

UNIVERSIDAD CARLOS III DE MADRID

ESCUELA POLITÉCNICA SUPERIOR

GRADO EN INGENIERÍA EN TECNOLOGÍAS DE
TELECOMUNICACIÓN



TRABAJO FIN DE GRADO

*Igualación ciega de canal para receptores de
comunicaciones digitales*

AUTORA: ISABEL LÓPEZ ESTRADA
TUTOR: MARCELINO LÁZARO TEJA

10 DE OCTUBRE DE 2016

Trabajo Fin de Grado
IGUALACIÓN CIEGA DE CANAL PARA RECEPTORES
DE COMUNICACIONES DIGITALES

Autora
ISABEL LÓPEZ ESTRADA

Tutor
MARCELINO LÁZARO TEJA

La presentación del presente Trabajo Fin de Grado se realizó el día 10 de octubre de 2016, siendo calificada por el siguiente tribunal:

PRESIDENTE: Juan Diego Álvarez Román

SECRETARIO: Harold Yesid Molina Bulla

VOCAL: Cristina de Dios Fernández

y habiendo obtenido la siguiente calificación:

CALIFICACIÓN:

Leganés, a 10 de octubre de 2016

Agradecimientos

En primer lugar, quiero agradecer este trabajo a mi tutor Marcelino Lázaro por su esfuerzo, ayuda y dedicación, pero sobre todo, por su enorme paciencia conmigo.

Agradecer a mis padres su constante empeño y su apoyo incondicional, que nunca me ha faltado y siempre he necesitado en estos años de carrera. Sin ellos y sin su ayuda no sería la persona que soy ahora mismo. También me gustaría agradecer a mis hermanas Ana y Rocío por ayudarme siempre en todo, y por la paciencia infinita que siempre han tenido conmigo, incluso en las interminables épocas de exámenes, y las largas jornadas de biblioteca.

Nunca hubiera conseguido llegar al lugar en el que me encuentro en este momento sin mis amigos Pablo Moreno y Pablo Díez (los paaabs), quienes nunca han dudado en darme apoyo, cariño, ayuda, alguna que otra práctica resuelta, y sobre todo los mejores momentos de estos años de universidad. Y sin los que, probablemente, nunca hubiera acabado esta carrera.

No me quiero olvidar tampoco de mis amigos Iciar, Mazzu, Juan, Alex, Paloma, Leti, Miquel y de mis queridas Flores, quienes de una forma o de otra, han dejado una huella indeleble en mí, y con los que me queda mucho que vivir todavía. Ni tampoco de Carlos, por “ejecutar” y “guardar como”.

Por último pero no menos importante, me gustaría hacer una mención especial a la Universidad Carlos III de Madrid. Ese lugar en el que me he pasado más tiempo que en mi propia casa, donde he aprendido, crecido y madurado de la mano de mis compañeros. Y gracias a la cual he podido experimentar uno de los mejores años de mi vida universitaria en el Politecnico de Milano, en el curso 2014-2015, conociendo gente y culturas de toda clase, y sobre todo creciendo como persona.

Resumen

En el presente Proyecto Fin de Carrera se presenta una solución al problema de la ISI en los receptores de comunicaciones digitales.

Dicho problema surge a raíz de la digitalización de los sistemas de comunicaciones, que comenzó a mediados del siglo XX con la llamada revolución industrial, y supuso uno de los factores que mayor impacto ha tenido en el enorme desarrollo económico y social de la época.

En España, el reciente informe *España 4.0: el reto de la transformación digital de la economía* elaborado por Roland Berger para Siemens [Roland Berger, 2016] prevé un impacto de más de 120.000 millones de euros sobre el valor añadido bruto de los sectores económicos más relevantes en España, como telecomunicaciones e Internet, turismo, servicios financieros, transporte, infraestructuras, farmacia, salud, energía e industria, en el año 2025 [Hernandis, 2016], y por ello uno de los factores que más interesan a las TIC como factor de crecimiento.

Uno de los elementos clave dentro de las TIC son los sistemas digitales de comunicaciones, que permiten la transmisión a distancia de la información digital necesaria en todo tipo de aplicaciones. Este tipo de sistemas juegan un papel fundamental en múltiples ámbitos.

Así mismo, dentro de los sistemas de comunicaciones, uno de los elementos clave es el receptor, que tendrá que tratar adecuadamente la denominada interferencia intersimbólica, o ISI (del inglés *Inter-Symbol Interference*), que es sin duda el mayor efecto de distorsión que aparece en la práctica en un sistema de comunicaciones digitales.

Para combatir dicho problema existen dos alternativas, la primera de ellas es emplear un detector de secuencia de máxima verosimilitud (MLSD, del inglés *Maximun Likelihood Sequence Detection*), o sino introducir un sub-sistema encargado de compensar la ISI, denominado igualador de canal.

A pesar de que el detector MLSD es la solución óptima, es necesario conocer con precisión la respuesta del canal digital, y el coste computacional asociado a la realización es muy elevado, por lo que en ciertos casos prácticos su utilización puede resultar inviable. Por lo tanto, este trabajo se centra en

los igualadores de canal como solución al problema, y particularmente en los igualadores *ciegos*.

Con estos igualadores *ciegos* no es necesaria la transmisión de una trama de entrenamiento, y en la práctica existen casos o circunstancias donde no es factible la transmisión de dicha secuencia de entrenamiento, por ejemplo en sistemas *broadcast* como la televisión.

Existen diversos algoritmos de igualación ciega de canal, que dependiendo de la información utilizada se pueden agrupar en dos grupos, llevándose a cabo para dicha agrupación el criterio que se basa en la propiedad estadística explotada, y puede dividirse en dos categorías, los métodos basados en estadísticos de segundo orden (SOS del inglés *Second-Order Statistics*), y los métodos basados en estadísticos de orden superior (HOS del inglés *Higher Order Statistics*).

Dentro de los métodos basados en estadísticos de orden superior (HOS), se encuentran dos tipos de algoritmos: los algoritmos de tipo Bussgang, y los basados en cumulantes o polyespectro. Debido a que los algoritmos de tipo Bussgang son los más utilizados y estudiados hoy en día, son los que se han elegido para realizar el trabajo, que se explican en el capítulo 2.

Para poder entender los algoritmos de igualación ciega, primero se ha querido introducir el algoritmo LMS (del inglés *Least Mean Square*) [Widrow y Stearns, 1985] (sección 2.3.1), que a pesar de no ser un algoritmo ciego, es uno de los más conocidos y utilizados, y uno de los más interesantes debido a la similitud de otros algoritmos, al introducir el término de error.

Más adelante surgieron los algoritmos ciegos de igualación tales como el de Sato [Sato, 1975] (sección 2.3.2), el de Godard [Godard, 1980] (sección 2.3.3), el CMA [Godard, 1980] (sección 2.3.4), y los algoritmos guiados (como el guiado por decisión, en la sección 2.3.5, o el guiado por radio (sección 2.3.6). Estos últimos se usan habitualmente en modo duplex con los primeros, para lograr mejores prestaciones.

Sin embargo, en este trabajo se ha querido probar y evaluar un nuevo método de igualación ciega de canal, que se explica en la sección 3.2, y con el cual se propone una función de coste que se puede aplicar tanto *on line* como en bloque.

Para ello, y gracias al estudio llevado a cabo previamente sobre métodos de igualación ciega de canal, se ha querido hacer una comparativa con los algoritmos más significativos y que mejores prestaciones ofrecen a día de hoy.

También se ha querido contar con un grupo de 9 canales distintos entre sí, para la realización de las pruebas de este trabajo. Se trata de canales que se han utilizado con anterioridad en distintos trabajos de igualación sobre métodos de igualación ciega de canal. (Para más información sobre estos canales, consultar el apéndice A).

Para las pruebas, se ha querido dividir el trabajo en dos partes, las pruebas con los métodos *on line* como primera parte, y las pruebas con los métodos

bloque como segunda parte.

En esta primera parte primero se ha comprobado que el nuevo método funciona adecuadamente y cumple el primer objetivo que es combatir la ISI introducida por el canal.

Una vez comprobado el funcionamiento correcto se han querido medir las prestaciones de dicho método. Para ello se ha elegido el algoritmo CMA, que debido a su sencillez, eficacia y robustez es probablemente el más utilizado actualmente.

Se ha partido de los resultados obtenidos con dicho algoritmo como punto de referencia. Esto ha permitido poder comparar los algoritmos propuestos con uno de los algoritmos más fiables a día de hoy, y que mejor prestaciones obtiene.

Con estas pruebas, lo que se pretende conseguir son dos objetivos, que en la práctica son igual de importantes (dependiendo de para qué uso se implemente): alcanzar el menor nivel de ISI residual posible a la salida del canal, y conseguir alcanzar dicho nivel de ISI residual a una gran velocidad.

Para ello se ha jugado con el parámetro de paso (μ), que juega un papel muy importante a la hora de alcanzar el mejor valor de convergencia posible, ya que en función de si μ tiene un nivel mayor o menor, se llegará a alcanzar un valor de ISI residual más o menos bajo (explicado en el apartado 2.3.1). Se han ido probando distintos valores para cada uno de los canales y para cada uno de los algoritmos con los que se trabaja (CMA y el algoritmo propuesto), que se recogen en el capítulo 4 y en el apéndice B.

En el capítulo 4 se muestra sólomente un canal elegido como representante, para poder explicar y analizar los resultados obtenidos, resultando más fácil centrarse solamente en uno, pero pudiendo extrapolar las conclusiones al resto de los canales, cuyos resultados están recogidos en el apéndice B.

De estos resultados se ha podido observar que para todos los canales con los que hemos trabajado (descritos en el apéndice A), el algoritmo que mejor comportamiento presenta cumpliendo la relación *velocidad de convergencia - nivel de ISI residual alcanzado*, es el método propuesto, fijando $L = 3$. A pesar de que fijándose en la velocidad de convergencia las prestaciones son bastantes parecidas, los niveles de convergencia son mucho mejores los alcanzados con el algoritmo propuesto que con el CMA.

En segundo lugar, se han realizado las pruebas con los métodos bloque. Como punto de referencia también se ha elegido el algoritmo CMA, a pesar de existir otros algoritmos que presentan también muy buenas prestaciones como son el método de Shalvi Weinstein [Shalvi y Weinstein, 1993], o el método que aparece en el artículo [Lázaro et al., 2003], que utiliza la formulación de la máquina de vectores soporte (SVM, del inglés *Support Vector Machines*) para la minimización de la función de coste de Godard, no se emplean para la realización de este trabajo, ya que en el artículo [Lázaro et al., 2009] se demuestra que en estos canales el CMA es bastante mejor que el algoritmo de

Shalvi Weinstein, y prácticamente igual que el SVM en cuanto a prestaciones.

Las pruebas de los métodos bloque se han realizado también comparando el método propuesto con el algoritmo CMA, como con los *on line*, pero con estos no hemos ido modificando el parámetro de paso y se ha dejado para todos los canales y para todos los métodos un parámetro de paso adaptativo.

De los resultados obtenidos (recogidos en el capítulo 4 y en el apéndice B), se aprecia que el método propuesto ofrece mejores prestaciones que el algoritmo CMA, tanto en el nivel de ISI residual alcanzado como en la probabilidad de convergencia, lo que hace que el igualador ciego de canal propuesto trabaje mucho mejor combatiendo la ISI que el algoritmo CMA.

De este modo se llega a la conclusión de que el método propuesto ofrece mejores prestaciones que el algoritmo CMA, tanto de manera *on line* como en bloque, y que en modo *on line* la mejor de las opciones es fijando la $L = 3$.

Por lo tanto en este trabajo lo que se ha hecho ha sido en primer lugar identificar el problema de la ISI en los receptores de comunicaciones digitales, y las consecuencias que ésta provoca. Una vez contextualizado el problema se ha llevado a cabo un estudio en profundidad sobre las distintas técnicas que combaten este problema a día de hoy, e identificar cuales son las que mejores prestaciones dan.

A continuación se ha querido presentar el nuevo método propuesto, explicando la formulación empleada y probando si combatía el problema de la ISI adecuadamente.

Y por último se ha llevado a cabo una comparativa con el CMA, como ya se ha comentado.

Summary

In the present thesis it is presents a solution to the problem of the ISI in digital communications receivers.

The problem arises as a result of the digitization of communications systems, which began in the mid-20th century with the so-called industrial revolution, and was one of the factors that greater impact has had on the enormous economic and social development of the era.

In Spain, the recent report *España 4.0: el reto de la transformación digital de la economía* prepared by Roland Berger for Siemens [Roland Berger, 2016] expected an impact of more than 120,000 million gross value added of the most relevant economic sectors in Spain, such as telecommunications and Internet, tourism, financial services, transport, infrastructure, pharmacy, health, energy and industry, in the year 2025 [Hernandis, 2016], and therefore one of the factors that matter most to ICT *Information and Communications Technology* as a growth factor.

One of the key elements within the ICT are digital communications systems, which allow the remote transmission of digital information in all applications. Such systems play a fundamental role in many areas.

Likewise, within the communications systems, one of the key elements is the receiver, you will need to properly treat the so-called *Inter-Symbol Interference*, or ISI, which is undoubtedly the greatest effect of distortion that appears in practice in a digital communication system.

To combat this problem there are two options, the first one is to use a MLSD, or *Maximum Likelihood Sequence Detection*, or but introducing a subsystem responsible for compensating the ISI, known as channel breaker.

While the MLSD detector is the optimal solution, it is necessary to know precisely the response of the digital channel, and the computational cost associated with performing is very high, so in certain cases use can be unviable. Therefore, this work focuses on the equalizers of the channel as a solution to the problem, and particularly in the blind equalizers.

With these leveling blind transmission of a plot of training is not required, and in practice there are cases or circumstances where the transmission of

the training sequence, is not feasible for example in broadcast systems such as television.

There are different algorithms of equalization blind channel, which can be grouped into two groups, taking place for the grouping criterion is based on the statistical property exploited, which can be divided into two categories, depending on the information used, the SOS methods (based on *Second-Order Statistics*), and methods HOS (based on *Higher Order Statistics*).

Methods based on statistics of higher-order (HOS), two types of algorithms include: Bussgang type algorithms, and those based on cumulantes or polyspectro. Because type Bussgang algorithms are the most studied and used today in day, they are those who have chosen to do the job, which are explained in the chapter 2.

In order to understand the blind equalization algorithms, first wanted to introduce the LMS algorithm (*Least Mean Square*) [Widrow y Stearns, 1985] (section 2.3.1) that, despite not being a blind algorithm, is one of the most known and used, and one of the most interesting because of the similarity of other algorithms, by introducing the error term is used.

Later arose the algorithms of blind equalization such as Sato algorithm [Sato, 1975] (section 2.3.2), the Godard algorithm [Godard, 1980] (section 2.3.3), the CMA algorithm [Godard, 1980] (section 2.3.4), and algorithms guided (as guided by the decision, explained in the section 2.3.5, or the Radius Directed Equalization (section 2.3.6). The latter are commonly used in mode duplex with the first, to achieve best performance.

However, in this study wanted to test and evaluate a new method of blind equalization channel, which is explained in the section 3.2, and with which proposes a cost function which can be applied both on-line and in block. To do this, and thanks to the study carried out previously on blind Channel Equalization methods, they wanted to make a comparison with the most significant algorithms and offering best performance today.

Also wanted to have a group of 9 different channels, for the testing of this work. It is channels that have been used previously in different works of equalization on blind Channel Equalization methods. (For more information on these channels, see Appendix A).

For testing, they wanted to divide the work into two parts, testing methods online as the first part, and tests methods block as second part.

In this first part first found that the new method works properly and meets the first objective which is to combat the ISI introduced by the channel.

After checking the correct operation have wanted to measure the performance of this method. This has been chosen the CMA algorithm, which is probably the most widely used today due to its simplicity, efficiency and robustness.

It has started from the results obtained with the algorithm as a point of

reference. This has allowed to compare the algorithms proposed one of the most reliable algorithms today, and that gets better benefits.

With these tests, which intends to achieve are two objectives, which in practice are equally important (depending on for what use is implemented): achieve the lowest possible residual ISI out of the channel, and get this level of residual ISI at a high speed.

To do this, he has played with the step parameter (μ), that plays a very important role in achieving the best possible convergence value, because depending on whether μ has a higher or lower level, will be to reach a value of residual ISI more or less low (explained in the section 2.3.1). We have been trying different values for each of the channels and for each of the algorithms with which it works (CMA and the proposed algorithm), which are collected in the chapter 4 and in the Appendix B.

Chapter 4 shows only a channel chosen as representative, in order to exlicar and analyse the results obtained, resulting in easier focusing only on one, but can extrapolate the findings to the rest of the channels, whose results are included in the Appendix B. Of these results has been observed that for all the channels that we have worked (described in Appendix A), the algorithm that best behavior presents fulfilling the relationship between *speed of convergence-level of ISI residual reached*, is the method proposed, setting $L = 3$. While looking at the speed of convergence benefits are quite similar, convergence levels are much better those achieved with the proposed algorithm than with the CMA algorithm.

Secondly, we have done tests with the block methods. As a reference point the algorithm CMA, although there are other algorithms that also have very good features such as the method of Shalvi-Weinstein [Shalvi y Weinstein, 1993], or the method seen in [Lázaro et al., 2003], that uses the formulation of SVM or *Support Vector Machines* for the minimization of the role of cost of Godard, not used for the realization of this work, because that article [Lázaro et al., 2009] is shown in these channels the CMA is much better than the algorithm of Shalvi-Weinstein, and practically equal to the SVM in terms of performance.

Tests for methods block have performed also by comparing the proposed method with the CMA algorithm, as the online, but with these we have not been changing the step parameter and a parameter of Adaptive step has been left for all channels and for all methods.

The results obtained (collected in the chapter 4 and in the Appendix B), It can be seen that the proposed method offers better performance than the algorithm CMA, both at the level of residual ISI reached as the probability of convergence, which makes the proposed channel blind Equalizer work much better fighting the ISI that the CMA algorithm.

Thus comes to the conclusion that the proposed method offers better performance than the CMA, in its way online and block algorithm, and in

online mode is the best option by setting the $L = 3$.

Therefore in this work which has been first identified the problem of the ISI in digital communications receivers, and the consequences that this causes. Once contextualized the problem a study has been conducted in depth about different techniques that combat this problem today, and identify which are the ones that give better performance.

They then wanted to present the new method proposed, explaining the used formulation and testing if it fought the ISI problem properly.

And finally be carried out a comparison with the CMA, as already mentioned.

Índice General

1. Motivación y objetivos	1
1.1. Motivación del trabajo	1
1.2. Objetivos del trabajo	5
1.3. Estructura de la memoria	6
2. Estado del arte	7
2.1. Planteamiento del problema	7
2.1.1. Sistemas digitales de comunicaciones	8
2.1.2. La interferencia entre símbolos (ISI)	10
2.2. Igualación de canal	11
2.3. Igualación ciega de canal	14
2.3.1. Algoritmo LMS (no ciego)	14
2.3.2. Algoritmo de Sato	15
2.3.3. Algoritmos de Godard	18
2.3.4. CMA	18
2.3.5. Algoritmos guiados por decisión	19
2.3.6. Algoritmos guiados por radio	20
2.4. Algoritmos bloque	22
2.5. Presentación de los resultados	22
2.5.1. Diagrama de dispersión	22
2.5.2. Nivel de ISI residual	23
3. Opciones de diseño	25
3.1. Alternativas de diseño	25
3.2. Algoritmos propuestos	26
3.2.1. Función de coste para constelaciones reales	26
3.2.2. Extensión para constelaciones complejas	28
3.3. Metodología	28
4. Resultados	31
4.1. Pruebas con métodos <i>on line</i>	32
4.1.1. Primer grupo de canales (<i>on line</i>)	32
4.1.2. Segundo grupo de canales (<i>on line</i>)	35
4.2. Pruebas con métodos bloque	40

4.2.1. Primer grupo de canales (bloque)	40
4.2.2. Segundo grupo de canales (bloque)	43
5. Conclusiones	45
5.1. Análisis del método	45
5.2. Análisis de las prestaciones	45
A. Canales utilizados	47
A.1. Canales	47
B. Resultados del resto de canales.	57
B.1. Métodos <i>on line</i>	57
B.2. Métodos bloque	69
C. Etapas del trabajo y presupuesto.	79
C.1. Diagrama de GANT	79
C.2. Presupuesto del trabajo	80
C.2.1. Coste material	80
C.2.2. Coste del personal involucrado en el proyecto.	80
C.2.3. Coste total del proyecto.	81
D. Introduction and conclusions, English version.	83
D.1. Introduction.	83
D.2. Conclusions	87
D.2.1. The analysis of the method	87
D.2.2. The analysis of performance	87

Lista de Figuras

2.1.	Esquema de un transmisor digital.	9
2.2.	Esquema de un receptor digital.	9
2.3.	Sistema SISO paso banda.	10
2.4.	Canal discreto equivalente.	10
2.5.	Diagrama de bloques de un igualador genérico.	12
2.6.	Diagrama de bloques de un igualador lineal.	12
2.7.	Esquema del algoritmo de igualación adaptativo.	13
2.8.	Constelación 16-QAM, con los 16 símbolos representados por círculos, con un color por cada cuadrante, y los cuatro valores de $(\pm\alpha, \pm\alpha)$, los cuatro puntos de referencia del algoritmo de Sato en constelaciones complejas (en este caso con $\alpha = 2.5$), representados por cuadrados con el color correspondiente al cuadrante.	17
2.9.	Constelación 16-QAM junto con el valor de radio de referencia del algoritmo CMA, en este caso $\sqrt{R_2} = 3.6332$	19
2.10.	Constelación 16-QAM junto con las regiones de decisión de cada símbolo de la constelación.	20
2.11.	Constelación 16-QAM junto con los tres valores de radio de referencia del algoritmo RDA, en este caso $\sqrt{R_1^2} = \sqrt{2}$, $\sqrt{R_2^2} = \sqrt{10}$, $\sqrt{R_3^2} = \sqrt{18}$, y sus símbolos asociados representados con un color diferente por cada valor de radio.	21
2.12.	Diagrama de dispersión de un 16-QAM	23
4.1.	Evolución del nivel de ISI residual para los distintos metodos para el canal 5; en función del número de iteraciones.	33
4.2.	Evolución del nivel de ISI residual para los distintos metodos para el canal 5; en función del número de iteraciones, con un parámetro de paso mayor.	34
4.3.	Evolución del nivel de ISI residual para los distintos metodos para el canal 8; en función del número de iteraciones.	36
4.4.	Evolución del nivel de ISI residual para los distintos metodos para el canal 8; en función del número de iteraciones, con un parámetro de paso mayor.	36

4.5. Evolución del nivel de ISI residual para los distintos metodos para el canal 3; en función del número de iteraciones.	37
4.6. Evolución del nivel de ISI residual para los distintos metodos para el canal 3; en función del número de iteraciones, con un parámetro de paso mayor.	38
4.7. Evolución del nivel de ISI residual para los distintos metodos para el canal 6; en función del tamaño de bloque.	41
4.8. Evolución de la probabilidad de convergencia para los distintos metodos para el canal 6; en función del tamaño de bloque.	42
4.9. Evolución del nivel de ISI residual para los distintos metodos para el canal 3; en función del tamaño de bloque.	43
4.10. Evolución de la probabilidad de convergencia para los distintos metodos para el canal 3; en función del tamaño de bloque.	44
A.1. Canal 1	48
A.2. Canal 2	49
A.3. Canal 3	50
A.4. Canal 4	51
A.5. Canal 5	52
A.6. Canal 6	53
A.7. Canal 7	54
A.8. Canal 8	55
A.9. Canal 9	56
B.1. Evolución del nivel de ISI residual para los distintos metodos para el canal 1	59
B.2. Evolución del nivel de ISI residual para los distintos metodos para el canal 2	61
B.3. Evolución del nivel de ISI residual para los distintos metodos para el canal 4	63
B.4. Evolución del nivel de ISI residual para los distintos metodos para el canal 6	64
B.5. Evolución del nivel de ISI residual para los distintos metodos para el canal 7	66
B.6. Evolución del nivel de ISI residual para los distintos metodos para el canal 9	68
B.7. Evolución del nivel de ISI residual y de la probabilidad de convergencia para los distintos metodos para el canal 1	70
B.8. Evolución del nivel de ISI residual y de la probabilidad de convergencia para los distintos metodos para el canal 2	71
B.9. Evolución del nivel de ISI residual y de la probabilidad de convergencia para los distintos metodos para el canal 3	72
B.10. Evolución del nivel de ISI residual y de la probabilidad de convergencia para los distintos metodos para el canal 4	73

B.11.Evolución del nivel de ISI residual y de la probabilidad de convergencia para los distintos metodos para el canal 5	74
B.12.Evolución del nivel de ISI residual y de la probabilidad de convergencia para los distintos metodos para el canal 6	75
B.13.Evolución del nivel de ISI residual y de la probabilidad de convergencia para los distintos metodos para el canal 7	76
B.14.Evolución del nivel de ISI residual y de la probabilidad de convergencia para los distintos metodos para el canal 8	77
B.15.Evolución del nivel de ISI residual y de la probabilidad de convergencia para los distintos metodos para el canal 9	78
C.1. Diagrama de Gantt	79

Lista de Tablas

4.1. Menor nivel ISI residual, canal 5. Valores obtenidos y representados en la Figura 4.1	35
4.2. Mayor velocidad de convergencia, canal 5. Valores obtenidos y representados en la Figura 4.2	35
4.3. Menor nivel ISI residual, canal 3. Valores obtenidos y representados en la Figura 4.5	39
4.4. Mayor velocidad de convergencia, canal 3. Valores obtenidos y representados en la Figura 4.6	39
B.1. Menor nivel ISI residual, canal 1.	58
B.2. Mayor velocidad de convergencia, canal 1.	58
B.3. Menor nivel ISI residual, canal 2.	60
B.4. Mayor velocidad de convergencia, canal 2.	60
B.5. Menor nivel ISI residual, canal 4.	62
B.6. Mayor velocidad de convergencia, canal 4.	62
B.7. Menor nivel ISI residual y mayor velocidad de convergencia, canal 6.	64
B.8. Menor nivel ISI residual, canal 7.	65
B.9. Mayor velocidad de convergencia, canal 7.	65
B.10. Menor nivel ISI residual, canal 9.	67
B.11. Mayor velocidad de convergencia, canal 9.	67

Capítulo 1

Motivación y objetivos

En este capítulo en primer lugar se van a presentar los aspectos que han motivado la realización de este trabajo, teniendo en cuenta el entorno socio-económico en que se ubica y el marco regulador aplicable. A continuación se describirán los objetivos planteados para este Trabajo Fin de Grado. Finalmente, se presentará la estructura de esta memoria, resumiendo el contenido de cada uno de los capítulos.

1.1. Motivación del trabajo

Uno de los factores que mayor impacto ha tenido en el enorme desarrollo económico y social que se ha producido desde mediados del siglo XX ha sido la denominada *Revolución Digital*, a la que debido a su importancia se ha denominado también en ocasiones como la tercera revolución industrial. La Unión Internacional de Telecomunicaciones, o ITU (del inglés *International Telecommunication Union*), en su página de preguntas frecuentes responde a la pregunta “¿Qué es la revolución digital?” de la forma siguiente [[Unión Internacional de Telecomunicaciones \(ITU\), 2016](#)]:

“El rápido desarrollo de las tecnologías de la información y las comunicaciones y la innovación de los sistemas digitales representan una revolución, que ha cambiado fundamentalmente la manera en que la gente piensa, actúa, comunica, trabaja y gana su sustento. La llamada revolución digital ha forjado nuevas modalidades de crear conocimientos, educar a la población y transmitir información. Ha reestructurado la forma en que los países hacen negocios y rigen su economía, se gobiernan y comprometen políticamente. Ha proporcionado la entrega rápida de ayuda humanitaria y asistencia sanitaria, y una nueva visión de protección del medio ambiente. Y hasta ha creado nuevas formas de entretenimiento y ocio. Puesto que el acceso a la información y los conocimientos es un requisito previo para conseguir los Objetivos de

Desarrollo del Milenio (ODM), tiene la capacidad de mejorar el nivel de vida de millones de personas en todo el mundo. Además, una mejor comunicación entre los pueblos permite solucionar los conflictos y alcanzar la paz mundial.”

Por poner algunos ejemplos que ayuden a cuantificar el impacto del uso de las tecnologías de la información y las comunicaciones (TIC), la Comisión Europea estima que la implantación del Mercado Único Digital supondría una contribución de unos 450 billones de euros por año en la economía de la Unión Europea, y que se crearían en torno a 250.000 nuevos puestos de trabajo antes del año 2020 [Comisión Europea, 2016a]. En España, el reciente informe *España 4.0: el reto de la transformación digital de la economía* elaborado por Roland Berger para Siemens [Roland Berger, 2016] prevé un impacto de más de 120.000 millones de euros sobre el valor añadido bruto de los sectores económicos más relevantes en España, como telecomunicaciones e Internet, turismo, servicios financieros, transporte, infraestructuras, farmacia, salud, energía e industria, en el año 2025 [Hernandis, 2016].

Aunque el efecto de la revolución digital lleva produciéndose desde mediados del siglo XX, y ha generado notables cambios socio-económicos, su efecto en los próximos años se prevé incluso mayor. Más del 70 % de directivos encuestados en Estados Unidos, China, Australia, India, Japón, Reino Unido, Alemania, Francia, España e Italia por la consultora KPMG para el informe *Global CEO Outlook 2016* [KPMG, 2016] (la encuesta se realizó sobre más de 120.000 directivos) cree que las empresas sufrirán en los próximos tres años procesos de reestructuración interna más radicales de los que se realizaron en las últimas cinco décadas. Además, el 77 % de los encuestados a nivel global (y el 80 % en España) considera que la apuesta por la innovación representa uno de los principales capítulos de su agenda [Constantini, 2016].

Las TIC son también importantes como factor de crecimiento en los países en desarrollo, tanto en el ámbito económico como en el ámbito social. El Banco Mundial tiene diferentes proyectos y programas para el uso de las TIC en estos países [Banco Mundial, 2016a]. La extensión del uso de las TIC se considera esencial en este ámbito para el estímulo de un desarrollo sostenible, del desarrollo de nuevos servicios, y como ayuda al desarrollo social. Un claro ejemplo es la colaboración del Banco Mundial con la UNESCO en el desarrollo del uso de las TIC en la educación [Banco Mundial, 2016b].

Debido a la gran importancia de las TIC, todos los países disponen de algún tipo de agenda digital para la planificación de la inversión para la investigación y el desarrollo de estas tecnologías. En España, esta agenda depende de los Ministerios de Industria, Energía y Turismo y de Hacienda y Administraciones Públicas, y tiene dedicado el sitio web [Gobierno de España, 2016]. Y en esta agenda resulta fundamental la inversión para el desarrollo de estas tecnologías. En la Unión Europea, en el Programa Marco Horizonte 2020 [Comisión Europea, 2016b], debido a que el sector de las TIC está relaciona-

do con el 50 % del crecimiento de la productividad en la Unión, la partida dedicada a este sector ha aumentado en un 25 % respecto a la del anterior Programa Marco (el Séptimo Programa Marco o FP7). Esto supone que el sector TIC generará el 25 % del gasto total en Investigación y Desarrollo (I+D) [Comisión Europea, 2016c].

Uno de los elementos clave dentro de las TIC son los sistemas digitales de comunicaciones, que permiten la transmisión a distancia de la información digital necesaria en todo tipo de aplicaciones. Este tipo de sistemas juegan un papel fundamental en múltiples ámbitos. Por citar sólo algunos ejemplos:

- El desarrollo de los sistemas de comunicaciones personales, para voz y datos de distintas generaciones (3G, 4G, 5G), y provisión de servicios al usuario a través de los distintos operadores de telefonía. Según el *Informe sobre la Medición de la Sociedad de la Información 2015*, elaborado por la ITU [Unión Internacional de Telecomunicaciones (ITU), 2015], el número de usuarios de telefonía móvil en 2015 era de aproximadamente 7.300 millones y la población cubierta por la red móvil de telefonía se acerca al 95 % de la población. Además, el precio medio de los servicios de telefonía móvil continúa bajando en todo el mundo, lo que se complementa con la demanda de mayores capacidades de transmisión para poder dar soporte a nuevos servicios.
- La gestión del tráfico aéreo, en la que la seguridad de la navegación aérea, y la eficiencia operativa de la misma se basa en el uso conjunto de sistemas de comunicaciones, navegación y vigilancia. Este concepto se sintetiza en el acrónimo CNS /ATM (del inglés *Communication, Navigation and Surveillance for Air Traffic Management*). En este ámbito, los sistemas de comunicaciones digitales han ido ganando importancia, ya que incluso algunos sistemas de navegación o de vigilancia se basan en la transmisión y procesado de información digital. En particular, en este momento se está desarrollando la nueva infraestructura de sistemas de comunicaciones digitales dentro de los programas Next-Gen [FAA, 2016], financiado en EE.UU. por la FAA (del inglés, *Federal Aviation Administration*), y SESAR [Comisión Europea, 2016d], financiado por la Comisión Europea dentro del Plan Maestro Europeo de Gestión del Tráfico Aéreo (*European ATM Master Plan* textb [EUROCONTROL, 2016]). El desarrollo de estos proyectos está siendo coordinado por la Organización Internacional de Aviación Civil, ICAO (del inglés *International Civil Aviation Organization*)
- Sistemas de comunicaciones por satélite para comunicaciones militares. En este ámbito en España, la Dirección General de Armamento y Material (DGAM) estima que el Ministerio de Defensa deberá realizar una inversión de 1.740 millones de euros en el período 2016-2030 en el

sector de satélites. De esta cantidad, el 46 % correspondería al ámbito de los sistemas de comunicaciones [Carrasco, 2015].

Dentro de los sistemas de comunicación, uno de los elementos clave es el receptor, que tendrá que tratar adecuadamente la denominada interferencia intersimbólica, o ISI (del inglés *Inter-Symbol Interference*), que es sin duda el mayor efecto de distorsión que aparece en la práctica en un sistema de comunicaciones digitales [Artés-Rodríguez et al., 2007, Proakis, 1995]. Uno de los tipos de receptores más utilizados para combatir los efectos de la ISI son los basados en los conocidos como igualadores de canal, y en particular los denominados igualadores ciegos [Ding y Li, 2001]. En este tipo de receptores, el igualador utiliza el conocimiento estadístico de la señal recibida para compensar las distorsiones introducidas durante la transmisión. El adjetivo “ciego” hace referencia a que esta función se realiza sin requerir el conocimiento de la respuesta del canal de comunicaciones, ni el envío de una secuencia de referencia para el diseño de los parámetros del igualador. En este trabajo se analizarán las prestaciones de un nuevo método de diseño de igualadores ciegos de canal, y se compararán sus prestaciones con las obtenidas con los métodos clásicos de igualación más conocidos.

En cuanto al marco regulador aplicable, el ámbito de las telecomunicaciones requiere de una regulación a distintos niveles. En primer lugar, a nivel mundial existen organismos reguladores de las telecomunicaciones, como La ITU, formada por 193 naciones, y cuyo principal objetivo es armonizar las Telecomunicaciones a nivel mundial. En particular, se encarga de la regulación del uso espectro radieléctrico, y de garantizar la compatibilidad de los nuevos sistemas que se van desarrollando. Otro de los organismos reguladores más importantes es la Organización Internacional de Normalización, o ISO (del inglés *International Organization for Standardization*), formada por 163 organismos nacionales de estandarización (En España: AENOR, *Asociación Española de Normalización y Certificación*). Está dedicada a facilitar el mercado internacional y proporciona normas (como por ejemplo ISO 9000: gestión de la calidad).

A nivel nacional, el marco regulador básico lo impone la Ley General de Telecomunicaciones (LGT), actualmente la Ley 9/2014 de 10 mayo [Jefatura del Estado, 2014], que deroga la anterior LGT 32/2003 de 3 de noviembre. El principal objetivo que se pretende alcanzar con esta ley es mejorar la libre competencia y facilitar la inversión, y garantizar que en 2017, el 100 % de los hogares tenga acceso a comunicaciones de banda ancha a 10 Mbps y en 2020, a 30 MBps (100 %), con más del 50 % a 100 Mbps. Partiendo de esta regulación básica, la regulación específica para un cierto sistema digital de comunicaciones dependerá de sus características y de su ámbito específico de aplicación. En este trabajo, en el que se considera el diseño de igualadores ciegos de canal para receptores de comunicaciones digitales, no

se ha considerado ninguna aplicación concreta, sino que se trata de evaluar las prestaciones generales de los algoritmos propuestos.

Siguiendo a nivel de este trabajo, es preciso hacer varias consideraciones. Por un lado, es necesario tener en cuenta las posibles patentes a las que pueden estar sujetos algunos algoritmos. Ninguno de los algoritmos considerados está sujeto a patentes. Por otro lado, el trabajo consiste en la simulación software de igualadores de canal, por lo que hay que tener también en cuenta las licencias de software necesarias para poder realizar las simulaciones, lo que incluye el sistema operativo y el software de simulación utilizado, en este caso Windows 10 y MATLAB, respectivamente. Finalmente, ha sido necesario elaborar una memoria del trabajo y la presentación para la defensa del mismo. Tanto la memoria como la presentación han sido realizadas con \LaTeX [Lamport, 1985], un sistema de composición de textos orientado a la creación de documentos escritos que presenten una alta calidad tipográfica. Es multiplataforma y de código abierto, por lo tanto no ha habido que asumir licencia para su utilización.

1.2. Objetivos del trabajo

En el presente trabajo lo que se pretende es presentar una nueva solución al problema encuadrado dentro del marco socio-económico expuesto en la sección anterior D.1, que presente mejores prestaciones que lo que nos podamos encontrar actualmente en el mercado.

Por ello el principal objetivo que se plantea en este trabajo es conocer la problemática de la ISI en los receptores de comunicaciones digitales, y estudiar las distintas técnicas para combatir este problema.

Se ha querido hacer un estudio en profundidad de los distintos métodos de igualación ciega de canal para así, durante el diseño, poder elegir con buen criterio con cual de todos los métodos existentes hoy en día nos decantaríamos para este trabajo.

Para ello primero se ha querido exponer las distintas soluciones presentes para el problema (presentado en el apartado 2.1), y centrándonos en una, analizar las distintas técnicas como métodos y algoritmos.

Una vez analizadas las técnicas se ha presentado la solución propuesta para este trabajo (en el capítulo 3), y haciendo una comparativa con los métodos existentes, se pretende que mejore tanto en velocidad como en calidad a dichos métodos.

Por lo tanto los objetivos principales de este trabajo han sido en primer lugar presetar un nuevo algoritmo de igualación ciega de canal, y en segundo lugar, comprobar si mejora las prestaciones de los algoritmos y métodos

utilizados.

1.3. Estructura de la memoria

Para finalizar este capítulo se presenta la estructura de esta memoria.

En el capítulo 1 se han presentado las motivaciones y objetivos de este trabajo contextualizándolo en su entorno socio-económico, y discutiendo el marco regulatorio aplicable.

En el capítulo 2 se presentan los antecedentes en las telecomunicaciones, centrándose sobre todo en las distintas técnicas de igualación de canal que se han ido utilizando hasta día de hoy.

En el capítulo 3 se lleva a cabo una selección de los algoritmos que se van a utilizar para el diseño del trabajo. En éste capítulo también se presentan los algoritmos y técnicas de igualación ciega de canal que se proponen y con los que se han realizado las pruebas recogidas en éste trabajo. Además, se recoge la metodología empleada en la realización del trabajo.

En el capítulo 4 se presentan los resultados obtenidos de las pruebas realizadas, así como un análisis de los mismos para poder sacar conclusiones sobre las prestaciones y el funcionamiento del nuevo algoritmo.

En el capítulo 5 se comentan las conclusiones sacadas a partir del análisis realizado de los resultados presentados en el capítulo anterior.

En el apéndice A se presentan los 9 canales distintos utilizados para las pruebas de este trabajo junto con su transformada Z , su respuesta en frecuencia, junto a su diagrama de ceros y polos.

En el apéndice B se muestran los resultados obtenidos de todas las pruebas realizadas, de todos los canales. Primero las pruebas de los métodos *on line* y luego las de los métodos bloque, explicadas en el capítulo 4.

En el apéndice C se presenta el diagrama de GANT en el que muestran las distintas fases del trabajo, y el cálculo del presupuesto total invertido en el trabajo.

En el apéndice D se recogen los capítulos de introducción y conclusiones escritos en inglés. Se presentan en español y en inglés para conseguir un hilo uniforme en todo el trabajo en español.

Capítulo 2

Estado del arte

En este capítulo se resume el estado del arte en el ámbito de este trabajo fin de grado. En particular, se introducen los sistemas de comunicaciones digitales y el problema de la interferencia intersimbólica, y se presentan los igualadores ciegos de canal como alternativa para combatir los problemas que genera. También se describen algunas de las distintas técnicas y métodos que se han empleado con mayor frecuencia para el diseño de dichos igualadores ciegos de canal.

2.1. Planteamiento del problema

Como se ha comentado en el Capítulo 1, los sistemas de comunicaciones digitales forman parte sustancial de la denominada revolución digital, que ha sido uno de los factores más importantes del desarrollo socio-económico producido en las últimas décadas, y seguirá siendolo en los próximos años.

Un sistema de comunicaciones es un sistema cuyo principal objetivo es la transmisión de información entre dos puntos, que se pueden demoninar origen y destino de la comunicación. Atendiendo al formato en el que se transmite la información, los sistemas de comunicaciones se dividen en sistemas analógicos y sistemas digitales. En los primeros, la información se codifica en una forma de onda de una señal eléctrica o electromagnética. Estas señales en tiempo continuo se denominan señales analógicas. En los segundos, la información se codifica en una secuencia de símbolos con un alfabeto finito. El ejemplo más habitual son los sistemas binarios, donde la información consiste en una secuencia de unos y ceros [Proakis y Salehi, 2002]. A este formato se le suele llamar formato digital.

Los sistemas de comunicaciones digitales tienen múltiples ventajas sobre los sistemas de comunicaciones analógicos, lo que ha hecho que en la actualidad predominen claramente sobre los sistemas analógicos [Lázaro, 2014]. La

más importante de ellas es la conocida como capacidad de regeneración. El hecho de que la información se codifique en una secuencia de dos posibles estados, hace posible estimar cuál de esos estados se ha transmitido en cada instante. El problema se plantea como un problema estadístico de detección, y permite fijar, con una precisión arbitraria, la probabilidad con la que se cometen errores en la estima de los bits transmitidos. Esta probabilidad de error es la que define la calidad de un sistema digital de comunicaciones.

Los principios de funcionamiento básicos de estos sistemas fueron introducidos por Claude Shannon en 1948 [Shannon, 1948], cuyo trabajo dio lugar a la conocida como Teoría de la Información, que ha tenido una gran relevancia desde entonces, y no sólo en el ámbito de los sistemas de comunicaciones [Cover y Thomas, 1991].

A continuación se realizará una breve introducción a los sistemas de comunicaciones digitales, con una clasificación de sus diferentes tipos, y presentando sus elementos funcionales más importantes. Después de esta introducción, se formulará el problema de la interferencia intersimbólica, sin duda la distorsión más importante que afecta a los sistemas de comunicaciones digitales.

2.1.1. Sistemas digitales de comunicaciones

La diferencia fundamental entre las comunicaciones digitales y las analógicas es que en las segundas el número de posibles formas de onda por transmitir es infinito mientras que en una comunicación digital el emisor solo tiene a su disposición un conjunto finito y discreto de formas de onda que debe hacer corresponder con los bits por transmitir. Es importante resaltar que en el contexto de las comunicaciones digitales el proceso de la comunicación se efectúa independientemente del tipo de información que se envía.

Los elementos principales de los que está compuesto un sistema de comunicaciones digital son un transmisor digital, y un receptor digital, además de un canal de comunicaciones [Artés-Rodríguez et al., 2007]. Las Figura 2.1 y Figura 2.2 Mustran los módulos funcionales de los que se componen en el transmisor y receptor, respectivamente. En ambas figuras se distinguen dos tipos de bloques, los representados en color azul son los codificadores y decodificadores, que trabajan con bits; y los representados en color negro son el modulador de la señal de entrada y el demodulador de la señal de salida.

En el transmisor digital, el modulador digital se encarga de transmitir una secuencia de símbolos (generalmente bits, $B_b[l]$) a través de un canal de comunicaciones (señal electromagnética $s(t)$)

En el receptor digital, el demodulador digital se encarga de la recuperación de la secuencia de símbolos (bits, $\hat{B}_b[l]$) a partir de la señal recibida través

de una canal de comunicaciones, $r(t)$.

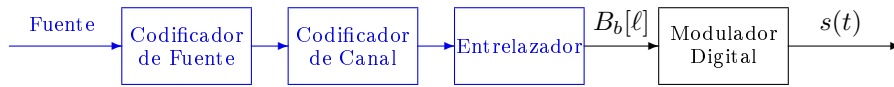


Figura 2.1: Esquema de un transmisor digital.

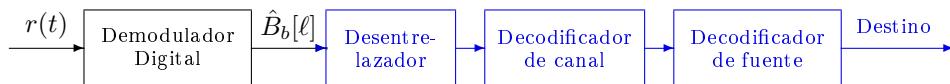


Figura 2.2: Esquema de un receptor digital.

Existen diferentes tipos de sistemas de comunicación según el periodo de muestreo, o número de antenas transmisoras y receptoras. Estos sistemas se dividen en:

- Sistemas SISO (del inglés *single - input - single - output*) que es el modelo más intuitivo ya que sólo tiene una entrada en el canal, y sólo una salida. Cuentan sólo con una antena en transmisión y otra en recepción, y el muestreo de la señal transmitida se realiza a tiempo de símbolo.
- Sistemas SIMO (del inglés *single - input multiple - output*) que cuenta con una entrada y múltiples salidas, con una antena en transmisión y más de una en recepción. La señal se muestrea a una tasa superior a la tasa de símbolo (también conocido como muestreo fraccionario).
- Sistemas MIMO (del inglés *multiple - input - multiple - output*) con múltiples entradas y múltiples salidas, cuentan con más de una antena en transmisión y recepción, y al igual que los anteriores, la señal se muestrea a una tasa superior a la tasa de símbolo.

Este trabajo ha querido centrarse en los sistemas SISO, debido principalmente al impacto económico que puede causar instalar una o más antenas en transmisión y recepción, por ello a partir de este momento se asume sistema de comunicaciones digitales SISO.

Un sistema de comunicaciones digitales SISO está compuesto por un conjunto de elementos dispuestos tal y como se muestra en la Figura 2.3

En la Figura 2.3 se se pueden apreciar los distintos bloques de los que está compuesto el sistema, donde $g(t)$ corresponde al transmisor y $f(t)$ al receptor, y para referirnos al sistema representado en la misma, existe un sistema equivalente, que corresponde con la Figura 2.4:

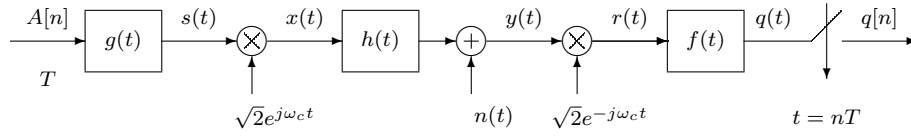


Figura 2.3: Sistema SISO paso banda.

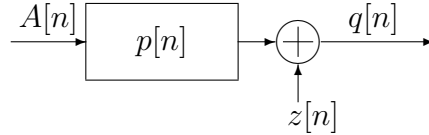


Figura 2.4: Canal discreto equivalente.

En la Figura 2.4 se representa $A[n]$ como la señal de entrada al sistema, un bloque denominado $p[n]$, que es el canal causal con memoria K_p muestras: $p[0], p[1], \dots, p[K_p]$ ($K_p + 1$ coeficientes); y $z[n]$ corresponde al ruido blanco y gaussiano, con varianza: σ_z^2 .

A la salida del demodulador se observa $q[n]$, que es igual a la señal de entrada por el canal, y convolucionado todo eso con el ruido, y a partir del cual se estima $\hat{A}[n - d]$, que corresponde a la señal de entrada $A[n]$ con un posible retardo d , a partir de $q[n]$. De este modo, idealmente la salida del canal discreto equivalente quedaría:

$$q[n] = A[n - d] \quad (2.1)$$

La razón de introducir un retardo d es que se mejoran las prestaciones, ya que al invertir el canal, la inversa estable teóricamente puede no ser causal. Esto en la práctica significa que es necesario introducir un retardo en el igualador (forma habitual de convertir una respuesta no causal en causal).

Sin embargo, la realidad es que a esa salida hay que sumarle la interferencia entre símbolos (ISI, del inglés *intersymbol interference*), y el ruido (Véase el apartado 2.1.2). [Sala-Alvarez y Vazquez-Grau, 1997] [Proakis, 1995].

A continuación se define la ISI, uno de los problemas más estudiados en los receptores de los sistemas de comunicaciones digitales.

2.1.2. La interferencia entre símbolos (ISI)

La ISI consiste en el solapamiento del símbolo actual que se quiere recibir con otros símbolos en un sistema de transmisión digital, hasta el punto de

que el receptor puede no distinguir correctamente entre cambios de estado.

Como se ha comentado en el apartado anterior 2.1.1, idealmente la salida del canal discreto equivalente debería quedar: $q[n] = A[n - d]$. Pero la realidad es que no es así, como puede verse en la relación obtenida del canal discreto equivalente, y como se calcula en la ecuación 2.2, donde se puede observar que, como se comentó en el párrafo anterior, la ISI se calcula como el solapamiento de los símbolos anteriores, y por lo tanto en la salida del canal es inevitable la presencia de ISI y ruido.

Tal y como se

$$\begin{aligned} q[n] &= A[n] * p[n] + z[n] = \\ &= A[n - d] * p[d] + \underbrace{\sum_{k \neq d} A[n - k] p[k]}_{\text{ISI}} + z[n] \end{aligned} \quad (2.2)$$

En recepción, para combatir el problema de la ISI, se han utilizado diversas técnicas, y se siguen utilizando a día de hoy, siendo las más comunes, utilizar un detector de secuencias de máxima verosimilitud (MLSD, del inglés *Maximum Likelihood Sequence Detection*), o introducir un subsistema encargado de compensar la ISI, denominado igualador de canal.

El detector MLSD permite realizar la decodificación óptima en presencia de la ISI, el cual usa el algoritmo de Viterbi [Artés-Rodríguez et al., 2005]. Sin embargo, en la práctica, su utilización está muy limitada debido fundamentalmente a dos factores: en primer lugar, es necesario conocer con precisión la respuesta del canal digital; y en segundo lugar, el coste computacional asociado a la implementación del algoritmo puede hacerlo inviable ya que su complejidad crece de forma exponencial con el tamaño de la constelación y la memoria del canal. Se opta entonces por una solución sub-óptima: la igualación de canal, que se describe a continuación en la sección 2.2.

2.2. Igualación de canal

La igualación de canal es una técnica que se utiliza en recepción para solucionar el problema de la ISI (explicado en el apartado 2.1).

La idea original de la igualación de canal es introducir un bloque (el ecualizador o igualador) a la salida del demodulador digital, capaz de eliminar la ISI o al menos reducirla considerablemente, de tal forma que se pueda seguir utilizando un detector clásico, de los que operan símbolo a símbolo.

Gráficamente se observa que el problema consiste en que el igualador recibe unas observaciones $q[n]$ de las cuales, tratando de eliminar o reducir

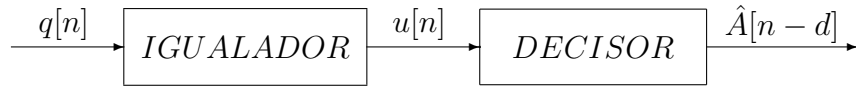


Figura 2.5: Diagrama de bloques de un igualador genérico.

la ISI y el ruido, se obtiene como salida una estimación de $A[n]$ (símbolos de entrada del canal), denotada $u[n]$. Esta estimación $u[n]$ en general no es un elemento de la constelación, por lo tanto tiene que pasar por un proceso de decisión símbolo a símbolo, del cual se obtiene $\hat{A}[n-d]$, que ya si que sería un elemento de la constelación, con un retardo d añadido. La razón de introducir este retardo d está explicada en la sección 2.1.1.

Para hallar la estimación $u[n]$, se puede considerar un filtro lineal o no lineal. El caso más frecuente es utilizar un filtro lineal y causal con memoria K_w ($K_w + 1$ coeficientes definidos con el vector de la ecuación 2.3), tal y como se muestra a continuación en la figura 2.6.

$$\mathbf{w} = \begin{bmatrix} w[0] \\ w[1] \\ \dots \\ w[K_w] \end{bmatrix} \quad (2.3)$$

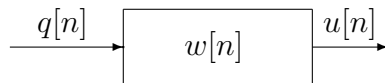


Figura 2.6: Diagrama de bloques de un igualador lineal.

Donde $u[n]$ es la salida del igualador lineal, que idealmente quedaría $u[n] = A[n-d]$, sin embargo en la práctica no es así, y quedaría $A[n-d]$ multiplicada por un factor de escala o cursor $c[d]$, más la ISI residual resultante, más un ruido filtrado, como se ve en la ecuación.

$$\begin{aligned}
u[n] &= q[n] * w[n] = & (2.4) \\
&= A[n] * \underbrace{p[n] * w[n]}_{c[n]} + \underbrace{z[n] * w[n]}_{z'[n]} = \\
&= A[n-d]c[d] + \underbrace{\sum_{k \neq d} A[n-k]c[k]}_{\text{ISI residual}} + \underbrace{z[n] * w[n]}_{\text{ruido filtrado}}
\end{aligned}$$

Este tipo de igualadores lineales, son comunmente denominados: *Linear Transversal Equalizer* (LTE), y es en el tipo de igualadores que se va a centrar el trabajo.

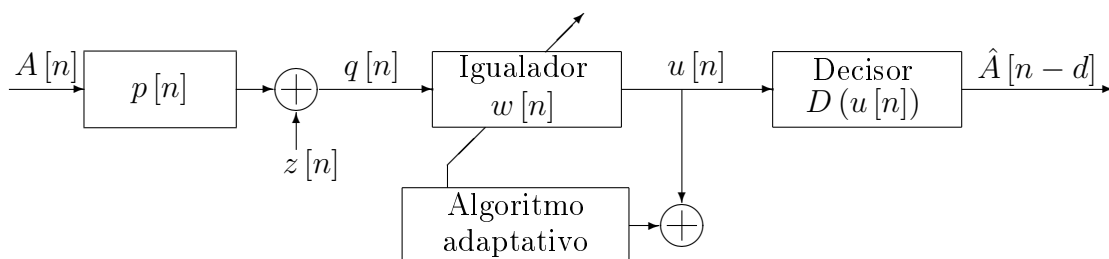


Figura 2.7: Esquema del algoritmo de igualación adaptativa.

A pesar de que la estructura más común que presenta un igualador es la lineal, existen las estructuras no lineales. Entre ellas se encuentran los igualadores del tipo *Decision Feedback Equalizer* (DFE) [Ready y Gooch, 1990], *redes neuronales* [Funahashi, 1998], *Support Vector Machines* (SVMs) [Joachims, 1999] [Diehl y Cauwenberghs, 1993], *bayesianos* (RBF) [Berger, 1985], etc.

En los inicios de la igualación mediante filtros, los parámetros se actualizaban mediante una señal de referencia, y utilizando algoritmos como el clásico LMS (Least Mean Square) [Widrow y Stearns, 1985], pero de un tiempo a esta parte múltiples investigaciones se han centrado en la actualización mediante la explotación del conocimiento previo de alguna de las características de la señal transmitida. Esta clase de métodos es conocida como igualación ciega [Benveniste et al., 1980].

En muchos sistemas de comunicaciones digitales, no es posible realizar la transmisión de la secuencia de entrenamiento o resulta muy costosa. En estos casos es necesario utilizar algoritmos ciegos de igualación, ya que no necesitan una secuencia de referencia, y permiten ajustar sus coeficientes a partir únicamente de los datos recibidos, sin necesidad de secuencias de entrenamiento. Estos algoritmos ciegos de igualación se explican a continuación.

2.3. Igualación ciega de canal

El problema de la igualación ciega de canal ha sido muy estudiado a lo largo de los años por diversos autores [Haykin, 2002] [Ding y Li, 2001] [Giannakis et al., 2001], lo que da lugar a que puedan agruparse en dos grandes familias dependiendo de la información utilizada. El criterio que se lleva a cabo para dicha agrupación se basa en la propiedad estadística explotada, y puede dividirse en dos categorías, los métodos basados en estadísticos de segundo orden (SOS del inglés *Second-Order Statistics*), y los métodos basados en estadísticos de orden superior (HOS del inglés *Higher Order Statistics*).

Dentro de los métodos basados en estadísticos de orden superior (HOS), se encuentran dos tipos de algoritmos: los algoritmos de tipo Busgang, y los basados en cumulantes o polyespectro [Tong et al., 1995]. Se trabajará con métodos Busgang en este trabajo.

Para poder entender los algoritmos de igualación ciega de canal, primero conviene hacer alusión al algoritmo estocástico de descenso de gradiente (LMS, del inglés *Least Mean Square*) por ser uno de los algoritmos no ciegos más conocidos y utilizados, y uno de los más interesantes debido a la similitud de múltiples algoritmos ciegos en este algoritmo, al introducir el término de error en su formulación.

2.3.1. Algoritmo LMS (no ciego)

Teniendo en cuenta que el valor deseado a la salida del igualador, para decidir la secuencia de datos con un retardo d , es $u[n] = A[n-d]$, se puede definir una señal de error a la salida del igualador como la diferencia entre el valor real y el valor deseado a la salida del igualador, es decir,

$$e_d[n] = u[n] - A[n-d] \quad (2.5)$$

Uno de los criterios más conocidos para obtener los coeficientes del igualador es la minimización de la función de coste de error cuadrático medio (MSE, del inglés *Mean Squared Error*), que se define como,

$$J_{MSE}(\mathbf{w}) = E[|e_d[n]|^2] \quad (2.6)$$

Si el canal discreto equivalente $p[n]$ es conocido, la solución que minimiza esta función de coste es el conocido filtro de Wiener [Haykin, 2002]. Si no se conoce el canal, otra opción es minimizar iterativamente el coste MSE mediante el algoritmo estocástico de descenso de gradiente (LMS, del inglés

Least Mean Square), cuya ecuación de adaptación es,

$$\mathbf{w}_{n+1} = \mathbf{w}_n - \mu \cdot e_d[n] \cdot \mathbf{q}_n^* \quad (2.7)$$

donde \mathbf{w}_n denota el vector de coeficientes del igualador en la iteración n -ésima, y \mathbf{q}_n denota el vector de la línea de retardo del igualador en dicha iteración.

$$\mathbf{q}_n = \begin{bmatrix} q[n] \\ q[n-1] \\ q[n-2] \\ \dots \\ q[n-K_w] \end{bmatrix} \quad (2.8)$$

El parámetro μ es el parámetro de paso del algoritmo. Como se verá con claridad en el capítulo de experimentos, el valor de este parámetro establece un compromiso entre la velocidad de convergencia y el valor final de la función de coste al alcanzar la convergencia.

De las ecuaciones (2.7) y (2.5) se deduce que la aplicación del algoritmo requiere del conocimiento en el receptor de la secuencia transmitida $A[n]$.

En la práctica, este conocimiento puede proporcionarse transmitiendo desde el transmisor una secuencia de datos de referencia, conocida por el receptor, durante la fase de adaptación de los coeficientes del igualador, o fase de entrenamiento. Esta secuencia de referencia se conoce también como secuencia de entrenamiento.

Aunque el algoritmo LMS es un algoritmo no ciego, es interesante porque varios algoritmos ciegos obtenidos a partir de distintas funciones de coste tienen ecuaciones de adaptación muy similares a la ecuación (2.7), en las que se sustituye el término de error a la salida del igualador $e_d[n]$ (2.6), por otra función que se suele denominar función de error del algoritmo en cuestión [Ding y Li, 2001].

A continuación se verán algunos de estos algoritmos ciegos de igualación.

Si el lector desea más información acerca de este tipo de técnicas, dispone de una descripción detallada en [Qureshi, 1985].

2.3.2. Algoritmo de Sato

Se considera el primer algoritmo de igualación ciega. Fue propuesto por Yoichi Sato [Sato, 1975], enfocado a la igualación de un sistema modulado en amplitud. La característica principal, y de mayor interés para este trabajo, es que es un algoritmo de igualación ciega, lo que significa que no requiere del envío de tramas de entrenamiento del igualador. Y. Sato, con este algoritmo

define una nueva función de coste cuya minimización se alcanza por medio de la adaptación de los coeficientes del filtro.

La idea en la que se basa el funcionamiento de este algoritmo es que se asume que se trabaja con una señal multinivel y que, descomponiendo la señal recibida en el igualador en su señal de polaridad (positiva o negativa) y la señal remanente, se toma esta última como una fuente de ruido aleatoria y no se considera como parte de la señal.

La ecuación que define cómo se actualizan los coeficientes, explicado anteriormente, es la siguiente ecuación 2.9:

$$\mathbf{w}_{n+1} = \mathbf{w}_n - \mu (u[n] - \alpha \cdot \text{sgn}(u[n])) \mathbf{q}_n^* \quad (2.9)$$

Siendo su función de error:

$$e_s[n] = u[n] - \alpha \cdot \text{sgn}(u[n]) \quad (2.10)$$

Que como puede observarse, dicha función de error de Sato (2.10) se asemeja bastante a la función de error del igualador no ciego LMS (ecuación (2.5)). En este caso, como la señal de error a la salida del igualador se define como la diferencia entre el valor real y el valor deseado a la salida del igualador, el valor deseado es $\alpha \cdot \text{sgn}(u[n])$.

Y su funcionamiento, como puede observarse en la Figura 2.8, es que fuerza a la señal y_k a pertenecer a uno de los cuatro símbolos estadísticos de una constelación reducida equivalente cuatrifásica cuyos puntos están situados en $[\alpha, \alpha]$ $[\alpha, -\alpha]$ $[-\alpha, \alpha]$ $[\alpha, -\alpha]$.

Este algoritmo se definió originalmente para constelaciones reales, pero se extendió posteriormente a constelaciones complejas.

El problema que surge con este método es que requiere un conocimiento previo de la portadora ya que con errores de fase superiores a los 45° , la constelación resultante se vería afectada y no se identificaría correctamente la fase.

Del algoritmo de Sato han surgido muchas variantes que modifican su función de coste, como por ejemplo los algoritmos propuestos por Benveniste [Benveniste et al., 1980] o Picchi [Picchi y Prati, 1987], que combinan las funciones de coste del algoritmo de Sato y del MMSE. Godard [Godard, 1980] generalizó el algoritmo de Sato en otra familia de algoritmos, convirtiéndose en los algoritmos de tipo Bussang más eficaces hasta el momento.

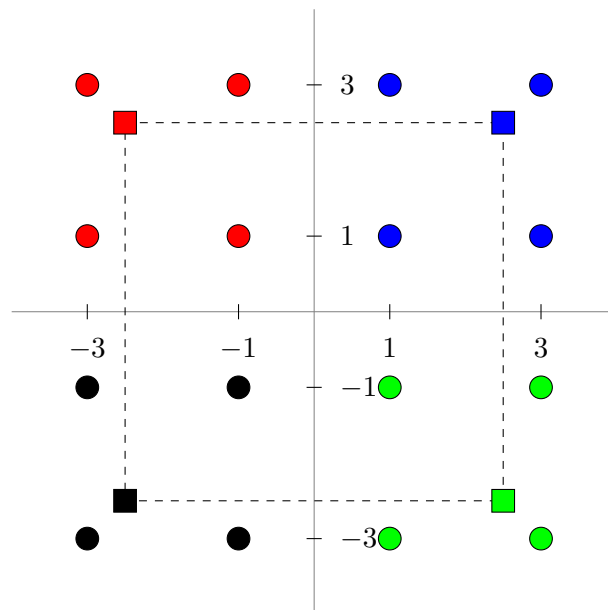


Figura 2.8: Constelación 16-QAM, con los 16 símbolos representados con círculos, con un color por cada cuadrante, y los cuatro valores de $(\pm\alpha, \pm\alpha)$, los cuatro puntos de referencia del algoritmo de Sato en constelaciones complejas (en este caso con $\alpha = 2.5$), representados por cuadrados con el color correspondiente al cuadrante.

2.3.3. Algoritmos de Godard

Godard consideró un algoritmo ciego para modulaciones QAM (Quadrature Amplitude Modulation). De forma intuitiva, buscó una función de coste que fuese independiente de la fase de la señal obtenida a la salida del filtro para poder alcanzar la convergencia del algoritmo de forma independiente a la fase de adquisición de portadora.

Estos algoritmos se definen mediante la siguiente función de coste

$$J_G(\mathbf{w}) = E \left[(|u[n]|^p - R_p)^2 \right], p \in \mathbb{N} \quad (2.11)$$

Donde el radio R_p contiene el conocimiento a priori sobre la modulación empleada, y su valor viene dado por

$$R_p = \frac{E[|u[n]|^{2p}]}{E[|u[n]|^p]} \quad (2.12)$$

Usando la aproximación por descenso de gradiente, la ecuación de actualización de los algoritmos de Godard viene dada por

$$\mathbf{w}_{n+1} = \mathbf{w}_n - \mu (|u[n]|^p - R_p) |u[n]|^{p-2} u[n] \mathbf{q}_n^* \quad (2.13)$$

2.3.4. CMA

Godard analizó el algoritmo para $p = 1$ y $p = 2$. Para el caso particular de $p = 1$ el algoritmo de Godard y el de Sato son equivalentes. Para $p = 2$ el algoritmo posee una sencilla implementación y se conoce con el nombre de algoritmo de módulo constante o algoritmo CMA (del inglés *Constant Modulus Algorithm*).

La ecuación de adaptación mediante gradiente estocástico es:

$$\mathbf{w}_{n+1} = \mathbf{w}_n - \mu (|u[n]|^2 - R_2) u[n] \mathbf{q}_n^* \quad (2.14)$$

Y su función de error es:

$$e_{CMA}[n] = (|u[n]|^2 - R_2) u[n] \quad (2.15)$$

Siendo R_2 el valor de radio de referencia del algoritmo CMA

Debido a su sencillez, eficacia y robustez es probablemente el más utilizado actualmente y por ello es el que se utilizará como referente en los experimentos del Capítulo 4. Además el CMA no se ve afectado por posibles

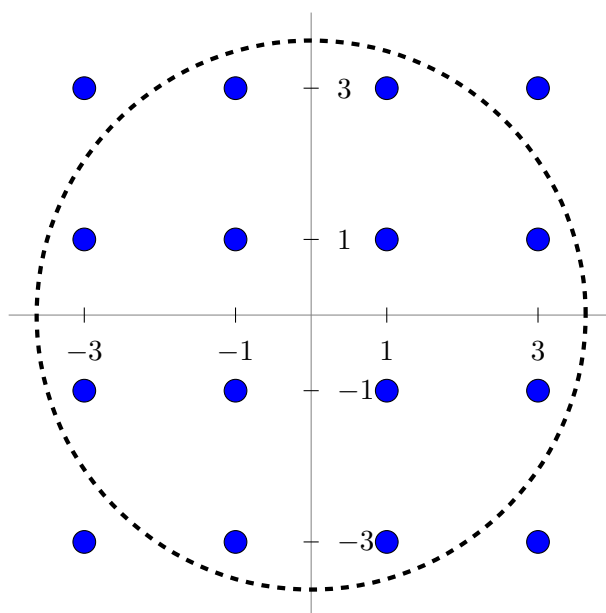


Figura 2.9: Constelación 16-QAM junto con el valor de radio de referencia del algoritmo CMA, en este caso $\sqrt{R_2} = 3.6332$.

errores de la fase en \mathbf{q}_n^* por lo que permite realizar la igualación y la recuperación de portadora de manera independiente. Esta última tampoco sería necesaria con alguna modulación diferencial. Sus dos grandes desventajas son que requiere un gran número de muestras para converger y que para constelaciones QAM el criterio usado para el cálculo del error no es óptimo pues cuando la señal está perfectamente igualada, el error no tiende a cero, por lo que la ISI residual suele ser elevada. Para subsanar estos inconvenientes han sido desarrollados múltiples métodos, algunos descritos a continuación y otros propuestos en este proyecto.

2.3.5. Algoritmos guiados por decisión

Los métodos guiados por decisión son los algoritmos ciegos más sencillos y consisten en utilizar directamente la salida del decisor (asumiendo que se decide correctamente) para el cálculo del error.

Y la ecuación de actualización de los pesos queda de la siguiente manera:

$$\mathbf{w}_{n+1} = \mathbf{w}_n - \mu e_{GD}[n] \mathbf{q}_n^* \quad (2.16)$$

Con la función de error:

$$e_{GD}[n] = u[n] - D(u[n]) \quad (2.17)$$

Siendo:

$$J_{GD}(\mathbf{w}) = E [|e_{GD}[n]|^2] \quad (2.18)$$

la función de error de decisión y $D(u[n])$ la salida del decisor. Como para con el algoritmo LMS, la función de error a la salida del igualador es la diferencia entre el valor de entrada real y el valor deseado a la salida del igualador, que en este caso es $D(u[n])$, que corresponde a una de las regiones de decisión de cada símbolo de la constelación, como se puede observar en la Figura 2.10.

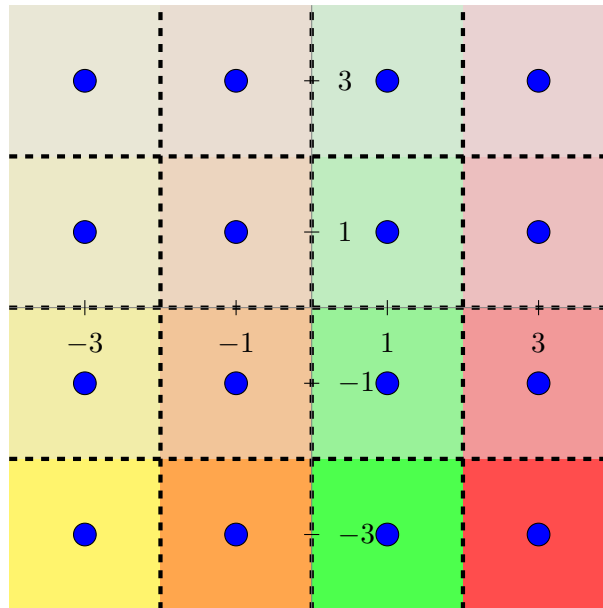


Figura 2.10: Constelación 16-QAM junto con las regiones de decisión de cada símbolo de la constelación.

Esta clase de algoritmos, al suponerse que se decide correctamente (si $D(u[n])$ es una buena estima de $A[n-d]$), sólo funcionan si el nivel inicial de ISI es suficientemente bajo. En esa situación, se consigue disminuir notablemente el nivel de ISI residual. Como en la práctica el diagrama de ojo no suele estar inicialmente lo suficientemente abierto, habitualmente se usa como complemento del LMS o de otro algoritmo ciego, con el que se usa el modo dual.

2.3.6. Algoritmos guiados por radio

Un problema que surge con el método guiado por decisión, visto en el Apartado 2.3.5, es que debido al uso directo de la salida del decisor el algoritmo es muy sensible a los errores de fase. Aprovechando las ventajas del CMA

frente a errores de fase e intentando optimizarlo para modulaciones QAM, Michael J. Ready y Richard P. Gooch proponen en [Ready y Gooch, 1990] un criterio alternativo al método guiado por decisión conocido como algoritmo guiado por radio o algoritmo RDE (del inglés *Radius Directed Equalization*) de decisión guiado por radio. La idea consiste en utilizar el error entre el módulo a la salida del igualador y el radio más cercano de la constelación subyacente, para actualizar los pesos \mathbf{w}_n . Algebraicamente la función de coste se expresaría de la siguiente manera:

$$J_{RDE}(\mathbf{w}) = E(|u[n]|^p - R_k^p)^q \quad (2.19)$$

donde R_k es el radio del símbolo de la constelación más cercano para cada muestra de salida $A[n-d]$. Generalmente $(p,q) = (2,1)$. Si se compara con el algoritmo CMA, se observa que se reemplaza R_2 por $\sqrt{R_k^p}$ para el radio más cercano, como se representa en la Figura 2.11. Al utilizar el módulo de la salida del igualador el RDE es independiente del error de fase de portadora.

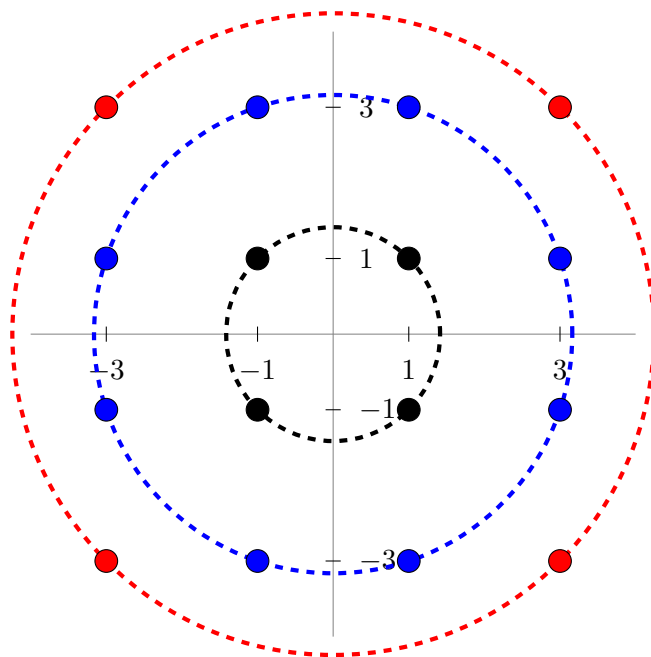


Figura 2.11: Constelación 16-QAM junto con los tres valores de radio de referencia del algoritmo RDA, en este caso $\sqrt{R_1^2} = \sqrt{2}$, $\sqrt{R_2^2} = \sqrt{10}$, $\sqrt{R_3^2} = \sqrt{18}$, y sus símbolos asociados representados con un color diferente por cada valor de radio.

Este método, al igual que el método guiado por decisión, tiene el inconveniente de que su convergencia depende sobremanera de la elección de los pesos iniciales. Cuanto más lejos se encuentre \mathbf{w}_{ini} de \mathbf{w}_{opt} (mayor será la ISI), la capacidad del decisor para decidir correctamente se verá mermada y

mayor probabilidad hay para que el algoritmo no converja. Por ello, al igual que los algoritmos guiados por decisión 2.3.5, habitualmente se usan como complemento del LMS o de otro algoritmo ciego, con el que se usa el modo dual.

2.4. Algoritmos bloque

Los algoritmos bloque son computacionalmente pesados, sin embargo su gran ventaja es que consiguen convergencias rápidas, requieren un menor número de iteraciones para alcanzar la convergencia.

La mayoría de los métodos descritos en los apartados anteriores tienen su versión en bloque, pero además existen métodos que son específicos de bloque, como pueden ser el método de Shalvi Weinstein [Shalvi y Weinstein, 1993], o el método [Lázaro et al., 2003], que utiliza la formulación de la máquina de vectores soporte (SVM, del inglés *Support Vector Machines*) para la minimización de la función de coste de Godard, los cuales no se emplean para la realización de este trabajo, ya que en el artículo [Lázaro et al., 2009] se demuestra que en estos canales el CMA es bastante mejor que el algoritmo de Shalvi Weinstein, y prácticamente igual que el SVM en cuanto a prestaciones.

2.5. Presentación de los resultados

En esta sección se van a explicar las distintas formas en las que se pueden representar los resultados de las pruebas en el capítulo 4 y posteriores. Esto es debido a que, cuando se obtienen los resultados se ve que dependiendo de para qué aplicación sea, un método va a ser mejor que otro. Por ello de cada prueba se obtienen resultados de varios campos.

2.5.1. Diagrama de dispersión

Un diagrama de dispersión o gráfica de dispersión o gráfico de dispersión es un tipo de diagrama en el cual los datos se muestran como un conjunto de puntos, cada uno con el valor de una variable que determina la posición en el eje horizontal (x) y el valor de la otra variable determinado por la posición en el eje vertical (y). También es un método de representación en el plano complejo de los estados de símbolo en términos de amplitud y fase en los esquemas de modulación digital tales como QAM o PSK, tales como:

En este trabajo los diagramas de dispersión se utilizan para representar la salida del canal discreto equivalente.

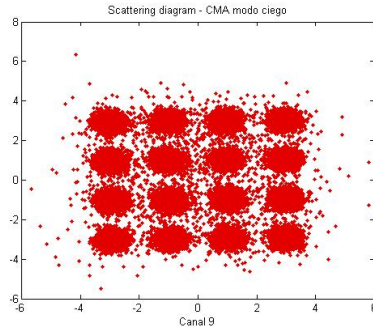


Figura 2.12: Diagrama de dispersión de un 16-QAM

2.5.2. Nivel de ISI residual

El nivel de ISI cuantifica la distorsión introducida por el canal, y se utiliza como medida del rendimiento de igualación. Mide el efecto de la ISI en términos de cómo afecta a la constelación recibida (constelación extendida generada por la ISI), y se calcula de la siguiente manera:

$$ISI = 10 \log_{10} \left(\frac{\sum |\theta|^2 - \max_n |\theta|^2}{\max_n |\theta|^2} \right), \quad (2.20)$$

donde $\theta = \mathbf{h} * \mathbf{w}$ es la respuesta al impulso de la combinación del canal y del igualador.

Capítulo 3

Opciones de diseño

Una vez contextualizados el problema y la necesidad que motivan este trabajo, y explicadas las distintas alternativas que se han utilizado habitualmente para resolver el mismo, en este capítulo se va a llevar a cabo una selección de los algoritmos que se van a utilizar para el diseño del trabajo.

Ademas, se recoge la metodología empleada en la realización del trabajo.

3.1. Alternativas de diseño

Una vez realizado un estudio sobre las distintas alternativas que existen para resolver el problema planteado en la sección 2.1, la realización de este trabajo se ha querido centrar en un determinado tipo de igualador de canal. Este igualador en el que se centra el trabajo, en primer lugar es un igualador ciego (más información en la sección 2.3).

La razón de haber escogido igualadores ciegos de canal es que, en la práctica existen casos o circunstancias donde no es factible la transmisión de una secuencia de entrenamiento, por ejemplo en sistemas *broadcast* como la televisión. Una de las razones es que, como cuando se manda la secuencia de entrenamiento no se pueden transmitir datos al mismo tiempo, la emisión se pararía cada vez que un usuario se conectara al sistema.

En segundo lugar, se eligen igualadores lineales, por ser los más frecuentes y utilizados. Se eligen también sistemas SISO que, al contar solamente con una antena en transmisión y otra en recepción, son más baratos y accesibles a la hora de llevar el igualador a la práctica, como se explicó en el apartado 2.1.1.

Por último se quiere hacer una distinción según cómo se implemente el algoritmo que actualice los pesos del filtro, según si los parámetros se actualizan de forma *on line* (muestra a muestra) o mediante un bloque de símbolos

(métodos bloque).

Los métodos bloque se caracterizan por calcular la estima de algún tipo de parámetro, como puede ser la varianza, autocorrelación o correlación cruzada, mediante una secuencia de N muestras para llevar a cabo el proceso de igualación. Poseen la ventaja, cuando se usa un número suficientemente elevado de muestras, de poder obtener un conocimiento mayor del sistema. Sin embargo, su inconveniente principal es la necesidad de concentrar los cálculos en instantes de tiempo determinados cada N muestras, lo que eleva considerablemente la carga computacional. Los métodos muestra a muestra, por el contrario, para cada muestra recibida, son capaces de actualizar los coeficientes del igualador. Además de ser más sencillos de implementar, su carga computacional es notablemente más baja.

En este trabajo se realizan las pruebas tanto con los algoritmos *on line* como con los algoritmos que trabajan en bloque, para así poder proporcionar un compromiso entre soluciones más eficientes, teniendo en cuenta la velocidad y la carga computacional, entre otros parámetros.

Por lo tanto los algoritmos que se van a utilizar van a ser, tanto para el caso de los métodos *on line* como de los bloque, el algoritmo CMA [Godard, 1980] que gracias a su sencillez, eficacia y robustez es el algoritmo más utilizado actualmente, y se usará como algoritmo de referencia para poder sacar las conclusiones sobre cómo de buenas son las prestaciones del algoritmo propuesto, descrito en el apartado 3.2.

3.2. Algoritmos propuestos

Para la realización de este trabajo se proponen nuevos métodos de igualación ciega de canal, con el fin de compararlos con los ya existentes, y comprobar para qué situaciones pueden, o no, aportar mejores prestaciones.

Se propone una función de coste que se puede aplicar tanto *on line* como en bloque, descrita a continuación.

3.2.1. Función de coste para constelaciones reales

La función de coste para el algoritmo de entrenamiento propuesto es la siguiente:

$$J(\mathbf{w}) = E \left[\frac{(u[n])^{2\ell}}{C} - \frac{(u[n])^2}{2} \right], \quad (3.1)$$

donde $\ell \in \mathbb{Z}$ es un número entero arbitrario $\ell \geq 2$.

En general, en los algoritmos de entrenamiento por gradiente estocástico, la adaptación de los pesos se realiza como

$$\mathbf{w}_{k+1} = \mathbf{w}_k - \mu \left. \frac{\partial J(\mathbf{w})}{\partial \mathbf{w}} \right|_{\mathbf{w}=\mathbf{w}_k} \quad (3.2)$$

Teniendo en cuenta que el gradiente se puede escribir como

$$\frac{\partial J(\mathbf{w})}{\partial \mathbf{w}} = \frac{\partial J(\mathbf{w})}{\partial u[n]} \times \frac{\partial u[n]}{\partial \mathbf{w}} \quad (3.3)$$

y que

$$\frac{\partial u[n]}{\partial \mathbf{w}} = \mathbf{q}_n, \quad (3.4)$$

la ecuación de actualización se escribe en muchos casos como

$$\mathbf{w}_{k+1} = \mathbf{w}_k - \mu e[n] \mathbf{q}_n \quad (3.5)$$

donde $e[n]$ es el denominado término de error. Se suele utilizar esta forma de representar la ecuación de adaptación porque esta es la ecuación de adaptación del algoritmo LMS (2.7)

En el caso del algoritmo propuesto, la derivada de la función de coste respecto de la salida del igualador es

$$\frac{\partial J(\mathbf{w})}{\partial u[n]} = \frac{2\ell}{C_\ell} (u[n])^{2\ell-1} - u[n], \quad (3.6)$$

por lo que se podría escribir el término de error equivalente como

$$\begin{aligned} e[n] &= \frac{2\ell}{C_\ell} (u[n])^{2\ell-1} - u[n] \\ &= \frac{1}{C'_\ell} (u[n])^{2\ell-1} - u[n] \end{aligned} \quad (3.7)$$

La constante C_ℓ o su versión normalizada C'_ℓ ha de elegirse para que el algoritmo de igualación identifique la ganancia del conjunto canal-igualador, lo que equivale a que bajo igualación perfecta el valor esperado del término de adaptación deberá ser nulo. Se puede comprobar fácilmente que el valor de la constante para el que se cumple esta condición es

$$C'_\ell = \frac{E[(A[n])^{2\ell}]}{E[(A[n])^2]} \quad (3.8)$$

Por ejemplo, para una 4-PAM con niveles normalizados, los valores serían $C'_\ell = 8.2$, para $\ell = 2$, $C'_\ell = 73$, para $\ell = 3$, o $C'_\ell = 656.2$, para $\ell = 4$.

3.2.2. Extensión para constelaciones complejas

El método propuesto se puede extender de forma trivial para constelaciones complejas definiendo el coste como la suma de los términos de coste definidos sobre la parte real y sobre la parte imaginaria, lo que lleva a una ecuación de adaptación

$$\mathbf{w}_{k+1} = \mathbf{w}_k - \mu e[n] \mathbf{q}_n^* \quad (3.9)$$

donde el término de error ahora se define como

$$e[n] = \frac{\Re(u[n])^{2\ell-1} + j\Im(u[n])^{2\ell-1}}{C'_\ell} - u[n]. \quad (3.10)$$

La constante C_ℓ o su versión normalizada C'_ℓ ha de elegirse de nuevo para que el algoritmo de igualación identifique la ganancia del conjunto canal-igualador. Se puede comprobar fácilmente que la extensión para constelaciones QAM, el valor de la constante para conseguir esta identificación de la ganancia es

$$\begin{aligned} C'_\ell &= \frac{E [\Re(A[n])^{2\ell}]}{E [\Re(A[n])^2]} \\ &= \frac{E [\Im(A[n])^{2\ell}]}{E [\Im(A[n])^2]} \end{aligned} \quad (3.11)$$

Por ejemplo, para una constelación 16-QAM con niveles normalizados, los valores serían $C'_\ell = 8.2$, para $\ell = 2$, $C'_\ell = 73$, para $\ell = 3$, o $C'_\ell = 656.2$, para $\ell = 4$.

3.3. Metodología

La metodología que se ha utilizado para la realización de este proyecto se descompone en cuatro fases que se describen a continuación:

1. Análisis

En esta fase se encuentran tanto las tareas que tienen que ver con la definición tecnológica en lo que se refiere a las herramientas y entornos a utilizar, pero también las tareas que tienen que ver con la definición del problema y análisis del contexto donde se encuentra el problema.

Gracias a esta fase obtenemos los conocimientos previos sobre qué métodos se utilizan a día de hoy para resolver el problema planteado. Esta fase

de análisis puede apreciarse tanto en el capítulo 1, como en el 2.

2. Especificaciones

En esta tarea se capturan las necesidades al detalle así como se define el entorno tecnológico para poder realizar unas especificaciones en las que se pueda resolver el problema.

Como resultado de esta fase se decide el entorno Matlab como entorno software para realizar las simulaciones, y el sistema de composición de textos L^AT_EX.

También se define el problema (en la sección 3.1 del capítulo 3), centrándose en igualadores ciegos de canal para sistemas de comunicaciones digitales SISO, tanto para métodos *on line* como para métodos bloque, tomando de referencia para ambos casos el algoritmo CMA [Godard, 1980]

3. Diseño

Esta fase consiste en el diseño de cada uno de los escenarios necesarios para poder solucionar este problema, así como los algoritmos de entrenamiento *on line* y bloque. Al finalizar esta fase se han podido obtener los resultados de las pruebas realizadas.

4. Solución y conclusiones

Una vez obtenidos los resultados, se estudian, analizan y comparan para poder obtener una conclusión sobre el estudio realizado a lo largo de todo el trabajo.

Por lo tanto, al final de esta fase, una vez recogidos los resultados (disponibles en el capítulo 4), se sacan las conclusiones sobre la solución propuesta al problema.

Capítulo 4

Resultados

En este capítulo se van a mostrar los resultados obtenidos con el método de igualación propuesto. Para evaluar el método en distintos tipos de canales, se ha elegido un conjunto de 9 canales con diferentes características. Se trata de canales que se han utilizado con anterioridad en distintos trabajos de igualación sobre métodos de igualación ciega de canal. Los 9 canales se describen en el apéndice [A](#).

Este capítulo se va a dividir en dos partes: en la primera se mostrarán los resultados relativos a las pruebas utilizando métodos *on line* (muestra a muestra); y en la segunda parte se realizan las mismas pruebas pero esta vez utilizando métodos bloque. (Para más información sobre métodos *on line* y métodos bloque, véase el capítulo [3](#), apartado [3.1](#)).

Para la realización de las pruebas se han tenido en cuenta ciertos parámetros que han constituido el escenario en el que se ha trabajado. Estos parámetros son:

- Relación señal a ruido $S N R = 30$ dB
- Modulaciones 16 QAM
- Filtro igualador de veintiún pesos, $L_w = 21$, e iniciado usando la estrategia de *tap-centered*, lo que quiere decir que inicialmente todos los coeficientes están a 0, menos el central que se inicializa a 1.

Para los algoritmos propuestos, se han ido probando los valores del parámetro L hasta $L = 5$. En las simulaciones se ha observado que con valores mayores, el algoritmo de igualación no converge.

4.1. Pruebas con métodos *on line*

En esta primera parte del capítulo se van a presentar los resultados obtenidos de las pruebas con los algoritmos CMA (sección 2.3.4) y el algoritmo propuesto (sección 3.1).

Primero se ha trabajado con el algoritmo CMA, ya que al ser el algoritmo más utilizado para la igualación ciega de canal, partimos de los resultados obtenidos con dicho algoritmo como punto de referencia. Esto permitirá así poder comparar los algoritmos propuestos con uno de los algoritmos más fiables a día de hoy, y que mejor prestaciones obtiene.

Con estas pruebas, lo que se pretende conseguir son dos objetivos, que en la práctica son igual de importantes (dependiendo de para qué uso se implemente): alcanzar el menor nivel de ISI residual posible a la salida del canal, y conseguir alcanzar dicho nivel de ISI residual a una gran velocidad.

Para ello se ha jugado con el parámetro de paso (μ), que juega un papel muy importante a la hora de alcanzar el mejor valor de convergencia posible, ya que en función de si μ tiene un nivel mayor o menor, se llegará a alcanzar un valor de ISI residual más o menos bajo (explicado en el apartado 2.3.1). Se han ido probando distintos valores para cada uno de los canales y para cada uno de los algoritmos con los que se trabaja (CMA y el algoritmo propuesto), que se van a ir mostrando a lo largo de éste capítulo.

Sin embargo, durante la realización de estas pruebas, se ha comprobado que conseguir el valor de ISI residual más bajo y la mayor velocidad no es posible en la mayoría de los casos, y se han identificado dos grupos claramente diferenciados dentro del conjunto de los 9 canales. Para presentar los resultados se ha elegido un canal representante de cada uno de los dos grupos, ya que el resto de los canales de cada grupo presentan comportamientos similares. (Los resultados del resto de los canales se pueden consultar en el apéndice B).

4.1.1. Primer grupo de canales (*on line*)

El primer grupo está compuesto por los canales 5 y 6, que al poseer polos y ceros en el círculo unidad, no alcanzan niveles de convergencia demasiado bajos con ninguno de los algoritmos empleados.

La Figura 4.1, corresponde a la evolución del nivel de ISI residual, empleando los parámetros de paso que alcanzan el menor nivel de ISI posible para éste canal. Las tablas con los valores de los parámetros de paso se encuentran en el apéndice B con el resto de gráficas de los canales no representados en éste capítulo.

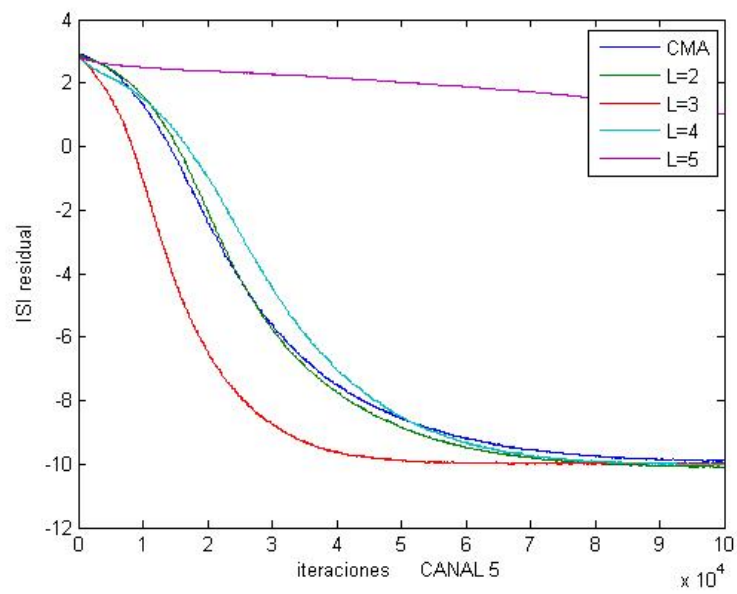


Figura 4.1: Evolución del nivel de ISI residual para los distintos metodos para el canal 5; en función del número de iteraciones.

En la Figura 4.2, se muestra también la evolución de la ISI residual para cada uno de los algoritmos, pero en este caso empleando valores del parámetro de paso que logran alcanzar un buen nivel de convergencia a velocidades más altas.

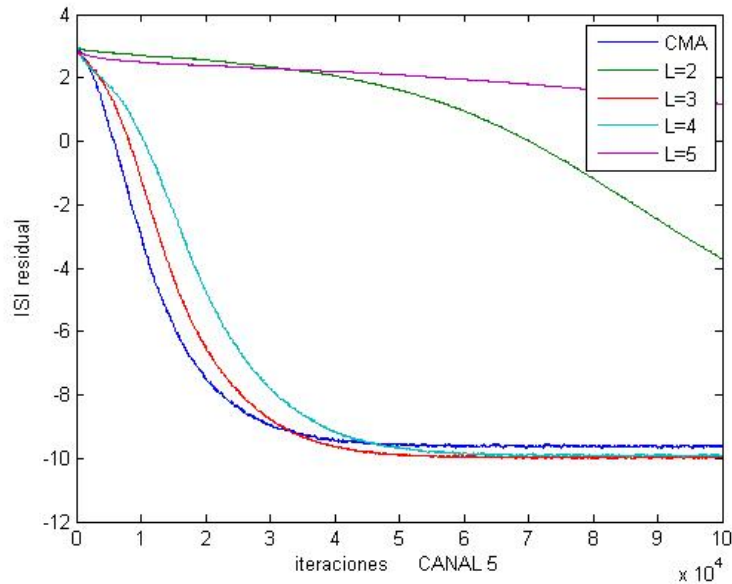


Figura 4.2: Evolución del nivel de ISI residual para los distintos métodos para el canal 5; en función del número de iteraciones, con un parámetro de paso mayor.

Como se puede apreciar en las Figuras 4.1 y 4.2, los niveles de convergencia no alcanzan valores menores de -11dB, y como puede observarse en las dos gráficas, a pesar de que los resultados son muy similares para cada uno de los casos probados, se puede apreciar que con el método propuesto con $L = 3$ se obtienen mejores prestaciones en cuanto a nivel de ISI residual, que con el CMA y que con el resto de L 's. Sin embargo la mayor velocidad de convergencia se consigue con el CMA, que de todos modos está muy igualado con el método propuesto con $L = 3$.

El número de iteraciones utilizados para este canal es de 10^5 iteraciones, pero en cada uno de los canales se han usado el número de iteraciones necesario para poder obtener el valor real de convergencia para cada uno de los métodos empleados.

A continuación, en las tablas 4.1 y 4.2, se presentan los resultados numéricos obtenidos de las simulaciones con los distintos parámetros de paso utilizados con cada uno de los métodos en este canal.

Canal 5	Parámetro de paso	ISI residual	Nºiteraciones ($\times 10^4$)
CMA	$1 \cdot 10^{-5}$	$-10dB$	7
L=2	$1 \cdot 10^{-4}$	$-10dB$	7
L=3	$1 \cdot 10^{-4}$	$-10dB$	4
L=4	$5 \cdot 10^{-5}$	$-10dB$	7
L=5	$1 \cdot 10^{-5}$	$0dB$	10

Tabla 4.1: Menor nivel ISI residual, canal 5. Valores obtenidos y representados en la Figura 4.1

Canal 5	Parámetro de paso	ISI residual	Nºiteraciones ($\times 10^4$)
CMA	$3 \cdot 10^{-5}$	$-9dB$	3
L=2	$3 \cdot 10^{-4}$	$-4dB$	10
L=3	$1 \cdot 10^{-4}$	$-10dB$	4
L=4	$7 \cdot 10^{-5}$	$-10dB$	5
L=5	$1 \cdot 10^{-5}$	$0dB$	10

Tabla 4.2: Mayor velocidad de convergencia, canal 5. Valores obtenidos y representados en la Figura 4.2

4.1.2. Segundo grupo de canales (*on line*)

En el segundo grupo se encuentran el resto de canales, que alcanzan niveles de convergencia más bajos que los primeros y se caracteriza por que todos los canales convergen a niveles muy buenos de ISI residual.

Como representante de este grupo se ha elegido el canal 8, ya que se aprecia mucho mejor la diferencia entre nivel de convergencia y velocidad de convergencia.

Al igual que para el primer grupo, se representan los resultados obtenidos de las pruebas en dos gráficas, en la primera Figura 4.3, se muestra el menor nivel de ISI residual alcanzado, y en la segunda Figura 4.4, el menor tiempo de convergencia.

En este caso, si se puede observar claramente la diferencia entre los resultados obtenidos con cada uno de los métodos empleados, y al igual que pasaba con el primer grupo de canales, en este grupo vuelve a presentar mejores prestaciones en cuanto a relación Velocidad de convergencia-Nivel de ISI residual el método propuesto con $L = 3$, que en este caso si es notoria la diferencia y mejora con respecto al algoritmo CMA. Así mismo, se debe destacar que $L = 4$ llega a niveles de ISI realmente buenos en relativamente pocas iteraciones, y que el $L = 5$ parece que llega también a niveles buenos de ISI pero sin embargo el número de iteraciones es muy alto.

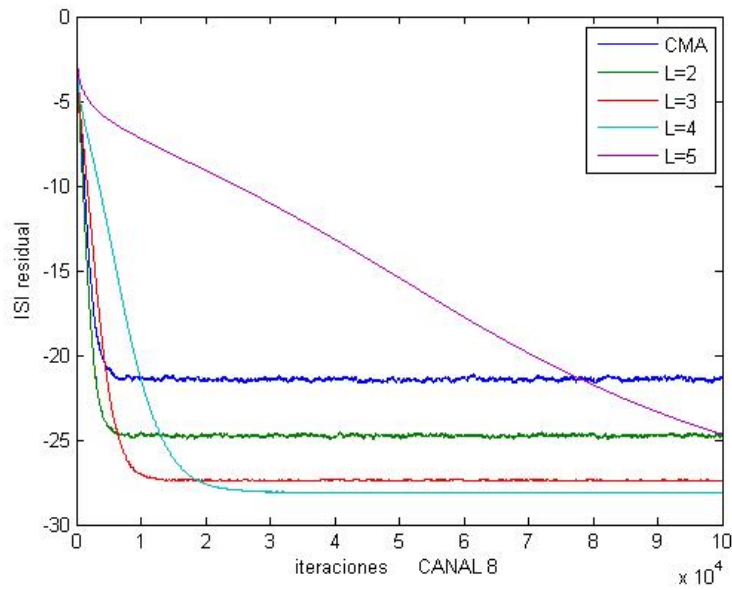


Figura 4.3: Evolución del nivel de ISI residual para los distintos metodos para el canal 8; en función del número de iteraciones.

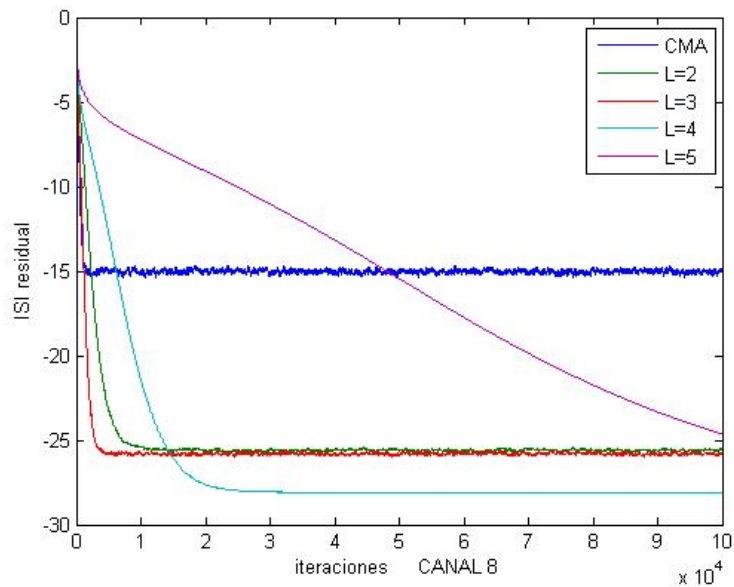


Figura 4.4: Evolución del nivel de ISI residual para los distintos metodos para el canal 8; en función del número de iteraciones, con un parámetro de paso mayor.

En este grupo me gustaría destacar también el canal 3, que aún perteneciendo a este grupo de canales que alcanza niveles de ISI residual buenos, éste en particular emplea un número realmente elevado de iteraciones para llegar a converger. Por ello se ha querido hacer mención especial a este canal.

Como en el caso del canal de referencia, de éste se muestran también las Figuras donde se representan los resultados obtenidos y donde se puede ver el número de iteraciones que han sido necesarios para poder alcanzar dichos valores de ISI residual. Estas figuras son la Figura 4.5 y la Figura 4.6.

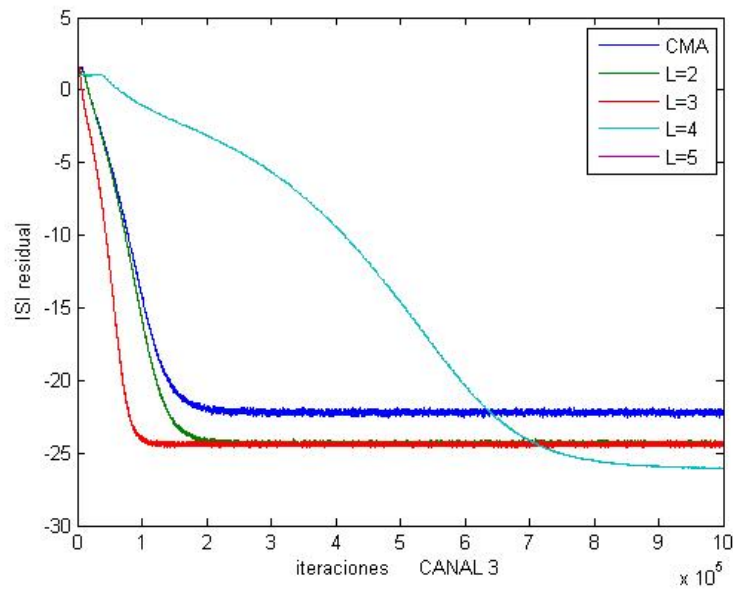


Figura 4.5: Evolución del nivel de ISI residual para los distintos métodos para el canal 3; en función del número de iteraciones.

Y como en el caso del canal 5, el método con el que mejores prestaciones se obtienen es el método propuesto con $L = 3$.

A continuación se muestran las tablas donde se recogen todos los resultados representados en las gráficas del canal 3, así como los valores del parámetro de paso empleado en cada uno de los casos, en la tabla 4.3 y la tabla 4.4.

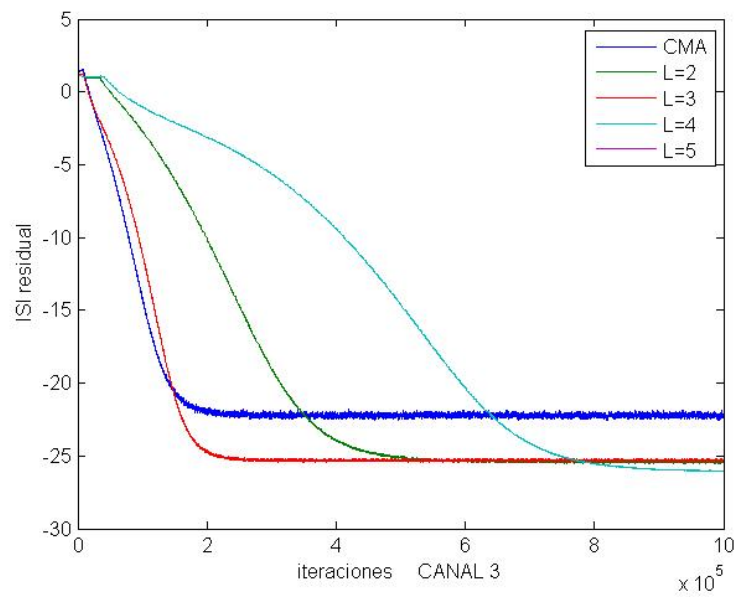


Figura 4.6: Evolución del nivel de ISI residual para los distintos metodos para el canal 3; en función del número de iteraciones, con un parámetro de paso mayor.

Canal 3	Parámetro de paso	ISI residual	Nºiteraciones ($\times 10^4$)
CMA	$1 \cdot 10^{-5}$	$-22dB$	17
L=2	$1 \cdot 10^{-4}$	$-24dB$	17
L=3	$1 \cdot 10^{-4}$	$-24dB$	10
L=4	$1 \cdot 10^{-5}$	$-26dB$	80
L=5	$1 \cdot 10^{-3}$	<i>Noconverge</i>	—

Tabla 4.3: Menor nivel ISI residual, canal 3. Valores obtenidos y representados en la Figura 4.5

Canal 3	Parámetro de paso	ISI residual	Nºiteraciones ($\times 10^4$)
CMA	$1 \cdot 10^{-5}$	$-22dB$	17
L=2	$4 \cdot 10^{-5}$	$-25dB$	50
L=3	$5 \cdot 10^{-5}$	$-25dB$	20
L=4	$7 \cdot 10^{-5}$	$-26dB$	80
L=5	$1 \cdot 10^{-6}$	<i>Noconverge</i>	—

Tabla 4.4: Mayor velocidad de convergencia, canal 3. Valores obtenidos y representados en la Figura 4.6

4.2. Pruebas con métodos bloque

Para las pruebas con los métodos bloque, lo que se ha querido ha sido ir comparando los métodos, como con los *on line*, pero con estos no hemos ido modificando el parámetro de paso y se ha dejado para todos los canales y para todos los métodos un parámetro de paso adaptativo.

En este caso también hemos utilizado la técnica del *tap centering* para inicializar los parámetros, pero esta vez en lugar de inicializar el coeficiente central en 1, se ha inicializado en 4, ya que así se conseguían mejores prestaciones.

Para estas pruebas, a pesar de que los dos métodos bloque por excelencia sean el método de Shalvi Weinstein [Shalvi y Weinstein, 1993], o el método [Lázaro et al., 2003], que utiliza la formulación de la máquina de vectores soporte (SVM, del inglés *Support Vector Machines*) para la minimización de la función de coste de Godard, se ha usado solamente el algoritmo CMA y el propuesto. La razón de no haber usado ninguno de los otros dos ha sido que en el artículo [Lázaro et al., 2009] se demuestra que en estos canales el CMA es bastante mejor que el algoritmo de Shalvi Weinstein, y prácticamente igual que el SVM en cuanto a prestaciones.

Como en el apartado anterior, se han querido dividir los canales en dos grupos.

4.2.1. Primer grupo de canales (bloque)

Al igual que con los métodos *on line*, con los bloque se puede apreciar que el canal 5 y el canal 6 son los que llegan a un nivel de ISI residual mucho peor que el resto, por ello se han agrupado en esta primera sección. Como representante se elige esta vez el canal 6.

En la Figura 4.7, se presenta la evolución de la ISI residual con cada uno de los algoritmos (CMA y propuesto con distintas L 's).

En la Figura 4.8, se ha querido mostrar la probabilidad de convergencia del canal según iba haciéndose mayor el tamaño del bloque. Esto es debido a que el éxito y eficacia de los algoritmos de igualación ciega depende claramente del comportamiento de la convergencia en sistemas prácticos con canales que producen distorsión. El algoritmo deseado, globalmente convergente, debería producir un equilibrio estable únicamente en soluciones cercanas a los coeficientes óptimos del mínimo MSE. Y por ello es muy importante fijarnos en estos resultados.

Partiendo de las Figuras 4.7 y 4.8, se puede observar que debido a no alcanzar niveles de ISI residual demasiado buenos, se puede apreciar cómo

el método propuesto con cualquiera de las L 's probadas presenta mejores prestaciones que el algoritmo CMA en cuanto a niveles de ISI residual y a velocidades de convergencia.

De todas formas, al pertenecer a este grupo y al ser uno de los canales más complicados, resulta difícil apreciar la diferencia entre los resultados obtenidos.

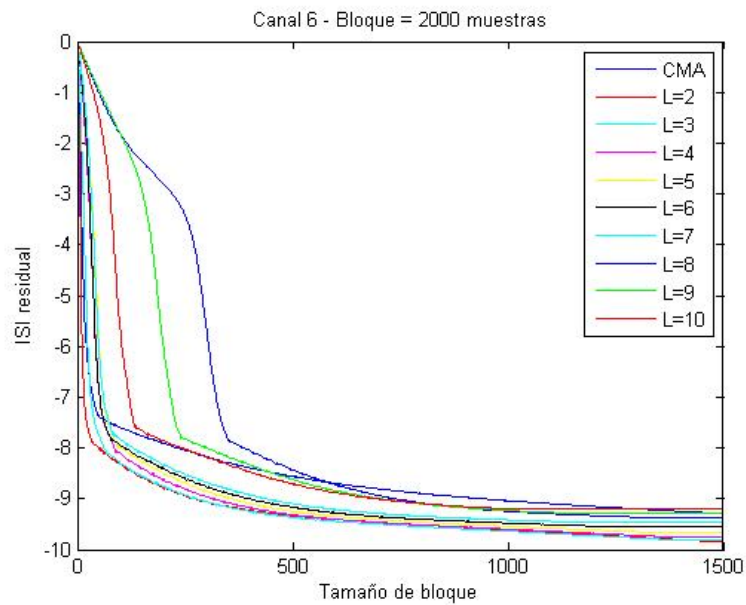


Figura 4.7: Evolución del nivel de ISI residual para los distintos métodos para el canal 6; en función del tamaño de bloque.

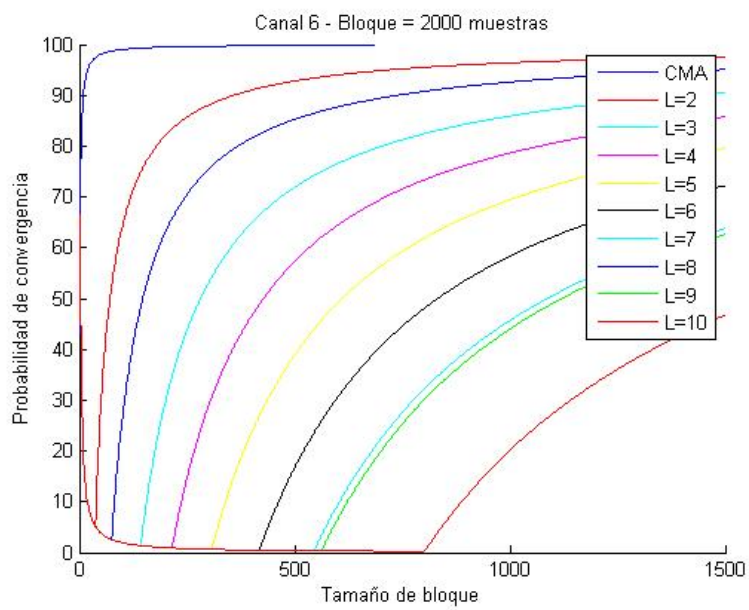


Figura 4.8: Evolución de la probabilidad de convergencia para los distintos métodos para el canal 6; en función del tamaño de bloque.

4.2.2. Segundo grupo de canales (bloque)

En el segundo grupo se encuentran el resto de canales, que llegan a niveles de convergencia de entre $-25dB$ y $-40dB$.

Como en el primer grupo, se ha elegido un canal como representante, el canal 3, y el resto de los resultados y gráficas de los distintos canales se encuentran en el apéndice B.

Primero se muestra en la gráfica 4.9 la evolución de nivel de ISI residual, y a continuación, en la segunda gráfica, 4.10, se muestra a evolución de la probabilidad de convergencia para cada uno de los métodos empleados.

En este caso se puede apreciar mucho mejor que con el grupo anterior de canales, que el método propuesto ofrece mejores prestaciones que el algoritmo CMA, tanto en el nivel de ISI residual alcanzado como en la probabilidad de convergencia, lo que hace que el igualador ciego de canal propuesto trabaje mucho mejor combatiendo la ISI que el algoritmo CMA.

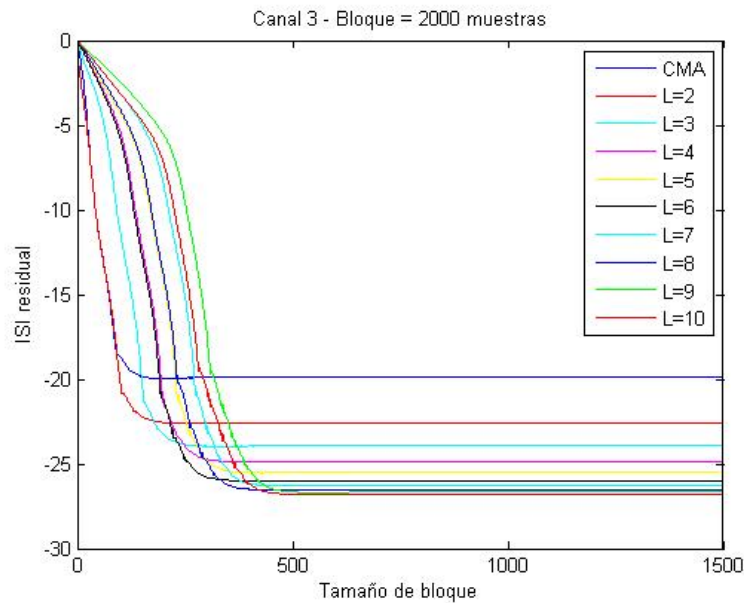


Figura 4.9: Evolución del nivel de ISI residual para los distintos métodos para el canal 3; en función del tamaño de bloque.

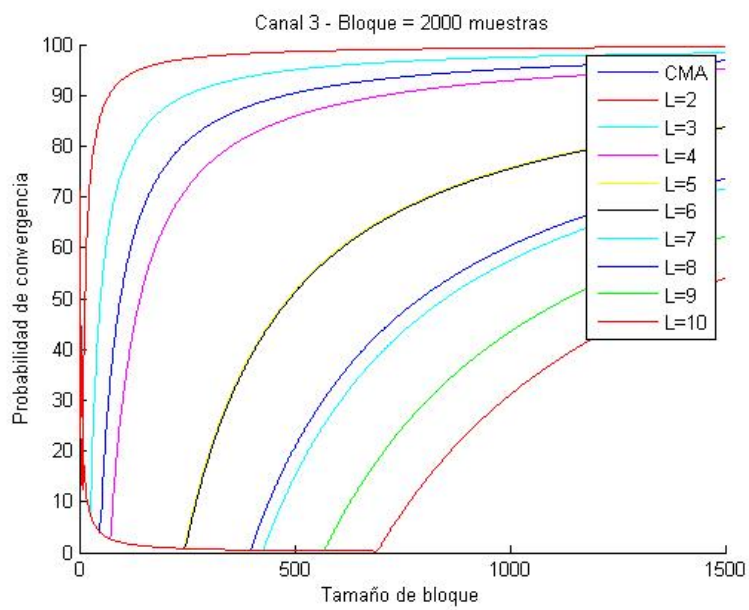


Figura 4.10: Evolución de la probabilidad de convergencia para los distintos métodos para el canal 3; en función del tamaño de bloque.

Capítulo 5

Conclusiones

En este capítulo se recogen las conclusiones obtenidas después de haber evaluado el funcionamiento del método propuesto, y haber analizado los resultados obtenidos.

5.1. Análisis del método

El principal objetivo de este trabajo, presentado en el capítulo 1, es presentar un nuevo método de igualación ciega de canal (más información sobre la igualación ciega de canal en la sección 2.3), y evaluar su funcionamiento.

Una vez programado el método y probado con distintos canales, se puede asegurar que se trata de un método que **cumple los objetivos adecuadamente**, así como que su comportamiento es parecido a los métodos utilizados hoy en día para solucionar el problema de la ISI, y en algunos casos muestra un mejor comportamiento frente a determinados escenarios.

Por ello, y una vez comprobado que el método cumple lo esperado, se ha querido hacer una comparativa con los métodos más utilizados, y las conclusiones obtenidas se muestran a continuación.

5.2. Análisis de las prestaciones

Como se ha comentado en el capítulo anterior 4, para probar y sacar conclusiones de las prestaciones de este nuevo método planteado en el presente trabajo y explicado en el apartado 3.2, se ha querido comparar con los algoritmos de igualación ciega de canal más utilizados y que mejores resultados dan a la hora de combatir el problema de la ISI.

Como se ha especificado en el capítulo de diseño 3, primero se han comparado los métodos *on line* y después los bloque. Para ambos casos se ha querido usar en algoritmo CMA [Godard, 1980] (sección 2.3.4) como punto de referencia con el que comparar los resultados obtenidos usando los métodos propuestos, y así sacar conclusiones.

En primer lugar, con los métodos *on line* se observa que para todos los canales con los que hemos trabajado (descritos en el apéndice A), el **algoritmo que mejor comportamiento presenta** cumpliendo la relación *velocidad de convergencia - nivel de ISI residual alcanzado*, es el método propuesto con $L = 3$.

En cuanto a los métodos bloque, el algoritmo propuesto se ha comparado con el CMA, y se sacan dos conclusiones: fijándose en la velocidad de convergencia las prestaciones son bastantes parecidas, en cambio los niveles de convergencia son mucho mejores los alcanzados con el algoritmo propuesto que con el CMA.

Por lo tanto se determina que el método propuesto presta mejores prestaciones en general que el algoritmo CMA.

Apéndice A

Canales utilizados

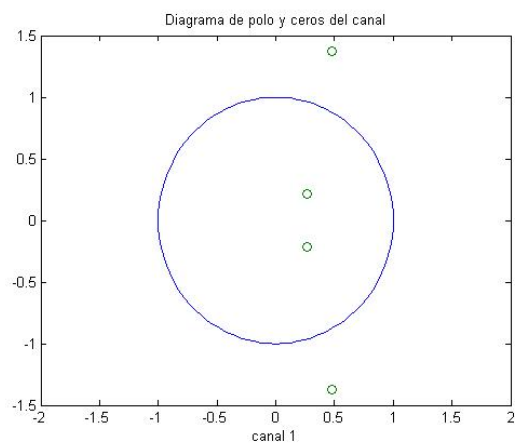
En este apéndice se presentan los 9 canales distintos utilizados para las pruebas de este trabajo. Se trata de canales que se han utilizado con anterioridad en distintos trabajos de igualación sobre métodos de igualación ciega de canal. En este apéndice se muestra su transformada Z , su respuesta en frecuencia, junto a su diagrama de ceros y polos.

A.1. Canales

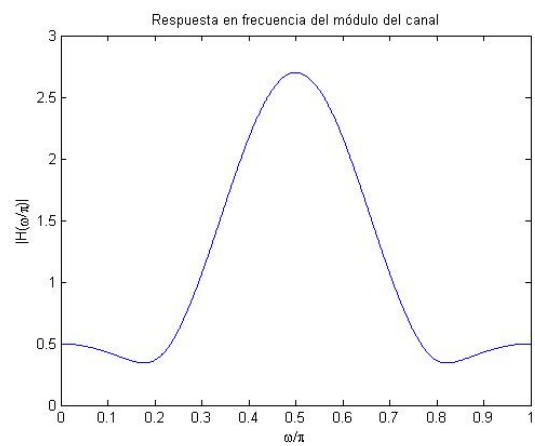
Las transformadas Z de los canales propuestos son las siguientes:

Canal 1:

$$H_1(z) = \frac{e^{j\pi/4}}{1.41} [0.4 - 0.6z^{-1} + 1.1z^{-2} - 0.5z^{-3} + 0.1z^{-4}] \quad (\text{A.1})$$



(a)

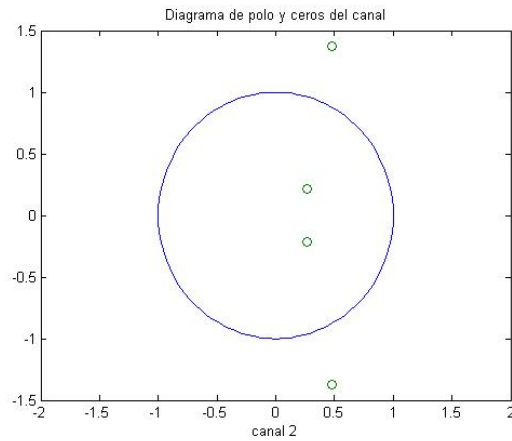


(b)

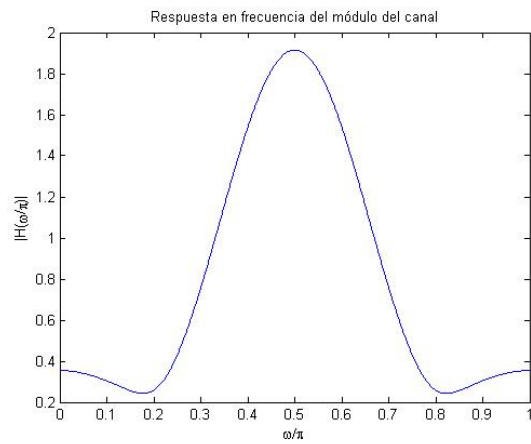
Figura A.1: Canal 1

Canal 2:

$$H_2(z) = \frac{1}{1.41} [0.4 - 0.6z^{-1} + 1.1z^{-2} - 0.5z^{-3} + 0.1z^{-4}] \quad (\text{A.2})$$



(a)

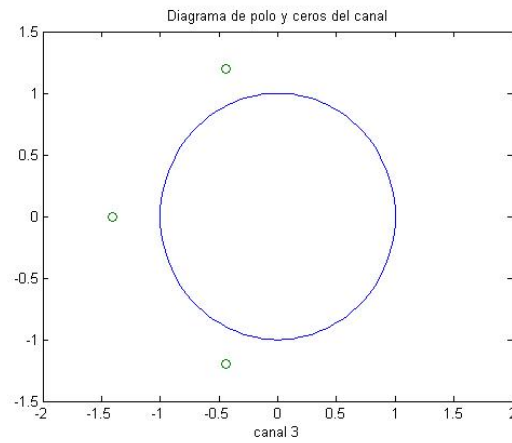


(b)

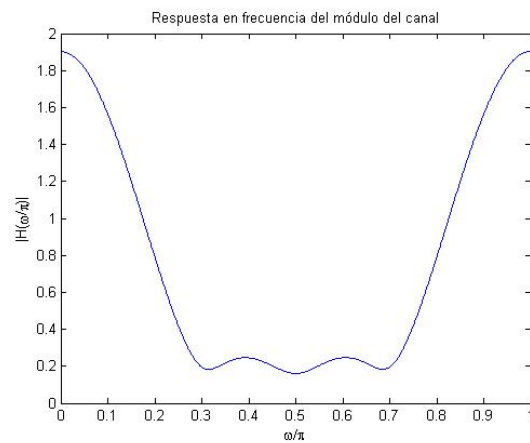
Figura A.2: Canal 2

Canal 3:

$$H_3(z) = [0.2258 + 0.5161z^{-1} + 0.6452z^{-2} + 0.5161z^{-3}] \quad (\text{A.3})$$



(a)

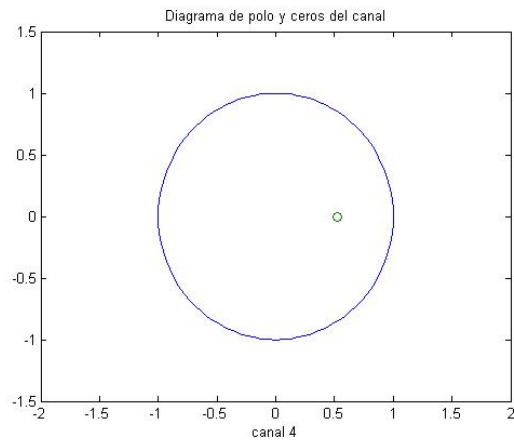


(b)

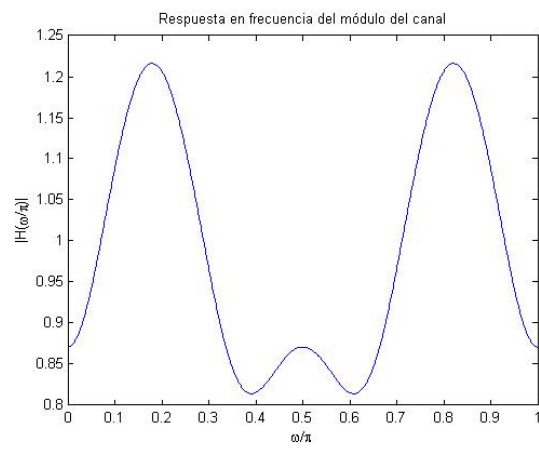
Figura A.3: Canal 3

Canal 4:

$$H_4(z) = [0.2258 + 0.5161z^{-1} + 0.6452z^{-2} - 0.5161z^{-3}] \quad (\text{A.4})$$



(a)

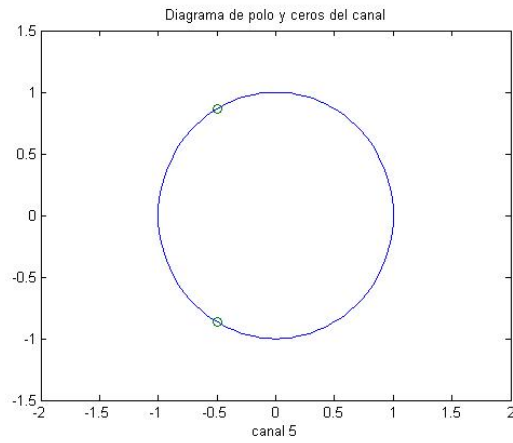


(b)

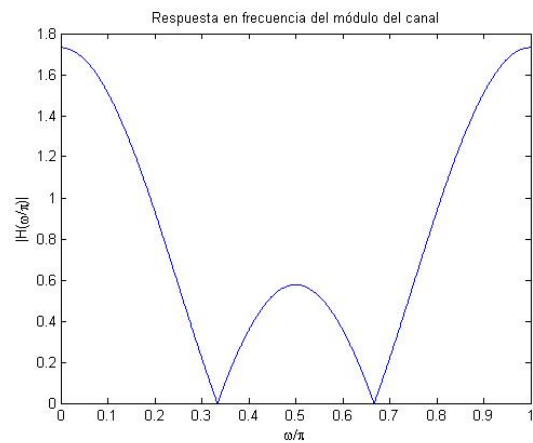
Figura A.4: Canal 4

Canal 5:

$$H_5(z) = \frac{1}{\sqrt{3}} [1 - z^{-1} + z^{-2}] \quad (\text{A.5})$$



(a)

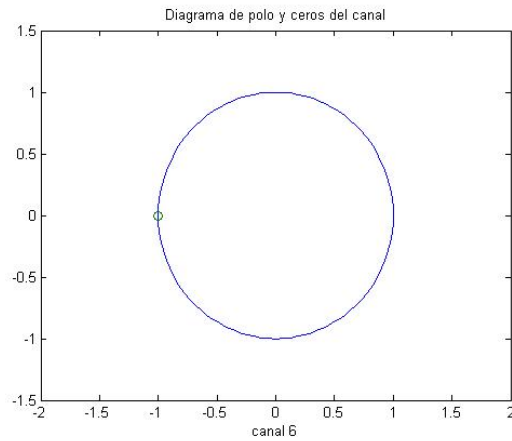


(b)

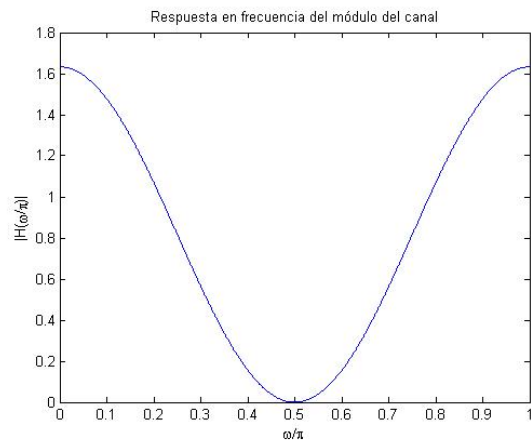
Figura A.5: Canal 5

Canal 6:

$$H_6(z) = \sqrt{\frac{2}{3}} [0.5 + z^{-1} + 0.5z^{-2}] \quad (\text{A.6})$$



(a)

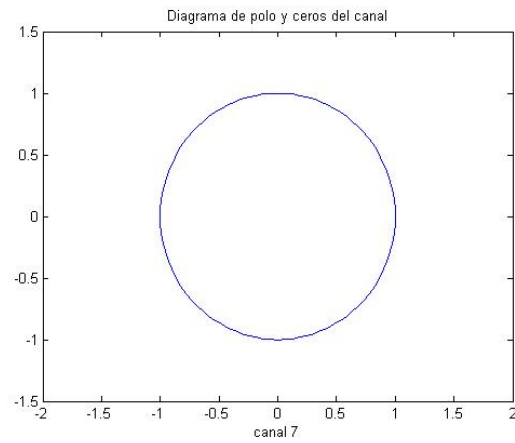


(b)

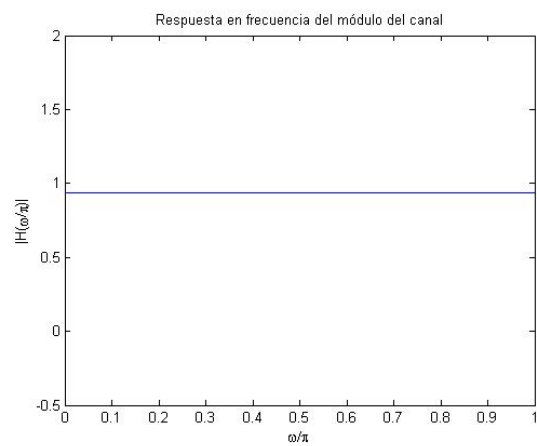
Figura A.6: Canal 6

Canal 7:

$$H_7(z) = \frac{0.7 - z^{-1}}{1 - 0.7z^{-1}} e^{j\pi/4} \quad (\text{A.7})$$



(a)

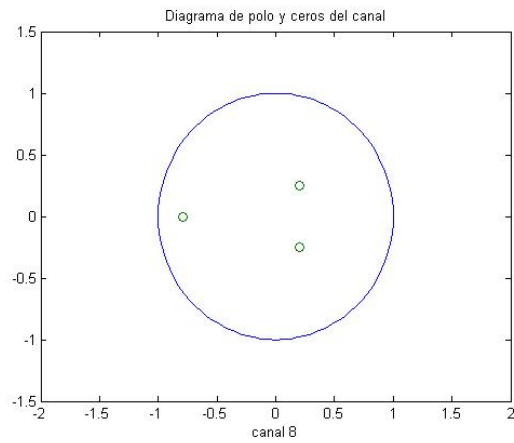


(b)

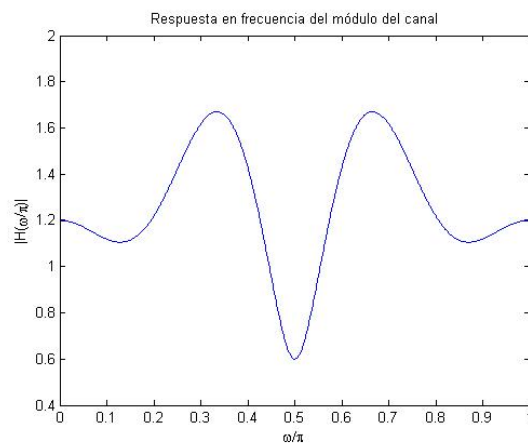
Figura A.7: Canal 7

Canal 8:

$$H_8(z) = [0.2 - 0.4z^{-1} + z^{-2} + 0.6z^{-3} - 0.3z^{-4} + 0.1z^{-5}] \quad (\text{A.8})$$



(a)



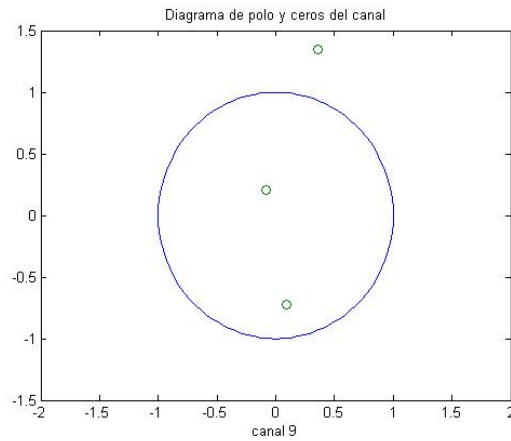
(b)

Figura A.8: Canal 8

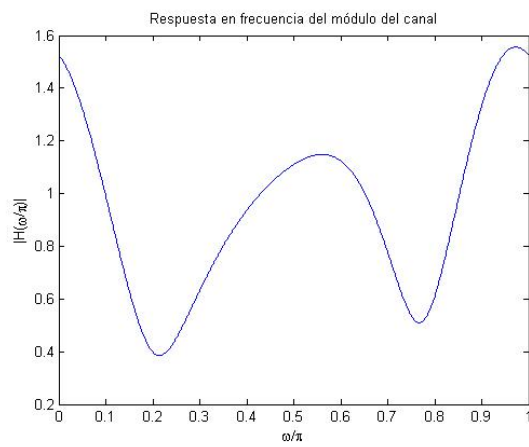
([Proakis y Salehi, 2002], pag 633)

Canal 9:

$$H_9(z) = \frac{1}{\sqrt{4.75}} [(0.2+0.3j) + (0.9+0.9j)z^{-1} + (0.9-0.8j)z^{-2} + (0.8+0.9j)z^{-3} + (0.3-0.1j)z^{-4}] \quad (\text{A.9})$$



(a)



(b)

Figura A.9: Canal 9

Apéndice B

Resultados del resto de canales.

En este apéndice se muestran los resultados obtenidos de todas las pruebas realizadas, de todos los canales. Primero las pruebas de los métodos *on line* y luego las de los métodos bloque, explicadas en el capítulo 4.

B.1. Métodos *on line*

En esta primera sección se hace un recopilatorio de todos los datos numéricos y las gráficas de las pruebas realizadas con los métodos *on line*, explicados en la sección 4.1.

Para cada canal se muestran dos tablas con los distintos valores del parámetro de paso y el nivel de ISI residual alcanzado. En una de ellas se presentan los resultados para el menor nivel de ISI residual, y en la otra para un nivel de ISI residual menos bajo pero consiguiendo una mayor velocidad de convergencia.

También se presentan las distintas gráficas, resultados de las pruebas, donde se representan los resultados presentados en las tablas.

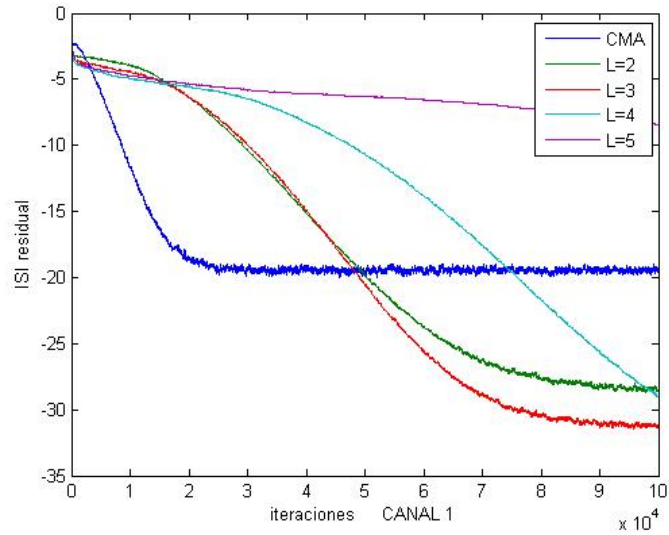
Para el algoritmo propuesto se han ido probando los valores del parámetro L hasta $L = 5$, porque en valores más altos ya no convergía.

Canal 1	Parámetro de paso	ISI residual	Nºiteraciones ($\times 10^4$)
CMA	$3 \cdot 10^{-5}$	$-20dB$	2
L=2	$2 \cdot 10^{-4}$	$-28dB$	7
L=3	$1 \cdot 10^{-4}$	$-32dB$	7
L=4	$1 \cdot 10^{-5}$	$-29dB$	10
L=5	$1 \cdot 10^{-5}$	$-8dB$	10

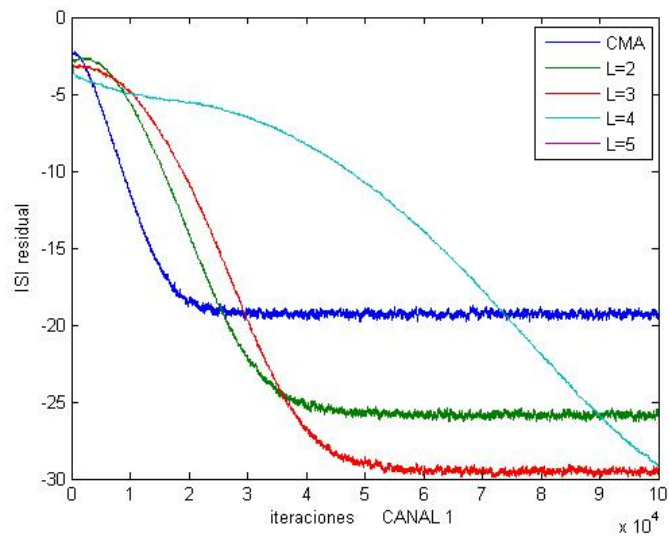
Tabla B.1: Menor nivel ISI residual, canal 1.

Canal 1	Parámetro de paso	ISI residual	Nºiteraciones ($\times 10^4$)
CMA	$3 \cdot 10^{-5}$	$-20dB$	2
L=2	$1 \cdot 10^{-5}$	$-25dB$	7
L=3	$6 \cdot 10^{-5}$	$-30dB$	7
L=4	$3 \cdot 10^{-5}$	$-28dB$	10
L=5	$1 \cdot 10^{-5}$	$-8dB$	10

Tabla B.2: Mayor velocidad de convergencia, canal 1.



(a) Menor nivel ISI residual



(b) Mayor velocidad de convergencia

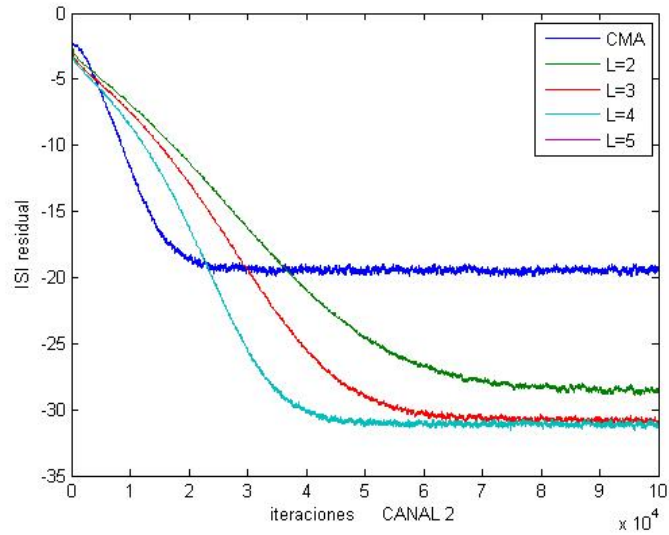
Figura B.1: Evolución del nivel de ISI residual para los distintos métodos para el canal 1

Canal 2	Parámetro de paso	ISI residual	Nºiteraciones ($\times 10^4$)
CMA	$3 \cdot 10^{-5}$	$-20dB$	2
L=2	$1 \cdot 10^{-4}$	$-28dB$	7
L=3	$1 \cdot 10^{-4}$	$-32dB$	5
L=4	$1 \cdot 10^{-4}$	$-32dB$	4
L=5	$1 \cdot 10^{-3}$	<i>Noconverge</i>	—

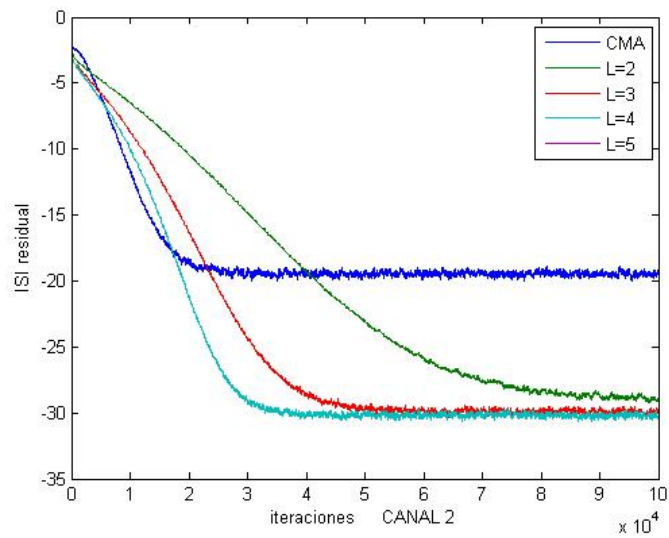
Tabla B.3: Menor nivel ISI residual, canal 2.

Canal 2	Parámetro de paso	ISI residual	Nºiteraciones ($\times 10^4$)
CMA	$3 \cdot 10^{-5}$	$-20dB$	2
L=2	$1 \cdot 10^{-4}$	$-25dB$	7
L=3	$1 \cdot 10^{-4}$	$-30dB$	5
L=4	$1 \cdot 10^{-4}$	$-28dB$	4
L=5	$1 \cdot 10^{-5}$	<i>Noconverge</i>	—

Tabla B.4: Mayor velocidad de convergencia, canal 2.



(a) Menor nivel ISI residual



(b) Mayor velocidad de convergencia

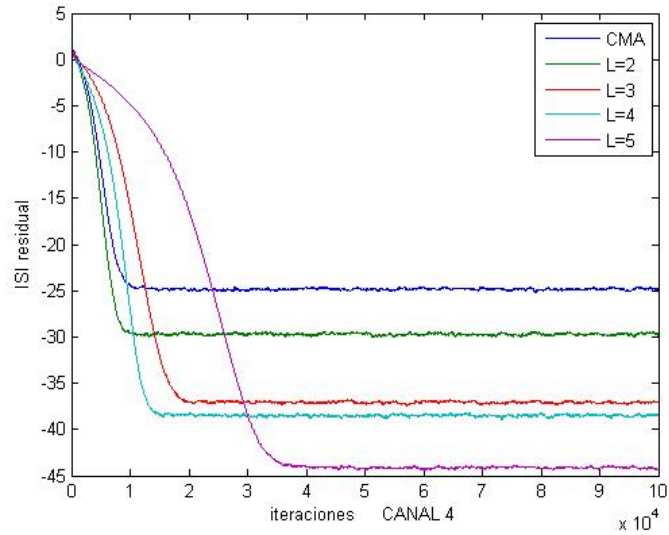
Figura B.2: Evolución del nivel de ISI residual para los distintos métodos para el canal 2

Canal 4	Parámetro de paso	ISI residual	Nºiteraciones ($\times 10^4$)
CMA	$1 \cdot 10^{-5}$	$-25dB$	1
L=2	$1 \cdot 10^{-4}$	$-30dB$	1
L=3	$3 \cdot 10^{-5}$	$-36dB$	2
L=4	$3 \cdot 10^{-5}$	$-38dB$	1,5
L=5	$1 \cdot 10^{-5}$	$-44dB$	3,5

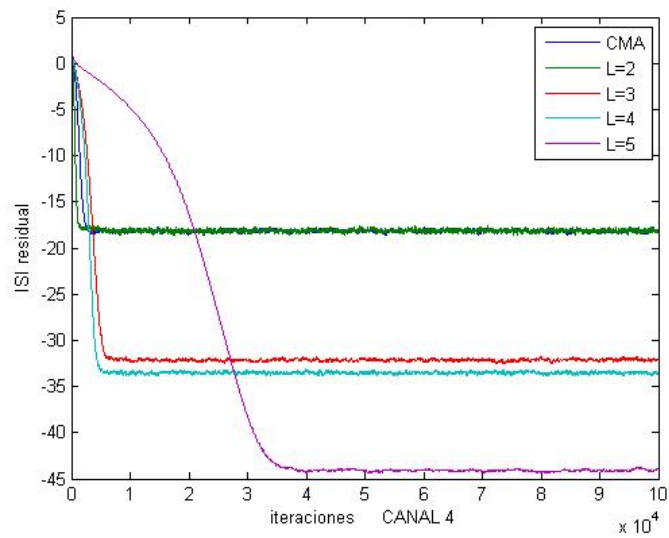
Tabla B.5: Menor nivel ISI residual, canal 4.

Canal 4	Parámetro de paso	ISI residual	Nºiteraciones ($\times 10^4$)
CMA	$4 \cdot 10^{-5}$	$-17dB$	0,2
L=2	$1 \cdot 10^{-3}$	$-17dB$	0,1
L=3	$9 \cdot 10^{-5}$	$-32dB$	1
L=4	$9 \cdot 10^{-5}$	$-33dB$	0,5
L=5	$1 \cdot 10^{-5}$	$-44dB$	3,5

Tabla B.6: Mayor velocidad de convergencia, canal 4.



(a) Menor nivel ISI residual

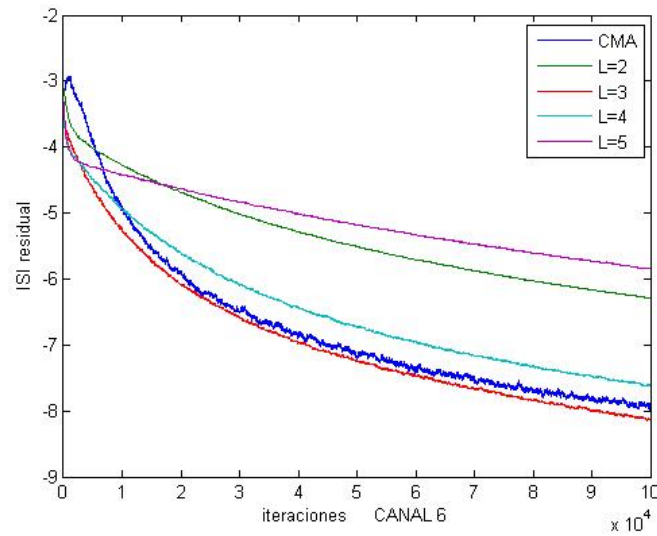


(b) Mayor velocidad de convergencia

Figura B.3: Evolución del nivel de ISI residual para los distintos métodos para el canal 4

Canal 6	Parámetro de paso	ISI residual	Nºiteraciones ($\times 10^4$)
CMA	$3 \cdot 10^{-5}$	$-8dB$	10
L=2	$3 \cdot 10^{-4}$	$-6dB$	10
L=3	$1 \cdot 10^{-4}$	$-8dB$	10
L=4	$5 \cdot 10^{-5}$	$-7dB$	10
L=5	$1 \cdot 10^{-5}$	$-6dB$	10

Tabla B.7: Menor nivel ISI residual y mayor velocidad de convergencia, canal 6.



(a) Menor nivel ISI residual

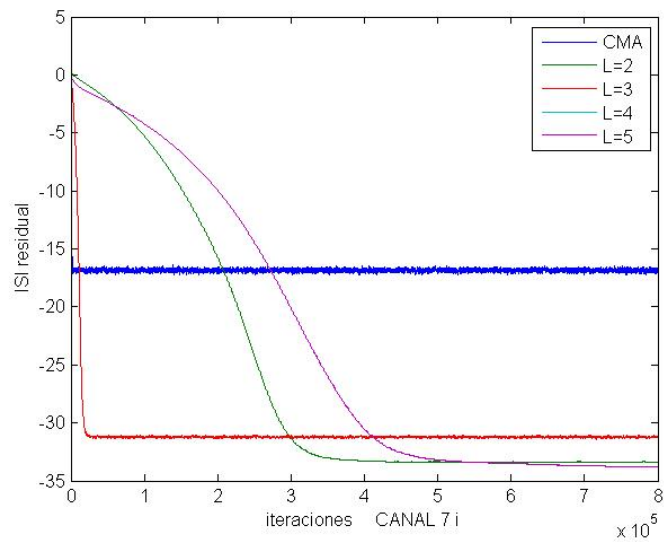
Figura B.4: Evolución del nivel de ISI residual para los distintos métodos para el canal 6

Canal 7	Parámetro de paso	ISI residual	Nºiteraciones ($\times 10^4$)
CMA	$3 \cdot 10^{-5}$	$-17dB$	1
L=2	$5 \cdot 10^{-4}$	$-33dB$	30
L=3	$1 \cdot 10^{-4}$	$-31dB$	3
L=4	$1 \cdot 10^{-5}$	<i>Noconverge</i>	–
L=5	$1 \cdot 10^{-6}$	$-34dB$	50

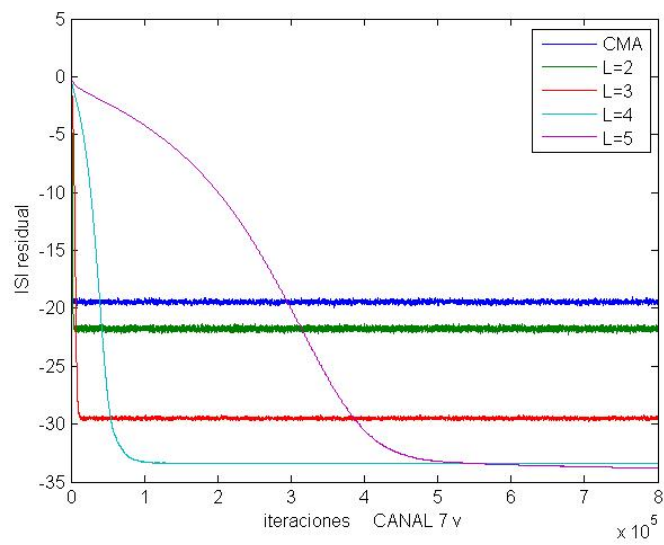
Tabla B.8: Menor nivel ISI residual, canal 7.

Canal 7	Parámetro de paso	ISI residual	Nºiteraciones ($\times 10^4$)
CMA	$5 \cdot 10^{-5}$	$-19dB$	1
L=2	$5 \cdot 10^{-6}$	$-22dB$	2
L=3	$5 \cdot 10^{-5}$	$-30dB$	3
L=4	$9 \cdot 10^{-5}$	$-34dB$	10
L=5	$1 \cdot 10^{-6}$	$-34dB$	50

Tabla B.9: Mayor velocidad de convergencia, canal 7.



(a) Menor nivel ISI residual



(b) Mayor velocidad de convergencia

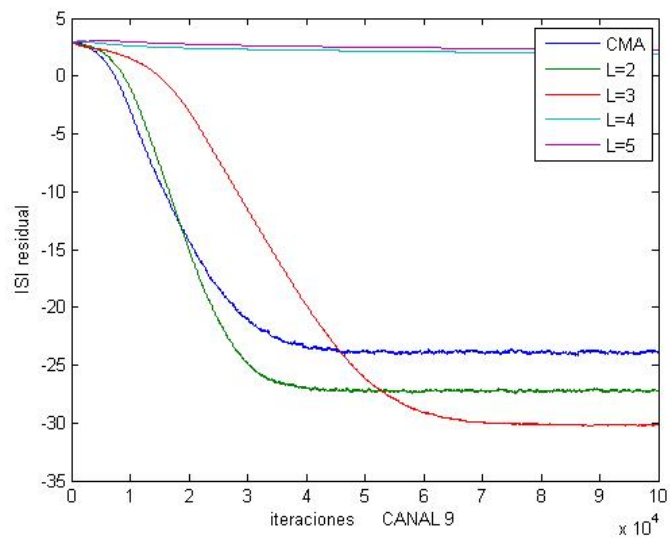
Figura B.5: Evolución del nivel de ISI residual para los distintos métodos para el canal 7

Canal 9	Parámetro de paso	ISI residual	Nºiteraciones ($\times 10^4$)
CMA	$1 \cdot 10^{-5}$	$-24dB$	4
L=2	$1 \cdot 10^{-4}$	$-26dB$	4
L=3	$3 \cdot 10^{-5}$	$-30dB$	7
L=4	$1 \cdot 10^{-6}$	<i>Noconverge</i>	—
L=5	$1 \cdot 10^{-7}$	<i>Noconverge</i>	—

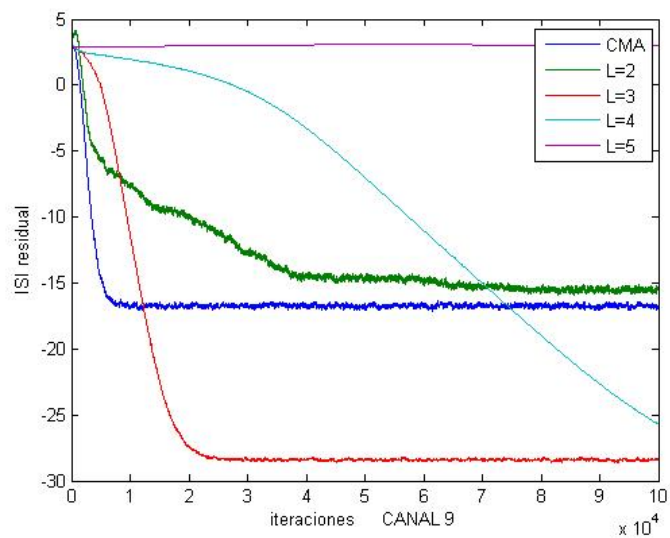
Tabla B.10: Menor nivel ISI residual, canal 9.

Canal 9	Parámetro de paso	ISI residual	Nºiteraciones ($\times 10^4$)
CMA	$5 \cdot 10^{-5}$	$-16dB$	0,8
L=2	$1 \cdot 10^{-3}$	$-15dB$	1
L=3	$9 \cdot 10^{-5}$	$-28dB$	2
L=4	$1 \cdot 10^{-5}$	$-25dB$	10
L=5	$1 \cdot 10^{-8}$	<i>Noconverge</i>	—

Tabla B.11: Mayor velocidad de convergencia, canal 9.



(a) Menor nivel ISI residual

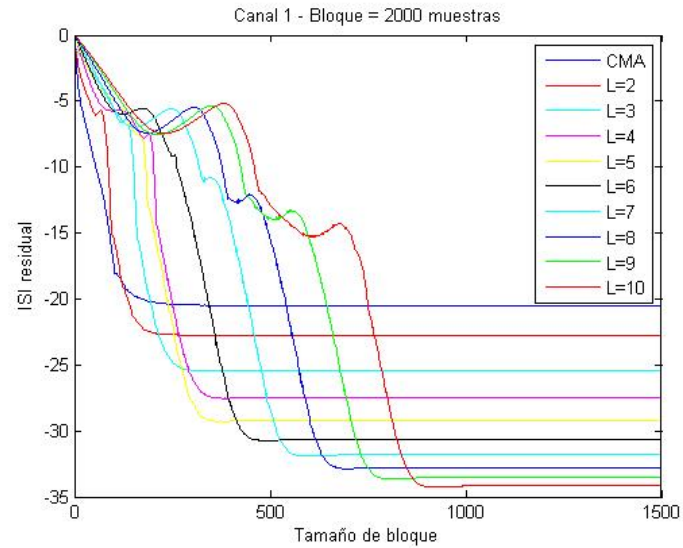


(b) Mayor velocidad de convergencia

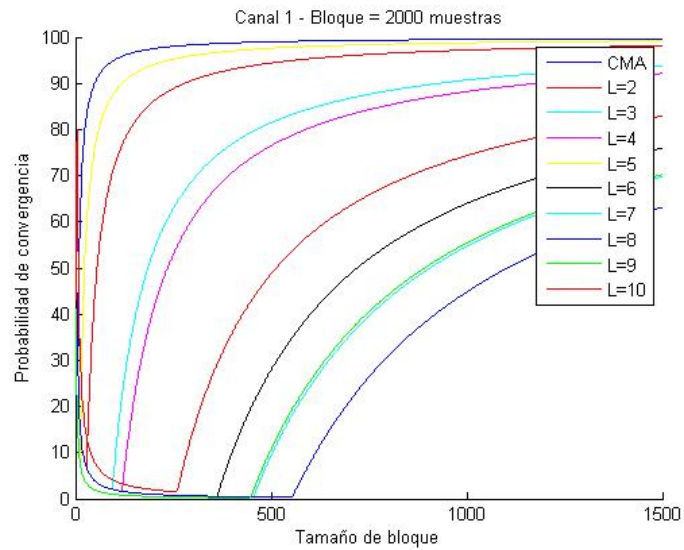
Figura B.6: Evolución del nivel de ISI residual para los distintos métodos para el canal 9

B.2. Métodos bloque

En esta sección se hace un recopilatorio de todas las gráficas obtenidas de las pruebas con los métodos bloque en todos los canales. Para cada uno de los canales se presentan dos gráficas que representan, en primer lugar la evolución de la ISI residual con cada uno de los algoritmos (CMA y propuesto con distintas L 's), y en segundo lugar la probabilidad de convergencia del canal según iba haciéndose mayor el tamaño del bloque.

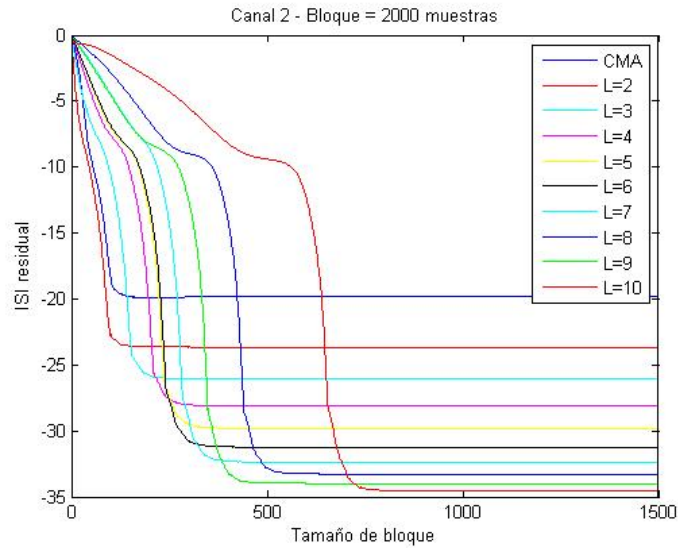


(a) Nivel ISI residual

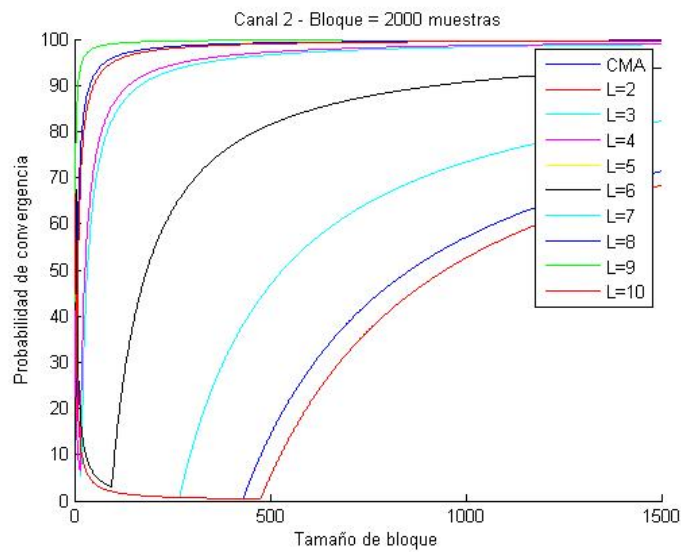


(b) Probabilidad de convergencia

Figura B.7: Evolución del nivel de ISI residual y de la probabilidad de convergencia para los distintos métodos para el canal 1

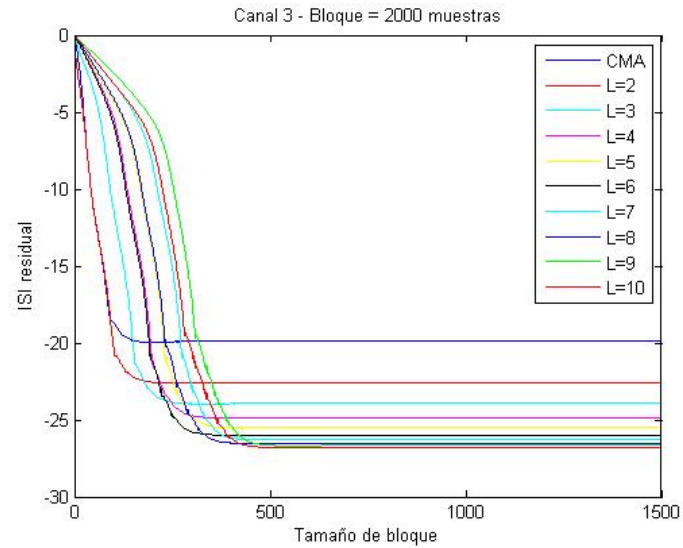


(a) Nivel ISI residual

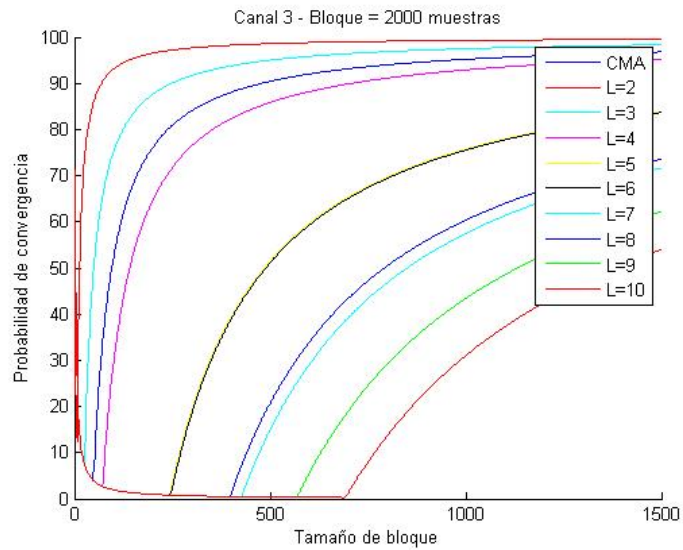


(b) Probabilidad de convergencia

Figura B.8: Evolución del nivel de ISI residual y de la probabilidad de convergencia para los distintos métodos para el canal 2

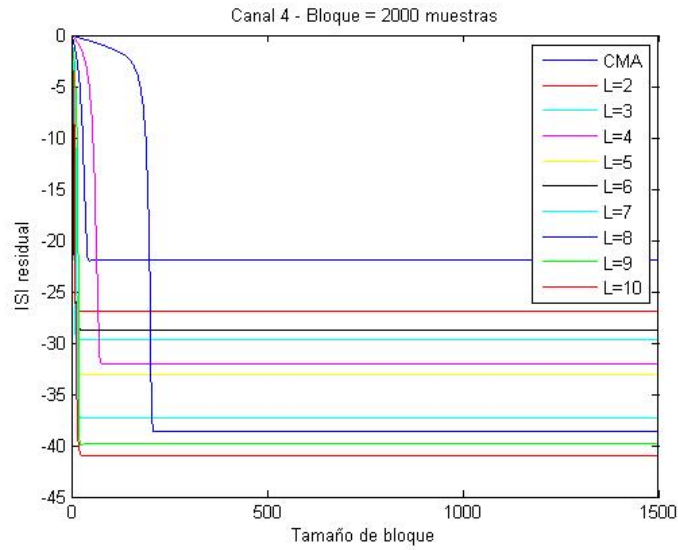


(a) Nivel ISI residual

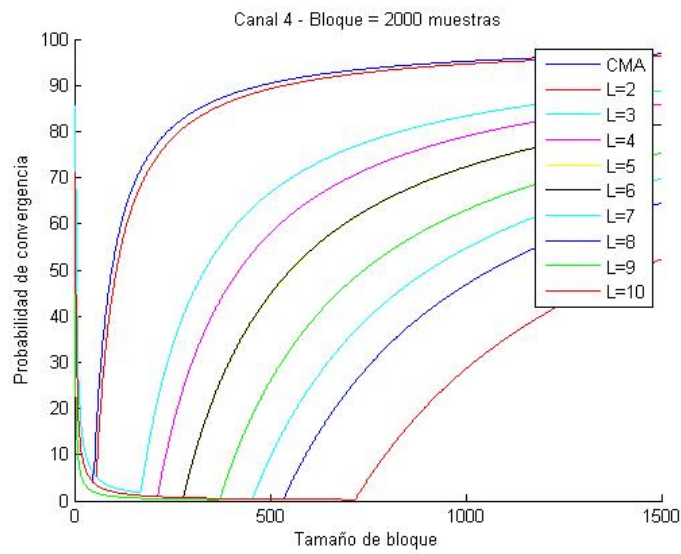


(b) Probabilidad de convergencia

Figura B.9: Evolución del nivel de ISI residual y de la probabilidad de convergencia para los distintos métodos para el canal 3

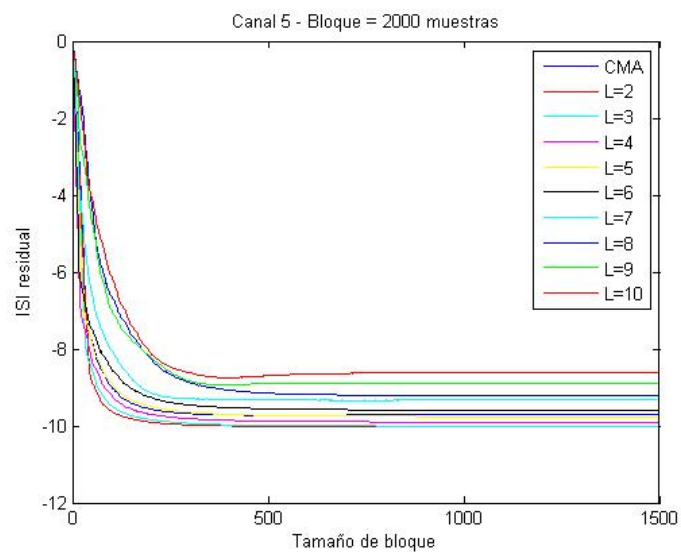


(a) Nivel ISI residual

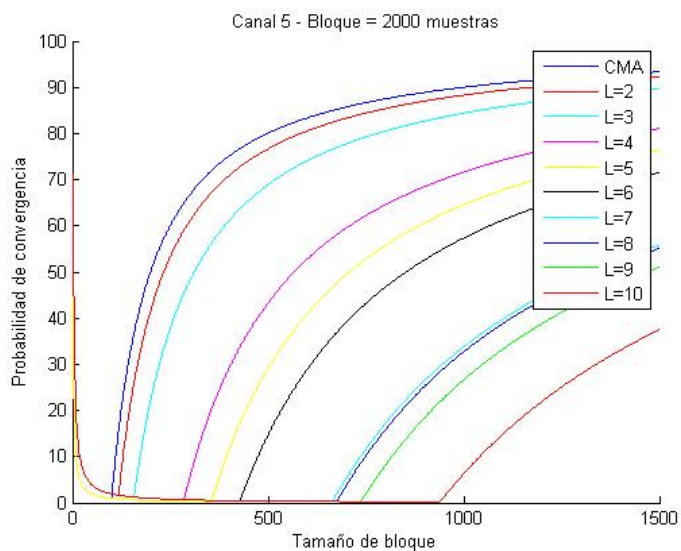


(b) Probabilidad de convergencia

Figura B.10: Evolución del nivel de ISI residual y de la probabilidad de convergencia para los distintos métodos para el canal 4

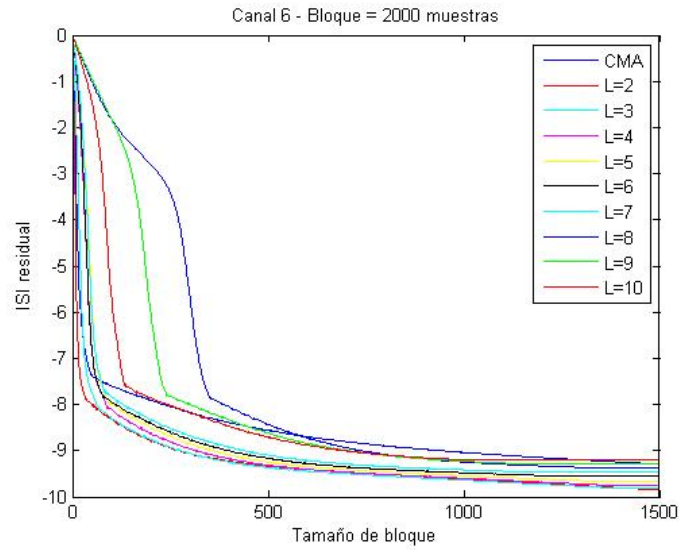


(a) Nivel ISI residual

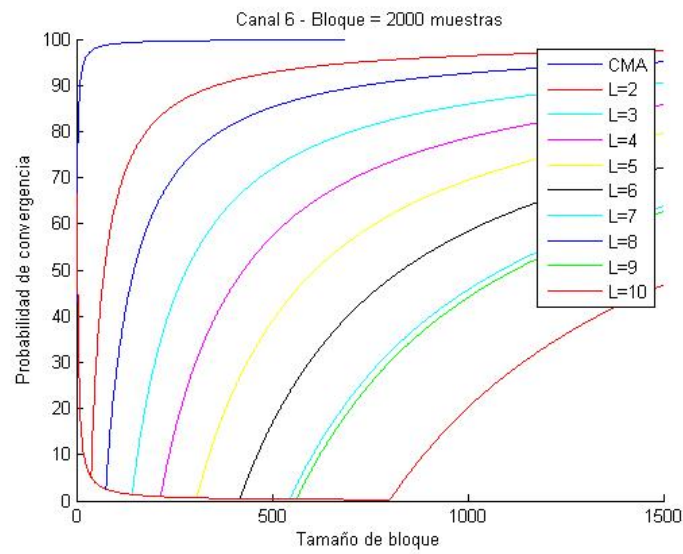


(b) Probabilidad de convergencia

Figura B.11: Evolución del nivel de ISI residual y de la probabilidad de convergencia para los distintos metodos para el canal 5

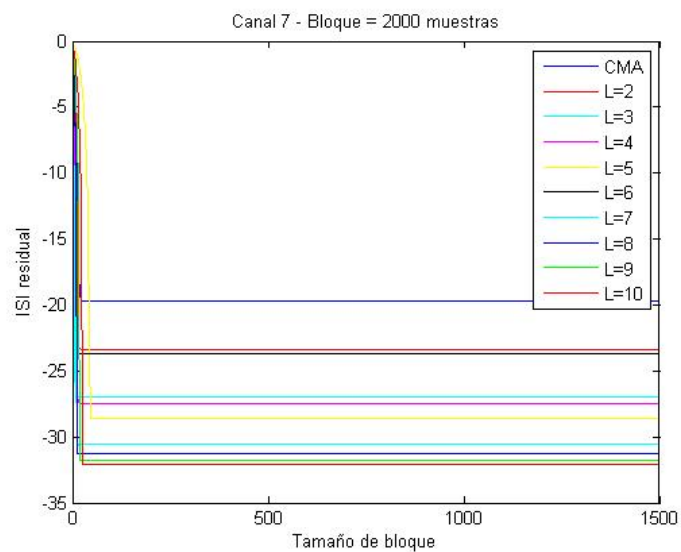


(a) Nivel ISI residual

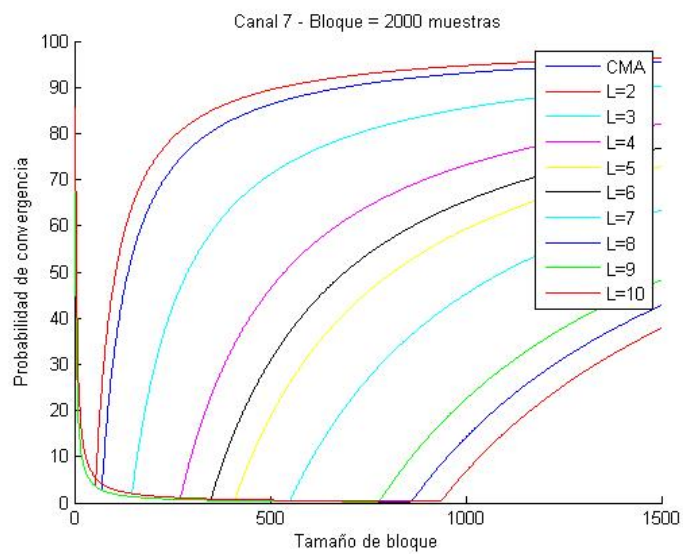


(b) Probabilidad de convergencia

Figura B.12: Evolución del nivel de ISI residual y de la probabilidad de convergencia para los distintos métodos para el canal 6

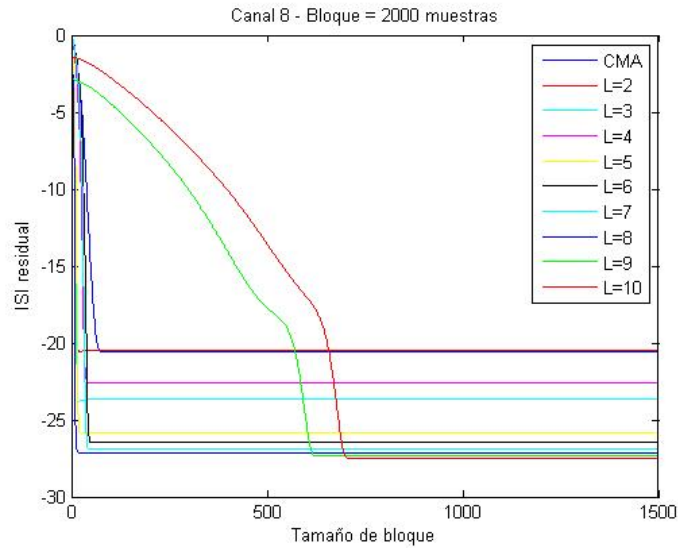


(a) Nivel ISI residual

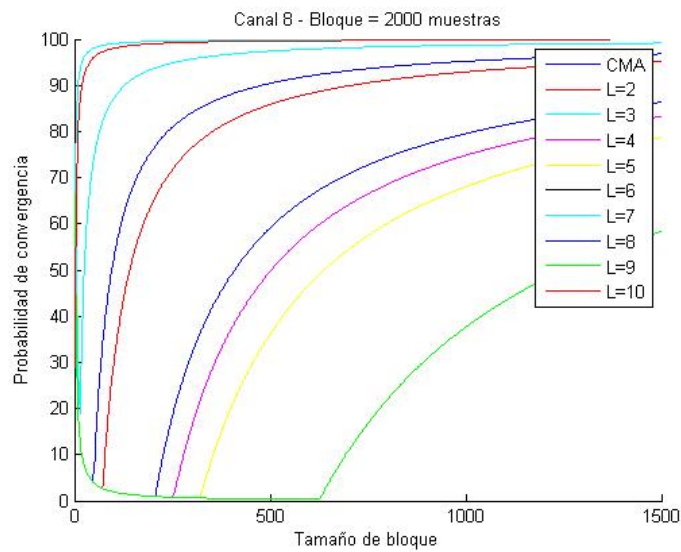


(b) Probabilidad de convergencia

Figura B.13: Evolución del nivel de ISI residual y de la probabilidad de convergencia para los distintos metodos para el canal 7

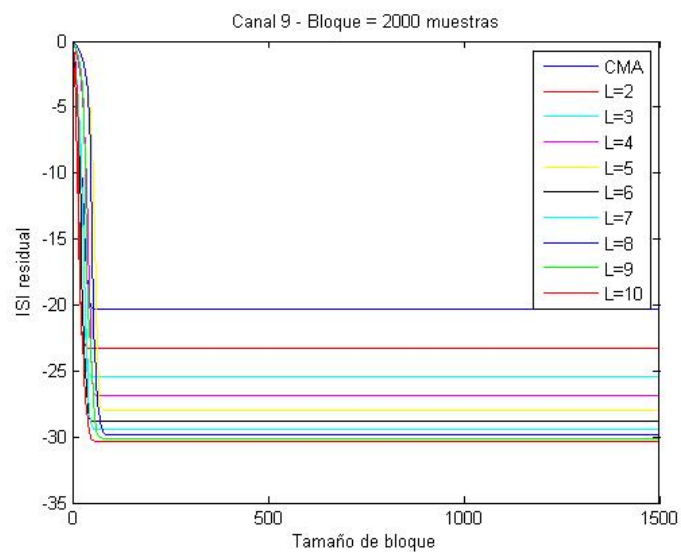


(a) Nivel ISI residual

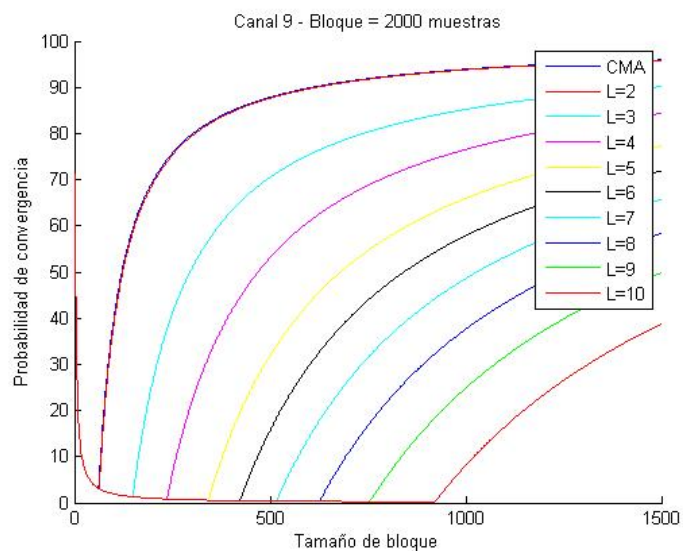


(b) Probabilidad de convergencia

Figura B.14: Evolución del nivel de ISI residual y de la probabilidad de convergencia para los distintos métodos para el canal 8



(a) Nivel ISI residual



(b) Probabilidad de convergencia

Figura B.15: Evolución del nivel de ISI residual y de la probabilidad de convergencia para los distintos metodos para el canal 9

Apéndice C

Etapas del trabajo y presupuesto.

C.1. Diagrama de GANTT

El desarrollo completo del trabajo tuvo en total una duración de nueve meses. Aunque el trabajo se solicitó en el mes de octubre para su realización, no fue hasta comienzos del año 2016 cuando se procedió a trabajar en él.

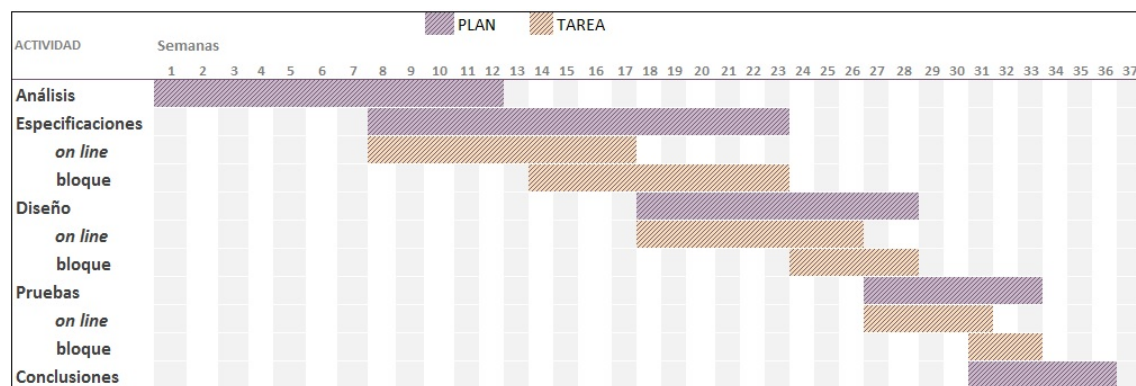


Figura C.1: Diagrama de Gantt

La duración del trabajo se puede dividir en cinco etapas principales: análisis, especificaciones, diseño, pruebas y conclusiones. Dichas etapas están definidas en el capítulo 3 (apartado 3.3) donde pruebas se engloba dentro de la fase de diseño.

Las etapas se planifican en forma de Diagrama de Gantt, en el cual cada una de ellas se encuentra desglosada en las tareas que le corresponden para la consecución de dicha etapa.

C.2. Presupuesto del trabajo

Esta sección está dedicada a la elaboración del presupuesto de la realización del presente proyecto.

Para hacer una estimación del importe económico que supone este proyecto se tiene en cuenta el coste de los medios materiales y el coste de los recursos humanos empleados para su realización.

C.2.1. Coste material

A continuación se hace un desglose del coste unitario del material utilizado para realizar el proyecto:

Ordenador personal	500 €
Licencia de sistema operativo Windows 10 Pro	279 €
Licencia MATLAB	2.400 €
Paquete ofimático Microsoft Office 2013 Professional	79 €
L ^A T _E X	0 €
Impresora	95 €
Total	3.353 €

Al total del coste de material utilizado hay que añadir el coste del emplazamiento de trabajo donde se han llevado a cabo la realización del proyecto. El lugar de trabajo está debidamente acondicionado mediante alumbrado, calefacción, aire acondicionado, servicio de limpieza, mesas, sillas, tomas de corriente, y red de datos de banda ancha. Su coste en alquiler se estima en unos 600 €por mes.

Se ha estimado una duración de trabajo del proyecto en 9 meses, por lo que el coste en concepto de alquiler de emplazamiento puede estimarse en $9 \cdot 600 \text{ €} = 5.400 \text{ €}$. Sumando el coste total del material más el coste de alquiler del lugar de trabajo, se obtiene que: **el coste total de medios materiales es 8.753 €.**

C.2.2. Coste del personal involucrado en el proyecto.

Para la realización de este proyecto solo ha participado una persona, bajo la dirección del director del proyecto, de los cuales se estiman aproximadamente 300 horas de trabajo de la estudiante, y unas 16 horas de trabajo por parte del director.

Según los cánones del Colegio Oficial de Ingenieros de Telecomunicación

(COIT) se estima que el sueldo de un estudiante del grado de telecomunicaciones ronda los 6 € la hora, lo que suma un total de 1.800 €.

También se estima el salario del director del proyecto, de forma general, como un 7% de la suma del coste de material más el coste de la mano de obra hasta un límite de 30000 €. **Por tanto el coste de la dirección del proyecto es 738,71 €.**

C.2.3. Coste total del proyecto.

Partiendo de los cálculos presentados en las secciones [C.2.1](#) y [C.2.2](#), el **coste total del proyecto asciende a 9.814,29 €.**

Apéndice D

Introduction and conclusions, English version.

This appendix lists the chapters of introduction and conclusions, English version.

First of all will be presented the aspects that have motivated the realization of this work, taking into account the socio-economic environment in which it is located and the applicable regulatory framework. Then there will be described the conclusions drawn from the tests.

D.1. Introduction.

One of the factors that impact has had on the huge economic and social development that has occurred since the mid-20th century, has been the so-called *Digital Revolution*, to which, due to its importance, due to its importance it also sometimes has been called as the third industrial revolution. The International Telecommunications Union, or ITU, in their FAQ page it answers the question “*what is the digital revolution?*” as follows [[Unión Internacional de Telecomunicaciones \(ITU\), 2016](#)]:

"The rapid development of information technologies and communications and innovation of digital systems represent a revolution, that has fundamentally changed the way in which people think, acts, communicates, works and earns their livelihood. The so-called digital revolution has forged new ways of creating knowledge, educate the population and transmit information. It has restructured the way that countries do business and govern its economy, they are governed and politically committed. It has provided the quick delivery of humanitarian aid and health care, and a new vision of environmental protection. And even created new forms of entertainment and leisure activities. Since access to information and knowledge is a prerequisite to achieve

the objectives of the Millennium Development (MDGs), It has the ability to improve the standard of living of millions of people around the world. In addition, better communication between peoples allows solve conflicts and achieve world peace.” To give you some examples that help quantify the impact from the use of the technologies of information and communication (technology ICT), the European Commission estimates that the implementation of the Digital single market would mean a contribution of about 450 billion per year into the economy of the European Union, and that they would create about 250,000 new jobs by the year 2020 [Comisión Europea, 2016a]. In Spain, the recent report *4.0 Spain: the challenge of the digital transformation of the economy* prepared by Roland Berger for Siemens [Roland Berger, 2016] expected impact of more than 120,000 million euros of gross value added of the most relevant economic sectors in Spain, as telecommunications and Internet, tourism, financial services, transport, infrastructure, pharmacy, health, energy and industry, in the year 2025 [Hernandis, 2016]. Although the effect of the digital revolution has been occurring since the mid-20th century, and it has generated remarkable socio-economic changes, its effect in the coming years is expected even higher. More than the 70 % of the executives surveyed in the United States, China, Australia, India, Japan, United Kingdom, Germany, France, Spain and Italy by the KPMG Consulting report *Global CEO Outlook 2016* [KPMG, 2016] (the survey was conducted on more than 120,000 executives) believes that companies will suffer in the next three years more radical internal restructuring processes that were conducted over the last five decades. In addition, 77 % of respondents globally (and 80

ICTs are also important as a factor for growth in the developing countries, both in the economic field and in the social sphere. The World Bank has different projects and programmes for the use of ICT in these countries [Banco Mundial, 2016a]. The extension of the use of ICT is considered essential in this area for the stimulation of sustainable development, the development of new services, and as an aid to social development. A clear example is the World Bank collaboration with UNESCO in the development of the use of ICT in education [Banco Mundial, 2016b].

Due to the importance of ICT, all countries have some kind of digital agenda for the planning of investment in research and development of these technologies. In Spain, this agenda depends on the ministries of industry, energy and tourism, finance, and public administrations, and has dedicated web site [Gobierno de España, 2016]. And investment for the development of these technologies is essential in this agenda. In the Union European, in the programme framework Horizon 2020 [Comisión Europea, 2016b], since the sector of the TIC is related with the 50 % of the growth of productivity in the Union, the game dedicated to this sector has increased by 25 % with regard to the previous framework programme (the seventh framework programme or FP7). This means that the ICT sector will generate 25 % of total spending on

research and development (r+d) [Comisión Europea, 2016c]. One of the key elements within the ICT are digital communications systems, which allow the remote transmission of digital information in all applications. Such systems play a fundamental role in many areas. To cite just a few examples:

- The development of the personal communications systems, voice and data of different generations (3G, 4G, 5G), and provision of services to the user through the different operators. According to the *report on the measurement of the society of the 2015 information*, the number of users of mobile telephony in 2015 was approximately 7,300 million and the population covered by mobile telephony network nears 95 % of the population. In addition, the average price of the mobile services continues to drop around the world, which is complemented by the demand for higher transmission capacities to be able to support new services.
- Air traffic management, in which the safety of air navigation, and the operational efficiency of the same is based on the use of communications, navigation and surveillance systems. This concept is synthesized in the acronym CNS /ATM (from the English *Communication, Navigation and Surveillance for Air Traffic Management*). In this field, digital communications systems have been gaining importance, since even some navigation or surveillance systems are based on the transmission and processing of digital information. In particular, at the moment is developing new infrastructure of digital communications within the NextGen programs systems [FAA, 2016], funded in the USA by the FAA (from the English, *Federal Aviation Administration*), and SESAR [Comisión Europea, 2016d], funded by the European Commission within the master European Plan of management of the traffic air (*European ATM Master Plan* [EUROCONTROL, 2016]). The development of these projects is being coordinated by the international organization of Civil Aviation, ICAO (from the English *International Civil Aviation Organization*).
- Satellite communications for military communications systems. In this area in Spain, the Directorate General of armaments and Material (DGAM) estimated the Ministry of defence will have to make an investment of 1.740 million euros in the period 2016-2030 in the satellite sector. Of this amount, 46 % would correspond to the field of communications systems [Carrasco, 2015].

Within the systems of communication, one of the key elements is the receiver, you will need to properly treat the so-called intersymbolic interference, or ISI (from the English *Inter-Symbol Interference*), It is without

doubt the greatest effect of distortion that appears in practice in a digital communication system [Artés-Rodríguez et al., 2007, Proakis, 1995]. One of the types of most commonly used receivers to combat the effects of the ISI are those based on the known as channel equalizers, and in particular the so-called blind equalizing [Ding y Li, 2001]. In this type of receptors, equalizer uses statistical knowledge of the received signal to compensate for distortions introduced during transmission. The adjective "blind" refers to this function is performed without requiring knowledge of the response of the channel of communications, or sending a sequence of reference for the design of the parameters of the equalizer. In this paper it will be analysed the performance of a new method of design of blind channel equalizers, and their performance will be compared with those obtained with the classical methods of equalization best-known.

In terms of the applicable regulatory framework, the scope of telecommunications requires regulation at different levels. First, around the world there are telecommunications regulators, such as the ITU, formed by 193 Nations, and whose main objective is to harmonize telecommunications around the world. In particular, handles the regulation of radio spectrum use, and ensure the compatibility of the new systems that will develop. Another of those agencies regulators more important is the Organization International of standardization, or ISO (from the English *International Organization for Standardization*), formed by 163 national standardization bodies (in Spain: AENOR, *Asociación Española de Normalización y Certificación*). It is dedicated to facilitate the international market and provides rules (as for instance ISO 9000: quality management).

At the national level, the basic regulatory framework the General telecommunications law (LGT), imposes it, currently, the law 9/2014 of 10 May. [Jefatura del Estado, 2014], that it repeals the former LGT 32/2003 of November 3. It is intended to achieve with this law aims at improving free competition and facilitating investment, and ensure that in 2017, 100 % of households have access to broadband 10 Mbps and by 2020 communications, 30 Mbps (100 %), with more than 50 % at 100 Mbps. Based on this basic regulation, specific regulation for a true digital communications system will depend on its features and its specific scope application. In this work, which is considered the design of blind channel equalizers for digital communications receivers, no concrete implementation has not been considered, but it is to assess the General performance of the proposed algorithms. Following this work, it is necessary to make several points. On the one hand, it is necessary to take into account the possible patents in some algorithms may be subject. None of the considered algorithms are subject to patents. On the other hand, the work consists of simulation software for channel equalizers, so you should also keep in mind the software licenses necessary to carry out simulations, which includes the operating system and the simulation software used, in

this case Windows 10 and MATLAB, respectively. Finally, it has been necessary to develop a memory of the work and the presentation for the defense of the same. Both the memory and the presentation have been made with L^AT_EX[Lampport, 1985], a text composition system aimed at the creation of written documents that present a high typographic quality. Is cross-platform and open source, therefore there has been no bear license for use.

D.2. Conclusions

Then, are collected the conclusions obtained after having evaluated the performance of the method proposed, and have analyzed the results obtained.

D.2.1. The analysis of the method

The main objective of this work, presented in the chapter 1, is to present a new method of equalization blind channel (more information about blind equalization channel in section 2.3), and evaluate its performance.

When we have already scheduled method, and tested with different channels, to ensure that it is a method that meets the objectives adequately, as well as that their behavior is similar to the methods used today to solve the problem of the ISI, and in some cases shows a better performance against certain scenarios.

Therefore, and once proven that the method meets expectations, has wanted to make a comparison with the most used methods, and the findings are listed below.

D.2.2. The analysis of performance

As discussed in the previous chapter 4, to try and draw conclusions from the benefits of this new method proposed in this paper and explained in the section 3.2, it is wanted to compare with the most used channel blind equalization algorithms and that better results give in combating the problem of the ISI.

As specified in the chapter of design 3, first we compared methods online and after the block ones. In both cases they wanted to use CMA algorithm [Godard, 1980] (section 2.3.4) as a point of reference to compare the results obtained using the proposed methods, and thus to draw conclusions.

First, methods online can be observed that for all channels with which we have worked (described in Appendix A), the algorithm with better perfor-

mance fulfilling the relationship between speed of convergence - level reached residual ISI is the method proposed fixing $L = 3$.

As for methods block, the proposed algorithm has been compared with the CMA, and take out two conclusions: looking at the speed of convergence benefits are enough similar, however the levels of convergence are much better those achieved with the proposed algorithm than with the CMA.

It therefore determines that the proposed method provides best prestaciones in general that the CMA algorithm.

Bibliografía

- [Artés-Rodríguez et al., 2005] A. ARTÉS-RODRÍGUEZ, M. LÁZARO, y M. SÁNCHEZ-FERNÁNDEZ. “Decentralized detection in sensor networks with censored transmissions”. En *Proceedings of the ICASSP 2005*, Philadelphia, USA. marzo 2005.
- [Artés-Rodríguez et al., 2007] A. ARTÉS-RODRÍGUEZ, F. PÉREZ-GONZÁLEZ, J. CID-SUEIRO, R. LÓPEZ-VALCARCE, C. MOSQUERA-NARTALLO, y F. PÉREZ-CRUZ. *Comunicaciones Digitales*. Pearson Educación. 2007.
- [Banco Mundial, 2016a] BANCO MUNDIAL. “Information & communication technologies”. 2016.
- [Banco Mundial, 2016b] BANCO MUNDIAL. “World Bank - UNESCO cooperation on ICT and education”. <http://www.worldbank.org/en/topic/edutech/brief/world-bank-unesco-cooperation-on-ict-and-education>, consultado en septiembre. 2016.
- [Benveniste et al., 1980] A. BENVENISTE, M. GOURSAT, y G. RUGET. “Robust identification of a nonminimum phase system: Blind adjustment of a linear equalizer in data communications”. *IEEE Transactions on Automatic Control*, AC-25(3):385–399, junio 1980.
- [Berger, 1985] J. O. BERGER. *Statistical decision theory and Bayesian analysis*. Springer Series in Statistics. Springer, segunda edición. 1985.
- [Carrasco, 2015] B. CARRASCO. “Defensa cifra en 1.740 millones la inversión necesaria en espacio”. Infodefensa, publicado el 25/12/2015, disponible en <http://www.infodefensa.com/es/2015/12/23/noticia-defensa-cifra-millones-inversion-necesaria-espacio.html>, consultado en septiembre de 2016. 2015.
- [Comisión Europea, 2016a] COMISIÓN EUROPEA. “”. Página web de la Comisión Europea, http://ec.europa.eu/priorities/digital-single-market_en, consultado en septiembre. 2016.

- [Comisión Europea, 2016b] COMISIÓN EUROPEA. “Programa marco Horizonte 2020”. <http://ec.europa.eu/programmes/horizon2020/en>. 2016.
- [Comisión Europea, 2016c] COMISIÓN EUROPEA. “Programa Marco Horizonte 2020: ICT Research & Innovation”. <http://ec.europa.eu/programmes/horizon2020/en/area/ict-research-innovation>. 2016.
- [Comisión Europea, 2016d] COMISIÓN EUROPEA. “The Single European Sky ATM Research (SESAR) project”. <http://www.sesarju.eu>, consultado en septiembre. 2016.
- [Constantini, 2016] L. CONSTANTINI. “La revolución digital, la pesadilla de los directivos”. *El País*, 28 de junio de 2016. Disponible en http://economia.elpais.com/economia/2016/06/27/actualidad/1467054828_725303.html. 2016.
- [Cover y Thomas, 1991] T. M. COVER y J. A. THOMAS. *Elements of information theory*. John Wiley & Sons, New York, NY. 1991.
- [Diehl y Cauwenberghs, 1993] C. P. DIEHL y G. CAUWENBERGHS. “Svm incremental learning, adaptation and optimization”. En *Proceedings of the International Joint Conference on Neural Networks*, págs. 2685–2690. 1993.
- [Ding y Li, 2001] Z. DING y Y. LI. *Blind Equalization and Identification*. Marcel Dekker, New York. 2001.
- [EUROCONTROL, 2016] EUROCONTROL. “eATM portal: European atm master plan”. <https://www.atmmasterplan.eu>, consultado en septiembre. 2016.
- [FAA, 2016] FAA. “Programa NextGen”. <https://www.faa.gov/nextgen/>, consultado en septiembre. 2016.
- [Funahashi, 1998] K. FUNAHASHI. “Multilayer neural networks and Bayes decision theory”. *Neural Networks*, 11(2):209–213, marzo 1998.
- [Giannakis et al., 2001] G. B. GIANNAKIS, Y. HUA, P. STOICA, y L. TONG, editores. *Signal Processing Advances in Wireless and Mobile Communications. Vol. I: Trends in Channel Estimation and Equalization*. Prentice Hall, Upper Saddle River: NJ. 2001.
- [Gobierno de España, 2016] GOBIERNO DE ESPAÑA. “Agenda digital”. <http://www.agendadigital.gob.es>. 2016.
- [Godard, 1980] D. GODARD. “Self-recovering equalization and carrier tracking in two dimensional data communication systems”. *IEEE Transactions on Communications*, 28:1867–1875, noviembre 1980.

- [Haykin, 2002] S. HAYKIN. *Adaptive Filter Theory*. Prentice Hall, Upper Saddle River. 2002.
- [Hernandis, 2016] M. HERNANDIS. “La digitalización ahorrará 120.000 millones a la economía española”. *El País*, 17 de mayo de 2016. Disponible en <http://www.elmundo.es/economia/2016/05/17/573af1f222601d6b368b4698.html>. 2016.
- [Jefatura del Estado, 2014] JEFATURA DEL ESTADO. “Ley 9/2014 de mayo, de telecomunicaciones”. *Boletín Oficial del Estado (BOE)*, número 114, de 10 de mayo de 2014, páginas 35824 a 35938 (115 páginas). Disponible en <https://www.boe.es/boe/dias/2014/05/10/pdfs/BOE-A-2014-4950.pdf>. 2014.
- [Joachims, 1999] T. JOACHIMS. “Making large-scale SVM learning practical”. En B. Scholkopf, C. Burges, y A. Smola, editores, *Advances in Kernel Methods-Support Vector Learning*. MIT Press. 1999.
- [KPMG, 2016] KPMG. “Global CEO outlook 2016”. Disponible en <https://home.kpmg.com/content/dam/kpmg/pdf/2016/06/ceo-outlook-2016-espana.pdf>, consultado en septiembre. 2016.
- [Lamport, 1985] L. LAMPORT. *L^AT_EX: A document preparation system*. Addison-Wesley, Reading. 1985.
- [Lázaro, 2014] M. LÁZARO. “Teoría de la comunicación”. Curso abierto de la Universidad Carlos III de Madrid, disponible en el portal OCW de dicha universidad ocw.uc3m.es. 2014.
- [Lázaro et al., 2003] M. LÁZARO, I. SANTAMARÍA, F. PÉREZ-CRUZ, y A. ARTÉS-RODRÍGUEZ. “SVM for the simultaneous approximation of a function and its derivative”. En *Proceedings of the 2003 IEEE International Workshop on Neural Networks for Signal Processing (NNSP)*, Toulouse, France. 2003.
- [Lázaro et al., 2009] M. LÁZARO, M. SÁNCHEZ-FERNÁNDEZ, y A. ARTÉS-RODRÍGUEZ. “Optimal sensor selection in binary heterogeneous sensor networks”. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 57(4):1577–1587, abril 2009.
- [Picchi y Prati, 1987] G. PICCHI y G. PRATI. “Blind equalization and carrier recovery using a “Stop-And-Go” decision directed algorithm”. *IEEE Transactions on Communications*, COM-35:877–887, 1987.
- [Proakis, 1995] J. G. PROAKIS. *Digital Communications*. McGraw-Hill, New York. 1995.

- [Proakis y Salehi, 2002] J. G. PROAKIS y M. SALEHI. *Communication System Engineering*. Prentice-Hall, Upper Saddle River, New Jersey, segunda edición. 2002.
- [Qureshi, 1985] S. U. H. QURESHI. “Adaptive equalization”. *Proceedings of the IEEE*, 73(9):1349–1387, 1985.
- [Ready y Gooch, 1990] M. READY y R. GOOCH. “Blind equalization based on radius directed adaptation”. En *Proceedings of the International Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing*, págs. 1699–1702, Albuquerque. 1990.
- [Roland Berger, 2016] ROLAND BERGER. “España 4.0 - El reto de la transformación digital de la economía”. Informe elaborado para SIEMENS. Disponible en http://w5.siemens.com/spain/web/es/estudiogigitalizacion/Documents/Estudio_Digitalizacion_Espana40_Siemens.pdf. 2016.
- [Sala-Alvarez y Vazquez-Grau, 1997] J. SALA-ALVAREZ y G. VAZQUEZ-GRAU. “Statistical reference criteria for adaptive signal processing in digital communications”. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 45(1):14–31, enero 1997.
- [Sato, 1975] Y. SATO. “A method of self-recovering equalization for multilevel amplitude modulation”. *IEEE Transactions on Communications*, COM-23:679–682, 1975.
- [Shalvi y Weinstein, 1993] O. SHALVI y E. WEINSTEIN. “Super-exponential methods for blind deconvolution”. *IEEE Transactions on Information Theory*, 39(2):504–519, marzo 1993.
- [Shannon, 1948] C. E. SHANNON. “A mathematical theory of communication”. *The Bell System Technical Journal*, 27:379–423, julio 1948.
- [Tong et al., 1995] L. TONG, G. XU, B. HASSIBI, y T. KAILATH. “Blind identification and equalization based on second-order statistics: A frequency domain approach”. *IEEE Transactions on Information Theory*, 41(1):329–334, enero 1995.
- [Unión Internacional de Telecomunicaciones (ITU), 2015] UNIÓN INTERNACIONAL DE TELECOMUNICACIONES (ITU). “Informe sobre medición de la Sociedad de la Información 2015”. Disponible en <https://www.itu.int/en/ITU-D/Statistics/Documents/publications/misr2015/MISR2015-ES-S.pdf>. 2015.
- [Unión Internacional de Telecomunicaciones (ITU), 2016] UNIÓN INTERNACIONAL DE TELECOMUNICACIONES (ITU). “¿Qué es la revolución

digital?”. Disponible en https://www.itu.int/net/wsis/basic/faqs_answer.asp?lang=es&faq_id=42, consultado en septiembre. 2016.

[Widrow y Stearns, 1985] B. WIDROW y S. STEARNS. *Adaptive Signal Processing*. Prentice Hall, Englewood Cliffs, NJ. 1985.