

Universidad Carlos III de Madrid



Departamento de Teoría de la Señal y Comunicaciones.

Implementación de sistema MIMO mediante modulación OFDM

PROYECTO FIN DE CARRERA

Autor: DANIEL PÉREZ VAQUERO

Tutora: ANA GARCÍA ARMADA

Madrid, Septiembre de 2014

Título: Implementación de Sistema MIMO mediante modulación OFDM.

Autor: Daniel Pérez Vaquero.

Director: Ana García Armada.

EL TRIBUNAL

Presidente: _____

Vocal: _____

Secretario: _____

Realizado el acto de defensa y lectura del Proyecto Fin de Carrera el día __ de _____ de 20__ en Leganés, en la Escuela Politécnica Superior de la Universidad Carlos III de Madrid, acuerda otorgarle la CALIFICACIÓN de

VOCAL

SECRETARIO

PRESIDENTE

Agradecimientos

En primer lugar quiero agradecer a Ana García Amada, Catedrática de la Universidad Carlos III de Madrid y tutora del proyecto, la implicación que ha mostrado durante la elaboración de este proyecto, las recomendaciones y sugerencias que me ha aportado para su desarrollo, y la gran contribución de conocimientos teóricos que me ha proporcionado.

En segundo lugar merece especial mención Juan José García Fernández, Becario en formación de doctor de la Universidad Carlos III de Madrid, que ha colaborado y cooperado, mostrando un gran compromiso tanto en el progreso, como en la inclusión de ideas pertinentes para resolver los problemas acaecidos en el laboratorio.

No puedo pasar por alto mis agradecimientos a la Universidad Carlos III de Madrid, que me ha suministrado el material necesario y me ha permitido el acceso y uso del laboratorio de comunicaciones móviles, sin el cual no habría sido posible la presentación de este proyecto.

En última instancia agradezco a mi familia, compañeros y a todas aquellas personas próximas a mí el apoyo que me han brindado y me brindan día a día, así como me gustaría agradecer a todos aquellos profesores de los que me he beneficiado, he aprendido, y además he disfrutado en el transcurso de mi vida académica, y que han hecho posible la formación de la que hoy en día dispongo.

Resumen

A lo largo de los últimos años las tecnologías de la información se han convertido en uno de los pilares de la sociedad. No obstante, a pesar del extraordinario desarrollo de éstas, las exigencias de los usuarios han ido aumentando con el paso del tiempo. Por consiguiente, estas tecnologías han evolucionado ofreciendo infinidad de servicios y elevadas tasas de transmisión.

Actualmente, las comunicaciones inalámbricas desarrollan un papel fundamental en lo que a las comunicaciones se refiere. En este punto concreto entra en juego el papel de las modulaciones, siendo OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) una de las más interesantes en la actualidad. Si a esto se le añade el papel de las tecnologías MIMO (Multiple-Input and Multiple-Output) se convierte en algo más atractivo aún debido a las innumerables ventajas que estos sistemas aportan. Por este tipo de beneficios el proyecto se basa en la implementación de un sistema MIMO transmitiendo la información mediante modulación OFDM. El sistema consta de tres equipos, dos de los cuales realizan la función de transmisores. Para llevar a cabo la implementación de la parte MIMO se ha propuesto el esquema de codificación de Alamouti, gracias al cual se obtiene ganancia por diversidad que da lugar a una mejora de las prestaciones.

Durante el diseño y desarrollo del sistema completo, uno de los puntos clave han sido las pruebas realizadas del mismo, desarrollando así el proceso de validación y ayudando a su vez a comprender el funcionamiento del sistema. Para ello se ha habilitado una interfaz gráfica que facilita la interacción del usuario dejando gran cantidad de parámetros a su elección.

Tras la dedicación y tiempo empleado, se ha desarrollado un complejo sistema de comunicaciones capaz de transmitir cualquier archivo (imagen, sonido, video, etc.) permitiendo incluso la posibilidad de transmitir texto o caracteres en tiempo real.

Índice general

Capítulo 1: Introducción y Objetivos.....	9
1.1 Contexto del proyecto.....	10
1.2. Objetivo.....	11
1.3 Organización de la memoria.....	12
Capítulo 2: Conceptos Teóricos.....	14
2.1. Modulación OFDM.....	15
2.1.1. Introducción.....	15
2.1.2. Ventajas e inconvenientes.....	18
2.1.3. Sincronismo en tiempo.....	19
2.1.4. Sincronismo en muestreo.....	20
2.1.5. Sincronismo en frecuencia.....	21
2.2. Codificación Espacio-Temporal.....	24
2.2.1. Introducción a las tecnologías MIMO.....	24
2.2.2. Esquema de codificación de Alamouti.....	27
2.3. Dispositivo USRP-2920.....	31
2.1.1 Descripción de los dispositivos.....	31
2.1.2. Estructura y esquema del montaje.....	34

Capítulo 3: Desarrollo del Proyecto	36
3.1. Transmisión y recepción mediante USRP's.....	37
4.1.1 Configuración de los dispositivos.....	37
4.1.2 Transmisión y recepción de la información.....	39
3.2. Sincronización.....	40
3.2.1. Generación de secuencias de sincronismo en el transmisor.....	44
3.2.2 Sincronización en tiempo.....	45
3.2.3 Sincronización en frecuencia.....	47
3.2.4 Reajuste de la sincronización.....	51
3.3. Generación y procesado de los paquetes.....	52
3.4. Modulación y demodulación OFDM.....	54
3.5. Estimación de canal e inserción de pilotos.....	56
3.6. Codificación y decodificación espacio-temporal.....	60
3.7. Mapeado de los bits en símbolos de la constelación.....	62
3.8. Transmisión y recepción de información.....	64
3.8.1. Transmisión y recepción de texto.....	64
3.8.2. Transmisión y recepción de archivos.....	68
3.9. Interfaz gráfica e interacción del usuario.....	72
 Capítulo 4: Pruebas y Validación del Sistema	 76
4.1. Efectos indeseados de los dispositivos utilizados.....	78
4.2. Funcionamiento a diferentes frecuencias de portadora.....	80
4.3. Funcionamiento con diferentes anchos de banda.....	82
4.4. Transmisión variando el número de portadoras.....	84
4.5. Transmisión variando las bandas de guarda.....	86
4.6. Transmisión variando el número de símbolos OFDM.....	88
4.7. Transmisión variando la constelación QAM utilizada.....	90
4.8. Mejora al utilizar la codificación de Alamouti.....	92

Capítulo 5: Presupuesto.....	94
5.1. Detalle de recursos y costes humanos.....	95
5.2. Detalle de costes hardware y software.....	96
5.3. Coste total del proyecto.....	96
Capítulo 6: Conclusiones.....	98
6.1. Conclusiones generales del proyecto.....	99
6.2. Futuras líneas de trabajo e investigación.....	100
Capítulo 7: Glosario de términos y Referencias.....	103
7.1. Términos y siglas.....	104
7.2. Referencias y bibliografía.....	105
Anexo I. Sistema de transmisión sincronizado.....	107
Anexo II. Información adicional sobre USRP's.....	109

Capítulo 1

Introducción y Objetivos

1.1. Contexto del Proyecto.

A lo largo de los últimos años se ha podido observar una notable evolución y un gran desarrollo en la historia de las comunicaciones. Estas han evolucionado hasta dar lugar a una inmensa variedad de servicios que eran impensables hace una década.

En la actualidad, las comunicaciones inalámbricas ejercen un papel fundamental en el ámbito de las comunicaciones, ofreciendo una serie de servicios que no habrían sido posibles a través de las comunicaciones por cable, por esto, constituyen uno de los pilares fundamentales en el terreno de las tecnologías de la información.

A causa del gran incremento de la demanda y desarrollo que los dispositivos portátiles han sufrido en los últimos años, se observa cómo cada día este tipo de comunicaciones adquieren especial relevancia en la sociedad, máxime cuando se trata de dispositivos móviles, o los llamados actualmente "Smartphone" (móviles inteligentes). Estos dispositivos aumentan su funcionalidad de forma exponencial, siendo algunas de las principales funciones la conectividad y acceso a internet a alta velocidad.

Es por ello que a día de hoy, se han alcanzado niveles sin precedentes en cuanto a la cantidad de información que es transmitida de forma inalámbrica. Este considerable aumento, no solamente le repercute a las redes de comunicaciones, sino también a la forma de transportar dicha información.

Un claro ejemplo en el cual es posible contemplar tal efecto sería el caso de las comunicaciones móviles, cuya evolución ha sido notoria desde el desarrollo del GSM. A partir de ese momento fueron desarrollados multitud de protocolos en los que una de las principales diferencias ha sido el aumento de la tasa de transmisión.

Sin embargo, este desarrollo de la sociedad de la información es debido no sólo a la mejora de las redes de comunicaciones, sino también al formidable avance de la electrónica, la cual desempeña un papel decisivo en la actualidad.

Esto significa que tanto nuestras redes como protocolos han de evolucionar a un ritmo fulminante, ya que la demanda de los usuarios determina el desarrollo de la tecnología. Por ello, resulta necesaria la búsqueda de soluciones para los diversos problemas que este repentino desarrollo supone, especialmente cuando se trata del uso del espectro radioeléctrico.

Con todo esto y teniendo en cuenta el contexto en el cual la sociedad se encuentra inmersa, el desarrollo de las comunicaciones y nuevas tecnologías se presenta como algo de vital importancia en la actualidad. Sin duda éstas marcarán, en cierta medida, el futuro de la humanidad.

1.2. Objetivos del proyecto.

Las necesidades de los usuarios incentivan la investigación y el desarrollo de nuevas tecnologías, así como protocolos, redes o dispositivos. De esta forma es posible ofrecer tasas de información cada vez mayor, proporcionando así el gran número de servicios que la sociedad demanda actualmente. Incluso, algo más importante aún, sin necesidad de ocupar un mayor rango espectral, por ser éste un recurso limitado.

Una solución a este tipo de problemas serían las tecnologías con múltiples antenas (MIMO). Estos nuevos sistemas de comunicaciones están provistos de varias antenas tanto en transmisión como recepción, lo cual aporta multitud de posibilidades y diferentes combinaciones. Pero en el caso de las comunicaciones móviles, cobra especial interés el enlace descendente, el hecho de que los usuarios demanden una mayor cantidad de información en este sentido hace especialmente importantes este tipo de enlaces, adquiriendo especial relevancia la velocidad de descarga.

En este punto conviene aclarar la multitud de ventajas que ofrecen los sistemas MIMO, que además del aumento de la capacidad, estos pueden ofrecer diversidad espacial, o incluso conformado de haz, lo que permite mejorar las prestaciones de los sistemas y reducir la interferencia entre diferentes dispositivos.

El propósito de este proyecto es ofrecer solución a uno de los principales problemas que se plantean en el ámbito de las comunicaciones. Para ello, considerando las innumerables ventajas que estos sistemas ofrecen y sin olvidar la complejidad que al mismo tiempo suponen, el proyecto se ha centrado principalmente en la mejora de la diversidad espacial, con la cual es posible aumentar la tasa binaria o disminuir la potencia y ser capaz de mantener la tasa de error de bit en ambos casos.

El sistema de comunicaciones que se ha diseñado para poder llevar a cabo dicha tarea está compuesto por 2 transmisores y un receptor (MISO (Multiple-Input and Single-Output)). Para esta configuración se ha aplicado el esquema de codificación espacio-temporal de Alamouti, transmitiendo la señal modulada en OFDM por ser ésta una modulación con una alta eficiencia espectral.

Esta revolucionaria tecnología planteada a lo largo del proyecto, puede ser aplicada a infinidad de dispositivos que en la actualidad hacen uso del espectro radioeléctrico, ya sean teléfonos móviles, teléfonos inalámbricos, tabletas, portátiles, televisión, radio, incluso cámaras de fotos o video digitales en un futuro. Esto aportaría un claro beneficio en cuanto al uso del espectro se refiere, dejando libres ciertas bandas de frecuencias.

Es por este motivo por lo que en uno de los escenarios más avanzados como es el de las comunicaciones móviles, ya es posible observar cómo comienzan a aplicarse estas tecnologías, como es el caso de LTE (Long Term Evolution). Con lo cual el proyecto ayuda a su vez a comprender el funcionamiento de éstas mediante la realización de un sistema de comunicaciones que simule dicho comportamiento de manera sencilla.

1.3. Organización de la memoria.

La memoria del proyecto está compuesta en su totalidad por siete capítulos y dos anexos que se desglosan a continuación:

El capítulo uno es un capítulo meramente introductorio, donde son analizados tanto el contexto como los objetivos, dejando patente, de este modo, la idea y la motivación del mismo.

En el desarrollo del segundo capítulo se exponen al detalle aquellos conceptos teóricos previos que son necesarios para la comprensión del proyecto, es aquí donde se explican algunos de los puntos más relevantes. El capítulo se abre con una breve introducción a la modulación OFDM, pormenorizando algunos aspectos claves como por ejemplo los pros y contras o el sincronismo tanto en tiempo como en frecuencia que presenta. Continúa precisando la tecnología MIMO y otra breve introducción dará paso al esquema de Alamouti. Para concluir con los conceptos, se señalan aquellos aspectos significativos pertenecientes a los dispositivos utilizados, es decir, aspectos como pueden ser el funcionamiento o el esquema de montaje.

A lo largo del tercer capítulo se despliega el proyecto, explicando cómo se ha llevado a cabo cada una de las partes. Para lograr este fin, se estructura por capas o funciones, tanto en transmisión como en recepción. Esto significa que en cada uno de los apartados se encuentran especificadas cada una de las partes del sistema completo, diferenciando en ella el transmisor del receptor. El apartado se estrena con una sucinta explicación sobre cómo se realiza la transmisión de datos mediante un USRP (Universal Software Radio Peripheral), y a continuación se irán añadiendo funciones hasta llegar a las capas superiores como sería la transmisión de texto o vídeo.

Las pruebas y validación del sistema ocupan por completo el cuarto capítulo de la memoria. Teniendo en cuenta se dispone de ciertos parámetros a variar, se advierte en este punto de los efectos de cada uno de ellos, así como también de las diferencias halladas al modificar dichos parámetros. Es por ello, que parámetros como: el número de portadoras, las bandas de guarda, el mapeado de los bits en diferentes constelaciones o incluso el ancho de banda utilizado, resultan influir en las prestaciones del sistema.

El capítulo cinco se centra en el presupuesto, aquí se detallan los costes de todo el proyecto, abarcando desde los costes materiales, hasta los costes de personal.

A modo de cierre, el sexto capítulo ofrece una conclusión sobre todo lo expuesto, que va acompañada a su vez de las nuevas líneas de investigación que este proyecto deja abiertas para continuar mejorando o trabajando sobre el mismo.

Se reserva el séptimo capítulo para la incorporación de un práctico glosario de términos y referencias y bibliografía para ampliar información.

Finalmente, se han incorporado a la presente memoria del proyecto dos anexos cuya información podría ser de interés. En el anexo I se realiza una comparación entre un sistema sincronizado y un sistema sin sincronizar, ayudando de esta forma a comprender este efecto y la degradación que supone. En cuanto al anexo II, se trata del *datasheet* de los equipos NI-2920. Éste puede resultar especialmente útil a la hora de consultar información sobre sus características así como las limitaciones con las que cuentan los dispositivos.

Capítulo 2

Conceptos Teóricos

2.1. Modulación OFDM.

2.1.1. Introducción.

La modulación OFDM es un tipo de modulación multiportadora consistente en dividir el espectro en varios sub-canales o sub-portadoras. Tras obtener una secuencia de símbolos, previamente codificada mediante una constelación M-QAM (Quadrature Amplitude Modulation) o bien M-PSK (Phase Shift Keying), ésta es subdividida en N tramas, de modo que cada una de las tramas es transmitida en una sub-portadora distinta. Esta modulación surgió con el propósito de conseguir altos regímenes binarios y subsanar los problemas relacionados con el efecto multitrayecto. Debido a la ortogonalidad de las portadoras en el espectro, esta modulación proporciona una elevada eficiencia espectral, lo cual ha hecho que se haya convertido en una de las modulaciones más utilizadas en la actualidad.

Se podría pensar que la implementación de esta modulación resulta inviable debido al hecho de generar en el transmisor y detectar en el receptor tal cantidad de portadoras, ya que supondría un alto número de osciladores en el transmisor, y daría lugar a numerosos problemas de sintonización y sincronismo, puesto que se puede llegar a tratar incluso de miles de portadoras equiespaciadas.

Sin embargo, este problema ha sido solventado y únicamente se requiere una cadena de transmisión y recepción que es capaz de modular o demodular todas las portadoras al mismo tiempo. Una señal OFDM es la transformada discreta de Fourier inversa de los coeficientes mapeados en las portadoras, y en consecuencia, los coeficientes son la transformada directa de la señal OFDM. Es por este motivo que en el proceso de modulación y demodulación se lleva a cabo en tiempo discreto utilizando los algoritmos de IFFT (Inverse Fast Fourier Transform) y FFT (Fast Fourier Transform) respectivamente. Se consigue de esta manera una implementación computacionalmente eficiente, que hace posible que esta modulación sea realizada por dispositivos con capacidad de cómputo más reducida. Este proceso se ve reflejado en las figuras 1 y 2, modulador y demodulador respectivamente.

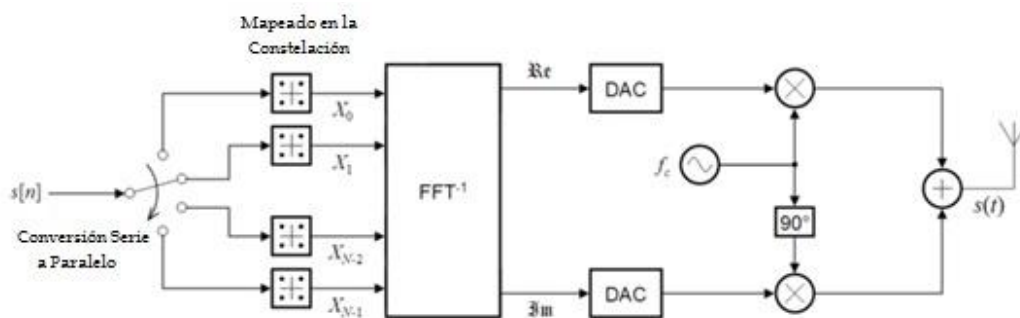


Figura 1: Modulador OFDM.

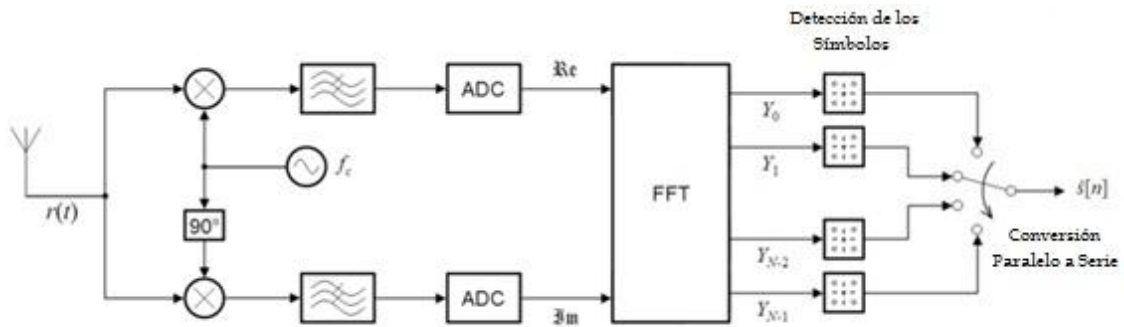


Figura 2: Demodulador OFDM.

Desarrollando pormenorizadamente las ecuaciones que determinan el comportamiento de la señal OFDM, se percibe que la señal resultante $s(t)$ en la figura 1, es igual a la transformada discreta de Fourier inversa multiplicada por la exponencial compleja que desplaza la señal a la frecuencia de portadora deseada.

$$s(n) = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} (S_k e^{j2\pi kn/N}) e^{j2\pi fn} \quad [2.1]$$

Esta modulación es realizada siguiendo la ecuación 2.1 en la cual N representa el número de portadoras, S_k los símbolos a transmitir, f la frecuencia de portadora y $n=0,1,\dots, N-1$. Por consiguiente, esta señal modulada puede ser interpretada tanto en tiempo como en frecuencia observando de esta forma las diferentes portadoras, tal y como se aprecia en la figura 3.

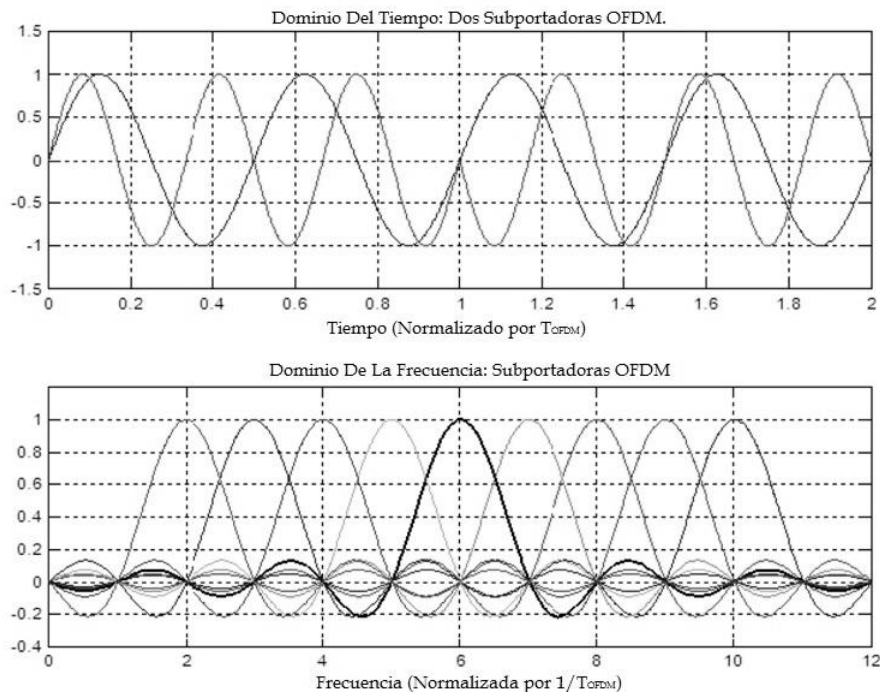


Figura 3: Modulación OFDM en tiempo y en frecuencia.

Sin embargo, a pesar de crear diferentes sub-canales en el ancho de banda utilizado, se plantean, a este nivel, otra serie de problemas como es la interferencia intersimbólica que se produce debido al efecto del canal. Dependiendo de la dispersión que el canal de comunicaciones introduce en la señal, es posible que los símbolos OFDM se interfieran, lo cual supone una degradación de las prestaciones. Para evitar tal efecto se introduce un prefijo cíclico a la señal.

Este prefijo cíclico es introducido dependiendo del efecto del canal, por lo que si se espera que la respuesta al impulso del canal cuente con una duración máxima de T_h segundos, se deja un tiempo de guarda T_{PF} , siendo siempre éste mayor que T_h . En él se replican las últimas muestras del símbolo OFDM, incluyéndolas al inicio del mismo. Estas muestras son conocidas como prefijo cíclico, que al contar con la duración oportuna asegura la ausencia de ISI (Intersymbol interference).

A modo de ejemplo, en la figura 4 se representa la generación de los símbolos OFDM y la inserción del prefijo cíclico.

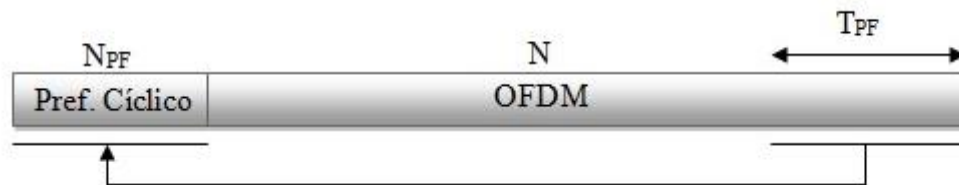


Figura 4: Símbolo OFDM incluyendo el prefijo cíclico.

La duración del prefijo cíclico está fuertemente supeditada al escenario o canal por el cual es transmitida la señal OFDM, constituyendo por tanto una característica importante de esta modulación. Como ya se ha señalado anteriormente depende del entorno de propagación y de la dispersión temporal o lo que es lo mismo T_h . Por lo tanto, si se espera un entorno de propagación de baja dispersión temporal, bastará con un prefijo cíclico de corta duración. Si en cambio, el entorno de propagación generara un retardo de larga duración, el prefijo cíclico deberá ser en este caso de larga duración, evitando de esta forma efectos indeseados del canal.

Conviene señalar que el número de muestras que se incluyen como prefijo cíclico debe ser calculado considerando el ancho de banda así como del número de portadoras, debido a que el tiempo de símbolo OFDM varía dependiendo de dichos parámetros.

Otro de los puntos importantes de esta modulación, es la estimación de canal necesaria para decodificar los símbolos posteriormente. Como consecuencia de la creación de multitud de multitud de sub-canales independientes en el ancho de banda utilizado, es necesario realizar una estimación de canal para cada portadora obteniendo de esta forma un coeficiente complejo con el cual es posible revertir el efecto del canal.

Se trata, por tanto, de una modulación versátil, en la cual es posible modificar parámetros como: el ancho de banda, el número de portadoras, las bandas de guarda o incluso el mapeo de los bits en infinidad de constelaciones.

2.1.2. Ventajas e inconvenientes.

Una vez analizados de forma concisa las cuestiones más relevantes que ofrece la modulación OFDM, resulta útil exponer tanto los puntos a favor, como las dificultades que esta modulación posee.

Dentro de los beneficios que la modulación OFDM aporta, una de las ventajas más significativas, consistente en la robustez que presenta frente a desvanecimientos selectivos en frecuencia. Debido a la creación de varios sub-canales, se consigue que cada uno de ellos, que conforman a su vez el espectro de la señal, se comporte de forma prácticamente independiente. Esto quiere decir, que si se trata de un canal selectivo en frecuencia únicamente alguna de las portadoras se ve afectada, por consiguiente, no repercute en el resto de los sub-canales. Para una mayor optimización existen algoritmos como *Water Filling*, que consiguen sacar provecho realizando modulaciones independientes, o incluso adaptativas, para cada una de las portadoras.

Otra de las virtudes fundamentales que concede OFDM radica en la alta eficiencia espectral. Gracias al hecho de utilizar portadoras ortogonales en frecuencia, se consigue disminuir la distancia entre cada una de ellas, aprovechando en mayor medida el ancho de banda disponible.

Sumado a los atributos anteriores, sobresale la eliminación de la interferencia intersimbólica producida por el efecto del canal. Ésta resulta fácil de eliminar con el simple hecho de incorporar un prefijo cíclico al símbolo OFDM tal y como se ha indicado anteriormente.

Se puede ver como ventaja añadida la ecualización del símbolo OFDM, la cual se realiza de manera bastante más sencilla que la de un sistema con una única portadora. Además de simplificar el proceso de igualación, esto simplifica a su vez el proceso de estimación pudiéndose realizar mediante un símbolo completo, o bien a través de pilotos incluidos en ciertas portadoras.

Concluyendo con los puntos a favor de la modulación OFDM, conviene destacar la sencillez que la implementación de OFDM supone mediante los algoritmos IFFT y FFT, puesto que se trata de una implementación computacionalmente muy eficiente y que permite implementar el receptor de manera relativamente sencilla.

Pero lamentablemente no todo son ventajas en este sistema, ya que existen una serie de dificultades que resulta necesario solventar.

Sin lugar a duda, uno de los obstáculos más destacados es la sincronización en frecuencia. Esto se debe a que dicha modulación resulta extremadamente sensible al offset (desajuste o diferencia) en frecuencia y al ruido de fase. Por esto, la presencia de

un simple offset en frecuencia produce una importante degradación de las prestaciones del sistema. Además resulta imprescindible a su vez la sincronización en tiempo, o lo que es lo mismo, la sincronización con los símbolos OFDM.

Otro de los impedimentos se basa en que esta modulación posee una alta relación PAPR (Peak-to-Average Power Ratio), o lo que es lo mismo, una gran diferencia entre la potencia pico y la potencia media de la señal modulada. Este efecto dificulta la elección del punto de trabajo en potencia, ya que se podría incurrir en problemas de no linealidad en el sistema, lo cual distorsionaría la señal en recepción.

Incrementando las desventajas se encuentra la necesidad de incluir un prefijo cíclico para evitar la interferencia intersimbólica, lo que supone un coste añadido en cuanto a eficiencia energética se refiere. Este coste se ve incrementado a causa de la sensibilidad y precisión que estos equipos requieren, tanto transmisores como receptores.

No obstante, y a pesar de las dificultades enunciadas sobre la implementación de OFDM (especialmente en lo referente al sincronismo), se trata de una modulación muy eficiente, que permite transmitir información en grandes anchos de banda, evitar numerosos problemas debidos al efecto del canal e incluir un elevado número de portadoras en función de las necesidades.

2.1.3. Sincronismo en tiempo.

En los sistemas basados en OFDM se presta especial atención a la sincronización. En este caso, la sincronización en tiempo puede resultar indispensable debido a que un error en el sincronismo provoca una rotación de las sub-portadoras dentro de la constelación, y éste se acentúa para las portadoras cercanas a los extremos.

Este efecto se demuestra al tener en cuenta las propiedades de la transformada de Fourier, en las que se observa que un retardo en la señal en frecuencia se transforma en una exponencial compleja en tiempo tras realizar la IFFT.

$$a_{k-M} \xrightarrow{IFFT} e^{-j2\pi Mn/N} x[n] \quad [2.2]$$

Esto significa que en caso de no haber sincronizado el receptor correctamente y disponer de un retardo en el símbolo OFDM, se obtendría una portadora residual que provocaría una rotación de la constelación, imposibilitando la tarea de recepción y creando interferencia intersimbólica en caso de no contar con el prefijo cíclico.

Por otro lado, los símbolos recibidos no se han visto afectados únicamente por el efecto del retardo, sino que también cuentan con el efecto del canal. Esto provoca una mayor distorsión, ruido, etc. En la figura 5 se representa una comparativa entre ambas constelaciones.

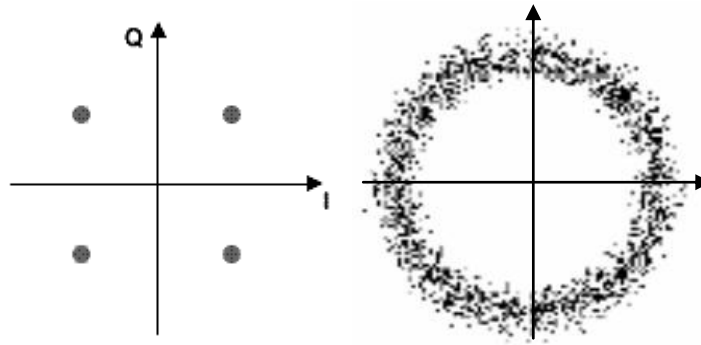


Figura 5: *QAM* (izquierda) y *QAM* con error de sincronismo (derecha).

Sin embargo, en caso de haber incluido el prefijo cíclico y contar con un error de sincronismo lo suficientemente pequeño como para mantener la respuesta impulsiva del canal constante dentro del CP (Cyclic Prefix), se mantendría la ortogonalidad entre las portadoras. El offset se puede considerar como un desplazamiento de fase introducido por el canal, de manera que las rotaciones de fase introducidas pueden compensarse mediante un estimador de canal. Pero si el retardo es mayor que la longitud del CP, el efecto de la ISI será inevitable.

2.1.4. Sincronismo en muestreo.

Uno de los efectos que debe ser considerado en cuanto a la sincronización es el sincronismo en el muestreo. Éste ocurre cuando los relojes del transmisor y del receptor no se encuentran en fase, lo cual produce un desplazamiento con respecto a la muestra correcta o instante óptimo. Para un error de 10 ppm (partes por millón) obtendremos un desfase de una muestra tras haber recibido 100000 muestras. Este hecho podría parecer irrelevante, pero sin embargo produce la pérdida de ortogonalidad entre las portadoras, de tal modo que repercute directamente en las prestaciones del sistema. Es por ello que existen dos métodos diferentes para tratar este efecto:

El primero de ellos se conoce como método sincronizado, que consiste en alinear los relojes del transmisor y receptor gracias a un oscilador controlado por tensión denominado VCO (Voltage-Controlled Oscillator), con el cual es posible alinear las fases, y en consecuencia, la frecuencia de muestreo evitando de esta forma tal error.

El segundo es el método no sincronizado. En estos sistemas la frecuencia de muestreo permanece fija, tanto en el transmisor como en el receptor, y para evitar el error es necesario un post-procesado de las muestras. Sin duda estos sistemas resultan bastante más sensibles a las desviaciones u offset de frecuencia entre los relojes.

2.1.5. Sincronismo en frecuencia.

El offset en frecuencia se produce motivado por la diferencia entre los osciladores del transmisor y del receptor, desplazamientos Doppler o desfases no lineales introducidos por el canal. El primero de los efectos que se deriva de este error es la pérdida de amplitud debido a que las sinusoides no son muestreadas en su máximo. Pero sin duda, indudablemente el problema más importante es la aparición de ICI (Inter Carrier Interference) como consecuencia de la pérdida de ortogonalidad entre los subcanales. Para comprender este efecto se ha simulado y representado el espectro de la señal para un sistema con 5 portadoras. En la figura 6 se representa el espectro de estas portadoras, observando a continuación la señal resultante o lo que es lo mismo la suma del conjunto de portadoras.

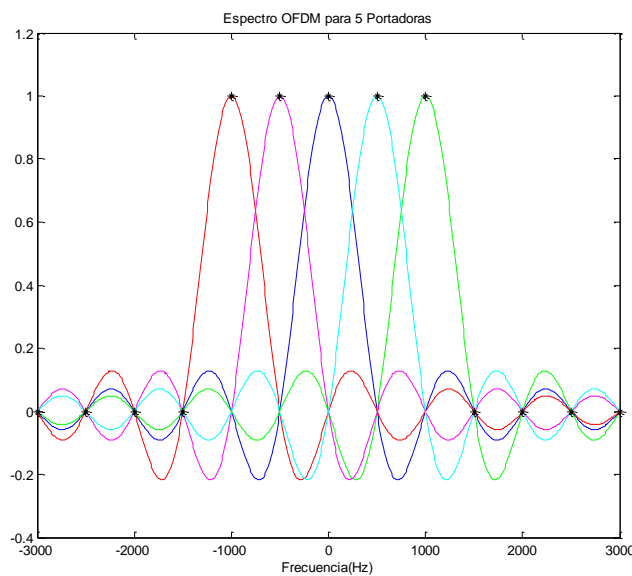


Figura 6: Espectro para 5 portadoras OFDM sin error de frecuencia.

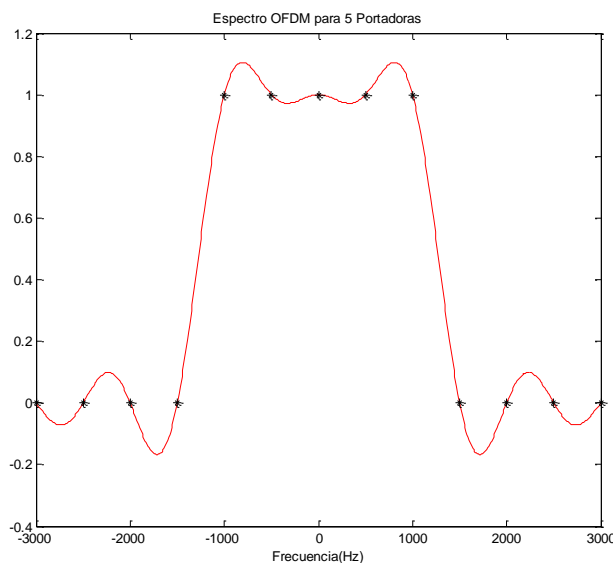


Figura 7: Espectro resultante para 5 portadoras OFDM sin error de frecuencia.

En las figuras anteriores es posible apreciar que el espaciado entre portadoras para esta simulación es de 500Hz. Por otra parte, en cuanto al muestreo, se observa como los relojes de ambos equipos se encuentran sincronizados en frecuencia. Es decir, la frecuencia en la cual el receptor muestrea la señal coincide exactamente con la frecuencia en la cual el transmisor generó ésta misma previamente. Por este motivo no se producen efectos como la ICI o la disminución de la amplitud de la señal.

Sin embargo, cuando ambos equipos no se encuentran exactamente sincronizados la frecuencia a la cual se muestrea cada portadora se ve afectada por el offset. Para ilustrar este efecto, se ha vuelto a representar las mismas imágenes de las figuras 6 y 7, pero incluyendo un error de 150Hz y centrándose únicamente en la portadora central. De esta forma se aprecia como ésta se ve claramente alterada debido a los efectos de la ICI.

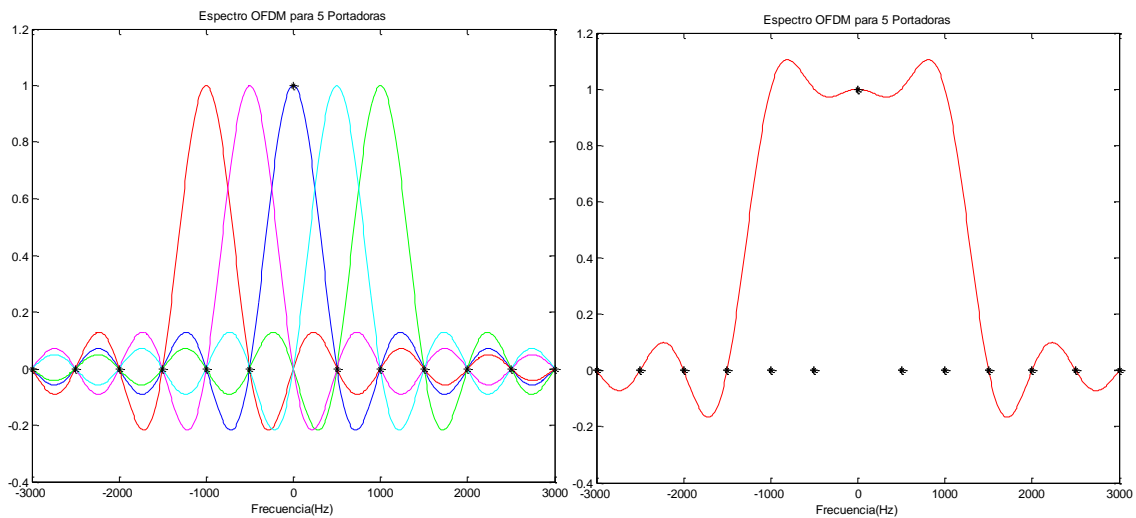


Figura 8: Señal OFDM sin error de offset (Muestreo una portadora).

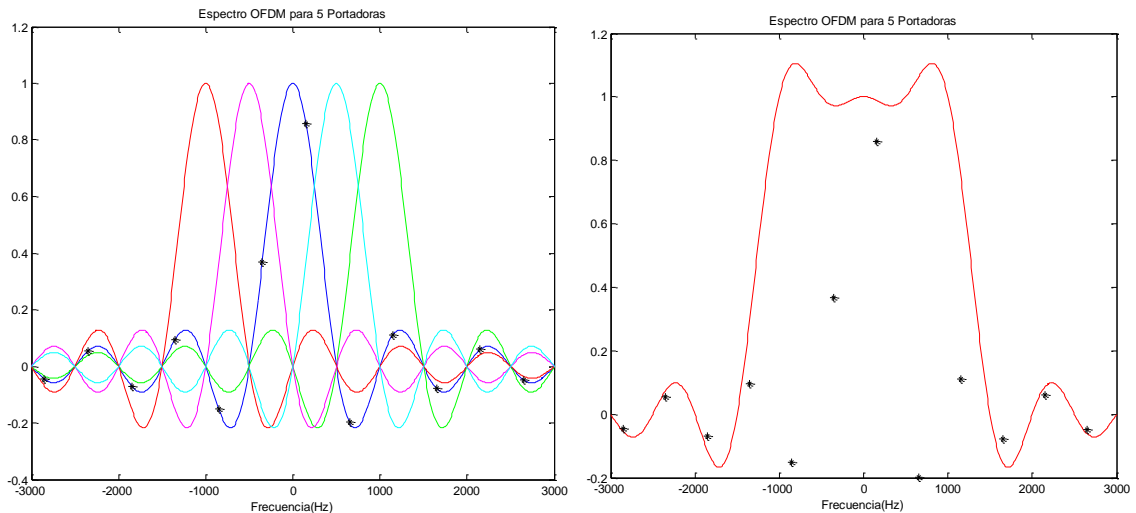


Figura 9: Señal OFDM con error de offset (Muestreo una portadora).

En las figuras anteriores se puede contemplar el efecto que supone una desviación en frecuencia sobre la señal recibida. Esta desviación origina una clara distorsión de la señal, produciendo una degradación de las prestaciones o lo que es lo mismo, un

empeoramiento de la SNR (Signal-to-Noise Ratio) del sistema. Para comparar este efecto con la figura 7 se recomienda observar la figura 10, en la cual se ha representado el espectro de la señal resultante tras incluir el error de frecuencia. Nótese que resulta imprescindible estimar y corregir dicho error si se desea poder decodificar la señal adecuadamente.

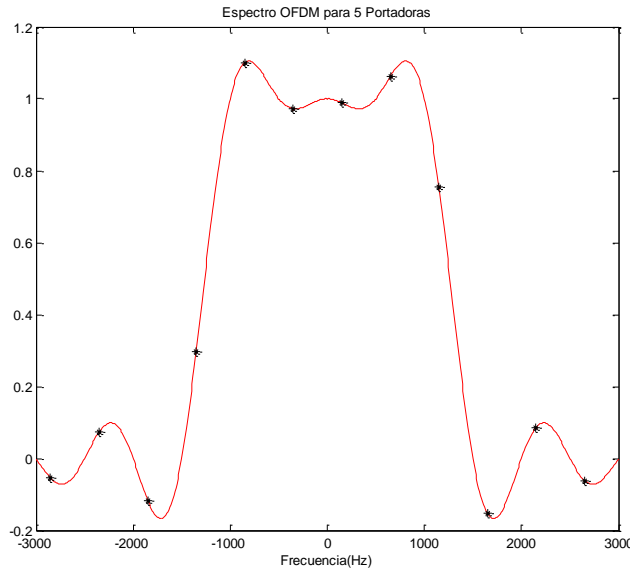


Figura 10: Espectro resultante de la señal OFDM con error de frecuencia.

Fue Pollet [13] el encargado de evaluar este error analíticamente llegando a la conclusión de que la degradación depende de factores como el número de portadoras, el ancho de banda y el offset de frecuencia entre los equipos. Se puede expresar como:

$$D(dB) = \frac{10}{3 \ln(10)} \left(\pi \frac{N}{W} \Delta F \right)^2 \frac{E_s}{N_o} \quad [2.3]$$

La ecuación 2.3 determina la degradación de la SNR del sistema en dB. En ella N representa el número de portadoras, W el ancho de banda utilizado y ΔF el error de offset entre los dispositivos. Se observa como esta relación aumenta de manera cuadrática con N una vez han sido fijados aspectos como el ancho de banda (W) o el ΔF que depende de los equipos. Con lo cual, se deduce que una solución para disminuir el efecto debido a los problemas de sincronismo sería disminuir el número de portadoras. No obstante, conviene aclarar en este caso que la reducción de N dificultaría por otra parte la sincronización temporal debido a que la reducción del número de portadoras disminuye la longitud los símbolos OFDM.

Dicho esto, para no entrar en más detalles en el ámbito de la modulación, ya que éste no es el principal objetivo del proyecto, existe la posibilidad de consultar o ampliar información en el capítulo 4 de [1] a lo largo del cual se explica la modulación OFDM minuciosamente, tanto los conceptos teóricos como la implementación de la misma. También se puede consultar [2] y [3], siendo descritos los conceptos básicos de OFDM en el capítulo 2 de [3], mientras que en el 4 se desglosan los efectos relacionados con el sincronismo.

2.2. Codificación Espacio-Temporal.

Definida la modulación OFDM así como las posibles dificultades que ésta plantea, es importante considerar que en la actualidad ésta suele ser utilizada cada vez más junto con la tecnología MIMO. Por este motivo, se incluye en este punto una escueta descripción de dicha tecnología, resumiendo aquellos conceptos básicos en los que se basa e indicando algunas de las ventajas que muestra. Para concluir el apartado, y dada la importancia que supone para el desarrollo del proyecto, se menciona de forma exhaustiva la teoría y el esquema de codificación propuesto por Alamouti.

2.2.1. Introducción a las tecnologías MIMO.

La tecnología MIMO es un concepto innovador que ha sido desarrollado a lo largo de los últimos años y que actualmente comienza a aplicarse en multitud de comunicaciones inalámbricas. El motivo es el incremento de la tasa de transmisión sin necesidad de incrementar el ancho de banda o la potencia a transmitir. A priori, este concepto resulta matemáticamente sencillo, sin embargo, es posible que surjan ciertas complicaciones a la hora de su implementación.

MIMO trata de aprovechar la diversidad espacial, o lo que es lo mismo, los diferentes caminos que recorren las señales radioeléctricas a la hora de propagarse. Esto significa que resulta posible aprovechar esa diferencia de caminos para obtener en el receptor diferentes señales, de las cuales es posible obtener ciertas ventajas si son tratadas de forma independiente o bien como información redundante. Es decir, se trata de convertir lo que hasta el momento se vio como un problema, debido a la interferencia o distorsión de la señal que produce el efecto multitrayecto, en un beneficio o ventaja para las comunicaciones.

La utilización de las múltiples señales transmitidas en recepción permite obtener multitud de ventajas debido a que la combinación de varias antenas aporta conformado del haz o multiplexación espacial. Este hecho hace posible obtener varios tipos de ganancia como por ejemplo la ganancia de array, ganancia por diversidad, ganancia de multiplexado o ganancia por reducción de la interferencia.

La multiplexación espacial consiste en transmitir varias señales o conjunto de datos por N antenas diferentes. Esto posibilita la recepción de N flujos independientes si se dispone a su vez de N antenas receptoras y los canales son incorrelados. La recepción de estas N señales proporciona un incremento lineal de la capacidad sin necesidad de aumentar el ancho de banda o la potencia transmitida. En la figura 11 se muestra una comparativa para la ganancia por diversidad frente a la ganancia por multiplexación dependiendo del número de antenas.

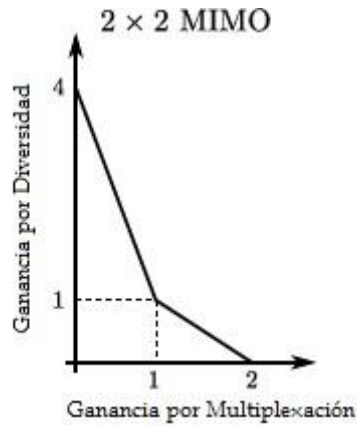


Figura 11: Comparativa de ganancias en un sistema MIMO 2x2.

Las posibles combinaciones de antenas da lugar a diferentes configuraciones que se conocen como SISO (Single-Input and Single-Output), MISO, SIMO (Single-Input and Multiple-Output), MIMO dependiendo del número de antenas disponibles en transmisión y recepción.

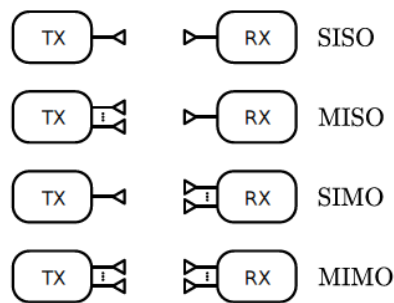


Figura 12: Diferentes sistemas dependiendo del número de antenas [14].

Para un sistema MIMO genérico, independientemente del número de antenas, el canal puede ser modelado mediante la siguiente ecuación:

$$h_i = a_i e^{-j\theta_i} \quad [2.4]$$

En la cual h representa el canal, a hace referencia a la atenuación que sufrida por la señal y θ indica el desfase o retardo. Por otra parte, si las antenas se encuentran suficientemente separadas se puede asumir, como ya se comentó anteriormente, que los canales por los que pasa cada una de las señales emitidas por el receptor son incorrelados. De esta forma, se obtiene en recepción el siguiente sistema de ecuaciones del que es factible recuperar tras su resolución las señales que previamente fueron enviadas. En la siguiente ecuación se modela un sistema de ecuaciones para un sistema MIMO genérico. Nótese que éste cuenta con t antenas transmisoras y r antenas en recepción.

$$\begin{bmatrix} y_1(t) \\ \vdots \\ y_r(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} a_{11}e^{-j\theta_{11}} & \dots & a_{1t}e^{-j\theta_{1t}} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ a_{r1}e^{-j\theta_{r1}} & \dots & a_{rt}e^{-j\theta_{rt}} \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} s_1(t) \\ \vdots \\ s_t(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_1(t) \\ \vdots \\ n_r(t) \end{bmatrix} \quad [2.5]$$

El conjunto de ecuaciones anterior está compuesto por la matriz de coeficientes de canal, concretamente $r \times n$ términos pertenecientes a cada uno de los canales que unen las antenas. El vector S hace referencia al conjunto de señales transmitidas por las t antenas transmisoras. Por último, debido al efecto del canal y los componentes del sistema, se añade un término de ruido a cada una de las ramas o flujos recibidos. Las señales recibidas por el receptor son por tanto las componentes del vector y , a partir de las cuales se obtienen las señales S sin más que resolver este sistema. Este esquema de ecuaciones se puede representar también gráficamente mediante la siguiente figura.

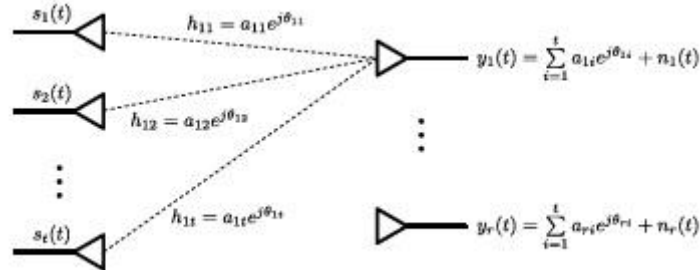


Figura 13: Sistema de ecuaciones MIMO [14].

Estos sistemas dan lugar a un aumento de la capacidad del canal. Por ejemplo, en un sistema MIMO 2×2 la capacidad se determina de acuerdo a la siguiente ecuación.

$$C = E \left[\max_{Tr(R_S) \leq 1} \log_2 \det \left(I + \frac{1}{\sigma^2} H R_S H^H \right) \right] \quad [2.6]$$

En la que Tr es la función traza, R_S se define como $E[ss^H]$, H la matriz de canal y la variable σ hace referencia a la potencia de ruido. A pesar de esta ecuación teórica, el resultado real varía dependiendo del tipo de canal, así como del conocimiento de éste por parte del transmisor (sin conocimiento, conocimiento estadístico, o conocimiento completo).

Conviene resaltar en este punto que la implementación de este tipo de sistemas no resulta sencilla en la realidad. La estimación de la matriz de canal por parte del receptor es un proceso complejo, y en ocasiones, debido a ciertos errores de estimación, puede ocurrir que se trate de una matriz singular. Esto supone ciertas dificultades que es necesario solventar, ya que de ser así se trataría de un sistema indeterminado por no poder calcular la inversa de la matriz de canal. Para evitar este tipo de problemas se realiza una codificación espacio temporal en el transmisor para conseguir que se trate de un proceso reversible en el receptor, aumentando así la ganancia por multiplexación.

Al mismo tiempo es evidente, según el sistema de ecuaciones anterior, que en caso de tratarse de ganancia por multiplexación es necesario contar con un número de antenas en recepción superior o igual al de transmisión. Es decir, r debe ser mayor o igual que t , porque en caso contrario sería imposible resolver el sistema de ecuaciones.

Sin embargo, esto no ocurre en caso de crear un sistema que aporte ganancia en diversidad. Como se aprecia en la figura 11, esta ganancia es de 4 para un sistema de 2×2 .

Si se desea esta última ganancia en el sistema, es posible diseñar un sistema 2×1 y contar con una ganancia en diversidad de 2. Esto es exactamente lo que se pretende mediante el esquema de codificación de Alamouti, con el que es posible obtener ganancia por diversidad tras aumentar el número de antenas con las que cuenta el sistema, ya sea en transmisión (hasta un máximo de dos para este esquema) o en recepción. La implementación de este esquema se detalla a continuación.

2.2.2. Esquema de codificación de Alamouti.

Siguiendo con lo anterior, Alamouti propuso un esquema de diversidad basado en la codificación espacio-tiempo. Este nuevo esquema de diversidad establece que utilizando dos antenas transmisoras y una antena receptora, se llega a proporcionar el mismo orden de diversidad que un receptor MRC (Maximal-Ratio Combining), el cual es capaz de proporcionar ganancia en diversidad al combinar las señales recibidas a través de dos antenas receptoras. Algunas de las características más importantes del esquema de codificación de Alamouti son:

- La redundancia es aplicada a través de múltiples antenas, no en tiempo ni en frecuencia. Esto implica que no es necesario un aumento del ancho de banda o reducción del tiempo efectivo de transmisión.
- No necesita realimentación por parte del receptor hacia el transmisor, lo cual supone una clara ventaja en comparación con otros sistemas en los que es necesario el conocimiento del canal por parte del transmisor.
- La complejidad computacional es similar a un receptor MRC. Por lo que sería otra ventaja añadida en este tipo de esquema de codificación.
- El aumento del número de antenas receptoras proporciona un aumento de la diversidad. Por consiguiente, un esquema con 2 antenas transmisoras y M antenas receptoras proporciona una diversidad del orden de $2M$.

En la figura 14 se ha representado un esquema para diversas configuraciones incluyendo en éste la diversidad que aporta un sistema convencional, o lo que es lo mismo un único transmisor y receptor.

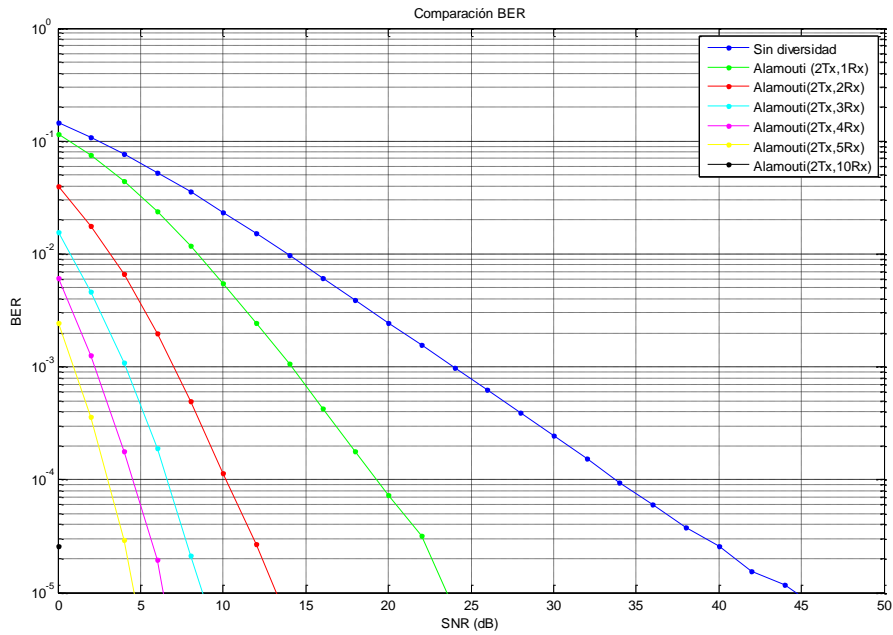


Figura 14: BER (Bit Error Rate) en función del número de antenas.

En la imagen anterior se observa como gracias a la diversidad que proporciona este esquema es posible reducir considerablemente la BER a medida que se aumenta el número de antenas receptoras. A pesar de la infinidad de posibles configuraciones, el modelo seleccionado para llevar a cabo su implementación es el esquema 2×1. Es por este motivo que a continuación se detalle en profundidad el caso de 2 antenas transmisoras y una única antena receptora para este esquema de Alamouti. Por tanto, en la figura 15 se ve representada la configuración o esquema general para el caso de 2 antenas trasmisoras y una antena en recepción.

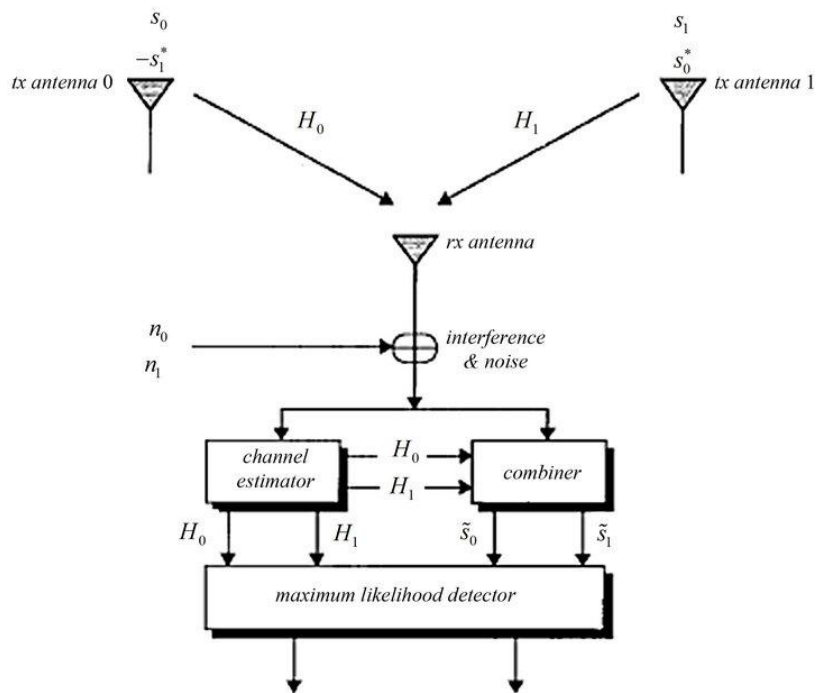


Figura 15: Esquema de codificación de Alamouti [12].

Como se puede apreciar, es necesario realizar una codificación previa y dividir el flujo de bits en dos subarrays que son transmitidos por ambas antenas. Para llevar a cabo este proceso, el sistema cuenta inicialmente con un flujo de datos N compuesto por dos subarrays, S_0 y S_1 que pueden ser de longitud uno o mayor de uno.

$$N = [S_0 \ S_1] \quad [2.7]$$

Cada una de las antenas transmite uno de los subarrays en instantes diferentes aprovechando para ello la propiedad de ortogonalidad. Por consiguiente, las antenas transmiten la secuencia mostrada en las ecuaciones 2.8 y 2.9.

$$A_0 = [S_0 \ -S_1^*] \quad [2.8]$$

$$A_1 = [S_1 \ S_0^*] \quad [2.9]$$

Siendo A_0 la primera de las antenas y A_1 la segunda. De esta forma es posible comprobar que $A_0 A_1^T = 0$, es decir, se trata de dos secuencias ortogonales.

Tras realizar la transmisión en dos instantes de tiempo diferentes, se puede observar que en el extremo receptor se dispone de dos secuencias que incluyen tanto el efecto del canal como el del ruido. Dicho esto es modelar la señal recibida en el instante T_0 como R_0 y la secuencia recibida para el instante T_1 como R_1 , de acuerdo a las siguientes ecuaciones.

$$R_0 = H_0 S_0 + H_1 S_1 + N_0 \quad [2.10]$$

$$R_1 = -H_0 S_1^* + H_1 S_0^* + N_1 \quad [2.11]$$

Siendo en este caso H_0 el canal entre la primera antena y la antena receptora, mientras que H_1 hace referencia al canal que une la segunda antena con la antena receptora. N representa el ruido gaussiano complejo añadido a causa de los efectos del canal así como de las diferentes partes del sistema.

Una vez recibidas estas secuencias, es viable obtener a partir de ellas las señales o conjunto de datos transmitidos originalmente denominados S_0 y S_1 , tal y como indican las siguientes ecuaciones.

$$\tilde{S}_0 = H_0^* R_0 + H_1 R_1^* \quad [2.12]$$

$$\tilde{S}_1 = H_1^* R_0 - H_0 R_1^* \quad [2.13]$$

Sustituyendo en las ecuaciones anteriores las ecuaciones 2.10 y 2.11 y realizando las operaciones necesarias se deduce que tanto S_0 como S_1 se pueden expresar como:

$$\tilde{S}_0 = (a_0^2 + a_1^2) S_0 + H_0^* N_0 + H_1 N_1^* \quad [2.14]$$

$$\tilde{S}_1 = (a_0^2 + a_1^2) S_1 + H_1^* N_0 - H_0 N_1^* \quad [2.15]$$

Siendo en la ecuación anterior los coeficientes a_0 y a_1 los módulos de la respuesta del canal respectivo, ya que éste ha sido modelado mediante la siguiente ecuación.

$$h_i = a_i e^{-j\theta_i} \quad [2.16]$$

Por último, es interesante realizar la normalización correspondiente al dividir la señal \tilde{S}_1 por la suma del módulo al cuadrado de cada uno de los canales, obteniendo de esta forma:

$$\tilde{S}_0 = S_0 + \frac{(H_0^* N_0 + H_1 N_1^*)}{(a_0^2 + a_1^2)} \quad [2.17]$$

$$\tilde{S}_1 = S_1 + \frac{(H_1^* N_0 - H_0 N_1^*)}{(a_0^2 + a_1^2)} \quad [2.18]$$

Conviene aclarar en este punto, que en la realidad se suceden ciertos problemas derivados de errores de estimación, problemas con el canal, aumento del ruido tras la igualación, etc. Mediante simulación se ha podido estimar el aumento de ganancia que aporta un sistema en el que se aplica un esquema de codificación de Alamouti, concretamente un esquema de 2×1 frente a un sistema sin diversidad. Se puede observar la diferencia entre las constelaciones recibidas en la siguiente figura.

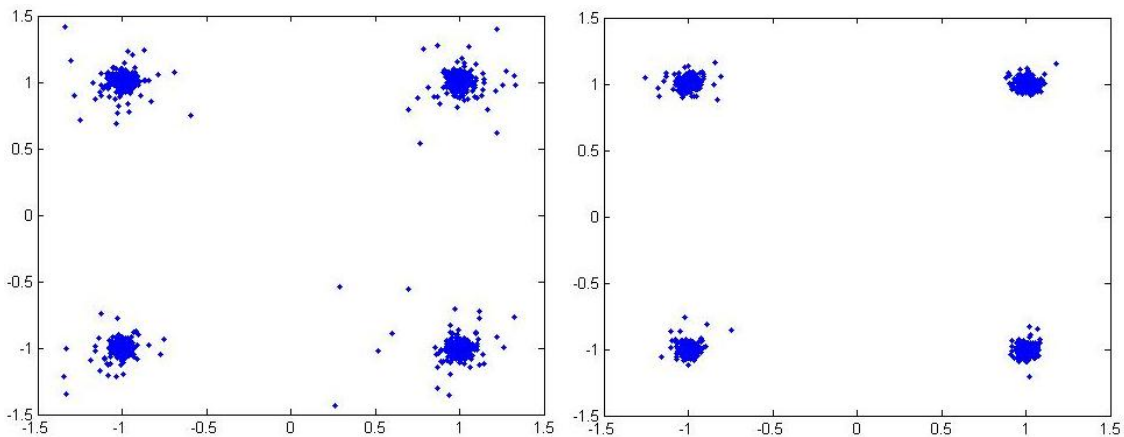


Figura 16: Constelación QPSK sin diversidad (izquierda) y con diversidad (derecha).

La SNR utilizada para la simulación de las constelaciones representadas en las gráficas de la figura 16 ha sido de 30 dB. Al compararlas se aprecia una clara mejora de las prestaciones en caso de contar con un sistema que utiliza la codificación de Alamouti. Se observa como la dispersión de los símbolos recibidos se reduce considerablemente, lo cual supone un sistema más robusto que da lugar a una reducción de la BER. Es por este motivo, así como por las ventajas que este esquema aporta, por lo que se ha decidido utilizar este esquema de modulación junto a OFDM de cara a la realización del proyecto.

Es posible consultar en [12] este estudio de de codificación de Alamouti. Más información sobre las tecnologías MIMO se detalla en el capítulo 1 (fundamentos) o en el 3 (códigos espacio temporales) de [4], también se puede consultar [5] y [6].

2.3. Dispositivo USRP-2920.

2.3.1. Descripción de los dispositivos.

Tras estudiar brevemente la tecnología a utilizar se ha decidido implementar el proyecto mediante dispositivos pertenecientes a la compañía *National Instruments*. Concretamente, de toda la familia de transceptores que ofrece la compañía, se ha optado por el modelo NI USRP-2920, capaz de soportar tecnología MIMO. Estos dispositivos harán posible la implementación del sistema completo así como validación de cada una de las tareas o fases que componen el proyecto.

Para comprender el funcionamiento de dichos equipos, en la figura 12 se muestra un esquema de funcionamiento y los diferentes módulos que lo constituyen.

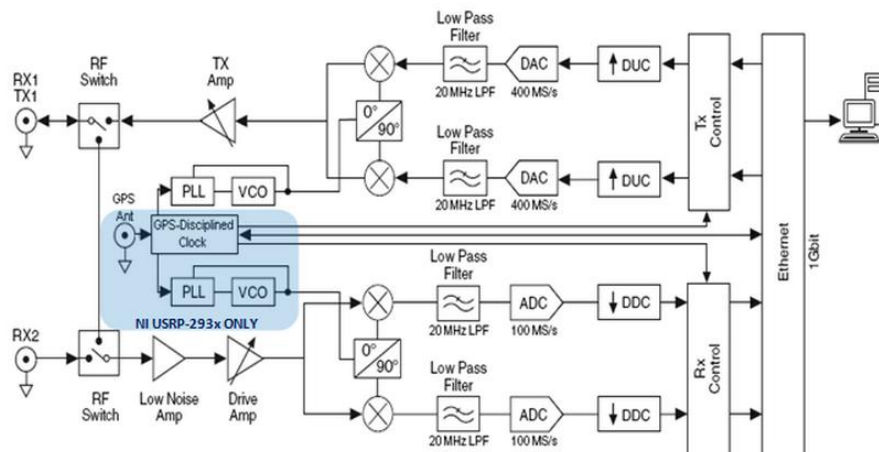


Figura 17: Esquema USRP 2920 [15].

El equipo dispone de 2 cadenas de funcionamiento independientes. La primera de ellas, la cadena de transmisión, se aprecia en la parte superior de la imagen. En esta cadena se observa en primer lugar un controlador, cuya función es fijar parámetros como la frecuencia de portadora, ancho de banda, etc. Seguido de éste, ambas componentes de la señal, la componente en fase y la componente en cuadratura, se someten a un proceso de sobremuestreo mediante el bloque DUC (Digital Upconversion), que junto con un conversor digital/análogo (DAC (Digital/Analog Converter)), se realiza la transformación de la señal al dominio analógico obteniendo una tasa de 400Ms/s.

Tras este proceso, la señal es filtrada mediante un filtro paso bajo con frecuencia de corte de 20Mhz y subida en frecuencia gracias al PLL (Phase Lock Loop), componente que controla la frecuencia de portadora que previamente ha sido determinada por el usuario. En este punto el sistema cuenta con la componente en fase y en cuadratura, con lo cual es posible obtener finalmente la señal resultante mediante la suma de ambas. Por último, un amplificador de ganancia variable controla la potencia a transmitir.

La segunda rama, o rama inferior del esquema, se trata de la cadena receptora del USRP. Ésta está compuesta por una serie de bloques que realizan la función inversa de la cadena de transmisión para obtener finalmente la señal deseada. Como suele ser habitual en los equipos de RF, el sistema dispone de un amplificador de bajo ruido, o lo que es lo mismo LNA (Low Noise Amplifier). En él la señal es amplificada intentando reducir el ruido recibido. Tras éste se encuentra un amplificador de ganancia variable, el cual es controlado por el usuario de la misma forma que se realiza en la cadena de transmisión. Por otro lado, ambas componentes de la señal son bajadas a banda base, y es a partir de este momento donde podrá ser tratada aplicando un filtro paso bajo que elimina el ruido, frecuencias imagen, productos de intermodulación o interferencias recibidas. En el siguiente paso las componentes de la señal son transformadas al dominio digital a través del bloque ADC (Analog/Digital Converter), del cual se obtiene la señal a una tasa de 400Ms/s. La tasa es adaptada a las necesidades del usuario mediante el bloque DDC (Digital Downconversion), obteniendo a partir de este momento las muestras deseadas por el usuario.

Nótese que la frecuencia de portadora de la señal es controlada por un PLL a través de un oscilador controlado por tensión (VCO). Aclarar en este punto que la señal proveniente de GPS Ant. cuya función es obtener una mayor precisión en la frecuencia del sistema, sólo se encuentra disponible para los USRP's de la familia 293X, con lo cual en este caso no es posible mejorar la precisión de la frecuencia utilizada.

Cabe mencionar que el dispositivo cuenta con dos antenas, una de las cuales puede funcionar como transmisora, pero a su vez ambas antenas podría servir para recibir la señal mediante la conmutación que realiza el bloque RF Switch.

Tal y como se ha mencionado anteriormente, los USRP's permiten al usuario fijar parámetros como por ejemplo la frecuencia de portadora, ancho de banda, tasa de muestreo, ganancia, o incluso parámetros referentes al reloj utilizado para sincronizar los dispositivos en frecuencia. Algunos de los más representativos así como el posible rango de funcionamiento para cada uno de ellos son:

- Frecuencia de portadora ajustable desde 50 MHz hasta 2.2 GHz.
- Hasta 20 MHz de banda base I/Q con transmisión de hasta 25 MS/s.
- Rango de ganancia de 0 a 31dB.
- Máxima salida de potencia en transmisión de 70mW (2 GHz).

Otro de los puntos importante de los equipos además de las posibilidades que ofrecen, serían las posibles conexiones del sistema, como por ejemplo antenas, cable de alimentación, cable MIMO, o incluso conectores SMA (SubMiniature version A) para la sincronización externa del equipo. En la figura 13 se aprecia una vista del USRP en la cual se observan los diferentes conectores soportados por el dispositivo seguida por una breve descripción de cada uno de ellos y su funcionalidad.



Figura 18: Conectores en el equipo 2920 [16].

En la parte superior se observan los conectores SMA para las antenas. Tal y como se mencionó anteriormente el 2920 dispone de dos posibles antenas receptoras (RX1 y RX2) y una antena transmisora (TX1). Es decir, el conector de la izquierda sería capaz de realizar ambas funciones.

En la parte inferior derecha se contempla la alimentación del equipo seguida del cable Gigabit Ethernet. El hecho de que se trate de un cable Gigabit Ethernet es debido a la elevada tasa de transmisión necesaria y que por tanto es imprescindible para disfrutar o poder trabajar a las tasas de muestreo que ofrece el USRP.

A continuación se advierte una tarjeta o conector con el nombre de MIMO Expansion. Éste es el conector para realizar la sincronización en caso de trabajar con un sistema MIMO. Como ya se ha descrito anteriormente, en un sistema MIMO resulta imprescindible la sincronización de los equipos y es por ello que es indispensable conectar ambos transmisores para que se encuentren sincronizados en frecuencia, tanto en la frecuencia de muestreo como en la frecuencia de portadora. Mencionar que este cable no es útil únicamente para la sincronización sino también para la transmisión de información entre los USRP's.

Por último, en la parte inferior izquierda se perciben 2 conectores (REF IN y PPS IN). Estos conectores SMA sirven para conectar un reloj externo al sistema y sincronizar los equipos mediante un generador de funciones. El conector REF IN sería necesario para sincronizar la frecuencia de portadora mientras que la función de PPS IN permite sincronizar el instante de muestreo mediante una señal TTL. En caso de trabajar con un sistema MIMO sería necesario sincronizar tanto la frecuencia de portadora así como el instante de muestreo. Ésta es exactamente la función que realiza el cable MIMO. Para una mayor información acerca de los NI-2920 consultar el Anexo II adjunto.

Gracias a la variación de los parámetros de configuración así como a las posibles conexiones que soportan, los USRP's ofrecen una gran versatilidad y un inmenso número de posibilidades, tanto en modulación como a la hora de transmitir información. Es por ello que estos dispositivos han sido seleccionados para implementar un sistema MIMO mediante una modulación OFDM. No obstante, estos equipos cuentan a su vez con ciertas limitaciones tal y como se detalla en los próximos apartados de la memoria.

2.3.2. Estructura y esquema del montaje.

Finalizadas las puntualizaciones sobre el funcionamiento de los dispositivos así como las conexiones soportadas, conviene aclarar el montaje necesario para hacer funcionar el sistema de comunicaciones completo. Es vital recordar que los dispositivos se encuentran conectados mediante un cable Ethernet, lo cual significa que cada uno de ellos cuenta con su propia dirección IP. Uno de los primeros pasos es configurar la tarjeta de red del ordenador a utilizar, deshabilitando para ello el protocolo DHCP (Dynamic Host Configuration Protocol) y asignar la dirección IP y máscara correspondiente. Tras este proceso, únicamente es necesario indicar la IP del USRP que se desea utilizar. Existen dos posibles configuraciones para el montaje.

Una primera opción consiste en conectar a un mismo ordenador los tres equipos mediante la ayuda de un Switch. Para ello, tras conectar en primer lugar el Switch mediante un cable Gigabit Ethernet, se puede conectar al mismo Switch tanto la parte transmisora como la receptora. Tal y como se mencionó anteriormente, los USRP's son capaces de transmitir información mediante el cable MIMO, esto significa que no es necesario conectar ambos equipos transmisores al Switch. Con sólo conectar un equipo, éste transmitirá la información correspondiente al USRP conectado a través del cable MIMO. En la siguiente figura se aprecia este primer esquema de montaje.

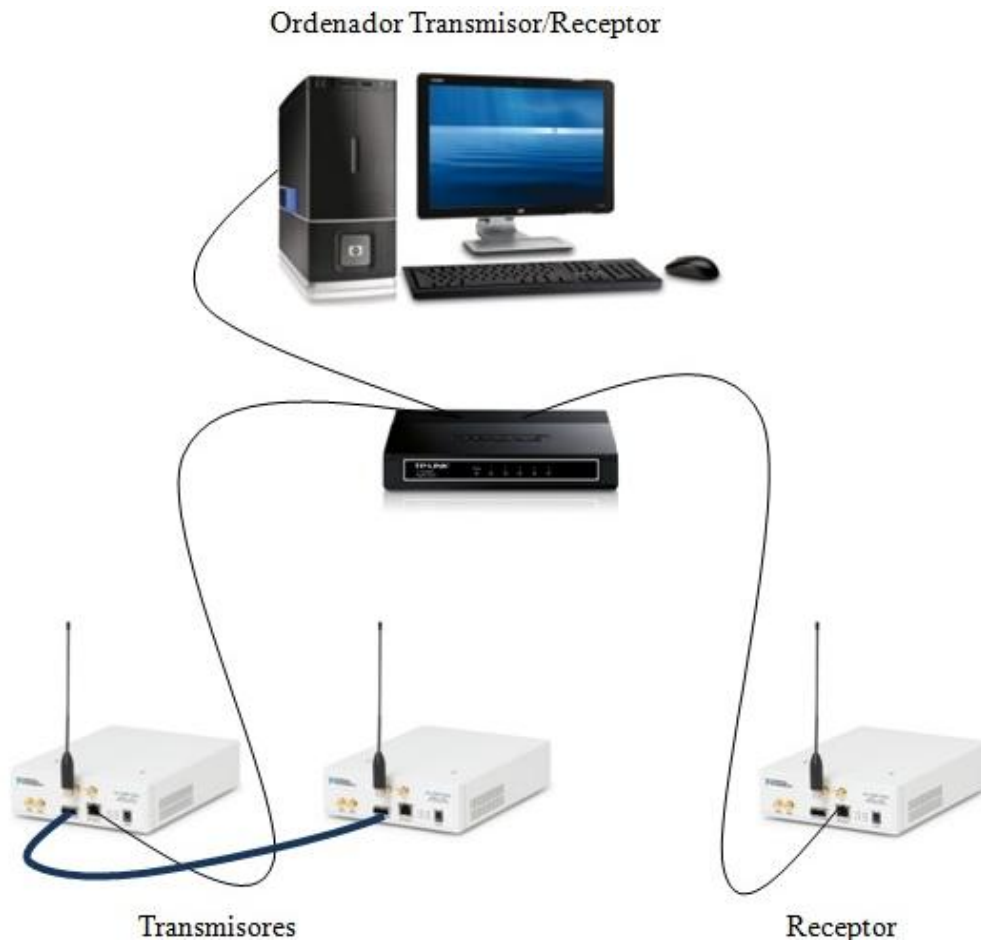


Figura 19: Primer esquema del sistema completo.

La segunda y una mejor opción, se basa en conectar de forma totalmente independiente los transmisores y el receptor. Es decir, sería posible conectar en un único ordenador los equipos encargados de la transmisión mediante el cable Ethernet (conectados entre ellos a través del cable MIMO), y conectar en otro ordenador el sistema receptor. Esta configuración permite realizar pruebas desde diferentes lugares, aportando cierta flexibilidad al sistema. A su vez este esquema libera, en cierta forma, una buena parte de los recursos del ordenador. Este hecho adquiere especial relevancia por tratarse de uno de los problemas que han surgido a lo largo del desarrollo del proyecto. En la siguiente imagen se aprecia un esquema de esta última configuración.

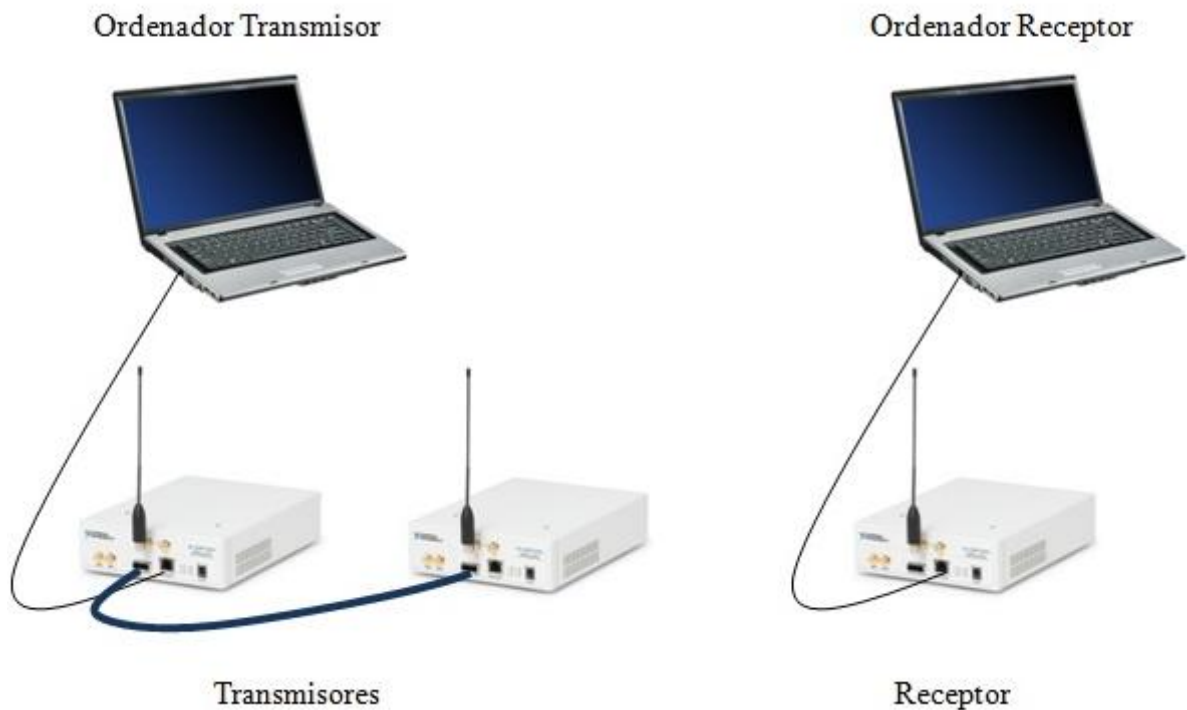


Figura 20: Segundo esquema del sistema completo.

Por último, mencionar que la capacidad del ordenador es limitada en cuanto al uso de CPU así como el acceso a memoria. Este detalle resulta especialmente relevante para el ordenador encargado de la recepción de la señal, debido a que el procesado de la señal en este caso requiere una importante cantidad de recursos en el sistema. Esto significa que, incluso para el segundo esquema, el ancho de banda utilizado se ve limitado por el procesado de la señal. Esto es, a medida que se ha ido desarrollando el proyecto ha sido necesario reducir considerablemente la tasa de transmisión o tasa de muestreo. A pesar de ello es posible transmitir a una tasa más elevada siempre y cuando el buffer del equipo receptor no se sature.

Dados a conocer el montaje de los equipos y la teoría necesaria para la realización del proyecto, se precisan a continuación cada una de las capas que componen el sistema, los criterios de diseño y los métodos o técnicas utilizadas para solventar ciertos problemas, debidos en su mayoría a la sincronización.

Capítulo 3

Desarrollo del Proyecto

A lo largo de este capítulo se desarrolla cada una de las capas o fases llevadas a cabo durante la realización del proyecto. Uno de los primeros pasos, es la transmisión y recepción de una señal mediante los dispositivos utilizados. A partir de este momento, se describe cada uno de los componentes o bloques que conforman el conjunto hasta llegar a la transmisión de texto o incluso cualquier archivo como vídeo, imágenes, etc.

3.1. Transmisión y recepción mediante USRP's.

3.1.1. Configuración de los dispositivos.

Uno de los pasos iniciales que definen por completo el comportamiento del sistema, al menos en lo que a la parte radio se refiere, es la configuración de los dispositivos. Se entiende por configuración la fijación de parámetros como: la frecuencia de portadora, la frecuencia de muestreo, la ganancia de transmisión/recepción, o bien el reloj que éste debe utilizar, ya que en caso de contar con un sistema MIMO la sincronización entre los transmisores cobra especial relevancia.

Para poder llevar a cabo la configuración de los dispositivos, es necesario haber instalado en primer lugar el software correspondiente, así como el módulo para manejar los USRP's. Una vez hecho esto, en la parte que aborda los instrumentos de entrada y salida se disponen los posibles bloques a seleccionar.

Teniendo en cuenta que el sistema consta de dos partes diferenciadas, transmisor y receptor, conviene aclarar que la configuración de ambas difiere en ciertos detalles. Se comienza, por tanto, explicando la parte del sistema correspondiente al transmisor, y continúa con las pequeñas diferencias encontradas en la configuración del receptor debidas principalmente al número de dispositivos.

Lo primero que se debe hacer en este caso es incluir el bloque denominado "niUSRP Open Tx Session" ya que éste es el encargado de iniciar la comunicación con el USRP y abrir lo que se conoce en Labview como un "handle", que sirve para controlar la sesión que ha sido abierta con el USRP correspondiente. Es en este mismo bloque en el cual se le indica al sistema que dirección o direcciones IP poseen los equipos a configurar.

Tras este proceso, se obtiene del sistema un controlador de la sesión que resulta necesario para configurar el resto de parámetros. Por tanto, la siguiente parte a configurar sería la sincronización de los dispositivos. Ésta se realiza a través del bloque conocido como "niUSRP Configure Trigger", que básicamente es el encargado de configurar el reloj de ambos equipos transmisores. Este proceso resulta imprescindible si se desea que ambos transmisores trabajen mediante el mismo reloj. En caso contrario, la falta de sincronización afectaría de forma negativa al sistema haciendo inviable el proceso de comunicación.

La configuración del sistema continúa. Una vez sincronizados, existen una serie de bloques, a través de los cuales es posible modificar parámetros como: la frecuencia de portadora, tasa de muestreo, el USRP (con el que se trabaja para poder configurar parámetros propios como serían la ganancia de cada uno de los equipos), etc. Recordar que estos parámetros son definidos por el usuario, y que es éste por tanto el encargado de establecerlos. Para ello se ha creado una interfaz gráfica en la cual es posible modificar todos y cada uno de los parámetros del sistema, ésta se detalla en el apartado 3.9.

Conviene puntualizar que en caso de contar con un sistema en el cual los USRP's se encuentran sincronizados, es necesario establecer una marca de tiempo. Esto se realiza para que ambos equipos comiencen la transmisión en el instante oportuno. Para ello se dispone de un bloque conocido como "niUSRP Set Time" con el que es posible determinar el instante exacto en que se desea comenzar con la transmisión. Finalmente, el bloque de configuración devuelve el manejador de sesión con el cual es posible realizar la transmisión. A su vez el sistema cuenta con un control de errores para poder determinar el motivo en caso de presentar algún fallo.

Por otra parte, es necesario realizar la configuración del receptor, que en cierta forma difiere en algunos detalles del transmisor. El primero de ellos, es que en recepción se dispone únicamente de un equipo, esto significa que no es necesario sincronizarlo a ningún otro, ya que cuenta con su propio reloj interno. El hecho de utilizar un reloj independiente genera cierta desincronización entre los equipos. Ésta se hace especialmente relevante cuando se trata de errores de frecuencia elevados, que darán lugar a numerosos problemas tal y como se detalla en los próximos apartados.

Sin embargo, en este momento no sería necesario incluir los bloques encargados de sincronizar los equipos, y por tanto sería suficiente únicamente con los parámetros necesarios como son: la frecuencia de portadora, la tasa de muestreo o la ganancia. Si es cierto, que en este punto adquiere significación la antena por la cual se desea recibir. Recordar que los NI-2920 cuentan con dos posibles antenas receptoras.

No se puede obviar otra pequeña diferencia a tener en cuenta, que consistiría en que para recibir, es necesario incluir un bloque denominado "niUSRP Initiate". Tras su ejecución el equipo comienza a recibir la información correspondiente y almacenarla en los buffers internos, hasta que ésta sea leída por el usuario. Es importante por este motivo, comenzar a leer el buffer una vez se haya ejecutado este bloque, debido a que la longitud de éste no es infinita, y podría dar lugar a un error en caso de saturarlo. Esto es precisamente lo que limita el ancho de banda a utilizar, ya que en caso de transmitir a un tasa elevada, la velocidad de procesamiento o lectura soportada por el ordenador, llega a ser menor que la tasa de adquisición de muestras, lo cual repercute en las prestaciones del sistema obligando a reducir la tasa de muestreo en torno a 1MHz.

Tras estos posibles problemas, ambos equipos estarían configurados, y por tanto, el único paso restante sería establecer los parámetros deseados por el usuario. Obviamente, ambos deben ser coherentes, ya que en caso contrario sería imposible decodificar la

información recibida. Esta información que define la configuración del sistema, es utilizada por el bloque "niUSRP Write Tx Data", el encargado de transmitir los bits deseados. Éste se describe en el siguiente apartado, donde se especifica el proceso de transmisión a través de los USRP's.

3.1.2. Transmisión y recepción de la información.

A continuación, se detalla el proceso de envío de la información al USRP seguido de la recepción, que resulta en cierta forma, un tanto más compleja.

En cuanto al transmisor, se trata de un simple bloque encargado de enviar la información necesaria al equipo correspondiente. Dicho bloque recibe a través de ciertas entradas el manejador del URSP así como los datos a transmitir. Recordar que en este caso se trata del transmisor y por tanto se dispone de dos equipos diferentes, con lo cual es necesario introducir un array de dos dimensiones, en el que está distribuida la información correspondiente a cada uno de los equipos.

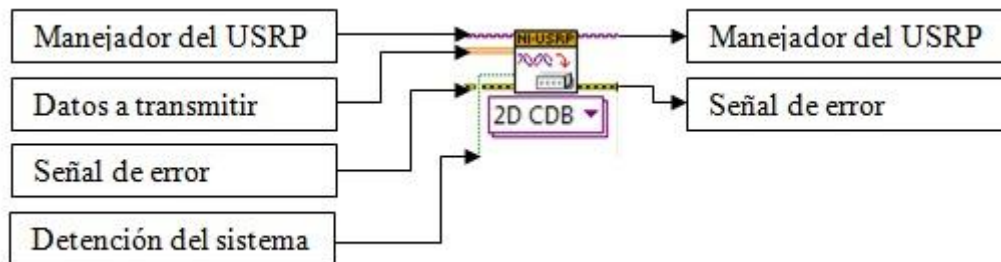


Figura 21: Bloque encargado de la transmisión de información.

En cuanto a la configuración del bloque, señalar que se trata de un array de dos dimensiones cuyo tipo de dato sería "Complex Double" (2D CBD). Es un bloque bastante sencillo, y una vez configurados previamente los URSP's, permite transmitir los arrays de información correspondientes a cada uno de los dispositivos.

El equipo receptor consta de entradas similares, como es la del manejador y señales de error a la entrada y a la salida. La diferencia en este caso, es que una de las entradas es la longitud de los datos a recibir, o lo que es lo mismo, el número de muestras que el usuario desea leer del buffer del receptor. La salida del sistema es un array de una única dimensión (sólo un receptor).

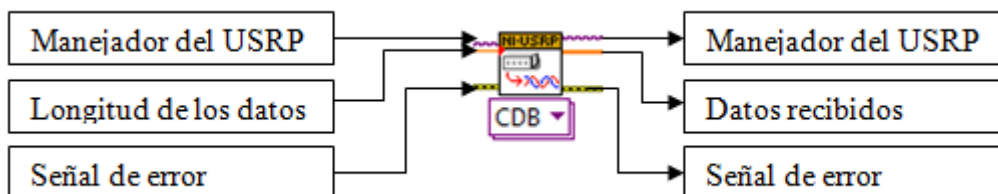


Figura 22: Bloque encargado de la recepción de información.

Uno de los puntos más destacados en este apartado es la longitud a recibir. Debido a criterios de diseño se ha decidido leer en cada iteración la longitud de un paquete. Un paquete hace referencia a la longitud de las secuencias de sincronismo, así como el conjunto de símbolos OFDM que se incluyen a continuación. Tanto la generación de los paquetes como el procesado de los mismos en recepción se describen en el apartado 3.3.

3.2. Sincronización.

Sin duda, la sincronización se trata de uno de los puntos más importantes a la vez que complejos que han sido desarrollados a lo largo del proyecto. Tal y como se detalló en el apartado 2.1, la modulación OFDM resulta especialmente sensible a los errores de sincronismo, sobre todo cuando se trata del offset en frecuencia. Para evitar, en la medida de lo posible, este tipo de problemas, se ha desarrollado un complejo sistema que consta de varias partes capaces de sincronizar la trama tanto en tiempo como en frecuencia. Para comprender este proceso, es necesario comenzar explicando brevemente la teoría matemática que se esconde tras el proceso, así como las razones de incluir dichas secuencias de sincronismo.

En primer lugar, es detallado el proceso de sincronización en tiempo. Éste resulta imprescindible en un sistema de comunicaciones que utiliza OFDM como modulación. Es preciso recordar que el receptor recibe una serie de muestras que en un principio podrían diferir enormemente de la señal transmitida. Es aquí exactamente cuando el receptor, que ha recibido las muestras correspondientes a un paquete, debe tratar de sincronizar la trama. En primer lugar, encontrando lo que serían las secuencias de sincronismo, ya que es a partir de éstas, donde será posible localizar las muestras de interés, o lo que es lo mismo, los símbolos OFDM. Se lleva a cabo, por tanto, un proceso de correlación entre la secuencia de sincronismo conocida por ambos con todas las muestras recibidas. De esta forma es posible encontrar dos máximos que se corresponderán exactamente con cada una de las secuencias de sincronismo. Por consiguiente, es en este punto cuando el receptor debe ser capaz de identificarlos e indicar el índice a partir del cual comienza nuestra trama. Previamente se realizó un estudio de las propiedades de correlación de estas secuencias para observar los resultados de la autocorrelación. Esta autocorrelación ha sido representada en la figura 23.

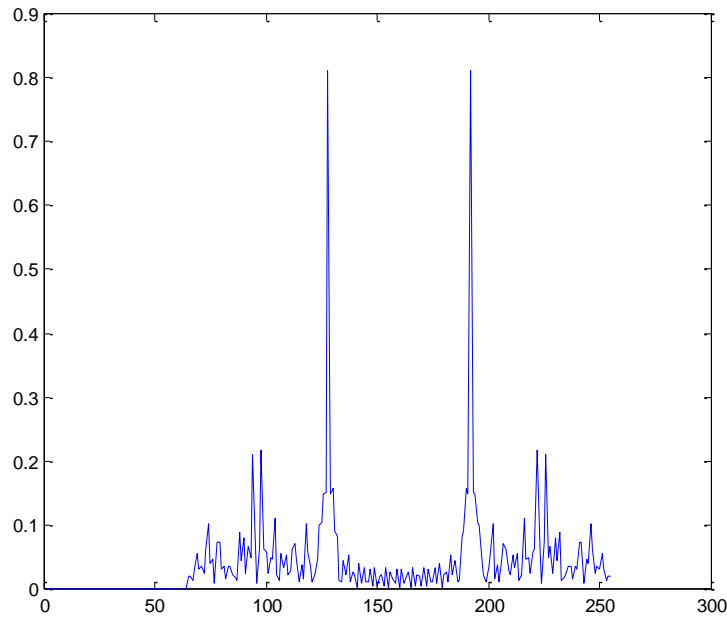


Figura 23: Simulación de la autocorrelación.

Tras localizar ambos picos de correlación o máximos, el siguiente paso es extraer las muestras correspondientes a los símbolos OFDM. Para ello, es necesario tener en cuenta el número de portadoras utilizadas así como el número de símbolos OFDM que han sido transmitidos en un mismo paquete. Esto significa que si las tramas de sincronismo se encuentran en la mitad de los datos recibidos, será necesario volver a obtener el siguiente conjunto de muestras para completar el resto del símbolo o símbolos OFDM, lo cual da lugar a ciertas complicaciones tal y como se detalla en el apartado 3.2.2.

Otro de los puntos importantes en este caso, es el umbral de decisión. Teóricamente, siendo las secuencias de correlación idénticas cabría esperar que ambos máximos se encontrasen al mismo nivel, pero esto no sucede cuando se trata del sistema de comunicaciones real. Los efectos indeseados como: el ruido, distorsiones debidas al canal, los errores de muestreo, etc. juegan un papel fundamental en este caso, e introducen o añaden al sistema ciertas complicaciones. Se deduce por tanto que las deltas de correlación varían dependiendo de estos efectos, por lo que es necesario establecer un umbral determinado para solventar el problema. Tras las pruebas realizadas se ha establecido un umbral de acuerdo a la ecuación 3.1.

$$Umbral = \frac{95}{100} \times \max (Correlación) \quad [3.1]$$

Al tener un umbral tan elevado se puede incurrir en otros errores como por ejemplo no encontrar ambos máximos en la trama. Aunque esto no suele ser habitual y han sido diseñados otros métodos para evitar cualquier tipo de problema en este sentido.

Una vez realizada la sincronización en tiempo, se continúa realizando la sincronización en frecuencia que se trata de una de las partes imprescindibles debido a la diferencia entre los relojes de ambos equipos. Esto quiere decir, que en el receptor ni la frecuencia de portadora ni el ancho de banda o tasa de muestreo son exactamente los

mismos que los del transmisor. Dicho error da lugar a dos problemas independientes: error de muestreo y error de frecuencia. Tal y como se detalló previamente en el apartado 2.1 cuando fueron descritos los problemas de sincronismo.

Comenzando por el error de muestreo, éste hace que el índice que indica el lugar donde se encuentra la trama o símbolos OFDM no permanezca fijo a lo largo del tiempo, además produce cierta distorsión en el símbolo OFDM. Con lo cual, si el transmisor está trabando a 10MHz de ancho de banda pero existe una pequeña diferencia con la frecuencia del receptor, este último no muestreará la señal a 10MHz exactamente.

Ejemplo: Imaginar que el sistema cuenta con una precisión en frecuencia del orden de 2.5ppm (de acuerdo a las especificaciones del USRP). Al fijar la frecuencia de portadora a unos 2GHz, esto quiere decir por tanto:

$$f_{receptor} = fp + \Delta f = fp + fp \times 2.5 \times 10^{-6} = 2GHz + 5KHz \quad [3.2]$$

Este error de frecuencia puede ser expresado de nuevo como la ecuación 3.3 en la que se llega al mismo resultado inicial.

$$\epsilon f = \frac{\Delta f}{fp} = 2.5 \times 10^{-6} = 2.5 ppm \quad [3.3]$$

Suponiendo que la frecuencia de muestreo es de 10MHz, el ϵf hace que sistema cometa un error de frecuencia a la hora de muestrear la señal. Este se expresa en la ecuación 3.4, ecuación que representa la variación del índice mencionado anteriormente.

$$\Delta f' = \epsilon f \times fmuestreo = 25Hz \quad [3.4]$$

Aunque a priori esta pequeña diferencia de 25Hz pueda parecer imperceptible, en realidad da lugar a un desplazamiento del índice, en el cual se encuentra la trama de sincronismo. Pasado un breve periodo de tiempo (dependiendo del ancho de banda con el que trabajamos) dicho índice se desplaza cada $T = 1/25 = 0.04 s$, por lo que no resultaría algo despreciable.

Este hecho se manifiesta a su vez como una variación del número de muestras recibidas a lo largo del tiempo, produciendo en el sistema una degradación considerable de la SNR, ya que la estimación de canal no es suficiente para compensarlo.

Por otra parte, como ya se adelantó anteriormente, la diferencia de frecuencia de los equipos da lugar a una portadora residual que afecta negativamente al receptor, y que por tanto es necesario estimar y corregir. Si esta portadora no es eliminada, significa que una vez demodulada la señal (trasladada a banda base) ésta no se encontrará en banda base, sino que irá montada sobre dicha portadora que depende directamente del error de frecuencia. Matemáticamente la señal recibida en el USRP tras la demodulación sería:

$$r(t) = x(t) \times e^{-j2\pi ft} \times e^{j2\pi(f+\Delta f)t} = x(t) \times e^{j2\pi\Delta ft} \quad [3.5]$$

Para eliminar esta portadora residual mediante su propia estimación, es necesario incluir en el transmisor dos tramas de sincronismo. De este modo, este es el motivo de que se transmitan ambas secuencias replicadas en la cabecera o parte de sincronización, concretamente para poder estimar el Δf mediante la siguiente ecuación.

$$\Delta f = \frac{\angle \theta}{2 \times \pi \times T} \quad [3.6]$$

Una vez estimado, considerando a su vez los problemas que podría suponer la periodicidad de la fase, el siguiente paso es eliminar dicha portadora residual de la señal mediante una especie de demodulación posterior mediante software con la que es posible centrar la señal en banda base. Este proceso se detalla en la ecuación 3.7.

$$d(t) = x(t) \times e^{j2\pi\Delta f t} \times e^{-j2\pi\Delta f t} = x(t) \quad [3.7]$$

Sin embargo, existen ciertos problemas que no pueden ser solucionados de esta forma, como por ejemplo el pequeño error que sigue apareciendo debido a los errores de estimación o efectos indeseados como el ruido.

A su vez, se ha realizado un estudio detallado en Matlab para comprender las implicaciones de la longitud de la secuencia así como la precisión de la frecuencia a estimar. Para esto, se ha generado una secuencia similar a $d(t)$ a través de la cual se intenta estimar y eliminar la portadora. Se han simulado diferentes valores para Δf , mostrando en la siguiente tabla los resultados obtenidos, concretamente el error de estimación residual que depende de la longitud de la secuencia.

	Longitud 64
$\Delta f=500\text{Hz}$	3.1445Hz
$\Delta f=2000\text{Hz}$	12.5781 Hz
$\Delta f=10000\text{Hz}$	62.8906Hz
$\Delta f=100000\text{Hz}$	140.6250Hz (Errónea)

Tabla 1: Error de estimación de Δf con una secuencia de longitud 64.

Las conclusiones obtenidas son que no es posible incrementar el error de forma indefinida, ya que el límite va impuesto por la periodicidad de la fase. Al mismo tiempo, se aprecia que a medida que aumenta la longitud de la secuencia de sincronismo, el error cometido disminuye de forma proporcional, o lo que es lo mismo, aumenta la precisión. Sin embargo, ante secuencias de mayor longitud, menor será el Δf que es posible detectar. No obstante se observa que con una secuencia de longitud 64 es viable estimar errores de frecuencia superiores a los 10KHz, por lo que sería más que suficiente si tenemos en cuenta que la precisión en frecuencia de los dispositivos es de 2.5ppm.

A lo largo de los siguientes apartados, se extiende la generación de las secuencias de sincronismo, el proceso de sincronización por parte del receptor tanto en tiempo como en frecuencia y por último, el reajuste de la sincronización en tiempo.

3.2.1. Generación de secuencias de sincronismo en transmisión.

Uno de los pasos previos radica en generar las secuencias de sincronismo necesarias para que el receptor sea capaz de sincronizarse, tanto en tiempo como en frecuencia, siendo esta última una de las más complicadas. La estimación del offset de frecuencia requiere el conocimiento de desfases entre diferentes puntos de la señal tal y como se detalló anteriormente en la ecuación 3.6.

Otro punto sustancial a tener en cuenta en este apartado se basa en que las secuencias utilizadas deben poseer buenas propiedades de autocorrelación, y mostrar un máximo claramente diferenciado en la posición exacta. Esto evita problemas o confusiones respecto a otras partes de la señal, y permite determinar la muestra exacta en la que comienza la señal de interés. Para obtener las señales que cumplen estas propiedades, se ha optado por generar un array de longitud 64 cuyos dígitos son 1, 0, y -1. A éste se le ha aplicado la función de IFFT siguiendo el proceso definido en el estándar 802.11.a.

A continuación los valores son normalizados para conseguir que el módulo máximo de toda la secuencia sea exactamente igual a uno. De esta forma se evita que la señal sea distorsionada por el USRP. Finalmente, es necesario duplicar la secuencia generando un array del doble de longitud que servirá finalmente para realizar la sincronización por parte del receptor, tanto en tiempo como en frecuencia.

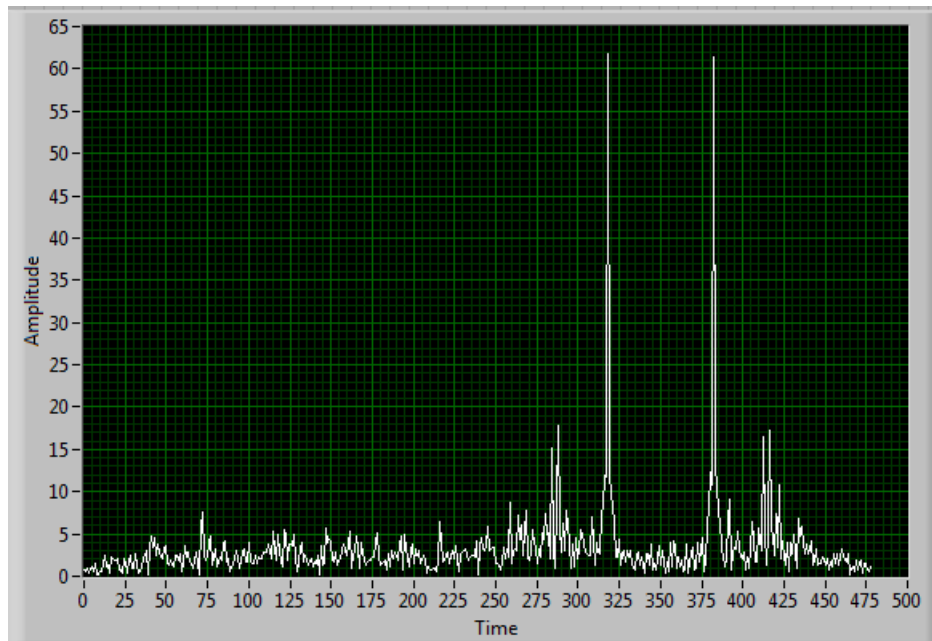


Figura 24: Correlación obtenida en el receptor.

En la figura 24 se aprecian ambos picos de correlación para un sistema que se está transmitiendo un único símbolo OFDM compuesto por 256 portadoras. Tal y como se mencionó anteriormente, debido a los efectos indeseados introducidos por el canal ambos picos no se encuentran exactamente al mismo nivel, siendo el segundo ligeramente inferior. Otro de los detalles apreciables es que las secuencias de sincronismo no se encuentran situadas al inicio, ya que esto depende básicamente del

instante en el que comience la recepción. Sí es cierto que la longitud de la trama corresponde exactamente con la longitud del paquete transmitido, pero es por este motivo que se hace imprescindible la sincronización en tiempo.

3.2.2. Sincronización en tiempo.

Después de incluidas las secuencias de correlación en la trama, cuando éstas son recibidas por el receptor y correladas exactamente con la misma secuencia, se obtienen dos máximos de correlación a partir de los cuales es posible obtener el índice de interés. Sin embargo, el proceso para obtener dicho índice no es evidente ya que existen posibles casos o complicaciones a tener en cuenta. Para evitar errores debidos principalmente a problemas con el sincronismo inicial, o bien el efecto que produce el error de muestreo, el primer paso ha sido establecer un umbral tal y como se ha definido en el inicio del apartado 3.2 mediante la ecuación 3.1.

Una vez ha sido comparada la secuencia con el umbral de decisión es posible comprobar que únicamente dos de las muestras a lo largo de toda la secuencia se encuentran por encima de éste. Tras su localización, es necesario comprobar que la distancia entre ellas se corresponda exactamente con la longitud de la secuencia de sincronismo. Es decir, si la primera de las muestras que supera el umbral se encuentra en la posición N , la segunda debe estar en la posición $N+L$, siendo L la longitud de la secuencia de correlación que en este caso coincide exactamente con 64.

Existe una complicación añadida. Esta se da cuando no es factible encontrar dos muestras claramente diferenciadas que superen el umbral de decisión. Este hecho podría deberse al error de muestreo que se comete en el sistema y hace que el índice de interés varíe. La variación produce que en ciertos intervalos de tiempo el sistema no disponga de dos deltas al realizar la correlación, lo cual complica el proceso de detección.

Otro de los motivos podría ser debido al instante inicial de muestreo. Tras comenzar a recibir el paquete completo se podría dar el caso de que la recepción comience a la mitad de una de estas secuencias. Esto supone un deterioro de los máximos de correlación hasta el punto de ser imposible detectar donde comienza la trama. Se ha podido representar dicho efecto en la siguiente imagen y es exactamente por el cual ha sido necesario realizar un reajuste de la sincronización (apartado 3.2.4 de la memoria).

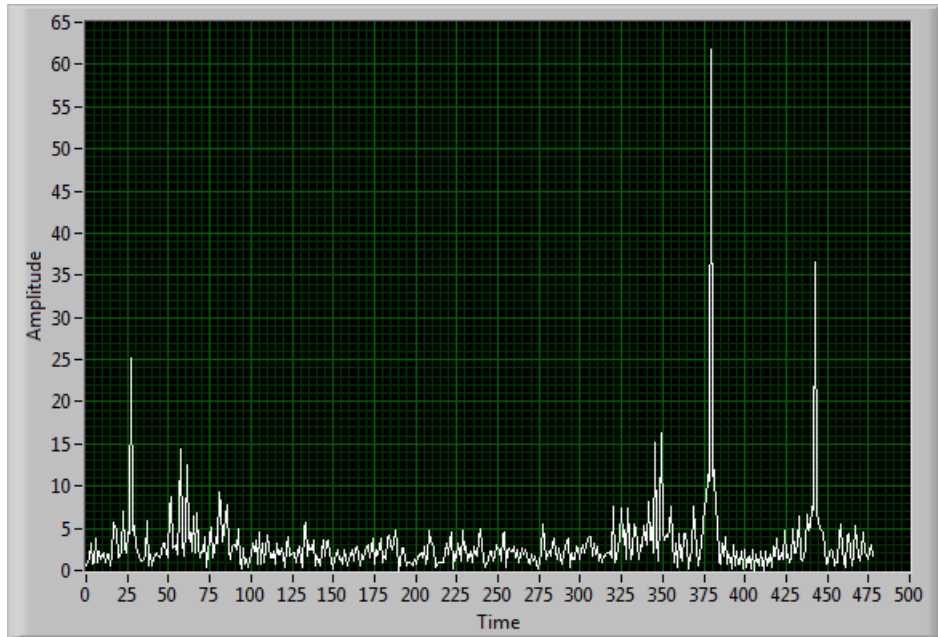


Figura 25: Recepción con las secuencias de correlación truncadas.

En este caso se aprecia que sería inviable detectar dos máximos si se tiene en cuenta como ha sido definido el umbral. Obviamente, la probabilidad de que este efecto suceda se reduce a media que se aumenta el número de símbolo OFDM en un paquete o el número de portadoras, ya que la longitud del símbolo se hace considerablemente mayor. A pesar de ello, parece necesario realizar un reajuste de la sincronización del sistema si se desea que la recepción se realice correctamente. Recordar que el número de muestras recibidas del buffer en cada iteración coincide exactamente con la longitud de un paquete, esto quiere decir que si no se modifica el proceso de recepción se seguiría obteniendo la trama de la misma forma a lo largo del tiempo sin la posibilidad de que el receptor pueda volver a sincronizarse. Resulta imprescindible que el sistema sea capaz de diferenciar en qué momento no se encuentra sincronizado así como el motivo exacto.

Una razón más por la que sería posible no detectar exactamente dos muestras superiores al valor del umbral es a causa del error de muestreo. Para solventar este problema ha sido necesario recordar el índice anterior, evitando así posibles inconsistencias. Es decir, el receptor funciona calculando en todo momento el índice concreto en el cual comienza la trama, pero en caso de no disponer de dos muestras por encima del umbral éste recordará el índice anterior hasta que el sistema vuelva a estabilizarse devolviendo un nuevo índice certero.

Este proceso se realiza en un bloque denominado "SincronizaIndice". De él se obtienen valores como el índice que determina la posición de la trama, el error de frecuencia que servirá posteriormente para corregir la secuencia, o incluso la variable encargada de advertir de que el sistema no se encuentra sincronizado. Cada una de ellas es utilizada posteriormente por el bloque correspondiente.

La variable que indica la posición exacta donde comienza el símbolo OFDM, es utilizada por el bloque encargado de sincronizar en tiempo cuya función es obtener de la trama los símbolos OFDM correspondiente. Además se eliminan en este punto las secuencias de sincronismo. Gráficamente el proceso se representa en la siguiente figura.

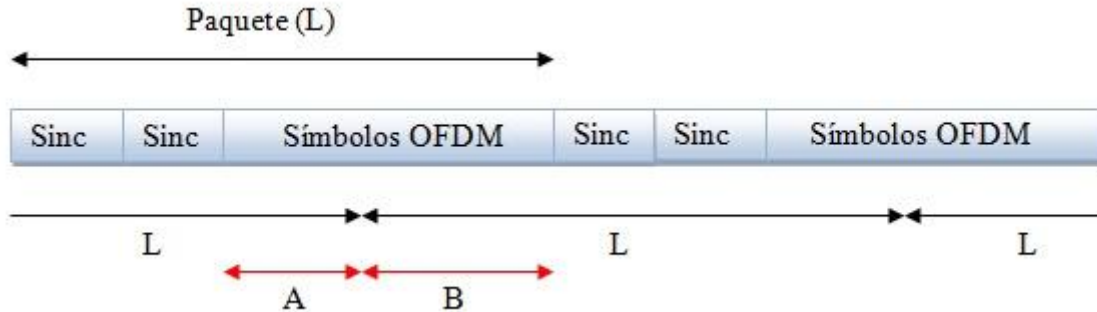


Figura 26: Esquema de recepción.

En la figura 26 se aprecia como en la primera iteración o lectura de muestras del buffer se reciben efectivamente L muestras pero el inicio de éstas no tiene por qué coincidir con el inicio del paquete. Se deduce en este punto que los símbolos OFDM quedan divididos en dos partes que son recibidas en iteraciones independientes. Por este motivo es preciso recordar lo que se denomina A. Es decir, es una primera iteración se obtiene parte de los símbolos y estos necesitan ser recordados para la siguiente iteración. Cuya concatenación con el resto de los símbolos OFDM (B) da lugar a la trama completa. Este proceso es repetido consecutivamente.

Una vez realizado este proceso, las muestras obtenidas corresponden únicamente con la parte correspondiente al símbolo OFDM. No obstante, es necesario llevar a cabo la sincronización en frecuencia previamente.

3.2.3. Sincronización en frecuencia.

Este punto se trata de uno de los más trascendentales a la vez que complejos del proyecto. Este hecho se debe principalmente a la cantidad de problemas que han surgido a causa de los equipos utilizados, cuya precisión en frecuencia hace realmente compleja la sincronización de los mismos. En primer lugar se explica en este apartado los problemas surgidos debido al error de frecuencia entre el transmisor y receptor así como el efecto que éste produce en la constelación.

Como ha sido mencionado anteriormente, al contar con un error en frecuencia este repercute de forma negativa a la SNR del sistema, es por este motivo que resulta imprescindible eliminar la portadora residual tras su estimación. Para ello se realizaron pruebas previas mediante las cuales fue posible observar el efecto del error de muestreo así como el error de frecuencia. En la siguiente imagen se muestra la constelación recibida en caso de contar con este tipo de errores.

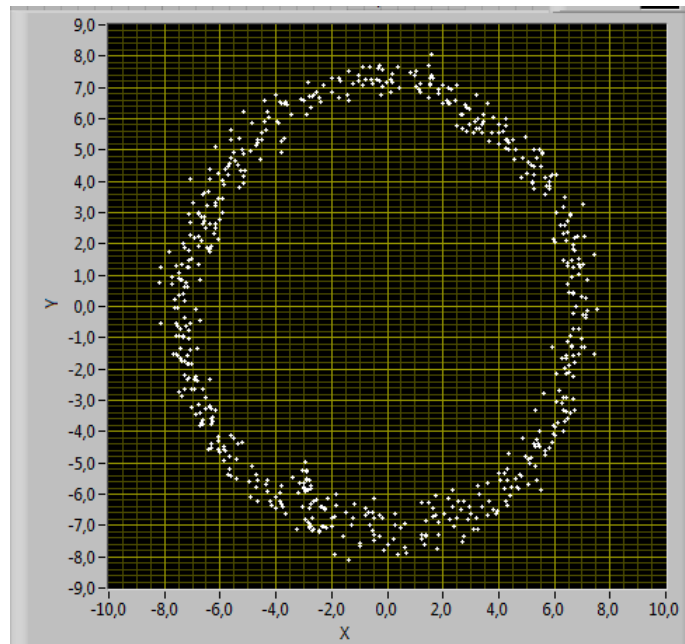


Figura 27: Constelación recibida sin eliminar el error de frecuencia.

En la figura anterior se manifiesta el problema producido en la constelación por dicha portadora, que depende al mismo tiempo de la diferencia u offset existente entre el equipo transmisor y receptor. Además de esto es posible añadir el efecto del muestreo que da lugar a un error de fase que resulta necesario estimar y corregir para no incurrir en problemas o rotaciones de la constelación. Sin embargo, al contrario que lo que ocurre con el error de frecuencia, este error de fase es posible eliminarlo mediante la estimación de canal.

En cuanto a la estimación del error de frecuencia, es importante aclarar previamente que existen otros problemas que introducen distorsión en la estimación, estos problemas hacen complicado que dicha corrección en frecuencia se pueda llevar a cabo sin ninguna dificultad.

El primero de ellos es el ruido o efectos añadidos por el canal. El mismo efecto que se observa en la figura 24 en la que se aprecia que ambos máximos no son exactamente idénticos, también ocurre para la fase de la secuencia obtenida tras hacer la correlación. Es decir, en la fase de cada uno de ellos es posible observar cierto ruido junto con una posible distorsión. Esto efectos dificultan la tarea de obtener el desfase entre ambos puntos de forma directa con precisión.

Es importante también tener en cuenta la periodicidad de la fase. Para obtener el desfase entre ambos máximos se ha calculado la diferencia entre la fase de cada uno de ellos. Esto quiere decir que debido a la periodicidad de ésta es importante comprobar que el resultado se encuentra dentro del intervalo de interés, es este caso entre $[\pi, -\pi]$. Si tal efecto no hubiese sido contemplado se estaría cometiendo un error que distorsionaría por completo el símbolo OFDM recibido. En la siguiente figura es posible

observar el ruido con el que cuenta este desfase el cual es utilizado para obtener la estimación del error de frecuencia.

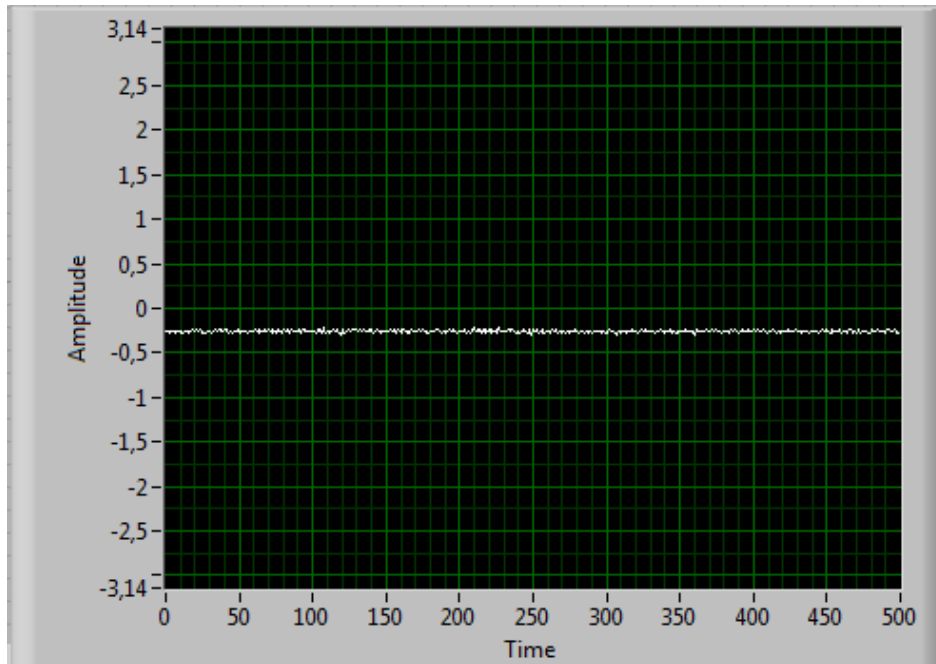


Figura 28: Diferencia de fases entre los máximos.

Aunque al inicio pueda parecer que el ruido es imperceptible, es importante tener en cuenta que el valor que representa la gráfica (0.25) supone un error de más de 600 Hz al sustituir éste en la ecuación 3.6.

$$\Delta f = \frac{\angle \theta}{2 \times \pi \times T} = \frac{0.25}{2 \pi \times N / f_s} = \frac{0.25}{2 \pi 64 / 10^6} \approx 622 \text{ Hz} \quad [3.8]$$

Como se aprecia en la ecuación anterior, T es el tiempo entre ambos máximos, equivalente a la longitud de la secuencia entre la frecuencia de muestreo. A su vez, en la imagen se observa que el ruido es el orden de las centésimas. Para hacerse una idea del efecto que éste tiene en la constelación se ha repetido la operación anterior:

$$\Delta f = \frac{\angle \theta}{2 \times \pi \times T} = \frac{\pm 0.02}{2 \pi \times N / f_s} = \frac{\pm 0.02}{2 \pi 64 / 10^6} \approx \pm 50 \text{ Hz} \quad [3.9]$$

Es decir, de no haber sido filtrado el ruido afectaría considerablemente a la señal distorsionando los símbolos OFDM y degradando las prestaciones del sistema. Es por ello que se ha diseñado un filtro mediante el cual es posible eliminar hasta cierto punto la distorsión que este ruido produce.

Sin embargo, existen serios problemas debido a los efectos indeseados que los USRP's añaden al sistema. Ha sido complicado por tanto eliminar e incluso en ocasiones imposible, ya que estos problemas afectan directamente a los símbolos OFDM.

El efecto que se menciona es la variación del error de frecuencia del USRP. Se ha observado mediante numerosas pruebas que el USRP-2920 posee un reloj interno con cierta inestabilidad. Esto da lugar a saltos bruscos en frecuencia que resultan imposibles de estimar así como de eliminar si esta variación ocurre justo en medio de la transmisión de un símbolo OFDM.

De este modo, además del error que existe de forma continua y la deriva que produce en él una variación en un intervalo de $\pm 5\text{KHz}$, existe un problema a causa de la variación brusca que se puede producir, o lo que es lo mismo, que el error de frecuencia pase de 1KHz a -1KHz repentinamente. No ha sido posible averiguar la causa o motivo exacto de este efecto, pero probablemente se trate de un problema interno del USRP debido a los multiplicadores de frecuencia.

Aquí comienzan a surgir ciertas complicaciones, ya que se trata de un compromiso entre ambos errores. Si la señal no es filtrada para eliminar el ruido y hacer que el sistema se adapte de inmediato en caso de haber un salto en frecuencia, el ruido introduce una distorsión en el símbolo OFDM debido a la falta de precisión a la hora de corregir la señal. Sin embargo, si se aplica un filtro al sistema se elimina el ruido, en caso de ocurrir un salto en frecuencia el error permanecerá hasta que el sistema vuelva a estabilizarse, con lo cual en este intervalo los errores serán inevitables.

Para intentar evitar en la medida de lo posible ambos errores se ha diseñado un filtro "inteligente" capaz de filtrar la señal recibida dependiendo del valor de ésta. Para ello se ha establecido un intervalo o rango en el cual debe situarse el valor de la señal o muestras que la componen para ser tomada como ruido. En caso contrario, si la señal se llegase a encontrar fuera de este rango, se presupone que se trata de un salto en frecuencia y el sistema reinicia el filtro para que el tiempo de adaptación sea inmediato. De esta forma, es posible evitar el ruido casi completamente a la vez que se reduce el tiempo que el sistema tarda en estabilizarse. Sin embargo, esto no garantiza el correcto funcionamiento del sistema ya que cuando el salto en frecuencia ocurre en medio de un símbolo OFDM será imposible evitar el error cometido y la distorsión producida dependerá directamente del error de frecuencia.

Por otra parte, es imprescindible tener en cuenta es el efecto del error en la frecuencia de muestreo. Tal y como ya se explicó en el apartado de sincronización en tiempo, cuando el sistema cuenta con un error de muestreo se producen momentos en los que no es posible detectar dos máximos claros de la señal obtenida tras la correlación. Al igual que para el índice que indica la posición en la trama, en este caso no será posible calcular el error de frecuencia porque no se detectan las muestras que deben ser tenidas en cuenta para calcular el desfase. De nuevo, para evitar posibles errores o inconsistencias se ha creado un sistema capaz de recordar la muestra anterior, y que éste actualice el valor dependiendo del estado de la sincronización.

Finalmente, el valor obtenido como error de fase es introducido en la ecuación 3.6 para calcular el Δf del sistema. Tras este proceso que se realiza en el bloque de "SincronizaIndice", el Δf estimado sirve de entrada al bloque de sincronizador en

frecuencia, que es el encargado de eliminar la portadora residual de los símbolos recibidos.

Exactamente aquí es donde se genera la exponencial compleja para eliminar la portadora residual de la señal recibida. Para ello se calcula un diferencial de tiempo mediante:

$$dt = \frac{1}{F_s} \quad [3.10]$$

Utilizando la ecuación 3.10 se calcula un vector de longitud idéntica al conjunto de símbolos OFDM recibidos. Este proceso se realiza una vez que la señal ha sido sincronizada en tiempo, por lo que la señal a la entrada del bloque podría ser modelada como:

$$y(t) = S_{OFDM}(t) \times e^{j2\pi\Delta f t} \quad [3.11]$$

En la que S_{OFDM} representa el conjunto de símbolos. Para eliminar la exponencial compleja residual se utiliza el vector calculado en función de dt cuya longitud es equivalente al Número de portadoras \times Número de símbolos OFDM. Se obtiene por tanto la señal:

$$n(t) = e^{-j2\pi\tilde{\Delta f} T} \quad [3.12]$$

En la cual el $\tilde{\Delta f}$ se trata del error de frecuencia estimado. Al multiplicar $n(t)$ por la señal $y(t)$ se obtiene:

$$d(t) = y(t) \times n(t) = x(t) \times e^{j2\pi\Delta f t} \times e^{-j2\pi\tilde{\Delta f} T} = x(t) \times e^{j2\pi\epsilon t} \quad [3.13]$$

Siendo ϵ un error residual debido a la diferencia entre el error de frecuencia real y el error de frecuencia estimado. Sin embargo, este pequeño error podría ser despreciable debido la estimación de canal. Gracias a ésta es posible evitar este tipo de problemas así como los errores de muestro que fueron descritos en el punto 4.6.

Es a partir de este momento cuando los símbolos recibidos pueden ser demodulados aplicando para ello la FFT.

3.2.4. Reajuste de la sincronización.

Referente a la sincronización, pero esta vez del sistema conjunto, sería lo que se ha denominado reajuste de la sincronización. Tal y como se mostró en la figura 25, podría ocurrir que tras la recepción del paquete completo OFDM las secuencias de sincronismo no se encuentren de forma consecutiva a lo largo de la trama. Esto supone un serio problema a la hora de sincronizar el sistema, tanto en tiempo como en frecuencia, ya que no sería posible localizar ambos máximos obtenidos tras la correlación.

Para evitar que el sistema permanezca en este estado o que haya que detener la ejecución para volver a una correcta sincronización, se ha desarrollado un mecanismo mediante el cual el sistema es capaz de volver a sincronizarse una vez ha comenzado.

Una de las tareas para llevar a cabo esta nueva sincronización es que el sistema sea consciente de su estado actual. Es decir, le permite saber si se encuentra sincronizado o no. Sin embargo, es importante no confundir el hecho de que el error de muestreo produzca una pérdida temporal de la sincronización. Para diferenciar este estado temporal del estado permanente se ha creado un array en el cual se incluye el valor de la variable que sirve para indicar si el sistema se encuentra sincronizado o no. Tras cierto intervalo de tiempo, se comprueba si dentro de dicho array existe un número mínimo de muestras o instantes en el que el sistema estuvo sincronizado correctamente, diferenciando así si se trata de un estado temporal o permanente al compararlo con un determinado umbral. Si esta falta de sincronismo fuese permanente es necesario modificar la recepción de las muestras para conseguir que las secuencias de correlación se localicen en la trama de manera consecutiva consiguiendo que los problemas debidos a este efecto desaparezcan. En la siguiente imagen se muestra la comparativa entre la recepción inicial y la recepción tras la modificación oportuna.

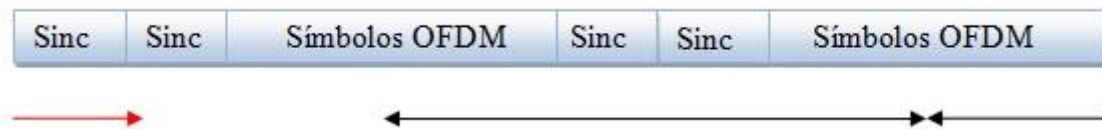


Figura 29: Esquema de recepción inicial (rojo) y modificada (negro).

En la figura se muestra como en la recepción inicial, reflejada con la línea roja, las secuencias de correlación no se encuentran de forma contigua, justo en ese momento comenzaría la recepción de la siguiente iteración, dando lugar a los problemas mencionados anteriormente. Sin embargo, tras modificación es posible recibir las tramas de sincronismo de forma sucesiva evitando este problema.

Para conseguir que la recepción se modifique son descartadas una serie de muestras del buffer en recepción. En lugar de leer la longitud de un paquete completo, se lee exactamente la mitad descartando este conjunto de muestras. De esta forma se consigue que las secuencias de sincronismo se encuentren situadas en el centro de la trama, asegurando el correcto funcionamiento del sistema.

3.3. Generación y procesado de los paquetes.

Explicado el proceso de sincronización y comprendido el motivo de incluir dos secuencias de sincronismo por parte del transmisor, se pasa a describir como se realiza la generación de lo que se denomina paquetes, o lo que es lo mismo el conjunto de símbolos OFDM junto con ambas secuencias de sincronismo.

En el transmisor se trata de una tarea sencilla, que para llevarla a cabo es necesario en primer lugar obtener el conjunto de símbolos OFDM tras la IFFT correspondiente. Este número de símbolos es definido por el usuario, por tanto, no existe un límite superior que determine la longitud del paquete, aunque es importante recordar que la longitud de los buffer de los USRP's cuenta con un tamaño limitado.

El primer paso para crear el paquete es obtener las secuencias de sincronización correspondientes, que tal y como se detalló anteriormente en el apartado 3.2.1, la secuencia de sincronismo es generada de acuerdo al estándar 802.11.a.

Es en este momento donde entran en juego los símbolos creados. Es importante recordar que el transmisor cuenta con 2 dispositivos, por lo que es necesario generar una ráfaga de transmisión para cada uno de ellos. Se generan de esta forma dos secuencias de símbolos diferentes. Cada uno de ellos emite las secuencias correspondientes siguiendo la codificación del esquema de Alamouti.

Otro de los puntos llamativos consiste en hacer referencia a las secuencias de sincronismo, ya que en un principio se pensó que éstas fuesen transmitidas por un único equipo. Sin embargo, tras varias pruebas empíricas se demostró que el funcionamiento del sistema se hacía más estable cuando ambos equipos transmiten las secuencias, con lo cual finalmente se decidió realizarlo de esta manera. Es por ello que los paquetes no son más que un array bidimensional tal y como representa la siguiente imagen.

Transmisor 1	Sinc	Sinc	Símbolo OFDM 1	...
Transmisor 2	Sinc	Sinc	Símbolo OFDM 1'	...

Figura 30: Paquete resultante en transmisión.

En cuanto a la recepción de los paquetes es necesario tener en cuenta que en recepción se dispone de un único USRP, es evidente que se recibe por tanto un único array en el cual están incluidos de forma conjunta los símbolos transmitidos por las antenas transmisoras así como las secuencias de sincronismo iniciales.

Tras la sincronización previa, el sistema se encuentra sincronizado en tiempo y en frecuencia y han sido descartadas las secuencias de sincronismo y extraídos los símbolos correspondientes. Es por tanto en este punto en el que es necesario separar cada uno de los símbolos de forma independiente para llevar a cabo la demodulación. A modo de ejemplo el proceso a seguir se refleja en la siguiente imagen, en la cual se muestra como es transformado un array unidimensional de longitud $L \times N$ a una matriz de dimensión $N \times L$.

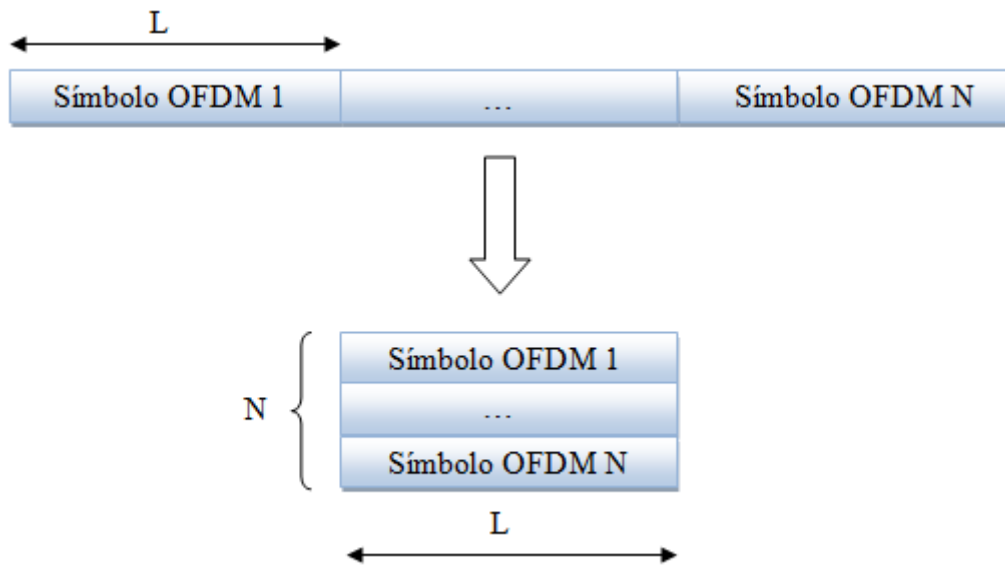


Figura 31: Procesado de los símbolos en recepción.

Este proceso que a priori podría parecer irrelevante, permite procesar los símbolos recibidos con sólo recorrer el índice correspondiente a las filas de la matriz. Recordar que para ejecutar la demodulación es necesario procesar o aplicar la FFT correspondiente a cada uno de los símbolos, por lo que es importante controlar exactamente la longitud así como el orden en el que fueron recibidos.

Tras su obtención, corrección en frecuencia y procesado para obtener la parte relevante de cada uno de ellos, es posible comenzar con la demodulación OFDM.

3.4. Modulación y demodulación OFDM.

Para comprender de donde son obtenidos los símbolos OFDM es preciso detallar el proceso de modulación. Tal y como se explicó anteriormente en el apartado de modulación OFDM de los conceptos teóricos, este proceso está definido por varios parámetros, entre ellos uno de los más importantes es el prefijo cíclico.

El prefijo cíclico es utilizado para evitar la interferencia intersimbólica que se produce entre los diferentes símbolos OFDM debido al efecto del canal. Es por este motivo que su longitud debe depender del tipo de canal utilizado para la comunicación. Sin embargo, en este caso, para no complicar en exceso el sistema se ha optado por incluir un prefijo cíclico de longitud $1/8$ del símbolos OFDM. Aunque es cierto que la longitud del prefijo cíclico debería ser constante dependiendo del canal y no variar en función del tamaño del símbolo. A pesar de ello, se ha decidido incluir $1/8$ de la longitud del símbolo OFDM, debido a que con un prefijo cíclico de esta longitud se puede asegurar un correcto comportamiento incluso con símbolos OFDM compuestos por 128 portadoras.

Un aspecto a tener en cuenta y que repercute en el diseño así como la eficiencia del sistema son las bandas de guarda. La función de las bandas de guarda es evitar la posible interferencia en los canales adyacentes. Es decir, se consigue reducir en cierta forma el ancho de banda utilizado al dejar ciertas portadoras libres evitando así posibles efectos indeseados en los canales contiguos. Sin embargo, este valor no se trata de un criterio de diseño sino de un parámetro a seleccionar por el usuario así como el número de portadoras a utilizar.

Es importante mencionar el efecto que los USRP's producen sobre la portadora de DC (Direct Current). Al realizar la FFT, la portadora central correspondiente a la componente continua de la señal es eliminada. Por esta razón no resulta posible utilizar dicha portadora para transmitir la información ya que el valor obtenido en recepción sería erróneo.

Una vez desplegados los aspectos claves que deben considerarse de cara al desarrollo del sistema, es posible centrarse a continuación en el proceso de modulación.

El bloque encargado de este proceso recibe una serie de muestras, así como el número de portadoras a utilizar. En todo momento el número de portadoras a utilizar debe ser mayor que el número de símbolos a transmitir. Tras recibir estos parámetros, el primer paso es crear un array de longitud igual al número de portadoras. Este array será en el cual las muestras o símbolos son introducidos teniendo en cuenta factores como las bandas de guarda o la portadora de DC. Como ejemplo, en la siguiente imagen se representa como sería la inserción de las muestras correspondientes en el array de interés si el número de portadoras fuese N y las portadoras a utilizar fuesen $\frac{2}{3}N$.



Figura 32: Esquema de inserción de símbolos en las portadoras.

Como se puede ver en la imagen, la parte en rojo se trata de portadoras que no serán utilizadas para transmitir información, con lo cual es de suponer que la eficiencia disminuye en cierta forma, ya que no todas las portadoras transportan datos. Mencionar que el conjunto de símbolos junto con las bandas de guarda y la portadora central harán un total de N valores que se corresponden con el número de portadoras a utilizar en este ejemplo.

Una vez creado el array, el siguiente paso es realizar el proceso de modulación como tal a través del algoritmo IFFT. Esta función devuelve directamente lo que sería el símbolo OFDM a excepción del prefijo cíclico. Por lo que el último paso necesario para general el símbolo OFDM completo es la inserción del prefijo cíclico tal y como se

detalló anteriormente en el apartado 2.1.1 en la figura 4. La diferencia es que en este caso el valor de N_{PF} corresponde exactamente con $N/8$.

Previamente a la explicación del proceso de demodulación es necesario recalcar que en el transmisor cuenta con dos equipos, por lo que resulta inevitable realizar una modulación OFDM para cada una de las ráfagas correspondiente a las antenas transmisoras.

En cuanto a la demodulación, se trata exactamente del proceso inverso. Una vez los símbolos son recibidos tal cual se muestra en la figura 31, es posible aplicar el proceso de demodulación a cada uno de ellos. El primer paso es eliminar el prefijo cíclico que previamente fue incluido en él. Para ello simplemente es necesario extraer el subarray correspondiente al símbolo OFDM descartando de esta forma las muestras irrelevantes que se encuentran al inicio de éste.

A continuación es necesario volver a aplicar la transformada de Fourier para revertir el proceso llevado a cabo en el transmisor. Para ello simplemente se selecciona el array de longitud N (número de portadoras) y se aplica la función FFT con la misma longitud. Se obtiene por tanto a la salida de este bloque el array en el cual fueron insertados los símbolos previamente.

Para descartar valores como son las portadoras correspondientes a las bandas de guarda así como la portadora de DC, es necesario sustraer de este array únicamente las muestras necesarias, es decir, las correspondientes a las portadoras utilizadas. Tras este proceso se podría pensar que se han obtenido los símbolos tal cual estos fueron enviados previamente, pero estos cuentan con ciertos efectos como por ejemplo el efecto del canal, el ruido, interferencias, etc., que es necesarios estimar y corregir. Para ello se realiza la estimación de canal, descrita en el siguiente apartado.

3.5. Estimación de canal e inserción de pilotos.

Uno de los procesos necesarios para una correcta recepción de los símbolos es revertir en recepción el efecto del canal. Este puede ser extremadamente dañino en función del ancho de banda utilizado, ya que puede tratarse de un canal selectivo en frecuencia lo cual distorsiona la señal recibida por completo. Para evitar este efecto es necesaria por tanto la estimación correspondiente y a partir de ella invertir el proceso. En primer lugar, una vez los símbolos OFDM han sido corregidos en frecuencia y demodulados, deben ser considerados otros efectos como el efecto del muestro, el efecto del canal o incluso el ruido. El primero de ellos, el efecto del muestreo, puede resultar especialmente molesto debido al desfase que produce en la constelación. A modo de ejemplo se representa una imagen de cómo es la constelación recibida sin haber estimado o corregido este error.

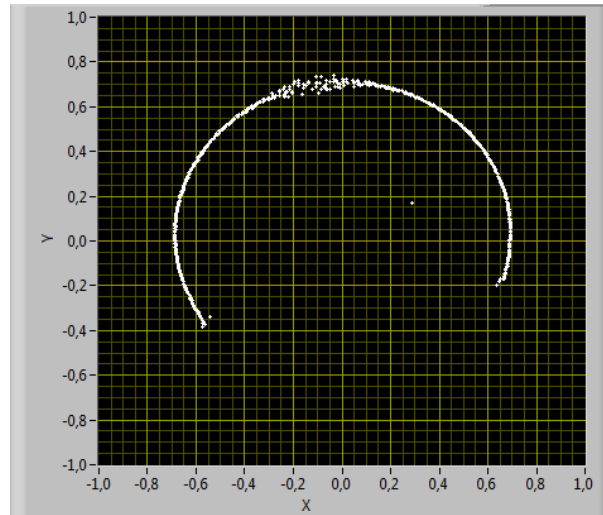


Figura 33: Constelación sin estimar el error de muestreo.

Considerando que en la imagen anterior el símbolo transmitido fue $1+i$, resulta evidente la necesidad de estimar este problema, ya que por el contrario, sería imposible decodificar correctamente los datos. Recordar que el error cometido por el muestreo es debido al instante inicial en el que el sistema comienza a recibir. Además es importante añadir que en caso de contar con la más mínima diferencia en la frecuencia de muestreo de ambos equipos, el error ni siquiera será constante. Esto hace que varíe a medida que se reciben diferentes símbolos y cuya velocidad de variación depende de la diferencia de frecuencia entre ambos equipos.

Además de este problema, es tanto o más importante aún tener en cuenta el efecto que el canal introduce en la señal. Dependiendo de la frecuencia de portadora utilizada, del ancho de banda en cuestión, de la posición relativa de los equipos, o bien del escenario donde estos se encuentren, es posible que se produzca cierta selectividad en frecuencia y que ésta afecte de forma notoria a algunas portadoras. En las siguientes imágenes se observa el espectro de una señal OFDM. La primera de ellas se trata de un canal con respuesta en frecuencia plana, mientras que en la segunda se aprecia un canal muy selectivo en frecuencia.

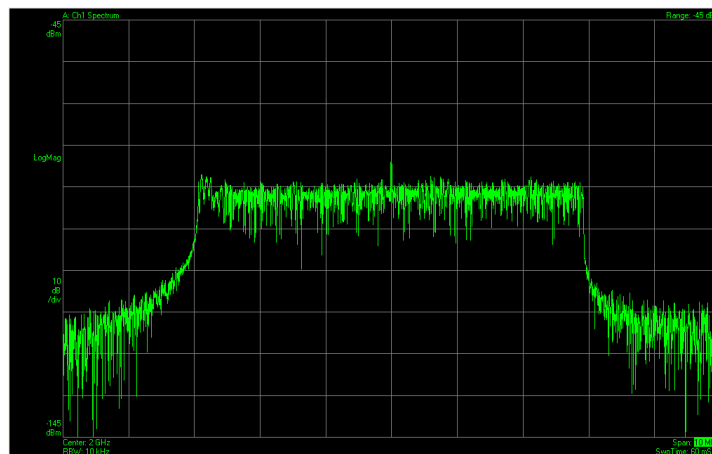


Figura 34: Espectro OFDM en canal no selectivo en frecuencia.

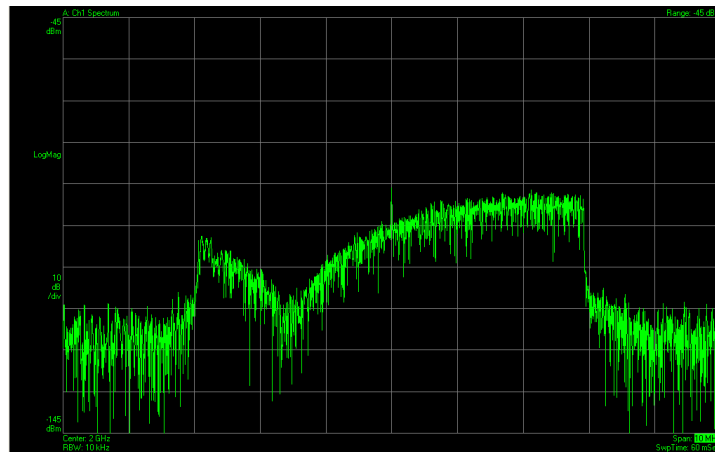


Figura 35: Espectro OFDM en canal selectivo en frecuencia.

Obviamente, cuando la señal atraviesa un canal como el representado en la figura 35 ésta se ve distorsionada por el mismo. Así, además del ruido que introduce de forma inevitable se añaden otros efectos como la distorsión del canal o el error de muestreo. Gracias a las propiedades de OFDM es sencillo lidiar con este tipo de efectos siendo viable su eliminación mediante una simple estimación de canal. No obstante, las portadoras que se han visto afectadas fuertemente por el efecto del canal sufren una disminución de la SNR aumentando por tanto la probabilidad de error. Es por ello que en muchos sistemas de comunicaciones se utilizan algoritmos para optimizar la capacidad de canal y disminuir la BER del sistema

Debido a que este tipo de efectos varían con el tiempo, el método utilizado para llevar a cabo la estimación de canal ha sido la inserción de pilotos en el símbolo OFDM. Esto permite estimar el efecto que produce en la señal tanto del canal como de las diferentes partes que componen la cadena de transmisión.

Cabe mencionar que a medida que se inserta un mayor número de pilotos la eficiencia del símbolo OFDM disminuye, a causa de que estas portadoras dejan de ser utilizadas para transmitir datos. Por el contrario, si el número de pilotos no es suficiente no será posible estimar el efecto del canal con cierta precisión y la distorsión será inevitable.

Tras realizar numerosas pruebas para determinar el número exacto de pilotos, se estableció una tasa de 1/8. Es decir, cada 8 símbolos o portadoras utilizadas para transmitir información se introduce una portadora que sirve de piloto para el receptor.

Sin embargo, este proceso no resulta tan sencillo como puede parecer en un inicio, ya que en este caso, al contar con dos transmisores el receptor debe ser capaz de estimar ambos canales, no únicamente el de uno de ellos. Para esto es necesario incluir pilotos en cada una de las secuencias o símbolos que son transmitidos por cada USRP. Al mismo tiempo es imprescindible evitar la interferencia entre ambos, ya que si un canal interfiere a la posición en la que se ha incluido el símbolo del otro, la estimación podría verse enormemente afectada. Siendo así, se ha diseñado un sistema en el cual es posible

incluir los pilotos para ambos canales de forma independiente. Cuando un equipo utiliza una portadora para transmitir un piloto, el otro equipo deja libre dicha portadora. A continuación se muestra un esquema que representa este método.

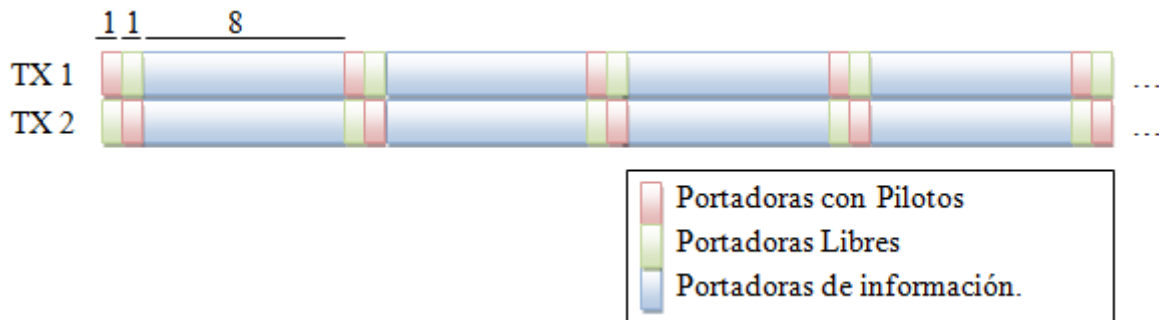


Figura 36: Esquema de la inserción de pilotos en los símbolos OFDM.

Como se aprecia, en ningún momento los USRP's se interfieren mutuamente, ya que en teoría las portadoras son ortogonales. Sin embargo, en el momento en el que contamos con problemas de muestreo así como con errores de frecuencia elevados, la ortogonalidad podría desaparecer afectando por tanto a la estimación de canal.

Una vez que la trama es recibida por el receptor, sabiendo exactamente el orden y posición en la cual se encuentran los pilotos, es viable obtener las muestras correspondientes para cada uno de los canales y crear de esta forma la estimación de canal de manera independiente.

Para obtener dicha estimación es necesario conocer en recepción los bits que fueron incluidos como pilotos previamente. Suponiendo que tanto receptor como transmisor son conscientes de los bits a utilizar, es importante comprender el efecto que el canal produce sobre ellos.

$$y(t) = x(t) * h(t) + n(t) \quad [3.14]$$

Siendo en la ecuación 3.14 $y(t)$ la señal recibida antes de realizar la demodulación mediante la FFT, $x(t)$ el conjunto de símbolos utilizados para la estimación a los que ya se les ha aplicado la IFFT, $h(t)$ la respuesta impulsiva del canal y $n(t)$ el ruido añadido a la señal. Tras este proceso y recordando las propiedades de la transformada de Fourier, se puede modular la señal recibida como:

$$Y(t) = X(t) \times H(t) + N'(t) \quad [3.15]$$

Si dividimos la señal recibida $Y(t)$ por la señal que previamente generó el transmisor, que sería exactamente $X(t)$, se obtiene:

$$\frac{Y(t)}{X(t)} = \frac{X(t) \times H(t) + N'(t)}{X(t)} = H(t) + \frac{N'(t)}{X(t)} \quad [3.16]$$

Es decir, tras hacer la división de la señal recibida entre los bits de estimación utilizados se obtiene la respuesta del canal junto con un ruido que depende a su vez de

los bits utilizados. Esto distorsiona en cierta medida la estimación, pero se trata de algo inevitable y en muchos de los casos se podría incluso despreciar. El término de ruido suele ser bastante menor que la respuesta del canal siempre y cuando la atenuación sea muy elevada.

Una vez ha sido obtenida la respuesta impulsiva del canal para cada uno de los canales, el siguiente paso es interpolar este conjunto de muestras para que su longitud corresponda exactamente con el número de portadoras que fueron utilizadas, concretamente es 10 veces mayor. Para este proceso se ha incluido en el sistema un interpolador que genera una señal de la longitud deseada, realizando la interpolación de la parte real de forma independiente de la parte imaginaria. Esta misma operación es repetida para cada uno de los canales de manera independiente.

El siguiente paso es descartar las portadoras que se encuentran vacías o bien que han sido utilizadas para transmitir un piloto obteniendo únicamente así las muestras que contienen información. Tras este proceso se aplica el esquema de codificación de Alamouti en recepción para obtener finalmente los símbolos correspondientes.

3.6. Codificación y decodificación espacio-temporal.

Expuesto cómo se consigue realizar la estimación de canal, en este apartado se abre un tema clave del proyecto, la codificación de Alamouti. Gracias a ella es posible obtener la ganancia por diversidad tal y como se explicó en uno de los apartados anteriores. A lo largo de los últimos puntos se ha venido desarrollando y explicando cómo existen dos ráfagas o secuencias para cada uno de los equipos transmisores. Es exactamente en este punto donde éstas son generadas.

Para llevar a cabo la codificación de Alamouti es necesario recibir una ráfaga de símbolos, siendo éstos los símbolos a transmitir. Como ya se explicó en el apartado 2.2.2, cada una de las antenas transmite una secuencia diferente. Para este caso en concreto, esto significa que en cada una de las portadoras se habrá mapeado la información siguiendo el esquema de Alamouti.

Para llevar a cabo tal proceso, se divide la ráfaga o conjunto de símbolos en S_0 y S_1 , siendo los impares los símbolos denominados S_0 y los pares S_1 . Posteriormente, estos son codificados e insertados en la ráfaga correspondiente de acuerdo a las ecuaciones 3.17 y 3.18.

$$A_0 = [S_0 \quad -S_1^*] \quad [3.17]$$

$$A_1 = [S_1 \quad S_0^*] \quad [3.18]$$

Por ejemplo, si se dispone de 2 ráfagas a transmitir, en la primera posición de la ráfaga 1 se inserta el símbolo S_0 , mientras que en la ráfaga 2 se incorporará el símbolo S_1 . En la segunda posición de la ráfaga 1 se incluye en este caso el símbolo $-S_1^*$,

mientras la ráfaga 2 contará con S_0^* . Este proceso es aplicado de forma iterativa hasta haber incluido en cada uno de los arrays la secuencia de símbolos completa.

Teniendo en cuenta que la posición de cada uno de los arrays generados serán símbolos transmitidos por una portadora u otra, quiere decir que la codificación de Alamouti se ha realizado de forma ortogonal en frecuencia incluyendo en cada una de las portadoras los símbolos oportunos. Se trata de un esquema diferente al que cabría esperar, ya que en un principio se explicó que la transmisión se realiza en intervalos de tiempo. Sin embargo, en este punto se observa que la ortogonalidad es ofrecida por las portadoras en lugar de intervalos de tiempo.

Una vez que los símbolos codificados llegan a este punto del receptor, es necesario revertir el proceso. Éste resulta un tanto más complejo a causa de que las secuencias o tramas que definen el sistema de Alamouti se reciben en cada una de las portadoras. Es decir, si se tienen en cuenta únicamente las dos primeras portadoras, la señal recibida por la primera portadora se define como:

$$P_0 = H_0 S_0 + H_1 S_1 + N_0 \quad [3.19]$$

En ella se observa el efecto del canal y la superposición de cada una de las portadoras que en un inicio fueron transmitidas forma independiente. En cuanto a la segunda portadora la ecuación que modula su comportamiento se puede expresar:

$$P_1 = -H_0 S_1^* + H_1 S_0^* + N_1 \quad [3.20]$$

Este mismo proceso se repite a lo largo de las N portadoras utilizadas para transmitir información. Por tanto, una vez recibidas estas secuencias y calculada la estimación de canal oportuna es factible obtener a partir de ellas los símbolos originales, S_0 y S_1 , aplicando las ecuaciones 3.21 y 3.22.

$$\tilde{S}_0 = H_0^* P_0 + H_1 P_1^* \quad [3.21]$$

$$\tilde{S}_1 = H_1^* P_0 - H_0 P_1^* \quad [3.22]$$

Se aprecia que tras la combinación correspondiente de las portadoras al igual que el efecto del canal para cada una de éstas, se recupera una estimación de los símbolos transmitidos en un inicio. De acuerdo a las ecuaciones 2.17 y 2.18, resulta imprescindible dividir por el módulo de los coeficientes del canal al cuadrado si se desea obtener la constelación original. Se trata de un proceso equivalente a lo que sería la normalización de la constelación o símbolos.

Es exactamente en este momento donde la secuencia original es obtenida de nuevo, o lo que es lo mismo, los símbolos que fueron transmitidos en un origen son recuperados en recepción sin dejar de lado efectos como el ruido o distorsión.

3.7. Mapeado de los bits en símbolos de la constelación.

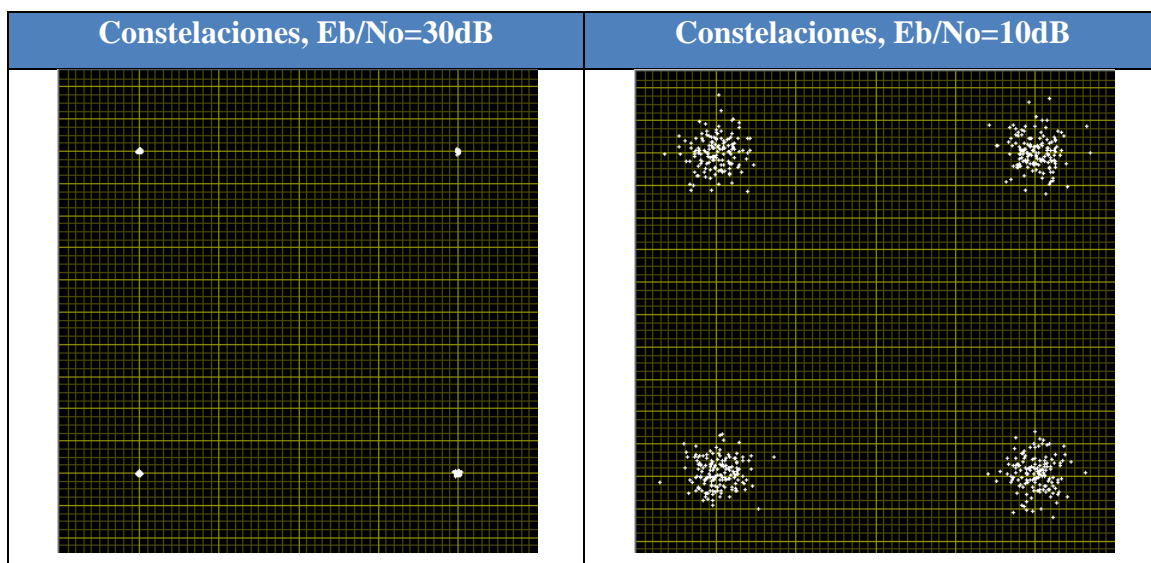
Durante el transcurso de la memoria, y hasta este nivel se ha hablado de símbolos. No obstante, es evidente que lo que se transmite bajo cada uno de estos símbolos es un conjunto de bits de información. La creación de estos símbolos es una forma de aumentar la eficiencia del sistema, aunque es éste mismo así como la SNR la que impone ciertas limitaciones.

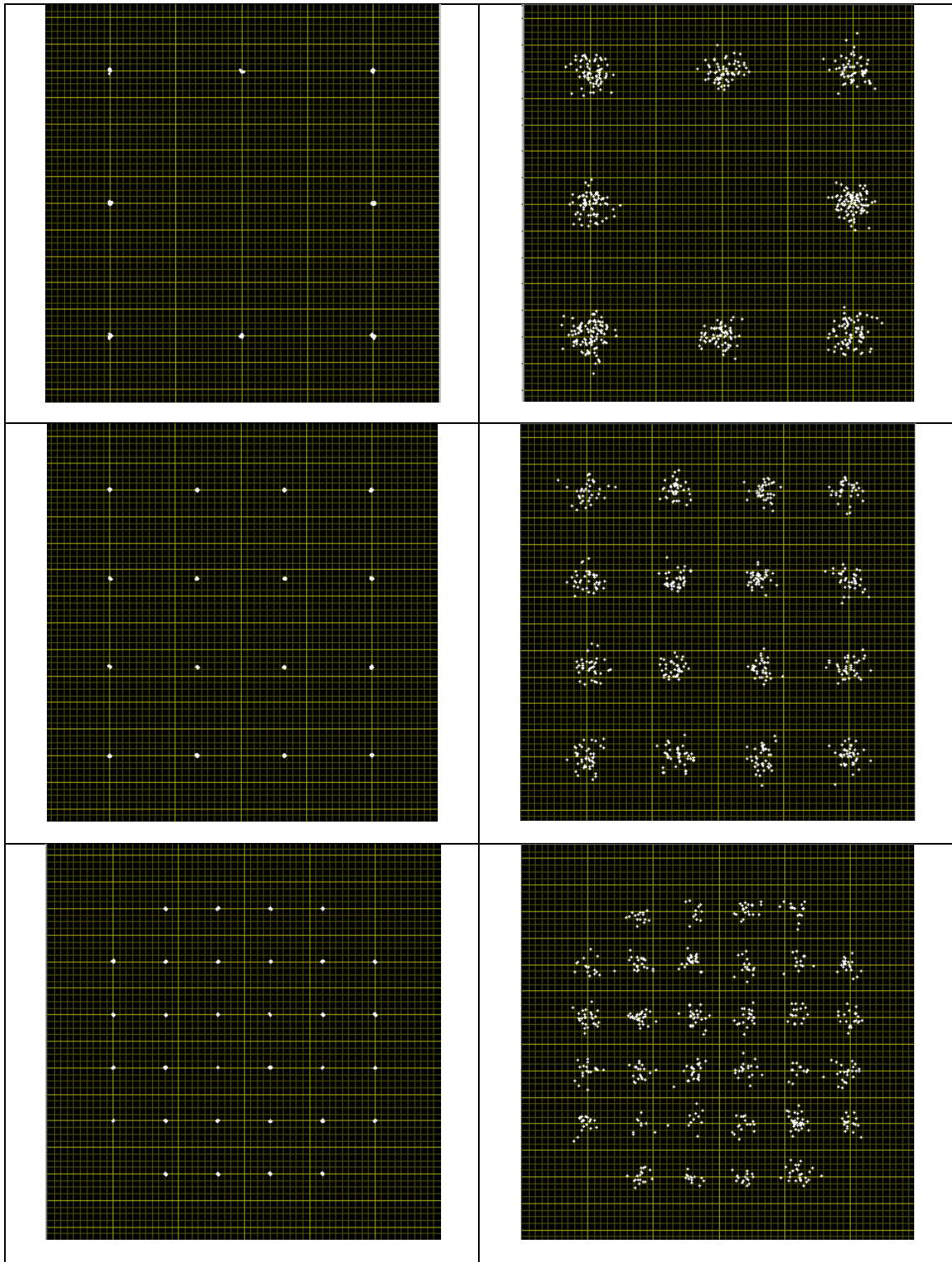
De cara al desarrollo del proyecto han sido diseñadas diferentes constelaciones QAM para que sea el usuario el encargado de seleccionar la constelación a utilizar. La más sencilla o básica es la constelación 4QAM, que cuenta con 2 bits por cada uno de los símbolos. A partir de ella han sido diseñadas otras constelaciones como por ejemplo la 8QAM, 16QAM, 32QAM o bien 64QAM en la que se alcanza hasta 6 bits por cada símbolo.

El proceso para llevar a cabo la transformación ha sido sencillo. En él únicamente es necesario crear la matriz en la que se define cuales son los valores a codificar. Las muestras o posición de los símbolos han sido codificadas siguiendo el código Gray. A continuación, tras definir la matriz simplemente es necesario incluir el bloque existente en Labview denominado "MT Generate Symbol Map".

Hasta este punto, el sistema es idéntico para transmisión y recepción, la única diferencia entre ellos, es el bloque encargado de transformar los bits en símbolos que para el caso del receptor su función es transformar los símbolos en bits. Siendo éste último el más interesante por realizar a su vez la tarea de decisión.

A modo de ejemplo, en la siguiente tabla se muestra un conjunto de imágenes para representar y comparar las constelaciones dependiendo de la SNR del sistema. Obviamente el efecto del ruido podría ser extremadamente perjudicial en constelaciones como la 64QAM debido a la necesidad de elevadas relaciones señal a ruido.





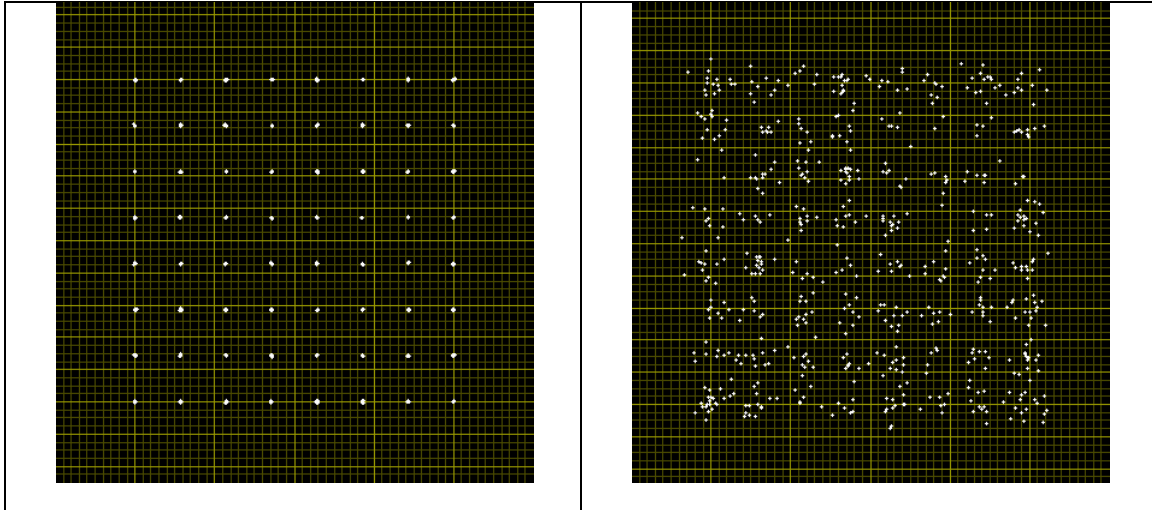


Tabla 2: Comparación de las diferentes constelaciones para diferentes E_b/N_0 .

Queda patente en este punto el efecto que supone una degradación de la E_b/N_0 o lo que es lo mismo la SNR. Esto significa que las prestaciones del sistema quedan sujetas o limitadas básicamente por este parámetro. Además, como ya se ha adelantado a lo largo de los apartados anteriores, la modulación OFDM cuenta con multitud de efectos que degradan dicho valor bruscamente, especialmente los referentes a la sincronización.

3.8. Transmisión y recepción de información.

Hasta ahora se ha hablado de símbolos y bits pero en ningún momento se ha especificado el contenido de dichos bits. Una vez estimados y corregidos en la medida de lo posible todos errores o problemas que afectan a la constelación, es factible transmitir bits de información. Es decir, en lugar de transmitir información generada de forma aleatoria es más interesante generar o utilizar información real.

Para ello se han diseñado 2 opciones diferentes. La primera de ellas es la transmisión de texto o caracteres, en la cual el usuario determina en la misma interfaz gráfica cuales son los caracteres a enviar. La segunda opción es la transmisión de un archivo determinado independientemente del formato. Esto significa que es viable transmitir imágenes, video o cualquier tipo de documento, aunque en general se ha pensado para transmitir video debido al interés que despierta. A continuación se especifica cómo se lleva a cabo la transmisión del texto.

3.8.1. Transmisión y recepción de texto.

El bloque encargado de generar u obtener la información o bits a transmitir es válido tanto para texto como para un archivo en concreto. Se trata por tanto de una compleja máquina de estados capaz de diferenciar la tarea a realizar, que queda a su vez definida

por el usuario. En caso de que la función sea "Texto" la máquina se encarga de obtener los bits correspondientes al texto de acuerdo con las necesidades del sistema.

Para ello, en la interfaz gráfica se ha habilitado una variable cuyo valor define el mensaje a transmitir. Una vez el programa comienza su ejecución éste lee dicho mensaje siendo a continuación almacenado en una cola y procesado posteriormente. Es a partir de este momento donde la máquina de estados entra en juego, ya que es importante diferenciar si se trata de la primera iteración o no.

Este hecho resulta imprescindible de cara al receptor debido a la sincronización. Es fundamental que ambos se encuentren sincronizados para que la información recibida sea interpretada correctamente. Es precisamente esto lo que justifica la necesidad de diferenciar entre la primera transmisión y el resto.

En caso de estar transmitiendo texto y ser exactamente la primera iteración, se ha incluido en el inicio de la secuencia una parte referente a la sincronización con una longitud de 16 bits. A continuación, se dispone de un campo en el cual se especifica la longitud del texto a transmitir. Este campo cuenta a su vez también con una longitud de 16 bits. El resto de portadoras son utilizadas para transportar la información correspondiente al mensaje.

Una vez que la información referente a la sincronización así como la longitud total del mismo ha sido transmitida, el resto de símbolo OFDM transportan únicamente información referente a los caracteres hasta finalizar el bloque de texto que el usuario incluyó inicialmente. Mencionar en este punto que si el último símbolo OFDM no es completado con los caracteres, éste se rellena mediante una secuencia de bits aleatorios con la intención de disponer siempre de la parte de sincronismo al inicio del símbolo OFDM, o lo que es lo mismo, en las portadoras iniciales en función de la constelación utilizada.

Debido a que este esquema puede resultar complicado de entender en un principio, se ha diseñado un diagrama de flujo que especifica la ejecución del programa una vez que el usuario ha determinado que la función a realizar por éste sea la transmisión de texto.

Además, para aclarar los diferentes tipos de mensajes con los que cuenta el sistema se ha diseñado un esquema en el cual se especifican los tres posibles tipos que se pueden encontrar, detallando la longitud para cada uno de los campos.

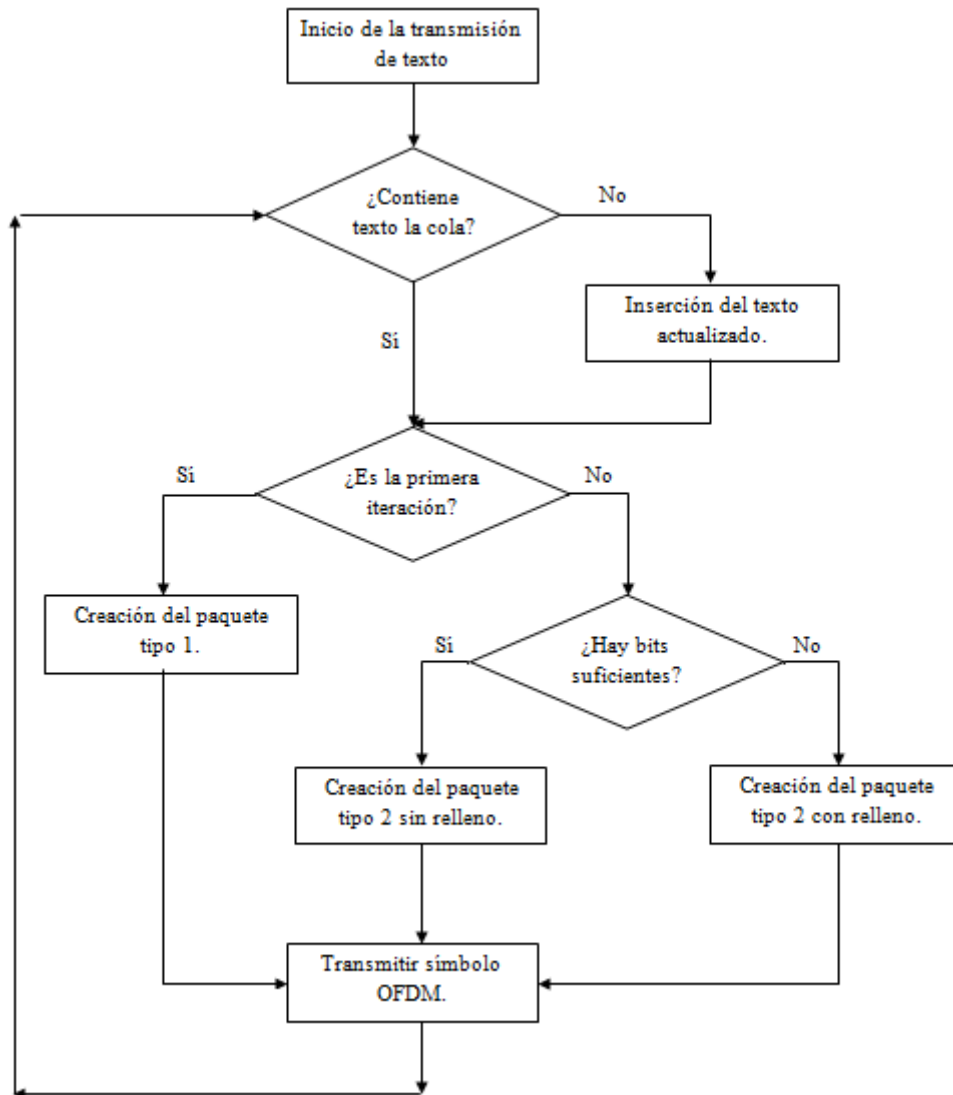


Figura 37: Diagrama de flujo para la gestión del texto.

Aunque bien es cierto que en la primera parte del diagrama, la pregunta "¿Contiene texto la cola?" es equivalente a la pregunta "¿Es la primera iteración?", ya que cada vez que la cola se vacíe se generará una primera iteración, se ha decidido separar debido a que los procesos de inserción y gestión se realizan en bloques independientes dentro del sistema. Además, en el diagrama se observan dos tipos de paquetes, aunque el segundo de ellos conste de dos variantes, por lo que a continuación se especifica exactamente el esquema que define cada uno de ellos.

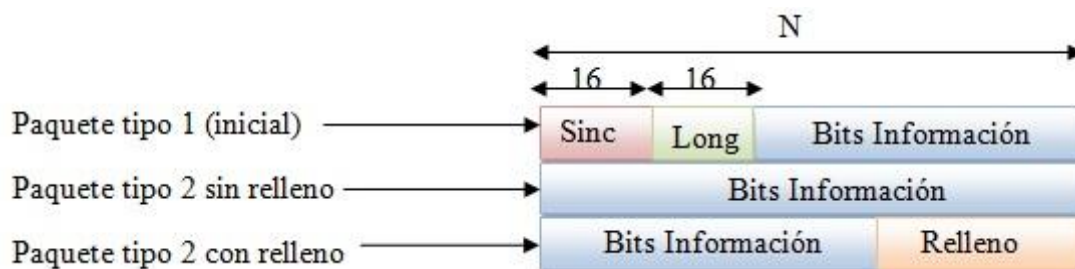


Figura 38: Esquema de los diferentes tipos de paquetes utilizados.

Otro de los puntos importantes que se debe tratar es la conversión. Ésta es necesaria debido a que los caracteres no son exactamente bits, con lo cual es necesario utilizar un proceso de conversión de un tipo "String" a un tipo "Boolean". Para ello, el primer paso es leer cada uno de los caracteres, que debido a la codificación utilizada ocupan exactamente 8 bits. A continuación, los 8 bits pertenecientes a cada uno de los caracteres a transmitir son concatenados generando así un array de datos de tipo "Integer" de 8 bits, que finalmente son convertidos a booleanos para reducir la cantidad de recursos utilizados por el sistema.

Mencionar también la lectura de los bits que se encuentra directamente relacionado con la longitud los paquetes (N). Este valor depende del número de portadoras a utilizar así como de la constelación. Es decir, el número de bits que se transmiten en un único símbolo OFDM depende del número de portadoras que contiene dicho símbolo, o en realidad más bien del número de portadoras utilizadas en dicho símbolo y de la constelación en la cual serán mapeados los bits posteriormente. Por consiguiente, si en un símbolo OFDM se utilizan 256 portadoras en la que el mapeo utilizado ha sido de acuerdo a una modulación 16-QAM, el número total de bits que será necesario incluir en cada uno de los paquetes se calcula mediante la ecuación 3.23.

$$N^{\circ} \text{ bits} = \log_2 16 \times 256 = 4 \times 256 = 1024 \text{ bits} \quad [3.23]$$

Tras aclarar cada uno de los puntos queda especificado el proceso de transmisión del texto. Sin embargo, en recepción es necesario revertir este proceso para poder recibir, gestionar y mostrar finalmente los caracteres de forma exacta. Dicho esto, la compresión del proceso llevado a cabo en recepción resulta más sencillo de comprender.

El primer paso de cara a la recepción es encontrar la trama de sincronismo situada en los primeros 16 bits al inicio del símbolo OFDM. En caso de contar con algún error de bit, el sistema interpreta que la transmisión no ha comenzado hasta que no vuelve a detectar la secuencia correspondiente. Una vez dicha secuencia es localizada, se sabe que en los siguientes 16 bits se encuentra especificada la longitud del paquete o mensaje completo. Es en este momento cuando el sistema obtiene dicho valor y comienza a recibir o almacenar los bits correspondientes en la cola habilitada para ello hasta completar la recepción.

Una vez la recepción de los M bits he sido completada, se entiende que el mensaje que el usuario escribió previamente en el transmisor ha sido recibido completamente. Esto permite al receptor mostrar el mensaje correspondiente.

Obviamente, al igual que el transmisor debe codificar la información perteneciente a los "Strings" como "Booleanos", en el caso del receptor se realiza el proceso inverso. Es decir, se recibe una cadena de booleanos que debe ser agrupada en conjuntos de 8 bits que finalmente son transformados a caracteres y almacenados en la cola correspondiente.

En cuanto al almacenamiento de los bits, el sistema recuerda y actualiza la variable del número de bits restantes. Esto posibilita descartar el relleno que fue incluido para el caso del símbolo final.

Por último, una vez que todos los bits necesarios han sido almacenados en la cola el número de bytes restante es 0, el sistema se encarga de mostrar el mensaje vaciando la cola y de actualizar cada una de las variables de control para llevar a cabo de nuevo el proceso de recepción detectando la nueva secuencia de sincronismo en los siguientes símbolos OFDM.

Cabe mencionar que el sistema es capaz de actualizar el valor del texto. Es decir, una vez que la ejecución ha comenzado es posible modificar el mensaje a transmitir y el receptor actualizará a su vez el nuevo mensaje. Por otra parte, la única limitación con la que cuenta la longitud del texto está determinada por el número de bits utilizados para definir el tamaño del mensaje. En este caso es exactamente 16 bits, por lo que es posible transmitir mensajes del orden de 65536 bits, o lo que es lo mismo 8192 caracteres.

3.8.2. Trasmisión y recepción de archivos.

Como ya se comentó al inicio del apartado anterior, el proceso de transmisión de un archivo se realiza a través del mismo bloque, con la diferencia que la función es "Video" en lugar de "Texto". Es por este motivo que el proceso de transmisión resulta muy similar al anterior aunque no idéntico, por lo que es necesario aclarar las pequeñas diferencias entre ambos.

A través de las diferentes variables habilitadas en la interfaz gráfica, se puede gestionar no sólo la función sino también la dirección exacta del archivo a transmitir. Es decir, se puede especificar exactamente cuál es el archivo que el usuario desea enviar. Al contrario que el apartado anterior, una vez el programa comienza su ejecución éste obtiene lo que se conoce como "refnum" del archivo. Se trata básicamente de un puntero que indica la dirección del archivo a transmitir así como la posición en la que se encuentra la lectura del mismo. Esto significa que no hace falta cargar el archivo previamente ni almacenarlo en una cola como el caso anterior, sino que simplemente es necesario ir leyendo del archivo a medida que va siendo transmitido, obteniendo así los bytes correspondientes en función de las necesidades.

Teniendo en cuenta que cualquier tipo de archivo (audio, texto, imagen, vídeo, etc.) se codifica en memoria por un conjunto de unos y ceros, de forma binaria, es posible transmitir cualquier archivo que el usuario desee.

Tal y como se estudió en el apartado anterior, es importante que la máquina de estados recuerde exactamente que iteración está realizando, y que ésta diferencie entre la primera y el resto. Sin embargo, en este apartado el sistema se ha realizado de forma más robusta debido a la importancia de los datos iniciales. Es decir, si hubiese un error en el campo que indica la longitud del archivo, no sería posible recrear el mismo

archivo en recepción, lo cual supondría problemas a la hora de abrirlo o reproducirlo en caso de ser un vídeo.

Por otra parte, al igual que en apartado anterior el hecho de que ambos equipos se encuentren sincronizados resulta imprescindible de cara a recibir la información correctamente. Por este motivo ha sido necesario diferenciar entre varios tipos de mensajes a la hora de incluir la información. Este método resulta muy similar al anterior salvo algunas variaciones.

La primera de ellas es que en este caso la longitud de la secuencia de sincronismo es de 60 bits en lugar de 16. Esto se realiza para asegurarse de que cuando el sistema comienza a recibir se trata realmente de un archivo que está siendo enviado.

Por otra parte, se dispone a su vez del campo en el cual se indica la longitud del archivo a transmitir. La longitud de éste es de 32 bits, lo cual significa que es posible enviar archivos de tamaño incluso superior a 500MB, siendo este valor más que suficiente en un principio.

Debido a la importancia del tamaño del archivo se ha incluido un campo que sirve de CRC (Comprobación de Redundancia Cíclica) para asegurar que la longitud recibida es correcta. Para generar este valor se ha creado un array de dimensión 1×4 que ha sido inicializado a "false" por tratarse de un array booleano. A partir de este momento se recorre el campo longitud obteniendo subarrays de longitud 4 a los que se les aplica la función XOR. Finalmente, tras 8 iteraciones, los 4 bits resultantes son lo que se denominan CRC y son incluidos en los 4 bits contiguos al campo de longitud.

Después de ocupar los 96 bits iniciales de la secuencia a transmitir, el resto de bits que se transmitan en el símbolo serán exactamente bits de información obtenidos del inicio del archivo. El proceso de transmisión se repite hasta que el archivo ha sido transmitido por completo. Finalmente, al igual que sucedía en la transmisión del texto, para localizar la secuencia de sincronismo al inicio del símbolo y evitar así cierto procesado de los datos, esta se completa mediante un secuencia de bits aleatorios.

El diagrama de flujo para este apartado resulta un tanto más sencillo al evitar la parte en la cual es necesario insertar los bits en la cola. A pesar de ello en la siguiente imagen se especifica el proceso llevado a cabo para la transmisión de un archivo.

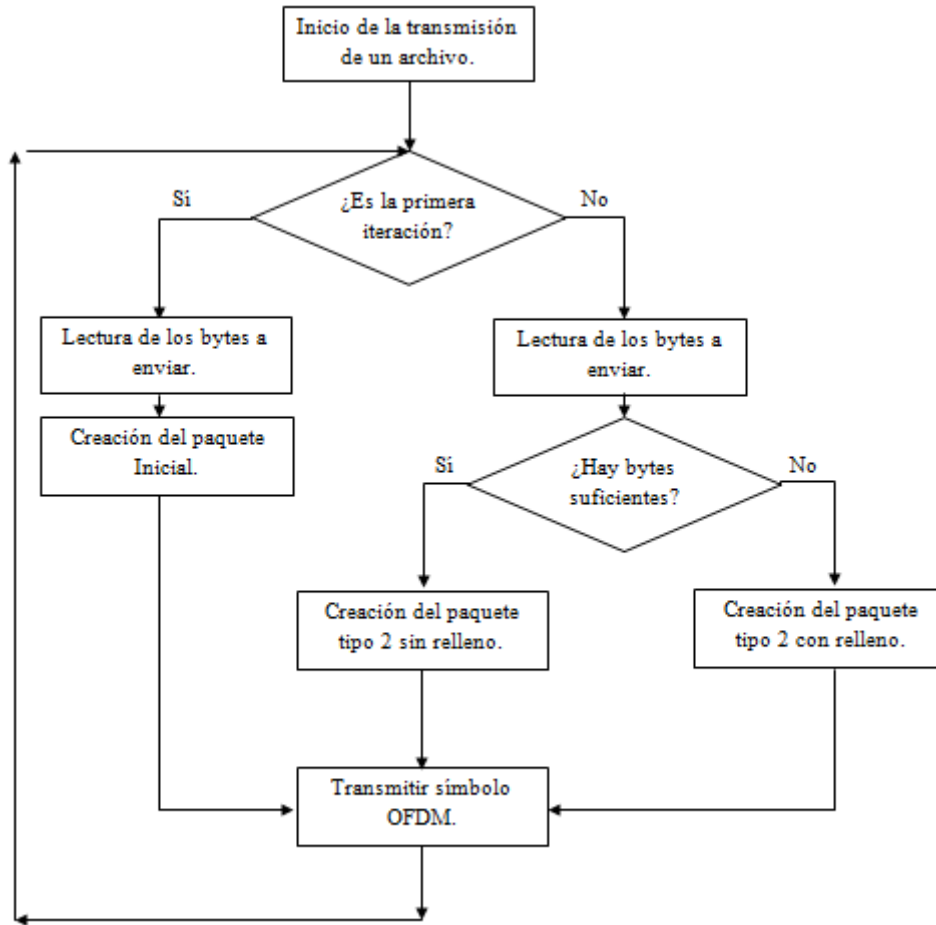


Figura 39: Diagrama de flujo para la transmisión de un archivo.

De nuevo en el sistema se observan dos tipos de paquetes claramente diferenciados. El primero de ellos se denomina paquete inicial, que es el que contiene la información de sincronismo, longitud y CRC. El resto de paquetes contienen únicamente bits de información. Para aclarar las longitudes de cada uno de los campos, en la siguiente imagen se muestra un esquema de los posibles tipos de paquete.

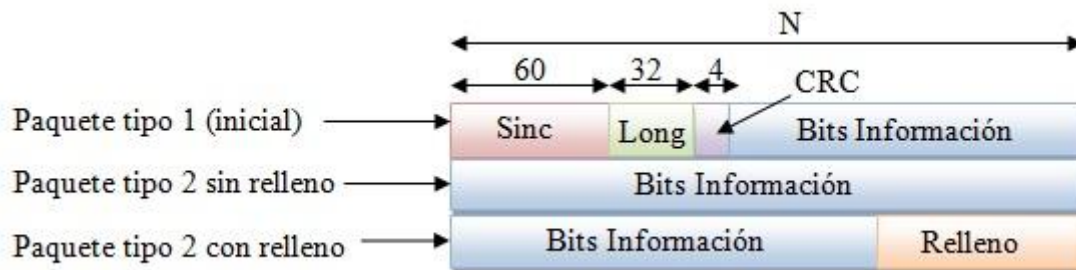


Figura 40: Esquema de los diferentes tipos de paquetes utilizados.

En este apartado vuelve a ser importante la conversión de los datos. Aunque a pesar que se trata de un archivo binario, el bloque encargado de su lectura devuelve una

cadena de caracteres. Es necesario por tanto realizar la conversión pertinente para transformar dichos Strings en un array de Booleans.

Otro de los puntos que merece cierta atención es la lectura de los bytes oportunos del archivo binario. Es decir, el número de bits que se transmiten en un único símbolo OFDM. Ya se ha mencionado que este valor depende del número de portadoras utilizadas en dicho símbolo y de la constelación. Por consiguiente, la ecuación que define el número de bytes a leer del archivo dependiendo del símbolo es:

$$N^{\circ} \text{ bytes Inicial} = \frac{\log_2 M \times N^{\circ} \text{ Portadoras Utilizadas} - 96}{8} \quad [3.24]$$

$$N^{\circ} \text{ bytes Restantes} = \frac{\log_2 M \times N^{\circ} \text{ Portadoras Utilizadas}}{8} \quad [3.25]$$

Siendo M en las ecuaciones anteriores el número de símbolos de la constelación. Se aprecia que en caso de ser el primer símbolo OFDM hay que descontar los 96 bits que han sido previamente utilizados, tal y como indica la ecuación 3.24. Pero una vez que la información inicial ha sido enviada es necesario leer del archivo el número de bytes de acuerdo a la ecuación 3.25.

Aclarados cada uno de los puntos así como las principales diferencias con el apartado anterior, es preciso detallar brevemente el proceso de recepción que resulta relativamente sencillo tras haber comprendido la estructura de los paquetes y el diagrama de flujo a la hora de generar la información.

De nuevo, el primer paso es encontrar la secuencia de sincronismo, concretamente los 60 bits que la componen. Después, obtener la longitud del archivo y posteriormente comprobar que el CRC recibido se corresponde con el valor que cabría esperar. En caso de que cualquiera de los valores en lo referente a la secuencia de sincronismo o el CRC no coincidan en un solo bit con los esperados, el sistema interpreta que la transmisión no ha comenzado para evitar posible errores. Esto significa que si ha habido algún error en cualquiera de los datos el sistema, éste esperará hasta que el archivo vuelva a ser transmitido, pero esto no sería un problema ya que el transmisor ha sido diseñado para enviar el archivo de forma indefinida.

Si la secuencia de sincronismo y la longitud han sido recibidas correctamente, el siguiente paso es escribir en un archivo los bits recibidos. Esta tarea es posible porque tras especificar el usuario la dirección y el nombre correspondiente, el receptor crea un fichero en el cual introduce toda la información recibida mediante los símbolos posteriores. Tras completar la recepción de los bytes, el sistema cierra este fichero, es a partir de este momento cuando el archivo recibido se encuentra disponible para el usuario. Es decir, a partir de este momento será posible abrir o reproducir el archivo recibido.

Conviene mencionar ciertos detalles como por ejemplo la las conversiones necesarias o bien el almacenamiento de los bits y el recuento de la información restante. Es decir,

el sistema recuerda y actualiza la variable que indica el número de bits restantes, por lo que se encarga de almacenar los bits hasta que el archivo sea completado.

Para concluir con esto, comentar que una vez que los datos han sido recibidos, el receptor se ha diseñado para que en caso de ser un archivo lo que está recibiendo termine la ejecución tras completar la recepción. De no ser así, el sistema sobrescribiría el archivo recibido si el usuario no modifica el nombre o dirección, con lo cual se ha diseñado para que tras cerrar el archivo se detenga hasta que el usuario lance de nuevo la aplicación.

3.9. Interfaz gráfica e interacción del usuario.

Durante los apartados vistos hasta ahora del presente capítulo han sido descritos cada uno de los procesos con los que cuenta el sistema de comunicaciones y explicados los esquemas necesarios para la comprensión del mismo. Sin embargo, una de las partes más importantes de cara al usuario es la interfaz gráfica del sistema así como los parámetros a utilizar. Se dispone en este caso de dos interfaces independientes, la del transmisor y la del receptor, pero gran parte de los parámetros son similares.

Nada más abrir la aplicación se observa la pantalla principal en la que el usuario determina la función del sistema así como el mensaje o archivo a transmitir dependiendo de si la función seleccionada. En la siguiente imagen se aprecia esta primera vista para el caso del transmisor.

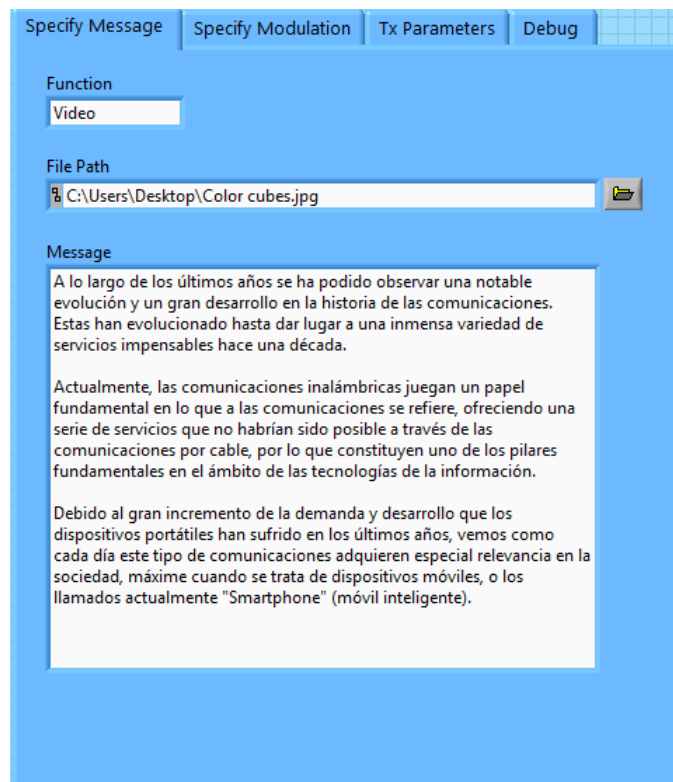


Figura 41: Interfaz gráfica, ventana principal.

El receptor muestra a su vez la misma ventana, con la diferencia de que el mensaje se mostrará una vez haya sido recibido y que el directorio con el fichero corresponde al archivo a crear en lugar de a enviar.

Además de la ventana en la cual se especifica el mensaje o información, se encuentran otras en las cuales es posible especificar parámetros como los correspondientes a la modulación ("Specify Modulation"), los parámetros que definen lo que es la interfaz radio o la sincronización entre los equipos ("Tx Parameters"), y por último, la ventana en la que se muestra cualquier error que pueda surgir durante la ejecución del programa ("Debug").

En el caso del receptor, éste cuenta con otra ventana adicional en la que se visualiza la constelación recibida. De esta forma se puede apreciar a simple vista el funcionamiento del sistema así como determinados parámetros como la SNR o posibles problemas debidos al sincronismo.

A continuación se muestran las variables que permiten al usuario configurar la modulación OFDM a través del número de portadoras (Number of Carriers), portadoras utilizadas (Carriers Used), número de símbolos OFDM a incluir en un paquete (OFDM Symbols) o bien la constelación a utilizar (Bits/Symbols).

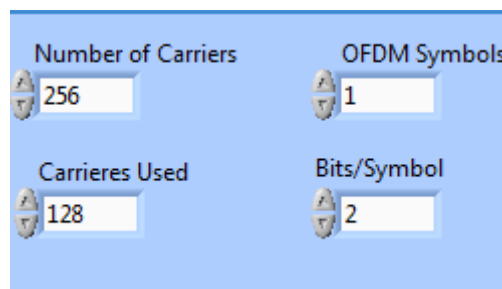


Figura 42: Parámetros de la modulación OFDM.

Sería conveniente a tener en cuenta son los posibles rangos para cada uno de estos valores. Por ejemplo el parámetro "Bits/Symbol" puede recibir valores desde 2 hasta 6, dependiendo de la constelación que el usuario desee utilizar, siendo el 2 para una 4QAM y el 6 para la 64QAM.

En cuanto al parámetro en el cual se especifica el número de portaras a utilizar, hace referencia al número de portadoras a utilizar para datos de información. Esto quiere decir que no se debe olvidar la inserción de pilotos que se realiza a continuación. Recordar que ciertas portadoras son utilizadas para la estimación de canal con lo cual este valor debe ser siempre:

$$Carriers\ Used \leq \frac{(Number\ of\ Carriers - 1) \times 8}{10} \quad [3.26]$$

El valor -1 se incluye para tener en cuenta la portadora de DC que debe ser descartada de antemano. Por otra parte, el 8/10 surge al tener en cuenta la inserción de los pilotos.

Por otra parte, el valor mínimo para este parámetro es exactamente 72. Esto es debido a que a la hora de realizar la interpolación existe un valor mínimo de muestras (9) para poder llevar a cabo esta tarea. En caso contrario el sistema mostrará un error.

También se debe prestar atención a la configuración de los parámetros del interfaz radio o parámetros de transmisión, ya que suponen un aspecto importante dentro del apartado.

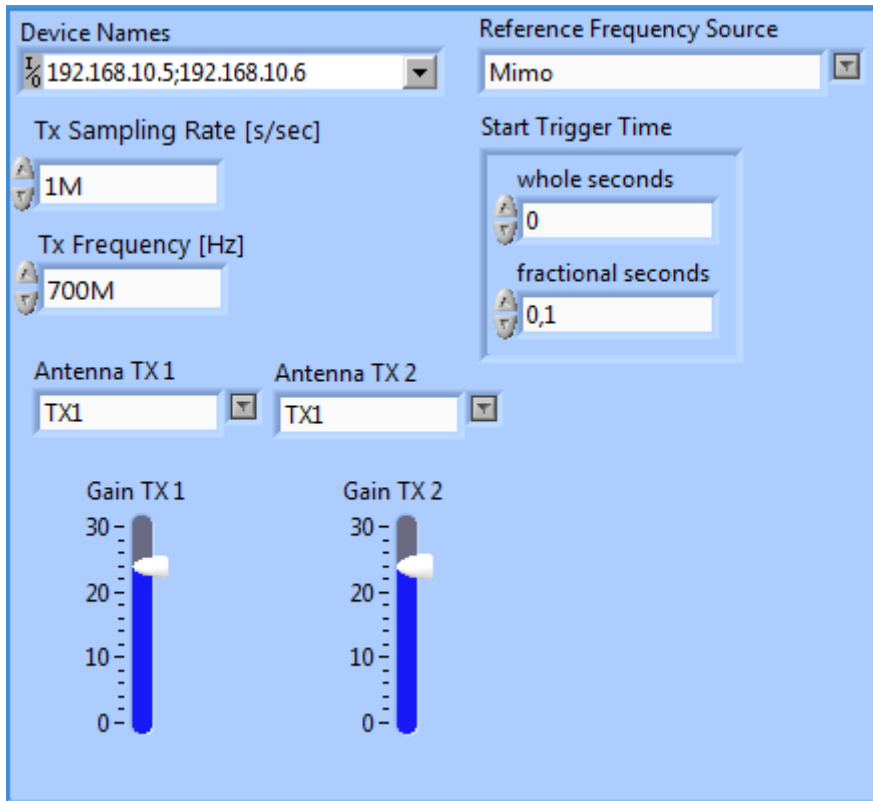


Figura 43: Parámetros de transmisión.

Entre estos parámetros se encuentran los dispositivos a utilizar ("Device Names"), la tasa de muestreo ("Tx Sampling Rate"), la frecuencia de portadora ("Tx Frequency"), las antenas a utilizar para cada uno de los dispositivos así como la ganancia de las mismas ("Antenna TX" y "Gain TX") o incluso la frecuencia de referencia ("Reference Frequency Source") que en este caso es MIMO para conseguir que los transmisores se sincronicen. Por último, el parámetro para indicar el instante de inicio de la transmisión ("Star Trigger Time") ha sido configurado para que se inicie casi inmediatamente después del comienzo.

En este caso las limitaciones vienen impuestas por los propios USRP's. Por ejemplo, la frecuencia de portadora máxima será 2.2GHz. Para más información acerca de los parámetros y rangos puede consultar el anexo II.

Una vez se ha profundizado y se ha explicado cada uno de los parámetros de configuración del sistema, sólo queda mencionar la ventana extra existente en el

receptor y la pequeña diferencia en la ventana de la configuración de parámetros de transmisión.

En el receptor únicamente se dispone de una antena, con lo cual sólo es necesario especificar la ganancia de ésta. Además este equipo no se encuentra sincronizado al resto de equipos sino que funciona de forma independiente. Por este motivo los parámetros en los cuales se especifica la frecuencia de referencia y el instante de inicio no se encuentran disponibles para el receptor. No obstante, es posible visualizar la constelación recibida. Ésta ha ayudado a la realización de las pruebas del sistema determinando incluso las prestaciones ofrecidas por el mismo gracias a la estimación de parámetros como la SNR. Durante el desarrollo del próximo capítulo se estudia el funcionamiento del sistema dependiendo de los parámetros utilizados.

Capítulo 4

Pruebas y Validación del Sistema

El presente capítulo se centrará en la multitud de pruebas que se han realizado, con la única misión de verificar el correcto funcionamiento del sistema expuesto y definido hasta aquí.

Teniendo en cuenta los parámetros que el usuario puede variar, es posible observar el efecto que estos tienen en el sistema, cada uno de forma independiente. Para determinar el efecto se estudia y se examina la constelación en el receptor, con esta imagen es posible hacerse una idea rápidamente de las prestaciones o bien de la degradación que sufren ciertos parámetros como la SNR.

A pesar de ello, es muy importante recordar que existen ciertos factores que pueden afectar negativamente al funcionamiento sistema. El problema en este caso es que estos errores se producen de forma aleatoria, como por ejemplo: los problemas del sincronismo en frecuencia o el error de muestreo. Se introducen por tanto de esta forma errores que distorsionan la señal. Es por ello, que hay que tener en cuenta los efectos de dichas imperfecciones a la hora de analizar las constelaciones recibidas.

Sin embargo, a pesar de los posibles errores que puedan suceder eventualmente, se ha procurado que las imágenes representadas a continuación no se vean afectadas en absoluto. Además de esto, es importante poner de manifiesto que para llevar a cabo las siguientes pruebas se han establecido los posibles parámetros a una configuración por defecto, pretendiendo así que estos interfirieran lo mínimo posible en el resto de parámetros o en el parámetro a evaluar.

- Número de portadoras: 256.
- Portadoras utilizadas: 144.
- Símbolos OFDM por paquete: 1.
- Constelación: 4-QAM.
- Ancho de banda: 1MHz.
- Frecuencia de portadora: 700MHz.
- Ganancia: 25dB.

Esto significa que a lo largo de los siguientes apartados ésta será la configuración con la que cuenta el sistema, a excepción del parámetro bajo estudio, siendo éste el único que se varíe para poder analizar los efectos. A lo largo del siguiente punto se presentarán de forma concisa algunos de los problemas con los que cuentan los equipos utilizados.

4.1. Efectos indeseados de los dispositivos utilizados.

Uno de los efectos más devastadores de cara a la transmisión de información con los que cuentan los USRP's ha sido la falta de precisión en el reloj. No sólo a la diferencia que existe entre los equipos, ya que esta se puede estimar y corregir mediante software, sino especialmente a la inestabilidad con la que estos equipos cuentan. Se entiende por inestabilidad a los saltos en frecuencia que se producen de forma repentina y que afectan de sobremanera a la recepción de los símbolos OFDM. Gracias al analizador de espectros se ha podido determinar así como observar dicho problema. Sin embargo, no ha sido posible encontrar una solución utilizando el reloj interno de cada uno de los equipos, ya que la opción que soluciona este problema es la sincronización externa ya sea a través del cable MIMO o de los conectores REF IN y PPS IN. En la siguiente imagen se muestra el efecto o diferencia entre ambos equipos cuando transmiten una señal sinusoidal pura.

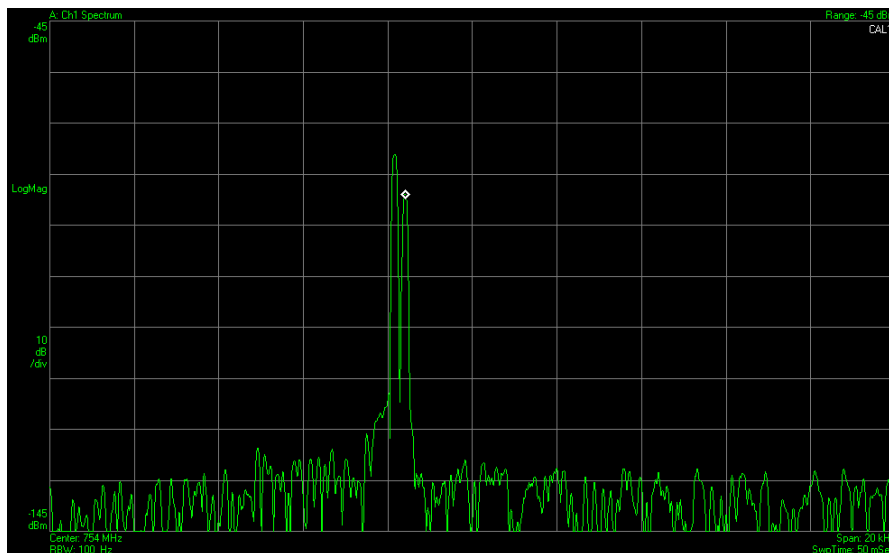


Figura 44: Transmisión ambos USRP's.

Vemos una clara diferencia entre las frecuencias de cada uno de los USRP's. Es necesario señalar que la frecuencia utilizada en este caso es de 750MHz. Como se aprecia el rango representado (Span) de la figura 44 es de 20MHz, con lo cual se puede intuir la gran diferencia que existe entre la frecuencia de portadora de ambos equipos. Pero indiscutiblemente, lo peor es la inestabilidad de las mismas, ya que aunque no se aprecie en la imagen éstas varían de forma aleatoria, con lo cual resulta bastante complicado estabilizar el sistema mediante la estimación de offset de frecuencia.

Por otra parte, a pesar de que ambos equipos transmitieron con la misma ganancia, se aprecia una diferencia superior incluso de 5dB entre cada uno de ellos. A pesar de todo, este no representaría un problema de cara a la transmisión, ya que no repercute negativamente en el comportamiento del mismo.

Un nuevo punto negativo que se incorpora a los equipos utilizados son los productos de intermodulación y distorsión, que se introducen en la señal a medida que aumenta la

ganancia. En la imagen representada anteriormente la ganancia utilizada fue bastante menor que el máximo soportado por los equipos. Sin embargo, a medida que dicho valor se acerca al límite se aprecia una clara distorsión del espectro. En este caso ha sido posible captar una imagen donde se reproduce este efecto, concretamente se observan productos de intermodulación extremadamente elevados, sobre todo el de tercer orden. A su vez se advierte una clara distorsión de la señal debido al ruido de fase que introduce el sistema, ya que en este caso no se trata de una única frecuencia central, sino que en torno a ésta se dispone de un cierto nivel de señal. Estos efectos se observan en la siguiente imagen.

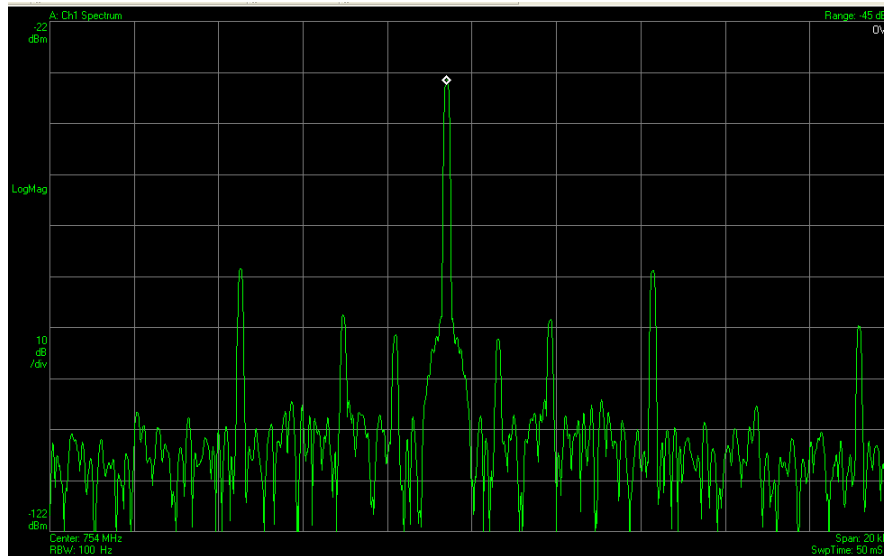


Figura 45: Distorsión de la señal transmitida.

Probablemente este tipo de efectos suceden a medida que el transmisor se acerca a su punto de saturación, que es exactamente 31dB. Por este motivo conviene no saturar el sistema y así evitar este tipo de interferencias.

Otra de las partes que habría sido interesante modificar es la flexibilidad de la frecuencia utilizada. Es decir, en el caso de la frecuencia de portadora, existen algoritmos que van estimando la diferencia de frecuencia de los equipos hasta que finalmente es posible adaptar el reloj en recepción para que estos se encuentren perfectamente sintonizados. Este proceso se puede realizar a través de un PLL.

Sin embargo en este caso, a pesar de que el sistema dispone de uno de estos integrados internamente, la frecuencia es configurable en intervalos de 10KHz. Por tanto se trata de un intervalo extremadamente amplio que da lugar a una variación muy brusca de cara a sincronizar ambos equipos, ya que la máxima desviación u offset en frecuencia suele estar en torno a 2KHz.

Algo similar es lo que sucede con el efecto del muestreo, al no poder adaptar o modificar la frecuencia se crea este desajuste entre el transmisor y receptor, con lo cual es imposible corregir el error de muestreo de forma sincronizada y sólo queda por tanto

utilizar el método no sincronizado tal y como se estudió previamente en el apartado 2.1.4.

Debido en gran parte a este tipo de problemas, el procesado de la señal que es necesario hacer mediante software aumenta considerablemente. Esto repercute seriamente en la capacidad del sistema así como en el ancho de banda utilizado. Es decir, a medida que se aumenta el procesado conviene reducir la tasa de transmisión/recepción para evitar problemas con los buffers de los dispositivos. Finalmente, la máxima tasa a la que se puede transmitir sería de 1MHz, alcanzado valores superiores en un tiempo limitado.

4.2. Funcionamiento a diferentes frecuencias de portadora.

Tras detallar algunas de las limitaciones que los equipos imponen al sistema, se ha decidido comprobar el funcionamiento del mismo. Para ello, a lo largo de los siguientes apartados se ha modificado alguno de los parámetros (ya sea de la interfaz radio o los referentes a la modulación) para observar el efecto que estos tienen sobre el conjunto.

El primero de ellos ha sido la frecuencia de portadora, y aunque en principio pueda parecer que el sistema o prestaciones de éste no varían en función de este parámetro, tras las pruebas realizadas se ha podido comprobar que no es exactamente así. Es decir, existen ciertos factores que modifican notoriamente el comportamiento del sistema, dependiendo en este caso de la frecuencia de portadora.

Un análisis a priori de porque podría ocurrir esto exactamente, invita a pensar que uno de los motivos es el error relativo de frecuencia entre los equipos. Es decir, si la precisión del sistema es de 2.5ppm, supone que para una frecuencia de 2GHz el error cometido u offset existente sería de:

$$\text{Máximo offset} = 2.5 \times 10^{-6} \times 2 \times 10^9 = 5000\text{Hz} = 5\text{KHz} \quad [4.1]$$

Sin embargo, en caso de emitir a una frecuencia de 500Mhz el máximo error con el que contará el sistema será exactamente de:

$$\text{Máximo offset} = 2.5 \times 10^{-6} \times 500 \times 10^6 = 1250\text{Hz} = 1.25\text{KHz} \quad [4.2]$$

Se trata por tanto de casi una quinta parte, por lo que el efecto de la desincronización será considerablemente menor. Además de esto, hay que recordar que la atenuación de la señal es directamente proporcional al cuadrado de la frecuencia. Esto significa que para una transmisión en 2GHz la señal se atenuará 16 veces más que una señal cuya frecuencia de portadora sea de 500MHz. Esto supone que la SNR disminuye a su vez empeorando más si cabe las prestaciones del sistema. Para reflejar este efecto se muestran a continuación las constelaciones recibidas para diferentes frecuencias de portadoras.

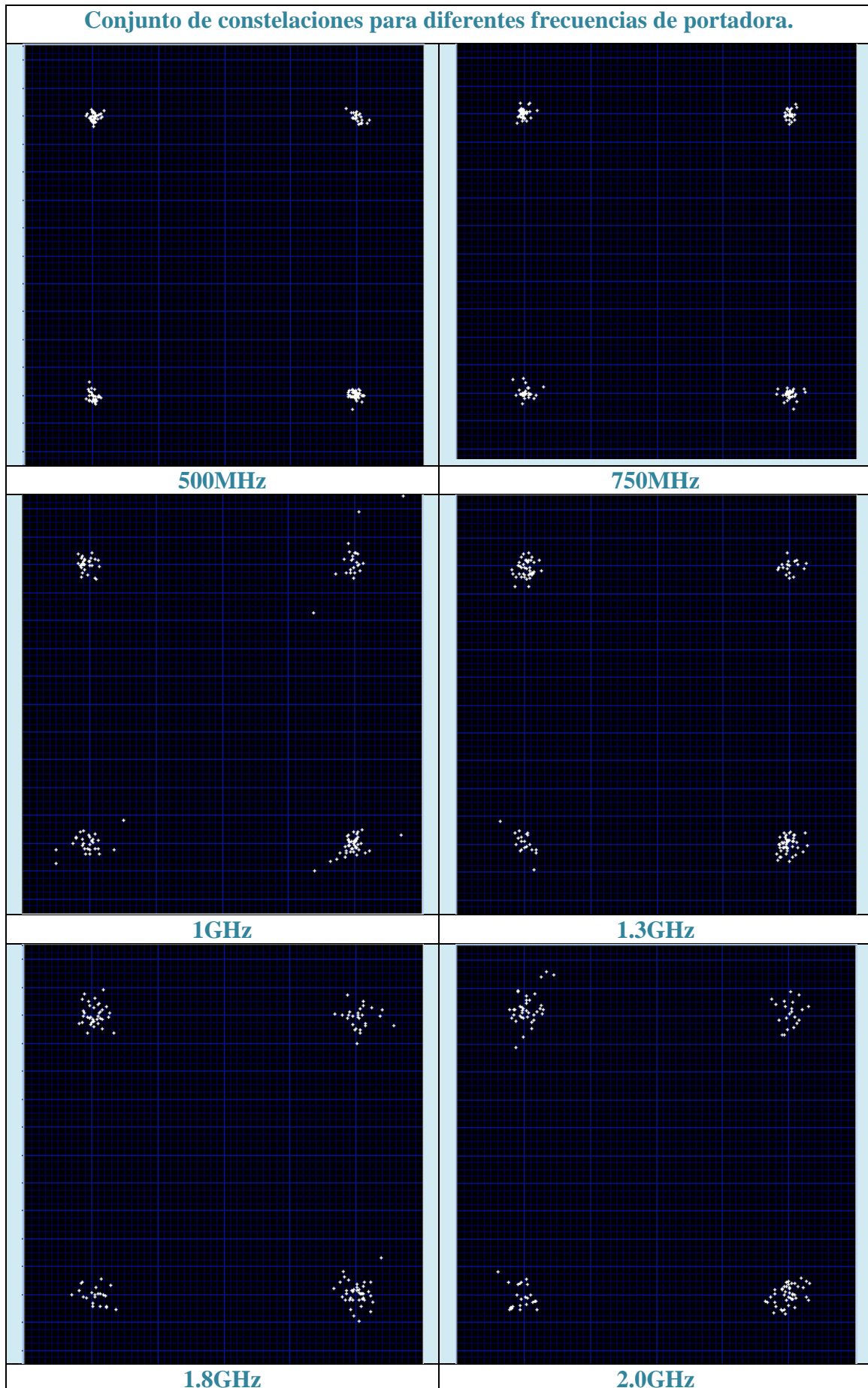


Tabla 3: Comparativa de diferentes constelaciones en función de f_c .

Se aprecia que a medida que la frecuencia de portadora se incrementa, la SNR del sistema disminuye, especialmente si se compara la transmisión realizada a 500MHz con la transmisión a 2GHz. Se concluye por tanto que a mayor frecuencia de portadora, mayor atenuación, más sensible el sistema a los efectos de sincronización y por consiguiente una disminución de las prestaciones del mismo.

4.3. Funcionamiento con diferentes anchos de banda.

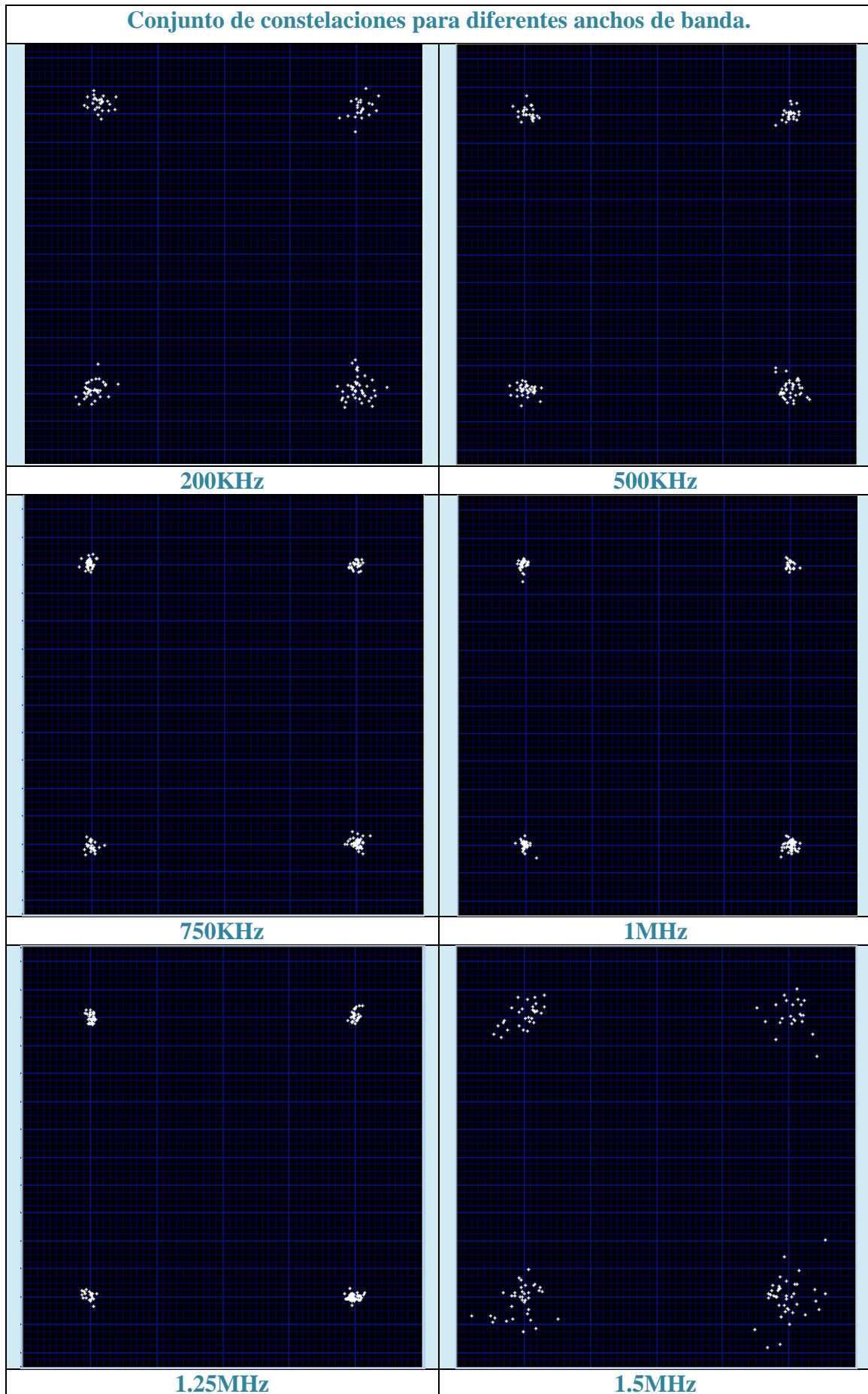
Sin duda, otro de los parámetros que requiere especial atención es el ancho de banda utilizado. De forma similar al ejemplo anterior, lo que se ha hecho en este caso es configurar el sistema con los parámetros por defecto (a excepción del ancho de banda), o lo que es lo mismo, la tasa de transmisión o muestras por segundo.

Un factor que influye drásticamente en el comportamiento del sistema es lo que se conoce como ICI (interferencia entre portadoras). Debido a los posibles desajustes en frecuencia se produce la indeseada interferencia entre portadoras. Tal y como se estudió previamente en la ecuación 2.3, el ancho de banda se encuentra relacionado directamente con este efecto, el cual aumenta considerablemente a medida que se reduce el ancho de banda, ya que el incremento o separación de frecuencia entre cada una de las portadoras disminuye. Esto denota, que si el número de portadoras permanece constante y se reduce el ancho de banda, las prestaciones del sistema se ven afectadas en mayor medida por la ICI.

El caso contrario sería aumentar el ancho de banda del sistema, ya que de esta forma aumenta a su vez la distancia entre portadoras reduciendo así la ICI. Sin embargo, esto no es posible realizarlo de manera indefinida. Para empezar por el aumento de los errores debidos al muestreo de la señal. Siendo así, el efecto del muestreo tras aumentar el ancho de banda comienza a ser algo a tener en cuenta. Probablemente es debido en cierta forma al efecto que el canal tiene sobre el sistema completo y el hecho de que éste sea corregido a través de la estimación de canal. Recordar que el número de pilotos permanece constante independientemente del ancho de banda utilizado, en este diseño depende únicamente del número de portadoras usadas por el usuario. Esto simboliza que a medida que es aumentado el ancho de banda, la estimación de canal se hace más inestable, cometiendo un mayor error a la hora de realizar la interpolación.

Al utilizar esta estimación para la igualación de canal es probable que se introduzca a su vez una distorsión de la señal debido a estos problemas de estimación, con lo cual al aumentar el ancho de banda se verían afectadas las prestaciones del sistema de forma negativa.

Es por ello que en la siguiente tabla donde se muestran diferentes constelaciones recibidas en función del ancho de banda utilizado, se aprecia una degradación para anchos de banda reducidos al igual que una degradación para anchos de bandas muy elevados.



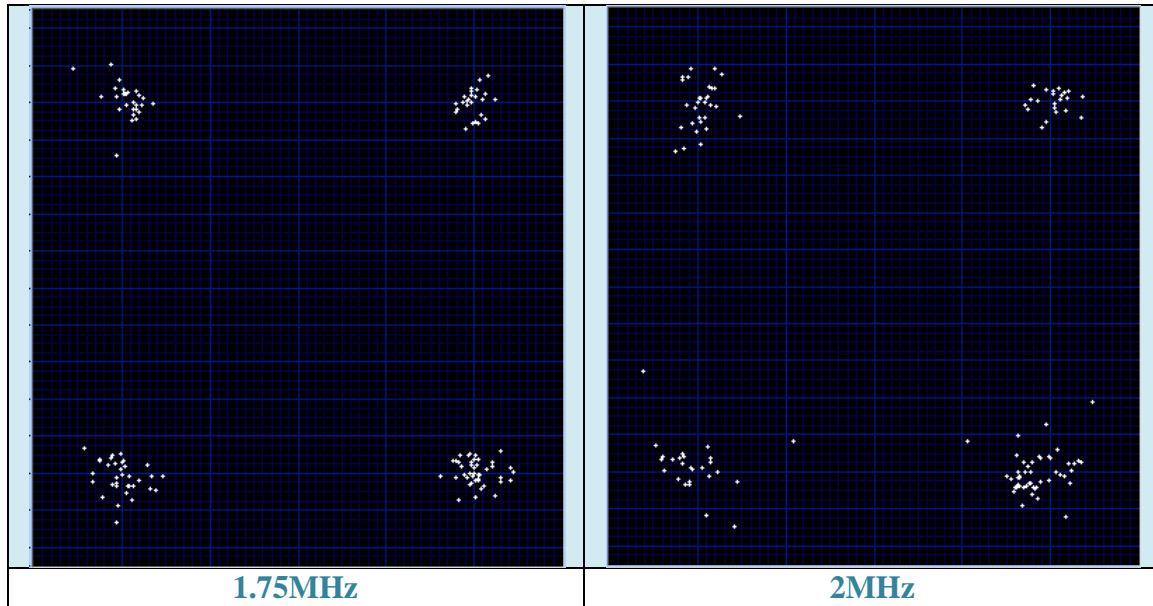


Tabla 4: Comparativa de diferentes constelaciones en función del ancho de banda.

Se deduce por tanto que para esta configuración de los parámetros, el ancho de banda óptimo se encuentra exactamente entre 750KHz y 1.25MHz, ya que es fuera de este intervalo donde la degradación se hace más representativa, siendo especialmente crítica para los extremos, 200KHz y 2GHz.

4.4. Transmisión variando el número de portadoras.

Una vez estudiado el efecto que supone la variación de los parámetros de la parte radio (frecuencia de portadora y ancho de banda), se profundiza durante los siguientes apartados en la variación de los parámetros de la modulación, parámetros que ya fueron detallados a lo largo del subapartado 3.9.

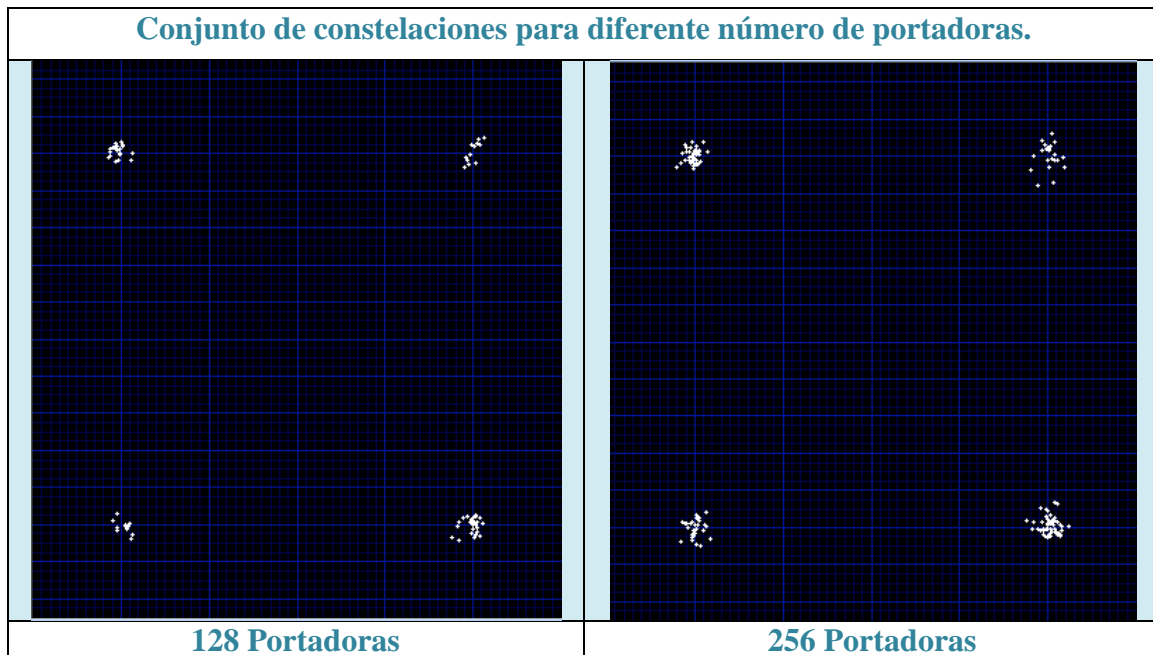
En un principio se ha modificado el número de portadoras. A diferencia con el resto de casos, para este apartado, además de variar lo que es el número de portadora, también se ha modificado de forma conjunta el número de portadoras utilizadas. Esto se ha hecho para evitar que existan otros efectos secundarios que puedan afectar al sistema, ya que no sería justo utilizar 72 portadoras en un símbolo OFDM de 4096 portadoras.

Hay que tener en cuenta el efecto que el aumento de portadoras tiene en el sistema, ya que en la constelación representan los símbolos recibidos en un único símbolo OFDM. O sea, a medida que aumenta el número de portadoras utilizadas por el usuario también aumentan los símbolos recibidos. Con lo cual, es más probable que la dispersión de los símbolos aumente debido al ruido, al contar con más símbolos es factible que alguno de ellos cuente con un mayor nivel de ruido. Aunque mediante simulación se ha podido comprobar que este efecto es despreciable.

Una vez dicho esto, se ha apreciado como la dispersión de la constelación aumenta considerablemente a medida que se incrementa el número de portadoras utilizadas. El motivo de que explica este fenómeno es exactamente el mismo que ya se explicó en el apartado 4.3, es decir, interviene de nuevo la ecuación 2.3 en este punto, solo que la degradación viene determinada en ese caso por N en lugar de W . Es sustancial resaltar que el ancho de banda utilizado permanece constante a lo largo de las diferentes simulaciones (1Mhz). Esto da lugar a una reducción considerable de la distancia entre las portadoras a medida que se duplica el número de portadoras en cada uno de los símbolos.

Al reducir la distancia entre portadoras, el efecto de la ICI en el sistema comienza a ser más representativo, ya que la interferencia generada por el resto de portadoras cuando éstas no son completamente ortogonales aumenta radicalmente. Esta pérdida de ortogonalidad entre las mismas es debida a su vez al efecto del muestreo, ya que este error se incrementa gradualmente a medida que se incluyen más portadoras en el símbolo OFDM.

A continuación se muestra el conjunto de constelaciones para diferentes símbolos OFDM en los que se varía el número de portadoras utilizadas.



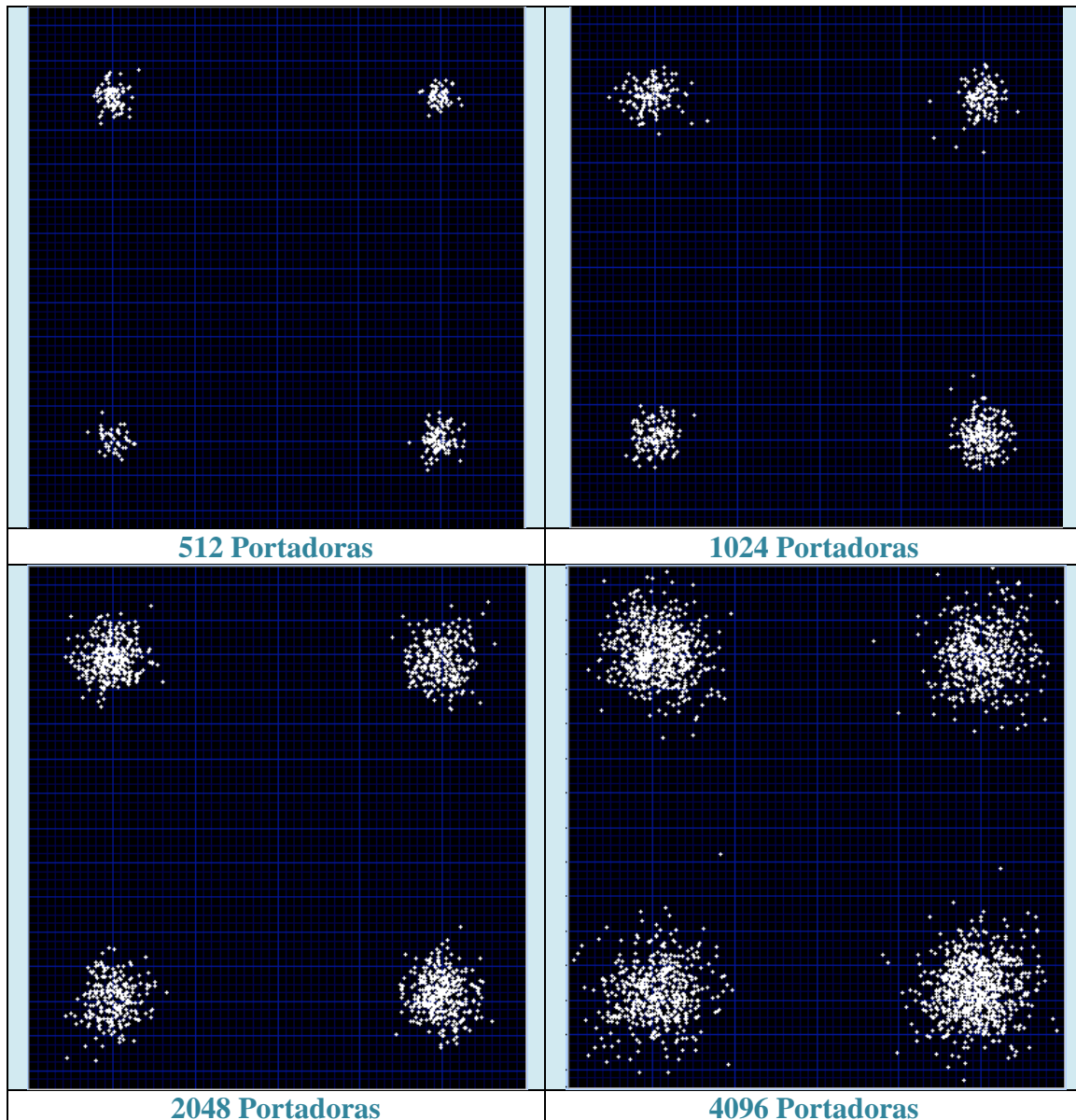


Tabla 5: Comparativa de diferentes constelaciones en función de las portadoras.

Tal y como se puede observar, además del ruido que se añade debido al incremento de los símbolos, se contempla claramente un aumento notorio de la dispersión a medida que se incrementan las portadoras, especialmente para el caso de 4096 portadoras. Se puede concluir por tanto, que los problemas derivados de los errores de sincronización limitan a su vez al conjunto del sistema, reduciendo bruscamente la SNR al incrementar la longitud de los símbolos OFDM.

4.5. Transmisión variando las bandas de guarda.

Al variar el número de portadoras que componen el símbolo OFDM, otro de los parámetros a configurar por el usuario es el número de portadoras utilizadas. Es decir, si un símbolo OFDM cuenta con 256 portadoras es posible utilizar 204 portadoras si se tiene en cuenta la inserción de pilotos (apartado 3.5) y la portadora de DC.

Sin embargo, no es necesario utilizar exactamente el máximo posible, en la mayoría de los casos se dejan a la hora de transmitir ciertas bandas de guarda para reducir la interferencia producida a los canales adyacentes. El efecto que produce en el sistema el aumento o reducción de las bandas de guarda es despreciable, ya que a medida que se incluye un mayor número de portadoras a utilizar también aumenta el número de pilotos, con lo cual no se ve afectada la estimación de canal.

A su vez no existe variación de la distorsión provocada por los problemas de sincronismo, con lo cual lo único que se ha podido observar es el aumento del número de símbolos recibidos. Obviamente, tal y como se describió en el apartado anterior, al recibir un mayor número de símbolos es probable que aumente en cierta forma lo que sería la dispersión de éstos. Sin embargo, en las constelaciones recibidas para este apartado, este efecto es prácticamente despreciable tal y como se aprecia a continuación.

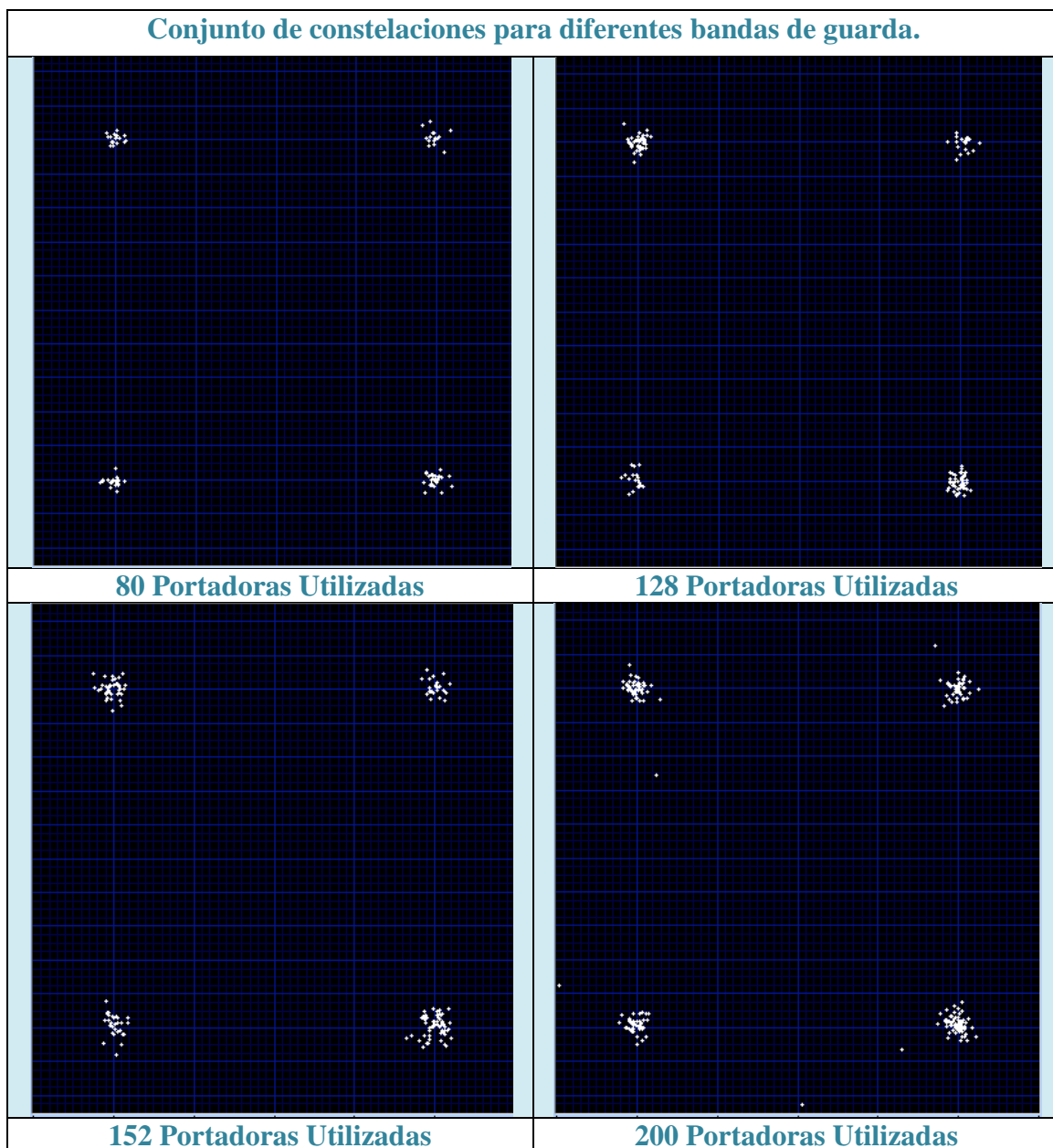


Tabla 6: Comparativa de diferentes constelaciones con diferentes bandas de guarda.

En este apartado se percibe como las prestaciones del sistema permanecen prácticamente invariantes. A pesar de ello, es posible notar en caso de utilizar 200 portadoras, que 4 de los símbolos recibidos se encuentran más alejados de lo que cabría esperar. Esto podría tratarse de un error puntual, o bien debido en cierta forma al efecto de la estimación de canal, ya que el sistema se encuentra prácticamente en el límite.

4.6. Transmisión variando el número de símbolos OFDM.

El siguiente parámetro que podría ser interesante estudiar es el número de símbolos OFDM que se incluyen en cada paquete.

El sistema es capaz de generar paquetes de longitud variable en función de los requisitos del usuario. Cada paquete está compuesto por la parte de sincronismo y un conjunto de símbolos OFDM. El valor por defecto de este parámetro ha sido 1, por lo que la longitud de los paquetes a lo largo de los apartados anteriores sólo ha dependido del número de portadoras. En este caso se ha modificado dicho parámetro generando hasta 100 símbolos OFDM por paquete.

Uno de los principales problemas con los que cuenta el sistema es el sincronismo entre los equipos. Esto quiere decir que si en lugar de haber incluido varios pilotos en los símbolos OFDM para realizar la estimación de canal se hubiese generado un único símbolo al inicio del paquete para ello, la variación de ciertos errores daría lugar a numerosos problemas al aumentar el número de símbolos OFDM por paquete. Sin embargo, el hecho de incluir los pilotos en cada uno de los símbolos correspondientes aporta robustez al sistema y hace posible aumentar el número de símbolos casi de forma indefinida.

El único problema con el que cuenta el sistema es la estimación de frecuencia. Es decir, si el error de frecuencia varía una vez éste ha sido estimado, significa que para el resto de símbolos que se reciben posteriormente a dicha variación se produce una distorsión, dependiendo de dicho error, que degrada las prestaciones.

Para intentar evitar en la medida de lo posible tal efecto, se ha considerado a su vez el número de símbolos para calcular la frecuencia de corte del filtro que interviene en la estimación de la frecuencia. Es decir, cuando se incluye un mayor número de símbolos en un paquete, el filtro se hace menos restrictivo. Esto evita ciertos problemas debido al aumento del tiempo que transcurre entre una estimación y otra.

En la tabla 7 se muestra el conjunto de constelaciones recibidas para diferente número de símbolos OFDM, siendo el mayor de ellos 100.

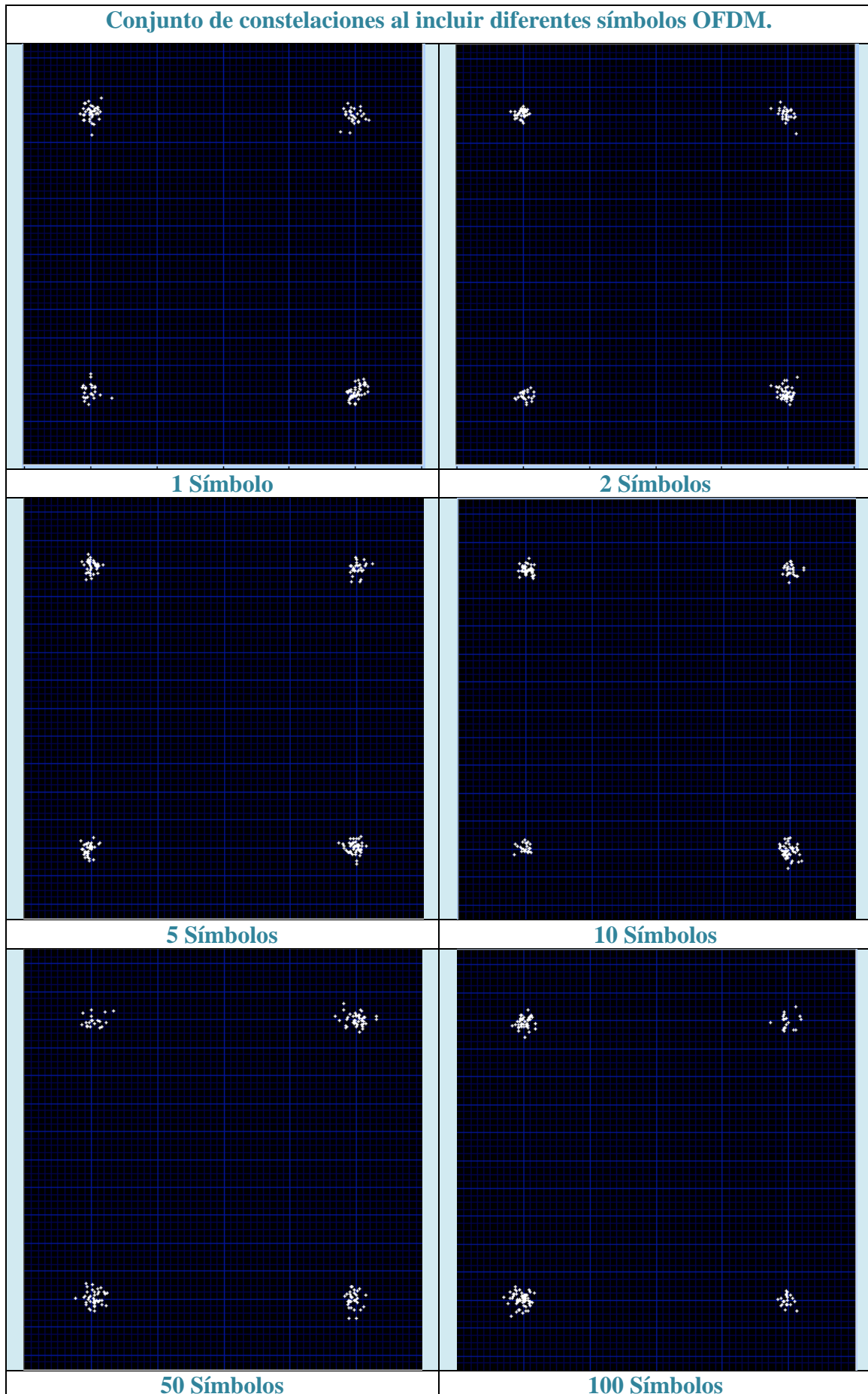


Tabla 7: Comparativa de diferentes constelaciones con diferente número de símbolos.

Tal y como se observa en las imágenes anteriores, el incremento del número de símbolos no produce un efecto significativo en el sistema. Tal que a medida se aumenta este parámetro la eficiencia del sistema se incrementa a su vez, ya que al reducir la frecuencia con la que se transmite la parte de sincronismo se aumenta el tiempo efectivo de transmisión.

4.7. Transmisión variando la constelación QAM utilizada.

El último parámetro a configurar de la modulación OFDM es el mapeo de los símbolos en la constelación. Anteriormente fue descrito cómo se realizó el diseño de varias constelaciones en las cuales es posible mapear los bits. Para este apartado es importante considerar que a medida que la distancia de los símbolos disminuye, la BER aumenta. Por tanto, si se aumenta el número de símbolos en la constelación es necesario aumentar a su vez la SNR para evitar una degradación de las prestaciones. Esto significa, que al modificar la constelación utilizada las prestaciones del sistema se verán afectadas, ya que la potencia con la que transmiten los equipos ha permanecido constante a lo largo de este punto. Este efecto se puede observar en la figura 46.

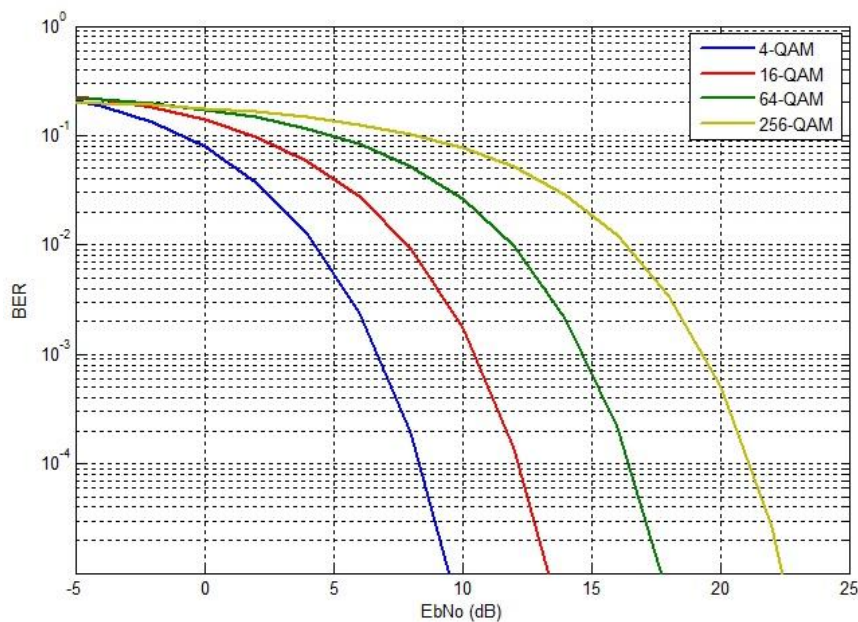


Figura 46: BER en función de E_b/N_0 para diferentes modulaciones QAM [17].

En cuanto a las pruebas realizadas en el laboratorio, se ha podido obtener una imagen de las diferentes constelaciones a excepción de la 64-QAM. Esto es debido en primer lugar a que la probabilidad de que en único símbolo OFDM cuente todos los símbolos que representan la constelación es bastante reducida, con lo cual no es posible apreciar la constelación completa. Por otra parte se observó que la SNR del sistema era demasiado pequeña para poder diferenciar los símbolos con claridad, con lo cual, en este caso se supone que la probabilidad de error sería bastante elevada. El resto de constelaciones han sido representadas en la siguiente tabla.

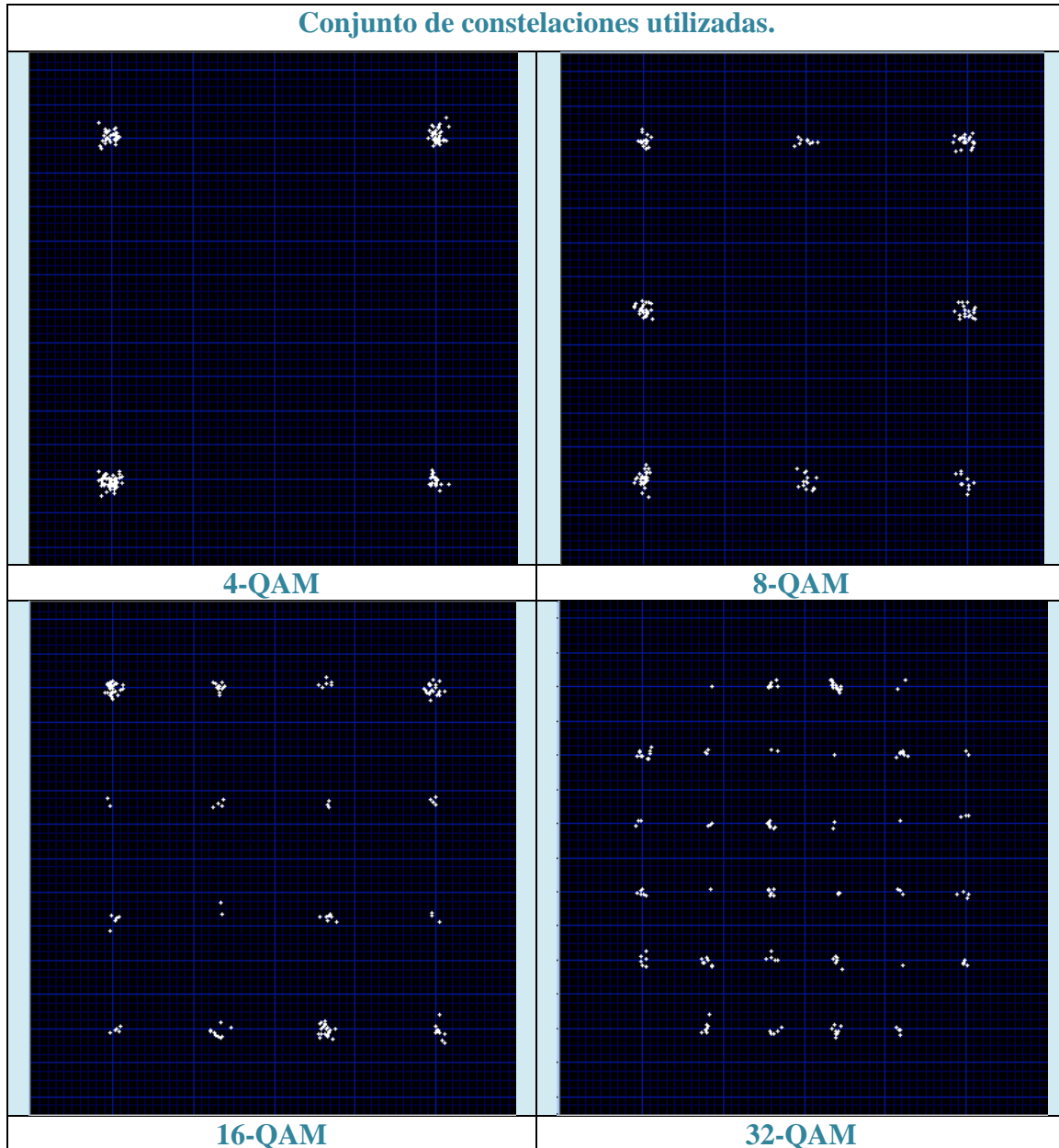


Tabla 8: Comparativa de las diferentes constelaciones.

En las constelaciones de la tabla anterior se reconoce claramente que a medida que se aumenta el número de símbolos con los que cuenta la constelación, la probabilidad de cometer errores aumenta, o lo que es lo mismo aumenta la BER. Esto está directamente relacionado con la gráfica de la figura 46.

Por último, hay que destacar el aumento de la tasa de transmisión en función de la constelación utilizada, siendo en este caso una 64-QAM 3 veces más eficiente que una 4-QAM. Esto es debido a que el número de bits por símbolo se puede expresar como:

$$N^{\circ} \text{ bits} = \log_2 M \quad [4.3]$$

Siendo M el número de símbolos de la constelación. Se deduce por tanto que una 64-QAM transporta 6 bits por símbolo en lugar de 2. No obstante, es viable incrementar la eficiencia pero hasta cierto límite si no se desea incurrir en errores de bit.

4.8. Mejora al utilizar la codificación de Alamouti.

Terminado el estudio concerniente al efecto de todos los posibles parámetros del sistema así como la eficiencia del mismo en función de ellos, en este apartado se realiza una comparación del esquema de Alamouti con un sistema sin realizar dicha codificación. Para poder llevar a cabo esta comparación se ha desarrollado un sistema independiente en el cual no se realiza la transmisión a través del modelo de Alamouti. Gracias a este nuevo sistema y gracias a las pruebas realizadas en el laboratorio, es posible efectuar una comparación entre un sistema MIMO 2×1 y un sistema convencional.

Tal y como se estudió a lo largo del punto 2.2.2, concretamente en la figura 14, la codificación de Alamouti aporta numerosas ventajas. En este caso, la principal ventaja es la ganancia por diversidad con la cual es posible mejorar las prestaciones del sistema.

Al observar la figura 14 detenidamente, se deduce que para una SNR=20dB en un sistema que no cuenta con diversidad (un único transmisor y un receptor), la BER ofrecida por el mismo será del orden de 2.5×10^{-3} . Sin embargo, en caso de contar con un sistema que disponga de dos transmisores utilizando la codificación de Alamouti, se observa que para esta misma SNR, la BER es de aproximadamente 7×10^{-5} , o lo que es lo mismo, casi dos órdenes de magnitud inferior.

En consecuencia, que el hecho de utilizar esta codificación en el sistema ofrece numerosos puntos a favor además de una notable mejora de las prestaciones. Bien es cierto que no siempre es así, ya que al utilizar dos transmisores existen otros factores que influyen a la hora de realizar la comunicación. Un claro ejemplo de ello, es que tras realizar las pruebas pertinentes en el laboratorio se ha podido observar que el sistema se vuelve más sensible a la posición relativa del receptor. Es decir, en este caso influye especialmente en el sistema la posición en la que se encuentre el receptor respecto de los dos transmisores. Este efecto podría ser debido a la diferencia de retardos que sufre la señal en función de la posición, ya que esto podría afectar a la estimación de canal o bien al símbolo OFDM en concreto.

Empero, pese al efecto de la posición se aprecia a su vez que las prestaciones que muestra el sistema conjunto mejoran gracias a esta codificación. En la siguiente tabla es posible observar ambas constelaciones.

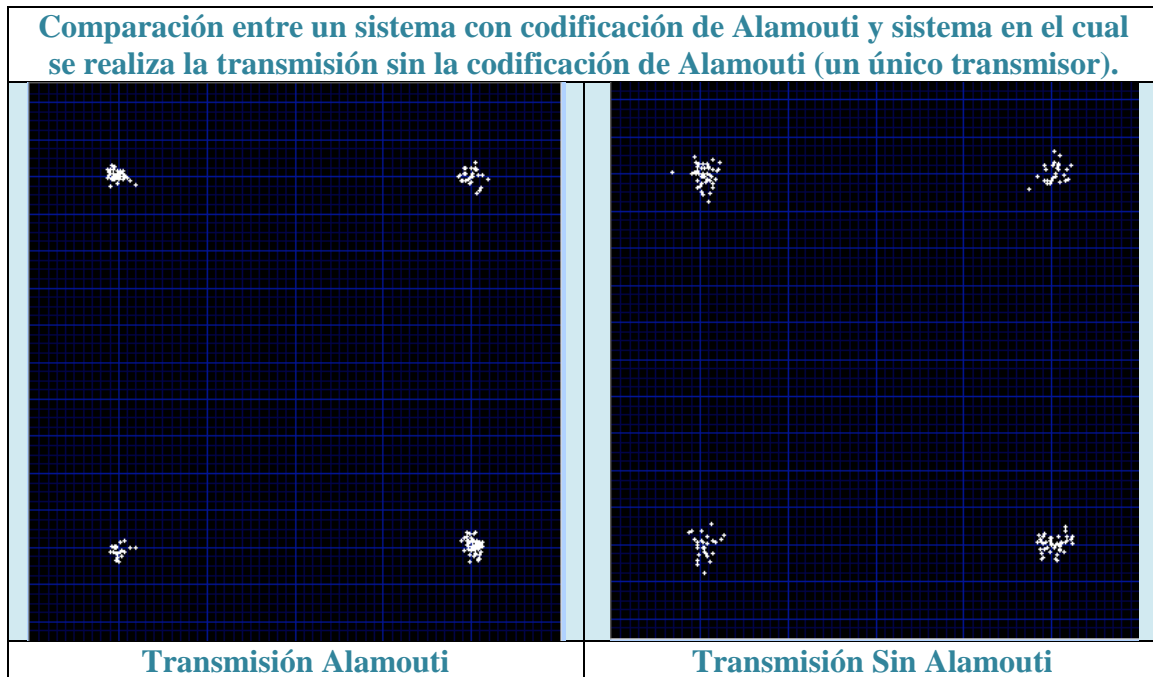


Tabla 9: Comparativa entre sistema con Alamouti y sistema convencional.

A pesar de la complejidad que supone hablar de las prestaciones con una simple constelación, ya que se trata de un momento puntual, se puede observar de forma general que la dispersión de los símbolos es mayor a la hora de utilizar un sistema sin codificación espacio temporal. Por tanto, esto justifica el uso de ambos transmisores y demuestra los beneficios que se pueden alcanzar mediante el uso de tecnologías MIMO.

Capítulo 5

Presupuesto

A lo largo de este apartado se analizan pormenorizadamente los costes que el proyecto ha supuesto. En primer lugar se consideran los costes correspondientes a la contratación de personal. A continuación se estudian los costes materiales, tanto hardware como software. Y por último, después de un desglose inicial, se aglomeran ambos costes conformando de este modo el coste total del proyecto.

5.1. Detalle de recursos y costes humanos.

Para la confección completa del proyecto, ha resultado indispensable el desarrollo de diversas tareas, que han sido desempeñadas por el ingeniero principal, Daniel Pérez Vaquero, cuya función ha sido la realización del presente Proyecto, y que han contado con la excelente colaboración de Ana García Armada y Juan José García Fernández, quienes han cooperado eficazmente hasta su conclusión.

A continuación se muestra la planificación o tareas que han sido desempeñadas, así como el tiempo dedicado a cada una de ellas por parte del ingeniero principal:

- Estudio de la modulación OFDM: 18 horas.
- Estudio de la tecnología MIMO y codificación de Alamouti: 22 horas.
- Estudio de los equipos utilizados y software de Labview: 37 horas.
- Implementación de la modulación OFDM en transmisión: 29 horas.
- Implementación de la modulación OFDM en recepción: 45 horas.
- Corrección de los problemas de sincronismo y estimación de canal: 184 horas.
- Implementación de la codificación espacio temporal: 52 horas.
- Transmisión de texto y archivos: 102 horas.
- Corrección de errores o problemas concretos: 59 horas
- Realización de las pruebas y validación: 23 horas.
- Elaboración de la memoria: 139 horas.

El tiempo invertido asciende a la totalidad de 710 horas, de modo que constituye una parte importante del coste íntegro del proyecto. A este resultado sería conveniente incorporarle el tiempo dedicado por parte de los colaboradores del mismo.

5.2. Detalle de costes hardware y software.

El segundo de los puntos sustanciales de este apartado lo aportan los costes materiales del proyecto. Al tratarse de un proyecto hardware es necesario utilizar ciertos equipos, por lo que a continuación se determina el coste conjunto del material utilizado. Nótese que ha sido considerada la cantidad necesaria de cada uno de los equipos.

- 1 Ordenador de sobremesa Intel Core i5: 680€
- 1 Ordenador portátil Intel Core i7: 890€
- 3 Equipos USRP-2920: 7.290€
- 3 Antenas tribanda para los USRP's (50Mhz - 2.1GHz): 153€
- 1 Cable MIMO para sincronización y datos: 51€
- 4 Cables GB Ethernet Cat 6 de 2m.: 32€
- 1 Switch TP-Link 5 puertos: 15€.
- Material extra utilizado para pruebas y validación: 120€.

Además de los costes desplegados en este punto, es oportuno tener en cuenta el coste del uso del analizador de espectros así como la energía consumida por los equipos utilizados a lo largo del desarrollo del proyecto.

En lo concerniente a los recursos software, únicamente se debe considerar la licencia de los programas utilizados, concretamente:

- Software Labview 10.0 (Versión estudiante): Licencia Gratuita.
- Licencia de Matlab (Uso Académico): 500€.
- Licencia de Microsoft Office: 120€.

5.3. Coste total del proyecto.

Después de considerar los costes del proyecto de forma independiente, se procede a acrecentar dichos costes con un porcentaje del 20% correspondiente a costes indirectos. En la siguiente figura (47), aparece una clasificación detallada del coste total del proyecto, cuyo presupuesto se eleva a la cantidad de 25.810 €.



1.- Autor: Daniel Pérez Vaquero

2.- Departamento: Teoría de la Señal y Comunicaciones

3.- Descripción del Proyecto:

- Título: Sistema de Comunicaciones MIMO.
- Duración (meses): 9
Tasa de costes Indirectos: 20%

4.- Presupuesto total del Proyecto (valores en Euros):

Euros 25.815

5.- Desglose presupuestario (costes directos)

PERSONAL

Apellidos y nombre	N.I.F. (no rellenar - solo a título informativo)	Categoría	Dedicación (hombres mes) ^{a)}	Coste hombre mes	Coste (Euro)	Firma de conformidad
Daniel Pérez Vaquero		Ingeniero	6	2.694,39	16.166,34	
Ana García Armanda		Ingeniero Senior	0,4	4.289,54	1.715,82	
Juan José García Fernandez		Ingeniero	0,4	2.694,39	1.077,76	
					0,00	
					0,00	
Hombres mes 6,8				Total	18.959,91	

^{a)} 1 Hombre mes = 131,25 horas. Máximo anual de dedicación de 12 hombres mes (1575 horas)
Máximo anual para PDI de la Universidad Carlos III de Madrid de 8,8 hombres mes (1.155 horas)

EQUIPOS

Descripción	Coste (Euro)	% Uso dedicado proyecto	Dedicación (meses)	Periodo de depreciación	Coste imputable ^{d)}
Ordenador Portátil (i7)	890,00	20	9	60	26,70
Ordenador Sobremesa (i5)	680,00	80	9	60	81,60
USRP's 2920	7.290,00	100	9	60	1.093,50
Analizador de Espectro	33.000,00	10	9	60	495,00
Resto material	371,00	100	9	60	55,65
					0,00
Total					1.752,45

^{d)} Fórmula de cálculo de la Amortización:

$$\frac{A}{B} \times C \times D$$

A = nº de meses desde la fecha de facturación en que el equipo es utilizado
B = periodo de depreciación (60 meses)
C = coste del equipo (sin IVA)
D = % del uso que se dedica al proyecto (habitualmente 100%)

SUBCONTRATACIÓN DE TAREAS

Descripción	Empresa	Coste imputable
Total		0,00

OTROS COSTES DIRECTOS DEL PROYECTO^{e)}

Descripción	Empresa	Costes imputable
Licencia Microsoft Office		120,00
Licencia Matlab		500,00
Licencia Labview		0,00
Gastos Energéticos		180,00
Total		800,00

^{e)} Este capítulo de gastos incluye todos los gastos no contemplados en los conceptos anteriores, por ejemplo: fungible, viajes y dietas,

6.- Resumen de costes

Presupuesto Costes Totales	Presupuesto Costes Totales
Personal	18.960
Amortización	1.752
Subcontratación de tareas	0
Costes de funcionamiento	800
Costes Indirectos	4.302
Total	25.815

Figura 47: Presupuesto detallado del proyecto.

Capítulo 6

Conclusiones

Completada la exposición de los puntos clave del proyecto, este capítulo se adentrará en las conclusiones extraídas más destacadas, así como también en las posibles líneas de investigación a las que este proyecto abre las puertas

6.1. Conclusiones generales del proyecto.

Como ya se adelantó al inicio de la memoria, el propósito de este proyecto ha sido desde su origen, ofrecer nuevas soluciones en el ámbito de las comunicaciones inalámbricas basadas en las tecnologías MIMO.

Durante todo el desarrollo del proyecto se ha ido examinando la tecnología utilizada, puesto que el aprovechamiento de dicha tecnología ha supuesto un considerable avance en el campo de las comunicaciones. Uno de los puntos más significativos es la modulación que utiliza este sistema, ya que OFDM se ha convertido en todo un referente en el mundo de las modulaciones, dada la eficiencia espectral que muestra así como la robustez frente al multitrayecto que es capaz de brindar a las comunicaciones. De este modo, la implementación en un sistema de comunicaciones real, ha permitido por un lado estudiar teóricamente los problemas que esta entraña, y por otro lado, abordarlos hallando soluciones eficaces para mostrar una correcta transmisión. A su vez, esto supone una gran ayuda para la comprensión de problemas que se manifiestan en la realidad, debido a efectos como: el sincronismo, canal, problemas de los equipos, etc.

Para mejorar aún más las prestaciones del sistema desarrollado, se ha incluido lo que se conoce como tecnología MIMO. Se trata pues, de crear un sistema de comunicaciones en el que se disponga de más de un equipo transmisor y/o receptor. En este caso se han incluido dos transmisores, que han permitido realizar la codificación de Alamouti. Dicha codificación aporta ganancia por diversidad.

El poner en práctica los conceptos teóricos y el hecho de incluir y tener que lidiar con esta tecnología, ha supuesto una inmersión en la misma, a la vez que ha permitido comprender y conocer con precisión tanto sus capacidades positivas como las debilidades que posee, percibiendo una clara mejora de las prestaciones y abriendo puertas a multitud de combinaciones y un posibilidades.

A través del desarrollo del sistema se han planteado nuevos problemas y dificultades. Pero estos nuevos retos han sido resueltos originando un sistema de comunicaciones configurable por el usuario en su gran medida, a la vez que estable, robusto y eficiente. Las pruebas realizadas han permitido comprender el efecto de los diferentes parámetros y han ayudado al entendimiento de los problemas que surgen en un sistema de comunicaciones que utiliza OFDM, como por ejemplo pueden ser: El efecto de las portadoras, el ancho de banda utilizado, la constelación, etc.

Pese a todo ello, el sistema diseñado está capacitado para transmitir información, bien sea texto como cualquier archivo que el usuario desee. En caso que se trate de caracteres, éstos son visualizados en recepción a tiempo real, haciendo posible que el usuario vaya modificando la información a transmitir, mientras que ésta va siendo recibida, procesada, y mostrada por el receptor. Si el usuario decide transmitir cualquier archivo, ya se trate de una imagen, archivos de texto o incluso vídeo, el receptor se encarga de procesar y guardar la información hasta que ésta es recibida, permitiendo su reproducción una vez haya finalizado la transmisión.

En conclusión, puede deducirse que se trata de un sistema muy versátil e interesante, con posibles aplicaciones en multitud de escenarios. A su vez permite seguir desarrollando nuevas líneas de investigación en cuanto a MIMO mediante estos equipos, y crear sistemas incluso más eficientes aún.

6.2. Futuras líneas de trabajo e investigación.

A lo largo del proyecto se han descrito varios puntos relevantes, incluso se ha podido comprobar la mejora de las prestaciones del sistema de comunicaciones. Sin embargo, uno de los puntos en los cuales sería posible introducir ciertas mejoras es la eficiencia del sistema. Para llevar a cabo dichas mejoras en la eficiencia, es necesario recordar en este punto la parte correspondiente a la modulación OFDM, desarrollada previamente en el apartado 2.1. Tal y como se observó en este punto, el uso del prefijo cíclico es necesario para evitar la interferencia intersimbólica debida al efecto del canal de comunicaciones. Esto quiere decir por tanto, que la longitud del mismo debe depender del ambiente (urbano, rural, etc.) en el que se disponga a realizar la transmisión. Por tanto, la respuesta impulsiva del canal no siempre es idéntica, dependiendo en cierta forma del escenario.

Sin embargo, en el desarrollo del proyecto en la parte en la cual se especifica lo que sería la modulación OFDM realizada, se ha especificado que el prefijo cíclico es $1/8$ de la longitud del símbolo OFDM. Es decir, por simplicidad no se está considerando el efecto del canal para generar dicho prefijo cíclico. Además es posible tener en cuenta que a medida que aumenta el número de portadoras la longitud del símbolo OFDM aumenta de forma proporcional, con lo cual es innecesario incluir un prefijo cíclico de este tamaño en canales en los que la dispersión por el efecto multitrayecto no resulte muy elevada.

Por esto, una de las posibles mejoras para incrementar la eficiencia del sistema sería la modificación de dicho valor, considerando a su vez para determinar la longitud exacta del CP el tipo de canal.

Otro de los puntos en el cual podría ser interesante trabajar, es la inserción de pilotos en los símbolos OFDM. Tal y como se ha explicado, en este caso se inserta 1 por cada 8 símbolos, pero al contar con dos transmisores la eficiencia se reduce un 20% debido a la

inserción de 2 pilotos por cada 8 símbolos. Estos pilotos son utilizados únicamente para llevar a cabo la estimación de canal posterior. Es cierto que tras las pruebas realizadas, se pudo determinar que dicha tasa de inserción de pilotos mejoraba las prestaciones del sistema, y por ello se determinó este valor.

No obstante, es importante hacer hincapié en que la estimación de canal depende directamente del ancho de banda utilizado al igual que del número de portadoras. Es decir, si en un canal con un ancho de banda de 2Mhz se introducen 100 pilotos con los cuales se realiza la estimación, en un canal de 200Khz posiblemente baste con 10 de ellos. Al mismo tiempo, la inserción de pilotos no debería depender del número de portadoras como tal, sino más bien del ancho de banda, ya que el número de portadoras utilizadas es en este caso uno de los parámetros a determinar por el usuario. Ahora bien, si es cierto que de forma general se suele incluir un mayor número de portadoras a medida que se incrementa el ancho de banda utilizado. Esto se justifica debido a los efectos que ya se mostraron a lo largo del apartado 4, especialmente en la transmisión variando el número de portadoras y el ancho de banda del canal.

Una vez que se han descrito las algunas de las mejoras para aumentar la eficiencia de transmisión, es posible seguir desarrollando un nuevo sistema más completo y robusto. Por ejemplo, sería interesante realizar una comunicación bidireccional entre los equipos. Esto aporta infinidad de ventajas a la comunicación, pudiendo introducir de esta forma protocolos para el control de errores, retransmisiones, etc. Además, no solo es beneficioso en este sentido, sino que permite a su vez una realimentación entre los equipos, lo cual aporta al transmisor el conocimiento necesario del canal.

Aunque a priori este conocimiento pueda parecer irrelevante, gracias a él el transmisor podría realizar complejos algoritmos como el de *Water Filling* o modulaciones adaptativas que aporten un aumento de la capacidad de canal.

Otro de los puntos clave es la introducción de un nuevo receptor. Es decir crear un sistema MIMO 2×2 . Tal y como se detalló previamente en la figura 14, la ganancia por diversidad sigue mejorando al incluir un mayor número de receptores. Tal que es posible mejorar aún más las prestaciones del sistema con sólo modificar el algoritmo de Alamouti utilizado por el receptor.

Si se desea seguir por esta línea de investigación es factible desarrollar el mismo sistema MIMO 2×2 , pero modificar el esquema de codificación espacio temporal. Tal y como se ha detallado en el proyecto, se realiza una codificación espacio temporal siguiendo el esquema de Alamouti. Sin embargo, en lugar de aumentar la ganancia por diversidad también se logra mejorar la capacidad del sistema tal y como se especificó brevemente a lo largo del apartado 2.2.1.

Este aumento de la capacidad supone un incremento de la tasa de información que es posible transmitir, esto es debido a que la eficiencia espectral que aporta un sistema MIMO de este tipo es similar a disponer de dos canales independientes con el mismo ancho de banda. Con lo cual se trata de una mejora significativa en el sistema.

Como se ha examinado a lo largo de este apartado, es la parte de MIMO la línea de investigación más interesante a llevar a cabo, y a su vez, una de las cuales aporta un mayor número de beneficios. Aunque bien es cierto que sería necesario considerar previamente las limitaciones impuestas por los equipos utilizados, ya que éstas podrían afectar negativamente al desarrollo de un nuevo sistema.

Capítulo 7

Glosario de Términos y Referencias

7.1. Términos y siglas.

Δf :	Incremento o diferencia de frecuencia.
ADC:	Analog/Digital Converter.
BER:	Bit Error Rate.
CP:	Cyclic Prefix.
CRC:	Comprobación de Redundancia Cíclica.
DAC:	Digital/Analog Converter.
DC:	Direct Current.
DDC:	Digital Downconversion.
DHCP:	Dynamic Host Configuration Protocol.
DUC:	Digital Upconversion.
FFT:	Fast Fourier Transform.
ICI:	Inter Carrier Interference.
IFFT:	Inverse Fast Fourier Transform.
ISI:	Intersymbol interference.
LNA:	Low Noise Amplifier.
LTE:	Long Term Evolution.
MIMO:	Multiple-Input and Multiple-Output.
MISO:	Multiple-Input and Single-Output.
MRC:	Maximal-Ratio Combining.
OFDM:	Orthogonal Frequency Division Multiplexing.
PAPR:	Peak-to-Average Power Ratio.
PLL:	Phase Lock Loop.
ppm:	Partes Por Millón.
QAM:	Quadrature Amplitude Modulation.
PSK:	Phase Shift Keying.

SMA:	SubMiniature version A. Conector RF.
SIMO:	Single-Input and Multiple-Output.
SISO:	Single-Input and Single-Output.
SNR:	Signal-to-Noise Ratio.
USRP:	Universal Software Radio Peripheral.
VCO:	Voltage-Controlled Oscillator.
ef:	Precisión en Frecuencia.

7.2. Referencias y bibliografía.

- [1] Schulz, Henrik: Theory and Applications of OFDM and CDMA: Wideband Wireless Communications (John Wiley & Sons Ltd, 2005)
- [2] Engels, Mark: Wireless OFDM systems: how to make them work? (Kluwer Academic, 2002)
- [3] Nee, Richard van: OFDM wireless multimedia communications (Artech House, 2000)
- [4] Alain Sibille, Claude Oestges and Alberto Zanella: MIMO From Theory to Implementation (Academic Press, 2010)
- [5] Bruno Clerckx and Claude Oestges: MIMO Wireless Networks, 2nd Edition (Academic Press, 2013)
- [6] Biglieri, Ezio: MIMO wireless communications (Cambridge University Press, 2007)
- [7] Victor P. Gil Jiménez: Algoritmos en transmisión y Recepción para OFDM en entornos multiusuario. Tesis doctoral, Universidad Carlos III de Madrid, 2005.
- [8] Víctor P. Gil Jiménez, M. Julia Fernández-Getino García, Francisco J. González Serrano and Ana García Armada: Design and Implementation of Synchronization and AGC for OFDM-based WLAN Receivers (IEEE Transactions on Consumer Electronics, Vol. 50, No. 4, NOVEMBER 2004)
- [9] Gordon L. Stüber, John R. Barry, Steve W. Mclaughlin, Ye (Geoffrey) Li, Mary Ann Ingram and Thomas G. Pratt: Broadband MIMO-OFDM Wireless Communications (IEEE, 2004)

- [10] Anastasios Stamoulis, Suhas N. Diggavi, and Naofal Al-Dhahir: Intercarrier Interference in MIMO OFDM (IEEE Transactions on Signal Processing, 2002)
- [11] Nilesh Chide, Shreyas Deshmukh and P.B. Borole: Implementation of OFDM System using IFFT and FFT (International Journal of Engineering Research and Applications (IJERA), Vol. 3, Issue 1, January -February 2013).
- [12] Mr. Apoorva Pandey, Mr. Rafik Ahmad and Mr. Devesh Pratap Singh: Comparison of Wireless MIMO System Under Alamouti's Scheme and Maximum Ratio Combining Technique (*I.J. Image, Graphics and Signal Processing*, 2013).
- [13] Thierry Pollet, Mark Van Bladel and Marc Moeneclaey: BER Sensitivity of OFDM Systems to Carrier Frequency Offset and Wiener Phase Noise (IEEE Transactions on Communications, Vol. 43, NO. 2/3/4, 1995)
- [14] Departamento de Teoría de la Señal y Comunicaciones: MIMO en comunicaciones móviles. (Universidad Carlos III de Madrid)
- [15] Compañía National Instruments: NI USRP-292x/293x Datasheet Universal Software Radio Peripherals (2014)
- [16] <http://www.ni.com/white-paper/13881/en/>, Accedido en agosto de 2014.
- [17] <http://www.raymaps.com/index.php/qam-theoretical-ber/>, Accedido en agosto de 2014.

Anexo I: Sistema de transmisión sincronizado.

A lo largo del desarrollo del proyecto se ha otorgado especial relevancia al efecto de la sincronización entre ambos equipos. Ya que como se demostró en el apartado teórico en el cual se explica la modulación OFDM, éste es uno de sus principales inconvenientes.

Al añadir el efecto y los numerosos problemas que surgen debido a los equipos utilizados, este se convierte en un tema crucial, por no decir crítico a la hora de que el sistema pueda desempeñar un correcto funcionamiento.

Por este motivo y para poder demostrar de esta forma el efecto que la sincronización de los dispositivos produce en las prestaciones del sistema, se ha desarrollado un sistema independiente formado por un único transmisor y un único receptor.

Teniendo en cuenta que la idea de este apartado no es realizar una explicación detallada del código ni de las modificaciones necesarias sino más bien reflejar el efecto que la sincronización aporta al sistema, a continuación se detalla brevemente como se realiza el proceso de sincronización o los bloques que han sido necesarios modificar para asegurar un correcto funcionamiento.

Ambos equipos han sido sincronizados mediante la conexión del cable MIMO, el cual aporta la sincronización en frecuencia que el sistema requiere. Si es cierto que en este caso, los dispositivos no se encuentran sincronizados en muestreo, por lo que dicho error permanecerá en el sistema tratándose en esta ocasión de un error constante, ya que no existe variación en la frecuencia de muestreo.

Para poner en marcha el nuevo sistema ha sido necesaria la modificación de varios bloques del mismo, especialmente en el transmisor. En primer lugar, se ha modificado el bloque encargado de insertar los pilotos en los símbolos OFDM ya que en este caso sólo es necesario realizar la estimación de un canal, con lo cual la eficiencia aumenta al reducir el número de pilotos total. Además de esto, ha sido necesario modificar el bloque modulador, y por supuesto el bloque que genera la secuencia de transmisión. Esta última modificación es debida a que no se dispone de dos ráfagas independientes sino de una única que es transmitida por un USRP.

Es necesario realizar en el equipo receptor, algo similar a las modificaciones que se han llevado a cabo en el equipo transmisor. Especialmente en este caso el bloque encargado de realizar la estimación de canal, la gestión de los pilotos, o bien la

decodificación, ya que no se trata del esquema de Alamouti sino de un simple igualador de canal.

Antes de pasar al detalle de las pruebas del sistema y comparación, mencionar que en la interfaz gráfica se han realizado a su vez ciertas modificaciones, tanto en el transmisor como en el receptor, aunque estas no resultan especialmente relevantes ya que hacen referencia a parámetros como la sincronización, la cual no fue necesaria por parte del receptor en el sistema MIMO.

Dicho esto, es importante recordar en este momento el apartado 4.8. En él se realizó previamente una comparativa entre un sistema que cuenta con la codificación de Alamouti mediante dos transmisores y un sistema convencional. Sin embargo, en este punto el sistema convencional no se encontraba sincronizado. En este caso se ha utilizado este mismo sistema pero sincronizando los equipos, con lo cual es posible realizar una comparación entre el mismo sistema sin sincronizar y el sincronizado. Para ello, a continuación se comparan las constelaciones de los mismos.

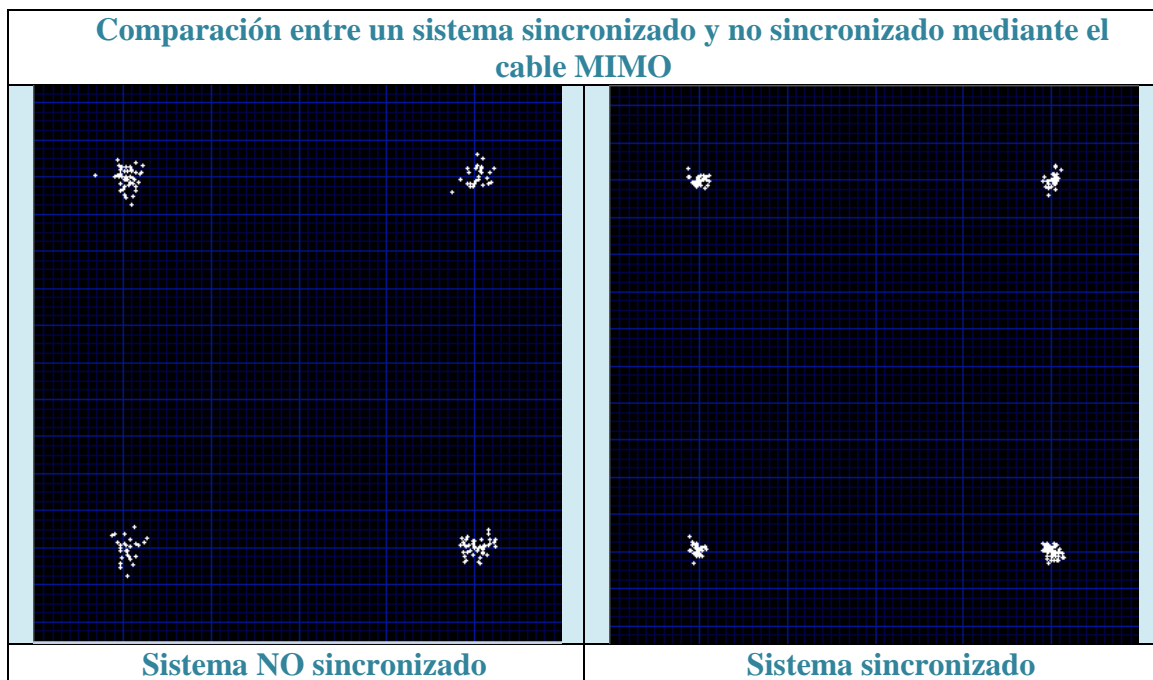


Tabla 10: Comparativa entre sistema sincronizado y sin sincronizar.

Se puede apreciar en este punto la dispersión de la constelación que los problemas de sincronización producen. A pesar de realizar estimaciones, correcciones, etc., es evidente que en gran parte de las ocasiones, los efectos o errores que se comenten en el sistema debido a los desajustes en los relojes resultan irreversibles, dando lugar a una notoria degradación de las prestaciones del mismo.

Anexo II: Información adicional sobre USRP's.

DEVICE SPECIFICATIONS

NI USRPTM-2920

50 MHz to 2.2 GHz Tunable RF Transceiver

This document lists specifications for the NI USRP-2920 universal software radio peripheral.

All characteristics described in this document are based on the manufacturing design. This equipment information is only for product description and is not covered by warranty. This device is not calibrated.

Typical values describe useful product performance that are not covered by warranty. Typical values may not be verified on all units shipped from the factory. Unless otherwise noted, typical values cover the expected performance of units over ambient temperature ranges of 23 °C ±5 °C with a 90% confidence level, based on measurements taken during development or production.



Note All numeric characteristics are typical unless otherwise noted.

Specifications are subject to change without notice. For the most recent NI USRP-2920 specifications, visit ni.com/manuals.

To access NI USRP-2920 documentation, navigate to **Start»All Programs»National Instruments»NI-USRP»Documentation**



Caution Refer to the *Read Me First: Safety and Electromagnetic Compatibility* document for important safety and electromagnetic compatibility information. To obtain a copy of this document online, visit ni.com/manuals and search for the document title.



Caution To ensure the specified EMC performance, operate this product only with shielded cables and accessories.

Contents

Transmitter.....	2
Receiver.....	3
Power.....	3
Physical Characteristics.....	4
Hardware Front Panel.....	4
Environment.....	4
Operating Environment.....	4
Compliance and Certifications.....	5
Safety.....	5
Electromagnetic Compatibility.....	5

CE Compliance	ε
Online Product Certification.....	ε
Environmental Management.....	ε

Transmitter

Frequency.....range 50 MHz to 2.2 GHz

Frequency.....step<1 kHz

Maximum Output Power (P_{out})

50.....MHzto1.....2GHz50 mW to 100 mW (17 dBm to 20 dBm)

1..2.....GHzto2.2.....GHz30 mW to 70 mW (15 dBm to 18 dBm)

Gain.....range¹0 dB to 31 dB

Gain.....step1.0 dB

Frequency.....accuracy²2.5 ppm

Maximum instantaneous real-time bandwidth³

16.....-bitsamplewidth20 MHz

8.....-bitsamplewidth40 MHz

Maximum I/Q sampling rate⁴

16.....-bitsamplewidth25 MS/s

8.....-bitsamplewidth50 MS/s

DAC.....2 channels, 400 MS/s, 16 bit

DAC.....SFDR80 dB

¹ The output power resulting from the gain setting varies over the frequency band and among devices.

² Frequency accuracy is based on temperature-compensated crystal oscillator (TCXO) vendor specifications and is not measured. Alternatively, you can incorporate an external reference source to provide a more precise frequency reference clock and to achieve better frequency accuracy.

³ Instantaneous bandwidth depends on many factors including, but not limited to, network configuration and host computer performance. Actual data throughput may be chip set dependent.

⁴ I/Q sampling rate depends on many factors including, but not limited to, network configuration and host computer performance. Actual data throughput may be chip set dependent.

Receiver

Frequency.....range 50 MHz to 2.2 GHz

Frequency.....step <1 kHz

Gain.....range⁵ 0 dB to 31.5 dB

Gain.....step 0.5 dB

Maximum input power (P_{in}) 0 dBm

Noise.....figure 5 dB to 7 dB

Frequency.....accuracy⁶ 2.5 ppm

Maximum instantaneous real-time bandwidth⁷

16.....-bitsamplewidth 20 MHz

8.....-bitsamplewidth 40 MHz

Maximum I/Q sampling rate⁸

16.....-bitsamplewidth 25 MS/s

8.....-bitsamplewidth 50 MS/s

ADC..... 2 channels, 100 MS/s, 14 bit

ADC.....SFDR 88 dB

□

Power

Total power, typical operation 12 W to 15 W, typical, 18 W max

⁵ The received signal amplitude resulting from the gain setting varies over the frequency band and among devices.

⁶ Frequency accuracy is based on temperature-compensated crystal oscillator (TCXO) vendor specifications and is not measured. Alternatively, you can incorporate an external reference source to provide a more precise frequency reference clock and to achieve better frequency accuracy.

⁷ Instantaneous bandwidth depends on many factors including, but not limited to, network configuration and host computer performance. Actual data throughput may be chip set dependent.

⁸ I/Q sampling rate depends on many factors including, but not limited to, network configuration and host computer performance. Actual data throughput may be chip set dependent.

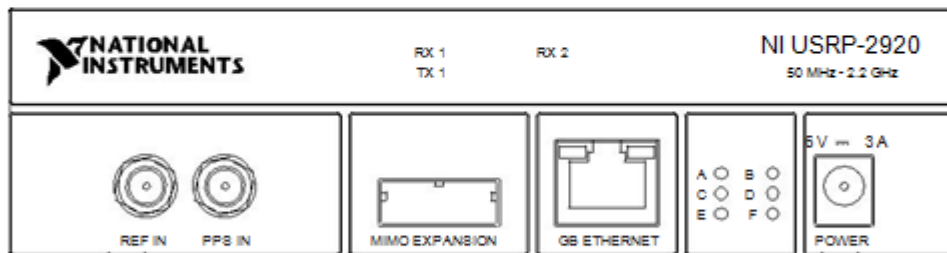
Physical Characteristics

Physical dimensions

.....(LxWxH)15.875 × 4.826 × 21.209 cm
 (6.25 × 1.9 × 8.35 in.)
Weight1.193 kg (2.63 lb)

Hardware Front Panel

Figure 1. NI USRP-2920 Front Panel



Environment

.....Maximumaltitude2,000 m (at 25 °C ambient temperature)
PollutionDegree2

Indoor use only.

Operating Environment

Ambient temperature range 0 to 45 °C (tested in accordance with IEC 60068-2-1 and IEC 60068-2-2.)
Operatingtemperature23 °C ±5 °C, room temperature.
Relativehumidityrange10% to 90%, noncondensing (tested in accordance with IEC 60068-2-56.)

Compliance and Certifications

Safety

This product is designed to meet the requirements of the following electrical equipment safety standards for measurement, control, and laboratory use:

- IEC 61010-1, EN 61010-1
- UL 61010-1, CSA 61010-1



Note For UL and other safety certifications, refer to the product label or the *Online Product Certification* section.

Electromagnetic Compatibility

This product meets the requirements of the following EMC standards for electrical equipment for measurement, control, and laboratory use:

- EN 61326-1 (IEC 61326-1): Class A emissions; Basic immunity
- EN 55011 (CISPR 11): Group 1, Class A emissions
- AS/NZS CISPR 11: Group 1, Class A emissions
- FCC 47 CFR Part 15B: Class A emissions
- ICES-001: Class A emissions



Note In the United States (per FCC 47 CFR), Class A equipment is intended for use in commercial, light-industrial, and heavy-industrial locations. In Europe, Canada, Australia, and New Zealand (per CISPR 11), Class A equipment is intended for use only in heavy-industrial locations.



Note Group 1 equipment (per CISPR 11) is any industrial, scientific, or medical equipment that does not intentionally generate radio frequency energy for the treatment of material or inspection/analysis purposes.



Note For EMC declarations and certifications, refer to the *Online Product Certification* section.

CE Compliance ██████

This product meets the essential requirements of applicable European Directives, as amended for CE marking, as follows:

- 2006/95/EC; Low-Voltage Directive (safety)
- 2004/108/EC; Electromagnetic Compatibility Directive (EMC)

Online Product Certification

To obtain product certifications and the DoC for this product, visit ni.com/certification, search by model number or product line, and click the appropriate link in the Certification column.

Environmental Management

NI is committed to designing and manufacturing products in an environmentally responsible manner. NI recognizes that eliminating certain hazardous substances from our products is beneficial not only to the environment but also to NI customers.

For additional environmental information, refer to the *NI and the Environment* web page at ni.com/environment. This page contains the environmental regulations and directives with which NI complies, as well as other environmental information not included in this document.

Waste Electrical and Electronic Equipment (WEEE)



EU Customers At the end of the product life cycle, all products must be sent to a WEEE recycling center. For more information about WEEE recycling centers, National Instruments WEEE initiatives, and compliance with WEEE Directive 2002/96/EC on Waste Electrical and Electronic Equipment, visit ni.com/environment/weee.htm.

电子信息产品污染控制管理办法（中国 RoHS）



中国客户 National Instruments 符合中国电子信息产品中限制使用某些有害物质指令 (RoHS)。关于 National Instruments 中国 RoHS 合规性信息, 请登录 ni.com/environment/rohs_china。(For information about China RoHS compliance, go to ni.com/environment/rohs_china.)

National Instruments, NI, and ni.com are trademarks of National Instruments Corporation. Refer to the *Terms of Use* section on ni.com/legal for more information about National Instruments trademarks. Other product and company names mentioned herein are trademarks or trade names of their respective companies. For patents covering National Instruments products/technology, refer to the appropriate location: **Help»Patents** in your software, the `patents.txt` file on your media, or the *National Instruments Patent Notice* at ni.com/patents. Refer to the *Export Compliance Information* at ni.com/legal/export-compliance for the National Instruments global trade compliance policy and how to obtain relevant HTS codes, ECCNs, and other import/export data.

© 2012 National Instruments. All rights reserved.

DANIEL PÉREZ VAQUERO.