

ESCUELA TÉCNICA SUPERIOR DE INGENIEROS
INDUSTRIALES Y DE TELECOMUNICACIÓN

UNIVERSIDAD DE CANTABRIA



Trabajo Fin de Grado

**TÉCNICAS DE COMBINACIÓN
SECUENCIAL EN CANALES SIMO
VARIANTES EN EL TIEMPO**
(Sequential combining technics in
time-variant SIMO channels)

Para acceder al Título de

***Graduado en
Ingeniería de Tecnologías de Telecomunicación***

Autor: Águeda Fernández de la Guerra

Octubre - 2020



E.T.S. DE INGENIEROS INDUSTRIALES Y DE TELECOMUNICACION

GRADUADO EN INGENIERÍA DE TECNOLOGÍAS DE TELECOMUNICACIÓN

CALIFICACIÓN DEL TRABAJO FIN DE GRADO

Realizado por: Águeda Fernández de la Guerra

Director del TFG: Jesús María Ibáñez Díaz

Título: “Técnicas de combinación secuencial en canales SIMO variantes en el tiempo”

Title: “Sequential combining technics in time-variant SIMO channels”

Presentado a examen el día: 29 de octubre de 2020

para acceder al Título de

GRADUADO EN INGENIERÍA DE TECNOLOGÍAS DE TELECOMUNICACIÓN

Composición del Tribunal:

Presidente (Apellidos, Nombre): Granda Miguel, Mercedes

Secretario (Apellidos, Nombre): Pérez Arriaga, Jesús

Vocal (Apellidos, Nombre): Ibáñez Díaz, Jesús María

Este Tribunal ha resuelto otorgar la calificación de:

Fdo.: El Presidente

Fdo.: El Secretario

Fdo.: El Vocal

Fdo.: El Director del TFG
(sólo si es distinto del Secretario)

Vº Bº del Subdirector

Trabajo Fin de Grado N°
(a asignar por Secretaría)

A mis padres, hacia quienes solo puedo expresar mi más sincero agradecimiento por apoyarme durante esta etapa académica que hoy culmina

Resumen

El presente Trabajo de Fin de Grado aborda la recepción de señales de comunicaciones inalámbricas cuando se dispone de dos antenas en el receptor y una antena en el transmisor. En dichos sistemas, la solución óptima es la combinación lineal de las señales recibidas siguiendo el criterio MRC (Maximal Ratio Combining), pero para ello es preciso conocer en cada momento el canal. La estima de canal implica pérdidas de eficiencia debidas a la transmisión de pilotos o secuencias de entrenamiento, circunstancia que se agrava cuando el canal es variante en el tiempo.

El objetivo de este trabajo es el estudio y la comparativa de dos técnicas secuenciales que son capaces de llevar a cabo la combinación de las señales recibidas para recuperar la información transmitida de forma ciega, es decir, sin precisar la transmisión de pilotos. Adicionalmente, el carácter iterativo de los algoritmos posibilita la adaptación del receptor a la variabilidad del canal.

Mediante simulaciones se compararán las prestaciones de las distintas técnicas tanto en canales ideales estáticos como en canales planos con desvanecimiento.

Abstract

This Degree Final Project presents the reception of wireless communications signals in cases where there are two antennas on the receiver and one antenna on the transmitter. In these systems, a linear combination of the received signals following the MRC criterion (Maximal-ratio combining) is the optimal solution. However, to this end, it is essential to know the channel at all times. The channel estimation involves efficiency losses due to the transmission of pilots or training sequences; this circumstance is worsened when the channel is variable in time.

The aim of this dissertation is the study and comparison of two sequential techniques capable of carrying out the combination of blindly transmitted information, that is, without needing the transmission of pilots. In addition, the iterative nature of the algorithms allows the adaptation of the receiver to the channel variability.

Simulations will compare the performance of the different techniques both in static ideal channels and in flat channels with fading.

Índice

1. Introducción	7
1.1. Contexto	7
1.2. Motivación	8
1.3. Objetivo	8
2. Conceptos teóricos	9
2.1. Ruido blanco gaussiano (AWGN)	9
2.2. Canales variantes y selectivos	9
2.2.1. Canal AWGN	10
2.2.2. Canal plano con desvanecimiento	10
2.3. Diversidad espacial.	11
2.4. Lazo de Costas recursivo	12
3. Formulación del problema	15
4. Algoritmos	18
4.1. Algoritmo LMS	18
4.2. Algoritmos implementados	19
4.2.1. Implementación del algoritmo LMS	20
4.2.2. Algoritmo propuesto	20
4.3. Comparativa algoritmos	20
5. Implementación	22
5.1. Transmisor	22
5.2. Canal	23
5.2.1. Canal plano con desvanecimiento.	24
5.3. Ruido introducido por el canal	26
5.3.1. Ruido en canal AWGN	26
5.3.2. Ruido en canal Rayleigh	27
5.4. Pesos	29
5.5. Decisor	31
6. Resultados	32
6.1. Resultados sobre canal ideal	32
6.2. Resultados sobre canal Rayleigh	35
6.2.1. Algoritmo LMS	35
6.2.2. Algoritmo propuesto por Jesús Pérez	36
6.2.3. Comparativa entre el algoritmo LMS y el algoritmo propuesto por Jesús Pérez	38

7. Conclusiones	40
7.1. Conclusiones	40
7.2. Líneas futuras	41

Índice de figuras

1.	Densidad espectral de potencia constante en frecuencia.	9
2.	Diagrama de bloques de canal AWGN.	10
3.	Función de densidad de probabilidad Rayleigh.	11
4.	Sistema discreto equivalente de un sistema de comunicaciones SISO.	12
5.	Diagrama de bloques del Lazo de Costas.	13
6.	Diagrama de bloques del Sistema SIMO 1x2 utilizado en el proyecto.	15
7.	Sistema discreto equivalente SISO.	16
8.	Diagrama de bloques AWGN.	18
9.	Diagrama de bloques del transmisor.	22
10.	Constelación QPSK transmitida.	22
11.	Constelaciones transmitidas tras su paso por el canal.	23
12.	Símbolos tras ser transmitidos por canal Rayleigh. En ambas figuras hay un símbolo marcado que se utiliza para explicar la atenuación y el desfase de los canales.	24
13.	Evolución temporal de la respuesta del canal h_1	25
14.	Evolución temporal de la respuesta del canal h_2	26
15.	Diagrama de bloques AWGN.	26
16.	Constelaciones recibidas tras su paso por el canal.	27
17.	Constelaciones recibidas tras su paso por un canal Rayleigh con 20dB de SNR.	28
18.	Constelaciones recibidas tras su paso por un canal Rayleigh con 10dB de SNR.	28
19.	Constelaciones recibidas a la entrada del decisor después de aplicar el algoritmo propuesto por Jesús Pérez y de haber sido transmitidas por un canal ideal.	29
20.	Constelación recibida a la entrada del decisor cuando se utiliza un algoritmo con un valor de μ muy bajo para realizar la combinación de las señales recibidas. Al ser un valor tan pequeño el algoritmo no llega a converger.	30
21.	Constelaciones recibidas a la entrada del decisor a las cuales se les ha aplicado el algoritmo propuesto por Jesús Pérez con distintos valores de μ para combinar las señales recibidas después de haber sido transmitidas por un canal plano con desvanecimiento.	31
22.	SNR respecto al número de muestras de la constelación recibida después de haber implementado el algoritmo LMS en las ramas del receptor con un canal ideal.	33
23.	SNR respecto al número de muestras de la constelación recibida después de haber implementado el algoritmo propuesto por Jesús Pérez en las ramas del receptor con un canal ideal.	34
24.	Evolución temporal de la respuesta de los canales h_1 y h_2 utilizados para simular los resultados con el algoritmo LMS	35

25.	SNR respecto al número de muestras de la constelación recibida después de haber implementado el algoritmo LMS en las ramas del receptor con un canal Rayleigh.	36
26.	Evolución temporal de la respuesta de los canales h_1 y h_2 utilizados para simular los resultados con el algoritmo propuesto por Jesús Pérez	37
27.	SNR respecto al número de muestras de la constelación recibida después de haber implementado el algoritmo propuesto por Jesús Pérez en las ramas del receptor tras su paso por un canal Rayleigh.	37
28.	Evolución temporal de la respuesta de los canales h_1 y h_2 utilizados para simular los resultados con el algoritmo LMS y el algoritmo propuesto por Jesús Pérez	38
29.	SNR respecto al número de muestras de la constelación recibida después de haber implementado el algoritmo LMS y el propuesto por Jesús Pérez en las ramas del receptor tras su paso por un canal Rayleigh.	39

1. Introducción

1.1. Contexto

Históricamente, el crecimiento en el campo de las comunicaciones móviles ha sido lento y se ha asociado estrechamente a mejoras tecnológicas. Las comunicaciones móviles se remontan al siglo XIX con la invención del telégrafo Morse en 1830 y la invención de la radio por parte de Marconi en 1897, aunque no es hasta el año 1921 cuando se crea el primer sistema de radio móvil unidireccional. [5]

El concepto de reutilización celular de frecuencias no aparece hasta el año 1947 con la teoría del concepto celular, en el cual se divide la zona de cobertura en pequeñas celdas.

No es hasta mucho más tarde cuando comienzan a comercializarse los primeros sistemas de telefonía móvil. El primer sistema de telefonía móvil fue el NMT, Nordic Mobile Telephone, y se puso en marcha en el año 1981.[6]

En 1982, la CEPT, Conferencia Europea de Administraciones de Correos y Telecomunicaciones, crea el “Groupe Spécial Mobile” para desarrollar un sistema móvil en la banda de 900 MHz. El GSM fue un hito tecnológico importante, permitía utilizar el mismo teléfono en múltiples países, separación física entre suscripción y teléfono, envío de datos, mensajes cortos, desvíos y bloqueos de llamada y otros servicios de valor añadido. Aunque, la mayor mejora que aporta el GSM fue la posibilidad de desplegar una red mundial por partes, en la que cualquier equipo de cualquier fabricante podía conectarse y funcionar.

El GSM se siguió desarrollando, incorporando mejoras a lo largo de los 90. Pero ya por aquellos años existe la necesidad de crear un sistema con mayor banda ancha, para poder transmitir un mayor flujo de datos. Es por ello que se empiezan a desarrollar los estándares básicos del nuevo sistema UMTS (Universal Mobile Telecommunication System o 3G)

En 2006 un grupo de operadores se unieron en la NGMN (Next Generation Mobile Networks Alliance) con el objetivo de definir los requisitos mínimos para el lanzamiento comercial de una nueva generación de comunicaciones móviles, entre los cuales se tenía en cuenta un salto de capacidad y funcionalidad considerable, no sólo en términos de ancho de banda, también en incremento de eficiencia, reducción de latencia y consumo de energía. Ese mismo año se marca el 2010 para su lanzamiento comercial.

A principios de 2012, la UIT (Unión Internacional de Comunicaciones) se embarcó en un programa en el que se completaron las especificaciones de la tecnología del 5G, aunque su despliegue se ha visto afectado por el coronavirus y, sobretudo en Europa, se ha visto pospuesto. [7]

El 5G es una red con más ancho de banda y densidad de dispositivos. Además, presenta menor tiempo de latencia al tiempo que mejora la disponibilidad y disminuye el consumo de energía. La tecnología 5G tiene una componente software que flexibiliza su funcionalidad y adaptabilidad al entorno.

El 5G no sirve exclusivamente para permitir que las personas se comuniquen o intercambien información, sino que ofrece soluciones a las necesidades de conectividad y

comunicación de cualquier tipo de actividad desde la agricultura hasta la gestión y desarrollo de ciudades.

1.2. Motivación

La mayor parte de los sistemas de comunicaciones requieren el conocimiento previo del canal. Normalmente, el canal se suele estimar a partir de símbolos piloto. Sin embargo, la transmisión de secuencias de entrenamiento provoca pérdidas en la eficiencia del sistema. Con el fin de solventar este problema, se han desarrollado un gran número de técnicas para la estima ciega del canal, es decir, técnicas para conocer el canal sin necesidad de malgastar ancho de banda en transmitir pilotos que permitan dicha estima.

Este proyecto se origina con el fin de probar la eficiencia de técnicas secuenciales que combinan las señales recibidas para recuperar la señal de forma ciega en un entorno real y simulado, y está motivado por la diversidad espacial, una tecnología que se va a emplear en el 5G para multiplicar la capacidad de las conexiones actuales y con el objetivo de hacerlas más sólidas.

1.3. Objetivo

El objetivo de este trabajo es el estudio y la comparativa de dos técnicas secuenciales que son capaces de llevar a cabo la combinación de las señales recibidas para recuperar la información transmitida de forma ciega, es decir, sin precisar la transmisión de pilotos. Adicionalmente, el carácter iterativo de los algoritmos posibilita la adaptación del receptor a la variabilidad del canal.

2. Conceptos teóricos

Todos los puntos que se van a explicar a continuación son específicos para probar la eficiencia de dos técnicas secuenciales que son capaces de llevar a cabo la combinación de las señales recibidas para recuperar la información transmitida de forma ciega, centro del estudio del TFG.[1][2][3]

2.1. Ruido blanco gaussiano (AWGN)

En primer lugar, se define ruido como una señal aleatoria indeseada. En particular, Additive White Gaussian Noise (AWGN) o, en español, Ruido Blanco Gaussiano Aditivo, tiene un nivel de densidad espectral de potencia constante con la frecuencia. (figura 1)

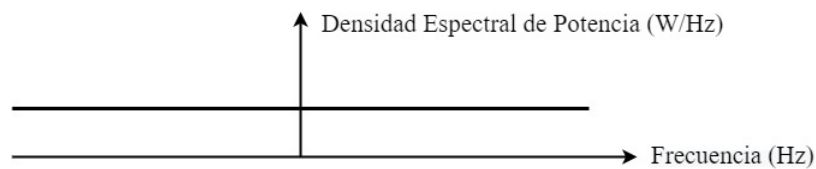


Figura 1: Densidad espectral de potencia constante en frecuencia.

El AWGN tiene una amplitud media nula y recibe el nombre de gaussiano porque la función de densidad de probabilidad de su amplitud viene dada por una curva gaussiana, donde σ es la desviación típica. Por último, obtiene la denominación de aditivo porque se suma a la señal deseada.

$$f(x) = \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}} e^{-(x^2/2\sigma^2)}.$$

2.2. Canales variantes y selectivos

Considerando el canal como una caja negra se pueden tipificar los canales en función de si éstos cambian con el tiempo y de cómo es su respuesta en frecuencia. Los canales que no cambian con el tiempo reciben el nombre de canales invariantes y los que sí cambian con el tiempo son canales variantes. Estos últimos sufren desvanecimiento (fading).

Si la respuesta en frecuencia de un canal es plana entonces se trata de un canal no selectivo en frecuencia, también conocido como canal sin memoria. En cambio, si la respuesta del canal no es plana se trata de un canal selectivo en frecuencia o con memoria.

Un canal es invariante dependiendo del tiempo de coherencia del canal, T_c , pero es relativo al periodo de símbolo y al periodo de trama. Estrictamente hablando, un canal es invariante si no cambia con el tiempo.

Un canal es selectivo en función de su ancho de banda de coherencia, BC , pero también es relativo al ancho de banda de la señal un canal.

2.2.1. Canal AWGN

Comúnmente se denominan canales AWGN a los canales ideales. Un canal AWGN es plano en frecuencia e invariante en el tiempo. Este tipo de canal no distorsiona la señal, sino que sus efectos son los de provocar una atenuación y los de generar un retardo y desfase constantes.

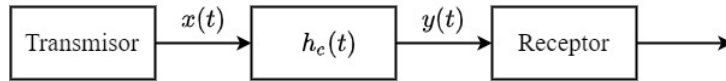


Figura 2: Diagrama de bloques de canal AWGN.

La señal después del canal AWGN, o ideal, es la convolución de la señal de entrada y el canal.

$$y(t) = x(t) * h_c(t) = \alpha x(t - \tau_o) + \text{ruido AWGN}$$

2.2.2. Canal plano con desvanecimiento

En comunicaciones inalámbricas, por su propia naturaleza, se producen situaciones en las cuales la atenuación del canal varía, ya sea por el movimiento del transmisor, del receptor o del entorno.

Se considera un canal plano con desvanecimiento a un canal plano en frecuencia, al menos en banda, y variante en el tiempo. Los efectos del canal son una atenuación y un retardo variantes con el tiempo.

En comunicaciones inalámbricas las señales transmitidas llegan al receptor a través de múltiples trayectos, debido a la reflexión de la señal en grandes obstáculos, cada uno de estos canales por los que viajan las señales tienen una atenuación y un desfase únicos. Cuando sucede este tipo de fenómeno se denomina canal multitrayecto. Si se transmite un pulso extremadamente corto, idealmente un impulso, a través de un canal multitrayecto variable en el tiempo, la señal recibida puede aparecer como un tren de pulsos.

La naturaleza de este tipo de canales varía con el tiempo. Es decir, si se transmite un impulso a través de un canal plano con desvanecimiento se observan cambios en el tren de impulsos recibidos. Cambios tales como variaciones de amplitud y retrasos relativos entre los pulsos.

Las variaciones en el tiempo son impredecibles para el usuario del canal. Por lo tanto, es razonable, caracterizar de manera estadística este tipo de canales planos y variantes en el tiempo. Existen distribuciones que pueden ser tenidas en cuenta para modelar las características estadísticas de estos canales.

Un tipo de canal plano con desvanecimiento es el canal Rayleigh . En este tipo de canal no existe línea de visión directa entre el transmisor y el receptor.

La señal en este tipo de enlace está formada por varias componentes, cada una proveniente de un trayecto diferente, de longitud diferente y con tiempos de propagación diferentes. La envolvente de la señal recibida se puede modelar mediante una distribución de Rayleigh dando lugar al desvanecimiento. Por lo tanto, cuando existen desvanecimientos durante una transmisión, el canal Rayleigh se considera una buena aproximación de la propagación.

La amplitud del canal sigue una distribución de probabilidad Rayleigh y la fase está uniformemente distribuida en el intervalo $[0, 2\pi]$, es decir,

$$p_r(r) = \frac{2r}{\sigma} e^{-\frac{r^2}{\sigma}}, \quad r \geq 0;$$

donde

$$\sigma = E(R^2).$$

La función de densidad de probabilidad Rayleigh para diferentes desviaciones típicas, σ , se muestra en la Figura 3. Se puede ver como a valores más altos de σ aumenta la probabilidad de que la variable aleatoria tome los valores pequeños mientras que, a valores de σ mayores, la variable aleatoria puede tomar valores elevados con alta probabilidad.

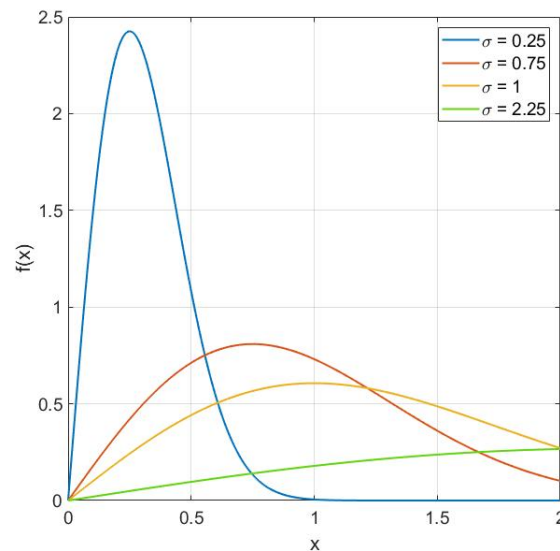


Figura 3: Función de densidad de probabilidad Rayleigh.

2.3. Diversidad espacial.

En esta subsección se comenta en detalle la diversidad espacial, tanto en transmisión como en recepción.[4]

Se habla de diversidad cuando en el receptor se dispone de más de una copia de la señal transmitida. Existen varios tipos de diversidad: en el tiempo, en el espacio, en la frecuencia,

de polarización y de usuarios. La diversidad aparece en sistemas inalámbricos, pero otros sistemas también pueden hacer uso de ella.

La diversidad espacial se produce cuando existen varios caminos de propagación diferentes entre transmisor y receptor, donde cada antena experimenta un canal con desvanecimientos diferentes. Esto se consigue utilizando varias antenas transmisoras y/o varias antenas receptoras. Es decir, se puede dar diversidad en transmisión y en recepción.

Según el número de antenas en cada uno de los extremos de la comunicación se pueden distinguir cuatro sistemas diferentes; SISO, MISO, SIMO y MIMO.

- Sistema SISO, (Single Input, Single Output), sistema de comunicaciones que solo utiliza una antena transmisora y una antena receptora.
- Sistema MISO (Multiple Input, Single Output), sistema de comunicaciones que utiliza dos o más antenas transmisoras, pero solo una antena receptora. Este sistema explota la diversidad en transmisión.
- Sistema SIMO (Single Input, Multiple Output), sistema de comunicaciones que utiliza una sola antena en transmisión y dos o más antenas receptoras. Este sistema explota la diversidad en recepción.
- Sistema MIMO (Multiple Input, Multiple Output), sistema de comunicaciones que utiliza dos o más antenas en transmisión, y dos o más antenas en el receptor. Este tipo de despliegue utiliza diversidad en transmisión y en recepción.

2.4. Lazo de Costas recursivo

El lazo de Costas recursivo es un lazo de seguimiento de fase basado en una técnica ciega en la que no se utilizan ni pilotos ni preámbulos, sino que realimenta decisiones. El lazo de Costas es un circuito clásico para la recuperación de portadora y la demodulación de la señal utilizado en sistemas de comunicaciones SISO.

Las condiciones de aplicación para el lazo de Costas son las siguientes; Debe haber una sincronización temporal de símbolo perfecto, el canal debe ser un canal AWGN y, por último, la modulación debe ser M-PSK.

El sistema discreto equivalente se muestra a continuación:

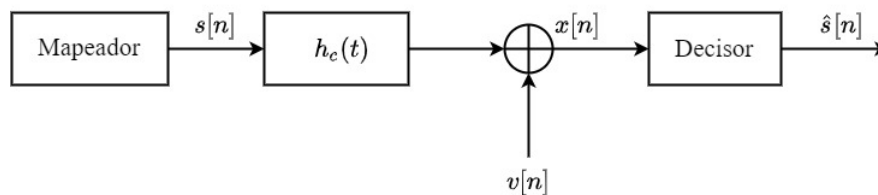


Figura 4: Sistema discreto equivalente de un sistema de comunicaciones SISO.

En este sistema el vector de símbolos transmitidos es $\vec{s} = [s[0], s[1], \dots, s[N-1]]$, donde cada símbolo, $s[n]$, pertenece a una constelación MPSK, es decir, $a[n] = e^{j\theta[n]}$, cuya fase es $\theta[n] = (2\pi)/(M)$, donde k toma valores de 0 a $M-1$.

El ruido del sistema de comunicaciones, $v[n]$, se introduce a la entrada del decisor. El vector de símbolos observables a la entrada del decisor es $\vec{x} = [x[0], x[1], \dots, x[N-1]]$, y depende de los símbolos transmitidos y del ruido, $\vec{x} = \alpha e^{j\varphi} \vec{a} + \vec{w}$. Los símbolos a la entrada del decisor son símbolos complejos, $z[n] = z_I[n] + jz_Q[N]$.

El vector de símbolos ya decididos, a la salida del decisor es $\hat{s} = [\hat{s}[0], \hat{s}[1], \dots, \hat{s}[N-1]]$, donde cada símbolo, \hat{s} , pertenecen a una constelación, $\hat{s}[n] = e^{j\hat{\varphi}[n]} = \cos\hat{\omega}[n] + j\sin\hat{\omega}[n]$

Como se puede ver en el diagrama de bloques del lazo de costas, ver Figura 5, en este hay un filtro de lazo mediante el cual se estima iterativamente φ , fase de los observables antes de entrar al decisor por cada nuevo símbolo.

El lazo de Costas recursivo es un algoritmo LMS. Ver sección 4.1.

$$\hat{\varphi}[n+1] = \hat{\varphi}[n] + \mu e[n], \quad \text{con} \quad e[n] = \text{imag}(x[n]\hat{s}[n]e^{j\hat{\varphi}[n]}) \quad (1)$$

El lazo de Costas es un algoritmo que por cada iteración va convergiendo, en media, en dirección hacia el símbolo correcto. Debido al ruido, puede suceder que en un instante concreto el algoritmo converja en una dirección equivocada.

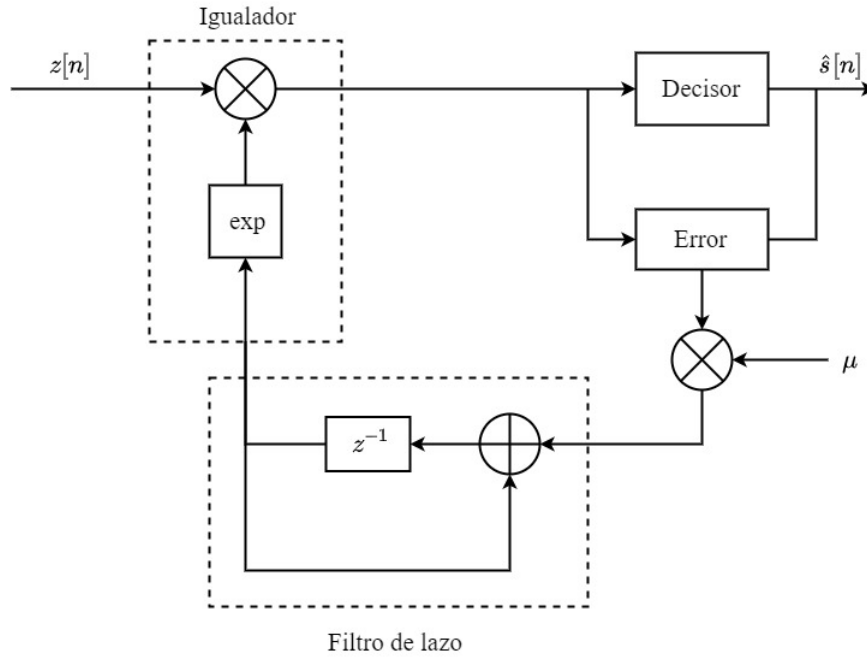


Figura 5: Diagrama de bloques del Lazo de Costas.

Tal y como se puede observar en las fórmulas de la ecuación 1, el lazo de Costas varía en función de la influencia de la constante de paso, μ , y de la SNR . A valores más altos de μ el algoritmo converge rápido, pero por el contrario aparece mayor varianza en la estima. Por el contrario, cuando μ toma valores más bajos el algoritmo converge lento, pero la estima

presenta menos varianza, tras el periodo de convergencia. En cuando a la SNR sucede lo contrario. A valores bajos de SNR la convergencia es errática y la varianza es mayor y a valores altos la convergencia es suave y monótona por lo que hay menor varianza.

Además, el lazo de costas es un algoritmo iterativo, por lo que se adapta si φ cambia con el tiempo.

Por otro lado, el lazo Costas presenta una ambigüedad de fase $2\pi/M$ y las constelaciones se deben girar hasta estar orientadas correctamente.

A pesar de que el lazo de Costas recursivo es una técnica ciega, se realimenta de decisiones. Existen técnicas totalmente ciegas en las que no se usan pilotos, ni preámbulos y que tampoco se realimentan de decisiones. El lazo de Costas es tan solo una técnica de PLL, phase-locked loop o lazo de seguimiento de fase, de las muchas que existen.

Resumen del capítulo

En este capítulo introductorio se han presentado los conceptos teóricos claves que se han aplicado para el desarrollo del proyecto.

Se han definido dos tipos distintos de canales; el canal AWGN y el canal plano con desvanecimiento. A pesar de existir diferentes modelos estadísticos para representar canales planos con desvanecimiento, en este capítulo se habla del canal Rayleigh, en el cual no existe línea de visión directa entre el transmisor y el receptor, y es el que se ha elegido para llevar a cabo las distintas simulaciones del proyecto.

También se ha introducido el concepto de diversidad espacial, un tipo de diversidad que utiliza varias antenas en el transmisor, receptor y/o en ambos, para experimentar varios canales con desvanecimientos independientes.

Por último, el lazo de Costas, es una técnica que se emplea en sistemas de comunicaciones SIMO que no utiliza ni pilotos, ni preámbulos y que se realimenta de decisiones.

3. Formulación del problema

El objetivo del proyecto es el de comparar y estudiar la eficiencia de dos técnicas secuenciales que llevan a cabo la combinación de las señales recibidas para recuperar la información transmitida de forma ciega en canales SIMO variantes en el tiempo.

Para cumplir con el objetivo del proyecto, se ha utilizado el modelo de sistema de comunicaciones SIMO. Este Sistema de Comunicaciones cuenta con una antena transmisora y dos antenas receptoras. El modelo se muestra en la Figura 6.

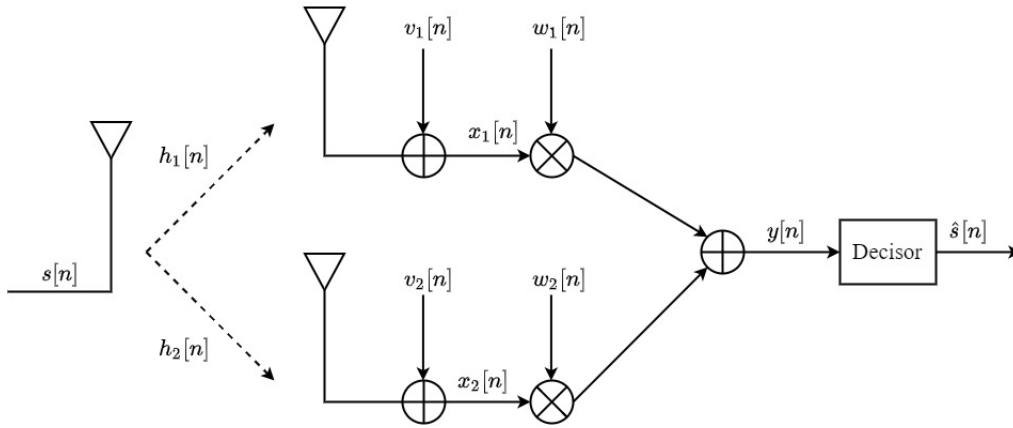


Figura 6: Diagrama de bloques del Sistema SIMO 1x2 utilizado en el proyecto.

Los símbolos transmitidos, $s[n]$, se transmiten a través de un canal inalámbrico que atenúa y desfasa la señal en dos escenarios diferentes: uno estacionario y otro no estacionario.

Una vez los símbolos llegan a las antenas receptoras, se les añade ruido, $v[n]$, y se obtiene la señal resultante, $x[n]$, que corresponde a los símbolos transmitidos multiplicados por el canal a los que se les ha añadido ruido:

$$x_i[n] = s[n]h_i[n] + v_i[n], i = 1, 2$$

La forma óptima en un Sistema SIMO con receptor lineal de realizar la combinación lineal de la señal de las ramas del receptor es mediante MRC. El MRC, Maximal Ratio Combining, es una técnica de diversidad que se basa en combinar coherentemente las señales de diversas antenas. El problema del MRC es que requiere conocer el canal previamente.

De forma óptima, con MRC, los símbolos a la entrada del decisor en este sistema SIMO con una antena transmisora y dos antenas receptoras, $y[n]$, se calculan de la siguiente manera:

$$y[n] = \sum_{i=1}^2 x_i[n] \frac{h_i^*[n]}{\|h[n]\|},$$

es decir,

$$y[n] = x_1[n] \frac{h_1^*[n]}{\|h[n]\|} + x_2[n] \frac{h_2^*[n]}{\|h[n]\|}.$$

Los símbolos a la entrada del decisor se calculan multiplicando a la señal ruidosa, $x[n]$, por unos pesos óptimos que maximizan la SNR de $y[n]$. Donde

$$w_i[n] = \frac{h_i^*[n]}{\|h[n]\|}.$$

Por lo tanto, los símbolos a la entrada del decisor son

$$y[n] = x_1[n]w_1[n] + x_2[n]w_2[n].$$

En el caso que se plantea en este proyecto, los pesos, $w[n]$ por los que se multiplican a los símbolos con ruido de cada una de las ramas del receptor, $x[n]$, ya no son los óptimos, sino que se calculan de manera ciega y adaptativa, centro de este proyecto. Los símbolos se multiplican por estos pesos porque en el proyecto se trabaja con un modelo discreto equivalente de transmisor - canal - receptor SIMO, es decir, es una combinación lineal de la señal de las ramas del receptor.

Para establecer los pesos se utilizan dos algoritmos distintos; el LMS y otro propuesto por el profesor Jesús Pérez. Ambos algoritmos se explican en el siguiente capítulo, ver sección 4.

Estos pesos se calculan utilizando algoritmos adaptativos por decisión.

Para explicar de manera sencilla el objetivo del proyecto y la manera en la que se implementa, a continuación se muestra un ejemplo en el cual se cambia el Sistema de Comunicaciones a un sistema SISO con una única antena transmisora y una única antena receptora.

En la Figura 7 se muestra un sistema discreto equivalente para un sistema SISO. En el cual $s[n]$ son los símbolos transmitidos, $h[n]$ el canal, los pesos $w[n]$, los símbolos a la entrada del decisor $y[n]$ y, por último, los símbolos decididos $\hat{s}[n]$.

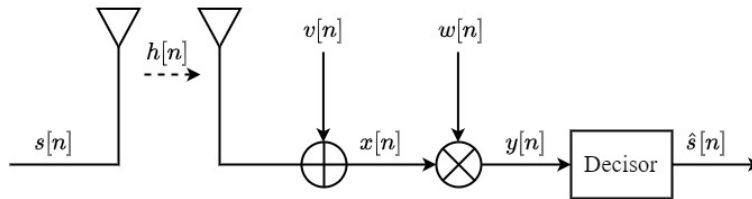


Figura 7: Sistema discreto equivalente SISO.

Estos algoritmos funcionan de tal forma que, cuando llega un símbolo, deciden el lugar de la constelación en el que tendrían que estar si hubieran sido recibidos de manera correcta.

Por ejemplo, en el caso de una constelación QPSK, si se recibe un símbolo y el algoritmo detecta que se corresponde con el símbolo $+1 - j$, éste sabe que debe mover los símbolos recibidos en esa dirección para estar en el lugar correcto.

Esto puede suponer un problema, ya que, si la constelación está muy girada o el ruido en ese instante es muy elevado, el algoritmo falla a la hora de detectar el lugar de la constelación hacia el que debería mover los símbolos recibidos, puede moverse en una dirección errónea.

A la entrada del decisor están los símbolos, $y[n]$, ya multiplicados por los pesos. El decisor, decide según la posición en el espacio, dando lugar a los símbolos decididos, $\hat{s}[n]$. Los símbolos a la entrada del decisor, $y[n]$, se obtienen de la siguiente manera:

$$y[n] = w[n]x[n] \quad (2)$$

Regresando al Sistema de Comunicaciones SIMO, el cual se utiliza en el proyecto, los algoritmos utilizados para combinar la señal de las ramas del receptor de tal forma que deciden el lugar del espacio IQ en la que los símbolos recibidos deberían estar si hubieran sido recibidos de manera correcta. Los algoritmos mueven los símbolos recibidos, en media, hacia la dirección correcta.

Al igual que con el sistema SISO que se ha explicado antes las técnicas secuenciales que recuperan la información de forma ciega pueden fallar por diversos motivos; ruido, desfase de la constelación recibida o canales muy variantes en el tiempo.

Cuando se calculan los pesos mediante estas técnicas secuenciales también se está estimando, indirectamente, el canal ya que el factor de escala tiene que acabar tomando el mismo valor, sino el mismo, que el canal normalizado.

$$w_i[n] = \frac{h_i^*[n]}{\|h[n]\|} \quad (3)$$

Resumen del capítulo

En este capítulo se ha descrito el problema formulado para llevar a cabo el objetivo del proyecto. Éste consiste en utilizar un sistema SIMO con receptor lineal para probar distintas técnicas secuenciales que combinan las señales recibidas para recuperar la información transmitida de forma ciega. Estas técnicas utilizan algoritmos que calculan unos pesos, $w_i[n]$, con los que llevar a cabo una combinación lineal de la señal de las ramas del receptor y minimizar el error entre la señal recibida y la transmitida.

Con este propósito se han utilizado dos algoritmos que calculan los pesos; el conocido algoritmo LMS y otro propuesto por el profesor Jesús Pérez del grupo de Tratamiento Avanzado de Señal de la Universidad de Cantabria.

4. Algoritmos

En este proyecto se han utilizado dos algoritmos distintos para implementar dos técnicas secuenciales que combinan las señales recibidas para recuperar la señal transmitida de forma ciega. Estos son: el conocido algoritmo LMS y otro algoritmo, propuesto por el profesor Jesús Pérez. En este capítulo se describen ambos algoritmos y se detalla su aplicación en el proyecto.

Estos algoritmos se van a utilizar para realizar la combinación lineal de las dos ramas del receptor SIMO con el que se trabaja en este proyecto.

4.1. Algoritmo LMS

Para explicar el algoritmo LMS, primero se plantea el filtro de Wiener. El propósito del filtro de Wiener, del cual se muestra su diagrama de bloques en la Figura 8, es el de, utilizando métodos estadísticos, reducir el ruido presente en una señal de entrada para que a la salida la señal se aproxime lo máximo posible, reduciendo el error cuadrático medio a una señal deseada sin ruido.

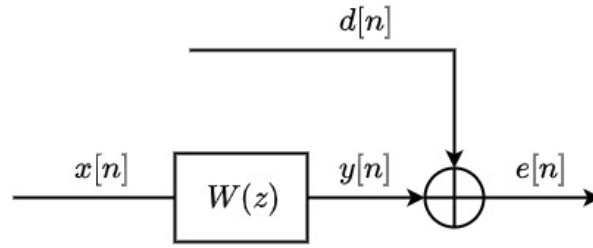


Figura 8: Diagrama de bloques AWGN.

De nuevo, en la Figura 8, se observa el diagrama de bloques del filtro Wiener, donde $x[n]$ es la entrada de un filtro FIR causal de M coeficientes $w = [w_0, w_1, \dots, w_{M-1}]^T$ y la salida del filtro es $y[n]$. Por último, $d[n]$, se conoce como proceso deseado o de referencia.

El objetivo es determinar los coeficientes del filtro, w , para que los procesos $y[n]$ y $d[n]$ sean lo más parecidos posible en términos de error cuadrático medio. La expresión del error cuadrático medio se muestra a continuación:

$$MSE = J(w) = E[(d[n] - y[n])^2] = E[(d[n] - \sum_{m=0}^{M-1} w_m X[n-m])^2],$$

lo que es equivalente a

$$w_{opt} = \operatorname{argmin}_J(w).$$

Este es el filtro Wiener, cuyos coeficientes se obtienen como,

$$w_{opt} = R_x^{-1} p$$

donde:

$$R_x = \begin{bmatrix} r_x[0] & r_x[1] & \dots & r_x[M-1] \\ r_x[1] & r_x[0] & \dots & r_x[M-2] \\ \dots & \dots & \ddots & \dots \\ r_x[M-1] & r_x[M-2] & \dots & r_x[0] \end{bmatrix}, p = \begin{bmatrix} r_{d,x}[0] \\ r_{d,x}[1] \\ \dots r_{d,x}[M-1] \end{bmatrix}.$$

De esta manera, conociendo todas las muestras de la señal de entrada y de la señal ruidosa, calculamos los coeficientes del filtro Wiener, el cual reduce el ruido presente en la señal de entrada de tal modo que la señal de salida se aproxima a una señal deseada, sin ruido.

El filtro Wiener se puede aplicar de manera práctica en dos tipos distintos de escenarios. En un escenario de entrenamiento y en un escenario operacional.

El algoritmo LMS, o Least Mean Squares, se basa en un procedimiento iterativo denominado Algoritmo de Máximo descenso o Steepest Descent mediante el cual se obtiene el filtro de Wiener sin necesidad de invertir la matriz de correlación.

Este algoritmo se usa en filtros adaptativos para encontrar los coeficientes del filtro que minimiza la diferencia entre la señal deseada y la señal producida a la salida del filtro.

El algoritmo LMS es un algoritmo secuencial. Cada vez que recibe una muestra, los coeficientes del filtro se actualizan. Es por ello que, a diferencia de lo que sucede con otros algoritmos, no es necesario conocer todas las muestras de la señal de entrada del filtro, $x[n]$, ni de la señal deseada, $d[n]$. A mayor número de muestras conocidas más refinada se vuelve la estima del filtro. Es importante tener en cuenta que no es necesario conocer todas las muestras para que el filtro realice una buena estima.

Los coeficientes del filtro se actualizan cada vez que se recibe una muestra de la siguiente manera:

$$w[n+1] = w[n] + \mu e[n]x[n],$$

donde $e[n]$ es el error y μ es la constante de paso.

Cada vez que se implementa el algoritmo LMS se inicializa en algún valor adecuado, w_0 , este valor adecuado varía en función de la aplicación a la que vaya a ser destinado el algoritmo, y converge hasta la solución tras un número suficiente de muestras.

Dos de las principales características del algoritmo LMS son su naturaleza adaptativa y su simplicidad. Ambas características hacen del algoritmo LMS uno de los algoritmos adaptativos más utilizados.

4.2. Algoritmos implementados

En esta sección se presentan los dos algoritmos que se han utilizado en el proyecto para calcular los pesos con los que realizar la combinación de las señales recibidas. A pesar de existir numerosos algoritmos con los que llevar a cabo la combinación de las señales

recibidas, en este proyecto se han utilizado tan solo dos de ellos, el conocido algoritmo LMS y otro propuesto por Jesús Pérez.

4.2.1. Implementación del algoritmo LMS

La ecuación que define a los pesos calculados mediante el algoritmo LMS es la siguiente:

$$w[n+1] = w[n] - \mu [x[n]^H w[n] - s[n]^*] x[n].$$

En esta ecuación se puede observar como el algoritmo calcula el peso por el cual multiplicar a la señal con los pesos del anterior símbolo, $w[n]$, la constante de paso γ , los símbolos con ruido, $x[n]$ y los símbolos transmitidos, $s[n]$. Este no es un planteamiento correcto para el problema ya que, al ser un algoritmo que se utiliza en una técnica secuencial que recupera la señal de forma ciega, no se conocen los símbolos transmitidos. Es por ello que se debe ejecutar el algoritmo LMS con los símbolos decididos, $\hat{s}[n]$:

$$w[n+1] = w[n] - \mu [x[n]^H w[n] - \hat{s}[n]^*] x[n]. \quad (4)$$

Con la ecuación 4 se obtienen los pesos del algoritmo LMS, pero en el trabajo no se utilizan el algoritmo LMS, sino el algoritmo LMS normalizado:

$$w[n+1] = w[n] - \mu [x[n]^H w[n] - \hat{s}[n]^*] \frac{x[n]}{x[n]^H x[n]}.$$

4.2.2. Algoritmo propuesto

A continuación, se muestra la ecuación correspondiente al algoritmo propuesto que se encarga de calcular los pesos, $w[n]$ por los que se multiplican los símbolos con ruido, $x[n]$:

$$w[n+1] = w[n] - \mu [w[n] x[n]^H - I_M \hat{s}[n]^*] \frac{x[n]}{x[n]^H x[n]}.$$

Al igual que ocurre en el apartado anterior, la ecuación tiene en cuenta los símbolos transmitidos, $s[n]$, los cuales no se pueden conocer. La ecuación del algoritmo propuesto normalizada y que utiliza los símbolos decididos, $\hat{s}[n]$, y no los transmitidos, $s[n]$, es la siguiente:

$$w[n+1] = (1 - \mu) w[n] + \mu \frac{x[n] \hat{s}[n]^*}{x[n]^H x[n]}.$$

4.3. Comparativa algoritmos

Los símbolos transmitidos una vez afectados por el ruido conforman un vector columna de dos filas ya que se multiplica el símbolo transmitido por el canal y se le suma el ruido introducido. Tanto el ruido como el canal también son vectores columna con dos filas.

Los pesos por los que se multiplica a las señales ruidosas son de nuevo un vector columna con dos filas, pero la manera en la que se calculan varía entre el algoritmo LMS y el propuesto por Jesús Pérez.

Mientras que en el algoritmo LMS se trabaja con vectores, en el algoritmo propuesto por Jesús Pérez se trabaja con la matriz identidad por lo tiene que implementar cálculos matriciales para calcular los pesos. Los cálculos matriciales llevan más tiempo que los cálculos con vectores y esto puede provocar problemas cuando el canal cambia muy rápido.

Resumen del capítulo

En este capítulo se han presentado los dos algoritmos ciegos que se utilizan en este proyecto para llevar a cabo la combinación de las señales recibidas. Para ello se ha introducido el concepto de filtro de Wiener.

En el capítulo se muestran las ecuaciones de los algoritmos, tanto del LMS como del propuesto por Jesús Pérez, y se describe su implementación en el Sistema de Comunicaciones SIMO para calcular los pesos con los que combinar las señales en el receptor.

5. Implementación

En este capítulo se describen los distintos elementos que se han implementado para, mediante simulaciones, comparar las prestaciones de los algoritmos descritos en el anterior capítulo.

5.1. Transmisor

El transmisor se compone de un codificador y de un mapeador. Considerando el transmisor como una caja negra, a la entrada se introducen bits aleatorios y, a la salida, el transmisor devuelve los símbolos modulados. El diagrama de bloques del transmisor se muestra en la Figura 3. El codificador convierte los bits aleatorios en números decimales y el mapeador modula la señal en una constelación. En el caso de este proyecto, el mapeador modula los bits que pasan por el codificador en una constelación QPSK. El modelo de bloques del transmisor utilizado en este proyecto se muestra en la Figura 9.

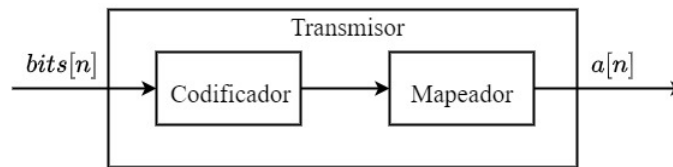


Figura 9: Diagrama de bloques del transmisor.

Como ya se ha comentado anteriormente en este proyecto se utiliza la modulación QPSK. Este tipo de modulación por desplazamiento de fase consiste en variar la fase de una señal alterna portadora, manteniendo la amplitud y frecuencia constantes. La QPSK tiene cuatro puntos de modulación. Ver Figura 10.

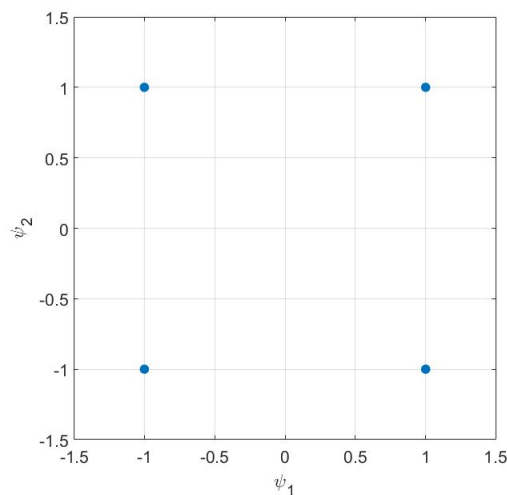


Figura 10: Constelación QPSK transmitida.

5.2. Canal

A lo largo de este trabajo, se prueban los algoritmos ciegos, como ya se ha comentado en capítulos anteriores, en dos escenarios distintos. El primer escenario se corresponde con un canal ideal, cada una de las dos antenas ve un canal AWGN. En el segundo escenario se trabaja con canales planos con desvanecimiento, donde se simulan los algoritmos sobre un canal Rayleigh.

Canal ideal El canal ideal, como se ha indicado en la Sección 2.2.1, es aquel que no distorsiona la señal sino que la atenúa y desfasa.

Las simulaciones en este caso, tanto para el algoritmo LMS como para el algoritmo propuesto por Jesús Pérez, se han hecho con los dos mismos canales ideales. Hay dos canales porque el sistema de comunicaciones tiene dos antenas y cada una de ellas ve un canal diferente. Los canales utilizados son los siguientes:

$$h_1 = 3e^{-\frac{10i\pi}{180}}$$

$$h_2 = 0,85e^{\frac{30i\pi}{180}}$$

Tal y como se puede ver en la Figura 11, el canal h_1 amplifica casi cuatro veces más la señal que el canal h_2 . Estos canales se han elegido a propósito para explotar la diversidad espacial.

A continuación se muestran los símbolos de la constelación QPSK transmitida tras haber pasado por los dos distintos canales:

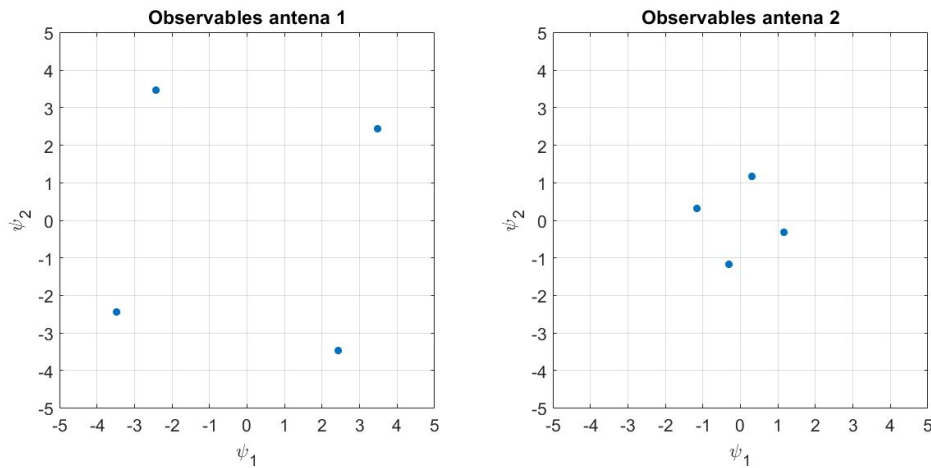


Figura 11: Constelaciones transmitidas tras su paso por el canal.

El primer canal, h_1 , amplifica la señal y la desfasa en el sentido de las agujas del reloj. Es decir, la constelación gira 10° hacia la derecha y amplifica la señal en 9.5 dB.

Por el contrario, el segundo canal, h_2 , atenúa la señal y la desfasa hacia la izquierda 30° . El canal se atenúa 1.5 dB y tiene un desfase de 30° .

5.2.1. Canal plano con desvanecimiento.

El canal plano con desvanecimiento que se ha elegido para este proyecto es el canal Rayleigh a una frecuencia Doppler normalizada de $100 \mu\text{Hz}$. La frecuencia Doppler se relaciona directamente con la velocidad a la que el canal varía.

En la Figura 12 se muestra la constelación de los símbolos transmitidos, $s[n]$, tras la simulación de un canal, h , recibidos por las antenas receptoras h_1 y h_2 . Los resultados que se muestran a continuación se han obtenido con una simulación de 10000 símbolos. En este proyecto referirnos a símbolos transmitidos es equivalente a referirnos a muestras transmitidas.

Además de mostrar como varía la constelación a lo largo de las muestras, en este capítulo se va a hacer referencia a la muestra 3000 para mostrar de manera más clara la variación del canal.

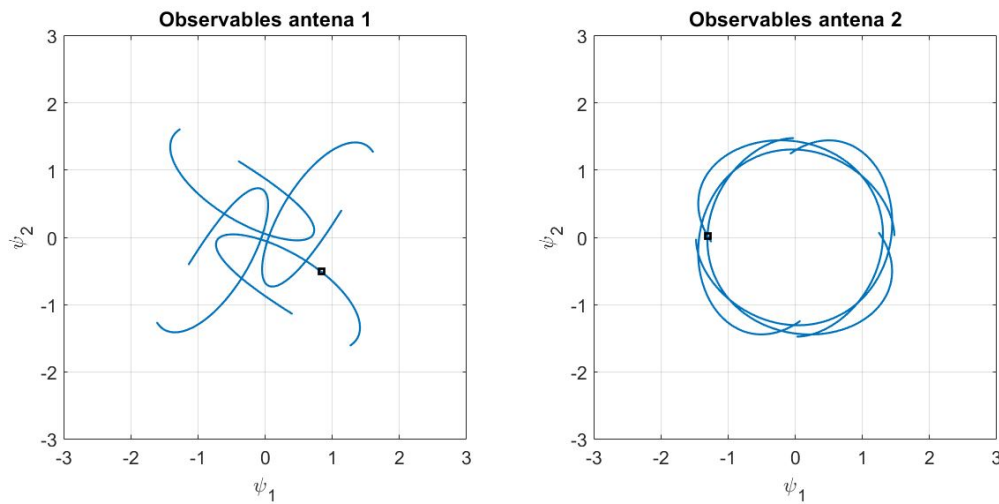


Figura 12: Símbolos tras ser transmitidos por canal Rayleigh. En ambas figuras hay un símbolo marcado que se utiliza para explicar la atenuación y el desfase de los canales.

Al contrario de lo que se observa en un canal AWGN, el cual solo desfasa y atenúa los símbolos, el canal Rayleigh cambia en el tiempo por lo que al receptor llegan símbolos con fases y amplitudes muy distintas a pesar de tratarse de uno de los cuatro posibles símbolos QPSK.

Para observar mejor los cambios en el tiempo de la magnitud y la fase en los símbolos recibidos, en las figuras 13 y 14 se muestra la evolución temporal de la respuesta del canal h_1 y h_2 respectivamente.

En la Figura 13, se puede observar como el canal h_1 comienza amplificando la señal 2dB, a partir de este momento amplifica cada vez menos los símbolos hasta llegar a atenuarlos.

El mínimo de atenuación se encuentra en torno a la muestra 4500. A partir de ese momento vuelve a amplificar la señal progresivamente hasta llegar a amplificar los símbolos 1.5dB. El máximo de amplificación, 2dB, se encuentra entorno a la primera muestra.

En cuanto a la fase, observando la evolución temporal, se puede observar cómo los símbolos comienzan siendo desfasados hacia la derecha y con el transcurso del tiempo giran ligeramente a la izquierda. Por último, el canal vuelve a rotar los símbolos recibidos hacia la derecha.

Fijando la atención en la muestra 3000 y en la 1, vemos que el canal ha amplificado la primera muestra 2dB, mientras que la muestra 3000 ha sido atenuada por el canal 0.98dB. En cuanto a la fase, también se puede ver como para dos símbolos distintos el desfase no es el mismo. Con este ejemplo queda clarificado como el canal cambia con el tiempo y, por lo tanto, afecta de manera diferente a cada símbolos transmitido.

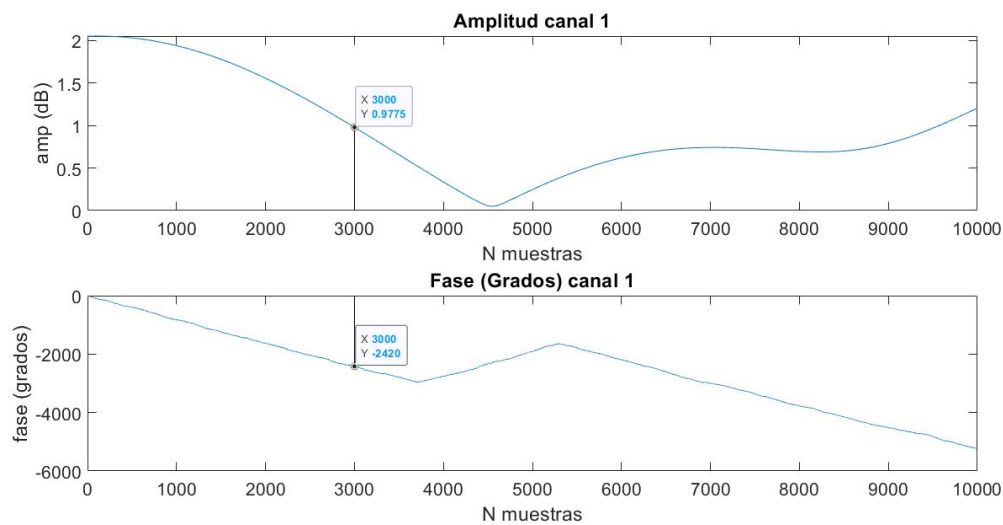


Figura 13: Evolución temporal de la respuesta del canal h_1 .

Por otro lado, la Figura 14 muestra la evolución temporal de la respuesta del canal h_2 . Se puede observar como en amplitud su variación es mucho menor que la del canal h_1 .

Este canal comienza amplificando la señal y su variación en amplitud es tan pequeña que el canal en ningún momento atenúa los símbolos transmitidos. Su máximo de amplitud se encuentra entorno a la muestra 8000 y amplifica 1.7dB. El mínimo de amplificación se encuentra en la última muestra, la muestra 10000, en este punto el canal amplifica la señal transmitida por 1.2dB

En cuanto la fase, el canal rota los símbolos transmitidos de manera constante hacia la izquierda, haciendo que vaya girando en más de trescientos sesenta grados.

De nuevo, fijando la atención en el símbolo 3000 se puede observar como después de pasar por el canal h_2 está menos atenuado que cuando pasa por el canal h_1 . De hecho, mientras que en el canal h_1 el símbolo 3000 está atenuado, en el canal h_2 el símbolo 3000 está amplificado. En cuanto a la fase, ambos símbolos están rotados en la misma dirección.

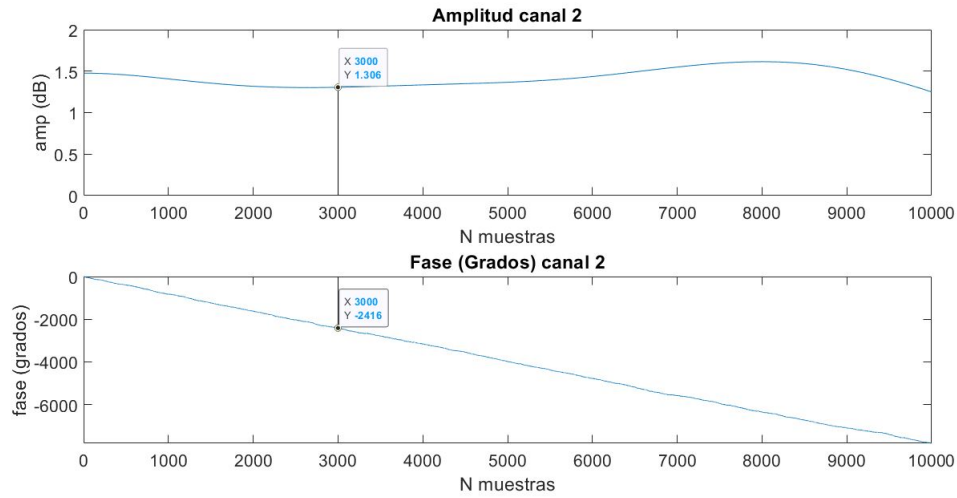


Figura 14: Evolución temporal de la respuesta del canal h_2 .

5.3. Ruido introducido por el canal

A la entrada del receptor se introduce en el sistema de comunicaciones ruido blanco AWGN que recrea el efecto del ruido térmico presente en todo receptor.

Si el sistema de comunicaciones no tuviera canal el diagrama de bloques sería como el de la Figura 15. En el diagrama de bloques se puede observar como los símbolos ya modulados, $s[n]$, pasan por el canal AWGN y la constelación pasa a ser ruidosa $x[n]$. En el caso del sistema de comunicaciones que plantea este proyecto, los canales, además de añadir ruido a las señales también las atenuan y desfasan.

En esta sección se va a hacer referencia a la SNR cuando se hable del ruido introducido. La relación señal a ruido, Signal to Noise ratio, se define como la proporción existente entre la potencia de la señal que se transmite y la potencia del ruido.



Figura 15: Diagrama de bloques AWGN.

Dependiendo del nivel de SNR, la constelación será más o menos dispersa. Si la SNR tiene valores altos afecta de manera positiva a las constelaciones porque estas son menos dispersas y se parecen más a la señal transmitida. Por el contrario, si la relación señal a ruido es pequeña las constelaciones son más dispersas.

5.3.1. Ruido en canal AWGN

En esta subsección se muestran las constelaciones recibidas al transmitir 10000 símbolos QPSK por un canal AWGN, o canal ideal, con ruido.

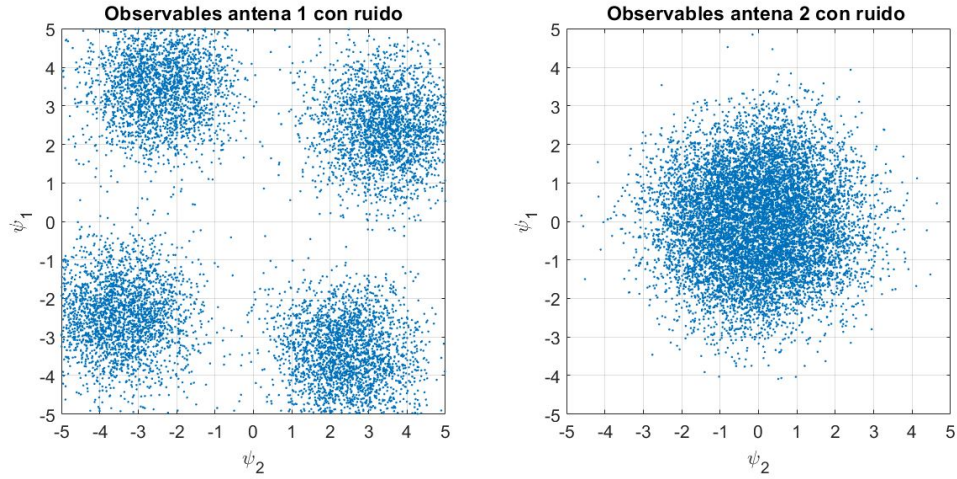


Figura 16: Constelaciones recibidas tras su paso por el canal.

Las constelaciones una vez desfasadas y atenuadas con ruido se pueden ver en las Figura 16. En esta figura se pueden observar dos constelaciones diferentes con la misma SNR de 10 dB con la misma potencia de ruido.

Si el canal amplifica la señal, los errores que introduce el ruido en el canal no resultan tan problemáticos como ocurre si el canal atenúa la señal. En el caso de este proyecto el canal h_1 amplifica la señal y el canal h_2 la atenúa. Observando la Figura 16 se puede ver como para 10dB de SNR la probabilidad de error de los símbolos recibidos es mayor cuando el canal atenúa los símbolos transmitidos. Mientras que, cuando el canal amplifica, los símbolos se observan mejor y, como los símbolos se deciden según la posición en el plano IQ, en fase y en cuadratura, el decisor trabaja en mejores condiciones.

5.3.2. Ruido en canal Rayleigh

En esta subsección se muestran las constelaciones recibidas por las antenas h_1 y h_2 una vez se les ha añadido ruido AWGN. Estas constelaciones ruidosas, desfasadas y atenuadas en el tiempo se observan en las Figuras 17 y 18. Los resultados se han obtenido a partir de la misma simulación utilizada para mostrar el canal plano con desvanecimiento, 10000 muestras.

En estas figuras, como en el anterior apartado en el que se trata el ruido en un canal AWGN, se observan cuatro constelaciones distintas; las dos en la primera fila muestran la constelación recibida con una SNR de 20dB en cada una de las ramas del receptor y las de la segunda fila muestran la constelación recibida a la que se le ha aplicado ruido con valor de 10dB en cada una de las ramas del receptor.

En este caso, la cantidad de SNR que se introduce en cada rama del receptor es la misma porque la esperanza del valor absoluto al cuadrado del canal es igual a 1. Es decir:

$$E[|h_1|^2] = E[|h_2|^2] = 1,$$

donde h_1 y h_2 son los canales utilizados.

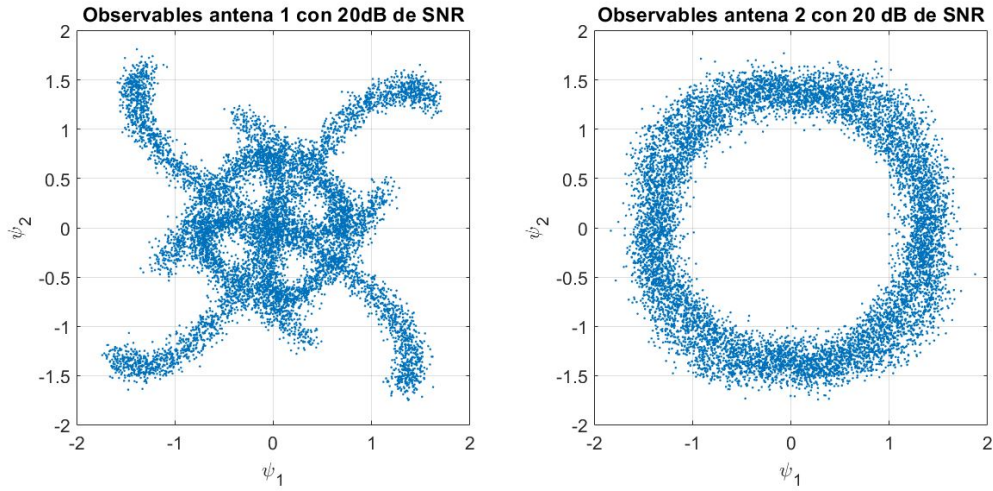


Figura 17: Constelaciones recibidas tras su paso por un canal Rayleigh con 20dB de SNR.

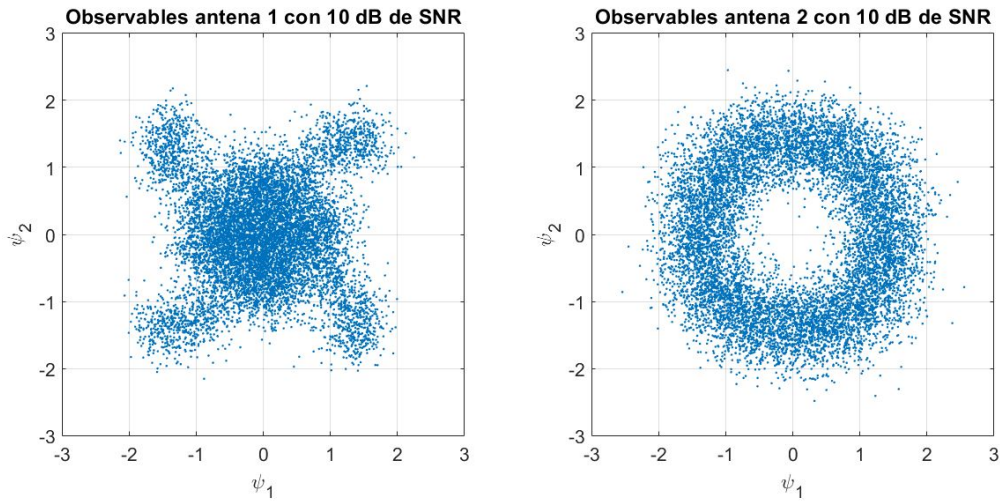


Figura 18: Constelaciones recibidas tras su paso por un canal Rayleigh con 10dB de SNR.

Al igual de lo que ocurre cuando hay un canal invariante en el tiempo en un canal Rayleigh sigue existiendo la misma problemática en la que que a peor SNR más dispersa está la constelación y, por lo tanto, más difíciles son de decidir los símbolos. Además, a pesar de seguir habiendo más dispersión a menor SNR, en un canal variante en el tiempo como los símbolos van cambiando de fase y de amplitud la decisión es aún más difícil y, por ejemplo, con 10dB de ruido es difícil incluso identificar la trayectoria de la constelación, ya que tan solo se ve una nube de símbolos.

5.4. Pesos

En este proyecto, al estar trabajando con un modelo discreto equivalente de Sistema SIMO con receptor lineal, existe una combinación lineal de las ramas del receptor lineal. Esta combinación se realiza mediante unos pesos, los cuales se obtienen mediante los algoritmos ya mencionados anteriormente: el algoritmo LMS y el algoritmo propuesto por el profesor Jesús Pérez.

Estos pesos se deben inicializar. No importa al valor al que se inicialicen, ya que siempre va a existir incertidumbre con la fase. Para este proyecto los valores se han inicializado a 0, es decir, $w_1 = 0$ y $w_2 = 0$.

En cuanto a estos pesos, hay un parámetro que hace que la constelación converja más o menos rápido, la constante de paso, μ . A valores más altos de μ , la constelación converge más rápido, pero con mayor probabilidad de error, mientras que, a valores de μ más bajos, la constelación va convergiendo cada vez más lento, adaptándose mejor a los cambios de canal, disminuyendo así la probabilidad de error.

A continuación se muestran distintos ejemplos de como converge la constelación en función de la constante de paso y del tipo del canal por el que se transmite la señal. Estos ejemplos se han obtenido a partir de una simulación de 10000 muestras. Solo se muestran constelaciones a las que se ha aplicado el algoritmo de Jesús Pérez ya que visualmente ambas constelaciones se verían prácticamente igual independientemente del algoritmo utilizado para combinar las señales recibidas. Las diferencias se analizan detenidamente en el apartado de resultados, capítulo 6.

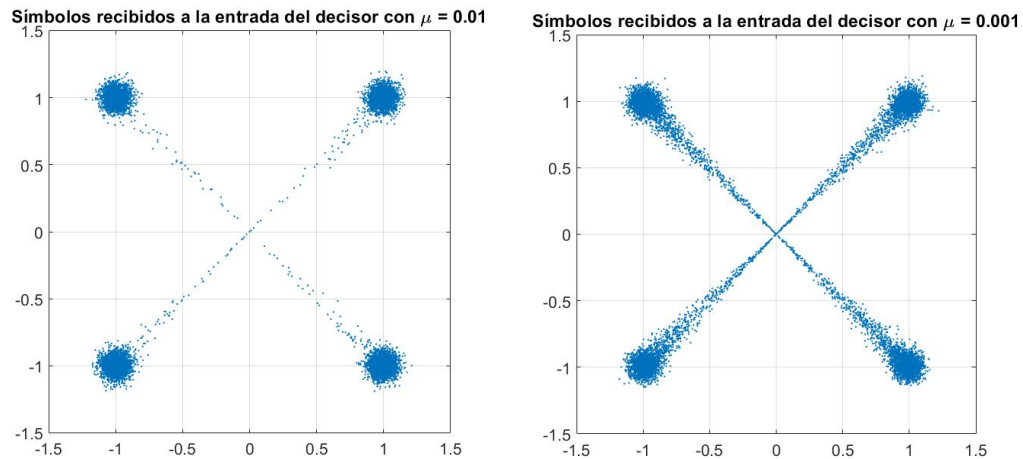


Figura 19: Constelaciones recibidas a la entrada del decisor después de aplicar el algoritmo propuesto por Jesús Pérez y de haber sido transmitidas por un canal ideal.

En primer lugar se muestran los símbolos recibidos después de haber sido transmitidos por un canal plano con desvanecimiento.

En la Figura 19 se muestran dos constelaciones diferentes. Ambas corresponden a los símbolos recibidos a la entrada del decisor y se les ha aplicado el mismo algoritmo para calcular los pesos, los cuales han sido, como se puede observar, inicializados en el origen del plano IQ.

Como se ha comentado antes, cuando μ tiene valores pequeños, el algoritmo converge rápidamente. Esto se muestra en la figura de la izquierda. Por otro lado, para valores de μ más bajos, el algoritmo va convergiendo de media de manera correcta, pero va de forma más lenta.

Esto puede causar problemas. Si la constante de paso es muy alta, los símbolos van a converger demasiado rápido y, si es muy baja, los símbolos van a tardar mucho o, si se envía un número de muestras limitado, nunca va a llegar a convergir. Este ejemplo se observa en la Figura 20

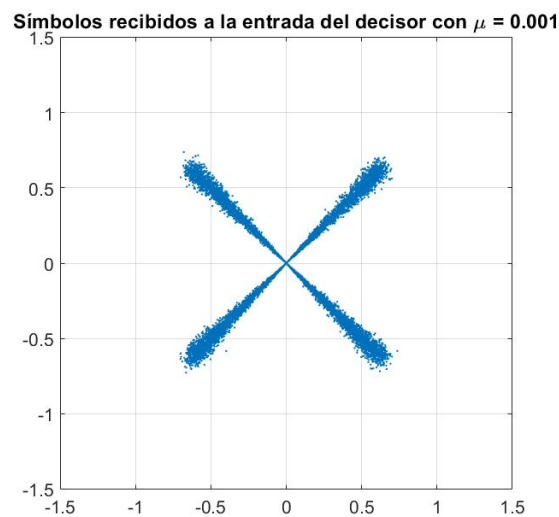


Figura 20: Constelación recibida a la entrada del decisor cuando se utiliza un algoritmo con un valor de μ muy bajo para realizar la combinación de las señales recibidas. Al ser un valor tan pequeño el algoritmo no llega a convergir.

En segundo lugar, se muestran algunos ejemplos de constelaciones recibidas a la entrada del decisor después de aplicar el algoritmo propuesto por Jesús Pérez después de haber sido transmitidas por un canal plano con desvanecimiento Rayleigh.

En la Figura 21 se observa una constelación recibida a la entrada del decisor a la que se le ha aplicado la técnica secuencial propuesta por el profesor Jesús Pérez inicializado en el punto de origen del plano IQ. Cuando la constante de paso es demasiado alta, la constelación converge rápidamente. A valores más bajos de μ la constelación recibida se va viendo modificada por el canal.

Si el canal varía lentamente y la constante de paso es grande, como se ve en la Figura 21 izquierda, el algoritmo hace que la constelación converga adecuadamente, pero si el

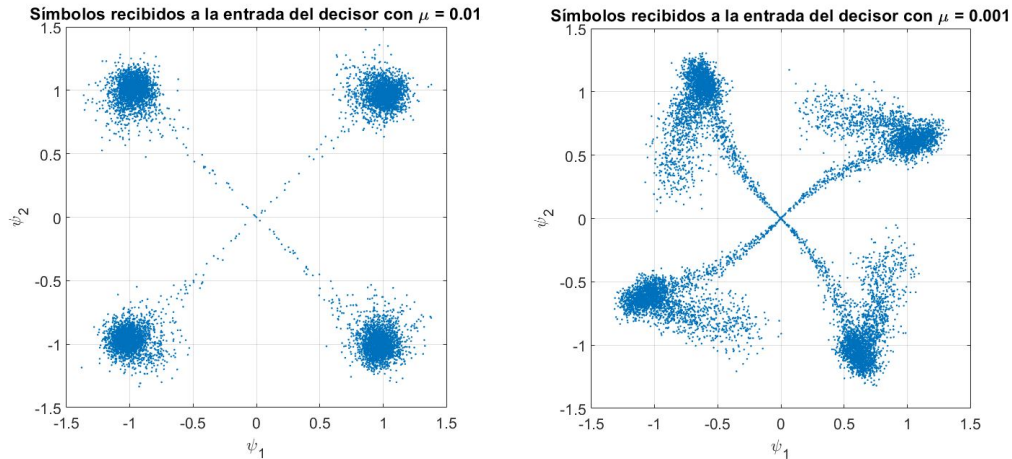


Figura 21: Constelaciones recibidas a la entrada del decisor a las cuales se les ha aplicado el algoritmo propuesto por Jesús Pérez con distintos valores de μ para combinar las señales recibidas después de haber sido transmitidas por un canal plano con desvanecimiento.

canal tiene cambios rápidos y bruscos, los algoritmos utilizados para implementar técnicas secuenciales que llevan a cabo la combinación de las señales recibidas de manera ciega que se han analizado en este proyecto no pueden enfrentarlos.

5.5. Decisor

El último bloque del Sistema de Comunicaciones utilizado en el proyecto es el decisor.

La función del decisor es la de asignar a cada muestra de los símbolos ruidosos recibidos después de haber sido afectada por el canal un símbolo de la constelación QPSK con la que se han transmitido los símbolos de tal manera que la probabilidad media de error por símbolo sea lo más pequeña posible.

Resumen del capítulo

En este capítulo se ha mostrado una constelación QPSK a través de los distintos elementos del sistema de comunicaciones que se han implementado para este proyecto.

En primer lugar se ha visto la constelación transmitida para, posteriormente, mostrar la constelación recibida después de pasar por distintos canales, variantes e invariantes en el tiempo.

Después se ha mostrado la constelación recibida afectada por diversos niveles de ruido.

También se ha enseñado mediante figuras como la señal recibida, una vez que se le aplican los pesos, va convergiendo desde los valores de inicio que se le dan a los pesos, en este caso $w_1 = 0$ y $w_2 = 0$, hasta convergir, en media, en la posición correcta del plano IQ.

Por último, se ha comentado la implementación del decisor.

6. Resultados

En este capítulo se muestran los resultados obtenidos al simular. Las simulaciones se han llevado a cabo con el software matemático Matlab y la Communication Toolbox [8], la cual proporciona algoritmos y aplicaciones para el análisis, el diseño, la simulación de extremo a extremo y la verificación de sistemas de comunicaciones.

Si no hubiera ruido, ni canal, los símbolos a la entrada del decisor coincidirían exactamente con los símbolos transmitidos. Lo que es lo mismo, $s[n] = y[n]$ en la Figura 6. Pero, al haber ruido y canal, estos símbolos son distintos y hay cierta diferencia entre los símbolos transmitidos, $s[n]$, y los símbolos a la entrada del decisor, $y[n]$. Esta diferencia corresponde al error entre ambos.

Este error es, realmente, el ruido existente en los observables. Para calcular la SNR se divide la potencia de la señal transmitida entre la potencia media del error de tal forma que es igual a:

$$SNR[n] = \frac{\overline{|s[n]|^2}}{\overline{|s[n] - y[n]|^2}},$$

donde, de nuevo, $s[n]$ son los símbolos transmitidos y $\hat{s}[n]$ los símbolos decididos.

Los resultados se presentan de distinta forma dependiendo del tipo de canal en el que se han implementado los algoritmos para llevar a cabo las técnicas secuenciales.

Por otro lado, en el caso óptimo la SNR_{MRC} se calcula directamente como el sumatorio en lineal de la SNR en cada rama del receptor.

$$SNR_{MRC} = \sum_{i=1}^2 SNR_i = SNR_1 + SNR_2.$$

Como en el canal que más amplifica h_1 la SNR es igual a 10dB y en el canal que más atenúa, h_2 , la SNR es significativamente menor, -1dB, la SNR del MRC es igual a

$$SNR_{MRC} = 10 + 10^{-0,1} = 10,8,$$

por lo tanto, la SNR_{MRC} es igual a 10.3dB.

6.1. Resultados sobre canal ideal

En primer lugar se muestran los resultados obtenidos después de simular en un canal ideal. Las simulaciones se han llevado a cabo con un total de 10000 muestras.

Los símbolos se han transmitido por dos canales con distinta amplitud y desfase.

$$h_1 = 3e^{-\frac{10i\pi}{180}}$$

$$h_2 = 0,85e^{\frac{30i\pi}{180}}$$

Al haber una diferencia de amplitud tan grande entre ambos canales, al canal h_1 se le ha añadido ruido blanco AWGN que simula el efecto del ruido térmico presente en todo

receptor de 10dB, mientras que al canal h_2 se le ha añadido ruido blanco AWGN de valor -1dB. Por consiguiente, la rama dos tiene una SNR mucho peor.

A continuación se presentan distintas gráficas correspondientes a la SNR presente en los símbolos recibidos. La SNR que se muestra en las gráficas es la SNR instantánea promediada. Para ello se han simulado los 10000 símbolos 50 veces para calcular el error y luego se ha promediado para obtener la SNR promedio.

En la Figura 22 se muestra la SNR en función del número de muestra recibida después de haber implementado el algoritmo LMS con distintos valores de la constante de paso en las ramas del receptor. En este proyecto hablar del número de símbolos y del número de muestras equivale a lo mismo.

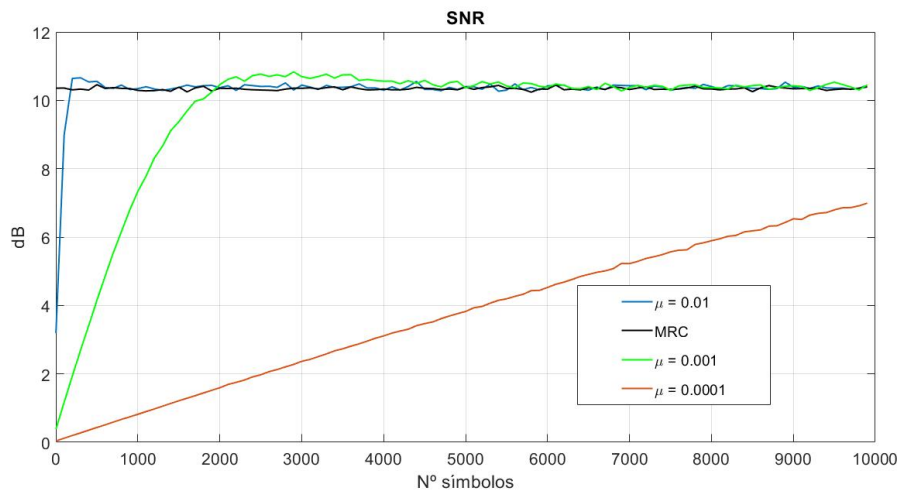


Figura 22: SNR respecto al número de muestras de la constelación recibida después de haber implementado el algoritmo LMS en las ramas del receptor con un canal ideal.

En la figura hay representadas cuatro curvas distintas, tres de ellas correspondientes a los símbolos recibidos después de aplicar el algoritmo LMS en las ramas del receptor, cada una con una constante de paso diferente, y una última correspondiente al MRC.

A pesar de conocer el valor de la SNR_{MRC} , en la gráfica se representa la SNR instantánea para poder comparar mejor los resultados.

Al tratarse de un canal ideal y de tener una buena SNR, la constante de paso no afecta realmente al resultado final, salvo cuando tiene valores muy pequeños.

Cuando μ tiene valores muy bajos, la SNR también toma valores pequeños a lo largo de las muestras porque el algoritmo no llega a converger.

En el resto de casos, para $\mu = 0.01$ y $\mu = 0.001$, el algoritmo converge. A pesar de que en todos los casos el algoritmo converge, no lo hace al mismo tiempo. Cuando la constante de paso es igual a 0.01 la constelación converge en las primeras muestras y, al tratarse de un canal ideal, no presenta errores. En el caso de $\mu = 0.001$ se puede observar como la pendiente con la cual la SNR va aumentando hasta que el algoritmo converge y esta se estabiliza es menos pronunciada que con $\mu = 0.01$.

En la Figura 23 se muestra la SNR frente al número de muestras, lo que en este proyecto equivale al tiempo, cuando la combinación lineal de las ramas del receptor se ha realizado el algoritmo propuesto por el profesor Jesús Pérez.

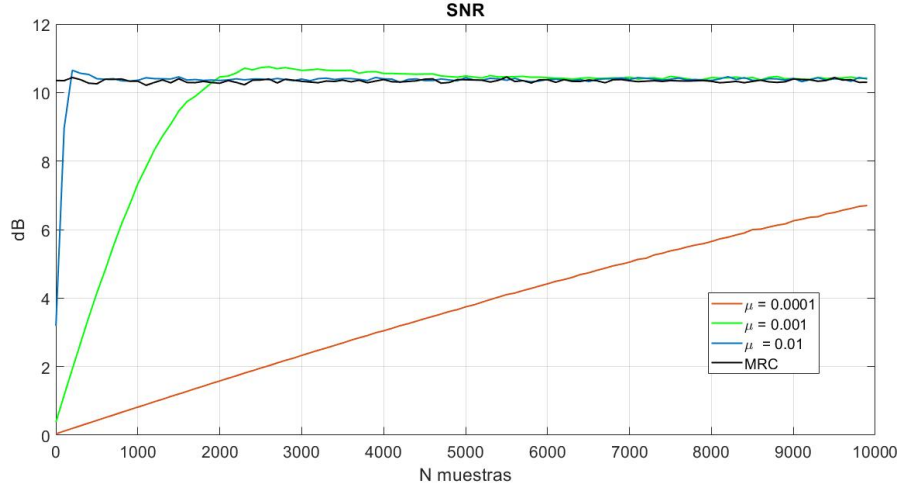


Figura 23: SNR respecto al número de muestras de la constelación recibida después de haber implementado el algoritmo propuesto por Jesús Pérez en las ramas del receptor con un canal ideal.

En esta figura, tal y como sucede en el caso del algoritmo LMS, podemos distinguir tres casos diferentes.

En el primer caso, cuando la constante de paso toma valores muy bajos, $\mu = 0,1$, la constelación converge rápidamente, pero no presenta errores de SNR puesto que se trata de un canal ideal.

En el segundo caso, para valores de la constante de paso intermedios, $\mu = 0,001$ y $\mu = 0,0001$, el algoritmo va convergiendo, en media, hacia la dirección correcta. Una vez converge se mantiene con la misma SNR. De nuevo, como con el LMS, a menores valores de $\mu = 0,1$ antes converge.

Por último, en tercer caso, para valores muy altos de la constante de paso, la constelación no llega a converger en el número de muestras transmitidas.

En este caso, al tratarse de un canal ideal, los pesos, de ambos algoritmos, se van actualizando y una vez han convergido, a largo plazo, toman valores muy similares a los pesos del MRC.

$$w_i[n] = \frac{h_i[n]}{\|h[n]\|}$$

Cuando la constante de paso es muy pequeña se puede ver en las figuras como tarda más muestras en convergir que cuando la constante de paso es mayor, pero una vez converge la curva de su SNR es menos errática.

Visualmente prácticamente no hay diferencias entre un algoritmo y otro.

6.2. Resultados sobre canal Rayleigh

En la siguiente sección se muestran los resultados obtenidos tras implementar las técnicas secuenciales propuestas en este proyecto en canales variantes Rayleigh de frecuencia Doppler normalizada de $10 \mu\text{Hz}$ con 15dB de SNR en cada una de las ramas del receptor. Las simulaciones se han llevado a cabo con un total de 100000 muestras.

Para obtener los resultados se han implementado los algoritmos con los que se llevan a cabo las técnicas secuenciales con distintas constantes de paso y se han simulado 50 veces cada uno de ellos para trabajar con una SNR instantánea promedio.

En este caso, la velocidad a la que cambia el canal se ha decrementado bastante en comparación a la frecuencia Doppler utilizada en la subsección 5.2.1, donde se comenta el canal Rayleigh. Esto se debe a que al comentar la implementación resulta interesante mostrar un canal que varía rápidamente, pero en la práctica los algoritmos implementados en este proyecto no consiguen converger y adaptarse a un canal que varía tan rápidamente en el tiempo. Esto se deduce después de haber simulado sobre canales con frecuencia Doppler normalizadas mayores.

6.2.1. Algoritmo LMS

En primer lugar se comentan los resultados obtenidos con el algoritmo LMS. Los canales h_1 y h_2 utilizados en la simulación con los que han obtenido los resultados que se presentan en esta subsección se muestran en la Figura 24.

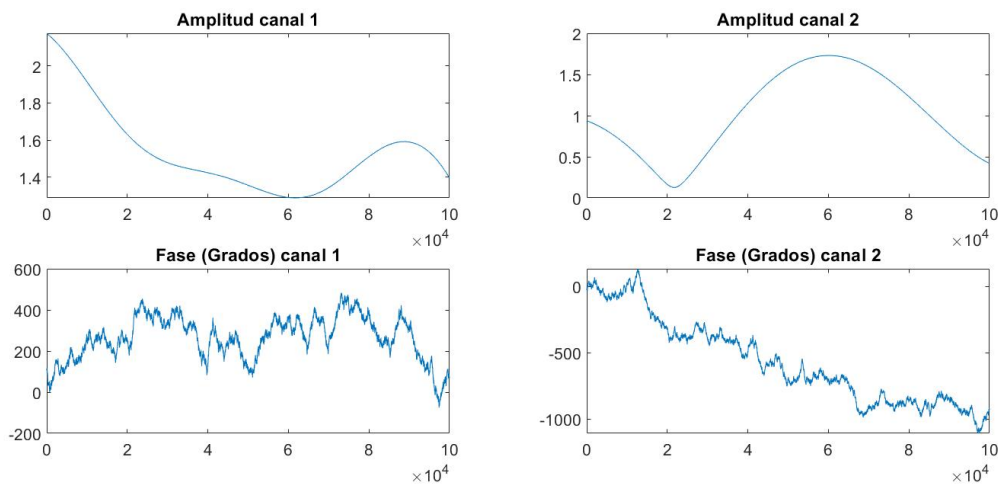


Figura 24: Evolución temporal de la respuesta de los canales h_1 y h_2 utilizados para simular los resultados con el algoritmo LMS

En la Figura 25 se muestran los resultados de la SNR frente al número de muestras cuando se transmite una señal por dos canales Rayleigh con una SNR en cada una de las

ramas del receptor de 15 dB donde las constelaciones recibidas se combinan mediante el algoritmo LMS para tres constantes de paso diferentes. En este caso, también se compara, como en la anterior sección, el algoritmo LMS con el MRC.

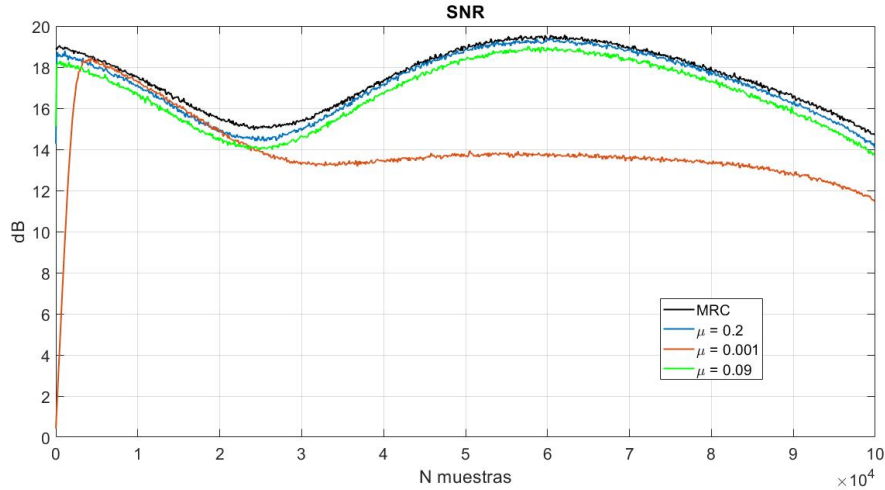


Figura 25: SNR respecto al número de muestras de la constelación recibida después de haber implementado el algoritmo LMS en las ramas del receptor con un canal Rayleigh.

Como es de esperar, se observa que el rendimiento obtenido por el MRC es el mejor, aunque los resultados obtenidos con el algoritmo LMS presentan una SNR muy próxima a la óptima.

A valores pequeños de la constante de paso, $\mu = 0,001$, la constelación tarda más en converger, por eso al principio toma valores muy bajos de SNR los cuales van aumentando hasta que converge y, una vez lo hace, se adapta tan bien al canal que entre la muestra 5000 y la 10000 consigue mejor rendimiento que cualquier otra constante de paso. Sin embargo, entorno a la muestra 20000 ambos canales presentan un desvanecimiento profundo y el algoritmo con esta constante de paso no se adapta con la suficiente velocidad a este cambio brusco del canal.

Con las otras dos constantes de paso, $\mu = 0,2$ Y $\mu = 0.09$, el algoritmo es capaz de converger y de adaptarse a los cambios del canal durante toda la simulación.

6.2.2. Algoritmo propuesto por Jesús Pérez

En este subapartado se comentan los resultados obtenidos con el algoritmo propuesto por Jesús Pérez. Los canales h_1 y h_2 por los cuales se ha transmitido la señal se muestra en la Figura 26.

En la Figura 27 se muestran los resultados de la SNR frente al número de muestras cuando se transmite una señal por dos canales Rayleigh con una SNR en cada una de las ramas del receptor de 15 dB y las constelaciones recibidas se combinan mediante el algoritmo propuesto por Jesús Pérez.

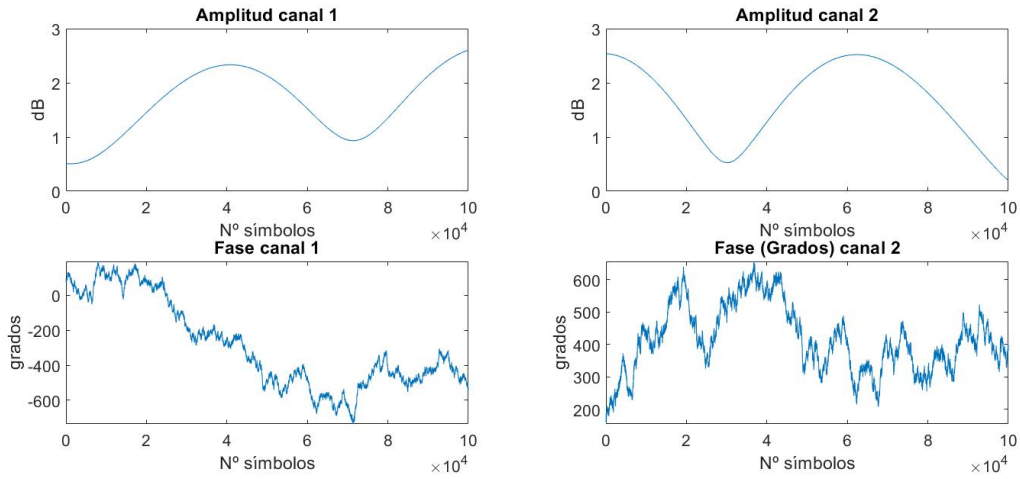


Figura 26: Evolución temporal de la respuesta de los canales h_1 y h_2 utilizados para simular los resultados con el algoritmo propuesto por Jesús Pérez

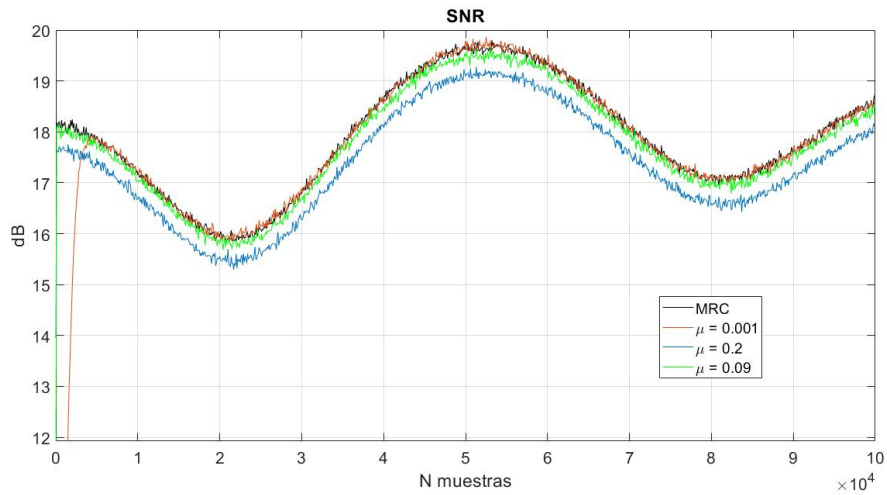


Figura 27: SNR respecto al número de muestras de la constelación recibida después de haber implementado el algoritmo propuesto por Jesús Pérez en las ramas del receptor tras su paso por un canal Rayleigh.

Para comentar los resultados obtenidos con el algoritmo propuesto por Jesús Pérez para tres distintas constantes de paso se compara la SNR obtenida con el MRC. De nuevo, al tratarse de la forma óptima de calcular los pesos del canal el MRC consigue el mejor desempeño.

En este caso, para un valor de la constante de paso muy pequeño, $\mu = 0.001$ tarda en converger, pero una vez lo hace consigue un rendimiento prácticamente idéntico al que se obtiene por el MRC durante toda la simulación ya que se adapta a los cambios del canal.

Para valores muy altos de la constante de paso, $\mu = 0.2$ el algoritmo converge muy rápidamente, pero la SNR que se obtiene está siempre medio dB por debajo del resultado obtenido con el MRC.

Para $\mu = 0.09$ se obtiene un resultado intermedio. Tarda más en converger que con $\mu = 0.2$ y bastante menos que con $\mu = 0.001$, pero obtiene una SNR instantánea muy similar a la que se obtiene con el MRC.

6.2.3. Comparativa entre el algoritmo LMS y el algoritmo propuesto por Jesús Pérez

En esta subsección se han implementado el algoritmo LMS y el algoritmo propuesto por Jesús Pérez, JP, para las dos mismas constantes de paso, $\mu = 0.2$ y $\mu = 0.001$, en las que los algoritmos han obtenido mejor rendimiento.

La evolución temporal de la respuesta de los canales h_1 y h_2 que se han simulado para transmitir la señal se muestran en la Figura 28.

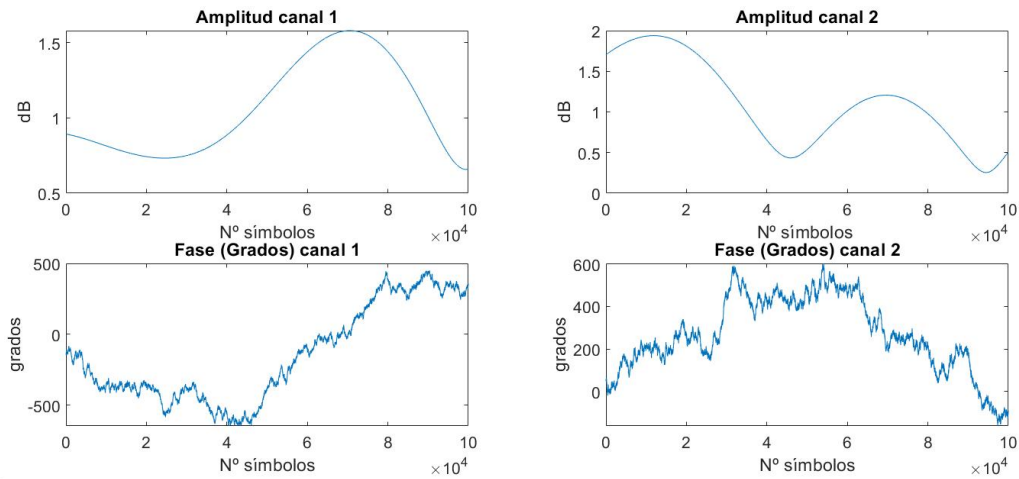


Figura 28: Evolución temporal de la respuesta de los canales h_1 y h_2 utilizados para simular los resultados con el algoritmo LMS y el algoritmo propuesto por Jesús Pérez

En la Figura 29 se muestra una comparativa entre el algoritmo LMS y el algoritmo propuesto por el profesor Jesús Pérez. Para ello se presentan los resultados de la SNR respecto al número de muestras recibidas con distintas constantes de paso. También se ha simulado el algoritmo MRC para comparar los resultados obtenidos con el caso óptimo.

Para $\mu = 0.2$ ambos algoritmos convergen y se adaptan a los cambios del canal, aunque consiguen un desespeño 2dB de media peor que con el MRC durante toda la simulación.

Cuando $\mu = 0.001$ la diferencia entre el algoritmo LMS y el algoritmo propuesto por Jesús Pérez es más notable. A pesar de que ambos algoritmos tardan 5000 muestras en converger y una vez lo hacen consiguen un rendimiento parecido al obtenido con el MRC, aunque algo inferior. El algoritmo LMS a esa constante de paso no es capaz de enfrentarse a los cambios introducidos por el canal mientras que el propuesto por Jesús Pérez sí.

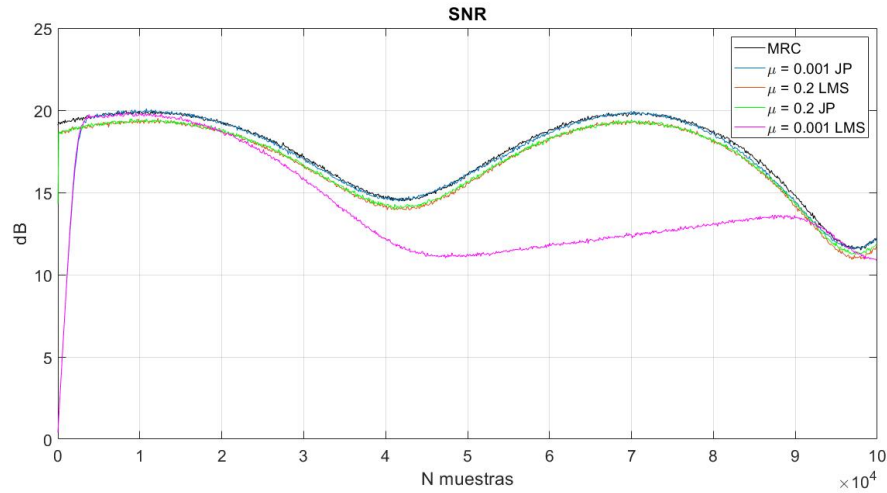


Figura 29: SNR respecto al número de muestras de la constelación recibida después de haber implementado el algoritmo LMS y el propuesto por Jesús Pérez en las ramas del receptor tras su paso por un canal Rayleigh.

7. Conclusiones

7.1. Conclusiones

Este proyecto se originó con la idea de estudiar y comparar técnicas secuenciales que llevan a cabo la combinación de las señales recibidas para recuperar la señal de forma ciega, sin pilotos, en un entorno real con ayuda de las USRP B210, radios definidas por software, para estudiar su eficiencia, pero debido a la pandemia mundial vivida esa rama del proyecto se vio truncada y se decidió implementar los algoritmos en un entorno simulado.

Por tanto, el objetivo de este proyecto ha terminado siendo el de probar la eficiencia de dos técnicas en un entorno simulado. Con este propósito se han simulado dos tipos distintos de canales: un canal ideal y otro plano con desvanecimiento.

En el caso del canal ideal, las dos técnicas implementadas presentan muy buenos resultados ya que, prácticamente, consiguen la misma SNR que el MRC. Con este tipo de canal, no importa el valor de la constante de paso elegida puesto que si es muy alto los símbolos recibidos una vez multiplicados por los pesos con los algoritmos utilizados convergen bien y no se ven distorsionados por el canal y si es muy bajo, aunque tarden en converger con el paso de las muestras lo terminan haciendo.

Sin embargo, en el caso del canal plano con desvanecimiento, las diferencias entre el MRC y las técnicas secuenciales son mayores para las constantes de paso con las que se han implementado los algoritmos. Para valores altos de la constante de paso, los algoritmos implementados logran que la constelación recibida converja rápidamente y consiguen un desempeño muy similar al que se obtiene con el MRC, aunque algunos dB inferior. Sin embargo, cuando se usa una constante de paso muy baja las técnicas secuenciales tardan más tiempo en hacer que la señal recibida converja, pero se adaptan mejor al canal. El algoritmo LMS resulta peor que el propuesto por Jesús Pérez para las constantes de paso utilizadas en este proyecto ya que a valores bajos de la constante de paso no consigue adaptarse al canal cuando este presenta cambios significativos.

Las técnicas secuenciales estudiadas en este proyecto para probar su eficiencia tienen un rendimiento ligeramente inferior al que se obtiene cuando se utilizan técnicas en las que se conoce el canal. Aún así, cuando la constante de paso se adapta a la velocidad de cambio del canal presentan buenos resultados.

A modo de conclusión, las técnicas secuenciales implementadas para realizar la combinación de las señales recibidas cuando no se conoce el canal resultan eficientes si se utilizan con una constante de paso óptima ya que permiten conocer el canal sin malgastar ancho de banda en las transmisiones y, por tanto, velocidad.

Personalmente, este proyecto me ha ayudado a afianzar mis conocimientos adquiridos durante el Grado de Tecnologías de Telecomunicación sobre comunicaciones digitales, especialmente sobre diversidad, así como a mejorar mi programación en Matlab.

7.2. Líneas futuras

Este proyecto presenta varias líneas futuras al respecto. Algunos de esos procesos, que se podrían realizar inmediatamente a partir de este, son:

En primera instancia, podrían haberse comparado las dos técnicas secuenciales estudiadas y comparadas en este proyecto con muchos otros algoritmos para la combinación lineal de las señales recibidas ya que, aunque en este trabajo solo se aborden tres técnicas, existen muchas más.

En segunda, se puede ajustar la constante de paso en los algoritmos utilizados para la combinación de las señales recibidas. De esta manera, la constante de paso utilizada toma el valor óptimo. Esta línea de investigación mejora la SNR de los símbolos recibidos puesto que la convergencia se vuelve menos errática.

Por último, resultaría interesante probar estas técnicas secuenciales en un entorno real, tal y como estaba pensado hacer. Para ello podrían usarse radios definidas por software para implementar el Sistema de Comunicaciones SIMO y un emulador MIMO OTA para evaluar los diversos sistemas inalámbricos con equipamiento accesible, evitando el uso de voluminosas infraestructuras (cámaras anecoicas o cabinas de reverberación) o de costosa instrumentación (emuladores de canal comerciales).

Referencias

- [1] S. Haykin, *Communications Systems*,. tercera edición, John Wiley & Sons, Inc. 1994.
- [2] B. Sklar, *Digital Communications*,. Prentice-Hall International Editions 1988.
- [3] A. B. Carson, *Communication Systems*, tercera edición, McGraw-Hill 1986.
- [4] Andrea Goldsmith, *Wireless Communications*, Cambridge University Press, 2005
- [5] Rappaport, T. S. (1996). *Wireless communications: Principles and practice*. Prentice Hall.
- [6] Romero, J. (2019). *5G La [r]evolución móvil*. Bit,(213), 06-39.
- [7] Cellan-Jones, R. (31 de marzo de 2020). *Coronavirus: 5G 'ciertamente retrasado en Europa y Reino Unido'*. BBC. Recuperado de <https://www.bbc.com/news/technology-52108172>
- [8] The MathWorks, Inc. (2020). *Communications Toolbox* [Página web]. Recuperado el 24-10-2020 de <https://www.mathworks.com/products/communications.html>