El canal 1 se corresponde con canal gaussiano (AWGN – Additive White Gaussian Noise), por lo que existe una única componente con  $D_{sh} = 0$  (dado que el canal es invariante en el tiempo) y  $D_{sp} = 0$  (dado que no existe desplazamiento Doppler). El canal 2 se corresponde



con un canal Rice donde existe un retardo temporal de la componente de visión no directa respecto a la de visión directa. El canal 3 también recibe la denominación *US Consortium* y se corresponde con un canal multitrayecto con efecto Doppler. El canal 4 se corresponde con un canal de propagación ionosférica en malas condiciones en la banda HF, definido también en [28]. El canal 5 es similar al canal 4, pero con una variación en el tiempo más rápida y una dispersión del retardo mayor.

Canal	$i$	$\Delta_i$ [ms]	$\rho_i$	$D_{sh,i}$ [Hz]	$D_{sp,i}$ [Hz]
1	1	0	1	0	0
2	1	0	1	0	0
	2	1	0.5	0	0.1
3	1	0	1	0.1	0.1
	2	0.7	0.7	0.2	0.5
	3	1.5	0.5	0.5	1.0
	4	2.2	0.25	1.0	2.0
4	1	0	1	0	1
	2	2	1	0	1
5	1	0	1	0	2
	2	4	1	0	2

Tabla 5.1.- Valores de los 5 modelos de canal definidos en [17].

Estos modelos se han implementado en tiempo discreto con GNU Radio. Para ello, se usa un filtro IIR (Infinite Impulse Response) para la implementación del filtro dado por (5.3). Los coeficientes de este filtro se han generado usando el algoritmo de optimización descrito en [29]. Por otro lado, los retardos definidos en las tablas anteriores no se corresponden necesariamente con un número entero de muestras para la frecuencia de muestreo usada ( $f_s = 12$  kHz). Para estos casos, se usa un filtro interpolador de tipo sinc ventaneada [30].

## 5.5.- Interfaz gráfica

La implementación cuenta con una interfaz gráfica que permite interactuar con el sistema. Esta interfaz cuenta con tres pestañas. Una de ellas, cuya captura de muestra en la figura 5.1 muestra el espectro de la señal.

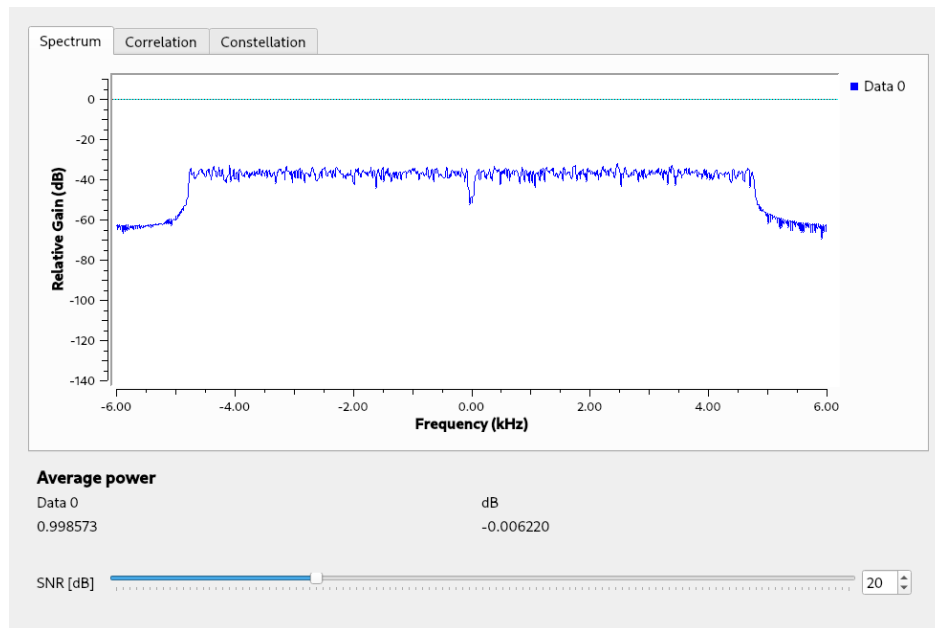


Figura 5.1.- Pestaña de espectro de la interfaz gráfica.

En la segunda pestaña se muestra la correlación, definida por la expresión (4.3), calculada para cada modo de funcionamiento y usada para realizar la detección de modo y la sincronización de símbolo. En la figura 5.2 se muestra una captura de esta pestaña. En el caso mostrado, se puede destacar que existen máximos periódicos para el modo A.

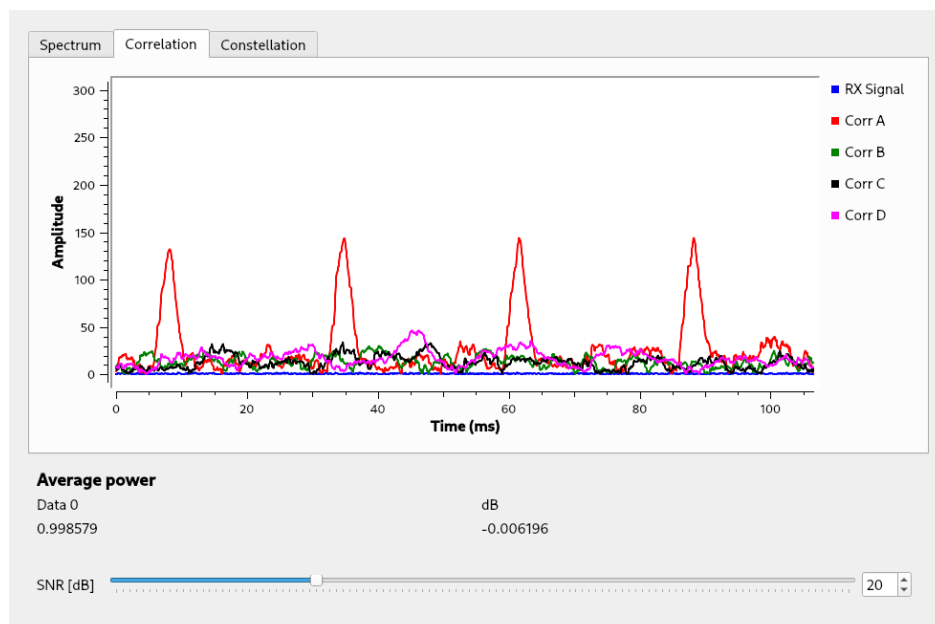


Figura 5.2.- Pestaña con el resultado de (4.3) de la interfaz gráfica. La notación “Corr  $m$ ” usada en esta interfaz equivale a  $d'_m[n]$ .

En la tercera pestaña se muestra la constelación en recepción correspondiente a las

celdas usadas para transportar la carga útil. En la figura 5.3 se muestra una captura, donde se observa una 16-QAM con algo de ruido (la relación señal a ruido en este caso es de 20 dB).

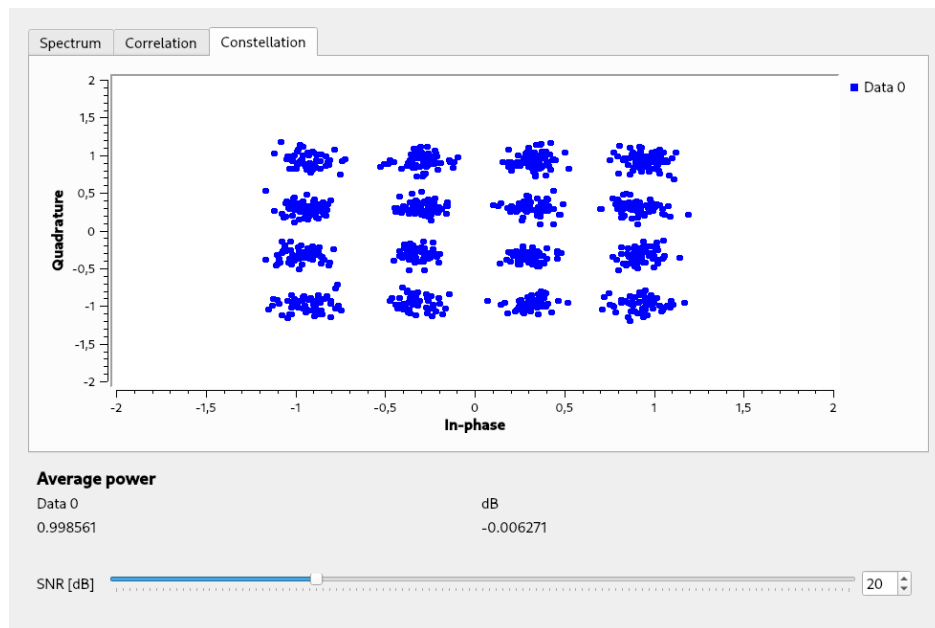


Figura 5.3.- Pestaña de constelación de la interfaz gráfica.



## 6. RESULTADOS

Para evaluar el rendimiento del sistema, se han realizado diversas simulaciones en las que se determina la proporción de tramas sincronizadas correctamente y la proporción de tramas decodificadas correctamente, en ambos casos respecto al total transmitido. En cada una de las simulaciones realizadas se transmite un total de 6000 tramas. Cabe recordar que, para sincronizar correctamente una trama, en primer lugar la detección de modo y sincronización de símbolo debe realizarse correctamente a lo largo de toda la trama. Por otro lado, una trama se considera decodificada correctamente si, además de ser sincronizada correctamente, no existen bits erróneos después de realizar la corrección de errores. Para ello, se usa la suma de verificación incorporada en la carga útil. Estas simulaciones se han realizado variando la relación señal a ruido, con los cuatro modos de funcionamiento (A, B, C y D) y en los cinco canales descritos en el apartado 5.4. Las simulaciones involucran varias fuentes aleatorias, usadas para generar los bits transmitidos en la carga útil, el ruido y las realizaciones de los canales. Para ello, se usan los bloques *Random Uniform Source* y *Noise Source* de GNU Radio, los cuales están configurados para usar una semilla distinta en cada simulación.

### 6.1.- Canal 1

El canal 1 se corresponde con el canal gaussiano, el cual es invariante con el tiempo, tiene una única contribución y no tiene efecto Doppler. En la figura 6.1 se muestra la proporción de tramas sincronizadas correctamente en este canal. Se puede observar que, para relaciones señal a ruido superiores a 0 dB, esta proporción es igual a 1. Para relaciones señal a ruido inferiores, se observa que el modo D presenta mejor funcionamiento, seguido de los modos C y B. Esto se debe a que los modos con mayor longitud de prefijo cíclico hacen uso de ventanas de mayor longitud en el producto escalar calculado en (4.1), haciendo que los algoritmos de detección de modo y sincronización de símbolo sean más inmunes al ruido. En la figura 6.2 se muestra la proporción de tramas decodificadas correctamente. De nuevo, el modo D presenta los mejores resultados, seguido de los modos C, B y A. Sin embargo, la diferencia entre los modos A y B es mínima. Además, se puede destacar que en este caso se necesita una relación señal a ruido de entre 9 dB y 12 dB (dependiendo del modo) para conseguir una proporción igual a 1.

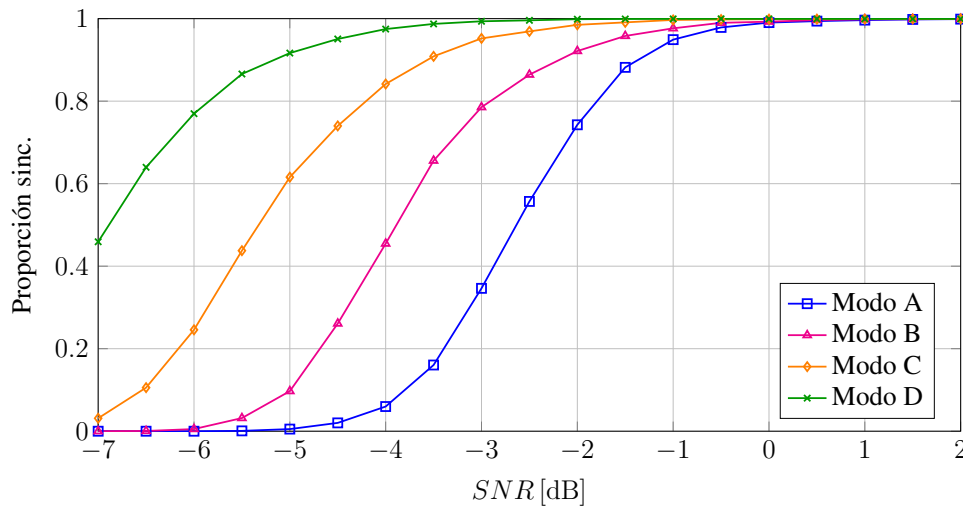


Figura 6.1.- Proporción de tramas sincronizadas correctamente en función de la relación señal a ruido en el canal 1 con  $K = 3$ .

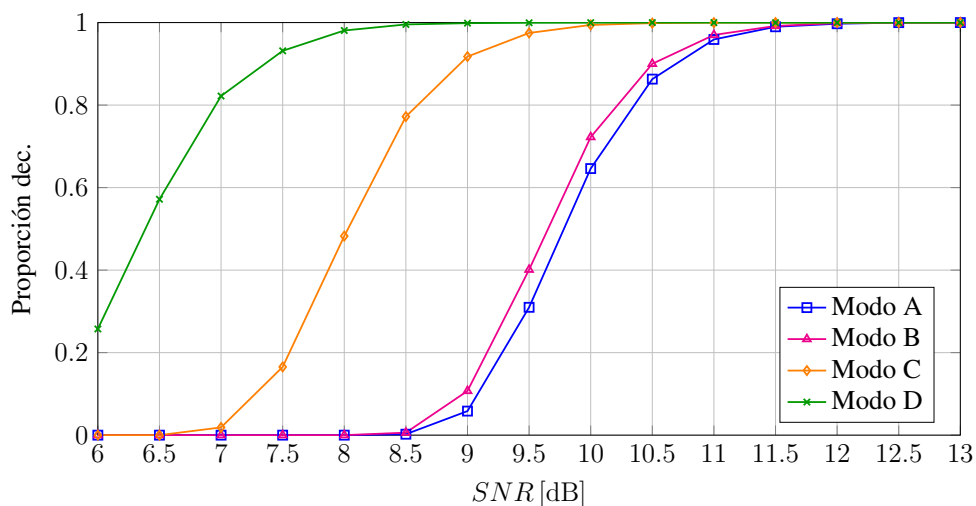


Figura 6.2.- Proporción de tramas decodificadas correctamente en función de la relación señal a ruido en el canal 1 con  $K = 3$ .

## 6.2.- Canal 2

En canal 2 se corresponde con el canal Rice. En la figura 6.3 se muestra la proporción de tramas sincronizadas correctamente y en la figura 6.4 se muestra la proporción de tramas decodificadas correctamente. Los resultados son similares a los del canal 1, aunque requiriendo una relación señal aproximadamente 1 dB mayor para obtener el mismo rendimiento. Esto se debe a que el canal presenta dos contribuciones, una de ellas variante en el tiempo, con distintos retardos, lo cual da lugar a desvanecimientos en frecuencia y en el tiempo.

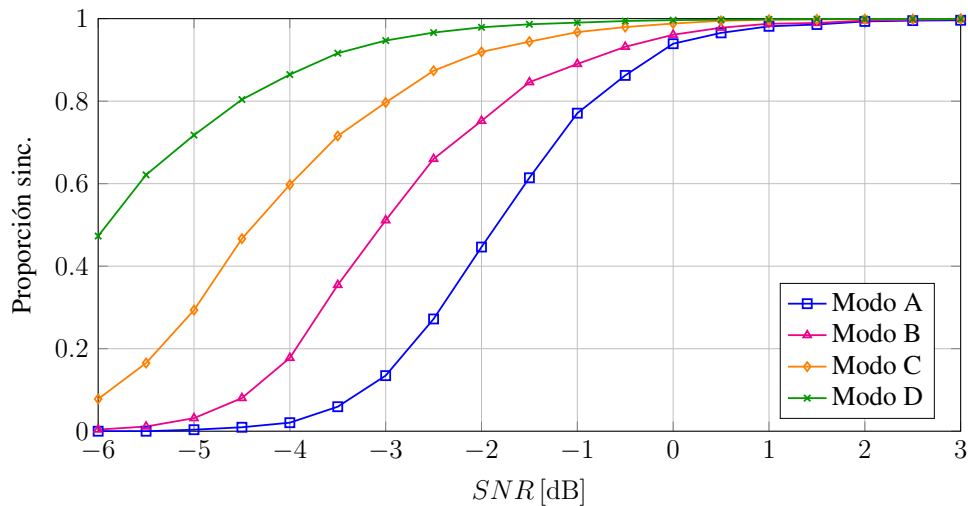


Figura 6.3.- Proporción de tramas sincronizadas correctamente en función de la relación señal a ruido en el canal 2 con  $K = 3$ .

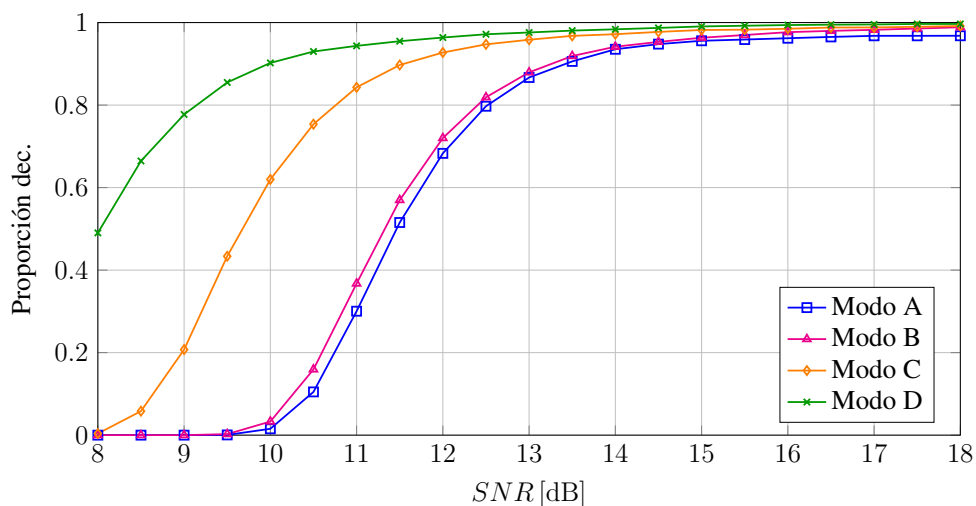


Figura 6.4.- Proporción de tramas decodificadas correctamente en función de la relación señal a ruido en el canal 2 con  $K = 3$ .

En la figura 6.5 se muestra la proporción de tramas sincronizadas correctamente en el canal 2. En este caso, se usa siempre el modo de funcionamiento A y se varía el valor de  $K$  en la expresión (4.3). Como se puede observar, a medida que aumenta el valor de  $K$ , se obtiene un mejor rendimiento. Esto se debe a la mejora de la relación señal a ruido de la secuencia definida por (4.3), que se produce al superponer  $K$  máximos. También se observa que, a medida que aumenta  $K$ , el margen de mejora se reduce. Usar  $K = 2$  supone una mejora de más de 2 dB frente a  $K = 1$ , mientras que  $K = 3$  supone una mejora de 1 dB frente a  $K = 2$  y  $K = 4$  supone una mejora de 0.5 dB frente a  $K = 3$ . Por tanto, si bien aumentar el valor de  $K$  mejora el rendimiento, la tasa de mejora de dicho rendimiento





es menor cuanto mayor es  $K$ , por lo que aumentar  $K$  a partir de cierto valor puede resultar ineficaz. De forma similar, en la figura 6.6 se muestra la proporción de tramas decodificadas correctamente para diferentes valores de  $K$ . En este caso, es necesaria una relación señal a ruido más alta para observar la influencia de  $K$ . Se puede observar una mejora al pasar de  $K = 1$  a  $K = 2$ , pero para valores mayores de  $K$  esta mejora es mucho menos significativa. No obstante, la proporción de tramas decodificadas correctamente parece tender a valores asintóticos más próximos a uno cuanto mayor sea el valor de  $K$ . Así por ejemplo, para  $K = 1$  esta proporción tiende a 0.93, mientras que para  $K = 2$  tiende aproximadamente a 0.965 y ligeramente por encima de ese valor para  $K = 3$  y  $K = 4$ .

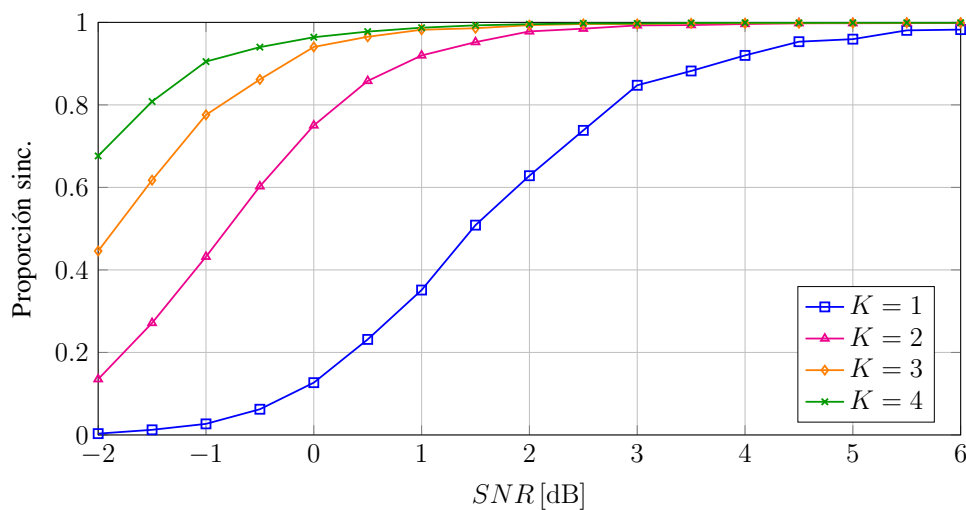


Figura 6.5.- Proporción de tramas sincronizadas correctamente en función de la relación señal a ruido en el canal 2 con el modo A y variando  $K$ .

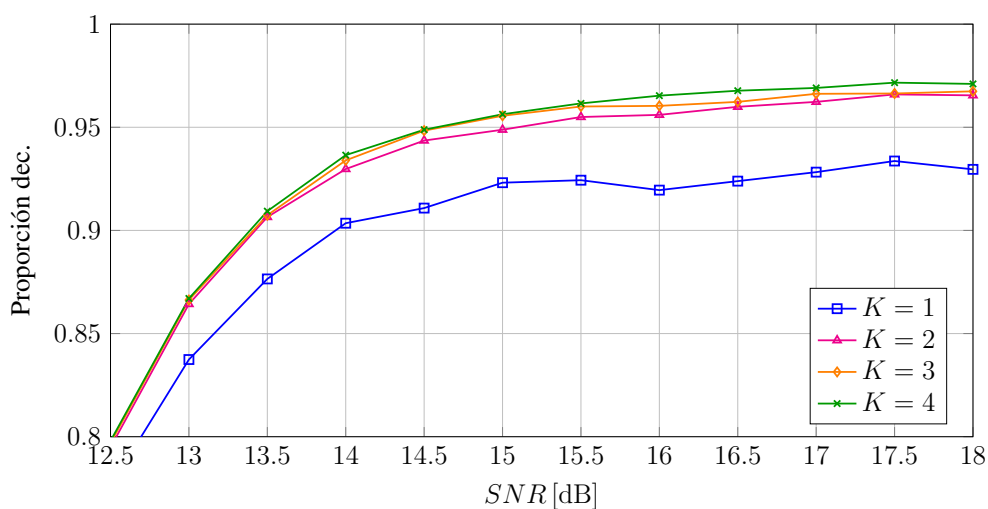


Figura 6.6.- Proporción de tramas decodificadas correctamente en función de la relación señal a ruido en el canal 2 con el modo A y variando  $K$ .



## 6.3.- Canal 3

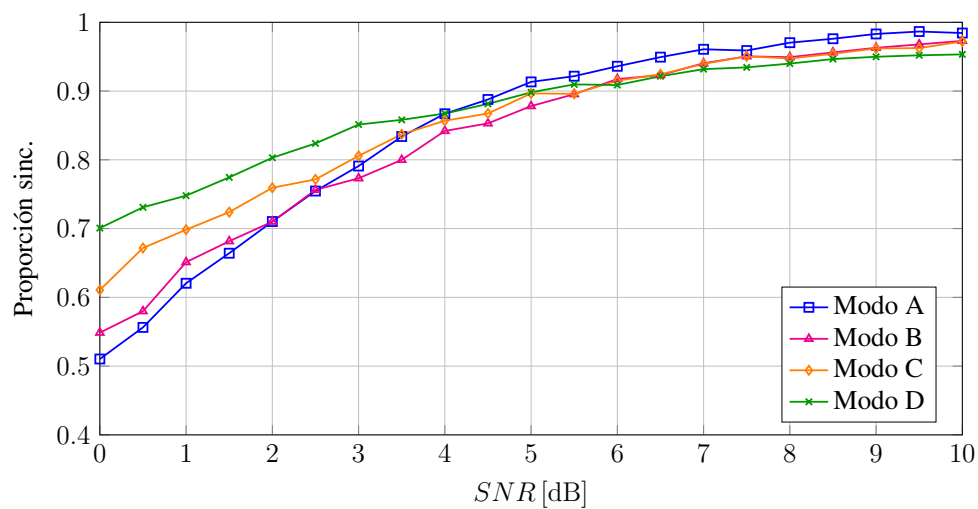


Figura 6.7.- Proporción de tramas sincronizadas correctamente en función de la relación señal a ruido en el canal 3 con  $K = 3$ .

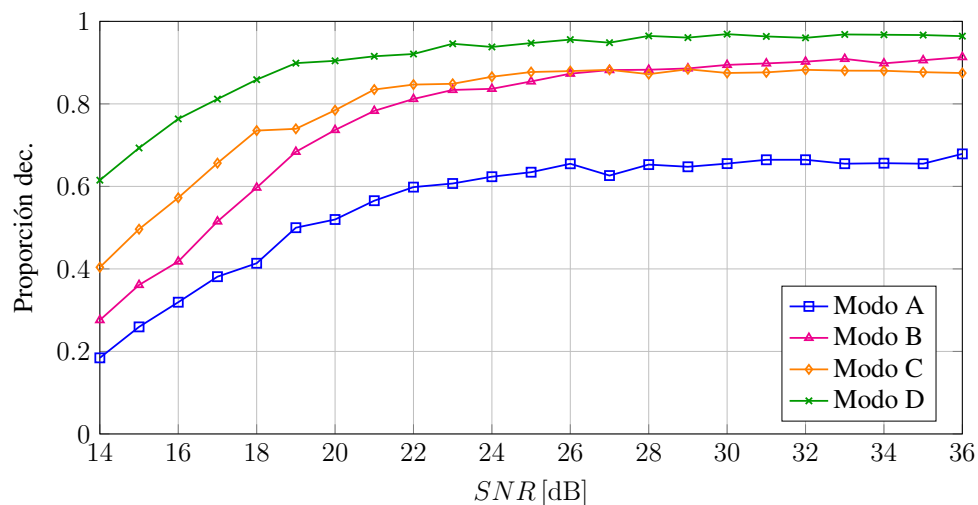


Figura 6.8.- Proporción de tramas decodificadas correctamente en función de la relación señal a ruido en el canal 3 con  $K = 3$ .

Para el canal 3, se muestra la proporción de tramas sincronizadas correctamente en la figura 6.7. A diferencia de los canales 1 y 2, las diferencias entre modos de funcionamiento son menos significativas. Además, la relación señal a ruido necesaria para obtener una alta proporción de tramas sincronizadas correctamente es considerablemente mayor. En la figura 6.8 se muestra la proporción de tramas decodificadas correctamente. En este caso, los modos B y C presentan resultados similares y mejores que los del modo A, mientras que el modo D presenta resultados algo mejores que los de los modos B y C.



También se observa que, tanto para obtener una proporción alta de tramas sincronizadas correctamente como de tramas decodificadas correctamente, se necesita de relación señal a ruido mayor que en los canales 1 y 2. Esto posiblemente se deba a que, a diferencia de los canales anteriores, este presenta efecto Doppler, una mayor dispersión del retardo, un mayor número de contribuciones y una variación más rápida con el tiempo. Además, se observa que, en este canal, el modo A presenta la mejor proporción de tramas sincronizadas correctamente, al mismo tiempo que este modo presenta la peor proporción de tramas decodificadas correctamente.

En la figura 6.9 se muestra la proporción de tramas sincronizadas correctamente variando el valor de  $K$  y usando siempre el modo B. Comparando estos resultados con los obtenidos en el canal 2 (figura 6.5), se observa que en este caso aumentar el valor de  $K$  aporta una mejora más reducida, siendo esta muy reducida para valores  $K > 2$ . Esto se puede deber a que, al presentar este canal una variación más rápida, la superposición de máximos en (4.3) presenta un menor grado de coherencia que en un canal con variación más lenta. En la figura 6.10 se muestra la proporción de tramas decodificadas correctamente variando el valor de  $K$ . Los resultados son similares a los de la figura 6.6, aunque requiriendo una relación señal a ruido mayor. De nuevo, usar  $K > 1$  dan lugar a rendimientos algo mejores, pero a partir de  $K = 2$  apenas se aprecia una mejora. Esto se debe a que, para valores  $K > 2$ , la mejora en la proporción de tramas sincronizadas correctamente (figura 6.9) se observa para relaciones señal a ruido menores de 4 dB, mientras que la decodificación completa de la trama necesita relaciones señal a ruido considerablemente mayores, donde el uso de  $K > 2$  no aporta mejoras.

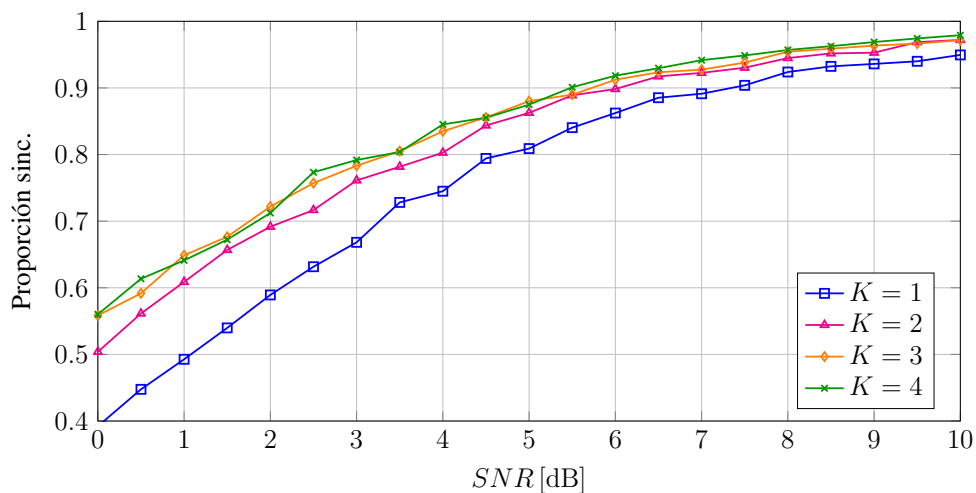


Figura 6.9.- Proporción de tramas sincronizadas correctamente en función de la relación señal a ruido en el canal 3 con el modo B y variando  $K$ .

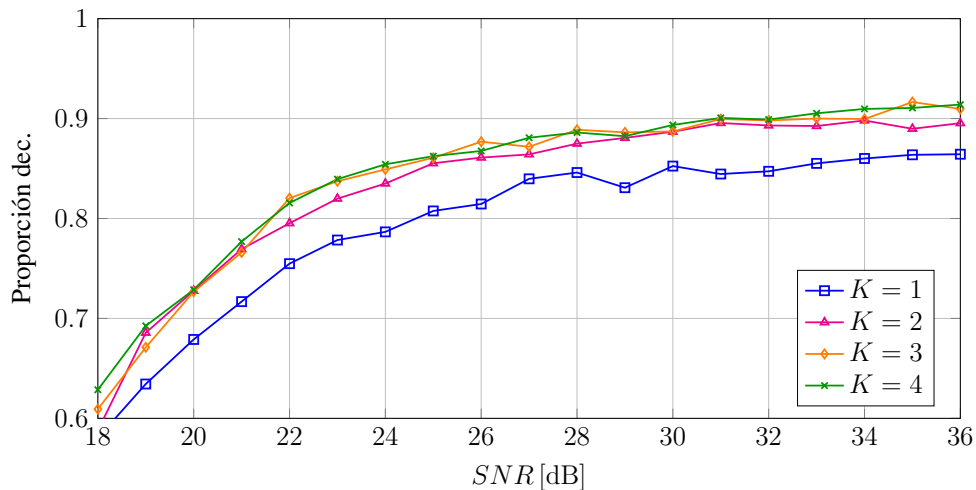


Figura 6.10.- Proporción de tramas decodificadas correctamente en función de la relación señal a ruido en el canal 3 con el modo B y variando  $K$ .

## 6.4.- Canal 4

El canal 4 es un canal variante en el tiempo, sin desplazamiento Doppler, que presenta dos contribuciones con una dispersión del retardo de 2 ms. En la figura 6.11 se muestra la proporción de tramas sincronizadas correctamente. Se observa que, para relaciones señal a ruido bajas, el modo D presenta mejores resultados, seguidos de los modos C, B y A. A medida que aumenta la relación señal a ruido, las diferencias entre los diferentes modos disminuyen, llegando a ser despreciables. En la figura 6.12 se muestra la proporción de tramas decodificadas correctamente. Estos resultados son similares a los de la figura 6.8, aunque con una relación señal a ruido considerablemente mayor. De nuevo, los modos A y D presentan los peores y mejores resultados respectivamente, mientras que los modos B y C presentan un rendimiento similar.

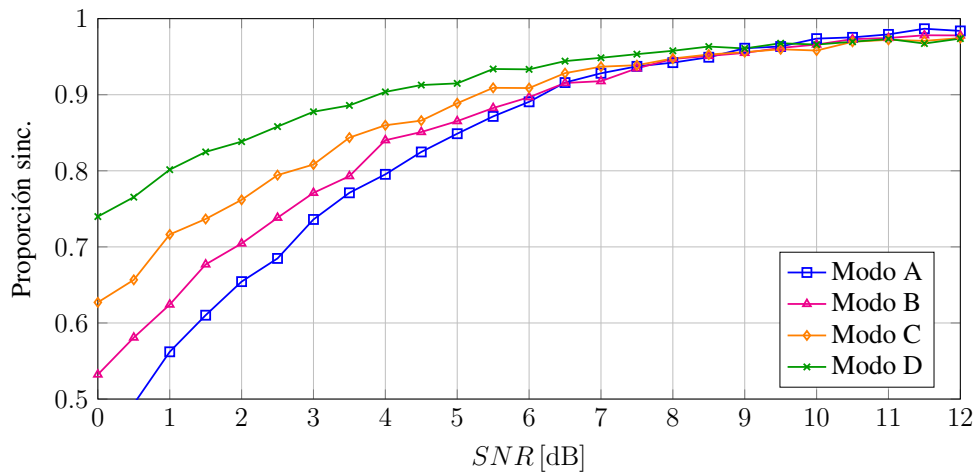


Figura 6.11.- Proporción de tramas sincronizadas correctamente en función de la relación señal a ruido en el canal 4 con  $K = 3$ .

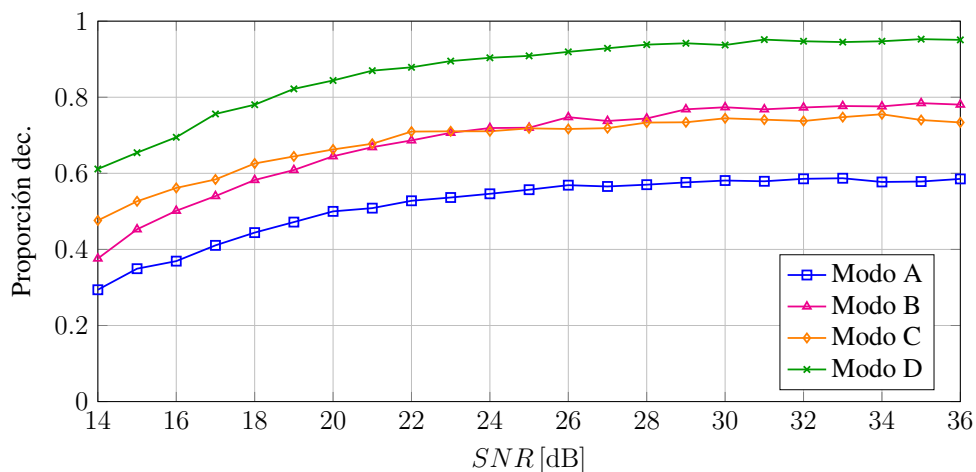


Figura 6.12.- Proporción de tramas decodificadas correctamente en función de la relación señal a ruido en el canal 4 con  $K = 3$ .

## 6.5.- Canal 5

El canal 5 es similar al canal 4, pero con el doble de dispersión del retardo y una variación en el tiempo el doble de rápida. En la figura 6.13 se muestra la proporción de tramas sincronizadas correctamente. Se observa que el modo A presenta unos resultados mucho peores que los modos B, C y D, mientras que estos tres últimos muestran resultados similares. En la figura 6.14 se muestra la proporción de tramas decodificadas correctamente. Se observa una reducción considerable del rendimiento respecto al resto de canales. En particular, el modo A presenta una proporción de tramas decodificadas correctamente menor de 0.1. El bajo rendimiento que presenta el modo A se debe a que este canal tiene una dispersión del



retardo de 4 ms, mientras que el modo A tiene una duración de prefijo cíclico inferior, de 2.67 ms. Esto hace que el modo A no sea adecuado para este canal, mientras que los modos B, C y D usan prefijos cíclicos de mayor duración.

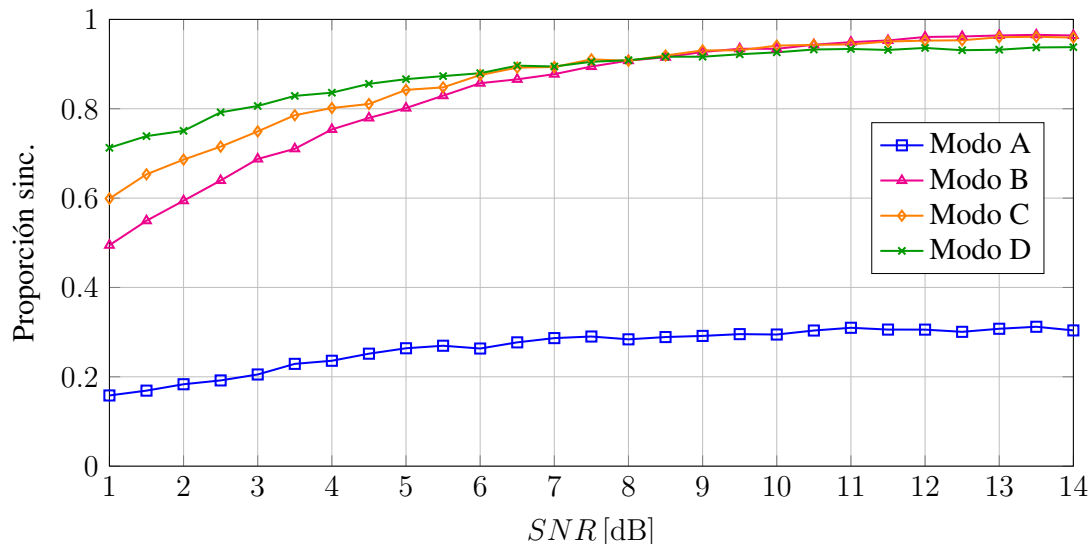


Figura 6.13.- Proporción de tramas sincronizadas correctamente en función de la relación señal a ruido en el canal 5 con  $K = 3$ .

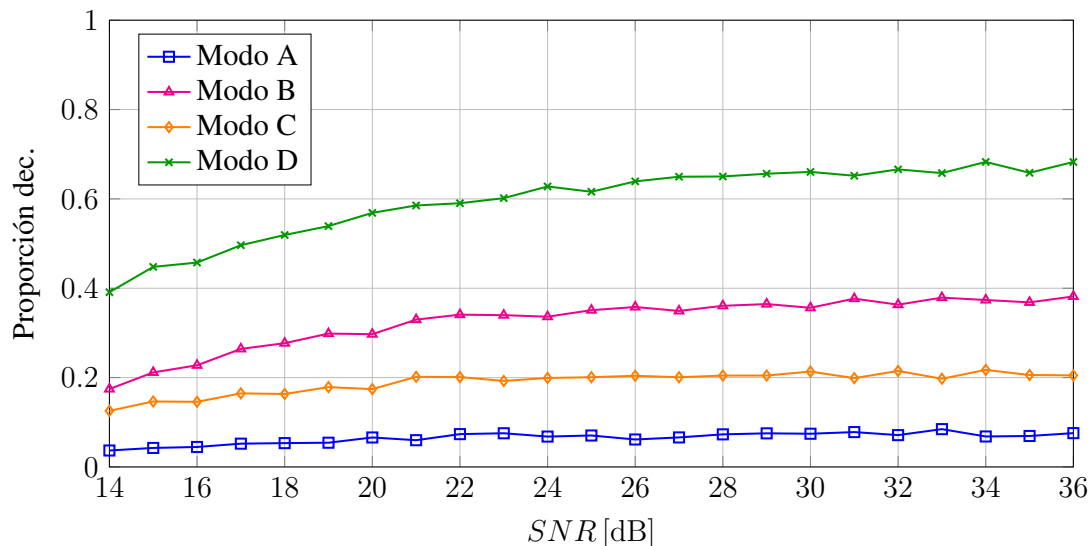


Figura 6.14.- Proporción de tramas decodificadas correctamente en función de la relación señal a ruido en el canal 5 con  $K = 3$ .



## 7. CONCLUSIONES Y LÍNEAS FUTURAS

En este capítulo se recogen las conclusiones obtenidas a partir de los resultados y se presentarán algunas posibles líneas futuras que pueden servir como continuación de este trabajo.

### 7.1.- Conclusiones

En este trabajo se ha implementado parte de la capa física del estándar de radio digital DRM (Digital Radio Mondiale). En particular, se ha implementado la estructura OFDM definida para los modos A, B, C y D. Esta estructura incluye pilotos que permiten realizar la sincronización de trama y la estimación de la respuesta del canal. Para la transmisión de la carga útil, se ha optado por usar un formato diferente al definido en el estándar. En concreto, se usa la modulación 16-QAM, un código convolucional de tasa 1/2 y una suma de verificación. Se han implementado algoritmos de detección de modo, sincronización y estimación de la respuesta del canal, los cuales se han evaluado mediante simulaciones. Estas simulaciones se han realizado sobre los cinco modelos de canal descritos en el estándar de DRM y también han permitido comparar el rendimiento de los diferentes modos.

Por un lado, se ha comprobado que, en general, el modo D es el que presenta mejor rendimiento, seguido de los modos C, B y A. Estas diferencias se deben, por un lado, a las diferentes longitudes de prefijo cíclico usada por cada modo. Una mayor longitud de prefijo cíclico da lugar al uso de ventanas de mayor longitud en el producto escalar de la expresión (4.1), haciendo que la detección de modo y la sincronización de símbolo se vean menos afectadas por el ruido. Además, una mayor longitud de prefijo cíclico hace el sistema inmune a canales con dispersiones del retardo mayores. Este aspecto se observa especialmente en los resultados obtenidos para el canal 5. Por otro lado, la densidad de pilotos usados para estimar la respuesta del canal también depende del modo, por que aquellos modos con una mayor densidad (D, seguido del C, B y A) permitirán realizar una mejor estimación.

También se ha comprobado que la relación señal a ruido necesaria para realizar una decodificación completa de forma correcta (de forma que no existan bits erróneos) es considerablemente superior a la necesaria para realizar únicamente la detección de modo y la sincronización. Por ejemplo, en canal gaussiano esta diferencia es de unos 11 dB. Por ello, se puede concluir que, si bien la sincronización y detección de modo son dos elementos esenciales para la correcta recepción, los requisitos de relación señal a ruido de estos elementos no suponen una limitación en el sistema, dado que la corrección de errores impone requisitos más estrictos.

Para el algoritmo de detección de modo y sincronización de símbolo, descrito en el apartado 4.1, se ha propuesto una mejora basada en la superposición coherente. Los resul-



tados muestran que la proporción de tramas sincronizadas correctamente aumenta de forma significativa para el canal 2, mientras que en otros casos, como el canal 3, dicho aumento es menos significativo. Esto se puede deber a que, dado que el canal 3 presenta variación temporal más rápida, las superposiciones producidas en la expresión (4.3) presentan un menor grado de coherencia que en un canal con una variación más lenta. También se ha evaluado la influencia de esta mejora en la decodificación completa. En este caso, la mejora es mínima, lo cual concuerda con lo comentado anteriormente, donde el rendimiento de la detección de modo y la sincronización no supone una limitación en el sistema.

## 7.2.- Líneas futuras

Dado que solo se ha implementado una parte del estándar, una posible continuación del trabajo puede consistir en la ampliación de la implementación. En particular, puede resultar de interés implementar los siguientes aspectos:

- Completar la estructura OFDM, incluyendo el canal de descripción de servicio y el canal de acceso rápido.
- Soporte para todos los anchos de banda permitidos por el estándar. La implementación de este trabajo usa siempre un ancho de banda de 10 kHz. Esto también implica implementar la decodificación del canal de acceso rápido, dado que este indica cual es el ancho de banda usado.
- Soporte para todas las modulaciones y códigos correctores de errores definidos por el estándar. En este trabajo se usa siempre 16-QAM junto a un código convolucional con tasa 0.5, mientras que el estándar define la posibilidad de usar 16-QAM o 64-QAM con tasas entre 0.5 y 0.78.

Asimismo, es posible llevar a cabo algunas mejoras en el sistema implementado actualmente. Por otro lado, la implementación actual se puede mejorar. Para la estimación de la respuesta del canal, se usa interpolación lineal. Sin embargo, si bien esta interpolación es sencilla de implementar y su coste computacional es bajo, existen algoritmos de interpolación que ofrecen mejor rendimiento [31], entre los que se encuentra el filtro de Wiener [32]. También se puede mejorar la decodificación del código convolucional, dado que actualmente no se está teniendo en cuenta la relación señal a ruido. El uso de esta información permite al decodificador tener una información más precisa sobre el nivel de confianza de cada bit. Para ello, es necesario incluir en el sistema un algoritmo de estimación de relación señal a ruido, como los propuestos en [33, 34]. Finalmente, también se propone la implementación de algún algoritmo de corrección de desplazamiento en frecuencia (CFO – Carrier Frequency Offset), lo cual podría mejorar el rendimiento en canales con efecto Doppler. En [35, 36] se proponen algoritmos con este objetivo.





## REFERENCIAS

- [1] Página web de GNU Radio – About GNU Radio  
<https://www.gnuradio.org/about/>  
(última visita: junio de 2020)
- [2] “UMTS / WCDMA Modulation”, *Electric Notes*  
<https://www.electronics-notes.com/articles/connectivity/3g-umts/wcdma-modulation.php>  
(última visita: junio de 2020)
- [3] “LTE OFDM, OFDMA SC- FDMA & Modulation”, *Electric Notes*  
<https://www.electronics-notes.com/articles/connectivity/4g-lte-long-term-evolution/ofdm-ofdma-scdma-modulation.php>  
(última visita: junio de 2020)
- [4] “Wi-Fi: Overview of the 802.11 Physical Layer and Transmitter Measurements”, Tektronix.
- [5] Alfredo Magenta, “Transición de la televisión analógica a la digital”, *Actualidades de la UIT*, volumen 2006, número 3, abril de 2006.
- [6] “ATSC Salutes The ‘Passing’ Of NTSC”, *ATSC Newsletter*, junio de 2009.  
<https://www.atsc.org/news-release/atsc-salutes-the-passing-of-ntsc-press-release/>  
(última visita: junio de 2020)
- [7] DTV Status  
<http://en.dtvstatus.net/>  
(última visita: junio de 2020)
- [8] Rafael Sotelo, Diego Durán, “Modulación Digital Aplicación a la Televisión Digital en DVB”, *Memoria de Trabajos de Difusión Científica y Técnica*, número 6, páginas 42-63, 2008.
- [9] Rafael Sotelo, Diego Durán, José Joskowicz, “Sistema de transmisión ISDB-T”, *Memoria Investigaciones en Ingeniería* (Universidad de Montevideo), número 9, páginas 67-77, septiembre de 2011.
- [10] “Receiving ATSC 3.0”, *TV Technology*.  
<https://www.tvtechnology.com/opinion/receiving-atsc-30>  
(última visita: junio de 2020)
- [11] “Radio Broadcasting Systems; Digital Audio Broadcasting (DAB) to mobile, portable and fixed receivers”, ETSI EN 300 401 V2.1.1, enero de 2017.



- [12] “Digital Audio Broadcasting (DAB); DAB audio coding (MPEG Layer II)”, ETSI TS 103 466 V1.2.1, septiembre de 2019
- [13] “Why DAB radio in the UK is broken, and how to fix it”, TechRadar.  
<https://www.techradar.com/uk/news/car-tech/why-dab-radio-in-the-uk-is-broken-and-how-to-fix-it-1217586>  
(última visita: junio de 2020)
- [14] “Digital Audio Broadcasting (DAB); DAB+ audio coding (MPEG HE-AACv2)”, ETSI TS 102 563 V2.1.1, enero de 2017.
- [15] “HD Radio™ AM Transmission System Specifications”, revisión F, SY\_SSS\_1082s, agosto de 2011.
- [16] “HD Radio™ FM Transmission System Specifications”, revisión D, SY\_SSS\_1026s, febrero de 2005.
- [17] “Digital Radio Mondiale (DRM); System Specification”, ETSI ES 201 980 V4.1.2, abril de 2017.
- [18] ITU-T G.992.1, “Asymmetric digital subscriber line (ADSL) transceivers”, junio de 1999.
- [19] Algoritmos XXHASH32 y XXHASH64, código fuente de la implementación.  
<https://github.com/Cyan4973/xxHash>  
(última visita: mayo de 2020)
- [20] Ronald A. Fisher, Fisher Yates, “Statistical tables for biological, agricultural and medical research”, Oliver and Boyd, 3ª edición (ISBN 0-02-844720-4), páginas 26-27, 1948.
- [21] “PCG, A Family of Better Random Number Generators”  
<https://www.pcg-random.org/>  
(última visita: junio de 2020)
- [22] L. Zeng, P. Zhang, S. Xu y H. Yang, “Robustness Mode Detection Algorithm in the DRM System”, *IEEE Transactions on Broadcasting*, volumen 54, número 4, páginas 792-798, diciembre de 2008.
- [23] Página web de GNU Radio – OutOfTreeModules  
<https://wiki.gnuradio.org/index.php/OutOfTreeModules>  
(última visita: mayo de 2020)



- [24] Página web de GNU Radio – Tagged Stream Blocks  
[https://wiki.gnuradio.org/index.php/Tagged\\_Stream\\_Blocks](https://wiki.gnuradio.org/index.php/Tagged_Stream_Blocks)  
(última visita: junio de 2020)
- [25] Mahmood Farhan Mosleh, Fa'aza Abbas Abid, “Log-Likelihood Ratio to Improve Hard Decision Viterbi Algorithm”, *Eng. & Tech. Journal*, volumen 31, parte A, número 9, enero de 2013.
- [26] “Viterbi Decoding of Convolutional Codes”, *MIT 6.02, DRAFT, Lecture Notes*, octubre de 2010.
- [27] Recomendación ITU-R BS.1615-1, “Planning parameters for digital sound broadcasting at frequencies below 30 MHz”, mayo de 2011.
- [28] Recomendación ITU F.520-2, “Use of high frequency ionospheric channel simulators”, marzo de 1992.
- [29] Haofeng Wang, Siwei Du, Ning Guan, “Design of Fading Channel Simulator Based on IIR Filter Using Genetic Algorithm”, *International Journal of Communications, Network and System Sciences*, mayo de 2017.
- [30] V. Välimäki, T. I. Laakso, “Principles of fractional delay filters”, *2000 IEEE International Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing. Proceedings (Cat. No.00CH37100)*, volumen 6, páginas 3870-3873, junio de 2000.
- [31] A. F. Kurpiers, V. Fischer, “Open-source implementation of a Digital Radio Mondiale (DRM) receiver”, *2003 Ninth International Conference on HF Radio Systems and Techniques*, páginas 86-90, junio de 2003.
- [32] D. Schafhuber, G. Matz F. Hlawatsch, “Adaptive Wiener filters for time-varying channel estimation in wireless OFDM systems”, *2003 IEEE International Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing, 2003. Proceedings. (ICASSP '03).*, páginas IV-688, abril de 2003.
- [33] Shousheng He, M. Torkelson, “Effective SNR estimation in OFDM system simulation”, *IEEE GLOBECOM 1998 (Cat. NO. 98CH36250)*, volumen 2, páginas 945-950, noviembre de 1998.
- [34] Di Wu, Huaizong Shao, Fan Yang, Linli Cui, “An Improved SNR Estimator for Wireless OFDM Systems”, *Journal of Computational Information Systems*, 2013.
- [35] F. Classen, H. Meyr, “Frequency synchronization algorithms for OFDM systems suitable for communication over frequency selective fading channels”, *Proceedings of*



*IEEE Vehicular Technology Conference (VTC)*, volumen 3, páginas 1655-1659, junio de 1994.

- [36] Cheng Yan, Ming Yan, “Integer Frequency Offset Algorithm for Digital Radio Mondiale System”, *Journal of Communications*, volumen 8, número 9, páginas 572-578, septiembre de 2013.