



**MEJORA DE RECEPCIÓN DE SEÑAL EN  
REDES INALÁMBRICAS APLICANDO  
TÉCNICAS DE FILTRADO Y DIVERSIDAD**

**TESIS DOCTORAL**

Autor: Pablo Corral González

Director: Dr. Juan Capmany Francoy





PIEDAD NIEVES DE AZA MOYA, Directora del Departamento de Ciencia de Materiales, Óptica y Tecnología Electrónica de la Universidad Miguel Hernández de Elche,

#### INFORMA

Favorablemente que la Tesis titulada “Mejora de recepción de señal en redes inalámbricas aplicando técnicas de filtrado y diversidad” de la que es autor el doctorando Pablo Corral González, y dirigida por el doctor Juan Capmany Franco, tiene la conformidad de este departamento para que sea depositada y presentada para su exposición pública, ya que cumple los requisitos en cuanto a forma y contenido.

Elche, 24 de julio de 2015

Fdo. Piedad Nieves De Aza Moya

Directora del Departamento de Ciencia de Materiales, Óptica y Tecnología Electrónica





JUAN CAPMANY FRANCOY, Doctor en Ciencias Físicas, y profesor de la Universidad Miguel Hernández de Elche,

CERTIFICA

que la Tesis titulada “Mejora de recepción de señal en redes inalámbricas aplicando técnicas de filtrado y diversidad” de la que es autor el doctorando Pablo Corral González ha sido realizada bajo su dirección.

Considerando que se trata de un trabajo original de investigación que reúne los requisitos establecidos en la legislación vigente, autoriza su presentación. Y para que así conste, firma el presente certificado,

Elche, 24 de julio de 2015

Fdo. Juan Capmany Francoy



*Dedicado a mis padres*







## Resumen

La constante evolución de las técnicas aplicadas en los medios de transmisión en comunicaciones inalámbricas de todo tipo es un hecho evidente con un aumento considerable en los últimos años. A pesar de que, inicialmente, estas redes fueran concebidas para complementar la carencia de redes cableadas en ciertos entornos, estos despliegues han sufrido un desarrollo importante y una mayor relevancia que va creciendo paulatinamente a medida que van surgiendo nuevos servicios y aplicaciones.

Las técnicas de estimación de canal son temáticas de interés actual al estudiar la aplicación de técnicas de filtrado adaptativo en los sistemas inalámbricos considerando el grado de heterogeneidad que caracteriza a estas redes.

En el campo de las redes inalámbricas se ha producido y se sigue produciendo un importante número de avances que permiten intuir unos escenarios sensiblemente alejados de los que existen en la actualidad. Hay diferentes motivos detrás de este hecho, pero la revolución que han originado las comunicaciones desde finales del siglo pasado probablemente sea el que, en mayor medida, pueda justificarlo. Además, hay que tener en cuenta los avances que se están produciendo en un campo tan íntimamente relacionado, como es el de la electrónica, la cual aparece como gran catalizadora de la eclosión de las nuevas tecnologías que permiten llevar a cabo la evolución en las comunicaciones antes mencionada.

Por otro lado, se debe considerar el florecimiento de diferentes tecnologías como las redes de área local inalámbricas (*Wireless Local Area Network* o WLAN) entroncadas en la norma IEEE 802.11, conocidas comúnmente como redes *WiFi*. Su irrupción ha supuesto un gran cambio en la manera en la que los usuarios se conectan a Internet, dando lugar a la aparición de nuevos modelos de negocio (como los *hot-spots*) y favoreciendo la difusión de dispositivos que son capaces de emplear de igual forma redes licenciadas como GSM, UMTS como redes sin licencia como WLAN. Otro ejemplo serían las redes de área personal, agrupadas en el estándar IEEE 802.15, enfocadas a redes sensoriales, capaces de ofrecer diferentes servicios o aplicaciones en función de las características del individuo. Por último, hay que añadir otras tecnologías, como IEEE 802.16 (o *Wimax*), donde existen dos variantes, una de acceso fijo y otra de movilidad completa, lo que no hace más que refrendar el hecho de que una de las características comunes en lo que se refiere a los escenarios de comunicación en el futuro sería la elevada heterogeneidad de los mismos.

En esta Tesis se realiza un análisis del impacto de las técnicas de diversidad en transmisión y recepción y el filtrado Kalman en diferentes comunicaciones inalámbricas de área personal, local y metropolitana con el objeto de obtener un aumento de la eficiencia en diferentes entornos, principalmente en aquellos escenarios críticos en los que la calidad de la señal es muy débil. Este tipo de sistemas, tradicionalmente denominadas redes *ad hoc*, se caracterizaron

originalmente por permitir el establecimiento de comunicaciones en aquellas situaciones en las que la presencia de una infraestructura subyacente no estuviera garantizada.

Esta Tesis afronta, en primer lugar, la evaluación cuantitativa de la mejora que es posible alcanzar al utilizar técnicas de diversidad espacial en entornos de redes inalámbricas más o menos complejos. Un primer aspecto que es razonable considerar es la mejora que se consigue; mediante técnicas de simulación, para determinar la ganancia que se logra. Estas pruebas se realizan para diferentes tipos de redes en función de su área de cobertura.

Se analizan también otras mejoras adicionales, utilizando técnicas mixtas, en el dominio espacio-temporal que permiten modular el peso que tienen las diferentes señales recibidas así como diversos parámetros y restricciones a considerar, a la hora de determinar la alternativa de comunicación óptima.

Por último, se considera la aplicación de técnicas más avanzadas, que permiten la correcta recepción de señal en entornos muy críticos, en este caso, utilizando para ello, redes neuronales recursivas, con filtrado Kalman y usando el algoritmo de Gauss-Newton para la fase de entrenamiento y testeo.



## Abstract

The constant evolution of techniques applied in the transmission media in wireless communications of all types is an obvious fact with a considerable increase in recent years. Although, initially, these networks were designed to supplement the lack of wired networks in certain environments, these deployments have had an important development and greater emphasis that is growing gradually as new emerging services and applications.

The channel estimation techniques are areas of current interest in order to study the application of adaptive filtering techniques in wireless systems considering the degree of heterogeneity that characterizes these networks.

In the field of wireless networks has occurred and is still happened an important number of advances that also suggests a few scenarios significantly away from those that exist today. There are several reasons behind this, but the revolution of communications that have originated from the end of the last century is probably to a greater extent, be justified. In addition, we must note that the progress taking place in a field so closely related, such as electronics, which appears as a major catalyst for the emergence of new technologies to carry out the evolution of the communications mentioned above.

On the other hand, we must consider the flowering of different technologies such as wireless local area networks (Wireless Local Area Network or WLAN) related to IEEE 802.11 standard, commonly known as WiFi networks. His emergence has been a major change in the way in which users connect to the Internet, resulting in the breakthrough of new business models (such as hot-spots) and encouraging the dissemination of devices that are able to use likewise licensed as GSM networks, UMTS and unlicensed as WLAN networks. Another example would be personal area networks, clustered in the IEEE 802.15 standard, focusing on sensor networks that provide different services or applications based on individual characteristics. Finally, add other technologies such as IEEE 802.16 (or WiMAX), which has two variants, one fixed access and a full mobility, which only serves to endorse the fact that one of the common characteristics about communications scenarios in the future is the large heterogeneity of them.

In this thesis, an analysis of the impact of diversity techniques for transmission and reception and Kalman filtering in various personal, local and metropolitan area wireless communications, in order to obtain an increased efficiency in different environments, mainly in those critical scenarios in which the quality of the signal is very weak. Such systems traditionally called ad hoc networks, originally characterized by allowing the establishment of communications in situations where the presence of an underlying infrastructure was not guaranteed.

This thesis faces, first the quantitative evaluation of the improvement which are achievable using spatial diversity techniques in wireless network environments more or less complex. The first aspect that is reasonable to consider is the improvement achieved, simulation techniques to determine the gain is achieved. These tests are performed for different types of networks in terms of their coverage area.

It also discusses other improvements, using mixed techniques, in the space-time domain to modulate the weight that the different signals received on the various parameters and constraints to consider, when determining the optimal communication alternative.

Finally, we consider the application of more advanced technique, allowing the correct signal reception in very critical environments in this case, using recursive neural networks, Kalman filtering, and using Gauss-Newton algorithm for phase training and testing.



# Índice

<b>1. Introducción</b> .....	1
1.1. Motivación y objetivos .....	1
1.2. Estructura de la Tesis.....	2
1.3. Contribuciones de la Tesis.....	2
<b>2. Estado del arte de las redes inalámbricas</b> .....	5
2.1. Redes inalámbricas de área metropolitana.....	6
2.1.1. IEEE 802.16 .....	6
2.1.2. UIT Rec. M.1457 .....	10
2.1.3. ETSI HiperMAN.....	12
2.1.4. TTA WiBro .....	12
2.2. Redes inalámbricas de área local.....	12
2.2.1. IEEE 802.11 .....	12
2.2.2. ETSI HIPERLAN/2 .....	21
2.3. Redes inalámbricas de área personal.....	23
2.3.1. IEEE 802.15 .....	23
2.3.2. Redes inalámbricas de área personal ópticas .....	31
2.3.3. WirelessHD .....	31
<b>PARTE I: Técnicas de diversidad</b> .....	33
<b>3. Sistemas de diversidad</b> .....	35
3.1. Sistemas de diversidad simulados .....	39
3.1.1. Sistemas WMAN .....	39
3.1.2. Sistemas WLAN .....	41
3.1.3. Sistemas WPAN.....	47
<b>4. Técnicas de diversidad espacial</b> .....	51
4.1. Técnicas de diversidad espacial en recepción.....	55
4.1.1. Modelos de canal en función de su naturaleza.....	58
4.1.1.1. Resultados sistema WLAN.....	59
4.1.2. Modelos de ecualización .....	61
4.1.2.1. Resultados sistema WMAN .....	62
4.1.2.2. Resultados sistema WLAN.....	63
4.1.2.3. Resultados sistema WPAN .....	67
4.1.3. Modelos de decodificación .....	68
4.1.3.1. Resultados WLAN .....	69
4.1.4. Modelos de estimación de canal y ecualización .....	71
4.1.4.1. Resultados WMAN .....	72
4.1.5. Conclusiones.....	75
4.2. Técnicas de diversidad espacial en transmisión.....	76
4.2.1. Modelos de codificación.....	78
4.2.1.1. Resultados WPAN.....	78
4.2.2. Modelos de salto de banda .....	80
4.2.2.1. Resultados WPAN.....	80
4.2.3. Conclusiones .....	81
<b>5. Técnicas de diversidad espacio-temporal</b> .....	83
5.1. Códigos espacio-tiempo.....	88
5.1.1. Modelo de Alamouti.....	89
5.1.1.1. Resultados WLAN .....	92
5.1.1.2. Resultados WPAN.....	93
5.1.2. Modelos de multiplexación espacial.....	95

5.1.3. Código Golden .....	96
5.1.4. Código de detección óptima .....	97
5.1.5. Código pragmático .....	98
5.1.6. Códigos espacio-tiempo por bloques a partir de diseños ortogonales .....	98
5.1.6.1. Resultados WLAN .....	102
5.1.6.2. Resultados WPAN .....	104
5.2. Singular Value Decomposition .....	105
5.2.1. Resultados WLAN .....	107
5.2.1.1. Comparación SVD-Alamouti .....	109
5.2.1.2. Comparación SVD-STBC .....	110
5.3. Conclusiones .....	111
<b>PARTE II: Técnicas de filtrado .....</b>	<b>113</b>
<b>6. Técnicas de filtrado .....</b>	<b>115</b>
6.1. Precodificación Tomlinson-Harashima .....	116
6.1.1. Resultados .....	118
6.2. Filtrado Kalman .....	119
6.2.1 Filtrado Kalman básico .....	120
6.2.1.1. Resultados .....	124
6.2.2. Filtrado Kalman extendido .....	126
6.2.3. Filtrado Kalman sin esencia .....	127
6.3. Ecualesadores adaptativos .....	130
6.3.1. Ecualesadores adaptativos convencionales .....	131
6.3.2. Ecualesadores adaptativos basados en redes neuronales .....	140
6.3.2.1. Resultados en función de ecualizadores basados en algoritmos LMS .....	150
6.3.2.2. Resultados en función del algoritmo de aprendizaje .....	154
6.4. Aplicaciones de filtrado Kalman .....	156
6.5. Conclusiones .....	160
<b>7. Conclusiones y líneas futuras de trabajo .....</b>	<b>163</b>
7.1. Conclusiones y principales aportaciones .....	163
7.1.1 Artículos en revistas de ámbito internacional relacionados con la Tesis .....	166
7.1.2 Artículos en congresos relacionados con la Tesis .....	166
7.1.2.1 Artículos en congresos nacionales .....	166
7.1.2.2 Artículos en congresos internacionales .....	167
7.1.3 Otros artículos .....	168
7.1.3.1 Otros artículos en revistas de ámbito internacional .....	168
7.1.3.2 Otros artículos en congresos nacionales e internacionales .....	168
7.2. Futuras líneas de trabajo .....	172
<b>Referencias .....</b>	<b>173</b>

## Índice de figuras

Figura 1: Evolución Recomendaciones UIT-R.....	11
Figura 2: Comparativa en frecuencia de banda estrecha, espectro ensanchado y UWB.....	25
Figura 3. Configuración de referencia en transmisión de un sistema Hiperlan/2.....	41
Figura 4. Bloque codificación FEC en un sistema Hiperlan/2.....	42
Figura 5. Configuración de referencia en recepción de un sistema Hiperlan/2.....	43
Figura 6: Ejemplo de sistema de diversidad en recepción con OFDM [129].....	43
Figura 7: Esquema distribución Rayleigh.....	45
Figura 8: Esquema distribución Rice.....	46
Figura 9: Ejemplo de sistema de diversidad por selección o conmutación.....	52
Figura 10: Ejemplo de sistema de combinación por máxima ganancia.....	52
Figura 11: Ejemplo de sistema de diversidad en recepción con dos antenas en Wimax.....	53
Figura 12: Ejemplo de sistema de diversidad en recepción con dos antenas en Hiperlan/2.....	54
Figura 13: Ejemplo de sistema de diversidad en recepción con tres antenas en UWB.....	54
Figura 14: Ejemplo de diversidad en recepción con tres antenas en un sistema Hiperlan/2.....	58
Figura 15: Diversidad con 3 antenas en recepción, todos los modos, canal B, variable, HD.....	59
Figura 16: Diversidad con 3 antenas en recepción, todos los modos, canal B, estático, HD.....	60
Figura 17: Diversidad con 3 antenas en recepción, todos los modos, canal E, estático, HD.....	60
Figura 18: Diversidad con 3 antenas en recepción, todos los modos, canal E, variable, HD.....	61
Figura 19: Comparación MMSE y ZF en un sistema WMAN con modo SUI 1.....	63
Figura 20. Diversidad con 3 antenas en recepción, con modo 4, canal A, estático, SDQ.....	64
Figura 21. Diversidad con 3 antenas en recepción, con modo 6, canal A, estático, SDQ.....	65
Figura 22. Diversidad con 3 antenas en recepción, con modo 4, canal C, estático, SDQ.....	65
Figura 23. Diversidad con 3 antenas en recepción, con modo 6, canal C, estático, SDQ.....	66
Figura 24. Diversidad con 3 antenas en recepción, con modo 4, canal D, estático, SDQ.....	66
Figura 25. Diversidad con 3 antenas en recepción, con modo 6, canal D, estático, SDQ.....	67
Figura 26. Comparación MMSE y ZF en un sistema UWB con modo 1.....	68
Figura 27. Comparación Viterbi Canal A variable Modo 4 Sin diversidad.....	70
Figura 28. Comparación Viterbi Canal A variable Modo 4 Con dos antenas en recepción.....	70
Figura 29. Comparación Viterbi Canal A variable Modo 6 Con dos antenas en recepción.....	71
Figura 30. Comparación LS-MMSE, Modo 0, canal SUI 1 con dos antenas en recepción.....	74
Figura 31. Comparación modos 1, 3 y 5, canal SUI 4 con tres antenas en recepción.....	74
Figura 32: Ejemplo de sistema de diversidad en transmisión con OFDM.....	77
Figura 33. Codificador convolucional de siete etapas propuesto por la norma.....	78
Figura 34. Comparación de diferentes números de etapas a 200 Mbps con diversidad de dos antenas de transmisión y selección de subportadora.....	79
Figura 35. Comparación de TFC con diversidad de dos antenas de transmisión y selección de subportadora a 320 Mbps.....	81
Figura 36. Comparación de diversidad de dos antenas en transmisión en sistema Hiperlan/2.....	82
Figura 37. Diagrama de bloques genérico de un sistema MIMO.....	84
Figura 38. Esquema de diversidad 2x2 propuesto por Alamouti.....	90
Figura 39. Comparación modelo Alamouti 2x2 y sin diversidad en sistema Hiperlan/2.....	92
Figura 40. Comparación modelo Alamouti 2x2 y sin diversidad en sistema Hiperlan/2.....	93
Figura 41. Comparación modelo Alamouti 2x2 y con diversidad de dos antenas en recepción y algoritmo MRC en sistema UWB.....	94
Figura 42. Comparación modelo Alamouti 2x2, con diversidad de dos antenas en transmisión y sin diversidad en sistema UWB.....	94
Figura 43. Comparación modelos STBC 3x3 y 4x4 para tasas $\frac{3}{4}$ y $\frac{1}{2}$ en sistema Hiperlan/2.....	103
Figura 44. Comparación modelos STBC 3x3 y 4x4 para tasas $\frac{3}{4}$ y $\frac{1}{2}$ con respecto a la tasa de error de paquete en sistema Hiperlan/2.....	104

Figura 45. Comparación sin diversidad, con modelo Alamouti 2x2 y modelo STBC 3x3 para tasa $\frac{1}{2}$ en sistema UWB.....	105
Figura 46. Esquema SVD.....	106
Figura 47. Comparación modelo SVD 2x2, 3x3 y 4x4 en sistema Hiperlan/2. ....	107
Figura 48. Comparación eficiencia espectral modelo SVD 2x2, 3x3 y 4x4 en sistema Hiperlan/2. ....	108
Figura 49. Comparación modelo Alamouti-SVD 2x2 en sistema Hiperlan/2. ....	109
Figura 50. Comparación modelo STBC 3x3 -SVD 3x3 en sistema Hiperlan/2. ....	110
Figura 51. Comparación modelo STBC 4x4 -SVD 4x4 en sistema Hiperlan/2. ....	111
Figura 52. Precodificación Tomlinson-Harashima. ....	116
Figura 53. Sistema de comunicación con Precodificación Tomlinson-Harashima. ....	117
Figura 54. Comparación de Viterbi con Precodificación CSIT y precodificación con estima de canal con $fdTs=0,05$ . ....	118
Figura 55. Comparación de Viterbi con Precodificación CSIT y precodificación con estima de canal con $fdTs=0,5$ . ....	119
Figura 56. Ecuaciones de actualización en tiempo y medida. ....	122
Figura 57. Comparación entre canal ideal y estimación usando filtrado Kalman para $fdTs= 0,05$ con cinco iteraciones. ....	124
Figura 58. Comparación entre canal ideal y estimación usando filtrado Kalman para $fdTs= 0,5$ con cinco iteraciones. ....	125
Figura 59. Comparación entre canal ideal y estimación usando filtrado Kalman para $fdTs= 0,5$ con veinte iteraciones. ....	125
Figura 60. Algoritmo y filtrado adaptativo. ....	132
Figura 61. Pesos de un algoritmo adaptativo. ....	133
Figura 62. Curva de error MSE. ....	134
Figura 63. Curvas de nivel de error. ....	135
Figura 64. Unión de una transformación con un algoritmo adaptativo. ....	137
Figura 65. Ecualizador con decisión realimentada (DFE). ....	144
Figura 66. Fase de aprendizaje en el ecualizador con decisión realimentada (DFE). ....	145
Figura 67. Fase de prueba en el ecualizador con decisión realimentada (DFE). ....	146
Figura 68. Comparación de ecualizadores con respecto a precodificación CSIT para una $fdTs=0,05$ con 10 símbolos de entrenamiento. ....	151
Figura 69. Comparación de ecualizadores con respecto a precodificación CSIT para una $fdTs=0,05$ con 20 símbolos de entrenamiento. ....	152
Figura 70. Comparación de ecualizadores con respecto a precodificación CSIT para una $fdTs=0,05$ con 100 símbolos de entrenamiento. ....	153
Figura 71. Comparación de ecualizadores con respecto a precodificación CSIT para una $fdTs=0,5$ con 100 símbolos de entrenamiento. ....	154
Figura 72. Comparación de algoritmo GN, RTRL y GEKF para $B_d=0,5$ Hz. ....	155
Figura 73. Comparación de algoritmo GN, RNE-UKF, RNE-EKF y DRNE. ....	156



## Índice de tablas

Tabla 1: Espectro electromagnético.....	6
Tabla 2: Versiones del estándar IEEE 802.16.....	9
Tabla 3: Canales en el estándar IEEE 802.11b.....	14
Tabla 4: Canales en el estándar IEEE 802.11a.....	15
Tabla 5: Canales en el estándar IEEE 802.11n.....	17
Tabla 6: Canales MCS en el estándar IEEE 802.11n.....	19
Tabla 7: Canales MCS con un flujo espacial en el borrador de estándar IEEE 802.11ac.....	20
Tabla 8: Canales MCS del estándar IEEE 802-11ad.....	21
Tabla 9: Definición estándar HIPERLAN/2.....	22
Tabla 10: Diferencias en la capa física entre ETSI HIPERLAN/2 y IEEE 802.11a.....	23
Tabla 11: Tasas de datos en ECMA-368.....	25
Tabla 12: Canales en la capa física Chirp.....	27
Tabla 13: Canales en la capa física UWB.....	27
Tabla 14: Paginación en canales IEEE 802.15.4.....	31
Tabla 15: Modos de transmisión en IEEE 802.16d.....	40
Tabla 16: Canales en Hiperlan 2.....	45
Tabla 17: Modos de transmisión en Hiperlan 2.....	47
Tabla 18: Modos de transmisión en IEEE 802.15.3a.....	49
Tabla 19: Bandas utilizadas en el Modo 1.....	49
Tabla 20: Resultados obtenidos aplicando selección de subportadora.....	63
Tabla 21: Resultados obtenidos aplicando MRC con MMSE.....	64
Tabla 22: Resultados obtenidos aplicando MRC con ZF.....	64
Tabla 23: Mejora de señal aplicando MRC entre MMSE y ZF.....	64
Tabla 24: Código tiempo-frecuencial para el modo 1.....	80
Tabla 25: Secuencia de codificación y transmisión cuando se utilizan dos antenas transmisoras y dos antenas receptoras.....	90
Tabla 26: Caracterización del canal entre dos antenas transmisoras y dos antenas receptoras.....	90
Tabla 27: Señales recibidas cuando se utilizan dos antenas transmisoras y dos antenas receptoras.....	91
Tabla 28: Secuencia de codificación y transmisión cuando se utilizan dos antenas transmisoras y dos antenas receptoras.....	95
Tabla 29: Error de seguimiento (medido en metros) aplicando método de trilateración y filtrado Kalman.....	159
Tabla 30: Error de seguimiento (medido en metros) aplicando método de trilateración y filtrado Kalman con trilateración en la primera iteración.....	160



## Lista de acrónimos

AoA	Angle of Arrival
ANSI	American National Standard Institute
ARQ	Automatic Repeat Request
AWGN	Additive White Gaussian Noise
BLAST	Bell Labs Space-Time
BRAN	Broadband Radio Access Network
BWA	Broadband Wireless Access
CCK	Complementary Code Keying
CDIR	Channel Distribution Information at the Receiver
CDIT	Channel Distribution Information at the Transmitter
CSIR	Channel State Information at the Receiver
CSIT	Channel State Information at the Transmitter
CTS	Clear To Send
DFE	Decision Feedback Equalizer
DSSS	Direct Sequence Spread Spectrum
DFS	Dynamic Frequency Selection
DLC	Data Link Control
EGC	Equal Gain Combining
EKF	Extended Kalman Filter
ETSI	European Telecommunications Standards Institute
FEC	Forward Error Correction
FWA	Fixed Wireless Access
GEKF	Global Extended Kalman Filter
GN	Gauss-Newton

HD	Hard Decision
Hiperlan/2	High PErformance Radio Local Area Network
IES	Interferencia entre Símbolos
IEEE	Institute of Electrical and Electronics Engineers
KF	Kalman Filter
LMDS	Local Multipoint Distribution Service
LDPC	Low-Density Parity Check
LMS	Least Mean-Square
LMSC	LAN/MAN Standards Committee
LOS	Line Of Sight
LS	Least Squares
LMS	Least Mean Square
MCS	Modulation and Coding Scheme
MIMO	Multiple Input Multiple Output
MLSD	Maximum Likelihood Sequence Detection
MMSE	Minimum Mean Square Error
MRC	Maximum Ratio Combiner
NLOS	Non Line Of Sight
NRPNLMSE	Non-linear Recursive Proporcionated Normalized Least Mean Square Equalizer
OFDM	Orthogonal Frequency Division Multiplexing
OFDMA	Orthogonal Frequency Division Multiple Access
ORC	Orthogonality Restoring Combining
PTH	Precodificación Tomlinson-Harashima
RLS	Recursive Least Squares
RSSI	Received Signal Strength Indicator
RTT	Round Trip Time

SDQ	Soft Decision Quantified
SDU	Soft Decision Unquantified
SISO	Single Input Single Output
STC	Space Time Coding
STBC	Space Time Block Coding
STTC	Space Time Trellis Coding
SUI	Stanford University Interim
SVD	Singular Value Decomposition
TFC	Time Frequency Code
ToA	Time of Arrival
TPC	Transmit Power Control
TSF	Time Spread Factor
UIT	Unión Internacional de Telecomunicaciones
UKF	Unscented Kalman Filter
UWB	Ultra Wide Band
WPAN	Wireless Personal Area Network
WLAN	Wireless Local Area Network
WMAN	Wireless Metropolitan Area Network
WSSUS	Wide Sense Stationary Uncorrelated Scattering
ZF	Zero Forcing



# Capítulo 1: Introducción

## 1. Introducción

### 1.1. Motivación y objetivos

Dentro del marco que se ha comentado previamente, aparecen dos aspectos diferenciados que podrían destacarse como los pilares sobre los que se articula el resto de desarrollos llevados a cabo.

Por un lado, la diversidad existente en los sistemas con múltiples antenas en transmisión y recepción se ha explotado para mejorar drásticamente el rendimiento de los sistemas de comunicaciones inalámbricas. Se han realizado distintas propuestas para utilizar varias antenas transmisoras y receptoras simultáneamente y con la misma frecuencia [1]. Una de las soluciones más aceptadas en la literatura científica es la codificación espacio-tiempo (STC), donde la cual la información se reparte entre distintos estados temporales sobre las diferentes antenas transmisoras de tal forma que, en recepción, sea posible desacoplar las señales transmitidas [2].

Por otro lado, una de las principales causas de degradación del rendimiento en las comunicaciones digitales es el desvanecimiento en frecuencia causado por el efecto multicamino [3], para evitarlo se requiere de la equalización del canal entre la antena transmisora y la antena receptora. Para trabajar en este tipo de entornos, es conveniente disponer de un filtrado lo más eficiente posible. El filtrado Kalman es una técnica que combina la información de diferentes fuentes de incertidumbre para obtener los valores de las variables de interés, junto con la incertidumbre de éstos. El filtrado ha sido aplicado con éxito en muchas aplicaciones [4]. Aunque el concepto es relativamente fácil de comprender, las ventajas y las deficiencias sólo pueden entenderse bien a partir de la experiencia.

El planteamiento que se realiza tiene un enfoque centrado en la mejora de la recepción de la señal, especialmente necesario en entornos críticos, y en consecuencia en la mejora del proceso de comunicación, en el marco de las tecnologías actuales.

## 1.2. Estructura de la Tesis

La presente memoria de Tesis está organizada en seis capítulos y las conclusiones del trabajo. Este capítulo introductorio (capítulo 1) ha presentado el objetivo de esta Tesis y una breve justificación del proyecto. El capítulo 2 describe el estado del arte en las redes inalámbricas en función de su área de cobertura. Después se divide la memoria en dos grandes bloques, una primera parte presenta los sistemas de diversidad simulados, y la segunda parte muestra las técnicas de filtrado implementados.

La primera parte (Parte I: Técnicas de diversidad) se divide en tres capítulos. El capítulo 3 muestra los sistemas inalámbricos simulados y el capítulo 4 presenta la teoría de diversidad espacial y resultados obtenidos aplicando estas técnicas en los sistemas simulados variando parámetros en transmisión y recepción para mejorar el nivel de señal. El capítulo 5 muestra el diseño de técnicas de diversidad espacio-temporal y los resultados obtenidos en diferentes tipos de redes inalámbricas simuladas.

La segunda parte (Parte II: Técnicas de filtrado) presenta el marco teórico de filtrado Kalman así como la descripción de algunos algoritmos aplicados, posteriormente se aplica ese filtrado Kalman tanto en transmisión, para poder trabajar con la estima del canal en entornos con baja relación señal a ruido, como en recepción, para adaptar los pesos de los ecualizadores en canales variantes en el tiempo. Además, se muestra el seguimiento de un dispositivo aplicando filtrado Kalman en una red inalámbrica.

Por último, se presenta las conclusiones particulares para cada sistema, puntualizando las capacidades y limitaciones. Posteriormente se presentan posibles líneas futuras de trabajo y propuestas a desarrollar en el sistema.

Finalmente se muestra la bibliografía que ha servido como referencia para desarrollar el marco teórico de esta memoria de Tesis.

## 1.3. Contribuciones de la Tesis

Tal y como aparece reflejado al principio del texto, en las últimas décadas se ha producido un crecimiento constante de las redes de computadores y, en concreto, de las comunicaciones inalámbricas. Así, han aparecido circuitos electrónicos cada vez más pequeños, potentes y de menor coste en diferentes bandas de frecuencia y diferentes coberturas. El problema que aparece es cómo mejorar la recepción de esta señal. Una primera respuesta es mediante la utilización de técnicas de diversidad tanto en transmisión como en recepción y la aplicación de diferentes algoritmos, esto daría lugar a aumentar la velocidad de transmisión sin necesidad de incrementar ni la potencia transmitida ni el ancho de banda utilizado.

El desarrollo de cualquier estándar para radio comunicaciones contempla una fase de simulaciones para cuantificar el rendimiento y eficiencia del enlace y del sistema. Para estas simulaciones es preciso unos modelos de canal que reproduzcan de forma lo más exacta posible



el comportamiento del canal sin una carga computacional excesiva. De tal forma se desarrollan, en su mayoría, modelos basados en líneas de retardo, fáciles de simular y/o implementar, pero que reproducen de forma adecuada el canal.

El trabajo desarrollado durante estos años, reflejado en esta memoria, es una contribución al rendimiento de las técnicas de diversidad en función de diferentes tipos de entorno y áreas de cobertura. El objetivo es analizar este rendimiento dependiendo de la capacidad del canal o de la tasa de error en función de la relación señal a ruido en redes de área metropolitana, local y personal.

En la segunda parte de la Tesis, dedicada a diferentes técnicas de filtrado, se aplican distintas versiones del filtrado Kalman tanto en transmisión como en recepción para obtener una mayor eficiencia en estos sistemas inalámbricos. También se muestra una aplicación de filtrado Kalman para mejora del seguimiento en redes inalámbricas de área personal.





## Capítulo 2: Estado del arte de las redes inalámbricas

### 2. Estado del arte de las redes inalámbricas

Se puede definir un sistema de comunicación vía radio como aquel en el que se dispone de un conjunto de terminales que interactúan entre sí usando el medio aire. Estos terminales, debido al desarrollo de la sociedad, a sus necesidades de comunicación, pasaron de ser dispositivos fijos a ser portátiles y móviles [5]. Además, estas nuevas formas de comunicación han dado lugar a la creación de diferentes redes que, permitiendo esas características de movilidad, den lugar a diferentes servicios diferenciados. Todo ello ha repercutido en unas mayores exigencias con respecto a la tasa de datos, a una calidad de servicio determinada y a cierta robustez frente a interferencias [6].

Esto implica, en la mayor parte de los casos, un mayor ancho de banda, con la limitación del espectro radio existente. En este sentido, se han conseguido grandes avances en el campo de la modulación, codificación y procesado de señal para maximizar la eficiencia espectral, limitada por el teorema de Shannon [7].

En referencia al espectro, éste se puede definir como una distribución continua de la radiación electromagnética en frecuencia o longitud de onda. Este espectro se divide en dos regiones, dependiendo de los efectos causados: 1) ionizante, compuesto por ondas con cortas longitudes de onda y 2) no ionizante, compuestas por longitudes de onda largas. Se describe la ionización como el proceso por el cual una onda electromagnética tiene suficiente energía para separar un electrón de un átomo o una molécula. También se puede dividir el espectro radioeléctrico en diferentes bandas en función de su longitud de onda. Por otro lado, los organismos internacionales de normalización, tanto dentro como fuera del ámbito electrotécnico (ISO, IEC, CEN, ETSI, UIT, IEEE, etc...) han incentivado la creación de órganos técnicos de trabajo que cooperan en la elaboración de normas abarcando aspectos muy diversos de estos sistemas de radiocomunicación inalámbricos. De estos organismos los que más se utilizarán a lo largo de este texto son los referidos al IEEE, UIT, ETSI e IEC.

	Onda	Longitud de onda [m]	Frecuencia [Hz]	Aplicaciones
<b>Radio</b>	Radio	$1 \cdot 10^5 - 1$	$3 \cdot 10^3 - 3 \cdot 10^8$	Radiodifusión sonora y TV
	Microondas	$1 - 1 \cdot 10^{-3}$	$3 \cdot 10^8 - 3 \cdot 10^{11}$	Móviles, inalámbricas, satélite, radar
<b>Luz</b>	Infrarrojos	$1 \cdot 10^{-3} - 8 \cdot 10^{-7}$	$3 \cdot 10^{11} - 3.75 \cdot 10^{14}$	Laser, vista nocturna, telemetría
	Luz visible	$8 \cdot 10^{-7} - 4 \cdot 10^{-7}$	$3.75 \cdot 10^{14} - 7.5 \cdot 10^{14}$	Laser, sol, lámparas
	Ultravioleta	$4 \cdot 10^{-7} - 5 \cdot 10^{-10}$	$7.5 \cdot 10^{14} - 6 \cdot 10^{17}$	Laser, lámparas
<b>Ondas de alta energía</b>	Rayos X	$5 \cdot 10^{-10} - 1 \cdot 10^{-13}$	$6 \cdot 10^{17} - 3 \cdot 10^{21}$	Tubo de rayos X
	Rayos Gamma	$< 1 \cdot 10^{-13}$	$> 3 \cdot 10^{21}$	Radiación de partículas, sincrotrones

**Tabla 1: Espectro electromagnético.**

Con respecto a la familia de estándares IEEE (Institute of Electrical and Electronics Engineers) el próximo subapartado se centrará en los referidos a área metropolitana (IEEE 802.16), área local (IEEE 802.11) y área personal (IEEE 802.15). Dentro de cada uno de ellos se desarrollará cada una de las diferentes versiones que lo componen, con especial interés a sus características de ancho de banda y velocidad binaria. IEEE está organizado en 38 sociedades (como, por ejemplo, Communications Society, Vehicular Technology Society, Computer Society, etc) y 7 consejos técnicos (que son grupos de sociedades que trabajan juntos) [5].

## 2.1. Redes inalámbricas de área metropolitana

### 2.1.1. IEEE 802.16

Se trata de una especificación para las redes de acceso metropolitanas inalámbricas. Si bien la familia de estándares dentro del IEEE es WirelessMAN se le conoce como WiMAX por Worldwide Interoperability for Microwave Access, o interoperabilidad mundial por acceso mediante microondas. Este término fue creado por un grupo de industrias del sector conocido como WiMAX Forum [6], cuyo objetivo es promover la compatibilidad e interoperabilidad entre los dispositivos basados en el estándar IEEE 802.16 tanto en entornos fijos como móviles. Aunque el término WiMAX es muy joven, el estándar 802.16 ha existido desde finales de la década de 1990, primero con la adopción del estándar 802.16 (10-66 GHz) y luego con el 802.16a (2-11 GHz) en enero de 2003. De modo general, con WiMAX es posible disponer de cobertura para grandes distancias (del orden de 30 km) para condiciones de visión directa (LOS en inglés) y se puede usar en celdas del orden de 5 km para condiciones NLOS [7].

A pesar del establecimiento del estándar 802.16a, el mercado del FWA (Fixed Wireless Access) nunca ha terminado de despegar debido principalmente a la escasez de fabricantes y proveedores de equipos [8]. Una faceta clave del proceso de los estándares IEEE, es que está limitado a la capa física y a la capa MAC (Control de Acceso al Medio) del modelo de referencia ISO (Organización Internacional para la Estandarización) para interconexión de sistemas abiertos OSI (Open System Interconnection en inglés), que en sus primeras versiones no garantizaban la interoperabilidad o los niveles mínimos de rendimiento de estos sistemas [9]. El organismo que se encargó de estandarizar estas dos capas fue el IEEE-802 LAN/MAN Standards Committee (LMSC). Dentro del LMSC hay múltiples grupos de trabajo, uno de ellos, el IEEE 802.16 Working Group on Broadband Wireless Access Standards se encargó del desarrollo de éste. Por otro lado, para asegurar la interoperabilidad entre equipos, se creó el WiMAX Forum con la misión de realizar las pruebas y certificaciones necesarias.

El 802.16 Air Interface Standard es una especificación del estado del arte para sistemas de acceso inalámbrico de banda ancha empleando una arquitectura Punto-a-Multipunto (PMP). La versión inicial se desarrolló con el objetivo de perfilar los requisitos necesarios en un gran número de escenarios para sistemas BWA (Broadband Wireless Access) operando entre 10 y 66 GHz [10] a partir de las especificaciones del Local Multipoint Distribution Service (LMDS) considerando una única portadora, recibiendo el nombre de WirelessMAN-SC (Single Carrier). A este primer proyecto del estándar se le nombró como P802.16.1.

Además, se añadió en la especificación inicial una enmienda referida al uso de frecuencias exentas de licencia llamada WirelessHUMAN (Wireless High-Speed Unlicensed Metropolitan Area Network) generándose el proyecto de estándar P802.16.1b. Para los sistemas que operan entre 2 y 11 GHz, se tuvo en cuenta ciertas consideraciones para la capa física en función del tipo de entorno dando lugar a otro proyecto, el P802.16.3. A partir de este punto, se pasa a renombrar los diferentes proyectos del estándar [11]. El P802.16.1 pasa a ser el P802.16, el P802.16.1b es el P802.16b y el P802.16.3 se convierte en el P802.16a. Posteriormente, el P802.16b pasó a incorporarse dentro del P802.16a [12]. Con respecto al 802.16a, a frecuencias por encima de 6 GHz se consideró conveniente disponer de visión directa entre estaciones. Debido a esta necesidad, la capa física fue diseñada con la intención de minimizar el efecto multicamino. De esta manera, la capa física puede adaptarse a diferentes tipos de canales, típicamente superiores a 10 MHz en ancho de banda, proporcionando al estándar IEEE 802.16 la posibilidad de proveer comunicaciones de gran capacidad tanto en enlace ascendente como en descendente. Las diferentes opciones de capa física para la banda de 2 a 11 GHz fueron las siguientes: WirelessMAN-SCa (Single Carrier), WirelessMAN-OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) y WirelessMAN-OFDMA (Orthogonal Frequency Division Multiple Access). Estos sistemas, también funcionan sin visión directa, aunque la ausencia de LOS fuerza a otros equilibrios en el diseño que se obtienen a partir de técnicas de modulación adaptativa empleadas en la capa física y a la estabilidad y robustez de la capa de acceso al medio [13]. Estas técnicas permiten ajustar el tipo de modulación empleada en función de la relación señal a ruido (SNR),

con la intención de maximizar la eficiencia espectral según las condiciones ambientales del enlace [14].

Finalmente, se aprueba el P802.16 como estándar recibiendo el nombre de IEEE Std 802.16-2001, de igual forma ocurre con el 802.16a, que, una vez aprobado pasa a denominarse IEEE Std 802.16a-2003. Por otro lado, para añadir las características de interoperabilidad que el estándar básico no incluía se creó el P802.16c [15] que fue aprobado como IEEE Std 802.16c-2002 y que cubre el espectro de 10 a 66 GHz.

Por igual motivo que supuso la creación del proyecto P802.16c, es decir, sentar las bases de la interoperabilidad entre sistemas, se desarrolló el P802.16d, pero referido a la banda de frecuencias de 2 a 11 GHz. Simultáneamente, se comenzó a perfilar un proyecto de estándar que incorporase la movilidad entre los diferentes dispositivos, compaginando el modelo WirelessMAN-OFDMA escalable con el ancho de banda utilizado en cada momento, dando lugar al P802.16e [16], que, finalmente, fue publicado como IEEE Std 802.16e-2005. De forma paralela, se planteó un cambio, pasando a denominarse el P802.16d como una variación del estándar básico, si bien las funciones de interoperabilidad descritas estaban restringidas a la banda de 2 a 11 GHz, que dio lugar al IEEE Std 802.16-2004. Más adelante, apareció una fe de erratas y correcciones del citado estándar que se llamó IEEE Std 802.16-2009, donde se usaba únicamente las capas físicas WirelessMAN-SC, WirelessMAN-OFDM y WirelessMAN-OFDMA, entre otras modificaciones.

Además, se crearon nuevos grupos de trabajo para cubrir determinados servicios, un ejemplo de esto fue la incorporación de una nueva versión del estándar para el uso de bases de información gestionada (Management Information Base o MIB) en servicios fijos dando lugar al P802.16f pasando a ser el IEEE Std 802.16f-2005 una vez aprobado y para el uso de procedimientos de gestión de planes (Management Plane Procedures) en servicios fijos y móviles se creó el P802.16g que se transformó en la versión del estándar IEEE Std 802.16g-2007. Una variación de esta versión del estándar referida al uso de MIB en servicios móviles se aprobó con el nombre de 802.16i, posteriormente uniéndose al estándar IEEE Std 802.16-2009, anteriormente referido. Otro grupo de trabajo que se creó fue el relativo a transmisión móvil con múltiples saltos (Mobile Multi-hop Relay) [17] con un proyecto de nombre P802.16j basado en la modificación de las especificaciones de la capa física WirelessMAN-OFDM [18], dando lugar al IEEE Std 802.16j-2009. De igual forma, se creó otro proyecto llamado P802.16h referido al uso de dispositivos que trabajen en bandas sin licencia y las mejoras de los mecanismos de coexistencia entre ellos, creándose el IEEE Std 802.16h-2010.

Toda esta información aparece reflejada en la tabla siguiente:

Proyecto	P802.16	P802.16a	P802.16c	P802.16d	P802.16e	P802.16f	P802.16g	P802.16h	P802.16	P802.16m
<b>Aprobación propuesta</b>	Mar. 1999	Mar. 2000	Mar. 2002	Dic. 2002	Dic. 2002	Ago. 2004	Ago. 2004	Dic. 2004	Mar. 2007	Dic. 2006
<b>Propósito</b>	Interfaz para bandas licenciadas con visión directa entre 10 y 66 GHz (WirelessMAN-SC)	Interfaz aire para bandas licenciadas y no licenciadas en la banda de 2 a 11 GHz con y sin visión directa (WirelessMAN-SCa, WirelessMAN-OFDM, WirelessMAN-OFDMA, WirelessHUMAN)	Interoperabilidad entre sistemas de 10 a 66 GHz directa	Revisión del estándar IEEE 802.16-2001	Añade movilidad permitiendo variar el número de subportadoras en función del ancho de banda usado	Añade MIB para facilitar la interoperabilidad entre fabricantes a nivel de red para gestión de dispositivos	Añade Procedimientos de gestión en servicios fijos y móviles	Mejora los mecanismos de coexistencia	Revisión del estándar IEEE 802.16-2009	Añade interfaz Wireless MAN-Advanced basado en Wireless MAN-OFDMA
<b>Fecha publicación</b>	Abr. 2002	Abr. 2003	Ene. 2003	Oct. 2004	Feb. 2006	Dic. 2005	Dic. 2007	Julio 2010	May. 2009	Mar. 2011
<b>Nombre estándar</b>	IEEE Std 802.16-2001	IEEE Std 802.16a-2003	IEEE Std 802.16e-2002	IEEE Std 802.16-2004	IEEE Std 802.16e-2005	IEEE Std 802.16f-2005	IEEE Std 802.16g-2007	IEEE Std 802.16h-2010	IEEE Std 802.16-2009	IEEE Std 802.16m-2011

Tabla 2: Versiones del estándar IEEE 802.16.

Por otro lado, se creó un grupo de trabajo para el desarrollo de un interfaz aire avanzado, llamado WirelessMAN-Advanced, basado en WirelessMAN-OFDMA, de forma conjunta con la Unión Internacional de Telecomunicaciones, Sector Radiocomunicaciones (UIT-R), a este proyecto se le llamó P802.16m [19], que cristalizó en el estándar IEEE Std 802.16m-2011. Por último, en estos momentos están en desarrollo nuevos proyectos, como el relativo a las comunicaciones máquina a máquina (M2M) usando WirelessMAN-OFDMA y WirelessMAN-Advanced para operaciones de baja potencia y transmisiones de pequeñas ráfagas [20], llamado P802.16p. También se está desarrollando un proyecto que añade una mayor fiabilidad en las redes mejorando el protocolo MAC y extendiendo las especificaciones WirelessMAN-OFDMA, este proyecto recibe el nombre de P802.16n, no habiendo sido plasmado todavía en estándar. Con respecto a la capa de acceso al medio, ésta fue diseñada para acomodar diferentes capas físicas en diferentes entornos. Por último, las portadoras de las capas físicas se diseñaron para alojar tanto duplexado TDD como FDD, permitiendo full y half-duplex en el caso de FDD [21].

Actualmente, las versiones del estándar que están en activo son: IEEE Std 802.16-2009 (junto con IEEE Std 802.16j-2009, IEEE Std 802.16h-2010, IEEE Std 802.16m-2011), IEEE Std 802.16k-2007, IEEE Std 802.16.2-2004 e IEEE 802.16/Conformance04-2006 [22].

### 2.1.2. UIT Rec. M.1457

La Unión Internacional de Telecomunicaciones, se creó en París en 1865 como Unión Internacional de Telegrafía, pasando a ser una agencia de la Naciones Unidas con sede en Ginebra. Se encuentra dividido en tres sectores: ITU-R (Radiocomunicación), ITU-T (Telecomunicación) e ITU-D (Desarrollo). IEEE es miembro sectorial de ITU-R. Dentro de ITU-R hay diferentes grupos de estudios que desarrollan los siguientes documentos: Resoluciones, Cuestiones y Recomendaciones. Las Resoluciones dan instrucciones sobre la organización y los métodos o programas de trabajo de las Asambleas de Radiocomunicaciones y de las Comisiones de Estudio. Las cuestiones son enunciados de un problema técnico, de explotación o de procedimiento, con miras, generalmente, a la formulación de una Recomendación, un Manual o un Informe. Las Recomendaciones constituyen una serie de normas técnicas internacionales desarrolladas por el Sector de Radiocomunicaciones (ex CCIR) de la UIT [24]. El IMT-2000 (International Mobile Telecommunications-2000) es el programa de la UIT para comunicaciones inalámbricas de tercera generación (3G) definido en 2000 por un conjunto de Recomendaciones de la UIT. A finales de 2006, el IEEE colaboró activamente con el grupo de trabajo de la UIT para añadir un nuevo interfaz radio al IMT-2000. Este interfaz fue nombrado como IP-OFDMA y se basó en el IEEE Std 802.16-2004 y en el IEEE 802.16e-2005. Posteriormente en la Asamblea de Radiocomunicación de 2007 (RA-07) fue aprobado este interfaz dentro de la séptima revisión de la Recomendación ITU-R M.1457-7 [25]. Sin embargo, el interfaz modificó su nombre a IMT-2000 OFDMA TDD WMAN. En la siguiente revisión de la Rec. M.1457, el interfaz no fue modificado [26], pero en la siguiente, la M.1457-9, el interfaz pasó a depender del IEEE Std 802.16-2009 [27] añadiendo el modo FDD. Todas estas variaciones del estándar aparecen reflejadas en la Fig. 1:



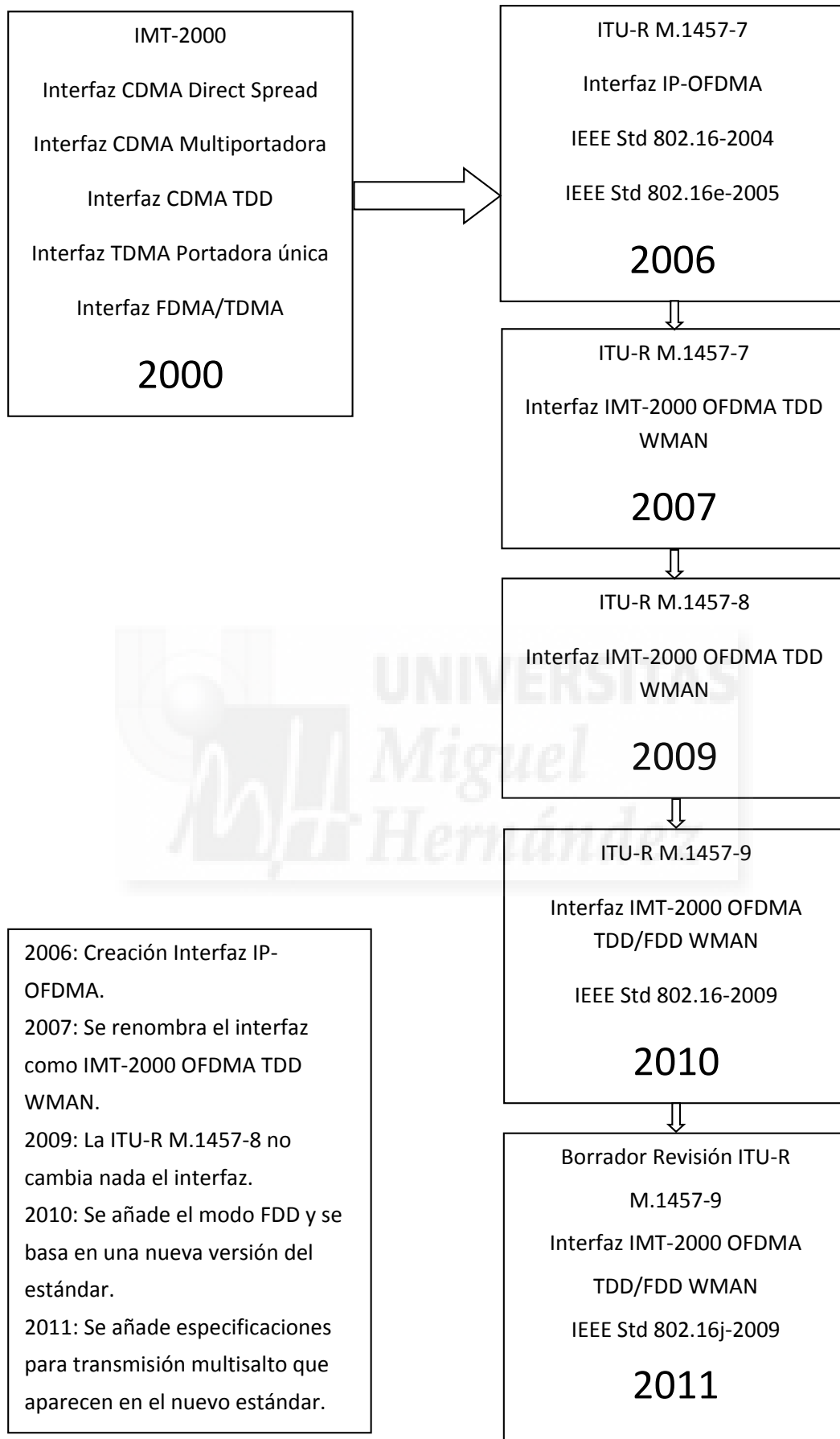


Figura 1: Evolución Recomendaciones UIT-R.

Estas modificaciones coinciden con las propuestas realizadas desde el WiMAX Forum [28]. La última revisión de este estándar, que aún está en fase de borrador, únicamente implica una modificación en el interfaz anteriormente citado, y es la incorporación de las especificaciones para transmisión multisalto en el IEEE Std 802.16j-2009 [29]. Por otro lado, durante la Conferencia Mundial de Radiocomunicación 2007 (WRC-07) se aprobó un nuevo espectro a nivel regional para los sistemas IMT en las siguientes bandas: 698-862 MHz, 790-862 MHz, 2.3-2.4 GHz y 3.4-3.6 GHz [30]. A partir de esa conferencia, se abrió un plazo para presentar propuestas a Tecnologías de Interfaz Radio (RIT en inglés) para el IMT-Advanced [31].

### 2.1.3. ETSI HiperMAN

HiperMAN es un estándar creado por el Instituto Europeo de Normas de Telecomunicaciones (ETSI) para las Redes de Acceso Radio de Banda Ancha (BRAN) dirigido principalmente para proveer DSL inalámbrica de banda ancha, cubriendo un área geográfica grande.

ETSI está oficialmente reconocido por la Unión Europea (UE) como un organismo europeo de normalización [32]. El objetivo del ETSI es producir y llevar a cabo el mantenimiento de las normas técnicas y otras prestaciones requeridas por sus miembros. Al igual que en los ejemplos anteriores de organismos de estandarización, la mayor parte de este trabajo se lleva a cabo en los comités y grupos de trabajo compuestos por expertos técnicos de las empresas miembros del Instituto y de las organizaciones. Estos comités se les conoce por «organismos técnicos» (TB o Technical Bodies en inglés), y se suelen reunir entre dos y seis años veces al año [33]. Uno de estos comités es el de las Redes de Acceso Radio de Banda Ancha (BRAN) que fue el encargado de desarrollar un estándar compatible con el estándar IEEE 802.16, más exactamente con el IEEE Std 802.16a-2003, es decir, en la banda de 2 a 11 GHz.

### 2.1.4. TTA WiBro

WiBro es un servicio de Internet portátil originalmente desarrollado por la Asociación de Tecnología de las Telecomunicaciones (TTA) en Corea del Sur [34]. Por tanto, no se trata en principio de una tecnología o estándar competidor al IEEE Std 802.16 si no únicamente de un servicio compatible con este estándar [16]. Tanto la TTA como su equivalente japonés, la ARIB (Asociación de Industrias y Negocios de Radio) y el WiMAX Forum, presentaron una propuesta basada en el interfaz WirelessMAN-Advanced que estaba siendo desarrollado por el IEEE Std 802.16m, como futuro interfaz radio para el IMT-Advanced [31], [35].

## 2.2. Redes inalámbricas de área local

### 2.2.1. IEEE 802.11

El estándar 802.11 o Wi-Fi por Wireless Fidelity es una familia de especificaciones desarrolladas por la IEEE (Institute of Electrical and Electronic Engineers) para la tecnología de redes de área local inalámbricas, y que define el uso de los dos niveles más bajos de la arquitectura OSI (capa física y de enlace de datos). Wi-Fi es una marca de la Wi-Fi Alliance (anteriormente, WECA:

Wireless Ethernet Compatibility Alliance), organización comercial que adopta, prueba y certifica los equipos que cumplen los estándares 802.11.

La norma IEEE 802.11 fue diseñada para sustituir el equivalente a las capas físicas y MAC de la norma 802.3 (Ethernet), siendo una red local inalámbrica 802.11 compatible con los servicios de las redes locales (LAN) de cable 802.3 (Ethernet) [36].

Esta familia ha desarrollado una serie de estándares, además del original (802.11), como, por ejemplo: 802.11h, 802.11i, 802.11e, 802.11r, 802.11s de los que ya existen actualmente productos comerciales. Por otro lado, los más conocidos son, además del 802.11 básico, el 802.11a, 802.11b, 802.11g y 802.11n.

El organismo que se encargó de estandarizar estas dos capas fue el IEEE-802 LAN/MAN Standards Committee (LMSC). Dentro del LMSC hay múltiples grupos de trabajo, uno de ellos, el IEEE 802.11 Working Group se encargó del desarrollo de éste. Por otro lado, se creó la Wi-Fi Alliance con la misión de certificar la interoperabilidad de equipos de diferentes fabricantes.

El estándar original, también llamado 802.11 Legacy, publicado en 1997, especificaba dos tasas de transmisión a 1 y 2 Mbps utilizando señales infrarrojas (IR) o en la banda de frecuencia ISM a 2.4 GHz. IR sigue siendo parte del estándar, pero no hay implementaciones disponibles. El estándar original también define el protocolo CSMA/CA (Múltiple acceso por detección de portadora evitando colisiones) como método de acceso [37]. Una parte importante de la velocidad de transmisión teórica se utilizaba en las necesidades de esta codificación para mejorar la calidad de la transmisión bajo diferentes condiciones ambientales [38], lo cual se tradujo en dificultades de interoperabilidad entre equipos de diferentes marcas. Éstas y otras debilidades fueron corregidas en el estándar 802.11b, que fue el primero de esta familia en alcanzar amplia aceptación entre los consumidores.

IEEE 802.11b-1999 o 802.11b, es una modificación de la Norma IEEE 802.11 que amplía la tasa de transferencia hasta los 11 Mbit/s usando la misma banda de 2.4 GHz. El estándar 802.11b fue aprobado en 1999, permitiendo una tasa de transmisión máxima de 11 Mbps, utilizando el mismo método de acceso al medio que el 802.11. El 802.11b especifica la modulación Complementary Code Keying (CCK), que consiste en un conjunto de 64 palabras código de 8 bits. Los primeros equipos aparecieron muy rápidamente, ya que era una extensión de la modulación DSSS (Direct-Sequence Spread Spectrum) usada en el estándar original [39].

Este protocolo se puede utilizar en topologías punto a multipunto (las más habituales) o punto a punto [40], con enlaces con distancias proporcionales a las características de las antenas y potencia utilizada. Además, permite transmitir a 1, 2 y 5.5 Mbps, en función de las características del medio.

La asignación de canales definida por el estándar es la siguiente:

Nº Canal	Frecuencia central (GHz)	Nº Canal	Frecuencia central (GHz)
1	2.412	8	2.447
2	2.417	9	2.452
3	2.422	10	2.457
4	2.427	11	2.462
5	2.432	12	2.467
6	2.437	13	2.472
7	2.442	14	2.484

**Tabla 3: Canales en el estándar IEEE 802.11b.**

El estándar divide el espectro en 14 canales de 22 MHz con una separación de 5 MHz entre cada uno de ellos. Esto provoca que cada canal interfiera con los dos adyacentes a cada lado. Si se tiene un ancho de banda de 72 MHz en la banda asignada y cada canal necesita 22 MHz, daría lugar a un máximo de 3,27 canales transmitiendo de forma simultánea. En la práctica únicamente se dispone de 3 canales útiles. Estos canales podrían ser: 1-6-11, 2-7-12, 3-8-13 o 4-9-14. Siendo la tripleta más usada la primera [41].

El estándar IEEE 802.11a – 1999 o simplemente 802.11a, es una enmienda o versión de la especificación IEEE802.11 que supuso aumentar el rendimiento de las redes inalámbricas hasta 54 Mbps utilizando la banda de los 5 GHz. La versión definitiva del estándar 802.11a fue ratificada en 1999. Este estándar 802.11a opera en la banda de 5 GHz, y utiliza 52 sub-portadoras en multiplexación por división de frecuencias ortogonales (OFDM), con una velocidad de transmisión máxima bruta de 54 Mbps, si bien los rendimientos reales netos se sitúan en torno a los 20 Mbps [42]. Esta velocidad de transmisión de datos es adaptable, en función de las características del medio a 6, 9, 12, 18, 24, 36 ó 48 Mbps.

El estándar 802.11a tenía originalmente 12/13 canales sin solapamiento [43]. De ellos, 4 ó 5, los referidos a las bandas de frecuencia más alta, se pueden utilizar en aplicaciones punto a punto al aire libre con una potencia de hasta 1 W [44].

Los valores referidos a canalización que se muestran en este capítulo se refieren únicamente a Estados Unidos, Europa y Japón.

Canal	Frecuencia (MHz)	Estados Unidos	Europa	Japón	
		40/20 MHz	40/20 MHz	40/20 MHz	10 MHz
183	4915	No	No	No	Si
184	4920	No	No	Si	Si
185	4925	No	No	No	Si
187	4935	No	No	No	Si
188	4940	No	No	Si	Si
189	4945	No	No	No	Si
192	4960	No	No	Si	No
196	4980	No	No	Si	No
7	5035	No	No	No	Si
8	5040	No	No	No	Si
9	5045	No	No	No	Si
11	5055	No	No	No	Si
12	5060	No	No	No	No
16	5080	No	No	No	No
34	5170	No	No	No	No
36	5180	Si	Si	Si	No
38	5190	No	No	No	No
40	5200	Si	Si	Si	No
42	5210	No	No	No	No
44	5220	Si	Si	Si	No
46	5230	No	No	No	No
48	5240	Si	Si	Si	No
52	5260	Si	Si	Si	No
56	5280	Si	Si	Si	No
60	5300	Si	Si	Si	No
64	5320	Si	Si	Si	No
100	5500	Si	Si	Si	No
104	5520	Si	Si	Si	No
108	5540	Si	Si	Si	No
112	5560	Si	Si	Si	No
116	5580	Si	Si	Si	No
120	5600	No	Si	Si	No
124	5620	No	Si	Si	No
128	5640	No	Si	Si	No
132	5660	No	Si	Si	No
136	5680	Si	Si	Si	No
140	5700	Si	Si	Si	No
149	5745	Si	No	No	No
153	5765	Si	No	No	No
157	5785	Si	No	No	No
161	5805	Si	No	No	No
165	5825	Si	No	No	No

Tabla 4: Canales en el estándar IEEE 802.11a.

Las frecuencias centrales del canal se definen para todo múltiplo entero de 5 MHz en la banda de 4 (en Japón, principalmente) ó 5 GHz. La relación entre las frecuencias centrales y el número de canal se dan por la siguiente ecuación:

$$\text{Frecuencia central de canal} = 5000 + 5 \times n_{\text{ch}} \text{ (MHz)} \quad (1)$$

Recientemente, un gran número de países, entre ellos, España, están permitiendo la utilización de la banda 5,47 a 5,725 GHz como usuario secundario empleando un método de reparto derivado del estándar 802.11h [45], el cual proporciona a las redes 802.11a la capacidad de gestionar dinámicamente tanto la frecuencia como la potencia de transmisión mediante DFS (Dynamic Frequency Selection o selección de frecuencia dinámica) y TPC (Transmit Power Control o control de potencia transmitida) [46]. Esta técnica añade otros 12 ó 13 Canales en la banda de 5 GHz, lo cual permite un aumento significativo de la capacidad de las redes inalámbricas, soportando, en algunos casos, más de 24 canales sin solape.

IEEE 802.11g – 2003 es el tercer estándar de modulación para Wireless LAN. Utiliza la banda de 2,4 GHz (al igual que 802.11b), pero opera a una velocidad teórica máxima de 54 Mbit/s, que en promedio es de 22 Mbit/s de velocidad real de transferencia (similar a la que se obtiene con el estándar 802.11a) [47]. El esquema de modulación utilizado en 802.11g es el de multiplexación ortogonal por división de frecuencia (OFDM), la misma que en el estándar 802.11a con velocidades transmisión de datos de 6, 9, 12, 18, 24, 36, 48 y 54 Mbit por segundo, aunque utiliza la modulación CCK (al igual que el estándar 802.11b) para las tasas de transferencia binaria de 5,5 y 11 Mbits por segundo y DBPSK / DQPSK + DSSS para las tasas de transferencia binaria de 1 y 2 Mbit por segundo, de tal forma que sea compatible con las versiones anteriores del estándar (802.11b y 802.11 Legacy) [48].

Los identificadores de canales y frecuencias centrales para cada canal usado por IEEE 802.11g – 2003 coinciden con los definidos en el IEEE802.11b. Al igual que en versiones anteriores, el ancho de banda de la señal (22 MHz) es superior a la separación entre canales consecutivos (5 MHz), por esta razón se hace necesaria una separación con el fin de evitar solapes entre canales adyacentes.

El estándar IEEE 802.11n, que utiliza la banda de 2.4 y 5 GHz, opera a una velocidad en torno a 300 Mbps, que se reduce a 100 Mbps de velocidad real de transferencia [49]. La velocidad máxima teórica que se podría alcanzar mediante el uso de este estándar sería de 600 Mbps (utilizando simultáneamente las bandas de 2,4 y 5 GHz) [50]. El estándar definitivo se publicó en octubre de 2009. IEEE 802.11n se basa en los estándares 802.11 anteriores añadiendo múltiples entradas y salidas (MIMO) y la canalización de 40 MHz en la capa física (Channel Bonding o agregación de canales) [51] en aquellos entornos donde sea posible permitiendo utilizar dos canales no superpuestos para transmitir datos.

La WiFi Alliance en la norma 802.11n establece que los dispositivos suelen operar en "modo mixto". En modo mixto, cada transmisión 802.11n está siempre incluida en una transmisión

802.11a o 802.11g. Para transmisiones con canales de 20 MHz, esta señal embebida se encarga de la protección contra señales 802.11a y 802.11g [52]. Sin embargo, los dispositivos 802.11b necesitan además protección adicional CTS (Clear To Send o listo para enviar) [53]. Los identificadores de algunos de los canales usados por IEEE 802.11n se muestran en la siguiente tabla:

Canal	Frecuencia (MHz)	Estados Unidos	Europa	Japón
1	2412	x	x	x
2	2417	x	x	x
3	2422	x	x	x
4	2427	x	x	x
5	2432	x	x	x
6	2437	x	x	x
7	2442	x	x	x
8	2447	x	x	x
9	2452	x	x	x
10	2457	x	x	x
11	2462	x	x	x
12	2467	x <sup>1</sup>	x	x
13	2472	x	x	x
34	5170	—	x	x
36	5180	x	—	x
38	5190	—	x	x
40	5200	x	—	x
42	5210	—	x	x
44	5220	x	—	x
46	5230	—	x	x
48	5240	x	—	x
52	5260	x	—	x
56	5280	x	—	x
60	5300	x	—	x
64	5320	x	—	x
149	5745	—	—	
153	5765	—	—	
157	5785	—	—	x
161	5805	—	—	x

Tabla 5: Canales en el estándar IEEE 802.11n.

<sup>1</sup> En Estados Unidos, los canales 12 y 13 se pueden usar únicamente para emisiones de baja potencia evitando interferencias con la banda adyacente de 2,483-2,5 GHz.

Según el estándar IEEE 802.11n [54], se han de cumplir determinados requisitos técnicos para conseguir el máximo de velocidad de 600 Mbps:

- Ancho de canal de 40 MHz.
- Utilización de cuatro antenas en emisión y cuatro en recepción (MIMO 4x4).
- Intervalo de guarda de 400 ns.
- Modulación 64-QAM con tasa de codificación FEC 5/6.

A continuación se muestran todas las posibles combinaciones existentes con este estándar:

Índice MCS	MIMO	Modulación	Codif.	Tasa de transmisión (Mbps)			
				Canal 20 MHz		Canal 40 MHz	
				0,8 $\mu$ s TG	0,4 $\mu$ s TG	0,8 $\mu$ s TG	0,4 $\mu$ s TG
0	1	BPSK	1/2	6.50	7.20	13.50	15.00
1	1	QPSK	1/2	13.00	14.40	27.00	30.00
2	1	QPSK	3/4	19.50	21.70	40.50	45.00
3	1	16-QAM	1/2	26.00	28.90	54.00	60.00
4	1	16-QAM	3/4	39.00	43.30	81.00	90.00
5	1	64-QAM	2/3	52.00	57.80	108.00	120.00
6	1	64-QAM	3/4	58.50	65.00	121.50	135.00
7	1	64-QAM	5/6	65.00	72.20	135.00	150.00
8	2	BPSK	1/2	13.00	14.40	27.00	30.00
9	2	QPSK	1/2	26.00	28.90	54.00	60.00
10	2	QPSK	3/4	39.00	43.30	81.00	90.00
11	2	16-QAM	1/2	52.00	57.80	108.00	120.00
12	2	16-QAM	3/4	78.00	86.70	162.00	180.00
13	2	64-QAM	2/3	104.00	115.60	216.00	240.00
14	2	64-QAM	3/4	117.00	130.00	243.00	270.00
15	2	64-QAM	5/6	130.00	144.40	270.00	300.00
16	3	BPSK	1/2	19.50	21.70	40.50	45.00
17	3	QPSK	1/2	39.00	43.30	81.00	90.00



Índice MCS	MIMO	Modulación	Codif.	Tasa de transmisión (Mbps)			
				Canal 20 MHz		Canal 40 MHz	
				0,8 $\mu$ s TG	0,4 $\mu$ s TG	0,8 $\mu$ s TG	0,4 $\mu$ s TG
18	3	QPSK	3/4	58.50	65.00	121.50	135.00
19	3	16-QAM	1/2	78.00	86.70	162.00	180.00
20	3	16-QAM	3/4	117.00	130.70	243.00	270.00
21	3	64-QAM	2/3	156.00	173.30	324.00	360.00
22	3	64-QAM	3/4	175.50	195.00	364.50	405.00
23	3	64-QAM	5/6	195.00	216.70	405.00	450.00
24	4	BPSK	1/2	26.00	28.80	54.00	60.00
25	4	QPSK	1/2	52.00	57.60	108.00	120.00
26	4	QPSK	3/4	78.00	86.80	162.00	180.00
27	4	16-QAM	1/2	104.00	115.60	216.00	240.00
28	4	16-QAM	3/4	156.00	173.20	324.00	360.00
29	4	64-QAM	2/3	208.00	231.20	432.00	480.00
30	4	64-QAM	3/4	234.00	260.00	486.00	540.00
31	4	64-QAM	5/6	260.00	288.80	540.00	600.00

**Tabla 6: Canales MCS en el estándar IEEE 802.11n.**

MCS son las siglas de Modulation and Coding Scheme, o Esquema de Modulación y Codificación y se identifica por el índice MCS, que es un número entero que puede variar de 0 a 77, si bien los índices superiores a 32 corresponden a flujos espaciales con diferente modulación (UEQM o unequal modulation) [55].

Por otro lado, Wireless Gigabit (WiGig) Alliance y el IEEE 802.11 TGac han desarrollado el primer borrador del IEEE 802.11ac en la banda de 5 GHz, una extensión del IEEE 802.11n donde aumenta el número de canales MIMO hasta 8, la modulación hasta 256QAM y el ancho de canal hasta 160 MHz [56], así como la complejidad del sistema MIMO implementado, diferenciándolo entre obligatorio (básico) y opcional (espacio-temporal y/o con conformado de haz) [57]. Este estándar fue aprobado a finales de 2013.

Índice MCS	Flujos Espaciales	Modulación Codif.	Canal 20 MHz		Canal 40 MHz		Canal 80 MHz		Canal 160 MHz		
			800 ns TG	400 ns TG	800 ns TG	400 ns TG	800 ns TG	400 ns TG	800 ns TG	400 ns TG	
0	1	BPSK	1/2	6.5	7.2	13.5	15	29.3	32.5	58.5	65
1	1	QPSK	1/2	13	14.4	27	30	58.5	65	117	130
2	1	QPSK	3/4	19.5	21.7	40.5	45	87.8	97.5	175.5	195
3	1	16-QAM	1/2	26	28.9	54	60	117	130	234	260
4	1	16-QAM	3/4	39	43.3	81	90	175.5	195	351	390
5	1	64-QAM	2/3	52	57.8	108	120	234	260	468	520
6	1	64-QAM	3/4	58.5	65	121.5	135	263.3	292.5	526.5	585
7	1	64-QAM	5/6	65	72.2	135	150	292.5	325	585	650
8	1	256-QAM	3/4	78	86.7	162	180	351	390	702	780
9	1	256-QAM	5/6	N/A	N/A	180	200	390	433.3	780	866.7

**Tabla 7: Canales MCS con un flujo espacial en el borrador de estándar IEEE 802.11ac.**

De igual forma, conjuntamente con la Wireless Gigabit Alliance, se ha aprobado el IEEE 802.11ad [58] que trabajará en 3 bandas, 2.4, 5 y 60 GHz [59], y que permitirá una tasa máxima de datos de hasta 7 Gbps, aproximadamente, 7 veces superiores al IEEE 802.11ac y más de 10 veces superior al estándar 802.11n. Este estándar incorpora la utilización de diferentes modos de trabajo (con portadora única o multiportadora), así como diferentes algoritmos de codificación, como LDPC (Low-Density Parity Check).

Índice MCS	Modulación	Tasa de codificación	Tasa binaria
0	DBPSK	1/2	27.5
1	$\pi/2$ -BPSK	1/2	385
2	$\pi/2$ -BPSK	1/2	770
3	$\pi/2$ -BPSK	5/8	962.5
4	$\pi/2$ -BPSK	3/4	1155
5	$\pi/2$ -BPSK	13/16	1251.25
6	$\pi/2$ -QPSK	1/2	1540
7	$\pi/2$ -QPSK	5/8	1925
8	$\pi/2$ -QPSK	3/4	2310
9	$\pi/2$ -QPSK	13/16	2502.5
10	$\pi/2$ -16QAM	1/2	2502.5
11	$\pi/2$ -16QAM	5/8	2502.5

12	$\pi/2$ -16QAM	3/4	4620
13	SQPSK	1/2	693
14	SQPSK	5/8	866.25
15	QPSK	1/2	1386
16	QPSK	5/8	1732.50
17	QPSK	3/4	2079
18	16-QAM	1/2	2772
19	16-QAM	5/8	3465
20	16-QAM	3/4	4158
21	16-QAM	13/16	4504.5
22	16-QAM	5/8	5197.5
23	16-QAM	3/4	6237
24	16-QAM	13/16	6756.75
25	$\pi/2$ -BPSK	13/28	626
26	$\pi/2$ -BPSK	13/21	834
27	$\pi/2$ -BPSK	52/63	1112
28	$\pi/2$ -QPSK	13/28	1251
29	$\pi/2$ -QPSK	13/21	1668
30	$\pi/2$ -QPSK	52/63	2224
31	$\pi/2$ -QPSK	13/14	2503

**Tabla 8: Canales MCS del estándar IEEE 802-11ad.**

El estándar 802.11af, cuyo último borrador fue aprobado en febrero de 2015, permite la utilización de parte de la banda de televisión por redes inalámbricas, en canales de 6, 7 u 8 MHz. En la Unión Europea está aprobado su uso en los canales libres dentro de la banda de 490 a 790 MHz, si bien en Estados Unidos se permite la utilización de canales desde la banda de 54 a 698 MHz para un máximo de 48 horas de uso continuo. Por último, el estándar 802.11ah ocupa un bloque contiguo a una banda sin licencia por debajo de 1 GHz con coberturas de hasta 1 Km y canales de 1, 2, 4, 8 y 16 MHz, estando más enfocado para su uso en aplicaciones M2M (Machine-to-Machine). Está previsto la aprobación de este estándar como parte de una enmienda del 802.11mc para enero de 2016 [60].

### 2.2.2. ETSI HIPERLAN/2

Son las siglas de High Performance Radio Local Area Network, o red radio de área local de alto rendimiento. Se trata de un estándar inalámbrico desarrollado por la Broadband Radio Access Networks (BRAN) del Instituto Europeo de Normalización de las Telecomunicaciones (ETSI). La tecnología HiperLAN/2 trabaja en la banda de 5 GHz utilizando Multiplexación por División de

Frecuencia Ortogonal (OFDM) y ofreciendo transmisión de alta velocidad (hasta 54 Mbps), ahorro de energía, apoyo a la movilidad y una cobertura de unos 50 m [61].

Por otro lado, para facilitar la implementación de filtros y lograr una buena supresión de canal adyacente, se implementó el sistema únicamente con 52 subportadoras, de las cuales 48 eran para datos y 4 eran subportadoras piloto para el seguimiento de fase.

Los estándares HL/2 vienen reflejados en la ETSI como:

Estándar de la ETSI	Título del estándar
TS 101 475	Capa física
TS 101 761-1	Capa "Data Link Control" (DLC). Primera parte: Funciones Básicas de Transporte de Datos
TS 101 761-2	Capa (DLC) segunda parte: Subcapa de control del medio Radio (RLC)
TS 101 493-1	Capa: "Packet based Convergente". Primera parte: Parte Común
TS 101 493-2	Capa: "Packet based Convergente". Segunda parte: Capa de convergencia del servicio Ethernet (SSCS)
TS 101 763-1	Capa de Convergencia de celda. Primera parte: Parte Común
TS 101 763-2	Capa de Convergencia de celda. Segunda parte: UNI parte específica de servicio
TS 101 762	Gestión de Red
TS 101 761-4	Perfil para entornos domésticos
TS 101 761-3	Perfil para entornos de empresa

**Tabla 9: Definición estándar HIPERLAN/2.**

El estándar ETSI HIPERLAN/2 fue diseñado con ciertas similitudes con respecto al estándar IEEE 802.11a [62], principalmente en la capa física, pues la capa MAC de ambos no es tan similar.

Aun así, existe dentro la capa física algunas diferencias en los modos de trabajo. Por último, HiperLAN/2 permite la interconexión con casi cualquier tipo de tecnología de red fija [63], y es compatible con diferentes calidades de servicio (QoS) en distintas conexiones [64]. QoS soporta la transmisión de mezclas de tipos de información (por ejemplo, datos de voz, vídeo u otros). HiperLAN/2 también ofrece transmisiones multicast, unicast y broadcast [65].

Otra cualidad de este estándar es la caracterización del canal radio mediante los perfiles de retardo potencia que se desarrollan en capítulos siguientes.

Modo	Modulación	Codif.	Tasa nominal (Mbps)	Bits por subportadora	codif. Bits por OFDM	Bits por símb. OFDM
1	BPSK	1/2	6	1	48	24
2	BPSK	3/4	9	1	48	36
3	QPSK	1/2	12	2	96	48
4	QPSK	3/4	18	2	96	72
5	16QAM (sólo ETSI)	9/16	27	4	192	108
5	16QAM (sólo IEEE)	1/2	24	4	192	96
6	16QAM	3/4	36	4	192	144
7	64QAM	3/4	54	6	288	216
8	64QAM (sólo IEEE)	2/3	48	6	288	192

**Tabla 10: Diferencias en la capa física entre ETSI HIPERLAN/2 y IEEE 802.11a.**

## 2.3. Redes inalámbricas de área personal

### 2.3.1. IEEE 802.15

El estándar 802.15 se corresponde a un conjunto de especificaciones desarrolladas por el IEEE para la tecnología de redes de área personal inalámbricas, y que define el uso de los dos niveles más bajos de la arquitectura OSI (capa física y de enlace de datos). Al igual que con el estándar IEEE 802.11, el organismo que se encargó de estandarizar estas dos capas fue el IEEE-802 LAN/MAN Standards Committee (LMSC). Y dentro del LMSC, el IEEE 802.15 Working Group fue el encargado de su desarrollo.

El estándar 802.15.1 fue desarrollado a partir del estándar Bluetooth SIG (Special Interest Group) promovido por un grupo de fabricantes de la industria capitaneado por Ericsson, Nokia, Intel y Toshiba entre otros y trabaja en la banda de 2.4 GHz. La primera versión del estándar, aprobada por el IEEE en abril de 2002 [66], permitía una velocidad de 1 Mbps, mejorando la coexistencia con dispositivos IEEE 802.11 en posteriores versiones, aprobadas por el IEEE en febrero de 2005 [67], [68] y por el ANSI (American National Standard Institute) en julio de 2011, así como la última versión del estándar aprobada en marzo de 2012 [69]. Dentro del grupo de trabajo IEEE 802.15.2 se han desarrollado todas las versiones del estándar referidas a la coexistencia de este sistema con otros que trabajen en la misma banda de frecuencia, como, por ejemplo, IEEE 802.11b [70]. Dentro del estándar Bluetooth desarrollado por el Bluetooth SIG, se evolucionó desde las primeras versiones que trabajaban a 1 Mbps con GFSK a otras que llegaban a 3 Mbps [71] con modulaciones DQPSK y 8DPSK. Posteriormente, se desarrolló Bluetooth 3.0 que permitía velocidades hasta 24 Mbps [72] y la versión 4.0 que incluye Bluetooth clásico, la alta velocidad de Bluetooth 3.0 y pila de protocolos Bluetooth de bajo consumo [73]. A diferencia de

los anteriores, esta versión del estándar reduce sensiblemente la tasa binaria hasta 1 Mbps con un consumo de energía menor, pudiendo variar entre 1-50% con respecto a Bluetooth clásico. Otra mejora que añade esta versión del estándar es la inclusión de cifrado AES-128 y un número mayor de dispositivos conectados en una misma red. Hasta la aparición de esta variante del estándar, el número máximo de dispositivos conectados en una red básica, llamada piconet, era de 7, en esta versión este número aumenta hasta 255 pudiendo llegar a valores más elevados. Por el contrario, el número de canales habilitados para datos se reduce a 37 desde el valor original de 79 para dispositivos Bluetooth clásicos. En la versión posterior 4.1 se reduce la interferencia con dispositivos LTE y se aumenta el número de esclavos hasta un número ilimitado. En la última versión aprobada, la 4.2, se mejora la seguridad del sistema y se permite la conexión directa a internet (soporta IPv6), además de aumentar la velocidad de transferencia hasta 2.5 veces con respecto a la versión 4.0 consiguiendo reducir aún más el consumo de la batería.

Dentro del estándar 802.15.3, la primera versión aprobada por el IEEE fue en el año 2003 [74], donde se definía una norma que permitía velocidades cercanas a 20 Mbps o superiores [75], trabajando en la banda de 2.4 GHz [76], posteriormente se añadió modificaciones al estándar dando lugar al IEEE Std 802.15.3b-2005, una enmienda del estándar anterior donde se incorporaba modificaciones en la capa MAC [77] y, por último, apareció el IEEE Std 802.15.3c-2009, donde se introdujo el concepto de capa física basada en ondas milimétricas que trabajan en la banda de 60 GHz [78].

Por otro lado, se desarrolló el estándar 802.15.3a mediante la utilización de UWB (Ultra Wide Band) [79], una banda de frecuencia que abarcaba la banda de 3.1 a 10.6 GHz a partir de la aprobación dentro del apartado 15 [80] de la FCC o Comisión Federal de Comunicaciones de Estados Unidos de esta banda para su uso sin licencia. Este estándar permitía la utilización de, hasta 15 bandas de 500 MHz cada una con multiplexación por división en frecuencia ortogonal (MB-OFDM) [81], o la utilización de una única banda con espectro ensanchado [82] como se puede ver en la figura 2.

Cabe destacar que otras organizaciones de estandarización, como Ecma International<sup>2</sup>, han desarrollado normas basadas en UWB, a partir de MB-OFDM, dando lugar a ECMA-368 [83] que coincide con el ISO/IEC 26907:2009 [84] y que aparece traspuesta en la norma ETSI TS 102 455 [85]. De igual forma, se creó la norma ECMA-369 [86] con su equivalente en el ISO ISO/IEC

---

<sup>2</sup> Ecma International es un organismo de estandarización europeo para sistemas de comunicación e informática.

26908:2009 [87] dedicado a la definición del interfaz de señal, los registros y las estructuras de trama.

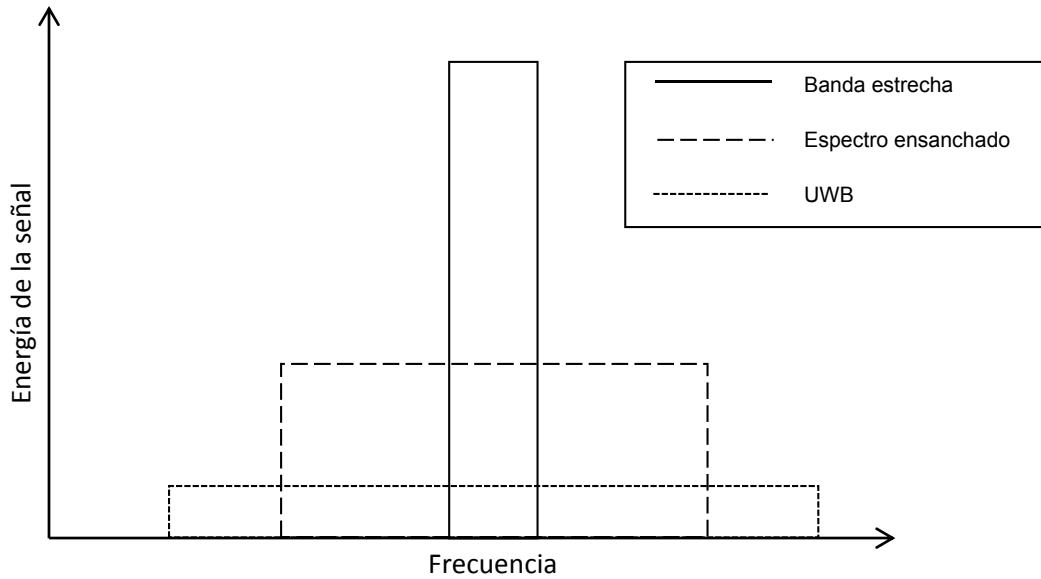


Figura 2: Comparativa en frecuencia de banda estrecha, espectro ensanchado y UWB.

Una de las ventajas de la utilización de la tecnología multicanal o multibanda MB-OFDM es que permite que la información sea procesada en un ancho de banda mucho menor, de tal forma que se reduce la complejidad del diseño así como el consumo de potencia [88]. La frecuencia central de cada una de las bandas viene definida por la ecuación siguiente [89]:

$$f_c(n_b) = 2904 + (528 \times n_b), n_b = 1, \dots, 14 \quad (2)$$

En el estándar ECMA-368, se divide el espectro en 14 bandas de 528 MHz [90] para una velocidad máxima de 480 Mbps [91], similar a la que proporciona el IEEE 802.15.3a [92], tal y como muestra la tabla siguiente.

Tasa de datos (Mbps)	Modulación	Tasa codif.	Bits codif. por 6 símbolo OFDM	Bits por 6 símb. OFDM
53.3	QPSK	1/3	300	100
80	QPSK	1/2	300	150
106.7	QPSK	1/3	600	200
160	QPSK	1/2	600	300
200	QPSK	5/8	600	375
320	DCM	1/2	1200	600
400	DCM	5/8	1200	750
480	DCM	3/4	1200	900

Tabla 11: Tasas de datos en ECMA-368.

Esta misma canalización aparece expuesta dentro del estándar Wimedia Physical Layer 1.5 [93] desarrollado por la Wimedia Alliance, un consorcio de empresas liderado por Samsung. La principal diferencia estriba en la velocidad de datos alcanzada, en este último caso, se obtienen velocidades de hasta 1024 Mbps mediante la utilización de LDPC (Low Density Parity Check o comprobación de paridad de baja densidad), en vez de codificación convolucional, en las tasas de datos más elevadas [94].

Con respecto al estándar 802.15.4, su primera versión fue desarrollada en 2003 [95] y se denominó IEEE Std 802.15.4-2003, con unas características de baja transmisión, bajo consumo y baja complejidad [96] que lo diferenciaban de los estándares de área personal existentes hasta ese momento. Esta norma permitía trabajar en tres bandas diferentes, 868 MHz, 915 MHz y 2.4 GHz, con unas tasas de transmisión de 20, 40 y 250 Kbps, respectivamente. Las frecuencias centrales de trabajo de los canales que se podían usar, se obtenían de la siguiente forma:

$$f_c = 868.3 \text{ MHz para } k = 0 \quad (3)$$

$$f_c = 906 + 2(k - 1) \text{ MHz para } k = 1, \dots, 10 \quad (4)$$

$$f_c = 2405 + 5(k - 11) \text{ MHz para } k = 11, \dots, 26 \quad (5)$$

Posteriormente, se creó un grupo de trabajo llamado TG4b [97] que dio lugar a una versión revisada, llamada IEEE Std 802.15.4™-2006 [98] o también 802.15.4b con modificaciones principalmente en la capa física que permiten aumentar la tasa binaria en las frecuencias más bajas hasta los 250 Kbps. La modificación de la capa física supuso la creación de unas páginas de canal para cada tipo de canalización, de tal forma que el modelo de 27 canales compatible con la versión básica sería la página 0, y las páginas de canal 1 y 2 estarían referidas a la versión siguiente. El resto de páginas de canal hasta 31 estarían reservadas para uso futuro. Por otro lado, ninguna de estas dos versiones del estándar soportaban funcionalidades de cobertura y localización y hubo que esperar al IEEE Std 802.15.4™-2007 [99] también llamado 802.15.4a, para suplir esas carencias. Para ello, se añadieron dos nuevas capas físicas, UWB y una señal chirp [100]. La elección de la primera es debido a su buen comportamiento en situaciones de desvanecimiento multitrayecto [101] y la segunda, por su robustez en enlaces de larga distancia [102].

Por otro lado, la asignación de canales en la capa física UWB aparece reflejada en la tabla siguiente, dividiéndose en tres bandas, sub GHz, que engloba únicamente el número de canal 0, banda baja, que incluye del canal 1 al canal 4 y banda alta, desde el canal 5 al 15.

La asignación de canales en la capa física Chirp es la siguiente:



Número de canal	Frecuencia central (en MHz)
0	2412
1	2417
2	2422
3	2427
4	2432
5	2437
6	2442
7	2447
8	2452
9	2457
10	2462
11	2467
12	2472
13	2484

**Tabla 12: Canales en la capa física Chirp.**

Número de canal	Frecuencia central (en MHz)	Banda UWB
0	499.2	Sub GHz
1	3494.2	
2	3993.6	
3	4492.8	Banda Baja
4	3993.6	
5	6489.6	
6	6988.8	
7	6489.6	
8	7488.0	
9	7987.2	
10	8486.4	Banda alta
11	7987.2	
12	8985.6	
13	9484.8	
14	9984.0	
15	9484.8	

**Tabla 13: Canales en la capa física UWB.**

Por último, se aprobaron otras versiones del estándar durante 2009, dando cabida a la utilización de la banda de 780 MHz, en el IEEE 802.15.4c-2009 [103] y la banda de 950 MHz, en el IEEE 802.15.4d-2009 [104], en China y Japón, respectivamente. Con posterioridad a la aparición de estas variaciones del estándar 802.15.4b, han surgido nuevas versiones aprobadas durante 2011 y 2012. El Draft IEEE P802.15.4REVi/D04™ [105], es un borrador aprobado en 2011 con una

primera revisión de la segunda versión del estándar, el IEEE Std 802.15.4-2006. Por otro lado, el Draft IEEE P802.15.4REVi/D07™ [106] es una segunda revisión del mismo estándar. Estos borradores dieron lugar a lo que sería la tercera versión del estándar, el IEEE Std 802.15.4™-2011 [107]. Posteriormente se produjo la aparición de diferentes enmiendas que suplían determinadas carencias de esta versión del estándar, referidas a la subcapa MAC, como la enmienda IEEE Std 802.15.4e™-2012 [108], a la capa física RFID activa, como la IEEE Std 802.15.4f™-2012 [109] o a las especificaciones de la capa física para redes de medidores inteligentes con baja tasa de datos, que se encuentra referido en la enmienda IEEE Std 802.15.4g™-2012 [110].

La enmienda relativa a la capa MAC introducía modificaciones referentes a las mejoras que se podría obtener en dos tipos de categorías diferentes: procesos de automatización y automatización de fábricas y en mejoras de uso general no relacionados con la primera categoría. En el primer caso se aplicarían técnica de salto de canal en ranuras temporales o TSCH (Timeslotted channel hopping) para procesos de automatización y redes determinísticas de baja latencia o LLDN (Low latency deterministic networks) para la automatización de fábricas. Para otros dominios de aplicación, como identificación, localización y seguimiento de personas y objetos se plantea el uso de RFID (Radio Frequency Identification) [111]. Para el resto de aplicaciones no vinculadas con la categoría anterior se plantean unas mejoras en aras de obtener un bajo consumo de energía como, por ejemplo, la utilización de dispositivos con muy bajo ciclo de trabajo que permitan enviar información con un consumo mínimo de energía [112]. De igual manera, para aumentar la robustez de la red, se incorporan técnicas de diversidad no existentes en versiones anteriores del estándar, como la adaptación de canal [113], donde se conmuta de una canal a otro cuando el primero bajo de un valor umbral establecido. La otra técnica que aparece en el borrador es la de salto de canal, donde se conmuta en función de una secuencia de canal predefinida [114].

Con respecto a la segunda enmienda, se incorporan nuevas modulaciones o variaciones de versiones anteriores como MSK (Minimum Shift Keying) y LRP (Low Rate Pulse repetition frequency). La primera, se trata de un desplazamiento de la frecuencia de fase continua donde la diferencia de frecuencias es equivalente a la mitad de la tasa de bit, consiguiendo un mínimo espaciado en frecuencia que permite que dos señales FSK sea coherentemente ortogonales [115]. La segunda, se trata de una frecuencia de repetición de pulsos de baja tasa (Low Rate PRF) [116] y se consigue mediante un esquema de señalización con impulsos radio usando pulsos de datos de banda limitada. Usa tres canales de frecuencia y ocupa un espectro desde 6.2896 GHz hasta 9.1856 GHz. Para ello, se usa una combinación de modulación OOK (On-Off Keying) o modulación PPM (Pulse Position Modulation). El modo base es el que obtiene una mayor velocidad, hasta 1 Mbps, el modo extendido disminuye la velocidad a 250 Kbps, aumentado la sensibilidad y el modo de largo alcance obtiene la mayor sensibilidad a costa de una velocidad de, únicamente, 31.25 Kbps. Éste último, funciona con modulación PPM mientras que los dos anteriores son con modulación OOK.

Por último, la tercera enmienda trata sobre redes de medidores inteligentes para empresas de servicios públicos o SUN (Smart metering Utility Network), las cuales proporcionan múltiples aplicaciones que permiten compartir recursos, monitorizando y controlando la red. Se han propuesto tres capas físicas alternativas para estos dispositivos SUN. La primera, basada en una modulación FSK para múltiples regiones y diferentes tasas que da lugar a una buena eficiencia de transmisión debido a la envolvente de la señal transmitida. La segunda capa física, basada en una modulación O-QPSK (Offset Quaternary Phase Shift Keying), de igual forma, para múltiples regiones y tasas, resulta más fácil de diseñar que la anterior, con un coste más reducido. Por último, la tercera capa física utiliza OFDM y proporciona tasas de datos más altas con una mayor eficiencia espectral [117]. La adición de las especificaciones de la capa física para este tipo de redes requiere un elevado número de canales. Para mantener la estructura de estándares anteriores se ha preferido modificar la definición de los canales 9 y 10 con la intención de acomodar el mayor número de canales posible. De tal forma que, la página de canal 9 se usa para especificar los modos de operación de la capa física definidos en el estándar, mientras que la página de canal 10 especifica los modos de la capa física MR-FSK.

Páginas de canal	Número de canal	Descripción de canal	Aparición estándar
<b>0</b>	0	868 MHz con BPSK	IEEE 802.15.4-2003
	1-10	915 MHz con BPSK	
	11-26	2.4 GHz con O-QPSK	
<b>1</b>	0	868 MHz con ASK	IEEE 802.15.4b-2006
	1-10	915 MHz con ASK	
	11-26	Reservado	
<b>2</b>	0	868 MHz con ASK	IEEE 802.15.4b-2006
	1-10	915 MHz con ASK	
	11-26	Reservado	
<b>3</b>	0-13	Capa física Chirp	IEEE 802.15.4a-2007
<b>4</b>	0	Capa física UWB sub GHz	IEEE 802.15.4a-2007
	1-4	Capa física UWB para banda baja	
	5-15	Capa física UWB para banda alta	
<b>5</b>	0-3	780 MHz con O-QPSK	IEEE 802.15.4c-2009
	4-7	780 MHz con MPSK	
<b>6</b>	0-7	950 MHz con BPSK a 1 mW	IEEE 802.15.4d-2009
	8-9	950 MHz con BPSK a 10 mW	
	10-21	950 MHz con GFSK	

7	0-14	433 MHz con MSK	Enmienda 802.15.4f-2012	IEEE
	15-56	2.4 GHz con MSK		
8	0-2	Capa física UWB con LRP	Enmienda 802.15.4f-2012	IEEE
9	---	169 MHz con 2FSK y 4 FSK filtrado	Enmienda 802.15.4g-2012	IEEE
		450 MHz con 2FSK y 4 FSK filtrado		
		470 MHz con 2FSK y 4 FSK filtrado, OFDM y O-QPSK		
		780 MHz con 2FSK y 4 FSK filtrado, OFDM y O-QPSK		
		863 MHz con 2FSK y 4 FSK filtrado, OFDM y O-QPSK		
		896 MHz con 2FSK filtrado		
		901 MHz con 2FSK filtrado		
		915 MHz con 2FSK filtrado, OFDM y O-QPSK		
		917 MHz con 2FSK filtrado, OFDM y O-QPSK		
		920 MHz con 2FSK y 4 FSK filtrado, OFDM y O-QPSK		
		928 MHz con 2FSK filtrado		
		950 MHz con 2FSK y 4 FSK filtrado, OFDM y O-QPSK		
		1427 MHz con 2FSK filtrado		

		2450 MHz con 2FSK y 4 FSK filtrado OFDM y O-QPSK	
10	---	Mismas bandas para MR-FSK	Enmienda IEEE 802.15.4g-2012
11-31		Reservado para uso futuro	

**Tabla 14: Paginación en canales IEEE 802.15.4.**

### 2.3.2. Redes inalámbricas de área personal ópticas

Si bien se encuentran fuera del área de estudio de esta Tesis, centrado en las redes inalámbricas que trabajan dentro del espectro radio, cabe destacar el desarrollo observado en los últimos años en las redes inalámbricas de área personal mediante el espectro visible. Se encuentran agrupadas dentro del IEEE 802.15.7 y son conocidas como redes Li-Fi. Trabajan en la parte del espectro comprendido entre los 400 THz (780 nm) y los 800 THz (375 nm) y utilizan pulsos rápidos de luz para transmitir información de forma inalámbrica con OFDM [118].

### 2.3.3. WirelessHD

Una de las limitaciones de las redes de área personal vistas hasta ahora era la escasa tasa de bits que se podría conseguir en situaciones de canal variable y con bajo consumo de potencia cuando se precisaba el envío de señal de vídeo. Para cubrir este hueco se ha desarrollado, a partir del Wireless Consortium, un conjunto de empresas liderado por Broadcom, Intel, LG, Panasonic, Philips, NEC, Samsung, SiBEAM, Sony y Toshiba, un sistema inalámbrico de área personal que permite la transmisión de datos hasta 4 Gbps sin necesidad de visión directa con la utilización de agrupaciones de antenas para el intercambio de datos entre diferentes dispositivos de electrónica de consumo [119]. El principal inconveniente de este sistema, con respecto a otros sistemas de área personal inalámbricos vistos hasta ahora, es la banda de frecuencia, alrededor de 60 GHz, lo cual redundaría en las pérdidas de la señal en espacio libre (si bien esto se encuentra minimizado por el limitado área de cobertura de este sistema, unos dos metros) pero, por otro lado, se ve beneficiado por una reducción del tamaño de la antena, así como una simplificación del transceptor al reducirse la dispersión del retardo y, por ende, de la interferencia entre símbolos [120]. Por otro lado, dentro de las redes de área local, ya existe un sistema, desarrollado por el Wireless Gigabit Alliance, que también trabajará en esa banda de frecuencia, como aparece reflejado en el apartado 2.2.1.



## PARTE I: TÉCNICAS DE DIVERSIDAD

Capítulo 3: Sistemas de diversidad

Capítulo 4: Técnicas de diversidad espacial

Capítulo 5: Técnicas de diversidad espacio-temporal







## Capítulo 3: Sistemas de diversidad

### 3. Sistemas de diversidad

La diversidad pretende mejorar la calidad de la señal recibida atenuando los efectos que el canal produce sobre la señal original [121]. Los principales efectos que puede sufrir el canal son [122]: el ruido térmico, generalmente modelado como ruido aditivo blanco gaussiano (AWGN), la pérdida en potencia mientras la señal radio se propaga o pathloss, el enmascaramiento o shadowing, debido a la presencia de obstáculos fijos en el camino de propagación, la interferencia originada por el propio sistema o una fuente externa, relacionado con el retardo de propagación o delay spread y el desvanecimiento o fading, el cual combina los efectos de múltiples propagaciones y el rápido movimiento de reflectores móviles. Mediante técnicas de diversidad es posible combinar o conmutar las réplicas de la señal original, producidas en diferentes intervalos de tiempo, frecuencia, espacio, ángulo o polarización obteniendo de esta forma una señal más fuerte y estable en recepción y/o transmisión [123] tanto en entornos interiores como exteriores, así como con visión directa como sin ella.

Si varias réplicas de la señal se reciben a través de enlaces independientes, habrá una alta probabilidad de que uno o más de los enlaces no sufran desvanecimiento. Esta probabilidad aumentará si el número de ramas de diversidad aumenta. El orden de diversidad es el número de canales empleados. La probabilidad de que M canales incorrelados sufran desvanecimientos profundos en un mismo instante de tiempo, viene dada por:

$$P_t = P^M \quad (6)$$

Donde P, es la probabilidad de que un camino sufra desvanecimiento.

Este desvanecimiento se debe a las múltiples trayectorias de propagación que, a menudo, existen desde un transmisor a un receptor debido a la dispersión por diferentes objetos. Las diferentes réplicas de la señal original pueden sufrir efectos de atenuación, distorsiones, retrasos

y/o cambios de fase, pudiendo dar lugar a una interferencia constructiva o destructiva en el receptor. En el caso de producirse una interferencia destructiva, la potencia de la señal se puede ver afectada severamente. Este fenómeno se denomina desvanecimiento, el cual puede ser plano o selectivo en frecuencia (en función del ancho de banda de coherencia con respecto al ancho de banda del canal) y lento o rápido (en función del tiempo de coherencia con respecto a la duración del símbolo). El resultado es un canal que es variable con el tiempo. Un modelo de canal aproximado con desvanecimiento variable en el tiempo es el WSSUS (Wide-Sense Stationary Uncorrelated Scattering). En el modelo WSSUS, el proceso de desvanecimiento variable en el tiempo se asume que es un proceso aleatorio estacionario en sentido amplio y se asumen independientes las réplicas de la señal debidas a diferentes objetos por lo cual sus funciones de correlación dependen únicamente de la diferencia de tiempos. Para caracterizar un canal WSSUS se consideran los siguientes parámetros [124]:

- Multipath delay Spread  $\tau_m$ : muestra el máximo retraso entre diferentes caminos en el canal a partir de la función de retardo-potencia  $P(\tau)$ .

$$\tau_m = \left[ \frac{\int_{\tau_{\min}}^{\tau_{\max}} (\tau - \bar{\tau}_m)^2 P(\tau) d\tau}{\int_{\tau_{\min}}^{\tau_{\max}} P(\tau) d\tau} \right]^{1/2} \quad (7)$$

Siendo  $\bar{\tau}_m$ :

$$\bar{\tau}_m = \frac{\int_{\tau_{\min}}^{\tau_{\max}} \tau P(\tau) d\tau}{\int_{\tau_{\min}}^{\tau_{\max}} P(\tau) d\tau} \quad (8)$$

- Ancho de Banda de Coherencia  $B_c$ : da información de la separación espectral de las señales para experimentar diferentes grados de desvanecimiento.

$$B_c = \frac{1}{5\tau_m} \quad (9)$$

- Tiempo de Coherencia  $T_c$ : indica la duración temporal en la que la respuesta impulsiva del canal es esencialmente invariante en función de la frecuencia Doppler.

$$T_c = \frac{9}{16\pi f_d} \quad (10)$$

- Doppler Spread  $B_d^3$ : da el máximo alcance de los desplazamientos Doppler.

---

<sup>3</sup> Doppler Spread está inversamente relacionado con el tiempo de coherencia. Si el tiempo de coherencia se define sobre un valor de correlación mayor a 0,5 entonces se puede aproximar como  $T_c = 0,423/B_d$ .

En función de dichos parámetros los canales con desvanecimiento variantes en el tiempo (WSSUS) pueden ser clasificados como selectivos o no en frecuencia, o selectivos o no en el tiempo. En el caso de que el ancho de banda de la señal transmitida sea pequeño comparado con el ancho de banda de coherencia, entonces todas las componentes frecuenciales de la señal podrían sufrir aproximadamente el mismo grado de desvanecimiento, dando lugar a un canal no selectivo en frecuencia (también conocido como *flat fading* o desvanecimiento plano). Debido a la relación recíproca entre el ancho de banda de coherencia y el tiempo de coherencia y la existente entre el ancho de banda y la duración del símbolo, en un canal no selectivo en frecuencia, la duración del símbolo es grande comparada con el tiempo de coherencia. En este caso, los retrasos entre los diferentes caminos son relativamente pequeños con respecto a la duración del símbolo y se puede asumir la recepción de una sola copia de la señal, cuya ganancia y fase se determina por la superposición de todas aquellas copias que llegan dentro de dicho tiempo de coherencia.

En el caso contrario, si el ancho de banda de la señal transmitida es grande comparado con el ancho de banda de coherencia, entonces diferentes componentes frecuenciales de la señal (que difieren más que dicho ancho de banda) podrían experimentar diferentes grados de desvanecimiento, produciendo un canal selectivo en frecuencia. En esta situación, la duración del símbolo es pequeña comparada con el tiempo de coherencia y los retrasos entre los diferentes caminos pueden ser relativamente grandes con respecto a la duración del símbolo pudiendo recibirse múltiples copias de la señal.

Cuando la duración del símbolo es pequeña comparada con el tiempo de coherencia, se clasifica el canal como *slow fading* o desvanecimiento lento. Se puede modelar estos canales como invariantes en el tiempo sobre un número determinado de intervalos de símbolo. Es posible determinar los parámetros de dichos canales mediante determinadas técnicas.

En el momento que el tiempo de coherencia sea similar a la duración del símbolo, se considera el canal como *fast fading* o desvanecimiento selectivo en el tiempo. En general, es difícil de estimar los parámetros del canal en un canal con desvanecimiento selectivo en el tiempo.

En función de la selectividad en tiempo y frecuencia se pueden clasificar en:

- Slow fading no selectivo en frecuencia.
- Slow fading selectivo en frecuencia.
- Fast fading no selectivo en frecuencia.
- Fast fading selectivo en frecuencia.

En el caso de diversidad frecuencial, cada portadora debe ser separada del resto por, al menos, el ancho de banda de coherencia para que las diferentes copias de la señal experimenten desvanecimientos independientes. En el receptor, se combinan las  $L$  copias para dar un estadístico que será usado para tomar una decisión. El combinador óptimo es el Maximum Ratio

Combiner (MRC), el cual será explicado más adelante. La diversidad en frecuencia puede ser usada para combatir el desvanecimiento selectivo en frecuencia.

Para la diversidad temporal, los intervalos entre transmisiones del mismo símbolo deben ser, al menos, iguales al tiempo de coherencia, pudiendo ser una forma efectiva de combatir el desvanecimiento selectivo en tiempo. Por último, la diversidad espacial puede ser empleada para combatir tanto el desvanecimiento selectivo en frecuencia como el desvanecimiento selectivo en tiempo.

Por otro lado, las señales de salida se pueden seleccionar o combinar de diferentes formas para optimizar la potencia de señal recibida o la relación señal-ruido (SNR). Estos métodos incluyen la diversidad de selección, donde se selecciona la señal con la SNR más alta, y la combinación de relación máxima (MRC), en el que las señales de todas las ramas se ponderan en función de su relación SNR. Este tipo de diversidad resulta más eficaz en canales de desvanecimiento plano, es decir, aquellos en los que la señal se ve afectada de la misma manera sobre la totalidad de su ancho de banda. Este tipo de desvanecimiento se produce generalmente en sistemas de banda estrecha con distancias de propagación de varios kilómetros o en sistemas de banda ancha en entornos interiores con poca dispersión de retardo. El uso de ecualizadores o receptores RAKE empleados en sistemas de radiocomunicación de banda ancha no solventa este desvanecimiento plano con una sola rama [125], pero cuando se combina con técnicas de diversidad es posible mejorar el rendimiento en canales de desvanecimiento tanto plano como selectivo, si bien incrementan la complejidad del sistema.

En sistemas con una única antena transmisora y receptora (SISO: Single-Input Single-Output) se puede conseguir réplicas de la señal original mediante la diversidad temporal o frecuencial. En cambio, en sistemas con múltiples antenas en transmisión y recepción (MIMO: Multiple-Input Multiple-Output) se puede añadir a éstas la diversidad espacial. En sistemas SIMO o MISO esta diversidad espacial solo se aplica en recepción o transmisión, respectivamente, en este último caso, resulta más difícil obtener mejoras al requerir sistemas de codificación y modulación específicos obteniéndose menores ganancias.

La eficacia de la diversidad por lo general se presenta en términos de ganancia de diversidad (DG), siendo ésta una disminución de la relación señal a ruido media. Esta ganancia de diversidad puede definirse como la mejora en la relación señal a ruido media de las señales de un sistema de diversidad, con relación a la SNR de un sistema con una sola antena, preferiblemente la mejor [126]. Esta definición está condicionada por la probabilidad de que esta SNR está por encima de un nivel de referencia. El valor de dicha probabilidad puede variar en un rango entre 50% y 99% de fiabilidad. La fórmula general sería:

$$DG = \left[ \frac{\gamma_c}{\Gamma_c} - \frac{\gamma_1}{\Gamma_1} \right]_{P(\gamma_c < \gamma_s / \Gamma)} \quad (11)$$

Donde  $\gamma_c$  es la SNR instantánea de la señal de diversidad combinada,  $\Gamma_c$  es la SNR media de la señal combinada,  $\gamma_1$  es la SNR más elevada de los diferentes caminos de diversidad,  $\Gamma_1$  es el valor medio de  $\gamma_1$  y  $\gamma_s/\Gamma$  es el umbral del nivel de referencia.

La probabilidad P es dependiente con el número de ramas M en un sistema con diversidad. Asumiendo señales incorreladas con distribución Rayleigh en cada una de las ramas, con igual ruido, la probabilidad quedaría:

$$P(\gamma_c < \gamma_s/\Gamma) = \left(1 - \exp\left(-\frac{\gamma_s}{\Gamma}\right)\right)^M \quad (12)$$

Obteniéndose un valor teórico máximo de 10 dB para una probabilidad de indisponibilidad de 1%, y un valor aproximado de 2.5 dB para una probabilidad de 50%, para el caso de diversidad con dos antenas [127]. Esta ganancia de diversidad será máxima cuando todas las ramas presenten la misma SNR media, reduciéndose de forma drástica a medida que aumente la diferencia entre ellas.

### 3.1. Sistemas de diversidad simulados

#### 3.1.1. Sistemas WMAN

De entre todos los sistemas mostrados en el capítulo anterior, se ha elegido el estándar IEEE 802.16d para realizar las simulaciones que se muestran en los apartados siguientes. Este estándar usa paquete de 1024 bits que son los que se utilizarán en estas simulaciones. Por otro lado, los prefijos cíclicos empleados para reducir la interferencia entre símbolos van a ser directamente proporcional a la duración del símbolo, y los posibles factores de proporcionalidad recogidos en el estándar son 1/4, 1/8, 1/16 y 1/32.

En WMAN se han desarrollado varios modelos para caracterizar el entorno de radiofrecuencia y servir en las predicciones de cobertura de sistemas de comunicaciones inalámbricos, si bien, no se encuentran especificados dichos modelos de canal dentro del estándar. El WiMAX Forum (institución formada por fabricantes de equipos que se ha convertido en la máxima autoridad de cara a la implantación de este sistema) ha propuesto el modelo SUI (Stanford University Interim) para la simulación de los entornos de trabajo y la realización de pruebas [128].

Este modelo, basado en medidas empíricas, proporciona estimaciones de los efectos de propagación considerando un tamaño de celda de 7 km y una altura de la estación de la estación base de 30 metros con sectorización de 120° y una altura de la antena receptora de 6 metros para dos tipos de antena, omnidireccional y de 30°. Son seis canales diferentes, formados por un rayo directo y dos rayos retrasados debido al efecto multicamino que se origina al reflejarse parte de la señal en obstáculos. Se clasifican en tres categorías de terreno:

- Tipo A (entorno rural): Es el entorno más agresivo, y se corresponde con un entorno montañoso con una densidad de vegetación moderada o alta.
- Tipo B (entorno suburbano): Define condiciones intermedias entre el terreno tipo A (más crítico) y el tipo C (el más suave).
- Tipo C (entorno urbano): Se corresponde al terreno menos agresivo. Es prácticamente llano con densidad de árboles casi nula.

Estos canales van numerados del 1 al 6, correspondiendo a terrenos tipo C el SUI-1 y SUI-2; a tipo B el SUI-3 y SUI-4 y a terrenos tipo A el SUI-5 y el SUI-6. De todos ellos, los canales con línea de vista son los referidos como SUI-1, SUI-2 y SUI-6; y los canales sin línea de visión directa, son los referidos al SUI-3, SUI-4 y SUI-5.

En comunicaciones inalámbricas, para obtener la distribución de potencia de las diferentes muestras de la respuesta del canal, el propio modelo a emplear (en este caso, el modelo SUI) proporciona el valor de la potencia promedio para cada rayo y del “factor K”, también conocido como factor de Rice. Este factor es el cociente entre la potencia del rayo dominante (el que primero llega al receptor) y la potencia del resto de rayos que llegan al receptor. Para los modelos de canal en que no existe visión directa entre transmisor y receptor (NLOS), el factor K será prácticamente nulo, y se tiene un canal tipo Rayleigh. Para valores de K mayores de cero, se tendrá un canal tipo Rice.

El factor K de Rice proporciona una medida de la calidad del enlace. A mayor factor K, mayor será la potencia percibida del rayo dominante y menor la potencia que se habrá dispersado y por tanto, más concentrada llegará la energía al receptor.

Por otro lado, el estándar IEEE 802.16d recoge siete posibles combinaciones, numeradas del 0 al 6 bajo el parámetro Rate\_ID, parámetro que indicará el modo de transmisión. Se ha de tener en cuenta que el tipo de modulación será el mismo para todos los símbolos OFDM de la trama especificado en el símbolo de cabecera al inicio de cada trama. Dicho símbolo siempre emplea la modulación tipo 0.

Rate_ID	Modulación	Tasa final del código	Código Reed-Solomon	Tasa del Código Convolutional
0	BSPK	1/2	(12,12,0)	1/2
1	QPSK	1/2	(32,24,4)	2/3
2	QPSK	3/4	(40,36,2)	5/6
3	16-QAM	1/2	(64,48,8)	2/3
4	16-QAM	3/4	(80,72,4)	5/6
5	64-QAM	2/3	(108,96,6)	3/4
6	64-QAM	3/4	(120,108,6)	5/6

Tabla 15: Modos de transmisión en IEEE 802.16d.

### 3.1.2. Sistemas WLAN

En cuanto a las simulaciones WLAN, se han llevado a cabo a partir del estándar Hiperlan/2, que aparece detallado a continuación, usando para ello la configuración de referencia en transmisión del estándar.

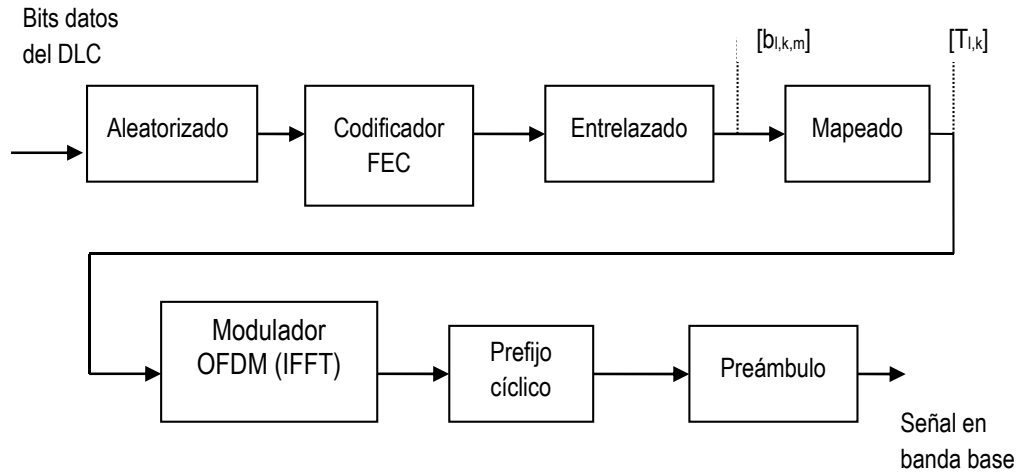


Figura 3. Configuración de referencia en transmisión de un sistema Hiperlan/2.

Los datos de usuario vienen desde el nivel de enlace de datos (DLC) en forma de tramas de 64 bytes llamadas unidades de protocolos de datos (PDU). En un principio, la secuencia de bits se aleatoriza, codifica y perfora. La perforación se produce dentro del bloque de codificación. Posteriormente, se divide la secuencia de bits en grupos de 1, 2, 4 o 6 bits, según el tipo de modulación, que son mapeados en una constelación Gray.

Los vectores de dicha constelación caracterizan los símbolos que serán modulados en subportadoras OFDM. El esquema de modulación de cada subportadora determina el modo de transmisión en uso. La modulación OFDM se realiza mediante una Transformada Rápida de Fourier Inversa (IFFT) de 64 puntos, y la transmisión de la señal en banda base se completa con la adición de intervalos de guarda cíclico al principio de cada símbolo OFDM, y con un preámbulo al inicio de cada trama completa.

En la Fig. 3,  $[T_{l,k}]$  denota la secuencia de los puntos de la constelación de cada subportadora, donde  $k$  indica la subportadora donde el símbolo es transmitido y  $l$  es la trama OFDM insertada en dicha subportadora. Dentro de cada trama OFDM, 48 subportadoras transportan datos:  $k=0 \dots K=47$ . El número total de tramas dentro de un burst,  $L$ , donde  $l=0 \dots L-1$ , es función de la longitud del PDU recibido desde el DLC y del modo de transmisión que esté siendo utilizado.

Por otro lado,  $[b_{l,k,m}]$  representa la secuencia de bits tras el proceso de aleatorizado, decodificado y entrelazado, el subíndice  $m$  indica el bit dentro del símbolo en el que es mapeado; el número de bits por símbolo es  $M$ . Esto implica que el proceso de mapeado convierte una cadena de  $L \cdot K \cdot M$  bits en  $L \cdot K$  valores complejos de una constelación.

Siguiendo con la configuración de referencia del sistema Hiperlan/2 visto anteriormente, el codificador FEC se encuentra dividido a su vez en otros bloques. Estos son: añadido de 6 bits, codificador convolucional, perforado P1 y perforado P2. Como se ve en la Fig. 4.

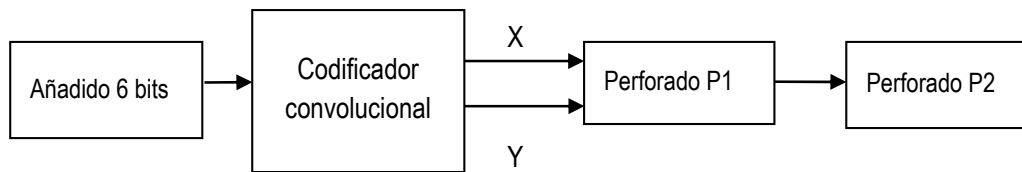


Figura 4. Bloque codificación FEC en un sistema Hiperlan/2.

En primer lugar se añaden 6 bits a la entrada del codificador para asegurarnos de que el codificador acaba con todos sus registros a cero. En la codificación FEC se utiliza el codificador convolucional de tasa 1/2 para todos los modos de transmisión. Este codificador se caracteriza por tener tasa de codificación 1/2, *constraint length*<sup>4</sup> 7 y polinomio generador  $G_1=133_8$  y  $G_2=171_8$ . Con el fin de obtener mayores tasa de codificación se incluye el bloque de perforado o eliminación de bits. Los bits codificados son perforados en dos fases. Primero, se eliminan los primeros 12 bits de la trama saliente, esto corresponde con el añadido de 6 bits en el primer proceso. En la segunda fase, P2, se eliminan los bits según un patrón de perforado determinado, de acuerdo con el modo en el que se esté trabajando, para conseguir la tasa binaria que le corresponde al modo.

Se emplea un codificador convolucional formado por un número determinado de registros de desplazamiento y una tasa que se aplica al codificador. Si se desea emplear una tasa de codificación diferente a la básica será necesario aplicar la técnica del perforado a la salida del codificador convolucional básico. El bloque de perforado se encargará de eliminar parte de los bits de redundancia introducidos por el codificador tal y como indica el estándar, con la finalidad de adaptar la codificación básica a la tasa deseada. Hay varios métodos gráficos para realizar la codificación, entre ellos destacan los diagramas de estados, los diagramas de árbol y los diagramas de Trellis.

Una vez la señal llega al receptor se muestrea con un periodo de 50 ns. Las muestras que representan los intervalos de guarda cíclicos son eliminadas y, a continuación, se demodula OFDM mediante FFT (transformada de Fourier rápida). Tras la demodulación el preámbulo de la señal recibida se utiliza para estimar el canal de transmisión  $[H_k]$ , mientras que parte de la señal correspondiente a datos conforma la secuencia de vectores recibidos  $[R_{i,k}]$ ; éstos son ecualizados con el fin de compensar la distorsión de banda estrecha, causada por el canal, que sufren las subportadoras. La secuencia resultante de vector de símbolos recibidos aparece denotada como  $[T'_{i,k}]$ . Este proceso de ecualización en el dominio de la frecuencia normaliza la magnitud de cada  $T'_{i,k}$  y asegura la alineación de fase. Seguidamente, el desmapeado convierte  $[T'_{i,k}]$  en  $[d^{\text{hard}}_{i,k,m}]$

<sup>4</sup> Se refiere al número de etapas del codificador convolucional, también definido como K.



o  $[d^{soft}_{l,k,m}]$ , según la estrategia de decodificación elegida (*hard* o *soft decision*) que se verá en el capítulo siguiente. Tras el desentrelazado se generan  $[x^{hard}_{l,k,m}]$  o  $[x^{soft}_{l,k,m}]$ , que serán las entradas del decodificador Viterbi. En función de la estrategia de decodificación elegida  $[H_k]$  puede ser también una entrada del bloque de decodificación. El decodificador Viterbi tendrá como salida una secuencia de bits que, tras el desaleatorizado, formarán la trama de datos que recibirá el nivel de enlace de datos, DLC.

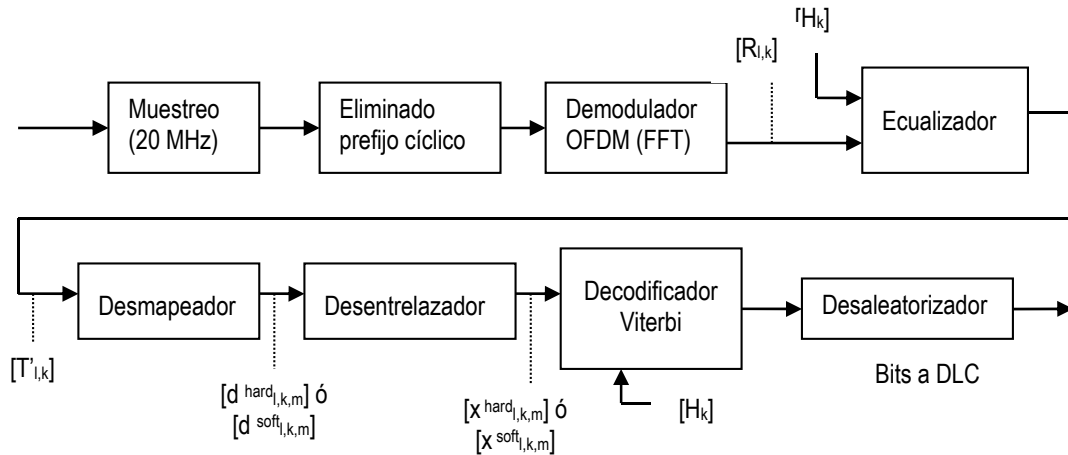


Figura 5. Configuración de referencia en recepción de un sistema Hiperlan/2.

Los sistemas de diversidad simulados serán similares al que se muestra a continuación.

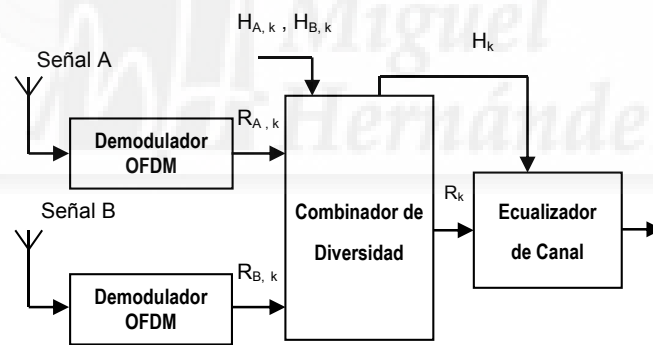


Figura 6: Ejemplo de sistema de diversidad en recepción con OFDM [129].

En el ejemplo mostrado en la Fig. 6, las señales recibidas en cada antena (etiquetadas como señales A y B) se demodulan por separado. Se asume que existe sincronización temporal y frecuencial en el proceso de demodular el símbolo OFDM, así como el conocimiento de la respuesta al impulso de los canales percibidos por las antenas A y B ( $H_A$  y  $H_B$ , respectivamente). Una vez obtenidos los valores de las  $k$  subportadoras de datos presentes en cada símbolo OFDM para cada una de las antenas, representados por los vectores  $R_{A,k}$  y  $R_{B,k}$ , respectivamente, se combinan en el bloque combinador de diversidad según el algoritmo elegido que se verá en el capítulo siguiente, dando lugar a un único vector  $R_k$  que contendrá  $k$  subportadoras de datos. Además, y también en función del algoritmo utilizado, el combinador de diversidad obtiene la nueva respuesta en frecuencia  $H_k$  para cada una de las subportadoras que debe ser compensada en el bloque ecualizador de canal y que se verá más adelante.

La expresión de esta señal OFDM sería de esta forma:

$$s(t) = \sum_{l=-\infty}^{\infty} \sum_{k=0}^{N-1} w(t - lT) c_{ik} e^{[j2\pi\Delta f(t - T_{gl} - lT)]} \quad (13)$$

donde:

$C_{ik}$ : es el  $l$ th símbolo complejo en la subportadora  $k$ th.

$W(t)$ : es la función de la ventana temporal.

$T$ : es la duración del símbolo OFDM.

Una de las ventajas de OFDM es que las propiedades de la señal transmitida pueden seleccionarse de acuerdo con la atenuación del canal y las potencias de ruido e interferencia en cada subportadora. Esto permite ajustar la señal transmitida a la forma espectral específica del canal, adaptando el número de bits por símbolo a su propia relación señal a ruido, de tal manera que el rendimiento total del sistema pueda mejorar en función de la velocidad de transmisión, de la tasa de error o de ambas. Por otro lado, un inconveniente importante de OFDM es que, al no existir separación entre las subportadoras, su ortogonalidad puede verse afectada por, entre otras cosas, la pérdida de sincronismo, los errores en la recuperación de la subportadora o el ensanchamiento Doppler en canales móviles: los canales selectivos en tiempo destruyen la ortogonalidad entre las portadoras degradando el comportamiento del sistema [130]. En nuestro caso, los canales con los que se trabaja se van a considerar estáticos o variables con desvanecimiento lento de forma que la variación del mismo sea mínima, y por tanto, no siendo un factor excluyente la selectividad en el tiempo.

En todas las simulaciones de diversidad espacial realizadas para sistemas WLAN y WPAN se ha considerado que la estimación del canal en el receptor es perfecta, conociendo la respuesta al impulso del canal correspondiente a cada antena para cada símbolo OFDM en todo momento. También se ha asumido que las antenas en el terminal receptor se encuentran lo suficientemente alejadas como para considerar que las características de los canales que cada una perciben se encuentran incorreladas. Por otro lado, en el estándar Hiperlan/2 un paquete consta de 64 octetos o 512 bits.

En el estándar Hiperlan/2 se definen cinco modelos diferentes de canal, que describen el efecto multicamino que sufre la señal transmitida a partir de su promedio de dispersión temporal rms (root mean square), de la posible visión entre terminales y del área a cubrir. El retardo temporal rms describe la dispersión de una señal a través de una propagación multicamino teniendo en cuenta los retardos en el tiempo de todos los posibles caminos con respecto al primero de ellos:

$$\tau_{rms} = \sqrt{\frac{1}{\sum_{i=1}^n P_i} \sum_{i=1}^n (\tau_i^2 P_i) - \tau_d^2} \quad (14)$$

Con:

$$\tau_d = \frac{\sum_{i=1}^n (\tau_i P_i)}{\sum_{i=1}^n P_i} \quad (15)$$

Canal	Entorno	Visión/Tipo Distribución	Dispersión (RMS)
A	típico oficina	NLOS/ RAYLEIGH	50 ns
B	espacio abierto entornos oficina	NLOS/ RAYLEIGH	100 ns
C	entornos amplios y abiertos	NLOS/ RAYLEIGH	150 ns
D	entornos grandes y abiertos	LOS/RICE	140 ns
E	entornos amplios y abiertos	NLOS/ RAYLEIGH	250 ns

Tabla 16: Canales en Hiperlan 2.

Si el valor del retardo temporal rms excede los límites de tolerancia del sistema, se considera que la recepción libre de errores no es posible. Si la dispersión de tiempo resultante de la señal es mayor que la duración de símbolo durante la transmisión entonces el receptor experimenta interferencia entre símbolos (IES) y errores de bit.

En los canales tipo A, B, C y E todos los coeficientes multicamino presentan una distribución Rayleigh, como el que se muestra en la Figura 7, por lo que se considera en todos los casos que no existe visión directa entre emisor y receptor.

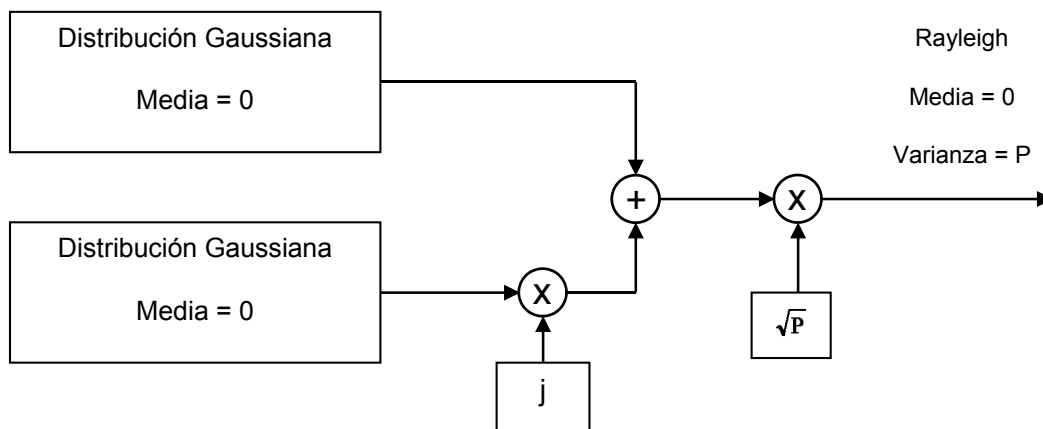


Figura 7: Esquema distribución Rayleigh.

En los canales tipo D, el primer coeficiente multicamino presenta una distribución del coeficiente multicamino de tipo Rice por defecto, generado a partir del esquema de distribución Rice que aparece en la Figura 8, teniendo en cuenta que en los sistemas Hiperlan/2 el factor Rice K es 10 dB, por lo que se considera en todos los casos que si existe visión directa entre emisor y receptor.

$$C_1 = \sqrt{\frac{K}{K+1}} \quad C_2 = \frac{1}{\sqrt{K+1}} \quad (16)$$

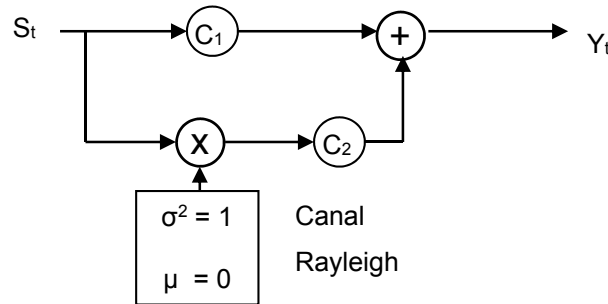


Figura 8: Esquema distribución Rice.

Si se asume que todas las componentes de una señal inciden, aproximadamente, en un plano y tienen la misma amplitud, se obtiene una distribución Rayleigh para la envolvente de la señal. Esta suposición se aplica especialmente cuando el receptor no tiene visión directa con el transmisor debido a la pérdida de la componente dominante. La función densidad de distribución de la envolvente  $r(t)$  es de la forma:

$$p(r) = \frac{r}{\sigma^2} e^{-\frac{r^2}{2\sigma^2}} \quad (17)$$

siendo el valor medio, el valor cuadrático medio y la varianza:

$$E\{r\} = \sigma \sqrt{\frac{\pi}{2}} \quad (18)$$

$$E\{r^2\} = 2\sigma^2 \quad (19)$$

$$\sigma_r^2 = \sigma^2 \left( \frac{4-\pi}{2} \right) \quad (20)$$

Por otra parte, cuando no se asume que todas las componentes que llegan debido al efecto multicamino tienen la misma amplitud, especialmente si existe una componente dominante con visión directa, se considera que la envolvente de la señal resultante se describe según la distribución Rice. Su función de densidad de distribución para la envolvente  $r(t)$  sería de la forma:

$$p(r) = \frac{r}{\sigma^2} e^{-\frac{r^2+r_s^2}{2\sigma^2}} I_0\left(\frac{rr_s}{\sigma^2}\right) \quad (21)$$

Siendo  $I_0$  la función de Bessel de primer tipo y orden cero. La distribución Rayleigh es un caso especial de la distribución Rice para  $r_s=0$ .

Por último, los principales parámetros de los modos de transmisión de Hiperlan/2 aparecen reflejados en la tabla siguiente:

Modo	Modulación	Tasa	Tasa	Bits cod. por	Bits cod. por	Bits por
		codificación	transmisión	subportadora	símb OFDM	símb. OFDM
		R	[Mbit/s]	N <sub>BPSC</sub>	N <sub>CBPS</sub>	
1	BPSK	1/2	6	1	48	24
2	BPSK	3/4	9	1	48	36
3	QPSK	1/2	12	2	96	48
4	QPSK	3/4	18	2	96	72
5	16QAM	9/16	27	4	192	108
6	16QAM	3/4	36	4	192	144
7	64QAM	3/4	54	6	288	216

**Tabla 17: Modos de transmisión en Hiperlan 2.**

### 3.1.3. Sistemas WPAN

Por último, se han realizado simulaciones de diversidad espacial para un sistema WPAN, que simula una de las versiones de UWB, en este caso el estándar IEEE 802.15.3a referido a MB-OFDM.

Los modelos de canal estándar, especificados en el IEEE 802.15.3a, fueron derivados del modelo de Saleh-Valenzuela [131] con algunas pequeñas modificaciones debido al fenómeno de las agrupaciones. Este modelo se basa en medidas empíricas llevadas a cabo en entornos indoor. El modelo SV fue propuesto para modelar entornos multicamino o indoor para canales de banda ancha, entorno a una frecuencia de 100 MHz. En dicho canal se observó un fenómeno de clustering. Dicho fenómeno consiste en que las múltiples reflexiones que llegan al dispositivo receptor del sistema no lo hacen de manera independiente, sino de manera agrupada. Se propuso el uso de un proceso estadísticamente aleatorio basado en una estadística de Poisson para modelar las diferencias entre los tiempos de llegada de los diferentes componentes del multicamino presentes en el canal, por lo que las diferencias entre estos tiempos, por definición, se encontrarían exponencialmente distribuidas.

El estándar recomienda el uso de la distribución ‘log-normal’ en vez de la distribución ‘Rayleigh’ usada en el sistema Hiperlan/2 para la magnitud de ganancia multicamino, ya que observaciones empíricas demostraron que la distribución ‘log-normal’ ofrecía mejores resultados en los entornos propuestos [101]. Además se asume que, para cada componente de una agrupación y para las distintas agrupaciones hay desvanecimiento independiente. La respuesta al impulso del modelo de canal multicamino es la siguiente:

$$h(t) = X \sum_{l=0}^L \sum_{k=0}^K \alpha_{k,l} \delta(t - T_l - \tau_{k,l}) \tag{22}$$

donde

- $\alpha_{k,l}$  es el coeficiente de canal de la  $k^{\text{th}}$  componente multicamino en la  $l^{\text{th}}$  agrupación.
- $T_l$  es el retardo de la agrupación  $l^{\text{th}}$ .
- $Z_{k,l}$  es el retardo de la  $k^{\text{th}}$  componente multicamino relativa al tiempo de llegada de la  $l^{\text{th}}$  agrupación.
- $X$  log-normal

Debido a las diferentes opciones de uso planteadas de la banda UWB, se propusieron diferentes esquemas de transmisión. Hay cuatro modelos estándar de canal UWB, llamados CM1, CM2, CM3 y CM4. Están basados en la distancia transmisor-receptor y las condiciones de visión:

- CM1: LOS 0-4 metros, (RMS retardo 5 ns).
- CM2: NLOS 0-4 metros, (RMS retardo 8 ns).
- CM3: NLOS 4-10 metros, (RMS retardo 14 ns).
- CM4: NLOS (RMS retardo 25 ns).

El estándar 802.15.3a contempla 8 modos o velocidades de transmisión que varían desde 53.3 Mbps hasta 480 Mbps. El sistema, y más concretamente la red en su capa DLC, elegirá un modo u otro de transmisión en función de la calidad del canal radio y de la distancia entre los terminales o equipos.

Los datos procedentes de la capa superior son protegidos frente a posibles fallos en la transmisión mediante codificación de tipo convolucional, con una tasa de codificación que puede tomar cinco valores diferentes: '1/3', '11/32', '1/2', '5/8' y '3/4'. El código convolucional con tasa '1/3' es el básico. El resto de tasas se pueden obtener perforando dicho código. El perforado simplifica la implementación del codificador convolucional. Esta codificación es de tipo FEC (Forward Error Correction) para evitar desvanecimientos en las subportadoras. Se emplea el algoritmo de Viterbi en recepción para realizar la decodificación.

El sistema también explota la diversidad frecuencial y la temporal, para obtener diferentes calidades en el desarrollo, empleando ensanchado frecuencial y temporal. A mayor factor de ensanchado, mayor es la diversidad y, por lo tanto, mejor es el rendimiento del sistema.

Para velocidades de transmisión menores o igual a 80 Mbps, llamadas Velocidades Bajas (LR, Low Rate), el sistema obtiene un factor de ganancia total de 4, con un factor 2 de cada ensanchado. Estas velocidades son las utilizadas para las mayores distancias soportadas por el sistema, que están alrededor de los 10 metros.

Las velocidades medias (MR, Middle Rate) operan entre 110 y 200 Mbps. En éstas la ganancia total es de 2, debido a que no hay ensanchado en frecuencia.

Por último, para velocidades superiores a 200 Mbps, llamadas velocidades altas (HR, High Rate), el sistema no tiene expansión temporal ni frecuencial (factor de spreading=1).

Modo	Modulación	Tasa codificación R	Tasa transmisión [Mbit/s]	Factor de Spreading (TSF)	Bits codificados por símbolo OFDM N <sub>CBPS</sub>
1	QPSK	1/3	53.3	2	100
2	QPSK	1/2	80	2	100
3	QPSK	11/32	110	2	200
4	QPSK	1/2	160	2	200
5	QPSK	5/8	200	2	200
6	QPSK	1/2	320	1	200
7	QPSK	5/8	400	1	200
8	QPSK	3/4	480	1	200

**Tabla 18: Modos de transmisión en IEEE 802.15.3a.**

El espectro asignado está dividido en 14 bandas, espaciadas 528 MHz entre las frecuencias centrales de cada banda. Hay definidos 5 ‘band groups’ o agrupaciones. Esta división permite una expansión estructurada.

La relación entre la frecuencia central y el número de banda se da mediante la siguiente ecuación:

$$FCB = 2904 + 528xn_b, \quad n_b = 1, \dots, 14 \tag{23}$$

Únicamente se ha trabajado sobre la primera agrupación que contiene tres bandas frecuenciales, como se puede observar en la tabla siguiente. Para ello, un parámetro clave es el TFC (Time Frequency Code). El TFC se usa para minimizar la interferencia entre una combinación de redes, determina el orden y el número de bandas que el transmisor espera.

BAND_ID	Frecuencia inferior	Frecuencia central	Frecuencia superior
1	3168	3432	3696
2	3696	3960	4224
3	4224	4488	4752

**Tabla 19: Bandas utilizadas en el Modo 1.**





## Capítulo 4: Técnicas de diversidad espacial

### 4. Técnicas de diversidad espacial

La diversidad espacial es uno de los múltiples métodos de diversidad usados en los sistemas de comunicaciones inalámbricas. Con la diversidad espacial, las señales recibidas por dos o más antenas se combinan y/o conmutan para reducir los efectos del desvanecimiento en la amplitud de la señal debido a la propagación multicamino.

Para que la diversidad espacial funcione correctamente, las señales recibidas por las antenas deben estar suficientemente incorreladas [132] de tal forma que, en caso de existir un desvanecimiento profundo en alguna de ellas, sea posible recuperar la señal recibíendola por otra antena. Por otro lado, desde los inicios de las comunicaciones móviles se planteó el uso de espaciados de  $10\lambda$  o más para mantener el mismo valor de incorrelación en las estaciones base [133]. El motivo de esta considerable separación se debe a que las estaciones base requieren amplios espaciados de antena para que se pueda obtener un funcionamiento correcto, debido al estrecho ángulo de llegada de la dispersión multitrayecto llamando a este fenómeno macrodiversidad, sin embargo, en determinadas circunstancias (ampliación del ángulo de la dispersión multitrayecto), este espacio puede ser menor [134]. Este condicionamiento aparece en entornos exteriores e interiores con terminales móviles. Por último, se considera que el nivel medio de señal en cada uno de los caminos ha de ser aproximadamente el mismo.

La técnica empleada en este trabajo se basa en el uso de diversas antenas transmisoras y/o receptoras, donde la distancia de separación dependerá del entorno (de la disposición de los obstáculos) y de la cantidad de obstáculos. En presencia de acoplamiento mutuo, ha de ser suficiente un espaciado de  $\lambda/2$  en un terminal móvil que se encuentra rodeado uniformemente de obstáculos para considerar las antenas suficientemente incorreladas entre sí [135], en este caso se estaría hablando de microdiversidad.

La diversidad espacial es una técnica que se ha venido usando durante décadas para mejorar la fiabilidad de todos los tipos de sistemas de comunicación. Existen diferentes técnicas básicas de diversidad para la combinación constructiva de señales:

- Combinación por selección o conmutación de antena o subportadora.
- Maximal Ratio Combining (MRC).
- Equal Gain Combining (EGC).

El impacto del uso estas técnicas se puede observar en la distribución de la probabilidad  $p(\gamma)$  de la relación señal a ruido de la salida del combinador de diversidad.

Para el caso de combinación por selección o conmutación el resultado ha de ser de la forma:

$$p(\gamma) = \frac{L}{\Gamma} \exp\left(\frac{-\gamma}{\Gamma}\right) \left[1 - \exp\left(\frac{-\gamma}{\Gamma}\right)\right]^{L-1} \quad (24)$$

Donde  $\Gamma$  es la relación señal a ruido media para cada antena y  $L$  es el número de antenas.

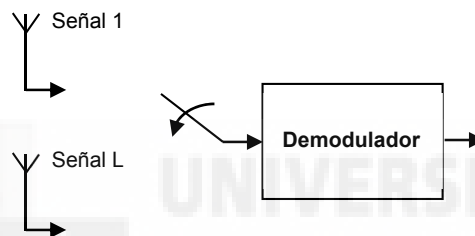


Figura 9: Ejemplo de sistema de diversidad por selección o conmutación.

En este caso, si el nivel de señal está por debajo de un umbral que no nos garantiza la calidad de la señal deseada se realiza una conmutación o selección de otra antena y se demodula la señal recibida [136], como muestra la Fig. 9.

Para el caso de MRC, se usa la suma de las señales de todas las antenas, pero las pondera de tal forma que las antenas con mejor relación señal a ruido tienen mayor peso, como se puede observar en la Fig. 10.

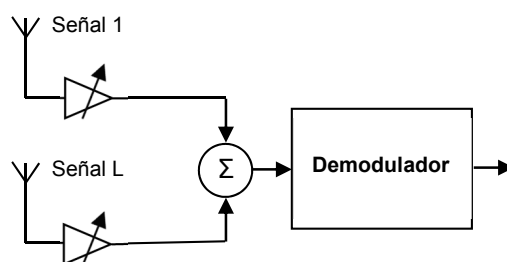


Figura 10: Ejemplo de sistema de combinación por máxima ganancia.

En este caso, la señal de cada una de las antenas se demodula y el valor de señal se multiplica por un coeficiente de la respuesta impulsional del canal [137], pero conjugado mediante un amplificador de ganancia variable de forma que la señal de cada una de las ramas queda sumada en fase. Su distribución de probabilidad es:

$$p(\gamma) = \frac{\gamma^{l-1} e^{-\gamma/\Gamma}}{\Gamma^L (l-1)} \quad (25)$$

Para EGC, la señal de cada una de las antenas se demodula y el valor de señal se multiplica por un coeficiente de la respuesta impulsional del canal que es el mismo para todos. En este caso, la expresión simplificada es:

$$p(\gamma) = \frac{L}{a\Gamma} \exp\left(\frac{-\gamma}{a\Gamma}\right) \left[1 - \exp\left(\frac{-\gamma}{a\Gamma}\right)\right]^{L-1} \quad (26)$$

siendo  $a = \sqrt{L/1.25}$  para  $L \geq 2$  y 1 para el resto.

Como ya se mencionó anteriormente, las técnicas de diversidad obtienen mejores resultados si las antenas están incorreladas, aunque se han obtenido resultados aceptables con coeficientes de correlación entre 0.5 y 0.7 [138].

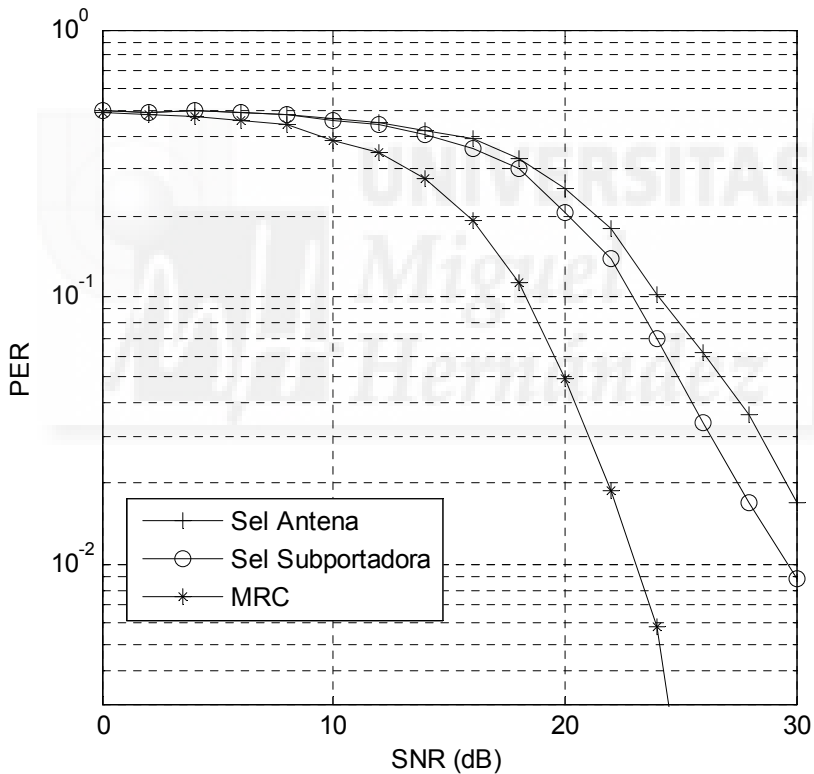


Figura 11: Ejemplo de sistema de diversidad en recepción con dos antenas en Wimax.

En la Fig. 11 se muestra un ejemplo de diversidad en recepción usando dos antenas donde se compara la tasa de error de paquete con respecto a la relación portadora ruido para un sistema 802.16d. Los mejores resultados se obtienen con el algoritmo MRC. En la Fig. 12 se comparan diferentes técnicas de diversidad en recepción para un modelo de canal tipo A, definido en la norma Hiperlan/2. Al igual que en el caso anterior, se observa que MRC y, en mayor medida, EGC obtienen los mejores resultados.

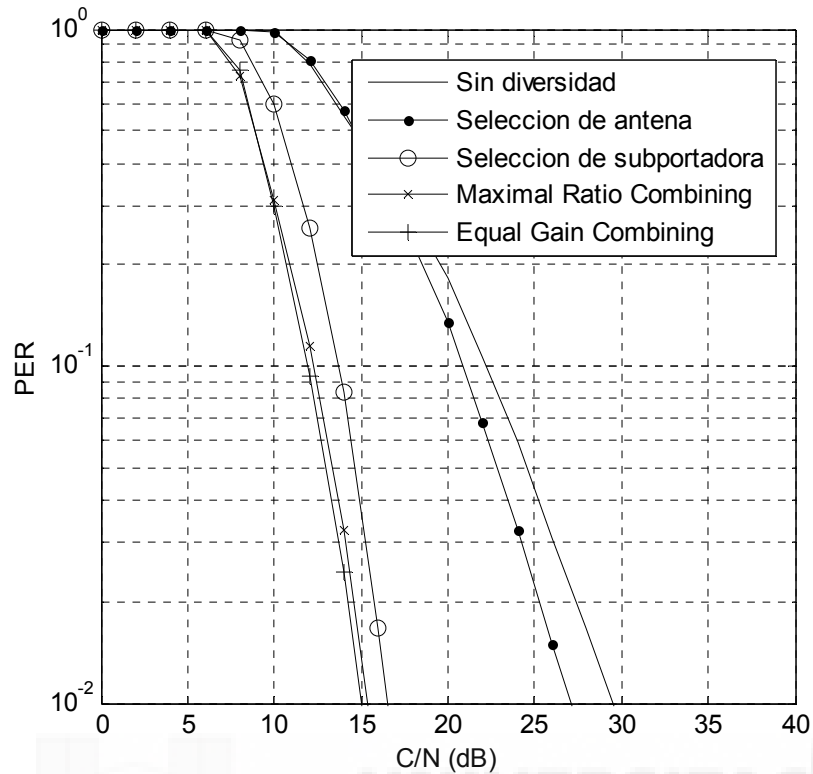


Figura 12: Ejemplo de sistema de diversidad en recepción con dos antenas en Hiperlan/2.

Al igual que con WMAN y WLAN, en el estándar 802.15.3a simulado se obtienen mejores resultados con el algoritmo MRC que con selección de antena o de subportadora.

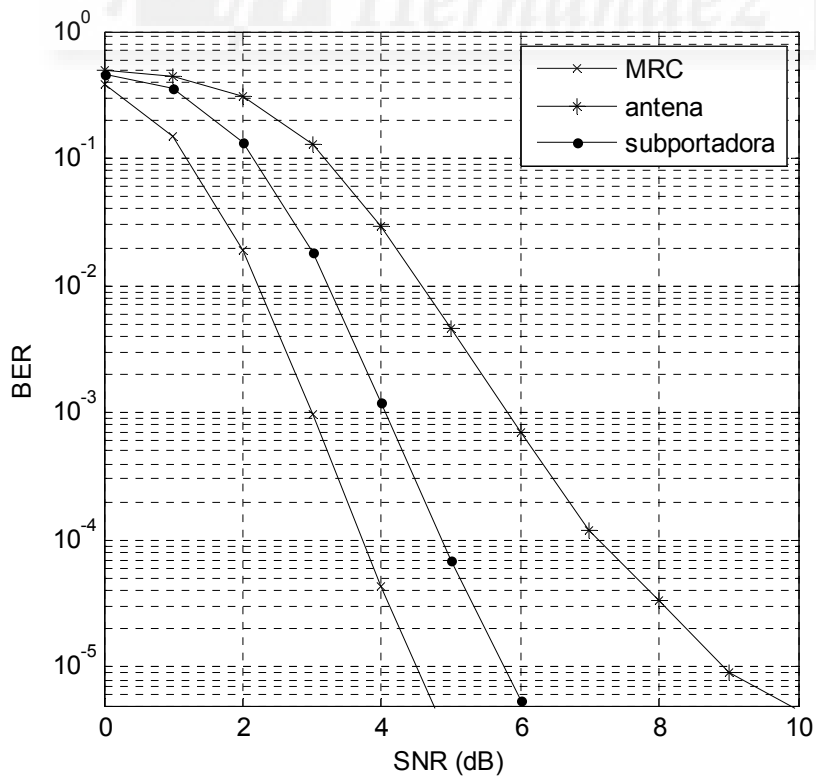


Figura 13: Ejemplo de sistema de diversidad en recepción con tres antenas en UWB.

## 4.1. Técnicas de diversidad espacial en recepción

Para diversidad en recepción, habitualmente se usan estas técnicas:

- Selección de antena

Es la técnica de diversidad más sencilla que se utiliza y consiste en seleccionar la señal de la antena cuya potencia media sea mayor. Siguiendo con el ejemplo de la Fig. 6, para cada símbolo OFDM, se debería considerar la potencia media generada por la totalidad de sus subportadoras que, en este ejemplo, corresponde a un sistema Hiperlan/2 y es igual a 48 [139]. Por tanto, la selección se haría de la siguiente forma:

$$R_k \text{ es } R_{A,k}, \text{ si la suma } \sum_{k=1}^{48} |H_{A,k}|^2 \text{ es mayor que } \sum_{k=1}^{48} |H_{B,k}|^2$$

$$R_k \text{ es } R_{B,k}, \text{ si la suma } \sum_{k=1}^{48} |H_{B,k}|^2 \text{ es mayor que } \sum_{k=1}^{48} |H_{A,k}|^2$$

La respuesta en frecuencia del canal a compensar para cada símbolo será la de la antena cuya entrada posea mayor potencia media.

- Selección de subportadora

Es una técnica de diversidad más refinada que la anterior en la que se evalúa el espectro de cada uno de los símbolos presentes en las distintas antenas para conformar la señal recibida [140].

En esta ocasión, para cada símbolo OFDM recibido, se selecciona la subportadora de datos cuyo módulo de la respuesta en frecuencia sea mayor, es decir:

$$R_k \text{ es } R_{A,k}, \text{ si } |H_{A,k}| > |H_{B,k}|.$$

$$R_k \text{ es } R_{B,k}, \text{ si } |H_{B,k}| > |H_{A,k}|.$$

La respuesta en frecuencia a compensar para cada símbolo estará formada también por la combinación de las respuestas en frecuencia de las distintas antenas cuyo módulo sea mayor.

- Maximal Ratio combining (MRC)

En este método se suman las señales de cada canal, haciendo proporcional la ganancia de cada uno de ellos con el nivel de señal rms y siendo inversamente proporcional al error cuadrático medio en ese canal, haciendo que esta ganancia varíe para cada canal. También se le llama combinación de relación cuadrática (ratio-squared combining) o combinación de predetección [141]. Es el mejor de los métodos posibles para obtener una buena señal en recepción y, para el caso del ejemplo del sistema Hiperlan/2, sirve para corregir el error de módulo y fase de las subportadoras. En esta técnica se obtiene la señal  $R_k$  como una combinación lineal de las señales recibidas por las distintas antenas  $R_{A,k}$  y  $R_{B,k}$ , ponderando cada una de estas señales por el conjugado de su respuesta en frecuencia, es decir:

$$R_k = R_{A,k} \times (H_{A,k})^* + R_{B,k} \times (H_{B,k})^* \quad (27)$$

Para la obtención del valor de la respuesta en frecuencia del canal a compensar será necesario desarrollar la anterior expresión. Considerando, para cada símbolo,  $T_k$  como el vector con los valores de las  $k$  subportadoras transmitido originalmente y  $N_{A,k}$  y  $N_{B,k}$  los vectores con el ruido AWGN presente en las  $k$  frecuencias de subportadoras en las antenas A y B respectivamente [142], es decir:

$$R_k = (T_k \cdot H_{A,k} + N_{A,k})(H_{A,k})^* + (T_k \cdot H_{B,k} + N_{B,k})(H_{B,k})^* \quad (28)$$

$$R_k = T_k \left[ |H_{A,k}|^2 + |H_{B,k}|^2 \right] + N_{A,k} \cdot (H_{A,k})^* + N_{B,k} \cdot (H_{B,k})^* \quad (29)$$

Para conseguir que  $R_k$  se parezca lo más posible a  $T_k$  será necesario compensar el factor  $\left[ |H_{A,k}|^2 + |H_{B,k}|^2 \right]$  para todo  $k$ , tal y como aparece en la ecuación anterior. De esta forma, cada columna de la matriz Hec estará formada por los  $k$  elementos que respondan a dicho factor para cada símbolo. Tras la compensación en el ecualizador, el valor de  $R_k$  es:

$$R_k = T_k + \frac{N_{A,k} \cdot (H_{A,k})^* + N_{B,k} \cdot (H_{B,k})^*}{|H_{A,k}|^2 + |H_{B,k}|^2} \quad (30)$$

lo cual supone una perfecta alineación del símbolo transmitido, y una reducción del ruido en recepción.

- Equal Gain Combining (EGC)

Esta técnica de diversidad es una modificación del caso anterior donde todas las señales entrantes se fijan a un valor constante medio. Para el caso del ejemplo del sistema Hiperlan/2 visto anteriormente se añaden las subportadoras en ambas antenas de forma coherente (con alineación de fase) o incoherente (sin alineación de fase) [143]. La salida del combinador en el primer caso se obtiene de:

$$R_k = R_{A,k} \left( e^{j \arg(H_{A,k})} \right)^* + R_{B,k} \left( e^{j \arg(H_{B,k})} \right)^* \quad (31)$$

y en el caso de no estar alineadas en fase de:

$$R_k = R_{A,k} + R_{B,k} \quad (32)$$

Por lo tanto, los valores para ser compensados por el ecualizador vienen dados en el primer caso por la ecuación  $|H_{A,k}| + |H_{B,k}|$ , y en el segundo caso por la ecuación  $H_{A,k} + H_{B,k}$ .

Otras técnicas menos usadas pero que son variantes de las anteriores serían las siguientes:

- Orthogonality Restoring Combining (ORC)

Esta técnica deriva de MRC [144], ecualizando completamente el canal en el propio algoritmo. Sin embargo, el ruido en el receptor es amplificado.

$$R_k = \frac{R_{A,K} \times (H_{A,k})^* + R_{B,k} \times (H_{B,k})^*}{|H_{A,k}|^2 + |H_{B,k}|^2} \quad (33)$$

- Orthogonality Restoring Combining (ORC)

Esta técnica es similar a la anterior, donde  $\sigma^2$  indica la varianza del ruido, introducido para mitigar la amplificación del ruido:

$$R_k = \frac{R_{A,K} \times (H_{A,k})^* + R_{B,k} \times (H_{B,k})^*}{|H_{A,k}|^2 + |H_{B,k}|^2 + \sigma^2} \quad (34)$$

A continuación se muestra un ejemplo de diversidad en recepción considerando tres antenas para un sistema Hiperlan/2 con los algoritmos propuestos. Los resultados muestran que la técnica de diversidad en recepción MMSEC aporta una ganancia en torno a 20 dB respecto a una transmisión sin diversidad. Dicho algoritmo proporciona los mejores resultados en comparación con las demás técnicas de diversidad, sin embargo, es el método con mayor complejidad de cálculo e implementación.

ORC tiene una complejidad de cálculo similar a MMSEC pero ofrece peores resultados debido a la amplificación del ruido en el receptor.

Por su complejidad, ambos algoritmos se desechan para el resto del trabajo.

Por otro lado, cabe destacar que, en entornos con baja relación señal a ruido, cercanos a cero, los resultados de todos los algoritmos son muy parecidos únicamente destacando el algoritmo MMSEC.

A lo largo de la Tesis, únicamente se mostrará los resultados más representativos tanto de los modos de transmisión como de los canales, de tal forma que en cada subapartado aparezca una muestra de estos canales o modos.

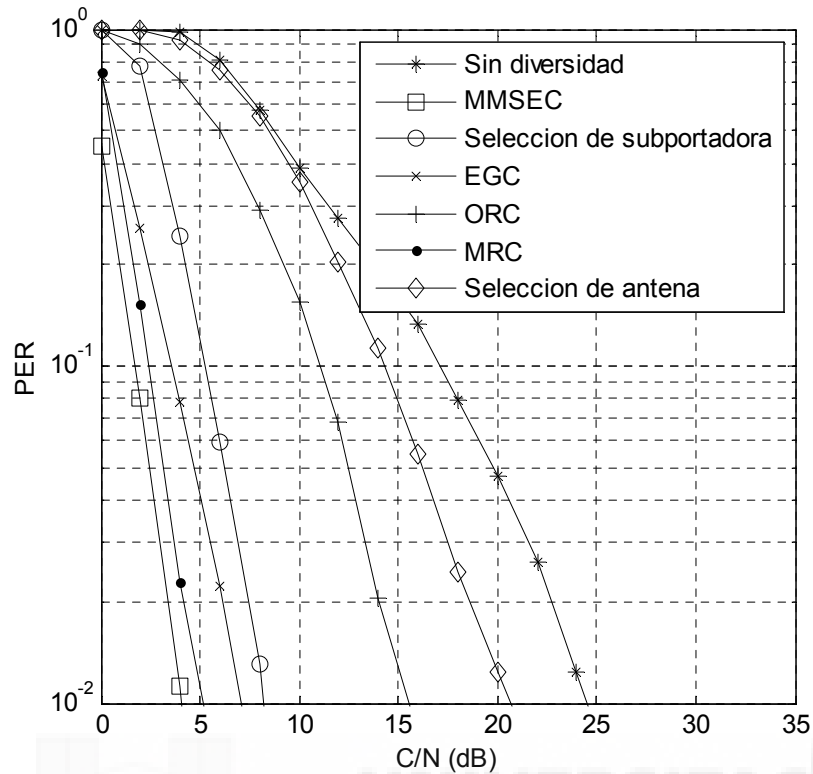


Figura 14: Ejemplo de diversidad en recepción con tres antenas en un sistema Hiperlan/2.

#### 4.1.1. Modelos de canal en función de su naturaleza

Se puede distinguir entre canales estáticos y variables dependiendo de la velocidad de movimiento del terminal móvil.

- los canales estáticos son aquellos en los que el móvil no está en movimiento.
- los canales variables son aquellos en los que el móvil si está en movimiento.

En las simulaciones realizadas, se emplea, en estos últimos, un espectro Doppler de tipo clásico en todos los coeficientes, considerando una velocidad del terminal móvil de 3 m/s, por lo que la variación de los coeficientes será lenta. Cada camino de los que llegan al receptor lo hará formando un ángulo diferente respecto a la trayectoria del móvil [145]. A causa de este movimiento, aparece un desplazamiento de frecuencia, el efecto Doppler, de valor diferente para el camino  $i$ -ésimo.

$$f_i = f_D \times \cos(\theta_i) \quad (35)$$

Siendo  $f_D$  la frecuencia máxima Doppler que viene dada por:

$$f_D = \frac{v}{\lambda} \quad (36)$$

El inverso de la frecuencia Doppler es una medida del tiempo de coherencia del canal. Un canal que varíe lentamente tiene un tiempo de coherencia alto o, equivalentemente, un ensanchamiento Doppler pequeño.



### 4.1.1.1. Resultados sistema WLAN

A continuación se muestra los resultados obtenidos en un sistema Hiperlan/2 correspondiente a dos modelos de canal caracterizados como distribuciones Rayleigh. La comparativa se ha hecho con todos los modos de transmisión, decodificación HD y diversidad en recepción con selección de subportadora.

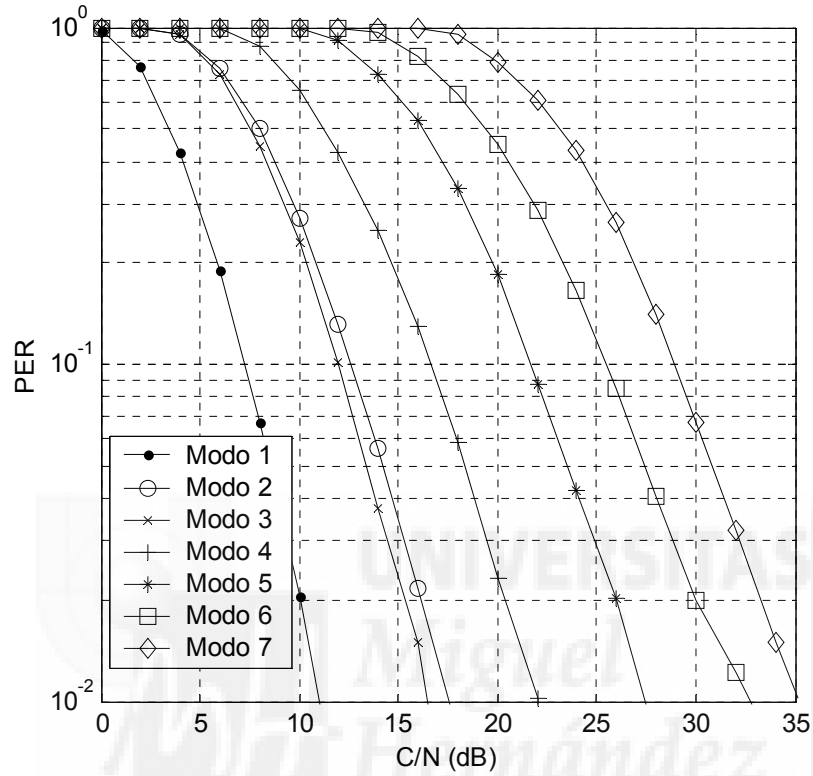


Figura 15: Diversidad con 3 antenas en recepción, todos los modos, canal B, variable, HD.

Los resultados muestran ligeras variaciones entre el modelo de canal variable o estático, esto es debido al tipo de canal variable simulado, donde se considera una velocidad baja que da lugar a una frecuencia Doppler pequeña y, a su vez, un tiempo de coherencia elevado obteniéndose un desvanecimiento lento. En este tipo de situaciones, los resultados obtenidos en un entorno estático o variable son similares.

En toda la memoria de la Tesis, se va a considerar canal variante con el tiempo, si bien se trabajará con variación lenta del canal.

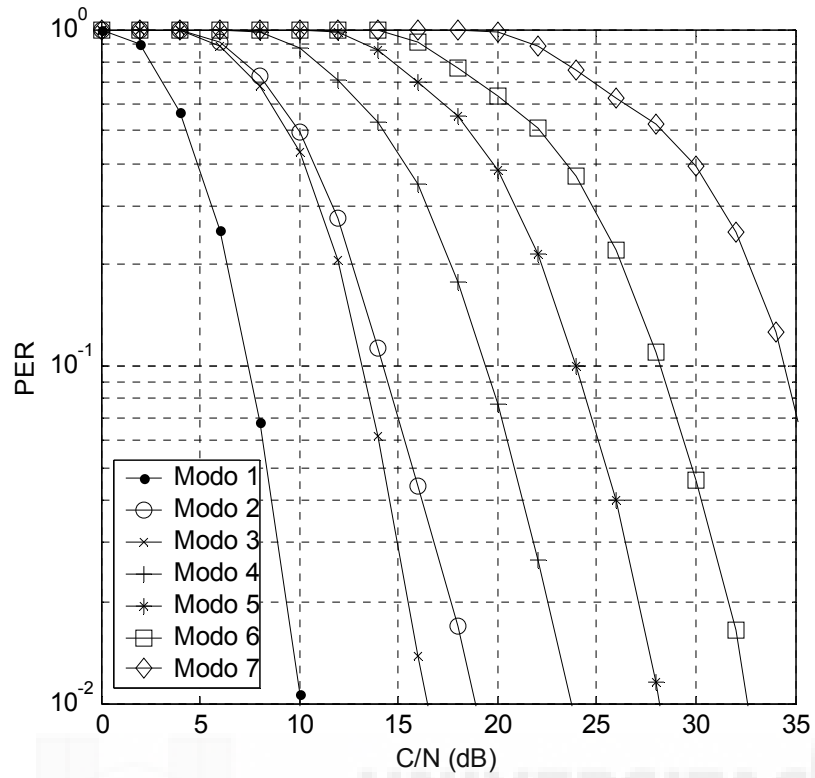


Figura 16: Diversidad con 3 antenas en recepción, todos los modos, canal B, estático, HD.

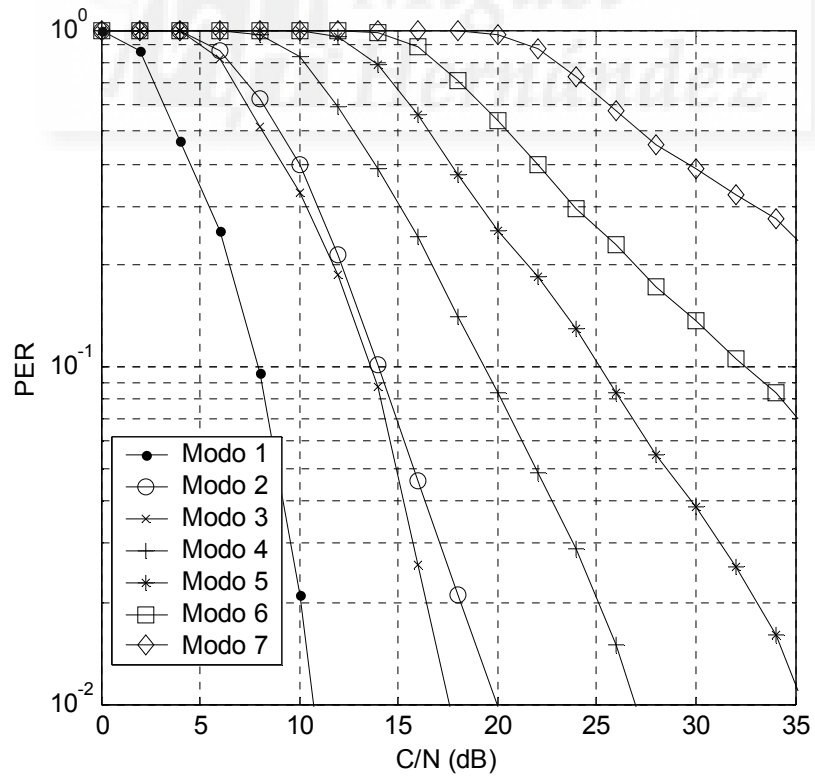


Figura 17: Diversidad con 3 antenas en recepción, todos los modos, canal E, estático, HD.

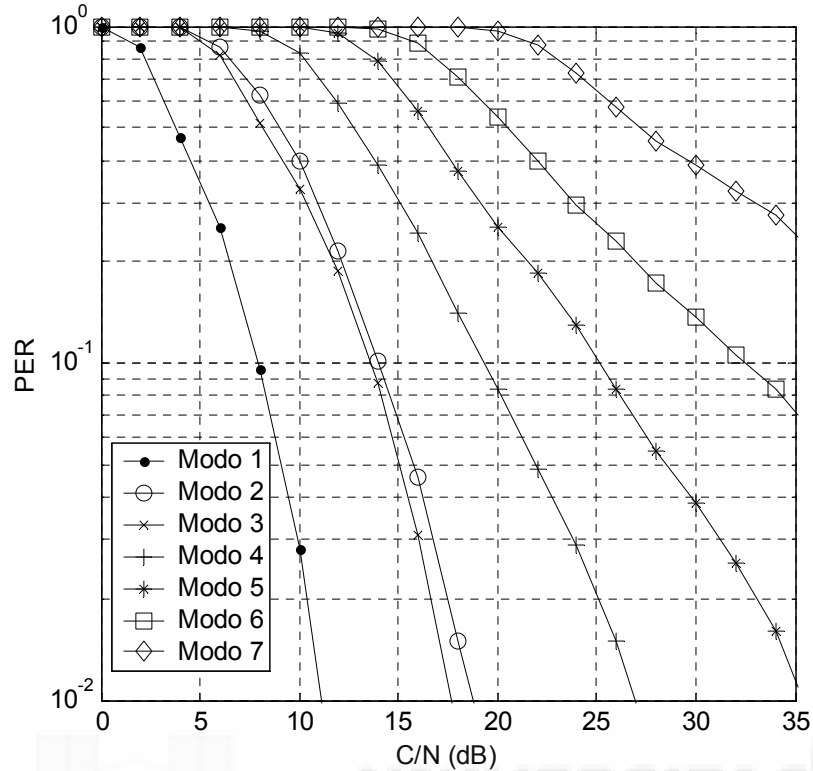


Figura 18: Diversidad con 3 antenas en recepción, todos los modos, canal E, variable, HD.

#### 4.1.2. Modelos de ecualización

En el receptor se puede utilizar diferentes variantes de ecualizador, como por ejemplo un forzador de ceros (ZF) o usar mínimos cuadrados (MMSE) [146]. El ecualizador basado en forzador de ceros es un algoritmo de ecualización lineal que se aplica a la inversa de la respuesta en frecuencia del canal donde se iguala a cero en un caso libre de ruido. Esto será útil cuando la IES (Interferencia entre Símbolos o ISI) es significativa en comparación con el ruido. El criterio del forzador de ceros obliga a la componente de señal en la salida del ecualizador a estar libre de interferencia entre símbolos. Esto implica que el producto de las funciones de transferencia del canal dispersivo y, por tanto, del canal selectivo en frecuencia y el ecualizador de canal resulten constantes en frecuencia, dando lugar a que el ecualizador concatenado restaure la función de transferencia del canal como si fuera un filtro paso todo.

Esto puede ser formulado como sigue:

$$G(z) = F(z)B(z) = 1 \quad (37)$$

$$F(z) = \frac{1}{B(z)} \quad (38)$$

Siendo  $F(z)$  y  $B(z)$  las transformadas  $z$  del ecualizador ZF y del canal dispersivo, respectivamente. La respuesta al impulso correspondiente al sistema concatenado se convierte, por tanto, en una delta de Dirac, implicando que no hay IES. Si se llama  $D(z)$  y  $N(z)$  a las

transformadas  $z$  de la señal transmitida y el ruido aditivo, respectivamente, la transformada  $z$  de la señal recibida puede ser representada por  $R(z)$  siendo:

$$R(z) = D(z)B(z) + N(z) \quad (39)$$

Pero la desventaja del ecualizador ZF es que, en un esfuerzo por compensar los efectos del canal dispersivo y selectivo en frecuencia y la consiguiente IES, aumenta sustancialmente el espectro de ruido blanco original amplificándolo. Esta deficiencia puede ser mitigada mediante el uso del ecualizador de mínimos errores cuadráticos medios (MMSE), el cual es capaz de minimizar conjuntamente los efectos del ruido y la interferencia, ésta en menor medida. Por el contrario, el tiempo de procesamiento resulta superior, y, por ello, se suele optar por un método de forzador de ceros.

#### 4.1.2.1. Resultados sistema WMAN

Tal y como se observa en la Fig. 19, a medida que se trabaja con SNR más elevadas, la diferencia entre ecualización MMSE y ecualización ZF desaparecen para un sistema WMAN. Las simulaciones se han realizado sobre un sistema WMAN usando el canal SUI 1, con diversidad de dos antenas en recepción y selección de subportadora y trabajando con el modo 4.

Coincidiendo con lo visto en teoría, MMSE es más eficiente para SNR bajas no siendo tan determinante para SNR más elevadas [148]. Por otro lado, al tener MMSE un tiempo de procesamiento superior, se suele seleccionar un método de forzador de ceros para entornos con mejor SNR.

Para combatir la IES lineal, un ecualizador lineal con forzador de ceros elimina la IES forzando la respuesta al impulso, convolución del canal y del ecualizador, a la respuesta al impulso unidad y en el caso de que el ecualizador forzador de ceros tuviera infinitas etapas podría eliminar completamente la IES si no existen nulos en la respuesta al impulso del canal. Si bien, al no actuar contra el ruido y concentrarse únicamente en la eliminación de la IES, estos ecualizadores con forzador de ceros tienden a aumentar excesivamente el ruido cuando los canales tienen nulos profundos.

A pesar de ser un algoritmo adaptativo simple, el ecualizador con forzador de ceros raramente es empleado en la práctica y se suele emplear más en los resultados teóricos.

En la segunda parte de la Tesis se verán otros tipos de ecualizadores.

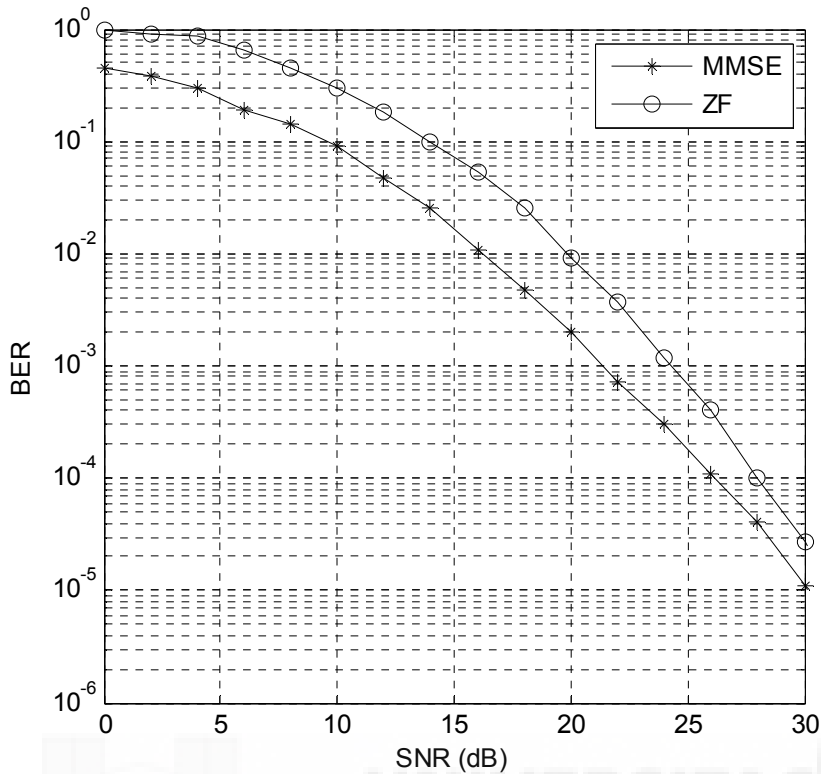


Figura 19: Comparación MMSE y ZF en un sistema WMAN con modo SUI 1.

4.1.2.2. Resultados sistema WLAN

A continuación se muestran los resultados obtenidos simulando el algoritmo MRC con diferentes modelos de ecualización y comparándolos con otro algoritmo más simple como es el de selección de subportadora. Estas simulaciones se han realizado sobre un sistema WLAN que simula el estándar Hiperlan/2. Para comparar los resultados obtenidos se ha utilizado diferentes modos de transmisión, así como diferentes canales y aplicando estas técnicas de diversidad espacial únicamente en recepción y con tres antenas.

En las gráficas que aparecen a continuación se observa que los mejores resultados para una tasa de error de paquete de  $10^{-1}$ , se han obtenido con MRC-MMSE independientemente del tipo de canal y del modo de transmisión. También se observa que las diferencias entre MRC-MMSE y MRC-ZF tienden a reducirse a medida que se trabaja en SNR más elevadas (en este caso, modo 6) [147]. Por otro lado, esta solución implica un mayor tiempo de procesamiento que varía en función de la carga computacional. Por estos motivos se tiende a utilizar la solución MRC-MMSE en entornos con SNR bajas y MRC-ZF en entornos con SNR altas.

PER= $10^{-1}$	Canal A	Canal C	Canal D
Modo 4	7.2 dB	4.7 dB	5.9 dB
Modo 6	13.6 dB	11 dB	12.4 dB

Tabla 20: Resultados obtenidos aplicando selección de subportadora.

PER= 10 <sup>-1</sup>	Canal A	Canal C	Canal D
Modo 4	2.4 dB	2.2 dB	2.1 dB
Modo 6	9.7 dB	9.6 dB	9.4 dB

Tabla 21: Resultados obtenidos aplicando MRC con MMSE.

PER= 10 <sup>-1</sup>	Canal A	Canal C	Canal D
Modo 4	4 dB	2.9 dB	4.1 dB
Modo 6	11.1 dB	9.9 dB	10.7 dB

Tabla 22: Resultados obtenidos aplicando MRC con ZF.

MMSE/ZF	Canal A	Canal C	Canal D
Modo 4	1.6 dB	0.7 dB	2 dB
Modo 6	1.4 dB	0.3 dB	1.3 dB

Tabla 23: Mejora de señal aplicando MRC entre MMSE y ZF.

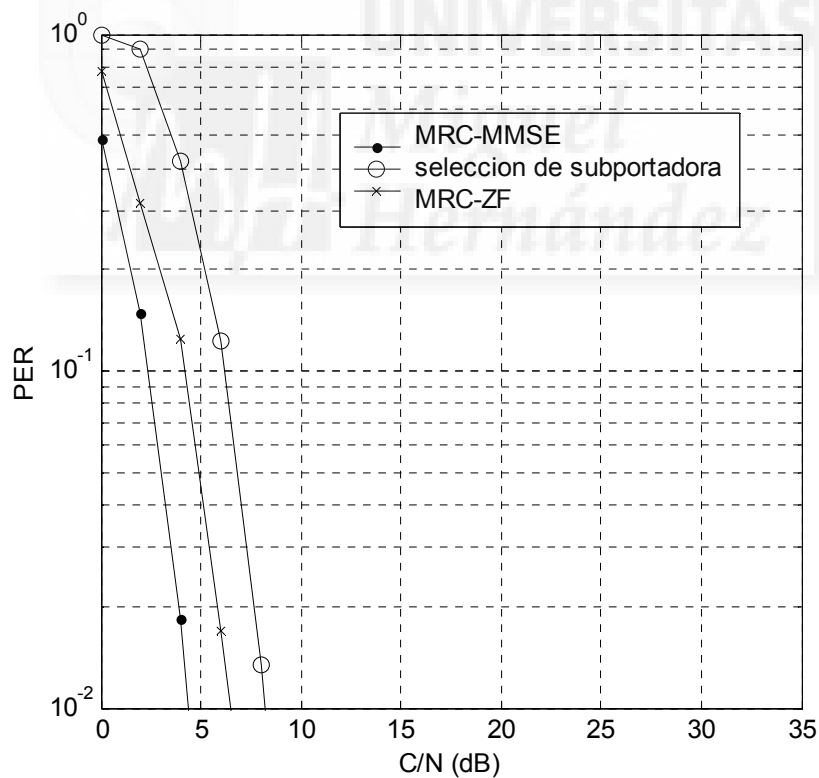


Figura 20. Diversidad con 3 antenas en recepción, con modo 4, canal A, estático, SDQ.

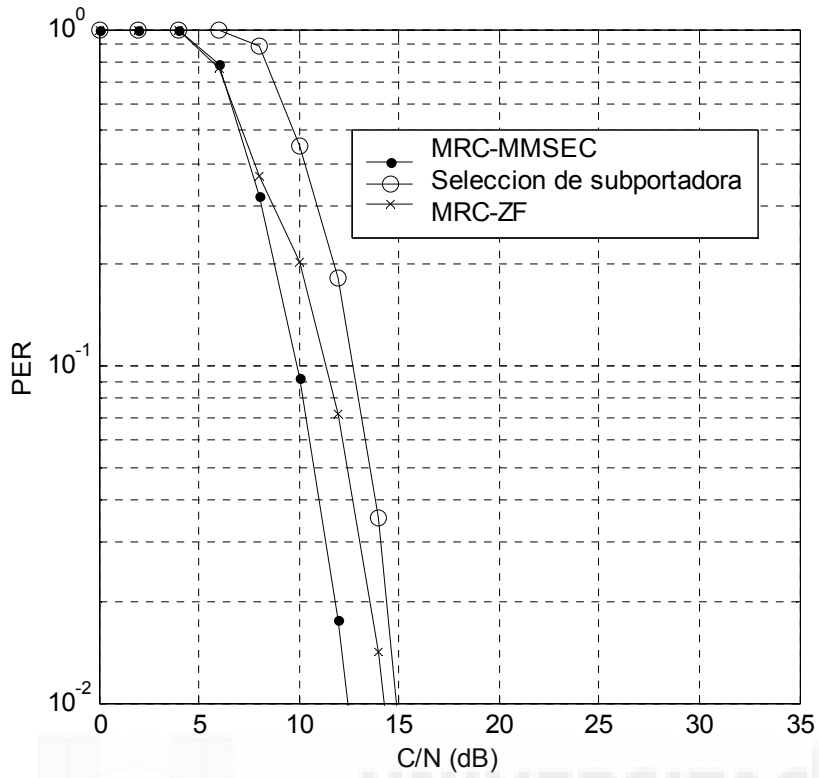


Figura 21. Diversidad con 3 antenas en recepción, con modo 6, canal A, estático, SDQ.

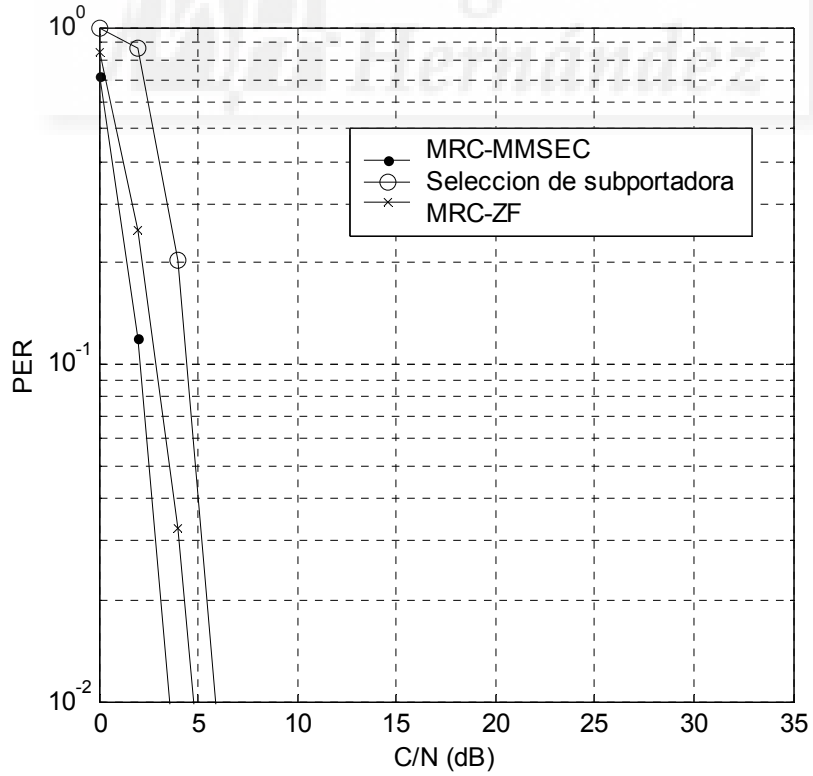


Figura 22. Diversidad con 3 antenas en recepción, con modo 4, canal C, estático, SDQ.

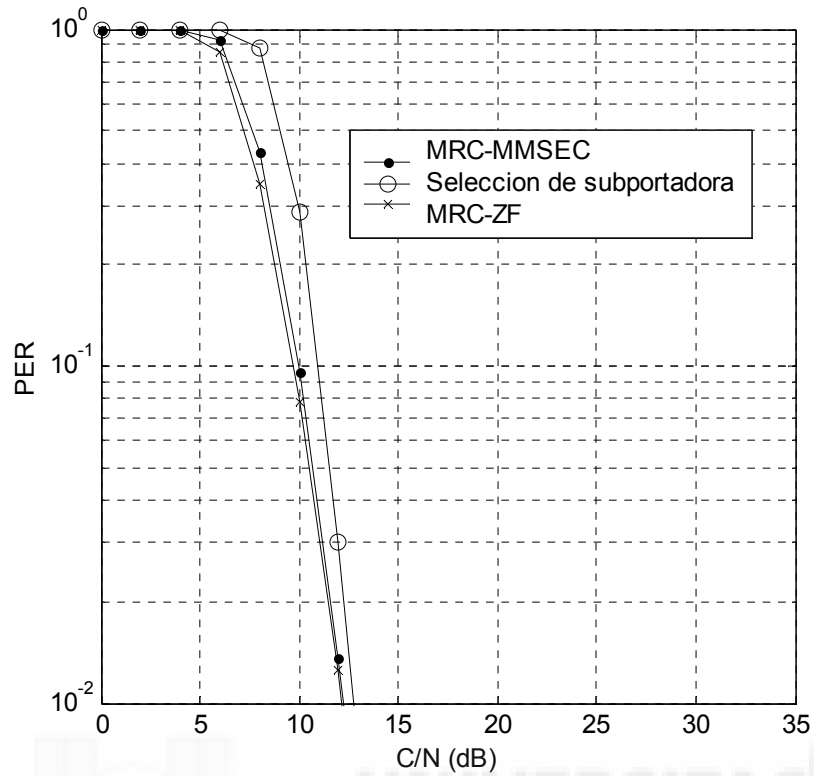


Figura 23. Diversidad con 3 antenas en recepción, con modo 6, canal C, estático, SDQ.

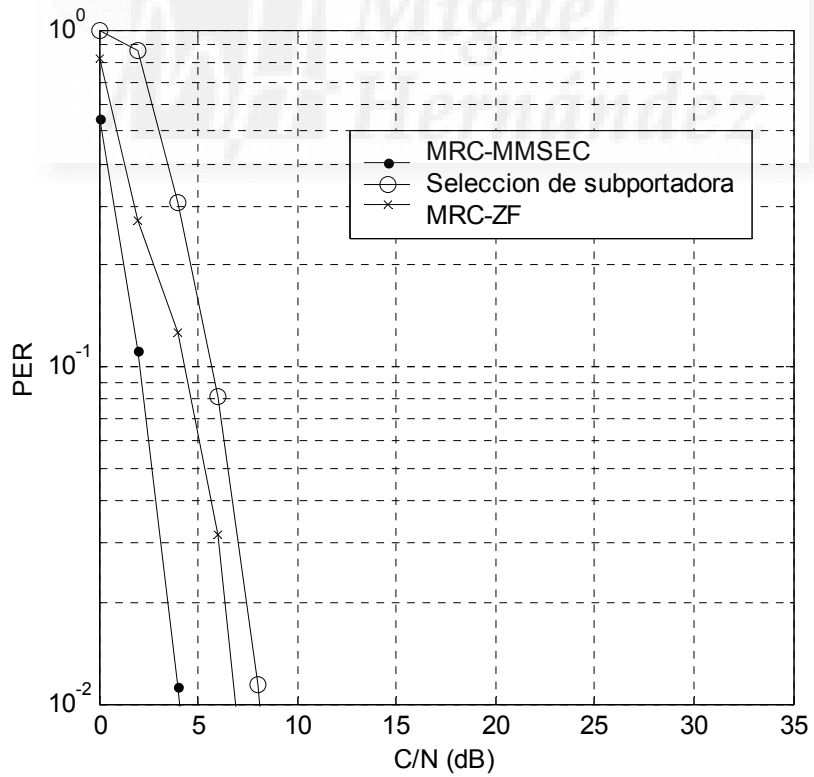


Figura 24. Diversidad con 3 antenas en recepción, con modo 4, canal D, estático, SDQ.



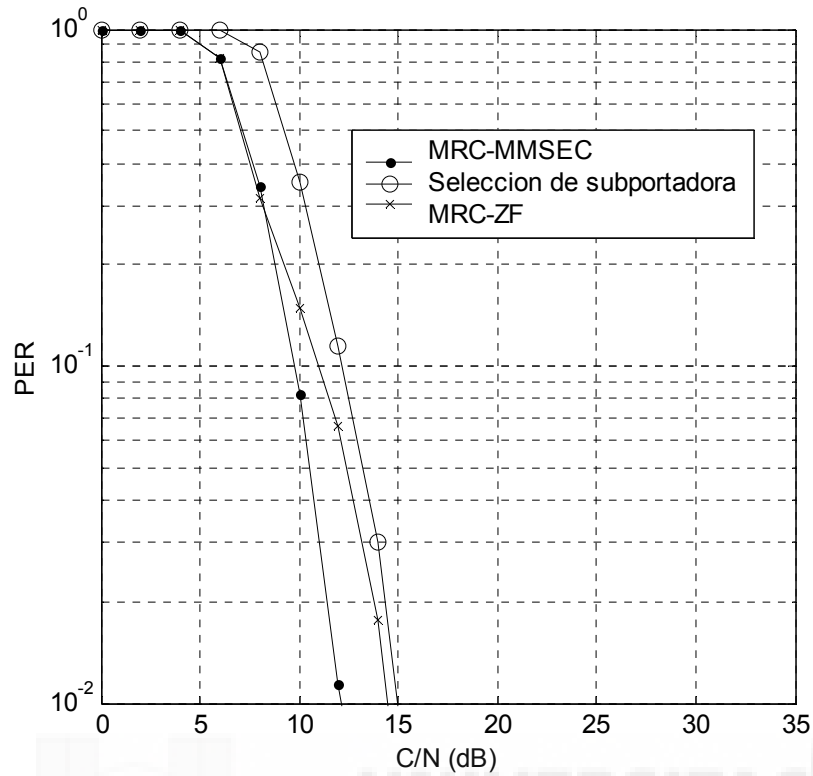


Figura 25. Diversidad con 3 antenas en recepción, con modo 6, canal D, estático, SDQ.

#### 4.1.2.3. Resultados sistema WPAN

También se puede comparar resultados en entornos sin diversidad, para ello se obtiene una simulación referida a otro sistema, en este caso WPAN, relativa a una de las versiones de UWB, en este caso el estándar IEEE 802.15.3a.

Se observa que para UWB no hay prácticamente diferencia entre ZF y MMSE, optándose por un ecualizador forzador de ceros, con un menor coste computacional.

Estos resultados se mantienen cuando se realiza la comparación con técnicas de diversidad en recepción.

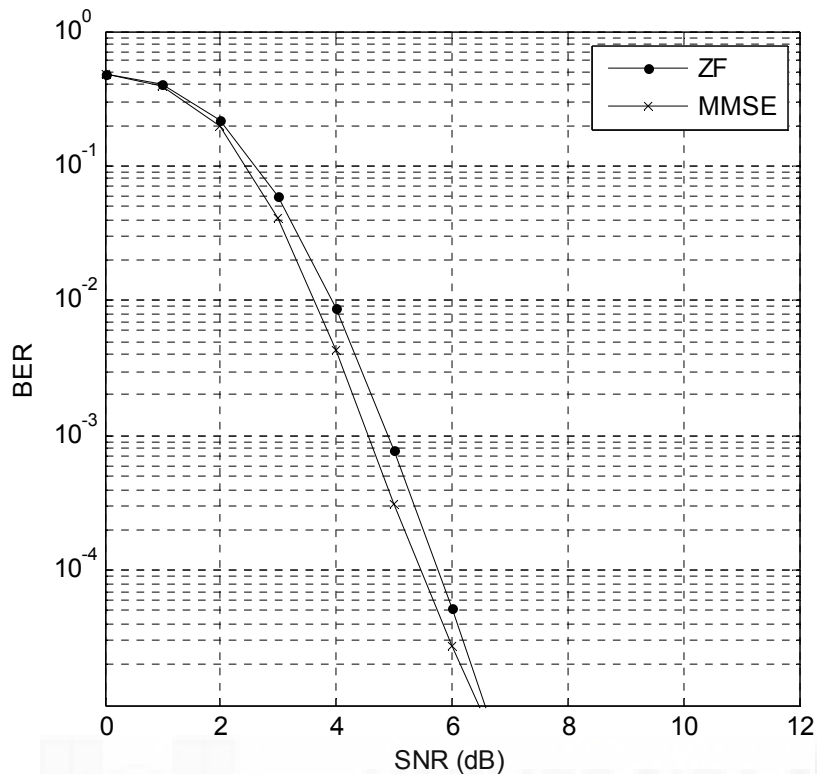


Figura 26. Comparación MMSE y ZF en un sistema UWB con modo 1.

#### 4.1.3. Modelos de decodificación

Tras la ecualización, otro elemento de vital importancia sería la labor de decodificación de canal. La decodificación de un código convolucional puede realizarse mediante distintas técnicas como pueden ser el algoritmo Viterbi, la decodificación secuencial, la decodificación con síndrome, etc...

El algoritmo de decodificación Viterbi es uno de los más utilizados en redes inalámbricas pues optimiza el cálculo computacional. En él se hace uso de la decodificación por máxima verosimilitud [149]. El decodificador compara la secuencia recibida con las posibles secuencias transmitidas, que ya conoce, y elige aquella que más se parezca. Es decir, la que tenga mínima distancia métrica. La principal ventaja del algoritmo Viterbi es que reduce la complejidad computacional al minimizar la distancia euclídea. Además en dicho algoritmo, la complejidad no es función del número de bits del mensaje.

Existen tres tipos de métodos de decodificación Viterbi, decisión hard, soft cuantificada y soft sin cuantificar. Con el método de decodificación llamado decisión soft el decodificador convolucional recibe información adicional desde el ecualizador acerca del bit recibido. En contraste con el método de decisión hard, en el método de decisión soft además del valor actual del bit (0 ó 1), se proporciona una mayor fiabilidad de la decisión designada (introduciendo un factor probabilístico) basada en el nivel de señal recibido por el ecualizador tras la cuantificación.

- Decodificación Hard Decision

Para la decodificación *hard decision*, el algoritmo Viterbi busca, en el diagrama de Trellis, el camino cuyo código difiere en el menor número de bits posible de la secuencia binaria recibida. Es decir, el decodificador Viterbi detecta la secuencia que minimiza la distancia Hamming (la de 'mejor métrica'). Por tanto, y dado que el decodificador precisa de datos binarios, el proceso de desmapeo debe incluir la identificación del punto de la constelación más cercano para cada símbolo recibido (hay una 'decisión tajante').

- Decodificación Soft Decisión sin cuantificación

Para la decodificación *soft decision* sin cuantificación el algoritmo Viterbi busca el camino de la estructura Trellis que tiene 'maximum overall confidence'. En el caso de que se use este modo de decodificación, no se deberá incluir ningún proceso de decisión previo. En este caso, la secuencia de símbolos recibidos serán desmapeados en una secuencia de valores reales.

- Decodificación Soft Decision con cuantificación

Para este tipo de decodificación se sitúa un cuantificador antes del decodificador Viterbi. El nivel de precisión, en receptores reales, estará limitado a un número pequeño de bits. Este valor, puede ser asignado a la BER usando las ecuaciones siguientes:

$$p_e = \frac{e^{-sd}}{1 + e^{-sd}} \quad (40)$$

$$sd = -\ln\left(\frac{p_e}{1 - p_e}\right) \quad (41)$$

A medida que se aumenta el nivel de precisión disminuye la BER residual comparada con el método de decisión hard.

#### 4.1.3.1. Resultados WLAN

A continuación se muestran los resultados comparando los tres sistemas de decodificación sobre un sistema WLAN que simula el estándar Hiperlan/2. Para comparar los resultados obtenidos se han utilizado diferentes modos de transmisión, así como diferentes canales aplicando estas técnicas en recepción con dos antenas sobre un esquema como el de la Fig. 27.

Cabe concluir que en una transmisión sin diversidad o con diversidad en recepción, el método de decodificación SDU ofrece siempre los mejores resultados. Estos valores están dentro de lo esperado al tratarse de un método de decodificación donde la secuencia de símbolos recibidos se desmapea a partir de una secuencia de valores reales, al contrario que en las otras dos soluciones, donde se usa para SDQ una secuencia finita de 6 bits y para HD de 1 bit, con la consiguiente pérdida de precisión.

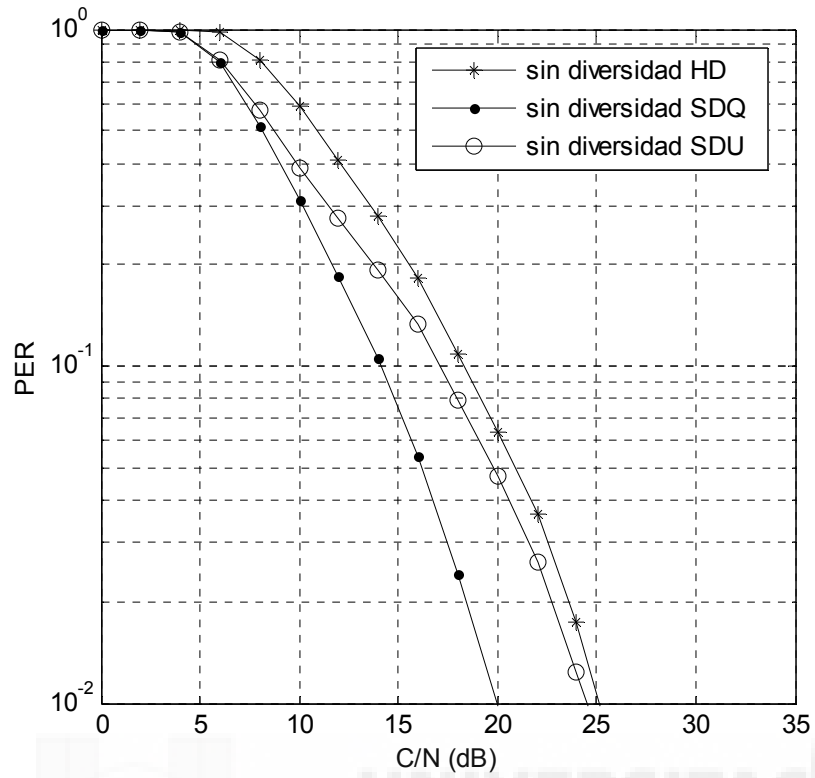


Figura 27. Comparación Viterbi Canal A variable Modo 4 Sin diversidad

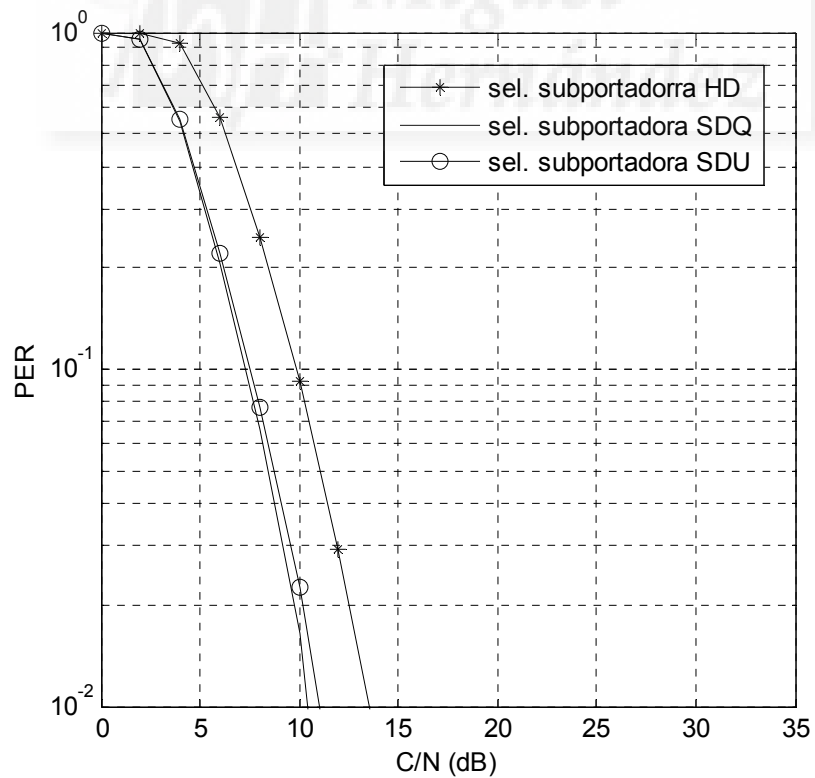


Figura 28. Comparación Viterbi Canal A variable Modo 4 Con dos antenas en recepción

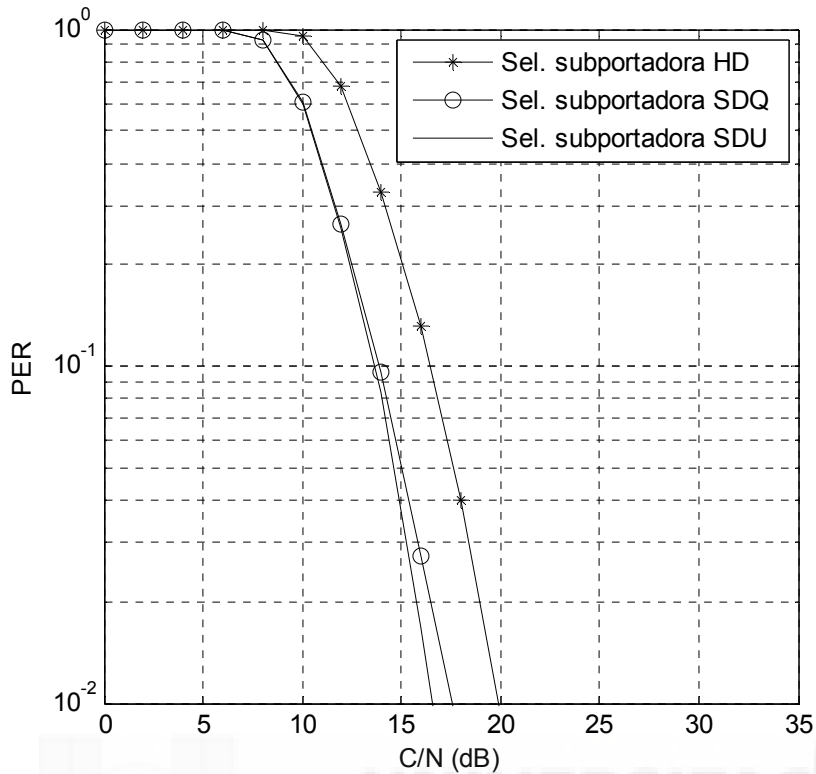


Figura 29. Comparación Viterbi Canal A variable Modo 6 Con dos antenas en recepción

En función de lo factible que resulte o no la decodificación, el método SDQ es el preferido al ofrecer mayores ganancias que el método HD y una implementación realizable en comparación con el método SDU el cual es impracticable en la realidad, al ser los decodificadores de precisión finita y no ser capaces de desmapear una secuencia de símbolos en valores reales.

#### 4.1.4. Modelos de estimación de canal y ecualización

Como ya se ha comentado anteriormente, las señales transmitidas pueden sufrir diferentes fenómenos tales como el efecto multirrayecto, el desvanecimiento selectivo en frecuencia, la atenuación y otros muchos factores que pueden ser mitigados mediante las técnicas adecuadas en recepción. Si se considera  $x(k)$  e  $y(k)$  como las señales transmitidas y recibidas en la subportadora  $k$ -ésima de un símbolo OFDM,  $h(k)$  como la respuesta en frecuencia del canal para la frecuencia de la subportadora  $k$ -ésima y  $w(k)$  el ruido aditivo blanco Gaussiano (AWGN) de esa misma frecuencia, se cumple [150]:

$$y(k) = x(k) \cdot h(k) + w(k) \tag{42}$$

La señal que se recibe en cada una de las subportadoras corresponde con el símbolo enviado por esa subportadora multiplicado por la función de transferencia del canal más un factor de ruido. Cabe destacar que si la respuesta del canal varía en el intervalo de duración de un símbolo OFDM, las subportadoras no se pueden separar independientemente en el receptor, apareciendo lo que se conoce como interferencia entre subportadoras (ICI). Si además, el prefijo cíclico (PC) es más corto que la respuesta del canal, se tendría interferencia entre símbolos. En las

simulaciones realizadas con posterioridad, se trabaja con un PC tal que se considera que no hay IES. Por otro lado, si se quiere recuperar el símbolo enviado se deberá compensar los efectos debidos al canal. El proceso que permite regenerar los símbolos que fueron transmitidos se divide en dos fases: la estimación del canal, que va a proporcionar una aproximación a la respuesta en frecuencia del canal por el que se ha propagado la señal y la ecualización, que sirviéndose de la estimación anterior, va a recuperar de forma aproximada los símbolos que se transmitieron en un principio, compensando así los efectos del canal. El bloque de estimación de canal, a partir del valor recibido en dichas subportadoras, obtendrá la función de transferencia del canal en las frecuencias de las subportadoras piloto. Mediante técnicas de interpolación o basándose en estadísticos del canal (considerando entornos estables en el tiempo) se podrá llegar a una estimación para las frecuencias del resto de subportadoras.

La ecualización será el proceso que corrija los símbolos recibidos. Una vez conocida la respuesta en frecuencia del canal o una estima de la misma, la ecualización será tan simple como dividir los símbolos recibidos entre la respuesta del canal. De esta manera se realizará la operación inversa a la de la señal en su propagación. A partir de los tonos pilotos (que se emplean en recepción para estimación y ecualización del canal) conocidos tanto en transmisión como en recepción se puede realizar una estima de la función de transferencia del canal en todas las subportadoras, llamándola  $\tilde{h}(k)$ .

La estima del símbolo transmitido se obtiene como:

$$\tilde{x}(k) = \frac{y(k)}{\tilde{h}(k)} = \frac{x(k) \cdot h(k)}{\tilde{h}(k)} + \frac{w(k)}{\tilde{h}(k)} \quad (43)$$

#### 4.1.4.1. Resultados WMAN

Existen múltiples técnicas de ecualización en la literatura científica, pero únicamente se muestran resultados de métodos basados en los símbolos piloto, que son los empleados habitualmente en sistemas OFDM.

A continuación, se muestran dos algoritmos para hallar la respuesta en frecuencia en las subportadoras de los tonos piloto: el estimador por mínimos cuadrados (LS) y el estimador del mínimo error cuadrático medio (MMSE).

La estimación de canal por mínimos cuadrados (LS) se basa en minimizar el producto  $(\bar{Y}_p - \underline{X}_p \cdot \bar{H}_p)^H (\bar{Y}_p - \underline{X}_p \cdot \bar{H}_p)$  (minimiza la distorsión de pico), obteniéndose como resultado la siguiente estimación del canal en las portadoras piloto:

$$\hat{H}_{p,LS} = \underline{X}_p^{-1} \cdot \bar{Y}_p = \left[ \frac{Y_p(0)}{X_p(0)} \frac{Y_p(1)}{X_p(1)} \dots \frac{Y_p(N_p-1)}{X_p(N_p-1)} \right]^T \quad (44)$$

Su principal ventaja es la baja complejidad que supone su cálculo, al precisar únicamente de  $p$  divisiones de números complejos. Por el contrario, este estimador no tiene en cuenta el ruido del canal.

La estimación de canal por error cuadrático medio mínimo (MMSE) busca una estimación del canal en las portadoras piloto a través de minimizar el error cuadrático medio cometido en la estima, es decir, minimizando la siguiente expresión:

$$MSE\{\hat{H}_p\} = E\left\{\left(\overline{H}_p - \hat{H}_p\right)^H \left(\overline{H}_p - \hat{H}_p\right)\right\} \quad (45)$$

Deduciéndose que es posible aproximar la respuesta del canal en los tonos piloto por:

$$\hat{H}_{p,MMSE} = \underline{R}_{H_p H_p} \cdot \left[ \underline{R}_{H_p H_p} + \sigma_N^2 \cdot \left( \underline{X}_p \cdot \underline{X}_p^H \right)^{-1} \right]^{-1} \cdot \hat{H}_{p,LS} \quad (46)$$

siendo la matriz de autocovarianza de la respuesta en frecuencia del canal en las subportadoras piloto  $\underline{R}_{H_p H_p} = E\left\{\overline{H}_p \cdot \overline{H}_p^H\right\}$  y representando  $\sigma_N^2$  a la potencia media de ruido del canal. Con este estimador, además de tratar de mitigar los efectos dispersivos e interferentes del canal, se pretende reducir los efectos del ruido.

En condiciones ideales, con SNR infinita, ambos métodos proporcionan el mismo resultado. Con el estimador MMSE se pueden obtener mejores resultados que con LS, especialmente cuando se opera en condiciones de baja relación señal a ruido (SNR). Por el contrario, la complejidad para el cálculo es mucho mayor, requiriéndose el cálculo de la inversa de una matriz y alrededor de  $p^2$  productos complejos y sumas, y presentando la necesidad de conocer de antemano información acerca del canal. Si el canal varía muy rápidamente, no se dispondrá de valores representativos de los estadísticos necesarios del mismo y, por tanto, no se podrá emplear el estimador MMSE ya que no proporcionará un valor fiable. En este caso, no es así, pues el tipo de canal que se considera sufre una variación lenta en las simulaciones.

A continuación se muestra una simulación realizada con diversidad de dos antenas en recepción con selección de antena, en un modelo de canal SUI-1 y modo de transmisión 0.

Como se suponía, el resultado es mejor para MMSE que para LS, sobre todo en entornos con una mala SNR. A medida que va mejorando la SNR se estrecha esta diferencia hasta ser imperceptible, por esa razón y debido a su mayor coste computacional, se desecha la opción de MMSE para el resto de simulaciones.

Por otro lado, cabe destacar la existencia de variantes de MMSE en modelos de estimación de canal para redes IEEE 802.16d [151], los cuales reducen de manera significativa la complejidad basándose en la reducción de rango de la matriz de correlación en el dominio de la frecuencia, si bien no es objeto de este trabajo.

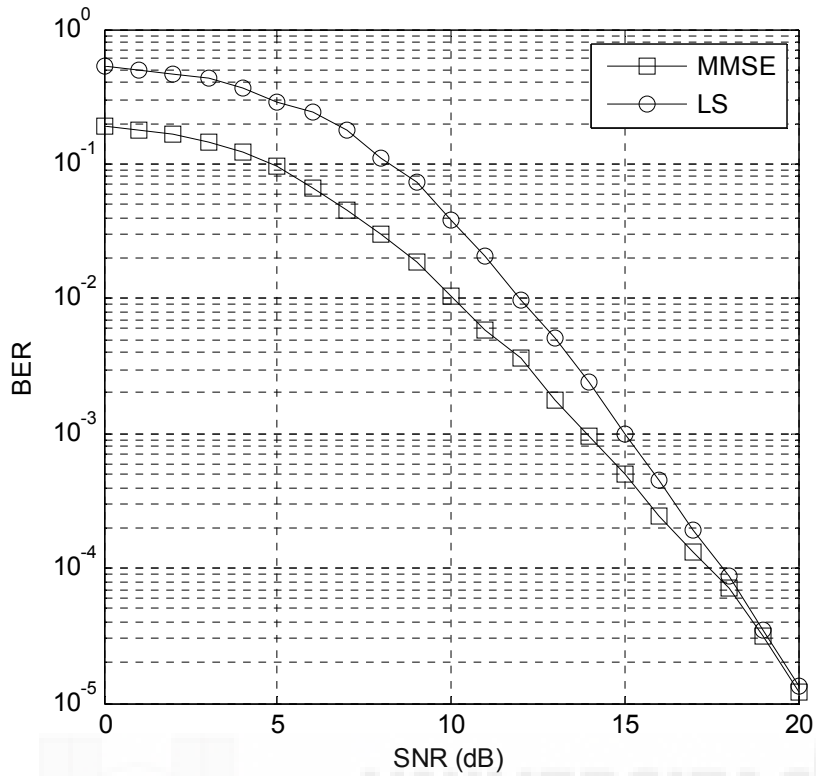


Figura 30. Comparación LS-MMSE, Modo 0, canal SUI 1 con dos antenas en recepción.

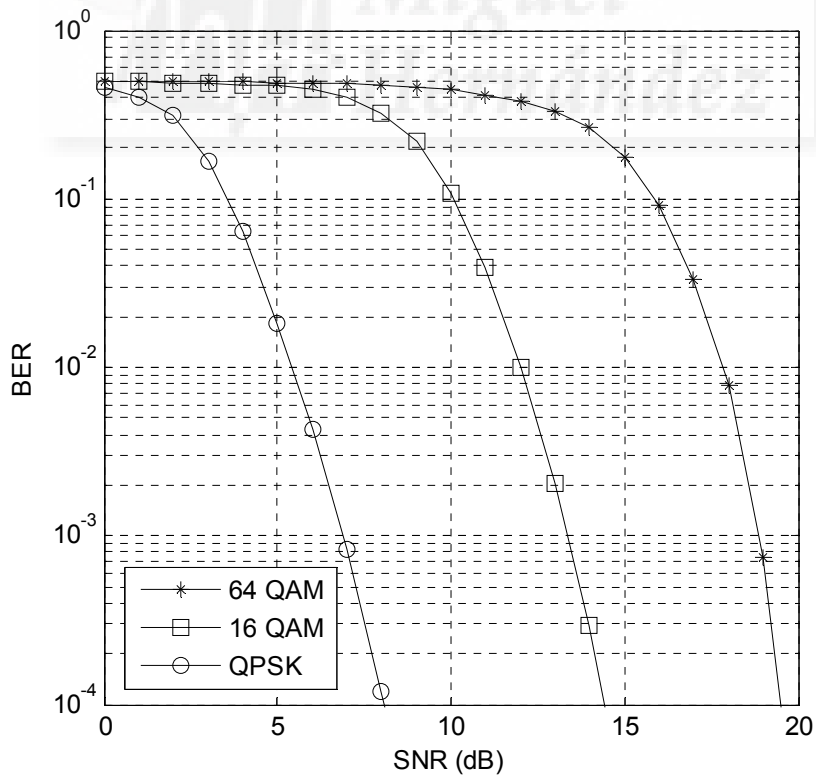


Figura 31. Comparación modos 1, 3 y 5, canal SUI 4 con tres antenas en recepción.



En la Fig. 31 se muestran los resultados obtenidos usando el algoritmo LS para el canal SUI-4 con diversidad en recepción de 3 antenas y considerando los modos de transmisión 1, 3 y 5. Se observa que en todos ellos el resultados está dentro de lo asumible, con buenos resultados de BER a medida que aumenta la SNR.

#### 4.1.5. Conclusiones

A lo largo de este subapartado se han mostrado resultados obtenidos variando algunos de los parámetros típicos en un sistema de transmisión inalámbrico con la intención de conseguir una mejora en el nivel de señal en recepción. Es interesante destacar que antes de realizar el estudio pormenorizado se han desechado algunos de los algoritmos por su escasa contribución, como es el caso de MMSEC y ORC, variaciones de MRC con un mayor coste computacional y peores prestaciones, el resto de algoritmos que se han mantenido para el conjunto de apartados es EGC, MRC, selección de antena y de subportadora, eligiendo el más apropiado en cada caso, generalmente, MRC o selección de subportadora en función de la ganancia obtenida o de su simplicidad.

En un principio, se ha considerado la variabilidad del canal radio para sistemas WLAN obteniéndose, tras aplicar diversidad en recepción con selección de subportadora, unos resultados muy similares, únicamente apreciables para modos de transmisión bajos. Esta ligera fluctuación es debida a la variación lenta del canal al trabajar con tiempos de coherencia elevados.

A continuación, se ha comparado diferentes métodos de ecualización aplicando diversidad en recepción de dos y tres antenas. En los resultados obtenidos se observa que el algoritmo MRC obtiene siempre mejores resultados que el de selección de subportadora, y dentro del algoritmo MRC, los resultados con ecualización MMSE son mejores que con ecualización ZF, si bien cabe recalcar que esas mejoras tienden a reducirse a medida que se trabaja con entornos más favorables (SNR elevadas). De tal forma que, para entornos críticos, es preferible la ecualización MMSE y para entornos con SNR elevadas resulta más interesante la ecualización ZF por su menor carga computacional. Estos resultados se han realizado para redes WLAN (para diferentes tipos de canales, en su mayoría, Rayleigh y diferentes tipos de modos de transmisión) y WPAN obteniéndose resultados similares (más acusados en UWB que en Hiperlan/2).

Posteriormente, se ha realizado una comparativa entre diferentes técnicas de decodificación Viterbi, soft cuantificado y sin cuantificar, y hard obteniéndose resultados parejos tanto sin diversidad como con diversidad de dos antenas en recepción en sistemas WLAN. A medida que se trabaja con mejores SNR, la decodificación Viterbi soft sin cuantificar da lugar a una mejora importante con respecto a decodificación Hard, considerando o no diversidad, pero no justifica su uso teniendo una decodificación Viterbi cuantificada que obtiene resultados similares y es una implementación realizable en la práctica, al contrario que Soft sin cuantificar [139].

Por último, se ha comparado la estimación del canal en recepción a partir del algoritmo de mínimos cuadrados (LS) y mínimo error cuadrático medio (MMSE) para sistemas WMAN, específicamente, 802.16d. Los resultados obtenidos tienden a igualarse a medida que mejora la relación señal a ruido, independientemente del modo de transmisión. En todos ellos existe una diferencia en entornos críticos a favor de MMSE que no se mantiene con SNR elevados.

Por tanto, aparte de observarse en todos los sistemas simulados WPAN, WLAN y WMAN con distribuciones Rayleigh, Rice o log-normal, una ganancia importante al aplicar diversidad en recepción con dos y tres antenas respecto a sistemas sin diversidad (una ganancia que, dependiendo del modo de transmisión, número de antenas, tipo de canal u algoritmo de diversidad puede variar desde 0.5 dB hasta casi 10 dB [152]), se ha comprobado que, para sistemas inalámbricos, determinados parámetros de cada uno de los estándares estudiados pueden ser modificados obteniéndose alguna mejora significativa.

Por ejemplo, en un entorno crítico, con baja SNR, sería conveniente implementar una ecualización MMSE y una estimación de canal también MMSE, habiéndose observado unos resultados relevantes comparados con otros algoritmos estudiados, no siendo representativo en este caso la elección del tipo de canal (en todos los estándares seleccionados se ha considerado comunicaciones en entornos estáticos o con muy poca variabilidad) y pudiendo usarse decodificación Hard al no existir una diferencia sustancial con respecto a Soft cuantificada o sin cuantificar en este tipo de situaciones. La elección de estos parámetros supondrá un importante esfuerzo computacional debido al uso del algoritmo MMSE tanto en ecualización como en estimación de canal si bien ya existen en la literatura científica variantes de MMSE que reducen dicha complejidad.

## 4.2. Técnicas de diversidad espacial en transmisión

Esta forma de diversidad se basa en la estima del estado del canal tras la última transmisión recibida. La información se transmitirá repartida por las diversas antenas, como se puede observar en la Fig. 32 donde el sistema elegirá cada una según esta estimación del estado del canal. Cada señal, que contiene una parte de la secuencia inicial a transmitir, sufre los efectos de su canal de manera distinta (de una forma aleatoria independiente e idénticamente distribuida), aunque siempre lo sufrirá de la forma más leve posible ya que el canal de cada señal habría sido elegido para que así sea. El sistema receptor con una antena recibe las señales procedentes de las dos antenas secuencialmente como si de un único flujo de datos se tratara; esto es posible porque las dos señales no se interfieren entre sí.

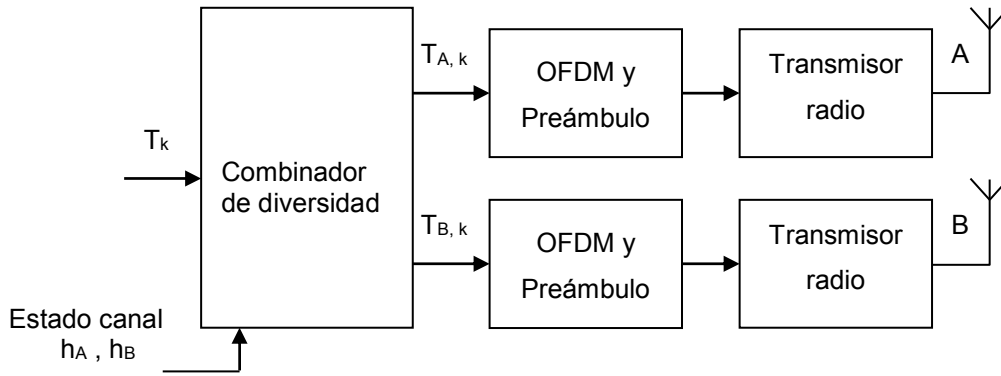


Figura 32: Ejemplo de sistema de diversidad en transmisión con OFDM.

Las principales técnicas usadas en transmisión son las siguientes:

- Selección de antena

Se selecciona la antena que recibió la mayor potencia media en la última transmisión. Siguiendo con el ejemplo de la Fig 32, para cada símbolo OFDM, la ecuación sería la siguiente:

$$T_{A,k} = T_K \text{ y } T_{B,k} = 0 \quad (47)$$

$$T_{B,k} = T_K \text{ y } T_{A,k} = 0 \quad (48)$$

Dependiendo de cuál de las dos señales es mayor. Para tomar una decisión se computa la suma de  $|H_{A,k}|^2$  o la suma de  $|H_{B,k}|^2$  para todas las subportadoras.

- Selección de subportadora

Este algoritmo no trabaja a nivel de símbolo OFDM, enviando todas las subportadoras de un mismo símbolo por una única antena, sino que dentro de un mismo período de símbolo, reparte sus  $N$  subportadoras de datos entre las dos antenas de salida, enviando cada portadora por aquella antena cuyo módulo de su respuesta en frecuencia a la frecuencia de dicho tono haya sido mayor en la última recepción de datos del terminal móvil. Se selecciona la subportadora con la respuesta más elevada, es decir, para cualquier  $k$ ,  $T_k$  es  $T_{A,k}$  o  $T_{B,k}$ , dependiendo de cuál es mayor:  $|H_{A,k}|$  o  $|H_{B,k}|$ .

En todas las simulaciones realizadas, se ha considerado que la estimación del canal en el transmisor es perfecta, conociendo la respuesta al impulso del canal correspondiente a cada antena para cada símbolo OFDM en todo momento.

También se ha asumido que las antenas en el terminal transmisor se encuentran lo suficientemente alejadas como para considerar que las características de los canales que cada una perciben se encuentran incorreladas.

#### 4.2.1. Modelos de codificación

Existen dos estrategias posibles para recibir de forma fiable y libre de errores la información transmitida desde una fuente:

- ARQ (Automatic Repeat Request), basada en la detección de errores, pero sin la posibilidad de corrección, solicitando al transmisor la repetición del mensaje en caso de error.
- FEC (Forward Error Correction), basada en la detección y corrección en el extremo receptor de los posibles errores.

En ambos casos, es necesario añadir cierta redundancia al mensaje a transmitir para detectar o corregir estos errores, este proceso se denomina codificación de canal. La codificación convolucional con la decodificación de Viterbi es de las técnicas FEC más adecuadas en canales en los que la señal transmitida se ve corrompida principalmente por ruido aditivo blanco y gaussiano (AWGN) como es este caso.

##### 4.2.1.1. Resultados WPAN

Dentro del estándar 802.15.3a, la norma establece un codificador de siete etapas ( $K=7$ ) como el que se muestra a continuación.

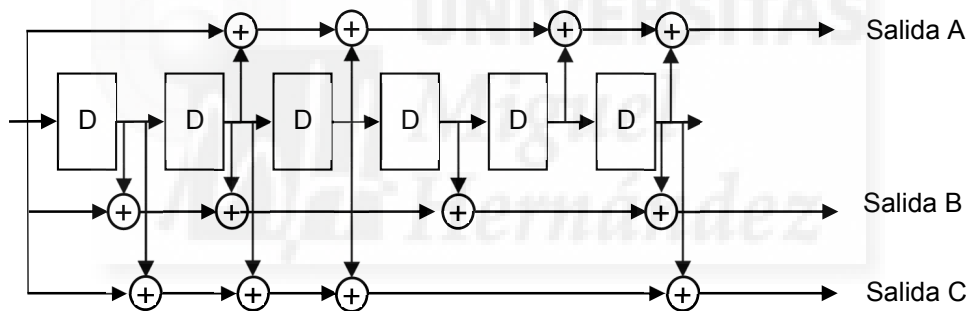


Figura 33. Codificador convolucional de siete etapas propuesto por la norma.

El orden de salida de datos es: en primer lugar A, luego B y por último C. Es importante indicar, que después de la codificación de la cabecera el codificador se resetea al estado a todo ceros y de esta forma los valores pasados, es decir los últimos de la cabecera, no influyen en la codificación de la carga.

A continuación se ha comparado el esquema de referencia, con otros en los que se ha modificado el número de etapas manteniendo constante el resto de elementos del codificador FEC como, por ejemplo, la ratio de codificación, que será  $1/3$ , según el estándar 802.15.3a. Concretamente, para realizar el estudio se han realizado simulaciones empleando codificadores de tres, siete y once etapas a una velocidad de 200 Mbps.

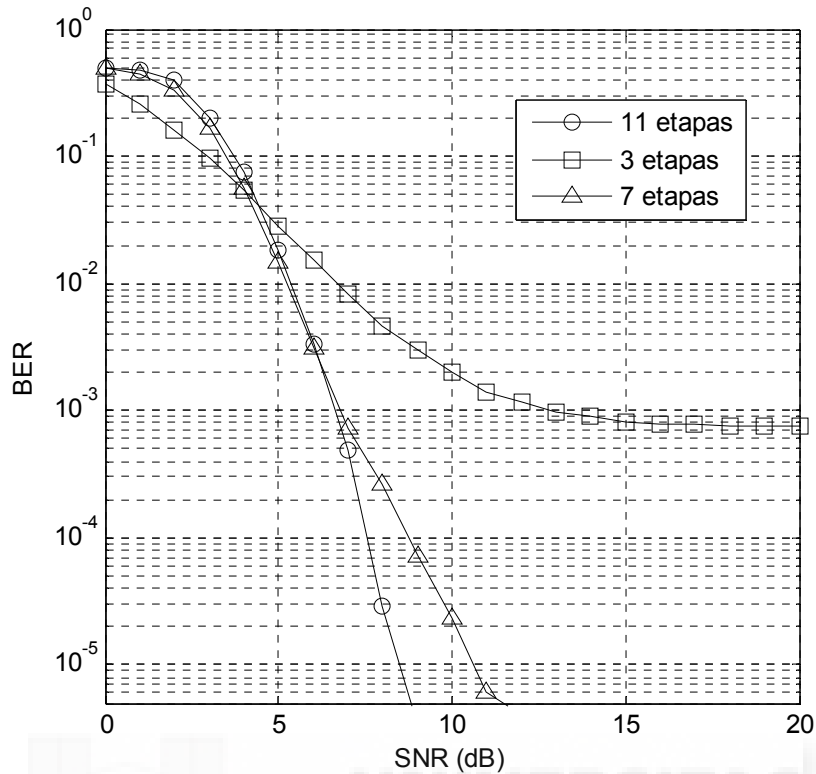


Figura 34. Comparación de diferentes números de etapas a 200 Mbps con diversidad de dos antenas de transmisión y selección de subportadora.

Estos resultados plasman la gran diferencia existente entre el codificador de tres etapas y los otros dos. A medida que se precisa una mejor SNR se observa que los resultados para once etapas son mejores que los de siete pero su mayor complejidad no justifica su uso. Por el contrario, los resultados para el codificador de tres etapas obtienen resultados pobres para valores de SNR elevados, si bien cabe destacar que para entornos críticos, con muy mala SNR, este modelo obtiene mejores resultados al tener menos etapas y con ello menos memoria, de tal forma que el acarreo de errores afecta en menor medida.

Además, reduce significativamente la complejidad con respecto al modelo de 7 etapas, con lo cual, se podría considerar un buen candidato, actuando conjuntamente con técnicas de diversidad de baja carga computacional (como selección de subportadora), para aquellos entornos en los que la relación señal a ruido es crítica [153].

#### 4.2.2. Modelos de salto de banda

Tal y como aparece reflejado en la Tabla 18, el estándar 802.15.3a, al igual que otros sistemas de radiocomunicación como UMTS o HSUPA [154], soporta un factor de ensanchamiento temporal o Time Spread Factor (TSF). Además de este factor de expansión temporal, en el caso de las tasas binarias bajas o LR (modos 1 y 2), también se puede aplicar, adicionalmente, un factor de expansión frecuencial. Con la expansión temporal lo que se pretende es enviar el mismo símbolo en instantes sucesivos de tiempo, de esta forma se disminuye la probabilidad de error, pero afecta negativamente a la eficiencia. Por otro lado, con la expansión frecuencial lo que se plantea es una alternancia en la banda empleada para transmitir, emitiendo el mismo símbolo por distintos canales.

Además, el sistema también utiliza un código tiempo-frecuencial (TFC) para entrelazar los datos codificados sobre tres bandas de frecuencia, (llamadas agrupaciones o modos), como se muestra a continuación:

Número de canal	Patrón del Preámbulo	Modo 1: TFC para 6 símbolos					
1	1	1	2	3	1	2	3
2	2	1	3	2	1	3	2
3	3	1	1	2	2	3	3
4	4	1	1	3	3	2	2

**Tabla 24: Código tiempo-frecuencial para el modo 1.**

Cabe recordar que el factor de expansión temporal no afecta a velocidades superiores a 200 Mbps por lo que, en principio, sería lo mismo aplicar salto de banda o no.

##### 4.2.2.1. Resultados WPAN

En este apartado se busca comparar la utilización del código tiempo-frecuencia, donde cada banda de 528 MHz está activa sólo para un tercio del tiempo, con la ausencia del mismo, es decir, trabajar siempre en la misma banda de frecuencia aplicando diversidad en transmisión. El TFC sirve para, entre otras cosas, minimizar la interferencia con otras redes, pero en el caso de tener un enlace dedicado, podría resultar de interés inhabilitar ese salto de banda y realizar la comunicación siempre en la misma frecuencia [155].

En las pruebas realizadas con diversidad en transmisión con dos antenas y selección de subportadora, se muestra que la utilización del TFC no es únicamente útil en entornos con interferencias de otras redes, sino también en entornos con buena relación SNR, donde aunque se tenga una única red no se justifica la utilización de la misma banda para toda la comunicación.

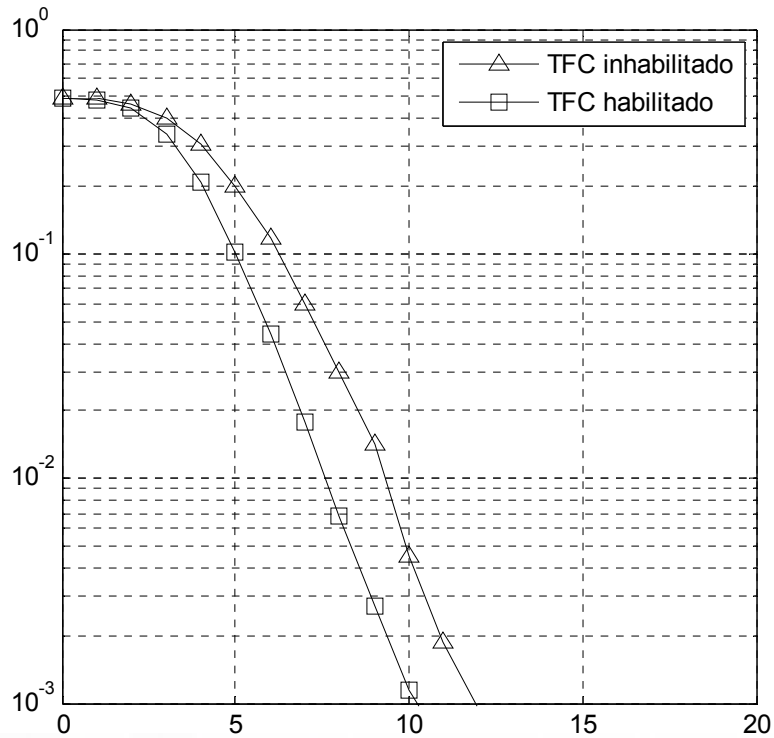


Figura 35. Comparación de TFC con diversidad de dos antenas de transmisión y selección de subportadora a 320 Mbps.

En la simulación se observa una ligera diferencia con diversidad en transmisión con dos antenas, a una velocidad de 320 Mbps, cuando se realiza el salto de banda (que permite duplicar el símbolo en la banda contigua) y cuando se mantiene la misma banda en toda la transmisión, esta variación choca con la afirmación realizada en el subapartado anterior, pero es debida la utilización en parte de la trama transmitida de una velocidad inferior a 200 Mbps que sí lleva implícito un salto de banda (la cabecera se transmite a una velocidad de 53,3 Mbps).

### 4.2.3. Conclusiones

En este subapartado se han mostrado resultados obtenidos variando algunos de los parámetros típicos en un sistema de transmisión inalámbrico.

Con respecto al número de etapas del codificador convolucional, se ha observado que el modelo de 7 etapas propuesto por el estándar MB-OFDM UWB es el que obtiene mejores resultados, con una salvedad, en los valores de SNR cercanos a 0 dB donde la reducción del número de etapas supone una ventaja independientemente del número de antenas en transmisión y del modo de transmisión.

Con respecto al salto de banda, únicamente implementado en el estándar 802.15.3a, la utilización de este recurso sí que implica una mejoría de la BER con respecto a SNR si bien para valores bajos de SNR no se observa ninguna ventaja.

Con esta situación, únicamente interesaría reducir el número de etapas del codificador cuando se trabaja en entornos críticos.

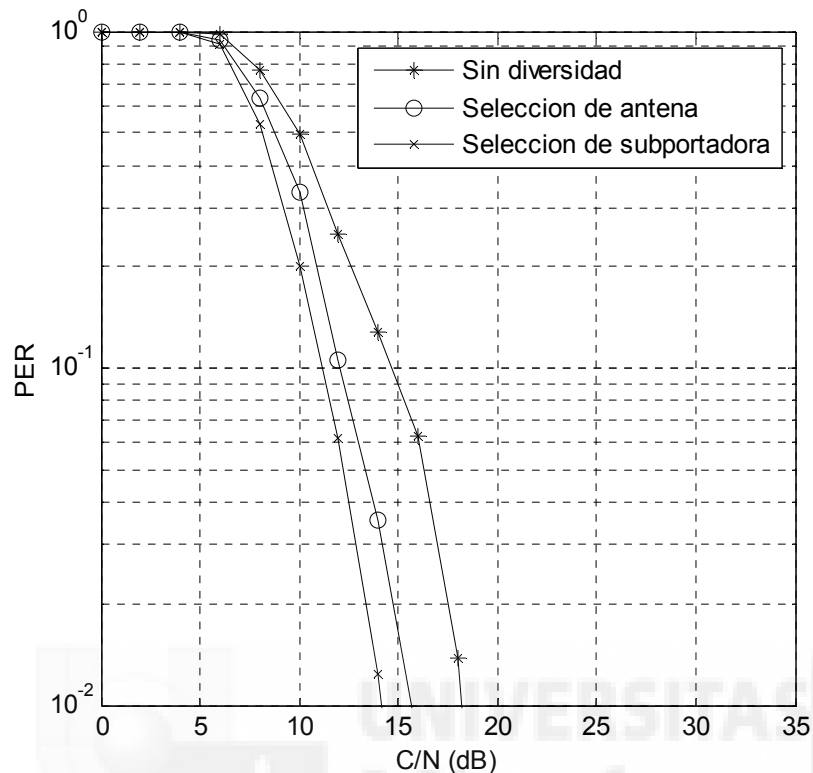


Figura 36. Comparación de diversidad de dos antenas en transmisión en sistema Hiperlan/2.

En todos los sistemas simulados, los resultados obtenidos son pobres en cuanto a ganancias aplicando diversidad en transmisión si se compara con diversidad en recepción, en este caso, las ganancias se reducen a únicamente 2.5 dB para selección de antena y 3 dB para selección de subportadora, debido a la limitación de la potencia total transmitida se mantiene (mitad de potencia en el caso de usar dos antenas transmisoras), de tal forma que sufre una penalización de 3 dB respecto a un receptor MRC que utiliza diversidad de 2 antenas en recepción, si bien hay métodos de diversidad en transmisión que han conseguido resultados comparables a diversidad en recepción con MRC a partir del uso de diversidad en modulación y aumentando considerablemente la complejidad del receptor [156].

Por otro lado, en recientes estudios se ha demostrado que, ante diferencias tan leves, se plantea la utilización de selección de antena para diversidad en transmisión al hacer un uso más racional del consumo de potencia [157] en comparación con selección de subportadora. Tras los magros resultados el siguiente paso lógico es la utilización de diversidad tanto espacial como temporal.



## Capítulo 5. Técnicas de diversidad espacio-temporal

### 5. Técnicas de diversidad espacio-temporal

Existen distintas técnicas para obtener diversidad espacio-temporal, las cuales se pueden clasificar en técnicas de lazo cerrado (aquellas que precisan de un lazo de realimentación del receptor al transmisor que de información del estado del canal) y técnicas de lazo abierto (que no hacen uso del mismo). En ambos casos, es preciso llevar a cabo algún procesamiento de señal tanto en el transmisor como en el receptor. En la literatura científica existen ejemplos de procesamientos de señal en lazo abierto a partir del estudio de las arquitecturas espacio-temporales por capas para sistemas con múltiples antenas también llamadas BLAST (Bell Labs Space-Time) [158], que consisten en esquemas de transmisión multicapa donde es posible obtener diversidad espacio-tiempo con o sin codificación, o mediante la utilización de códigos trellis espacio-tiempo (STTC) para altas tasas de datos [159], en este caso, los símbolos se codifican en función de la antena por la que se transmite y se decodifican con decodificadores ML, con desvanecimientos lentos, pudiéndose usar estos códigos para desvanecimientos rápidos. Este esquema, que resulta eficaz al combinar los beneficios de la codificación FEC y la diversidad de transmisión, incorpora un procesamiento adicional que aumenta exponencialmente con la eficiencia espectral y con el orden de diversidad haciendo que sea poco práctico para la mayoría de las aplicaciones. En esos sistemas no existe ortogonalidad entre las señales transmitidas, precisando de la aplicación de un proceso de supresión y/o cancelación de interferencia en recepción. Estos sistemas no sufren penalización en la eficiencia espectral, pero su complejidad es proporcional al cuadrado del tamaño de la constelación, al contrario que los diseños ortogonales, donde la complejidad es lineal a su tamaño. Cabe recordar que la codificación espacio-temporal obtiene buenos resultados para transmisión a altas velocidades en entornos con desvanecimiento lento.

Por otro lado, en 1998 se presentó un esquema de diversidad en transmisión de lazo abierto que usa dos antenas transmisoras y una antena receptora [160] pudiendo generalizarse su uso a

varias antenas receptoras; esta generalización es la que daría lugar al código espacio-tiempo por bloques (STBC). El STBC proporciona diversidad espacial completa haciendo uso de un algoritmo de decodificación muy sencillo que únicamente precisa de un procesamiento lineal sobre las señales recibidas. Cabe destacar que STTC es más eficiente que STBC e introduce ganancia por codificación pero añade mayor complejidad [161]. Antes de desarrollarse este concepto, ya se habían planteado otros métodos que hacían uso de diversidad en transmisión a partir de varias réplicas de un mismo símbolo las cuales eran transmitidas por múltiples antenas con diferentes retardos de tiempo, múltiplos del intervalo de símbolo, creando una distorsión multicamino artificial [162] y usando un estimador de secuencia ML o un ecualizador de error cuadrático medio mínimo para solucionar esa distorsión y proporcionar ganancia de diversidad.

Por otro lado, un sistema MIMO contiene tantos enlaces SISO como el mínimo número de antenas transmisoras o receptoras. Si todos estos enlaces sufren desvanecimientos que siguen una distribución independiente e idénticamente distribuida y se utiliza una técnica de transmisión adecuada, cada uno de estos enlaces dispone de una diversidad igual al número máximo de antenas transmisoras o receptoras. En consecuencia, el orden de la diversidad en un sistema MIMO coincide, en el mejor de los casos, con el producto del número de antenas transmisoras y receptoras. Las técnicas de diversidad explotan esta naturaleza aparentemente aleatoria del canal, de tal forma que se dispone de más de una réplica de la señal originalmente transmitida.

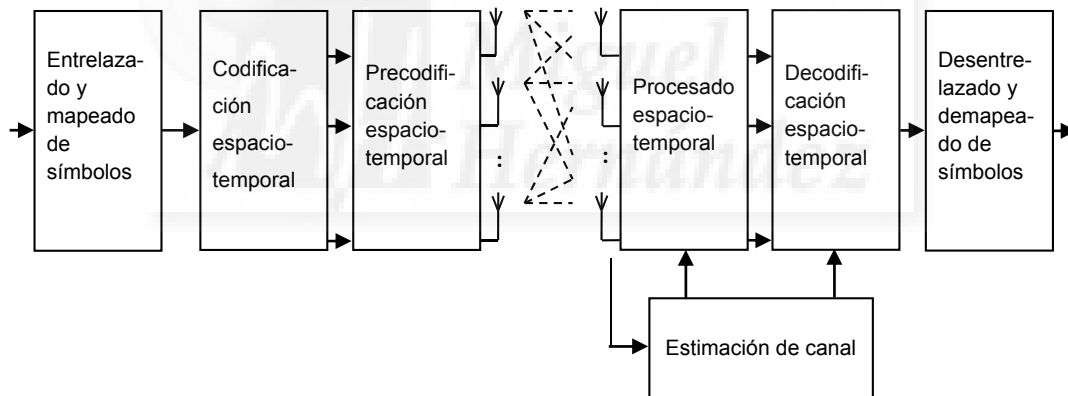


Figura 37. Diagrama de bloques genérico de un sistema MIMO.

La Fig. 37 muestra un esquema de un sistema MIMO en el cual 3 antenas son utilizadas tanto en el extremo transmisor como en el receptor. La idea básica de un sistema MIMO es que la respuesta al canal entre los diferentes subcanales creados por las distintas combinaciones entre antenas se encuentren suficientemente incorreladas para que, al procesar la señal, se puedan establecer canales no interferentes entre cada una de las antenas transmisoras y cada una de las receptoras.

A la hora de estudiar la capacidad de un canal MIMO hay que distinguir varias situaciones en función de cómo varíe el canal durante la transmisión: canal constante (no hay desvanecimiento, se estudia la capacidad instantánea), canal ergódico (hay desvanecimiento, pero se puede codificar a lo largo de un número suficiente de realizaciones del canal, se estudia la capacidad

ergódica) o canal no ergódico con desvanecimiento en bloque (hay desvanecimiento y sólo se puede codificar en una única realización del canal, se estudia la capacidad outage). También puede estudiar la capacidad en función del conocimiento que se tenga del canal en el transmisor y/o en el receptor: si se tiene un conocimiento perfecto en transmisión y recepción (CSIT-CSIR) o si se tiene un conocimiento estadístico del canal (CDIT-CDIR). Este, a su vez sigue cuatro modelos: ZMSW (zero-mean spatially white), CMI (channel mean information), CCI (channel covariance information), CMCI (channel mean and covariance information). Un modelo habitual es CDIT (ZMSW) y CSIR, en esta situación, el receptor tiene perfecta información instantánea del canal (CSIR: Channel State Information at the Receiver), pero el transmisor únicamente tiene acceso a su distribución estadística (CDIT: Channel Distribution Information at the Transmitter) [163]. Con CDIT, la señal no se puede adaptar al estado instantáneo del canal y, por tanto, no es posible usar una descomposición en valores singulares para diagonalizar el canal, que es una de las técnicas que se verán más adelante.

Por otro lado, para calcular la capacidad se considera  $n_T$  antenas transmisoras y  $n_R$  antenas receptoras, la salida del sistema puede ser escrita como [164]:

$$y(k) = H(k)s(k) + n(k) \quad (49)$$

Siendo:

$$s(k) = \begin{bmatrix} s_1(k) \\ s_2(k) \\ \dots \\ s_{N_T}(k) \end{bmatrix} \quad y(k) = \begin{bmatrix} y_1(k) \\ y_2(k) \\ \dots \\ y_{N_R}(k) \end{bmatrix} \quad (50)$$

$$H(k) = \begin{bmatrix} h_{11}(k) & h_{12}(k) & \dots & h_{1N_T}(k) \\ h_{21}(k) & h_{22}(k) & \dots & h_{2N_T}(k) \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ h_{N_R1}(k) & h_{N_R2}(k) & \dots & h_{N_RN_T}(k) \end{bmatrix} \quad (51)$$

El vector  $s(k)$  representa las señales transmitidas, el vector  $n(k)$  el ruido aditivo blanco gaussiano y la matriz  $H(k)$  la respuesta completa al canal desde cualquier antena transmisora a cualquier antena receptora. El objetivo al procesar la señal es reducir los valores de  $H(k)$  que no se encuentren en la diagonal a cero, el resultado será la aparición de  $n$  canales independientes y una capacidad del sistema  $n$  veces superior. La capacidad teórica de un sistema MIMO viene dada por:

$$C = \log_2 \det [I_{N_R} + (\rho/n_T)HH^H] \text{ bits/s/Hz} \quad (52)$$

Donde  $\rho$  representa la relación señal a ruido,  $n_T$  y  $n_R$  son el número de antenas transmisoras y receptoras, respectivamente e  $I_{N_R}$  es la matriz identidad. Si se considera  $H = I_{n_R}$  y  $n_T = n_R$  la ecuación queda de la siguiente forma:

$$C = n \log_2 [1 + (\rho/n)] \text{ bit/s/Hz} \quad (53)$$

Se observa que la capacidad varía directamente con el número de antenas. En el caso de la capacidad clásica de Shannon para un canal simple:

$$C = \log_2(1 + \rho) \quad \text{bit/s/Hz} \quad (54)$$

Para  $\rho=10$  dB se obtendría 2.39 bit/s/Hz. Esta capacidad será superior en (53) para  $n>1$ . Para los casos en que la matriz de covarianza  $R_{HH} = HH^H$ , la capacidad del sistema será menor que la dada por (53).

El objetivo será desarrollar un procesador de señal que pueda acercarse lo máximo posible al caso ideal dado un grado de correlación entre canales. Por tanto, caracterizar la correlación espacial es importante con el fin de alcanzar una mayor capacidad del canal, pero realizar la correlación es complicado en entornos formados por múltiples antenas en transmisión y recepción. Si se considera que el transmisor y el receptor se encuentran en un entorno altamente dispersivo, los elementos de la matriz  $H$  presentan baja correlación y, en consecuencia, el canal MIMO proporciona alta eficiencia espectral.

Al trabajar con múltiples antenas en transmisión y recepción se generan múltiples subcanales equivalentes paralelos e independientes cuya ganancia viene dada por los valores propios de la matriz de Wishart ( $HH^H$ ). Estos valores propios resultan muy útiles a la hora de caracterizar el canal MIMO y su magnitud va a depender de las características del canal y de las antenas utilizadas.

Las velocidades alcanzadas por los sistemas MIMO varían en función de los esquemas de transmisión y de la fiabilidad del enlace. Los esquemas de transmisión utilizan múltiples antenas para generar estos subcanales paralelos por donde se transmiten los flujos de información independientes, típicos de los códigos de multiplexación espacial, denominando a la mejora obtenida ganancia por multiplexación espacial. Un esquema de codificación con una tasa de transmisión  $R$  en función de la relación señal a ruido (SNR) tiene una ganancia de multiplexación  $r$  dada por:

$$\lim_{SNR \rightarrow \infty} \frac{R(SNR)}{\log(SNR)} = r \quad (55)$$

La máxima ganancia por multiplexación espacial de un canal MIMO  $M \times N$  viene dada por:

$$r_{\max} = \min(M, N) \quad (56)$$

La fiabilidad del enlace mejora las características del canal reduciendo la probabilidad de error y aumentando la relación señal a ruido. Con ello se consigue aumentar el alcance o reducir la potencia transmitida así como velocidades de transmisión más altas a través de esquemas de codificación más complejos. Estas características son típicas de la codificación espacio temporal que introduce ganancia por diversidad o la combinación de la señal en transmisión y/o en recepción que aporta ganancia por array [165].

Esta ganancia por diversidad es una mejora en la probabilidad de outage del canal, afectando a la capacidad del canal y aumentando un cierto porcentaje de tiempo la capacidad mínima garantizada o reduciendo la probabilidad de que la capacidad se encuentre por debajo de un

cierto valor mínimo. Al valor obtenido se le llama capacidad de indisponibilidad o de outage [166]. Por otro lado, la ganancia por diversidad obtenida no afecta a la capacidad media al representar ésta un promedio de las capacidades a lo largo del tiempo, obteniéndose de la siguiente ecuación:

$$\lim_{SNR \rightarrow \infty} \frac{\log P_e(SNR)}{\log(SNR)} = -d \quad (57)$$

De la ecuación se observa que la probabilidad de error cae según  $SNR^{-d}$  pero en el caso de un sistema SISO esta caída es en función de  $SNR^{-1}$ . Se puede considerar la ganancia por diversidad como el número de caminos independientes que recorre un símbolo, es decir, el número de subcanales que se pueden promediar para detectar el símbolo. Por tanto, se puede considerar que la ganancia por diversidad está limitada por el grado de diversidad espacial que ofrece el canal. En condiciones ideales, el orden de diversidad de un sistema MIMO  $M \times N$  es de  $MN$ , luego  $d_{max} = MN$ .

Por otro lado, es posible obtener ganancia de diversidad en el transmisor, sin conocer el canal aplicando Codificación Espacio Temporal (STC).

Por último, la ganancia de array se define como el valor medio de la potencia recibida en un sistema MIMO respecto a la potencia recibida en un sistema SISO [167]. Ésta se obtiene a través del procesamiento de las señales tanto en el transmisor como en el receptor. Al combinarse de forma coherente la señal de cada uno de los extremos de la comunicación se consigue un aumento de la relación señal a ruido media recibida. Dado que la señal transmitida/recibida por cada antena tiene un peso determinado también se conoce como ganancia por conformación de haz (beamforming). Es importante destacar que para poder realizar esta combinación es preciso conocer el estado instantáneo del canal (CSI) en el extremo correspondiente. Es posible conocer el estado del canal en el receptor usando secuencias de entrenamiento, pero en el transmisor resulta más complicado al requerir un canal de realimentación, diferenciándose la ganancia de array entre sistemas sin realimentación o de lazo abierto y con realimentación o de lazo cerrado. Con los sistemas de lazo abierto se puede obtener una ganancia de array (AG) de:

$$AG = 10 \log_{10} N \quad (58)$$

En cambio, los sistemas de lazo cerrado tendrán una ganancia de array de:

$$AG = 10 \log_{10} MN \quad (59)$$

La ganancia por diversidad y ganancia de array están relacionadas en recepción de tal forma que la ganancia por diversidad de un sistema  $M \times 1$  es igual a la de un sistema  $1 \times M$ , si bien este último aporta una ganancia adicional de array de  $10 \log_{10} M$ .

Por último, no es posible aplicar de forma simultánea estas tres ganancias. Por ejemplo, si se aumenta una ganancia por diversidad alta se reduce la ganancia por multiplexación espacial y viceversa, siendo posible una solución de compromiso. Para bloques de tamaño  $Nb > M+N-1$  la curva que define la ganancia de diversidad  $d$  en función de la ganancia por multiplexado  $k$  viene dada por:

$$d(k) = (M - k)(N - k) \quad (60)$$

Esta relación implica que se pueden utilizar  $M-k$  antenas transmisoras y  $N-k$  antenas receptoras para proporcionar diversidad y utilizar  $k$  antenas para proporcionar ganancia de multiplexación espacial. De esta forma se consigue un compromiso entre probabilidad de error y tasa de transmisión de datos.

También cabe destacar el efecto de la interferencia cocanal que surge debido a la reutilización de frecuencias en los canales inalámbricos. Cuando se utilizan múltiples antenas, la diferenciación entre la señal deseada y la señal cocanal se puede explotar para reducir la interferencia. Para ello es necesario un conocimiento del canal de la señal deseada. Esta reducción o eliminación de la interferencia también se puede implementar en el transmisor, donde el objetivo es reducir al mínimo la energía de interferencia enviada hacia los usuarios cocanal mientras se envía la señal al usuario deseado. Al aplicar estas técnicas se puede hacer un uso más eficiente de la reutilización de frecuencias aumentando la capacidad multicelular.

No es posible aplicar simultáneamente la reducción de interferencias y la aplicación de todas las ganancias, siendo necesaria una solución de compromiso en función del diseño del transceptor.

### 5.1. Códigos espacio-tiempo

Los códigos Espacio-Tiempo (STC – Space-Time Codes) son códigos desarrollados para explotar las diferentes respuestas al canal entre canales incorrelados que existen cuando se utilizan múltiples antenas en transmisión y, opcionalmente, múltiples antenas en recepción (sistemas MIMO). Los sistemas MIMO, consisten en el uso de múltiples antenas tanto en el transmisor (Tx) como en el receptor (Rx) y pueden proporcionar diversidad espacial, ganancia por multiplexación, supresión de interferencias así como compensar estos parámetros. Estos sistemas aparecen ya incorporados en los sistemas WLAN (desde IEEE 802.11n en adelante) y WMAN actuales (a partir de IEEE 802.16e en adelante [168]), si bien, estos estándares no era objeto de este trabajo y no se han realizado simulaciones de ninguno de ellos. En cuanto a las opciones de MIMO, el WiMAX Forum propone, dentro del estándar IEEE 802.16e, dos perfiles obligatorios para el uso en el enlace descendente. Uno de ellos se basa en los códigos espacio tiempo propuestos por Alamouti para diversidad de transmisión y que se verán más adelante. El otro perfil es la multiplexación espacial (SM), que utiliza dos antenas Tx para transmitir y dos flujos de datos independientes. Este esquema obtiene, como se verá más adelante, una tasa completa, a costa de no obtener ninguna ganancia de diversidad en el transmisor, y en el mejor de los casos proporcionar diversidad de segundo orden con dos antenas en el receptor.

El diseño STC intenta proporcionar diversidad completa y alta ganancia de codificación y, además, algunas técnicas de diseño incluyen un criterio de complejidad para limitarla en el decodificador de máxima verosimilitud (ML) [169].

Una vez se conoce la matriz de código se observa que, en todos los STCs, los elementos de matriz son una combinación lineal del bloque de símbolos a transmitir y pueden ser considerados como nuevos símbolos obteniendo sus valores de una constelación de señales de mayor nivel.

Sin embargo, cabe destacar que, en la mayoría de los casos, los puntos de esta nueva constelación no están espaciados regularmente como si se tratase de una constelación clásica. La codificación es una técnica que consiste en añadir símbolos redundantes a la señal transmitida para mejorar la capacidad del receptor de detectar correctamente la información útil. La codificación convencional emplea redundancia en el dominio del tiempo añadiendo bits de código a la secuencia de bits de información.

Un código STC utiliza los dominios del tiempo y del espacio para enviar información redundante al receptor. El dominio espacial viene representado por diferentes antenas distribuidas en el espacio. Esta idea de redundancia puede también ser extendida a otras dimensiones del canal como frecuencia o polarización, por ejemplo.

Con STC, múltiples antenas transmisoras son utilizadas para enviar flujos de datos separados constituidos por símbolos que han sido organizados de forma que se pueda alcanzar una mejora en el funcionamiento cuando esta información llegue al receptor.

Uno de los ejemplos más simples de STC es el que se puede encontrar en el trabajo desarrollado por Alamouti.

### 5.1.1. Modelo de Alamouti

El esquema de codificación propuesto por Alamouti es un caso especial de código espacio-tiempo con una tasa de codificación 1 para un sistema con un número de antenas transmisoras  $n=2$ . Este código proporciona una diversidad de segundo orden cuando se usa únicamente una antena en recepción y de cuarto orden cuando se usan dos antenas en recepción.

Dicho código está basado en el siguiente diseño ortogonal:

$$\begin{pmatrix} x_1 & x_2 \\ -x_2^* & x_1^* \end{pmatrix} \quad (61)$$

El esquema propuesto por Alamouti envía de forma simultánea 2 señales por las 2 antenas transmisoras. Tal y como aparece en la tabla siguiente, en el instante  $t$  se transmite la señal  $S_0$  desde la antena cero (también llamada  $Tx_0$ ) y  $S_1$  desde la antena uno (o  $Tx_1$ ). En el siguiente periodo de símbolo,  $-S_1^*$  se envía por  $Tx_0$  y  $S_0^*$  lo hace por  $Tx_1$ , siendo  $*$  el conjugado de la señal.

La Fig. 38 muestra el modelo de codificación de Alamouti cuando se utilizan dos antenas transmisoras y dos antenas receptoras.

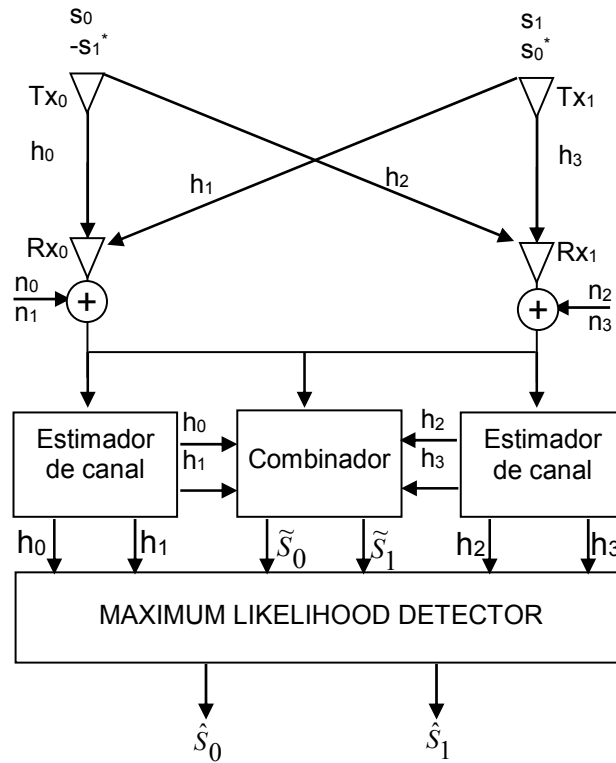


Figura 38. Esquema de diversidad 2x2 propuesto por Alamouti.

	Antena 0 (Tx <sub>0</sub> )	Antena 1 (Tx <sub>1</sub> )
Instante t	S <sub>0</sub>	S <sub>1</sub>
Instante t + T	-S <sub>1</sub> <sup>*</sup>	S <sub>0</sub> <sup>*</sup>

Tabla 25: Secuencia de codificación y transmisión cuando se utilizan dos antenas transmisoras y dos antenas receptoras.

En la siguiente tabla se define los canales entre las antenas transmisoras y receptoras. Se considera que el desvanecimiento es constante durante dos símbolos consecutivos, es decir:

$$h_0(t) = h_0(t + T) = h_0 = \alpha_0 e^{j\theta_0} \quad (62)$$

$$h_1(t) = h_1(t + T) = h_1 = \alpha_1 e^{j\theta_1}$$

	Antena 0 (Rx <sub>0</sub> )	Antena 1 (Rx <sub>1</sub> )
Instante t	h <sub>0</sub>	h <sub>2</sub>
Instante t + T	h <sub>1</sub>	h <sub>3</sub>

Tabla 26: Caracterización del canal entre dos antenas transmisoras y dos antenas receptoras.

A continuación, se define la notación para las señales recibidas por la antena receptora cero (o Rx<sub>0</sub>) y la antena receptora uno (Rx<sub>1</sub>).



	Antena 0 (Rx <sub>0</sub> )	Antena 1 (Rx <sub>1</sub> )
Instante t	$r_0$	$r_2$
Instante t + T	$r_1$	$r_3$

**Tabla 27: Señales recibidas cuando se utilizan dos antenas transmisoras y dos antenas receptoras.**

Las señales recibidas serían de la forma:

$$\begin{aligned}
 r_0 &= h_0 s_0 + h_1 s_1 + n_0 \\
 r_1 &= -h_0 s_1^* + h_1 s_0^* + n_1 \\
 r_2 &= h_2 s_0 + h_3 s_1 + n_2 \\
 r_3 &= -h_2 s_1^* + h_3 s_0^* + n_3
 \end{aligned}
 \tag{63}$$

Donde  $n_0, n_1, n_2$  y  $n_3$  son variables aleatorias que representan ruido blanco aditivo gaussiano. Estas 4 señales se combinan en el receptor para obtener dos señales que serán finalmente enviadas al detector:

$$\begin{aligned}
 \tilde{s}_0 &= h_0^* r_0 + h_1 r_1^* + h_2^* r_2 + h_3 r_3^* \\
 \tilde{s}_1 &= h_1^* r_0 - h_0 r_1^* + h_3^* r_2 - h_2 r_3^*
 \end{aligned}
 \tag{64}$$

Sustituyendo en la ecuación anterior quedaría:

$$\begin{aligned}
 \tilde{s}_0 &= (\alpha_0^2 + \alpha_1^2 + \alpha_2^2 + \alpha_3^2) s_0 + h_0^* n_0 + h_1 n_1^* + h_2^* n_2 + h_3 n_3^* \\
 \tilde{s}_1 &= (\alpha_0^2 + \alpha_1^2 + \alpha_2^2 + \alpha_3^2) s_1 - h_0 n_1^* + h_1^* n_0 - h_2 n_3^* + h_3^* n_2
 \end{aligned}
 \tag{65}$$

Este resultado sería el equivalente al obtenido en un sistema de diversidad con 4 antenas en recepción aplicando el algoritmo MRC. Es interesante recalcar que las señales combinadas desde las dos antenas receptoras son el resultado de la suma de las señales combinadas desde cada una de las antenas, por tanto, el esquema de combinación sería equivalente al de un sistema con una única antena receptora.

Por tanto, se puede concluir que, usando dos antenas transmisoras y M antenas receptoras se puede usar el combinador para cada antena receptora y simplemente añadir las señales combinadas desde todas las antenas receptoras para obtener el mismo orden de diversidad que un sistema de diversidad 2M en recepción con algoritmo MRC. En otras palabras, usando dos antenas en el transmisor el esquema dobla el orden de diversidad de los sistemas con una antena transmisora y múltiples antenas receptoras. Una configuración interesante podría ser emplear dos antenas en cada extremo de la comunicación, con una cadena de transmisores y receptores conectados a cada antena para obtener un orden de diversidad de cuatro en cada extremo del enlace.

### 5.1.1.1. Resultados WLAN

En este apartado se muestran algunos de los resultados obtenidos al simular el modelo propuesto por Alamouti comparándolo con el mismo sistema sin diversidad. Las gráficas muestran, para algunos de los modos de transmisión definidos en Hiperlan/2, la tasa de error de bit (BER) frente a la relación portadora ruido (C/N). Se ha utilizado un canal A con el modo 3 y se ha comparado un modelo basado en códigos espacio-tiempo con 2 antenas en transmisión y 2 antenas en recepción.

Los resultados muestran una mejora considerable del sistema Alamouti con respecto a un sistema sin diversidad que es apreciable incluso en SNR críticas. Estos resultados se consiguen sin precisar una expansión de ancho de banda ni realimentación desde el receptor al transmisor (lo cual degradaría el rendimiento) y con una complejidad similar a la que se tendría aplicando un algoritmo MRC al receptor.

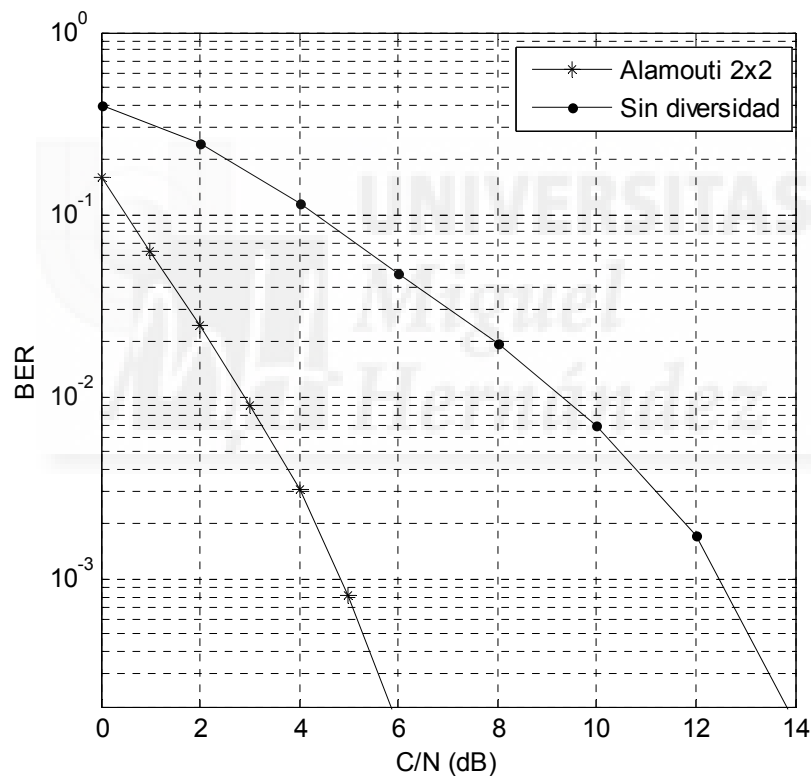


Figura 39. Comparación modelo Alamouti 2x2 y sin diversidad en sistema Hiperlan/2.

En la Fig. 40 se ha utilizado un canal A con el modo 3 y se ha comparado un modelo Alamouti con un sistema con diversidad en recepción con 4 antenas aplicando algoritmo MRC y sin diversidad respecto a la tasa de error de paquete.

Al igual que en el caso anterior, se obtiene una mejora significativa con el modelo Alamouti con respecto a un sistema sin diversidad, pero se observa que el algoritmo MRC obtiene mejores resultados, esa diferencia estriba en que la potencia transmitida total ha de ser la misma en ambos sistemas, y en el caso de Alamouti, ha de dividirse por el número de antenas, dando lugar

a una diferencia de 3 dB entre Alamouti 2x2 y MRC 1x4, si se hubiera hecho la simulación normalizando el valor de potencia el resultado sería el mismo.

Por otro lado, también se observa que, en este caso, cuando se trabaja con SNR cercanas a cero, no existe apenas mejora entre Alamouti y un sistema sin diversidad, pero sí se observa esa variación con respecto a MRC.

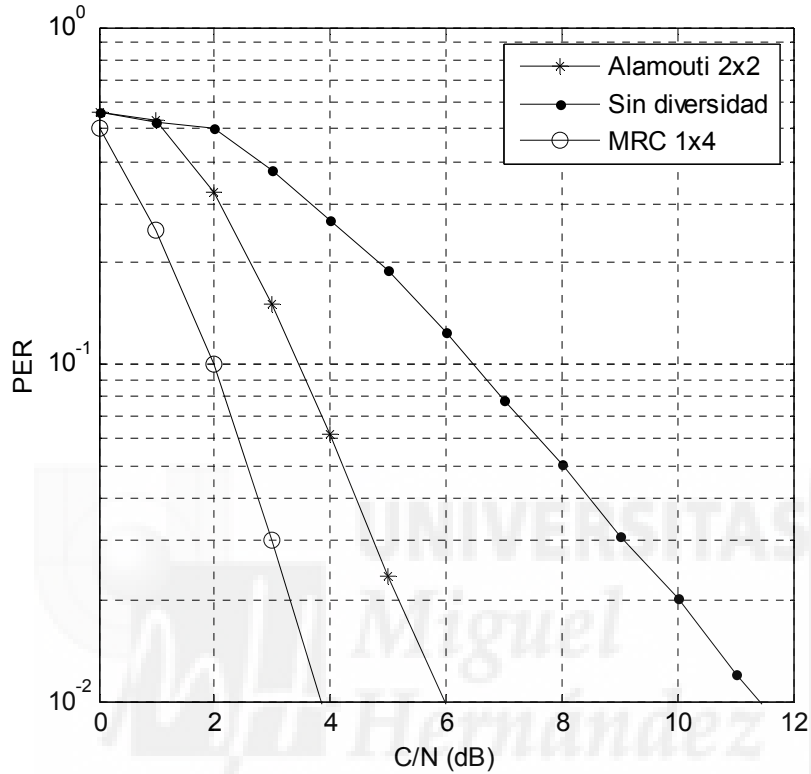


Figura 40. Comparación modelo Alamouti 2x2 y sin diversidad en sistema Hiperlan/2.

### 5.1.1.2. Resultados WPAN

En la Fig. 41, se compara los resultados entre diversidad en recepción con dos antenas y algoritmo MRC y diversidad 2x2 empleando el método de codificación de Alamouti, con canal CM1 y velocidad 160 Mbps. Se observa que los resultados son similares, obteniéndose una ligera mejora con Alamouti, que corresponde con lo visto en teoría donde los resultados de Alamouti serían comparables a los obtenidos con un modelo 1x4.

Por otro lado, si se compara diversidad en transmisión con dos antenas (Alamouti 2x1) con diversidad en transmisión y recepción con dos antenas (Alamouti 2x2) para una canal CM1 y velocidad 110 Mbps se observa, como era de esperar, una mayor ganancia con éste último y, si bien, no se puede comparar directamente con la Fig. 40 al haberse hecho la simulación con velocidades de transmisión diferente, sí que se observa que la diferencia entre 2x2 y 2x1 es mayor que la existente entre 2x2 y 1x2, ello es debido a la ausencia de conocimiento del canal en el transmisor el cual no ofrece ganancia de array.

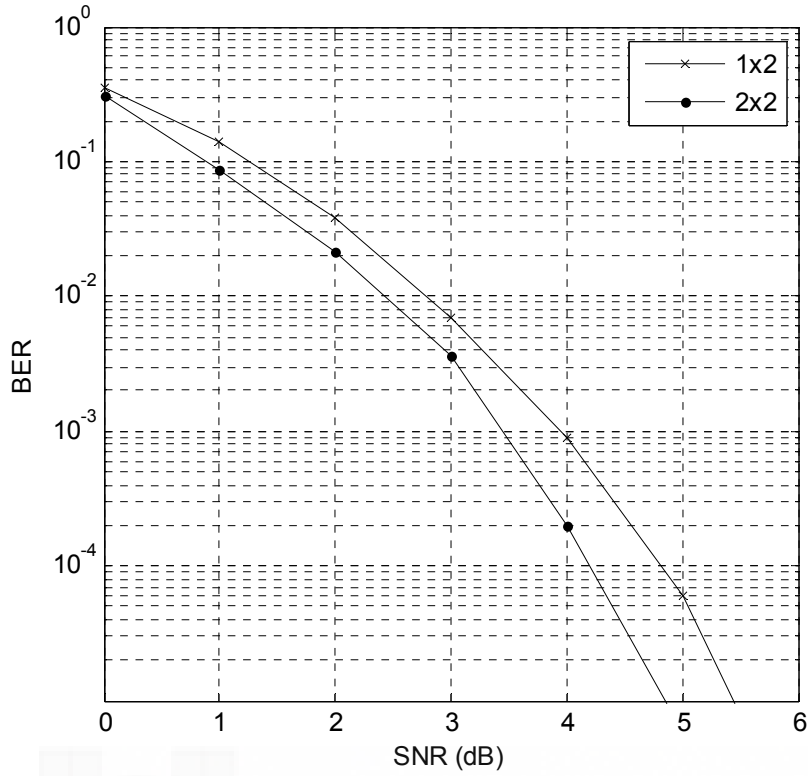


Figura 41. Comparación modelo Alamouti 2x2 y con diversidad de dos antenas en recepción y algoritmo MRC en sistema UWB.

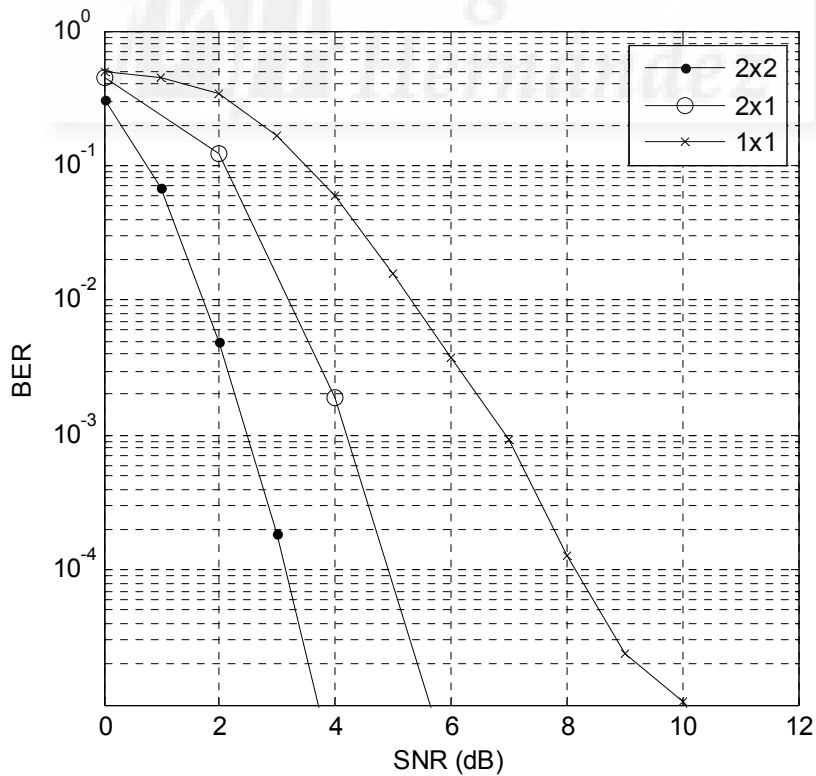


Figura 42. Comparación modelo Alamouti 2x2, con diversidad de dos antenas en transmisión y sin diversidad en sistema UWB.

### 5.1.2. Modelos de multiplexación espacial

El problema del modelo de Alamouti y otros modelos con diseño ortogonal complejo es que la tasa de codificación obtenida es la mitad de la tasa máxima. En [170] se ha propuesto un modelo donde, durante el primer periodo de símbolo, dos símbolos  $S_0$  y  $S_1$  se transmiten desde la antena de transmisión  $Tx_0$  y  $Tx_1$ , respectivamente. En el siguiente periodo de símbolo se transmiten  $S_2$  y  $S_3$ , por las antenas  $Tx_0$  y  $Tx_1$ , respectivamente, tal y como muestra la tabla siguiente.

	Antena 0 ( $Tx_0$ )	Antena 1 ( $Tx_1$ )
Instante $t$	$S_0$	$S_1$
Instante $t + T$	$S_2$	$S_3$

**Tabla 28: Secuencia de codificación y transmisión cuando se utilizan dos antenas transmisoras y dos antenas receptoras.**

Este código tiene la mitad de la ganancia de diversidad máxima al transmitir diferentes símbolos en diferentes intervalos de tiempo (dos flujos de datos independientes), por tanto, no obtiene ninguna ventaja al usar diversidad en transmisión, pero obtienen una tasa de codificación completa. Las señales recibidas serían de la forma:

$$\begin{aligned}
 r_0 &= h_0 s_0 + h_1 s_1 + n_0 \\
 r_1 &= h_2 s_0 + h_3 s_1 + n_1 \\
 r_2 &= h_0 s_2 + h_1 s_3 + n_2 \\
 r_3 &= h_2 s_2 + h_3 s_3 + n_3
 \end{aligned}
 \tag{66}$$

Un ejemplo de multiplexación espacial serían los códigos BLAST (Bell Labs Space-Time), donde se consigue ganancia por multiplexación espacial sin precisar ningún tipo de realimentación, en contraposición a los códigos SVD, que se verá en el siguiente apartado, que sí precisan realimentación pero que obtienen mejores resultados. El concepto de espacio-tiempo en capas introducido en las arquitecturas BLAST permite resolver óptimamente el problema de decodificación multidimensional mediante el uso de procesamiento del receptor en una única dimensión.

La primera versión de esta arquitectura dio lugar al Diagonal-BLAST (D-BLAST) que se caracteriza por tener una diagonal de codificación espacio-tiempo en capas con decodificación de cancelación de interferencia y anulación secuencial. Por otro lado, D-BLAST sufre pérdidas al inicio y al final de cada paquete, que resultan significativas cuando se trabaja con un pequeño tamaño de paquete. Conseguir un diseño de una diagonal espacio-tiempo en capas que pueda eliminar estas pérdidas supuso un problema que fue superado con Vertical-BLAST (V-BLAST), el cual supera esta limitación de D-BLAST utilizando un esquema de codificación espacio-tiempo horizontal independiente en capas, pero no aprovecha la diversidad de transmisión y, por lo tanto, sufre del problema de la reducida capacidad de información, como se verá más adelante [171].

Como ya se dijo anteriormente, los sistemas MIMO se basan en el uso de  $n_T$  antenas transmisoras y  $n_R$  receptoras para obtener una alta fiabilidad gracias a la diversidad espacial y/o una alta tasa de transmisión gracias a la capacidad del canal MIMO. La diversidad total se alcanza cuando se explota el número total de grados de libertad ( $n_T \times n_R$ ) del sistema, asegurando una baja probabilidad de error en la detección cuando se emplea un detector de máxima verosimilitud.

Por otro lado, la tasa máxima o completa ( $R = n_T$ ) se alcanza cuando se transmite un símbolo por cada antena y uso del canal, siendo el esquema V-BLAST [172] uno de los más conocidos. Dicho sistema se basa en la división de los datos en  $n_T$  flujos independientes, los cuales se decodifican mediante una serie de etapas de cancelación. Si bien alcanza una tasa total o completa y la capacidad ergódica del sistema, tiene una gran pérdida en diversidad.

Cabe destacar que, para valores bajos de SNR, es preferible modos de diversidad que modos de multiplexación espacial. Estos modos de diversidad se pueden conseguir a partir de un esquema de Alamouti o usando selección de antena, que es uno de los métodos más simples para mejorar la diversidad de ganancia, combinando éste último con un esquema BLAST [173]. Por otro lado, la selección de antena conserva el grado de diversidad (en comparación con un sistema de complejidad completa), tanto para sistemas de diversidad lineal con conocimiento completo del canal, como para sistemas basados en códigos espacio-tiempo, pero, por el contrario, sufre una penalización en términos de la SNR media.

Para sistemas de multiplexación espacial como BLAST, la selección de antena en el receptor sólo da una capacidad comparable a un sistema de complejidad completa. Para valores bajos de SNR, la multiplexación espacial no maximiza necesariamente la capacidad cuando la selección de antena está presente, de igual forma cuando existe un gran nivel de interferencia.

### 5.1.3. Código Golden

Está relacionado con el número áureo [174], una variante del mismo (matriz C) aparece en las especificaciones del estándar IEEE 802.16e [175]. Se trata de una combinación lineal de dos símbolos transmitidos de la siguiente forma:

$$\frac{1}{\sqrt{1+r^2}} \begin{bmatrix} s_0 + jr s_3 & s_1 - r s_2 \\ r s_1 + s_2 & s_3 + jr s_0 \end{bmatrix} \quad (67)$$

Este código obtiene tasa y diversidad completa (Full Rate Full Diversity, FRFD). Las señales recibidas serían:

$$r_0 = h_0 \left( \frac{s_0 + jr s_3}{\sqrt{1+r^2}} \right) + h_1 \left( \frac{s_1 - r s_2}{\sqrt{1+r^2}} \right) + n_0 \quad (68)$$

$$r_1 = h_2 \left( \frac{s_0 + jr s_3}{\sqrt{1+r^2}} \right) + h_3 \left( \frac{s_1 - r s_2}{\sqrt{1+r^2}} \right) + n_1$$

$$r_2 = h_0 \left( \frac{r s_1 + s_2}{\sqrt{1+r^2}} \right) + h_1 \left( \frac{s_3 + r j s_0}{\sqrt{1+r^2}} \right) + n_0$$

$$r_3 = h_2 \left( \frac{r s_1 + s_2}{\sqrt{1+r^2}} \right) + h_3 \left( \frac{s_3 + r j s_0}{\sqrt{1+r^2}} \right) + n_1$$

La decodificación se realiza a partir de la detección ML. La constelación de este tipo de código no es regular debido a la relación PAPR (Peak-to- Average Power Ratio). A causa de la gran variación entre el valor máximo y el medio, los convertidores usados en transmisión y recepción resultan complejos (la complejidad aumenta proporcionalmente con la cuarta potencia del tamaño de la constelación), así como el uso de los amplificadores y el aumento de la complejidad, lo cual redundará en un elevado coste.

#### 5.1.4. Código de detección óptima

Para evitar los inconvenientes relativos al aumento de la complejidad en la detección se desarrolló el código de detección óptima [176], el cual transmite los valores de señal como combinaciones lineales de los símbolos:

$$\begin{bmatrix} as_0 + bs_2 & as_1 + bs_3 \\ -cs_1^* - ds_3^* & -cs_0^* + ds_2^* \end{bmatrix} \quad (69)$$

Donde  $a$ ,  $b$ ,  $c$  y  $d$  son parámetros de diseño de valor complejo siendo  $a = c$  y  $b = -jd$ .

Este código obtiene tasa y diversidad completa. Las señales recibidas en las antenas receptoras Rx1 y Rx2 serían de la forma:

$$r_0 = h_0(as_0 + bs_2) + h_1(as_1 + bs_3) + n_0$$

$$r_1 = h_2(as_0 + bs_2) + h_3(as_1 + bs_3) + n_1$$

$$r_2 = -h_0(cs_1^* + ds_3^*) + h_2(cs_0^* + ds_2^*) + n_3$$

$$r_3 = -h_2(cs_1^* + ds_3^*) + h_3(cs_0^* + ds_2^*) + n_4$$
(70)

Al igual que en el caso del código Golden, este código tiene una constelación irregular pero su complejidad se reduce en proporción al tipo de modulación (dos órdenes de magnitud con 16QAM y 4 órdenes de magnitud con 64QAM [177]). El procedimiento que se usa para la detección, que consiste en la realización de detección condicional ML de dos símbolos en un primer paso y la detección de la señal para los otros dos símbolos en un segundo paso, reduce la complejidad del receptor ML de  $M^4$  a  $M^2$ .

### 5.1.5. Código pragmático

Este código tiene elementos que son combinación lineal de los dos símbolos transmitidos [178].

La matriz de código es de la forma:

$$\frac{1}{\sqrt{5}} \begin{bmatrix} 2s_0 + js_3 & 2s_1 - s_2 \\ s_1 + 2s_2 & js_0 + 2s_3 \end{bmatrix} \quad (71)$$

Este código también obtiene diversidad y tasa completa. Las señales recibidas son de la forma:

$$\begin{aligned} r_0 &= h_0 \left( \frac{2s_0 + js_3}{\sqrt{5}} \right) + h_1 \left( \frac{2s_1 - s_2}{\sqrt{5}} \right) + n_0 \\ r_1 &= h_2 \left( \frac{2s_0 + js_3}{\sqrt{5}} \right) + h_3 \left( \frac{2s_1 - s_2}{\sqrt{5}} \right) + n_1 \\ r_2 &= h_0 \left( \frac{s_1 + 2s_2}{\sqrt{5}} \right) + h_1 \left( \frac{js_0 + 2s_3}{\sqrt{5}} \right) + n_2 \\ r_3 &= h_2 \left( \frac{s_1 + 2s_2}{\sqrt{5}} \right) + h_3 \left( \frac{js_0 + 2s_3}{\sqrt{5}} \right) + n_3 \end{aligned} \quad (72)$$

Se utiliza un detector ML y se obtiene una constelación de señal que es regular, lo cual proporciona flexibilidad para reducir el número de bits necesarios en los conversores D/A y A/D situados en el transmisor y receptor, respectivamente. Además, la carga computacional es menor que en el de detección óptima [179].

### 5.1.6. Códigos espacio-tiempo por bloques a partir de diseños ortogonales

La teoría de los diseños ortogonales es una antigua rama de las matemáticas que fue estudiada por Radon y Hurwitz [180]. En la actualidad, esta teoría se aplica en el mundo de las comunicaciones para la construcción de códigos espacio-tiempo por bloques. Los primeros estudios se basaron en el trabajo de Radon, que determinó el conjunto de dimensiones para las cuales existe un diseño ortogonal. Estos resultados hacían referencia a diseños ortogonales reales cuadrados, pero trabajos posteriores han conseguido extender dichos resultados a diseños no cuadrados y complejos, dando lugar a una nueva teoría sobre diseños ortogonales generalizados [181]. Utilizando esta teoría desde el punto de vista de las comunicaciones, es posible construir códigos espacio-tiempo por bloques basados en dichos diseños ortogonales para un sistema con un número arbitrario de antenas transmisoras y que trabaje con símbolos pertenecientes a constelaciones complejas. Estos códigos utilizan secuencias ortogonales, de tal forma que es innecesario cancelar las interferencias en recepción y por dicho motivo sólo se



precisa procesado lineal en dicho extremo. Si bien, cabe recordar que los errores de estimación de canal pueden causar la pérdida de ortogonalidad del código, lo que genera interferencia entre las señales recibidas [182].

Un diseño ortogonal real de tamaño  $n$  es una matriz ortogonal de tamaño  $n \times n$  cuyas entradas son los símbolos indeterminados  $\pm x_1, \pm x_2, \dots, \pm x_n$ .

Dado un diseño ortogonal  $O$ , se pueden negar ciertas columnas de  $O$  para obtener otro diseño ortogonal donde todas las entradas de la primera fila tienen signo positivo.

Un ejemplo de diseño ortogonal para  $n=2$ :

$$\begin{pmatrix} x_1 & x_2 \\ -x_2 & x_1 \end{pmatrix} \quad (73)$$

Y para  $n=4$ :

$$\begin{pmatrix} x_1 & x_2 & x_3 & x_4 \\ -x_2 & x_1 & -x_4 & x_3 \\ -x_3 & x_4 & x_1 & -x_2 \\ -x_4 & -x_3 & x_2 & x_1 \end{pmatrix} \quad (74)$$

Si se aplica estos diseños ortogonales a la construcción de códigos espacio-tiempo por bloques, se asume que la transmisión en banda base emplea una constelación real de señales  $Z$  con  $2^b$  elementos. La idea es conseguir dotar al sistema de un orden de diversidad  $n \times m$ . El esquema de codificación será el descrito a continuación.

En el instante  $t$ ,  $n \times b$  bits llegan al codificador y seleccionan las señales de la constelación  $s_1, s_2, \dots, s_n$ .

Haciendo la conversión  $x_i = s_i$  se llega a la matriz  $C = O(s_1, s_2, \dots, s_n)$  cuyas entradas son los símbolos  $\pm s_1, \pm s_2, \dots, \pm s_n$ . En cada instante  $t = 1, 2, \dots, n$  las entradas  $C_{t,i}$ ,  $i = 1, 2, \dots, n$  se transmiten simultáneamente desde las antenas transmisoras 1, 2, ..., n. La eficiencia espectral es  $b$  bits/s/Hz.

Una vez descrito el proceso de codificación a continuación se detalla cómo se aplica el algoritmo de decodificación en el receptor. Se trata de un proceso lineal en el que intervienen los símbolos recibidos por cada antena ( $j$ ) y en cada instante de tiempo ( $t$ ) en el extremo receptor, denotados por  $r_t^j$ , los coeficientes del canal  $\alpha_{t(i),j}$  y el signo de cada elemento  $\delta_t(i)$ . Se puede realizar una estima de cada uno de los símbolos enviados mediante la siguiente ecuación:

$$e = \sum_{t=1}^n \sum_{j=1}^m r_t^j \alpha_{t(i),j}^* \delta_t(i) \quad (75)$$

Cada una de estas estimas será finalmente enviada a un detector de tipo "Maximum-Likelihood". El hecho de utilizar diseños ortogonales para conseguir diversidad en transmisión tiene dos ventajas principales:

- Por un lado, no hay pérdida de ancho de banda, en el sentido de que los diseños ortogonales proporcionan la máxima tasa posible de transmisión con "full diversity" o diversidad completa.
- Por otro lado, existe un algoritmo de decodificación extremadamente simple basado en "Maximum-Likelihood" que sólo utiliza combinación lineal en el receptor. La simplicidad de este algoritmo viene dada por la ortogonalidad de las columnas del diseño ortogonal.

Cabe destacar que el detector de máxima verosimilitud aumenta exponencialmente su complejidad a medida que aumenta el número de antenas del sistema, es por ello que, en la práctica, se prefiere usar algoritmos RLS (Recursive Least-Squares) o LMS (Least Mean-Square) [183].

En el caso de querer trabajar con símbolos pertenecientes a constelaciones complejas, el modelo descrito hasta ahora no es válido, se necesita un código espacio-tiempo por bloques generado a partir de un diseño ortogonal complejo. Este diseño de tamaño  $n$  es una matriz ortogonal cuyas entradas son los símbolos indeterminados  $\pm x_1, \pm x_2, \dots, \pm x_n$  o sus conjugados. Utilizando estos diseños para codificar se puede obtener un esquema de diversidad en transmisión que alcance un orden de diversidad  $n \times m$  [184]. El esquema de decodificación puede además separarse en esquemas independientes para cada símbolo transmitido.

El hecho de que la matriz  $G$  que se emplea para codificar sea ortogonal implica que:

$$G \cdot G^H = cte \cdot I_n \sum_{i=1}^k |s_i|^2 \quad (76)$$

Por este motivo, el uso de diseños ortogonales consigue la máxima ganancia en diversidad.

La forma de obtener un diseño de estas características es a partir de los diseños ortogonales reales vistos anteriormente. Se puede comprobar que para cada diseño ortogonal real de tamaño  $n \times m$  se puede construir un diseño ortogonal complejo con tasa de codificación  $\frac{1}{2}$ . Por ejemplo, si se parte de una matriz ortogonal real de tamaño  $p \times n$ :

$$G = \begin{pmatrix} x_1 & x_2 & x_3 \\ -x_2 & x_1 & -x_4 \\ -x_3 & x_4 & x_1 \\ -x_4 & -x_3 & x_2 \end{pmatrix} \quad (77)$$

Se puede construir una matriz ortogonal  $G_c$  de tamaño  $2p \times n$  de la siguiente manera.

En primer lugar, se crea la matriz  $G^*$  reemplazando los símbolos  $x_1, x_2, x_3, x_4$  que se encuentran en  $G$  por sus conjugados. Después, se define  $G_c$  como la matriz de tamaño  $2p \times n$  en la cual la fila  $i \leq p$  corresponde con la fila  $i$ -ésima de  $G$  y la fila  $p < i \leq 2p$  con la fila  $(i - p)$ -ésima de  $G^*$ . El resultado es la siguiente matriz:

$$G_c^3 = \begin{pmatrix} x_1 & x_2 & x_3 \\ -x_2 & x_1 & -x_4 \\ -x_3 & x_4 & x_1 \\ -x_4 & -x_3 & x_2 \\ x_1^* & x_2^* & x_3^* \\ -x_2^* & x_1^* & -x_4^* \\ -x_3^* & x_4^* & x_1^* \\ -x_4^* & -x_3^* & x_2^* \end{pmatrix} \quad (78)$$

Ahora se puede utilizar este diseño como código para un sistema con 3 antenas transmisoras y 3 antenas receptoras.

En este caso se necesitan 8 instantes de tiempo para enviar la secuencia completa de símbolos. Si se llama  $S_1, S_2$  y  $S_3$  a los símbolos que se van a transmitir, en el primer instante temporal  $S_1$  será enviado por la antena 1,  $S_2$  por la antena 2 y  $S_3$  por la antena 3. Esto se corresponde con la primera fila de  $G_c$ . Finalmente, la secuencia completa enviada por la antena  $i$  corresponde a la columna  $i$ -ésima de  $G_c$ .

Respecto al esquema de decodificación, bastará con extender el modelo propuesto por Alamouti que se verá en el siguiente subapartado al caso  $3 \times 3$  y, en general, al caso  $n \times n$ .

Con el esquema descrito se tiene la clave para construir cualquier código con tasa de codificación  $\frac{1}{2}$  para una transmisión utilizando  $n$  antenas transmisoras. Para implementar un sistema MIMO con 4 antenas en cada extremo, se puede aplicar un código basado en el siguiente diseño complejo ortogonal.

$$G_c^4 = \begin{pmatrix} x_1 & x_2 & x_3 & x_4 \\ -x_2 & x_1 & -x_4 & x_3 \\ -x_3 & x_4 & x_1 & -x_2 \\ -x_4 & -x_3 & x_2 & x_1 \\ x_1^* & x_2^* & x_3^* & x_4^* \\ -x_2^* & x_1^* & -x_4^* & x_3^* \\ -x_3^* & x_4^* & x_1^* & -x_2^* \\ -x_4^* & -x_3^* & x_2^* & x_1^* \end{pmatrix} \quad (79)$$

Estos esquemas de transmisión definidos hasta el momento y sus análogos para un número mayor de antenas transmisoras  $n$  proporcionan diversidad total pero, por el contrario, producen una pérdida de la mitad de la eficiencia del ancho de banda teórico.

Esta pérdida de eficiencia puede ser reducida utilizando códigos basados en diseños ortogonales con tasas de codificación mayor que  $\frac{1}{2}$ . Algunos ejemplos de estos códigos se muestran a continuación.

Para un sistema con 3 antenas transmisoras y una tasa de  $\frac{3}{4}$  se podría utilizar cualquiera de los dos diseños que siguen.

$$\begin{pmatrix} x_1 & -x_2 & -x_3 \\ x_2^* & x_1^* & 0 \\ x_3^* & 0 & x_1^* \\ 0 & -x_3^* & x_2^* \end{pmatrix} \quad (80)$$

$$\begin{pmatrix} x_1 & x_2 & \frac{x_3}{\sqrt{2}} \\ -x_2^* & x_1^* & \frac{x_3}{\sqrt{2}} \\ \frac{x_3^*}{\sqrt{2}} & \frac{x_3^*}{\sqrt{2}} & \frac{(-x_1 - x_1^* + x_2 - x_2^*)}{2} \\ \frac{x_3^*}{\sqrt{2}} & -\frac{x_3^*}{\sqrt{2}} & \frac{(x_2 + x_2^* + x_1 - x_1^*)}{2} \end{pmatrix} \quad (81)$$

Y para un sistema con 4 antenas, un posible código con tasa  $\frac{3}{4}$  sería:

$$\begin{pmatrix} x_1 & x_2 & \frac{x_3}{\sqrt{2}} & \frac{x_3}{\sqrt{2}} \\ -x_2^* & x_1^* & \frac{x_3}{\sqrt{2}} & -\frac{x_3}{\sqrt{2}} \\ \frac{x_3^*}{\sqrt{2}} & \frac{x_3^*}{\sqrt{2}} & \frac{(-x_1 - x_1^* + x_2 - x_2^*)}{\sqrt{2}} & \frac{(x_2 + x_2^* + x_1 - x_1^*)}{\sqrt{2}} \\ \frac{x_3^*}{\sqrt{2}} & -\frac{x_3^*}{\sqrt{2}} & \frac{-(x_2 + x_2^* - x_1 + x_1^*)}{\sqrt{2}} & \frac{-(x_1 + x_1^* + x_2 - x_2^*)}{\sqrt{2}} \end{pmatrix} \quad (82)$$

### 5.1.6.1. Resultados WLAN

A continuación se compara un sistema 3x3 con una tasa de codificación  $R=3/4$  y una tasa de código de  $\frac{1}{2}$  y un sistema 4x4 al que se le aplica tasa  $3/4$  y tasa  $R= \frac{1}{2}$ . Cabe mencionar que para llevar a cabo cada uno de los modelos propuestos de codificación espacio-tiempo es necesario diseñar e implementar un algoritmo diferente, por lo que no es posible generalizar este tipo de codificación a un número arbitrario  $n$  de antenas transmisoras. Para realizar la simulación del sistema 3x3 con  $R= \frac{3}{4}$  se ha usado el diseño de la ecuación 80 y para poder extraer de estas secuencias los símbolos originales que fueron transmitidos, se deben combinar de forma

adecuada las señales recibidas en cada antena. La forma de hacerlo es extender el método de Alamouti al caso que nos ocupa (3x3) y sumar las contribuciones a cada símbolo de todas las antenas. Para el sistema 3x3 con  $R=1/2$ , se ha usado el diseño de la ecuación 78. Cabe recordar que en esta ocasión, para enviar 4 símbolos se dispone de 8 instantes temporales, lo que hará que cada símbolo se envíe un número mayor de veces y, como consecuencia, la transmisión sea más fiable. Al igual que en el caso anterior, se deben combinar todas estas señales que llegan al receptor para obtener una estima de los símbolos originalmente transmitidos. Para el sistema 4x4 con  $R=1/2$ , se usa el diseño de la ecuación 79. La secuencia completa tendrá una duración total de 8 intervalos de tiempo enviándose 4 símbolos. Como en los casos anteriores, las secuencias a enviar por cada antena vienen ordenadas en las columnas de la matriz. Por último, el sistema 4x4 con  $R=3/4$  usa el diseño de la ecuación 82.

De las gráficas se desprende que los mejores resultados se obtienen, como era de esperar, para un sistema con 4 antenas y tasa de codificación 1/2. Sin embargo, la tasa de error es inferior para un sistema 3 x 3 con codificación  $R=1/2$  que para un sistema de mayor tamaño con un algoritmo de codificación más sencillo. Esto implica que para mejorar la calidad de nuestro sistema es preferible aplicar un código más complejo que aumentar el número de antenas que lo componen. Es importante tener en cuenta que el utilizar una tasa de codificación de 1/2 hace que el tiempo de procesamiento requerido en ambos extremos de la transmisión se incremente considerablemente, por lo que se precisaría de máquinas más potentes desde el punto de vista del procesamiento de datos para implementar un sistema de este tipo.

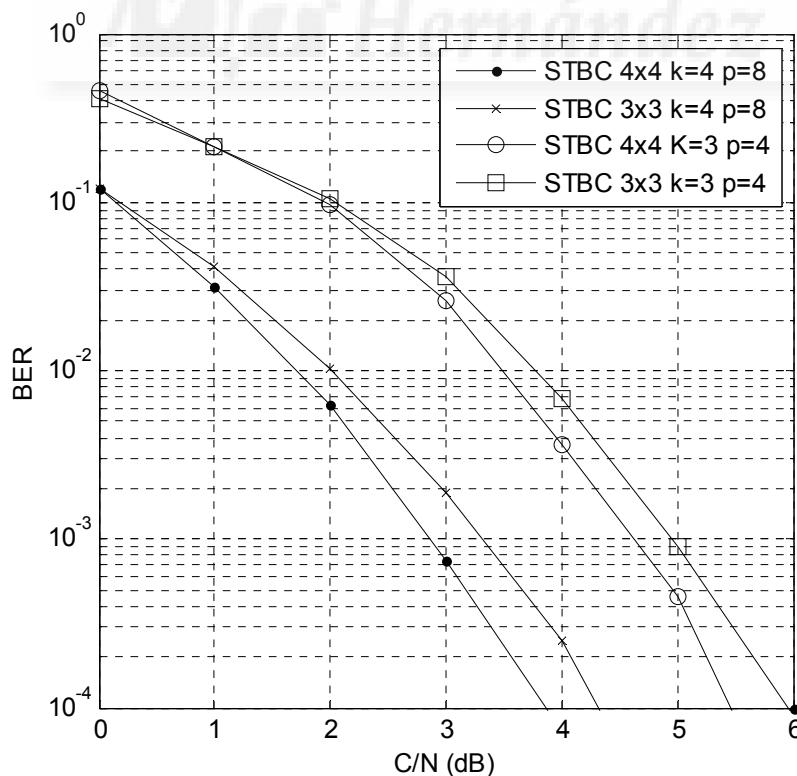


Figura 43. Comparación modelos STBC 3x3 y 4x4 para tasas  $3/4$  y  $1/2$  en sistema Hiperlan/2.

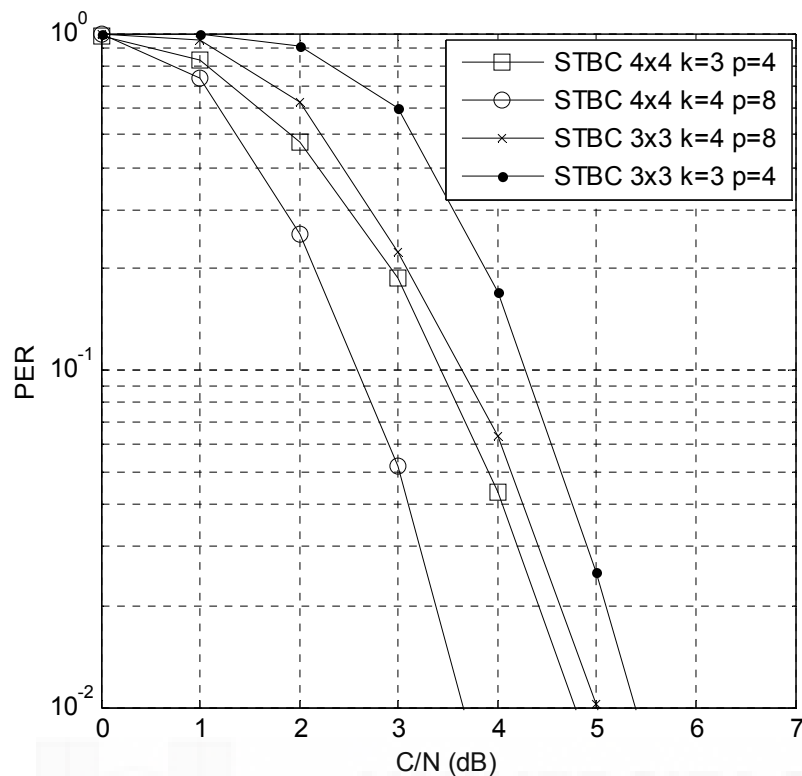


Figura 44. Comparación modelos STBC 3x3 y 4x4 para tasas  $\frac{3}{4}$  y  $\frac{1}{2}$  con respecto a la tasa de error de paquete en sistema Hiperlan/2.

Al contrario que en el caso de tasa de error de bit, cuando se compara los diferentes códigos espacio-tiempo por bloques con respecto a la tasa de error de paquete no se observa ninguna mejora en situaciones con SNR cercanas a cero, si bien sí que se obtenía una mejoría apreciable para valores de  $PER = 10^{-2}$ .

### 5.1.6.2. Resultados WPAN

En esta gráfica se comparan sistemas sin diversidad con sistemas basados en el modelo Alamouti 2x2 y modelo STBC 3x3 con tasa  $\frac{1}{2}$  aplicando selección de antena con velocidad de transmisión de 320 Mbps y seleccionando el canal CM1. El modelo 3x3 es el más eficiente, sobre todo en entornos con mala SNR (cerca de cero) donde se obtienen resultados de más de un orden de magnitud de diferencia con respecto a Alamouti y/o sin diversidad. Por otro lado, la codificación espacio-tiempo en bloques sufre una reducción en la eficiencia espectral cuando hay más de dos antenas en el transmisor.

Por todo ello, y teniendo en cuenta que estos resultados se obtienen con una carga de procesamiento muy elevada, STBC 3x3 no resulta conveniente en aquellos entornos en los que los valores de SNR son críticos o cercanos a cero (la respuesta del modelo de Alamouti es óptima en esas circunstancias con un coste computacional mucho más reducido).

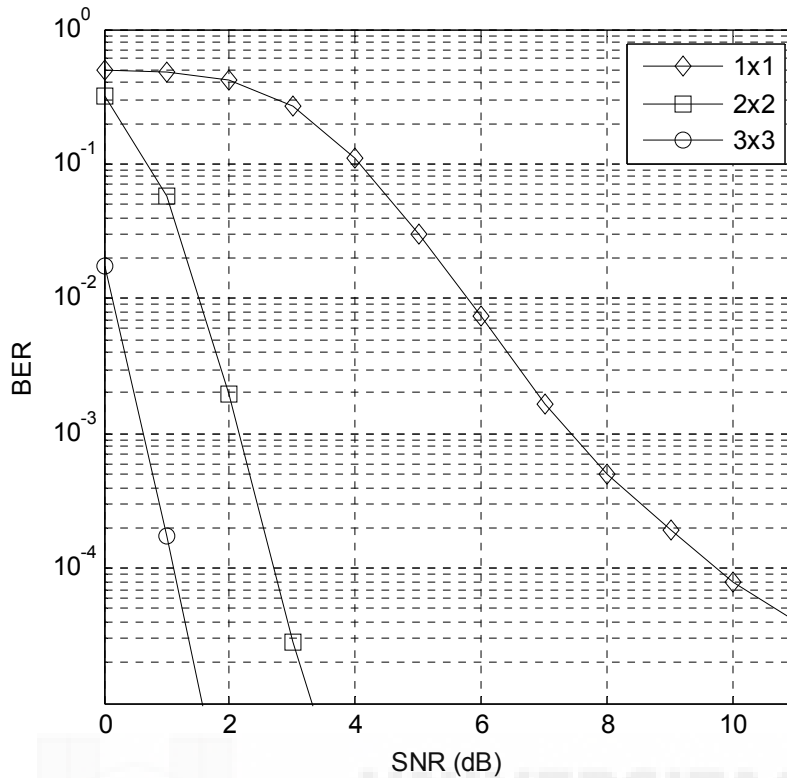


Figura 45. Comparación sin diversidad, con modelo Alamouti 2x2 y modelo STBC 3x3 para tasa  $\frac{1}{2}$  en sistema UWB.

## 5.2. Singular Value Decomposition

Para implementar los esquemas de codificación Espacio – Tiempo descritos en el subapartado anterior no se requiere conocimiento del canal en el extremo transmisor. No obstante, si el transmisor posee conocimiento del canal (CSIT), éste puede ser explotado para intentar alcanzar la capacidad máxima teórica de Shannon (mayor eficiencia espectral).

Si se conoce el estado del canal en el transmisor, es posible transmitir de forma eficiente, repartiendo adecuadamente la potencia entre los valores propios aplicando una técnica llamada water-filling [185]. En el caso de no conocer el estado del canal en transmisión, el reparto de potencia entre antenas se realiza de manera uniforme y, por tanto, con resultados algo pobres en la mayoría de las situaciones. Se ha demostrado que la capacidad obtenida con esta asignación uniforme de potencia (uniform power allocation) es menor o, en el mejor de los casos, igual que la obtenida a través del reparto de potencia por water-filing [186].

Una alternativa a la hora de implementar un sistema MIMO es utilizar el modelo basado en la descomposición SVD de la matriz de caracterización del canal [187], si bien resulta mucho más complejo de implementar que un esquema BLAST. Para el caso de que  $H$  sea cuadrada (esto implica que el número de antenas es el mismo en transmisión y en recepción), se puede descomponer esta matriz de la siguiente forma:  $H=UDV^*$  (el asterisco denota la traspuesta

conjugada), donde  $U$  y  $V$  son matrices unitarias del mismo tamaño que  $H$  y  $D$  es una matriz diagonal cuyos elementos  $\{d_1, d_2, \dots, d_n\}$  representan los autovalores de  $H$ .

La idea al aplicar este modelo es que el canal sea conocido por ambos extremos. Así, tras realizar la descomposición de  $H$  en  $N$  subcanales paralelos, se pueden filtrar los símbolos en el transmisor con  $V$  y en el receptor con  $U^*$ . Lo que se obtendría después de filtrar en el receptor sería:

$$y_k = U^* H V a_k + U n_k = D a_k + w_k \quad (83)$$

Donde el ruido  $w_k = U^* n_k$  es estadísticamente idéntico a  $n_k$ .

La Fig. 46 muestra este esquema de sistema diagonalizado:

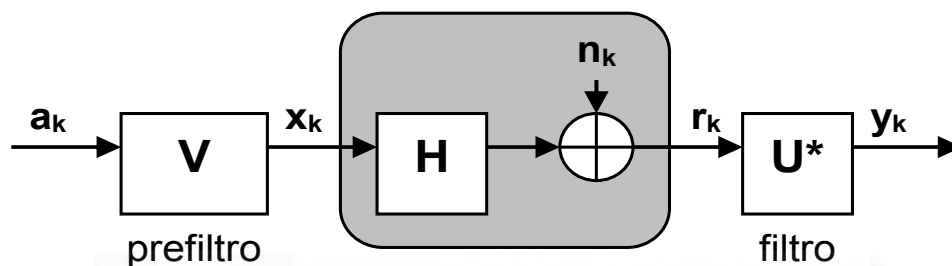


Figura 46. Esquema SVD.

Aunque los autovalores o valores singulares  $\{d_1, d_2, \dots, d_n\}$  son variables aleatorias resultan, en definitiva, mucho más sencillos de predecir que la totalidad de los elementos  $h_{ij}$  del canal subyacente.

Comparando este esquema con el descrito en el subapartado anterior referido a Alamouti se puede destacar dos aspectos principales: por un lado, en el modelo descrito por Alamouti, no es necesario conocer el canal en el transmisor pero, por otro lado, un mismo símbolo se envía 2 veces (en el caso  $2 \times 2$ ), mientras que con SVD cada símbolo es enviado una única vez.

Por tanto, la principal ventaja de aplicar el esquema SVD es que los resultados que se pueden obtener alcanzan la capacidad teórica cuando se combina esta técnica con una codificación efectiva. Además es posible utilizar la codificación convencional unidimensional en lugar de complejos códigos Espacio – Tiempo.

Otra ventaja importante es la simplicidad en la detección en el receptor, dado que el prefiltrado en el transmisor y el posterior filtrado en el receptor permite que la detección de cada subcanal sea independiente del resto. De este modo la complejidad en el receptor crece linealmente con el número de antenas y con el tamaño de los alfabetos.

Por último, es sencillo generalizar el esquema SVD para cualquier número de antenas tanto en el transmisor ( $M$ ) como en el receptor ( $N$ ), sin necesidad de que coincidan  $M$  y  $N$ .



### 5.2.1. Resultados WLAN

En el esquema SVD que aparece en el apartado anterior se hace hincapié en el conocimiento de la matriz del canal en ambos extremos: transmisor y receptor. Conociendo esta matriz, se puede descomponer para obtener otras tres matrices U, D y V que se utilizan para filtrar los símbolos a emitir. En concreto, la matriz denominada V es la que se emplea en el transmisor como filtro.

Esta etapa de filtrado, incluyendo el cálculo del filtro a aplicar, debe integrarse en el simulador justo a la salida del bloque de mapeo. Justo después de filtrar se separa la secuencia de símbolos que estaba agrupada en una única matriz en  $n$  matrices independientes, dirigidas cada una de ellas a una de las  $n$  antenas transmisoras del sistema.

Tras la etapa de filtrado y antes de transmitir a través de las antenas, viene otra etapa en la que tendrá lugar el cálculo de los símbolos OFDM mediante el uso de una Transformada de Fourier Inversa (IFFT). La gran diferencia con respecto a STBC es la etapa de realimentación. Hasta el momento se ha trabajado con modelos de codificación que sólo requieren conocimiento del canal en el receptor, pero en este caso se necesita conocer el canal en el transmisor para poder generar la matriz de “prefiltrado”.

En cuanto al módulo receptor, se observa que tras el cálculo de la FFT se introduce una etapa de filtrado conectada al bloque estimador de canal. Esto es así porque el filtro se calcula a partir de una aproximación de la matriz del canal. En esta etapa, además, las señales captadas por las diferentes antenas se vuelven a unificar en una única ráfaga de datos para aplicar el filtrado correspondiente.

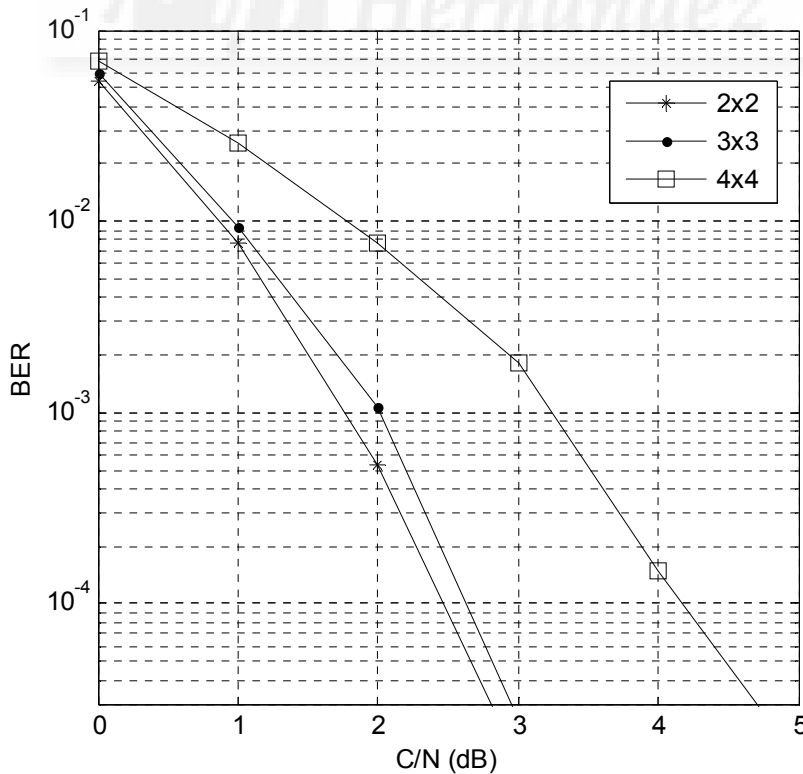


Figura 47. Comparación modelo SVD 2x2, 3x3 y 4x4 en sistema Hiperlan/2.

De la Fig. 47 es fácil observar que, al contrario de lo que ocurría en las simulaciones de sistemas en los que se había aplicado STBC, en SVD conforme aumenta el número de antenas en el sistema simulado, peores resultados se obtienen.

En realidad, esta primera conclusión resulta un poco precipitada si no se consideran otros factores, es decir, esta afirmación sería cierta si se examina en términos absolutos las cifras obtenidas en las tasas de error para un determinado valor de C/N. Pero se ha de tener en cuenta que en este tipo de sistemas los flujos de bits que se envían a través de cada una de las antenas son totalmente independientes, por lo que al aumentar el número de antenas aumenta también la velocidad final del sistema.

Para ver realmente las ventajas que proporciona el hecho de tener un sistema con múltiples antenas en el que se utiliza descomposición SVD de la matriz del canal resulta mucho más apropiado analizar los resultados obtenidos desde el punto de vista de la eficiencia espectral.

En este sentido, se fija una determinada tasa de error de bit con la que trabajar y se marca para cada uno de los sistemas estudiados y en cada uno de los modos simulados el valor de C/N que proporciona dicha tasa de error. El resultado que se muestra a continuación corrobora que, a medida que aumenta la diversidad, aumenta su eficiencia espectral, si bien en valores cercanos a cero, esa diferencia no existe.

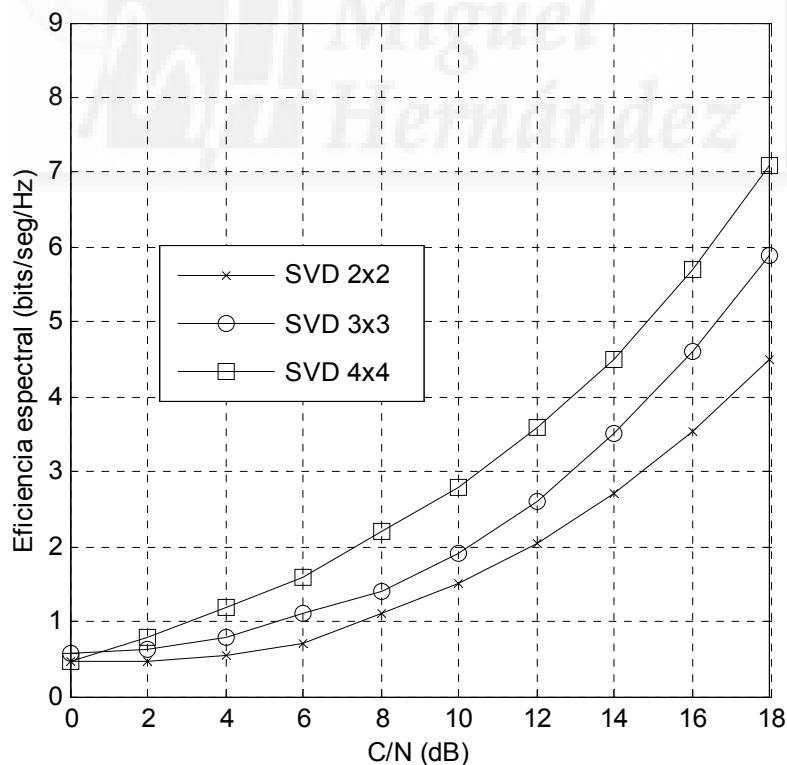


Figura 48. Comparación eficiencia espectral modelo SVD 2x2, 3x3 y 4x4 en sistema Hiperlan/2.

### 5.2.1.1. Comparación SVD-Alamouti

Una vez descritas y analizadas por separado cada una de las técnicas de codificación implementadas, quedaría comparar ambos algoritmos.

Para ello se muestran los resultados obtenidos en un sistema con modo de transmisión 4 y canal A.

A primera vista, las tasas de error para un determinado valor de C/N son mejores para el caso Alamouti que para el SVD, pero se ha de tener en cuenta que la velocidad total del sistema será del doble para el caso SVD, ya que cada símbolo en el modelo de Alamouti se envía dos veces.

En la práctica, la ganancia de potencia de SVD con respecto a Alamouti es de 3 dB. Si bien la ventaja más importante de SVD es que su rendimiento se aproxima a la capacidad teórica cuando se combina con códigos de canal efectivos, mientras que con Alamouti no es posible alcanzar esos valores y este fenómeno se acentúa a medida que aumenta el número de antenas en transmisión y/o recepción.

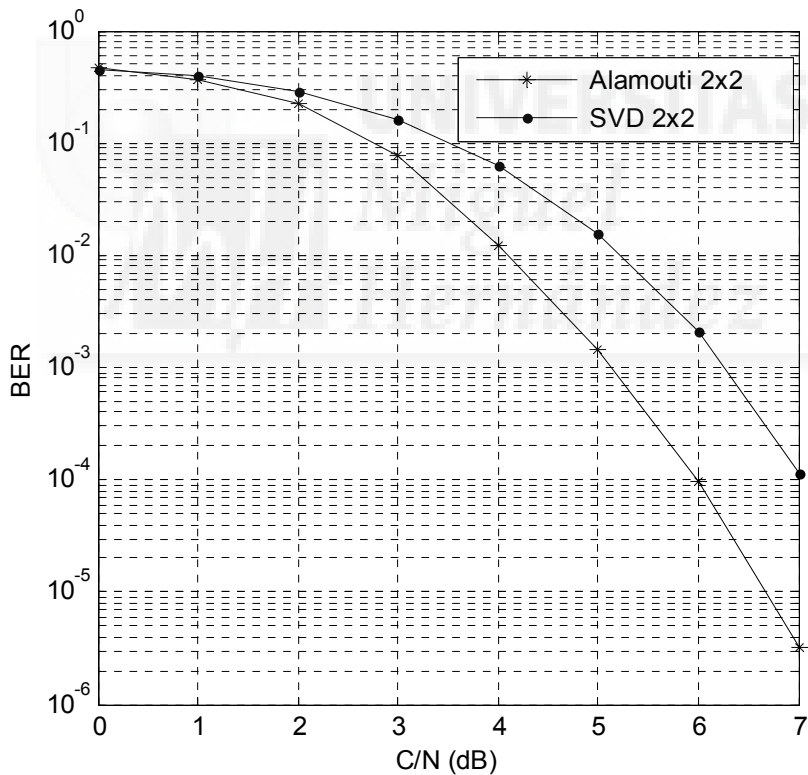


Figura 49. Comparación modelo Alamouti-SVD 2x2 en sistema Hiperlan/2.

### 5.2.1.2. Comparación SVD-STBC

Conforme aumenta el tamaño del sistema estudiado más distan entre sí las curvas correspondientes a SVD y STBC. Esto se debe a la propia característica del modelo SVD: la calidad de la señal empeora al aumentar el sistema, pero también crece la velocidad del mismo.

Al mismo tiempo, con STBC, al aumentar el número de antenas el sistema se vuelve más robusto manteniendo o incluso disminuyendo la velocidad de transmisión total del sistema.

Con estos datos se llega a la conclusión de que si lo que se necesita es un sistema que preserve la calidad de la señal enviada lo más adecuado es utilizar códigos bloque espacio-tiempo (STBC). Además, una tasa de codificación menor garantiza unos niveles de BER y PER muy bajos aunque la relación C/N no sea demasiado buena.

Por el contrario, si lo que se pretende es construir un sistema MIMO que alcance una velocidad elevada, aunque sea a costa de disminuir la calidad de la transmisión, se debe optar por un diseño basado en la descomposición SVD de la matriz de caracterización del canal.

Una posible limitación a la hora de implementar un sistema SVD es la necesidad de utilizar realimentación para tener una estima de la matriz del canal en el extremo transmisor.

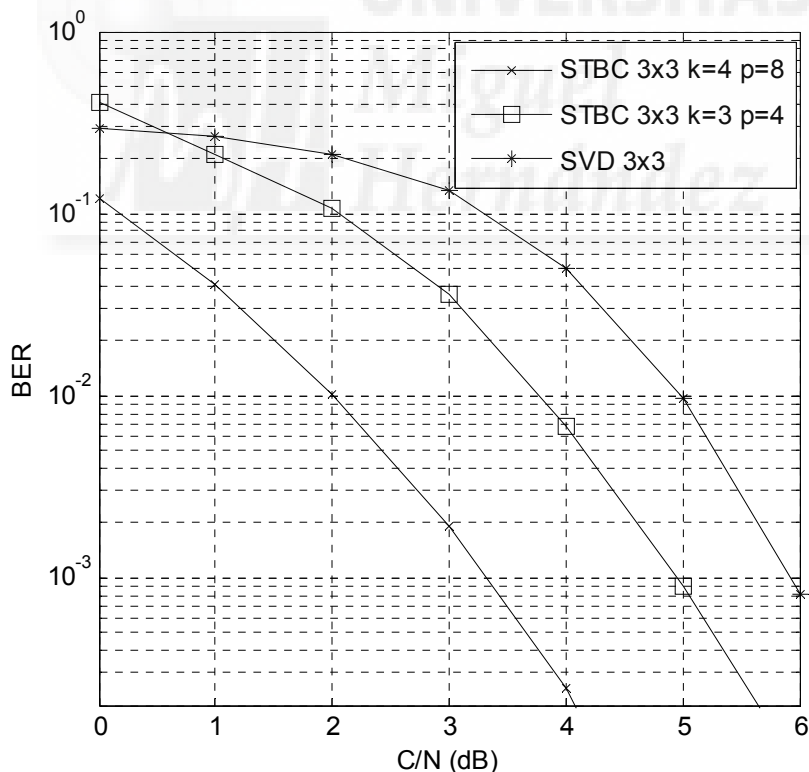


Figura 50. Comparación modelo STBC 3x3 -SVD 3x3 en sistema Hiperlan/2.

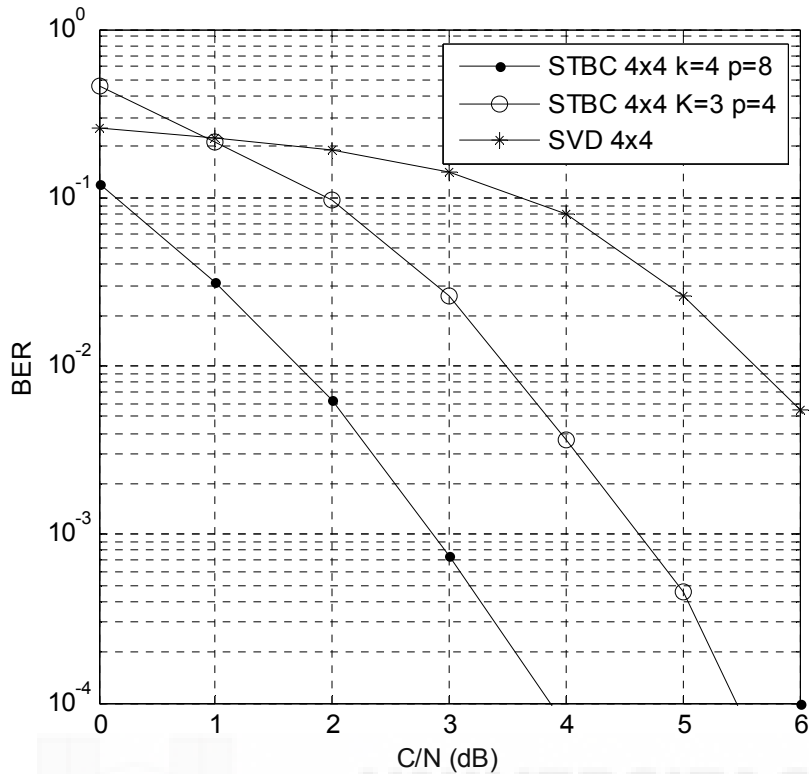


Figura 51. Comparación modelo STBC 4x4 -SVD 4x4 en sistema Hiperlan/2.

### 5.3. Conclusiones

Al principio de este capítulo se ha simulado el modelo de Alamouti 1x2 y 2x2 comparándolo con el mismo sistema sin diversidad tanto para WLAN como WPAN, en ambos casos se observa una mejora considerable de este algoritmo apreciable incluso en SNR críticas, sin precisar realimentación desde el receptor al transmisor y con una complejidad similar a la que puede proporcionar un algoritmo MRC. En la comparación que se realiza respecto a MRC 1x4 destaca un mejor resultado de este último algoritmo con respecto a Alamouti el cual es debido a la limitación de potencia en transmisión que afecta a Alamouti, con potencia normalizada el resultado es el mismo. En cuanto a modelos basados en códigos espacio-tiempo por bloques, se observa que el mejor resultado, entre los comparados, se obtiene para un sistema con 4 antenas y tasa de codificación  $\frac{1}{2}$ , si bien, cabe destacar que estos valores se obtienen para cargas computacionales elevadas, lo cual hace que no sea conveniente su uso en determinados tipos de comunicaciones frente a modelos como Alamouti con un coste de procesamiento mucho más reducido.

Por último se han mostrado resultados comparando un modelo basado en conocimiento del canal en transmisión (SVD) con los vistos anteriormente donde no se requiere dicha información. Si se usa las mismas gráficas de BER que en los modelos anteriores no se justificaría su uso en ningún tipo de entorno con respecto a STBC o Alamouti, pero se ha de considerar el hecho que estos sistemas envían flujos de bits independientes por cada antena, con lo cual, el aumentar el número

de antenas implica también aumentar la velocidad total. Por tanto, la mejor forma de evaluar estos sistemas SVD serían en función de la eficiencia espectral proporcionada donde se observa que, a medida que el sistema es más complejo, mayor eficiencia espectral se obtiene. Una posible limitación de estos sistemas es la necesidad de tener realimentación desde el receptor al transmisor.



## PARTE II: Técnicas de filtrado

### Capítulo 6: Técnicas de filtrado







## Capítulo 6. Técnicas de filtrado

### 6. Técnicas de filtrado

Otra forma de aumentar la eficiencia espectral en las redes inalámbricas es mediante la adaptación en transmisión de parámetros tales como la modulación, la velocidad de transmisión o la tasa de codificación aprovechando mejor las variaciones temporales del canal, considerando desvanecimiento lento. Uno de esos parámetros es la precodificación para combatir la IES y que consiste en ecualizar la respuesta del canal previamente a la transmisión. Esta precodificación, llamada PTH (Precodificación Tomlinson-Harashima [188], [189]) está relacionada con la ecualización por decisión realimentada o DFE (Decision Feedback Equalizer). La DFE es uno de los métodos más usados para cancelar la IES, si bien tiene un rendimiento subóptimo comparado con MLSD (Maximum Likelihood Sequence Detection), consigue una menor complejidad que éste último [190], al crecer de forma lineal mientras que en MLSD ese crecimiento es exponencial. DFE usa un filtro de alimentación directa o anticipativo para blanquear el ruido y conseguir una respuesta extremo a extremo de fase mínima, la cual invierte mediante un filtro de realimentación con los símbolos detectados. En el caso de PTH, el filtro de realimentación se encuentra en transmisión solventando el problema de propagación de errores típico de DFE [191] (esta propagación se puede reducir mediante la simplificación de la teoría de cadenas de Markov [192], entre otros métodos). PTH surge como una extensión del esquema de codificación de niveles correlativos, ante la necesidad de una utilización más eficiente del canal de comunicación, donde la reducción de los efectos que perturban el medio de transmisión (interferencia entre símbolos y ruido aleatorio) permita la mejora de la calidad en la transmisión de datos.

Al igual que el modelo SVD mostrado en el apartado anterior, PTH precisa en transmisión de una realimentación del receptor con información del canal. Esta información se puede obtener mediante la obtención de la estima de la respuesta del canal usando el filtrado de Kalman [193], el cual no elimina por completo los errores de predicción y por ello precisa el uso de un ecualizador en recepción. Éste, a su vez, puede ser un ecualizador adaptativo lineal convencional como LMS o, aplicando técnicas de ecualización neuronal, un algoritmo del tipo NRPNLMS (Non-linear Recursive Proportionated Normalized Least Mean Square Equalizer) con linealidad adaptativa [194]. Por otro lado, los amplificadores de alta potencia en el transmisor producen una

cierta distorsión en las señales que pasan a través de ellos. Esta distorsión viene asociada al hecho de que, para obtener una mayor eficiencia a la hora de amplificar la señal, hay que polarizar el transistor en una zona “no lineal”, por lo que la señal sufre una “distorsión no lineal”. Para este tipo de circunstancias se modelan canales no lineales, y para caracterizar este comportamiento no lineal se usará un ecualizador adaptativo no lineal DFE. Finalmente, se plantea la utilización de diferentes variantes del filtrado Kalman en vez del método de gradiente para calcular su tasa de convergencia y, por último, se utiliza el algoritmo de Gauss-Newton [195], el cual, obtiene mejores resultados.

## 6.1. Precodificación Tomlinson-Harashima

La Precodificación Tomlinson-Harashima se basa en la idea de situar en el transmisor del sistema de comunicación inalámbrico un bloque ecualizador, de tal forma que la tarea de eliminar la interferencia entre símbolos (IES) se realiza en la parte transmisora, donde se tiene conocimiento total de los símbolos recientemente enviados. Una ventaja adicional es que se puede trabajar con codificación de canal al no verse limitados por la necesidad de tener decisiones sin retardo, al contrario que los ecualizadores con decisión realimentada. Cuando no hay codificación de canal, no existe esa ventaja sustancial con respecto a DFE, pero al menos elimina la propagación de errores existente en los ecualizadores de decisión realimentada.

El bloque precodificador necesitará, por tanto, conocer la respuesta al impulso del canal por adelantado, pues su función de transferencia será la inversa de dicha respuesta. Esta respuesta, a su vez, será variante con el tiempo. Para obtener la información de estado del canal (CSI – Channel Status Information) se asume la existencia de un canal de realimentación que envía dicha información desde el receptor al transmisor actualizándose continuamente. En la Fig. 52 se muestra el diagrama de bloques en tiempo discreto de la PTH.

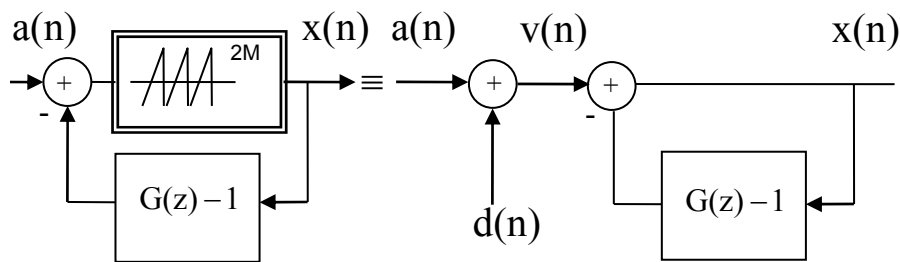


Figura 52. Precodificación Tomlinson-Harashima.

En transmisión, el símbolo precodificado a transmitir se expresaría como:

$$x(n) = a(n) - \sum_{k=1}^{L-1} g(n;k)x(n-k) + d(n) \quad (84)$$

Siendo  $d(n)$  una secuencia única seleccionada símbolo por símbolo por la operación módulo- $2M$  para reducir  $x(n)$  al intervalo  $[-M, M]$  y  $g(n;k)$  la respuesta al impulso del canal variante en el tiempo. Este filtro tiene la peculiaridad de que el primer coeficiente del canal en cualquier instante de tiempo, es siempre 1, resultando muy útil en un sistema de comunicaciones, pues supone que

el canal deja intacta la entrada actual y sus coeficientes sólo actúan sobre el resto de entradas de instantes anteriores, de forma que la tarea de recuperar el símbolo resulta más sencilla.

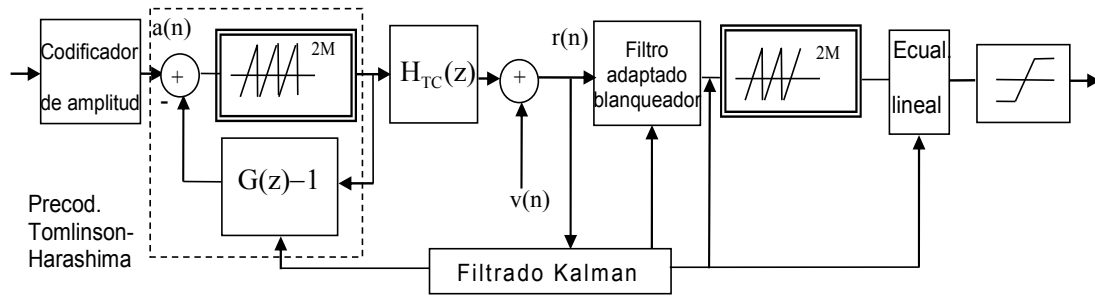


Figura 53. Sistema de comunicación con Precodificación Tomlinson-Harashima.

Como se puede observar en la Fig. 53, se obtiene un filtro, cuya función de transferencia invierte la respuesta impulsional del canal, que precualiza los datos antes de ser transmitidos. Si bien en el bucle de realimentación se representa la respuesta del precodificador como  $G(z)-1$  y no como  $H_{TC}(z)-1$  que corresponde con la función de transferencia del filtro transmisor y del canal, ello es debido a que  $H(z)$ , que es la cascada formada por la función de transferencia del filtro transmisor, el canal y el filtro adaptado en recepción puede ser descompuesta por el producto de una función de transferencia de fase mínima y su inversa conjugada.

$$H(z) = G(z) \cdot G^* \left( \frac{1}{z^*} \right) \quad (85)$$

De tal forma que el precodificador ecualiza  $G(z)$ .

Por otro lado, es importante recalcar la labor que realiza el sumador módulo-2M evitando que las amplitudes transmitidas alcancen niveles muy elevados, reduciendo el incremento de la potencia de pico y de la potencia media de nuestra señal y, en el caso de constelaciones de símbolos muy grandes, prácticamente eliminando dicho incremento, al pasar de  $M-1$  a  $M$  los niveles de los símbolos transmitidos. Cabe destacar que esta operación debe ser realizada de nuevo en el receptor con el objeto de recuperar la secuencia de datos original. Además, este módulo sumador-2M es el responsable de la reducción de capacidad para canales AWGN en entornos con baja SNR [196]. La información necesaria para la precodificación, se puede obtener teóricamente considerando conocida la respuesta al impulso del canal en el transmisor (CSIT) pero, en la práctica, esto no es así y es preciso estimar la respuesta al impulso, en este caso, mediante técnicas de filtrado adaptativo, una de las cuales es la técnica del filtrado Kalman, que es la que se ha utilizado en este sistema de comunicación inalámbrico. Además de para estimar la respuesta impulsional del canal a partir de la información extraída en recepción, este filtrado Kalman se utiliza para ajustar el filtro adaptado blanqueador (el cual fuerza que la función de transferencia extremo a extremo sea de fase mínima, garantizando que el sistema inverso del precodificador sea realizable [197]), a la entrada del bloque decodificador y del ecualizador lineal. Se asume que, si bien el canal es variante en el tiempo, la función de transferencia es constante durante la transmisión de una trama de datos de tamaño  $N$ . El modelo equivalente en tiempo discreto en recepción es:

$$r(n) = \sum_{k=0}^{L-1} h_{TC}(n; k)x(n-k) + v(n) \quad (86)$$

Siendo  $L$  la longitud del canal y  $v(n)$  el ruido aditivo blanco gaussiano con varianza  $\sigma^2/2$ .

Aunque la estima obtenida por el filtrado Kalman obtenga una buena precisión, nunca se eliminarán por completo los errores de predicción, existiendo una discrepancia entre la predicción del canal y en el canal verdadero que dará lugar a un nivel inaceptable de IES a la entrada del receptor, pudiendo compensarse con un ecualizador lineal adaptativo convencional, el cual obtiene resultados bastante aceptables [198], en función de la rapidez de variación temporal del canal, es decir, de la frecuencia Doppler normalizada.

### 6.1.1. Resultados

A continuación se muestran los resultados obtenidos para un sistema de comunicación inalámbrico considerando una frecuencia Doppler normalizada baja, de tal forma que, en caso de necesitar compensar las predicciones del canal con un ecualizador lineal en recepción, éste obtenga resultados más precisos. Para la simulación se han transmitido 100.000 símbolos en tramas de 1000, esto es, con 100 variaciones temporales del canal y una  $fdTs$  (frecuencia Doppler multiplicada por el periodo de símbolo) de 0,05. El conocimiento de las pérdidas asociadas a este desplazamiento Doppler es fundamental para ajustar la tasa de transmisión a la velocidad del dispositivo móvil.

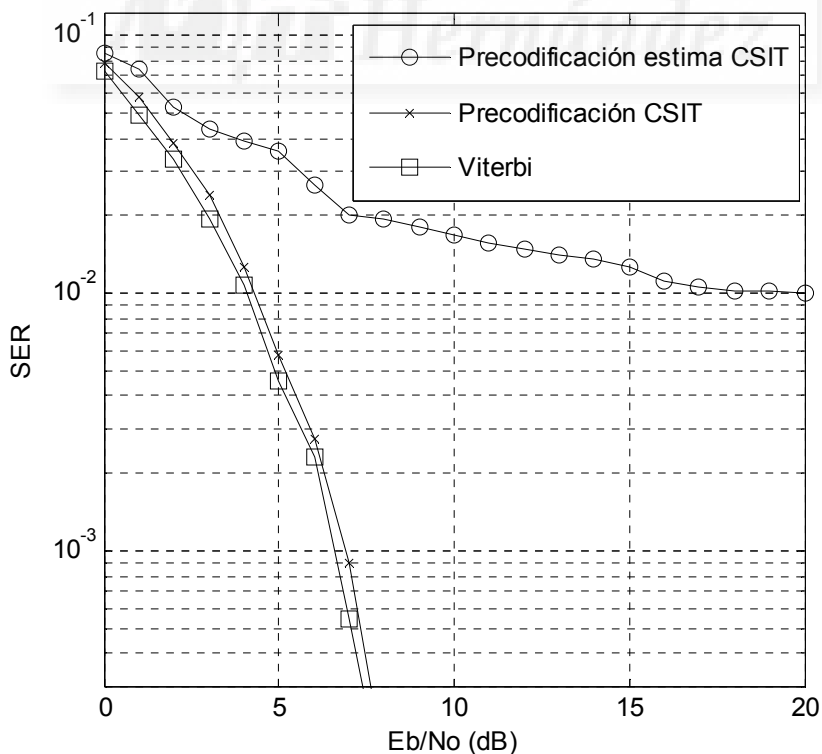


Figura 54. Comparación de Viterbi con Precodificación CSIT y precodificación con estima de canal con  $fdTs=0,05$ .

Se observa que el modelo de PTH obtiene un resultado similar al obtenido usando decodificación Viterbi en recepción siempre y cuando se tenga un conocimiento exacto del canal (CSIT). Este óptimo resultado refuerza la idea de la utilización de este sistema PTH en detrimento de una decodificación Viterbi la cual tiene una mayor carga computacional. A continuación se muestra otro resultado con  $fdTs=0,5$ . Se corrobora que, aplicando precodificación y teniendo perfecto conocimiento del canal, los resultados con similares al de un sistema sin precodificación y con un detector Viterbi en recepción.

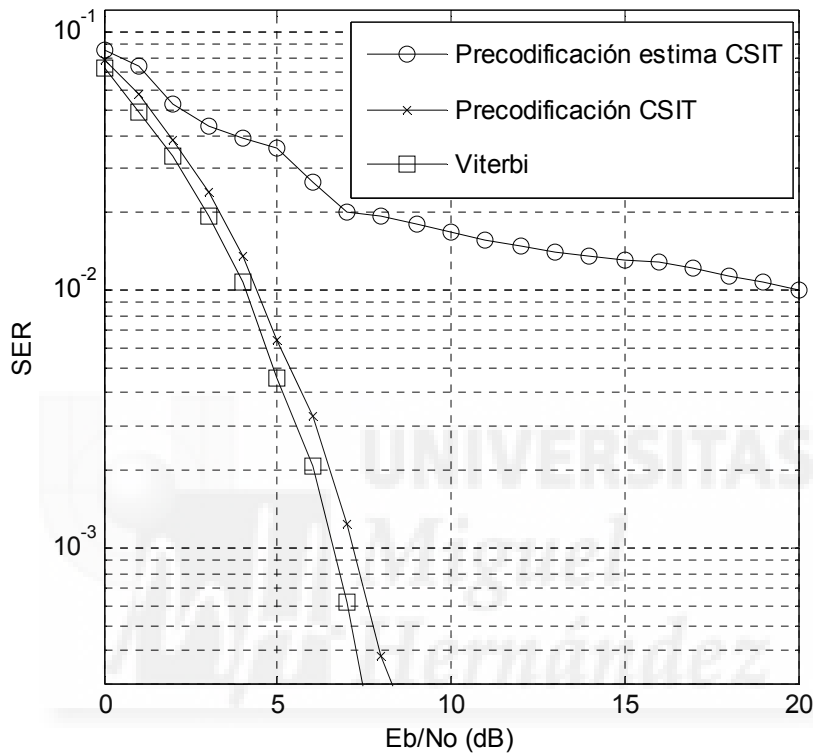


Figura 55. Comparación de Viterbi con Precodificación CSIT y precodificación con estima de canal con  $fdTs=0,5$ .

Si bien, cuando se trabaja con un modelo real, sin perfecto conocimiento del canal sino únicamente con estimaciones del mismo a partir del filtrado Kalman, se observa que el rendimiento se ve seriamente afectado, en mayor medida cuando mayor es el desvanecimiento. Esto lleva a pensar en la idea planteada en un principio, el uso de un ecualizador lineal símbolo a símbolo en recepción para mejorar el resultado final siempre y cuando se trate de desvanecimiento lento (controlado por la frecuencia Doppler normalizada). Por otro lado, el filtrado Kalman tiene diferentes variantes que se verán a continuación.

## 6.2. Filtrado Kalman

El filtrado Kalman es una potente herramienta matemática que permite estimar un estado desconocido a partir de una serie de medidas de un proceso [199]. Es, esencialmente, un conjunto de ecuaciones matemáticas que implementan un estimador del tipo predictor-corrector óptimo [200] que minimiza el error de covarianza estimado cuando se conocen algunas

condiciones preasumidas. Se trata de un modelo basados en espacio de estados [201], el cual es un modelo matemático de un sistema físico descrito mediante un conjunto de entradas, salidas y variables de estado relacionadas por ecuaciones diferenciales de primer orden que se combinan en una ecuación diferencial matricial de primer orden.

El filtrado Kalman aborda el problema general de intentar estimar el estado de un proceso controlado en tiempo discreto gobernado por una ecuación lineal en diferencias y estocástica, para ello, se tiene un sistema representado en el espacio de estado:

$$x_k = Ax_{k-1} + Bu_k + w_{k-1} \quad (87)$$

con una medida  $z \in \mathfrak{R}^m$  que es  $z_k = Hx_k + v_k$ .

Las variables aleatorias  $w_k$  y  $v_k$  representan el ruido de proceso y de medida respectivamente, son variables independientes, blancas y con distribución normal de probabilidad:

$$\begin{aligned} p(w) &\sim N(0, Q) \\ p(v) &\sim N(0, R) \end{aligned} \quad (88)$$

Estas matrices de covarianza de ruido de proceso  $Q$  y de medida  $R$  pueden cambiar en cada instante de tiempo o de medida, si bien se consideran constantes. La matriz  $A$  muestra el paso del estado en el instante previo de tiempo  $k-1$  al estado en el instante actual  $k$  en ausencia de ruido de proceso. La matriz  $B$  muestra la entrada de control opcional  $u \in \mathfrak{R}^1$  para el estado  $x$  y la matriz  $H$  corresponde con la ecuación de medida ofreciendo el estado de la medida  $z_k$ . Al igual que en el caso de las matrices de covarianza, que pueden variar en cada instante de tiempo o medida pero que se asumen constantes, la matriz  $H$  también se acepta constante.

### 6.2.1. Filtrado Kalman básico

Se define  $\hat{x}_k^- \in \mathfrak{R}^n$  como el estado estimado a priori en el paso  $k$  teniendo conocimiento al proceso previo al paso  $k$ , y  $\hat{x}_k \in \mathfrak{R}^n$  la estima del estado posterior en el paso  $k$  habiendo medido  $z_k$ .

Se puede definir los errores de estima a priori y a posteriori como:

$$\begin{aligned} e_k^- &\equiv x_k - \hat{x}_k^- \\ e_k &\equiv x_k - \hat{x}_k \end{aligned} \quad (89)$$

Y sus covarianzas de error de estima a priori y a posteriori:

$$\begin{aligned} P_k^- &= E[e_k^- e_k^{-T}] \\ P_k &= E[e_k e_k^T] \end{aligned} \quad (90)$$

Para obtener las ecuaciones para el filtrado Kalman, primero se ha de encontrar una ecuación que calcule una estima a posteriori del estado  $\hat{x}_k$  como combinación lineal de la estima a priori

de dicho estado  $\hat{x}_k^-$  y una diferencia balanceada entre la medida actual  $z_k$  y una predicción de la medida  $H \cdot \hat{x}_k^-$  como se muestra en la siguiente ecuación.

$$\hat{x}_k = \hat{x}_k^- + K(z_k - H \cdot \hat{x}_k^-) \quad (91)$$

La diferencia  $(z_k - H \cdot \hat{x}_k^-)$  en la ecuación anterior se llama *innovación de la medida*, o el *residual*.

El residual expresa la diferencia entre la medida predicha  $H \cdot \hat{x}_k^-$  y la medida actual  $z_k$ . Un residual de cero implicaría que ambas cantidades son idénticas.

La matriz  $K$  ( $n \times m$ ) en la ecuación anterior corresponde a la *ganancia* o el *factor de "ajuste"* que minimiza la covarianza de error a posteriori en la ecuación 89. Para hacer posible la minimización primero se sustituye la ecuación 90 en la definición de  $e_k$ , luego se sustituye el resultado en la ecuación 89 y, para cumplir con lo esperado, se hace la derivada del vector respecto a  $K$ , igualando el resultado a 0 y resolviendo  $K$ . Una de las soluciones que se obtendrían de  $K$  que minimizase la ecuación sería:

$$K_k = P_k^- H^T (H P_k^- H^T + R)^{-1} = \frac{P_k^- H^T}{H P_k^- H^T + R} \quad (92)$$

A partir de la ecuación anterior se observa que cuando la covarianza del error de medida  $R$  se aproxima a 0, la ganancia  $K$  balancea el residual más bruscamente:

$$\lim_{R_k \rightarrow 0} K_k = H^{-1} \quad (93)$$

En el caso de que la covarianza de error de la estima a priori  $P_k^-$  se aproxime a cero, la ganancia  $K$  balancea el residual menos bruscamente:

$$\lim_{P_k^- \rightarrow 0} K_k = 0 \quad (94)$$

Otra forma de analizar el balanceo de  $K$  es ver que, a medida que la covarianza de error de medida  $R$  se aproxima a cero, la medida actual  $z_k$  cada vez se ajusta más a la verdadera, mientras que la medida predicha  $H \cdot \hat{x}_k^-$  se aleja cada vez más. Por otra parte, a medida que la covarianza del error de la estima a priori  $P_k^-$  se aproxima a cero la medida actual  $z_k$  se aleja cada vez más de la real, mientras que la medida predicha  $H \cdot \hat{x}_k^-$  es cada vez mejor.

Se pueden catalogar las ecuaciones de actualización en el tiempo como una especie de ecuaciones "predictor", mientras que las ecuaciones de las actualizaciones de medida podrían interpretarse como ecuaciones "corrector". Por tanto, el algoritmo de estimación final se parecería a un algoritmo "predictor-corrector" para resolver problemas numéricos, tal y como aparece en la Fig. 56.

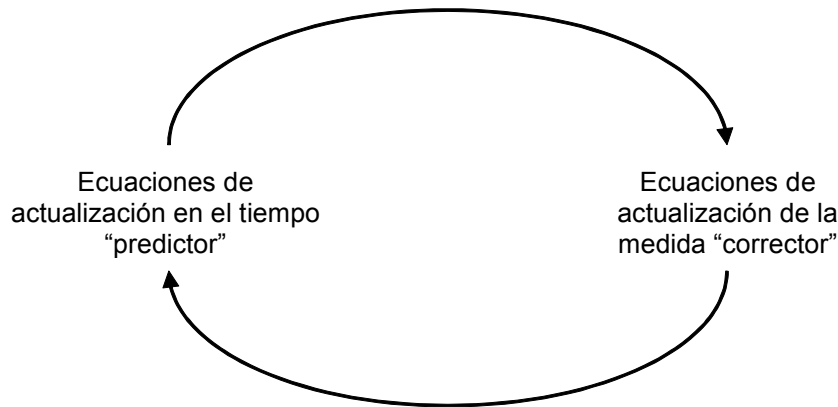


Figura 56. Ecuaciones de actualización en tiempo y medida.

La Fig. 56 representa el ciclo del filtrado Kalman discreto. En él se puede observar como el “time update” proyecta la estima del estado actual en el tiempo, mientras que la parte de “update measurement” ajusta la estima proyectada con una medida actual en el tiempo.

Las ecuaciones de actualización en el tiempo del filtrado Kalman discreto quedarían de la siguiente forma:

$$\hat{x}_k = A\hat{x}_{k-1} + Bu_k \quad (95)$$

$$P_k^- = AP_{k-1}A^T + Q \quad (96)$$

Y las ecuaciones de actualización de la medida del filtrado Kalman discreto serían:

$$K_k = P_k^- H^T (HP_k^- H^T + R)^{-1} \quad (97)$$

$$\hat{x}_k = \hat{x}_k^- + K_k (z_k - H\hat{x}_k^-) \quad (98)$$

$$P_k = (I - K_k H)P_k^- \quad (99)$$

Primero se ha de calcular la ganancia de Kalman a partir de la actualización de la medida. El siguiente paso es medir realmente el proceso para obtener  $z_k$ , y luego generar una estima del estado a posteriori a partir de la medida, al igual que en la ecuación 90. Finalmente se obtiene la covarianza del error de la estima a posteriori a partir de la ecuación 91.

Tras cada par de actualizaciones en el tiempo y de las medidas, el proceso se repite con una estima a posteriori previa usada para predecir o proyectar las nuevas estimas a priori. Esta naturaleza recursiva del filtrado Kalman hace que sea mucho más factible su implementación comparándolo con otros como el filtro Wiener, el cual está diseñado para trabajar con todo el conjunto de datos directamente en cada estima. El filtrado Kalman, en su lugar, emplea recursivamente condiciones para la estima actual basadas en las medidas previas.

En el propio algoritmo recursivo se usa una estructura similar a la de la Fig. 55, en el que primero se corrigen los datos y, posteriormente, comienza la iteración en la que se predice la estima del canal y la estima del error para la siguiente etapa. El algoritmo acaba cuando éste queda por debajo de un cierto valor de covarianza de error.



A partir de esta información, se pueden derivar estimadores de varianza mínima para los coeficientes  $\hat{h}_{TC}(n)$  basándose en el filtrado Kalman gracias a la simplicidad del algoritmo recursivo para su cálculo. Estas ecuaciones recursivas se dividen entre condiciones iniciales (para  $K=1$ ) y el algoritmo recursivo propiamente dicho ( $k>1$ ).

En la inicialización se consideran unas condiciones para la predicción de la covarianza del error inicial y para la estima inicial del canal:

$$P(1) = I \quad (100)$$

$$\hat{h}_{TC}(1) = [0 \dots 0]^T \quad (101)$$

Siendo  $I$  una matriz identidad  $L \times L$ , con  $L$  el número de etapas del canal y  $\hat{h}_{TC}(i)$  un vector columna referido a la predicción del canal obtenida durante el periodo de entrenamiento mediante filtrado Kalman.

$$K(k) = P(k)C^H (R(k) + CP(k)C^H)^{-1} \quad (102)$$

Siendo  $C$  una matriz  $N \times L$  con los símbolos recibidos  $\hat{x}_k$ ,  $R$  es la matriz de covarianza de ruido medido y  $K$  es la ganancia de Kalman o factor de ajuste.

$$\hat{h}_{TC}(k) = \hat{h}_{TC}(k-1) + K(k)E(k) \quad (103)$$

$$E(k) = r(k) - C\hat{h}_{TC}(k-1) \quad (104)$$

En la primera expresión se ve que el canal estimado para la siguiente iteración es la predicción del canal en la iteración anterior más la ganancia por el error en la estima en esa iteración, siendo  $E(k)$  ese error. Por otro lado, la estima de la covarianza del error es:

$$P(k) = [I - K(k)C]P(k) \quad (105)$$

Y la predicción del canal es:

$$\hat{h}_{TC}(k+1) = A\hat{h}_{TC}(k) \quad (106)$$

Por último, la predicción de la covarianza de error:

$$P(k+1) = CP(k)C^H + Q(k) \quad (107)$$

Puesto que en las ecuaciones de Kalman es preciso conocer los símbolos verdaderos únicamente es preciso enviar en cada trama varios símbolos piloto para estimar el comportamiento del canal.

### 6.2.1.1. Resultados

Como ya se ha comentado anteriormente, para estimar el canal del sistema de comunicación inalámbrico simulado se usa el filtrado Kalman básico. Para comprobar que dicho filtrado obtiene unas predicciones que siguen con exactitud las variaciones aleatorias del canal, se ha simulado un comportamiento aleatorio del canal y su seguimiento mediante filtrado Kalman en un entorno con desvanecimiento lento,  $fdTs = 0.05$  y cinco iteraciones del algoritmo de filtrado.

El resultado obtenido es satisfactorio para un número pequeño de variaciones temporales, pudiéndose extrapolar para un número mayor.

Únicamente se muestra cierta deficiencia del algoritmo al tratar de seguir al canal cuando los coeficientes del canal tienen valores absolutos elevados, a pesar de ello, se trata de un algoritmo simple y eficiente.

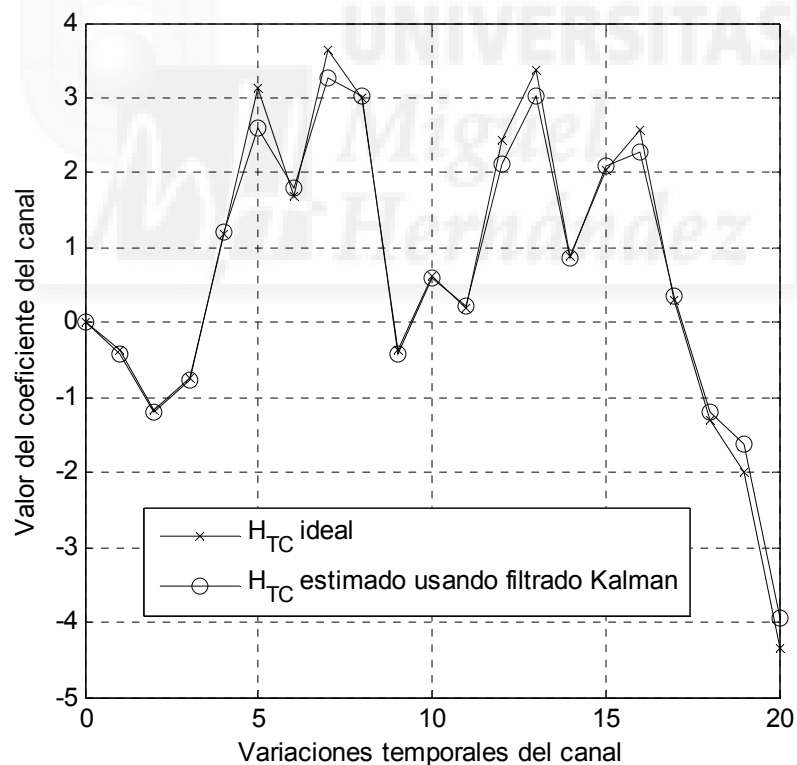


Figura 57. Comparación entre canal ideal y estimación usando filtrado Kalman para  $fdTs = 0,05$  con cinco iteraciones.

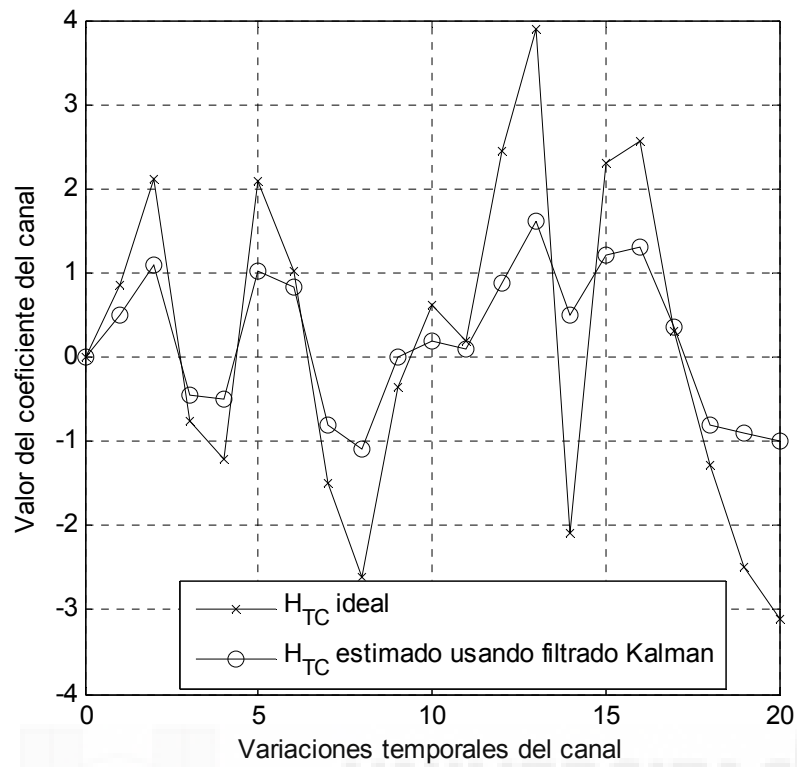


Figura 58. Comparación entre canal ideal y estimación usando filtrado Kalman para  $fdTs= 0,5$  con cinco iteraciones.

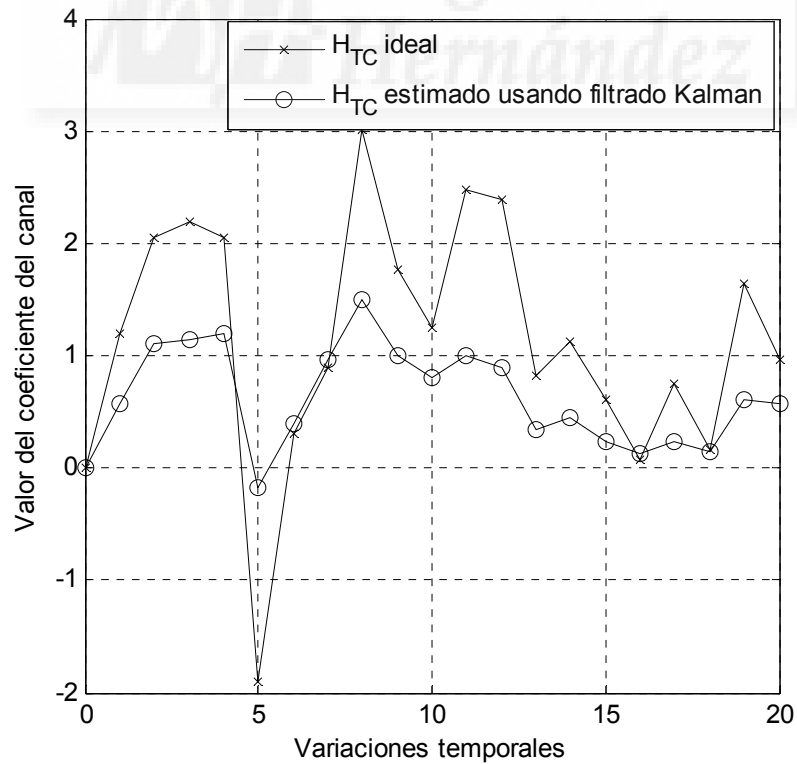


Figura 59. Comparación entre canal ideal y estimación usando filtrado Kalman para  $fdTs= 0,5$  con veinte iteraciones.

Por el contrario, si se aumenta el parámetro  $fdTs$  hasta 0,5 manteniendo el número de iteraciones en 5, se observa en la Fig. 58 una variación importante entre el canal ideal y la estimación obtenida a partir del filtrado Kalman. Es decir, a medida que aumenta la rapidez del desvanecimiento, aumenta la discrepancia entre uno y otro y no se consigue predecir el canal con la suficiente exactitud.

Si se aumenta el número de iteraciones a 20 el resultado no mejora sustancialmente, como se puede observar en la Fig.59.

Es por ello, que para sucesivos apartados relativos a filtrado Kalman básico, los resultados obtenidos se muestran para desvanecimientos lentos, caracterizados para  $fdTs= 0.05$ .

Los resultados obtenidos no son contrarios a los vistos en el subapartado anterior, pues aquí sólo se considera el comportamiento del canal y su estimación a partir del filtrado Kalman, pero en recepción es preciso el uso de un ecualizador lineal determinando su diseño en función de la estima de dicho filtrado.

### 6.2.2. Filtrado Kalman extendido

A partir del subapartado anterior se puede concluir que el filtrado Kalman únicamente precisa de los dos primeros momentos del Estado (Media y covarianza) en su regla de actualización y que ofrece los siguientes beneficios prácticos:

- 1) La media y la covarianza de una distribución desconocida requiere una pequeña cantidad de información, siendo un brillante compromiso entre complejidad computacional y flexibilidad de representación, pero la caracterización del desarrollo de una distribución de error implica el mantenimiento de un número ilimitado de parámetros, que puede llevar a problemas irresolubles.
- 2) Las estimas de la media y la covarianza se pueden mantener eficazmente cuando están sometidas a transformaciones lineales y cuasilineales, pero estos resultados no son válidos para otros momentos distintos de cero en una distribución.
- 3) El conjunto de estimas de media y covarianza pueden ser utilizados para caracterizar las funciones adicionales de distribución, como los modos significativos (filtros de partículas).

El filtrado Kalman abarca el problema general de intentar estimar el estado  $x \in \mathcal{R}^n$  de un proceso en tiempo discreto controlado por una ecuación en diferencias estocástica y lineal. Pero si el proceso a ser estimado o la relación entre la medida y el proceso no es lineal es necesaria la utilización de un filtrado Kalman que aproxime la media actual y la covarianza a una función lineal, a este filtro se le conoce como filtrado Kalman extendido o EKF [202]. En el algoritmo del EKF las distribuciones de las variables aleatorias dejan de ser distribuciones normales tras las respectivas transformaciones no lineales. El EKF es simplemente un estimador de estados que aproxima a función lineal la regla de optimización de Bayes.

Las ecuaciones de actualización en el tiempo del filtrado Kalman extendido discreto quedarían de la siguiente forma:

$$\hat{x}_k^- = f(\hat{x}_{k-1}, u_k, 0) \quad (108)$$

$$P_k^- = A_k P_{k-1} A_k^T + W_k Q_{k-1} W_k^T \quad (109)$$

Y las ecuaciones de actualización de la medida del filtrado Kalman extendido discreto serían:

$$K_k = P_k^- H_k^T (H_k P_k^- H_k^T + V_k R_k V_k^T)^{-1} \quad (110)$$

$$\hat{x}_k = \hat{x}_k^- + K_k (z_k - h(\hat{x}_k^-, 0)) \quad (111)$$

$$P_k = (I - K_k H_k) P_k^- \quad (112)$$

Al igual que en el filtrado Kalman discreto, las ecuaciones de actualización en el tiempo proyectan las estimas del estado y la covarianza desde el instante  $k-1$  al instante  $k$ .  $A_k$  y  $W_k$  son las Jacobianas del proceso en el instante  $k$ , y  $Q_k$  es la covarianza de ruido del proceso en el instante  $k$ . Y también, de la misma manera que en el filtrado Kalman, las ecuaciones de la actualización de la medida corrigen las estimas del estado del proceso y de la covarianza a partir de la medida  $z_k$ .  $H_k$  y  $v$  son las Jacobianas de las medidas en el instante  $k$ , y  $R_k$  es la covarianza de ruido de la medida en el instante  $k$ . (En este caso  $R_k$  puede cambiar en cada instante de tiempo).

Un hecho remarcable es que en el EKF la Jacobiana  $H_k$  en la ecuación para la ganancia del filtrado Kalman  $K_k$  sirve para propagar o “aumentar” correctamente los componentes relevantes en la medida de la información, por ejemplo, propagar solamente aquella información que afecte al estado del proceso.

### 6.2.3. Filtrado Kalman sin esencia

El filtrado Kalman extendido (EKF) es probablemente el algoritmo más usado de estimación para sistemas no lineales. Asumiendo que todas las transformaciones son cuasi-lineales, la EKF convierte en lineal todas las transformaciones no lineales sustituyendo las matrices jacobianas por las transformaciones lineales en las ecuaciones KF. Aunque el EKF mantiene la forma de actualización recursiva eficiente del KF, sufre una serie de limitaciones:

- 1) Sólo son fiables las transformaciones linealizadas si la propagación de errores se puede aproximar por una función lineal. Si esta condición no se cumple, esta aproximación puede ser poco fiable, afectando, en el mejor de los casos, al rendimiento del filtro y en la peor de las situaciones, puede hacer que las estimas diverjan completamente.
- 2) La linealización puede aplicarse sólo si la matriz jacobiana existe y esto no siempre ocurre (algunos sistemas contienen discontinuidades, cambian abruptamente, etc...).

- 3) El cálculo de matrices jacobianas puede ser un proceso muy difícil y propenso a errores. Por todo ello, se desarrolló la transformación sin esencia (UT), la cual hace frente a las deficiencias de linealización proporcionando un mecanismo más directo y explícito para la transformación de la información de la media y la covarianza.

Por todo ello, resulta difícil de poner en práctica, difícil de ajustar y sólo es fiable para sistemas que son casi lineales en la escala de tiempo de las actualizaciones [203]. Muchos de estas dificultades surgen del uso de aproximaciones lineales.

Para superar esta limitación, la transformada sin esencia (Unscented Transformation o UT) fue desarrollada como un método para propagar la información media y la covarianza a través de transformadas no lineales. Este método es más exacto y más fácil de implementar [204].

La UT se basa en la idea de que es más fácil aproximar una distribución de probabilidad que aproximar una función arbitraria no lineal o transformada. Se aplica una función no lineal a cada punto, de forma secuencial para producir una nube de puntos transformados. Las estadísticas de los puntos transformados se pueden calcular para formar una estimación de la media transformada no lineal y covarianza.

Aunque este método muestra un parecido superficial al filtro de partículas [205], hay varias diferencias fundamentales. En primer lugar, los puntos sigma no se extraen al azar; se eligen de forma determinista de modo que presentan ciertas propiedades específicas (por ejemplo, tener una media y covarianza dada). Como resultado, la información acerca de la distribución puede ser capturada con un pequeño número fijo de puntos. La segunda diferencia es que los puntos sigma pueden ser ponderados de forma que son incompatibles con la interpretación de la distribución de los puntos de muestra en un filtro de partículas. Por ejemplo, los pesos sobre los puntos no tienen que estar en el intervalo [0,1].

Se considera una variable aleatoria  $x$  (dimensión  $n$ ) la cual se propaga a través de una función no lineal  $y=f(x)$ , La media y la covarianza de  $x$  es:

$$\begin{aligned}\bar{x} &= E\{x\} \\ P_x &= E\{(x - \bar{x}) \cdot (x - \bar{x})^T\}\end{aligned}\tag{113}$$

Para calcular los estadísticos de  $y$ , se forma una matriz  $\aleph$  de  $2n+1$  vectores sigma en función de:

$$\begin{aligned}\aleph_o &= \bar{x} \\ \aleph_i &= \bar{x} + \gamma \cdot \left(\sqrt{P_x}\right)_i \quad i = 1 \dots n \\ \aleph_i &= \bar{x} - \gamma \cdot \left(\sqrt{P_x}\right)_i \quad i = n + 1 \dots 2n\end{aligned}\tag{114}$$

Siendo  $\gamma = \sqrt{n + \lambda}$  un parámetro escalable y  $\lambda = \alpha^2 \cdot (n + k_f) - n$ . La constante  $\alpha$  determina la dispersión de los puntos sigma alrededor del valor medio siendo habitualmente  $\alpha \in [10^{-4}, 1]$ .

La constante  $k_f$  es un parámetro secundario de escalado siendo su valor inicial cero.  $(\sqrt{P_x})_i$  es la columna i-ésima de la raíz cuadrada de la matriz.

Estos vectores  $\mathfrak{S}_i$  se propagan a través de funciones no lineales  $y_i = f(\mathfrak{S}_i)$   $i = 0..n$

La media y la covarianza para  $y$  se aproximan mediante la muestra ponderada de la media y la covarianza de los puntos sigma posteriores:

$$\begin{aligned} \bar{y} &\approx \sum_{i=0}^{2 \cdot n} W_i^{(m)} \cdot y_i \\ P_y &\approx \sum_{i=0}^{2 \cdot n} W_i^{(c)} (y_i - \bar{y}) \cdot (y_i - \bar{y})^T \end{aligned} \quad (115)$$

Los pesos se obtienen a partir de:

$$\begin{aligned} W_0^{(m)} &= \lambda / (n + \lambda) \\ W_0^{(c)} &= \lambda / (n + \lambda) + (1 - \alpha^2 + \beta) \\ W_i^{(m)} &= W_i^{(c)} = 1 / (2 \cdot (n + \lambda)) \quad i = 1 \dots 2 \cdot n \end{aligned} \quad (116)$$

$\beta$  incorpora el conocimiento previo de la distribución de  $x$  (para distribuciones gaussianas el valor óptimo es 2). El algoritmo de estimación de estado UKF estándar, con ruido aditivo de media cero, aparece desarrollado a continuación.

Paso de inicialización para  $k=0$ :

Vector de estado estimado inicial:  $\tilde{x}_0 = E\{x_0\}$

Matriz de covarianza inicial:  $\tilde{P}_{x,0} = E\{(x_0 - \tilde{x}_0) \cdot (x_0 - \tilde{x}_0)^T\}$

El cálculo de los puntos sigma para  $K \geq 1$ , quedaría de la siguiente forma:

$$\mathfrak{S}_{k-1} = \left[ \tilde{x}_{k-1} \quad \tilde{x}_{k-1} + \gamma \cdot \sqrt{\tilde{P}_{x,k-1}} \quad \tilde{x}_{k-1} - \gamma \cdot \sqrt{\tilde{P}_{x,k-1}} \right] \quad (117)$$

La propagación de los puntos sigma transforma los puntos sigma a partir de la función de actualización de estado:

$$\mathfrak{S}_k^* = F(\mathfrak{S}_{k-1}, u_{k-1}) \quad (118)$$

Posteriormente se calcula la estima del estado y de la covarianza a priori estando los pesos

$W_i^{(m)}$  y  $W_i^{(c)}$  definidos por la siguiente relación:

$$\begin{aligned}\tilde{\mathbf{x}}_k^- &= \sum_{i=0}^{2-n} W_i^{(m)} \cdot (\mathbf{s}_k^*)_i \\ \tilde{P}_{x,k}^- &= \sum_{i=0}^{2-n} W_i^{(c)} \left( (\mathbf{s}_k^*)_i - \tilde{\mathbf{x}}_k^- \right) \cdot \left( (\mathbf{s}_k^*)_i - \tilde{\mathbf{x}}_k^- \right)^T + Q\end{aligned}\quad (119)$$

A continuación, se actualizan los vectores de salida, transformando los puntos sigma a través la función de actualización de medida:

$$Y_k^* = G(\mathbf{s}_{k-1}, \mathbf{u}_k) \quad (120)$$

Calculando la media y la covarianza de los vectores de medida:

$$\begin{aligned}\tilde{\mathbf{y}}_k^- &= \sum_{i=0}^{2-n} W_i^{(m)} \cdot (Y_k^*)_i \\ \tilde{P}_{y,k}^- &= \sum_{i=0}^{2-n} W_i^{(c)} \left( (Y_k^*)_i - \tilde{\mathbf{y}}_k^- \right) \cdot \left( (Y_k^*)_i - \tilde{\mathbf{y}}_k^- \right)^T + R\end{aligned}\quad (121)$$

Después, se calcula matriz de covarianza cruzada:

$$\tilde{P}_{x,y,k}^- = \sum_{i=0}^{2-n} W_i^{(c)} \left( (X_k^*)_i - \tilde{\mathbf{x}}_k^- \right) \cdot \left( (Y_k^*)_i - \tilde{\mathbf{y}}_k^- \right)^T \quad (122)$$

Posteriormente, el vector de la ganancia del filtrado Kalman:

$$K_K = \tilde{P}_{x,y,k}^- \cdot \left( \tilde{P}_{y,k}^- \right)^{-1} \quad (123)$$

Por último, se calcula el estado estimado y la covarianza de acuerdo con el filtrado Kalman estándar:

$$\begin{aligned}\tilde{\mathbf{x}}_k &= \tilde{\mathbf{x}}_k^- + K_k \cdot (y_k - \tilde{\mathbf{y}}_k^-) \\ \tilde{P}_{x,k} &= \tilde{P}_{x,k}^- - K_k \cdot \tilde{P}_{y,k}^- \cdot K_k^T\end{aligned}\quad (124)$$

El principio de UKF es simple y fácil de implementar al no precisar el cálculo de las jacobianas en cada instante de tiempo. El mayor esfuerzo computacional corresponde con el cálculo del nuevo conjunto de puntos sigma en cada actualización de tiempo [206].

### 6.3. Ecualesadores adaptativos

A partir de los resultados mostrados en los apartados anteriores es evidente la necesidad de aplicar una ecualización en recepción para detectar correctamente los símbolos recibidos y reducir y/o eliminar la IES. Esta ecualización puede ser de diferentes tipos: lineal (basada en los algoritmos MMSE y ZF vistos en la primera parte de esta Tesis, entre otros), con decisión realimentada (DFE), con ecualización ciega, ecualización tipo Viterbi, ecualización turbo, BJCR...



### 6.3.1. Ecualesizadores adaptativos convencionales

La solución óptima para la obtención de los símbolos recibidos necesitaría del filtro de Wiener, el cual precisa el conocimiento de los estadísticos de la señal y requiere que ésta sea ergódica, es decir, que sus estadísticos no varíen con el tiempo, pero en el caso del sistema inalámbrico que se considera, no es así, en los resultados obtenidos en el subapartado anterior se observa que el canal cambia con respecto al tiempo, con lo que el filtro Wiener que se pudiera obtener, no sería óptimo por mucho tiempo.

La primera aproximación que puede subsanar esta limitación, consiste en la obtención de una solución óptima, en un intervalo de tiempo determinado, considerando que los estadísticos de la señal no van a variar muy rápidamente en el tiempo (se ha considerado un desvanecimiento lento del canal). Esto implica un alto coste computacional, ya que el número de operaciones necesario para actualizar los coeficientes, hace que dicha solución sea poco viable para un procesado en tiempo real.

La segunda opción consiste en la aplicación de un filtro que se adapte en tiempo real a la señal de entrada, de forma que intente converger en todo momento a la solución óptima. Dicha operación de filtrado, se le conoce como Filtrado Adaptativo presentando un mejor coste computacional que el filtro Wiener.

El filtrado adaptativo converge mediante un algoritmo recursivo en un escenario en el que se desconocen las características estadísticas de la señal y como éstas a su vez, son cambiantes en el tiempo. En el inicio del algoritmo o fase de aprendizaje, se establecen unas condiciones iniciales, las cuales representan el conocimiento que tenemos del entorno. Las principales ventajas que presenta, son:

- En un escenario estacionario, el sistema convergería a la solución óptima de un filtro Wiener.
- En un escenario no estacionario, se obtendría la mejor aproximación, ya no sería la solución óptima, en cuanto al criterio de minimización considerado.

Otras propiedades de esta técnica de filtrado, es que son sistemas que se adaptan de forma automática a la solución, pudiendo ser entrenados.

Existen múltiples algoritmos adaptativos, los cuales son evaluados de acuerdo a una serie de criterios que marcan su rendimiento:

- Velocidad de convergencia a la solución “óptima”.
- Carga computacional, en cuanto al número de operaciones necesarias para cada iteración del algoritmo.
- Acercamiento a la solución óptima, en cuanto a cómo se asemeja la solución de convergencia a la solución óptima ideal.

- Como se adapta el algoritmo a variaciones del entorno.
- Robustez en cuanto a que, pequeñas variaciones del entorno, deben implicar pequeños desajustes en la señal de salida.

Mediante estos parámetros se es capaz de estimar el rendimiento de cada algoritmo para utilizar el que más convenga en cada momento.

En la estructura general de un filtrado adaptativo presenta los elementos:

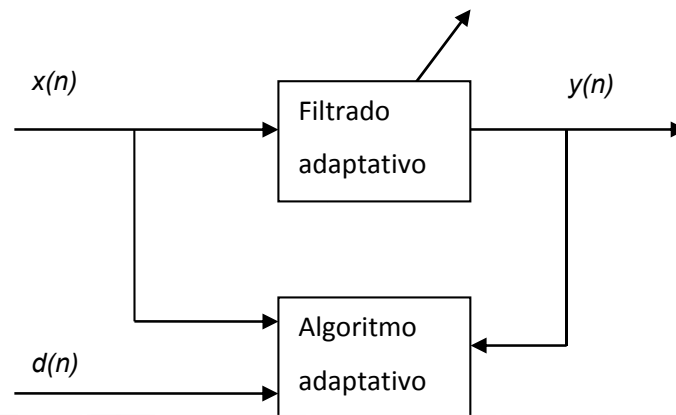


Figura 60. Algoritmo y filtrado adaptativo.

Las señales participantes en el filtrado adaptativo son:

- $x(n)$ : es la señal de entrada, suma de señales con una estructura estadística determinada
- $y(n)$ : señal de salida filtrada, que presentará un cierto error cuantificado mediante MSE
- $d(n)$ : señal de referencia utilizada, para el entrenamiento del filtro.

Dependiendo del algoritmo adaptativo utilizado, se necesitarán más o menos muestras para la convergencia del sistema, factor que establecerá la longitud de la señal de entrenamiento, que deberá ser conocida tanto por el origen como por el destino.

El algoritmo adaptativo modificará de forma directa los coeficientes del filtro con tal de aplicar en cada iteración del mismo, los criterios de minimización y obtener al final del proceso la salida  $y(n)$  deseada.

Los algoritmos de filtrado adaptativo que se muestran a continuación se basan en el mismo criterio de minimización que en el caso del filtrado óptimo Wiener, esto es en la disminución del valor cuadrático medio de la señal de error, es decir, disminuir la potencia media del mismo, con lo que las soluciones que se derivarán convergerán a la del filtro óptimo Wiener.

El método de gradiente parte de una estructura filtro FIR correspondiente a un combinador lineal que a su vez puede modelar a un array de antenas, con lo que los resultados derivados de este análisis son aplicables al diseño de una síntesis de array.

Partiendo de la estructura:

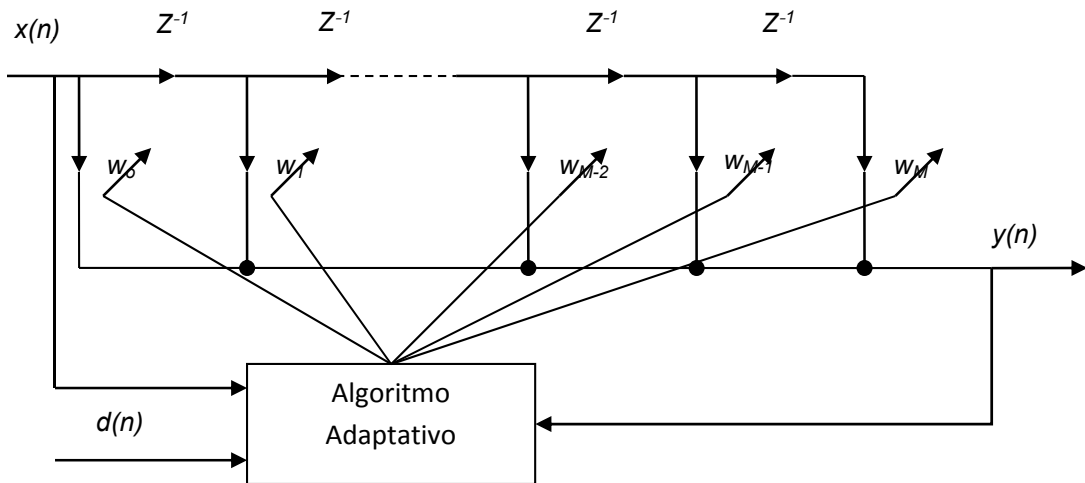


Figura 61. Pesos de un algoritmo adaptativo.

Donde

- $Z^{-1}$  : representa un retardo de la señal de entrada.
- $d(n)$ : señal de referencia
- $y(n)$ : señal de salida
- $x(n)$ : señal de entrada
- $w_k$  : son los pesos variantes en el tiempo, ajustables mediante el algoritmo adaptativo.

La señal de error, como en el caso de filtro Wiener se formula como la diferencia entre la señal de referencia y la señal de salida:

$$e(n) = d(n) - y(n) = d(n) - W_i^T X(n) \quad (125)$$

Con la diferencia que ahora los pesos dependen del tiempo.

En notación vectorial, quedaría:

- $X$  : es el vector de entrada de tantos elementos como el grado del filtro.
- $W$ : es el vector de coeficientes de igual tamaño que X.
- $d(n)$ : es la señal de referencia. En la estimación de P se toman el mismo número de muestras que X.
- $R$ : matriz de autocorrelación, es una matriz cuadrada de tamaño  $M \times M$  siendo M el grado del filtro.

- $P$  es el vector de correlación cruzada.

Aplicando el valor cuadrático medio, se obtiene:

$$\xi(W_i) = E[e(n)^2] = E[d(n)^2] + W_i^T E[XX^T] W_i - 2E[d(n)X^T] W_i \quad (126)$$

Y la regla de minimización:

$$\nabla \xi(W_i) = \frac{\partial \xi(W_i)}{\partial W_i} = RW_{opt} - P = 0 \Rightarrow W_{opt} = R^{-1}P \quad (127)$$

Donde  $W_{opt}$  son los coeficientes óptimos, es decir, la solución Wiener del filtro. Se puede expresar la varianza del error en función de los pesos que se obtienen de forma adaptativa, que “intentan converger” a la solución óptima como:

$$\xi(W_i) = \xi_{min} + (W_i - W_{opt})^H R (W_i - W_{opt}) \quad (128)$$

$\xi_{min}$  es el  $\xi$  asociado con la solución óptima. Esta ecuación expone la potencia media del error en cada iteración, en función de la solución ideal/óptima. De esta forma se observa que únicamente existe un solo mínimo en la superficie de error, modelado por  $W_{opt}$ .

Además se debe considerar que la función MSE es una función cuadrática, tomando esta una forma parabólica en su expresión más simple (considerando solo un coeficiente en la optimización), volviéndose en formas más complejas (más coeficientes) en paraboloides de N-1 dimensiones, siendo N el grado del filtro.

Considerando el caso más sencillo, esto es con solo dos coeficientes, el método de optimización se basa en escoger la dirección contraria del gradiente de  $\xi(W_i)$ , desplazándose una cierta cantidad en dicha dirección para el paso de  $W_i$  hacia otro punto mejor  $W_{i+1}$ .

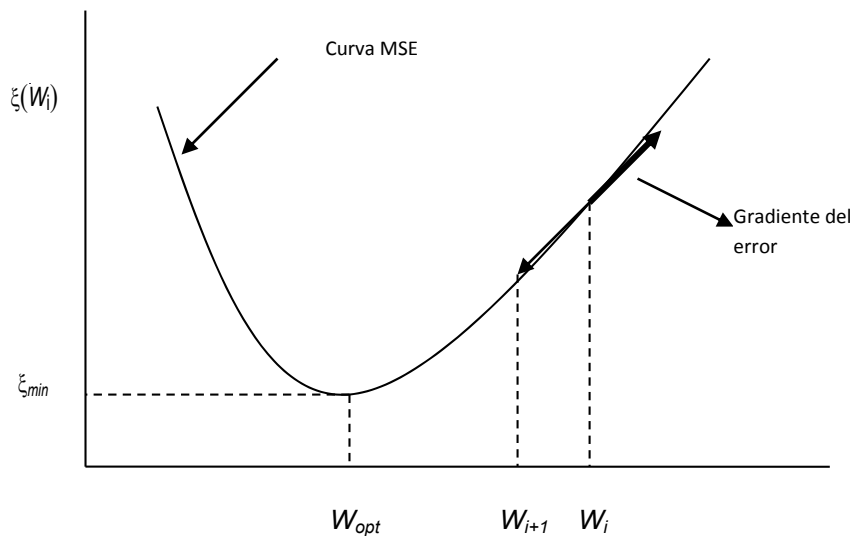


Figura 62. Curva de error MSE.

Para poder situarse en la zona del peso óptimo, basta con moverse una cantidad  $\mu$  en la dirección contraria al gradiente, en busca del valor óptimo:

$$W_{i+1} = W_i - \mu \nabla \xi(W_i) \tag{129}$$

Por tanto, el valor de  $\mu$  marcará la velocidad del algoritmo, siendo este el tamaño del paso entre iteraciones. Tomando en consideración el caso Multidimensional, en que entran en juego varios coeficientes del filtro, la superficie de error deja de ser una parábola para convertirse en un paraboloide de tantas dimensiones como autovectores tenga la matriz de autocorrelación, que a su vez pasan a ser los ejes del paraboloide.

El número de autovectores a su vez está condicionado por el número de coeficientes del filtro. En el caso de dos dimensiones, dado por dos coeficientes, se tienen varias curvas de nivel:

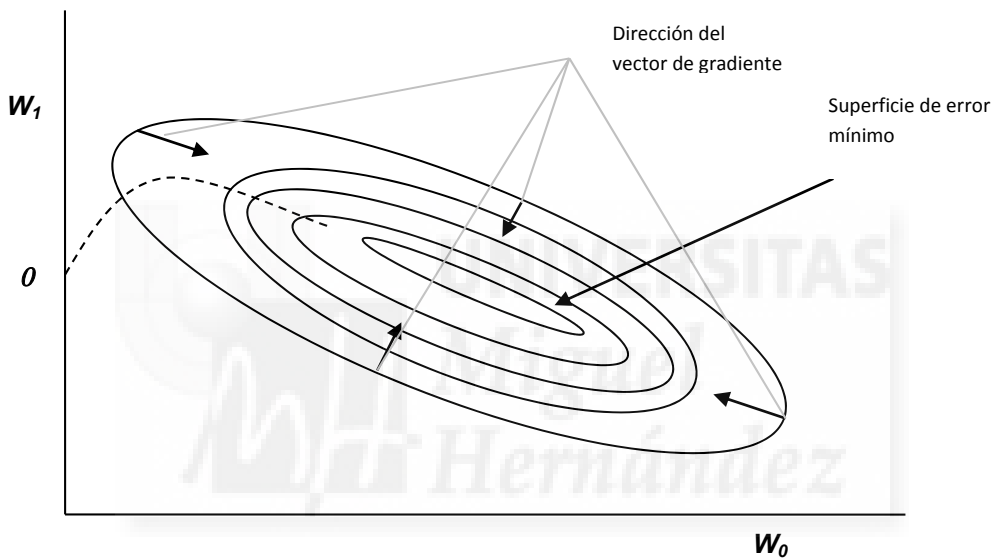


Figura 63. Curvas de nivel de error

En la Fig. 63 se observa que el algoritmo se alinea con los ejes principales del paraboloide. A medida que el algoritmo llega hacia la solución óptima, indicada por la superficie de error mínimo, el acercamiento a la misma se ralentiza, ya que dicha solución óptima es una cota.

La nueva formulación de la solución del proceso adaptativo es, para n-dimensiones:

$$\xi(W_{i+1}) = \xi_{\min} + W_i^H R W_i \tag{130}$$

El gradiente de la nueva expresión es:

$$\nabla \xi(W_i) = R W_i - P \tag{131}$$

Siendo P es la función de correlación cruzada.

La ecuación general para la actualización de los coeficientes del filtro utilizando el algoritmo del gradiente es:

$$W_{i+1} = W_i - \mu \nabla \xi(W_i) = W_i - \mu (RW_i - P) \quad (132)$$

Esta solución recibe el nombre de algoritmo de máximo descenso.

El valor del paso  $\mu$  debe estar comprendido entre  $1 \leq \mu \leq \frac{2}{\lambda_{\max}}$ . Siendo  $\lambda_{\max}$  el máximo valor

propio de la matriz de autocorrelación

La principal limitación, es que para determinar el gradiente, es necesario obtener la matriz de autocorrelación en cada iteración del algoritmo, factor computacionalmente inviable. Para poder utilizar este tipo de procesamiento, se hace imprescindible, sustituir el valor del gradiente por una cierta aproximación.

Una posible solución a la obtención del gradiente necesario para aplicar el método del máximo descenso se encuentra en la utilización del algoritmo LMS (Least Mean Square). En este algoritmo se sustituye la matriz de autocorrelación y la de correlación cruzada por las muestras de la señal de entrada  $x(n)$  y la función de referencia  $d(n)$ , de forma que la expresión queda como sigue:

$$\nabla \xi(n) = RW_i - P = E[XX^H]W_i - E[d(n)X] \quad (133)$$

Aproximando y tomando en consideración los valores instantáneos de la señal de entrada, en vez de considerar sus valores esperados:

$$\nabla \xi(n) = -2e(n)X(n) \quad (134)$$

Siendo:

$$e(n) = W^H X(n) - d(n) \quad (135)$$

Quedando la aproximación de los coeficientes:

$$W(n+1) = W(n) + \mu X(n)(d(n) - y(n)) = W(n) + \mu e(n)X(n) \quad (136)$$

Siendo  $n$  la iteración del algoritmo.

Esta estima en media es la misma que la obtenida a partir del gradiente teórico:

$$E[\nabla \xi(n)] = E[-2e(n)X(n)] = E[-2(d(n) - X^T(n)W)X(n)] = 2(RW - P) \quad (137)$$

La trayectoria que sigue la optimización a través de la curva de error, no es tan exacta como en el caso del algoritmo de máximo descenso, pero en media, converge rápidamente.

En este caso el máximo valor de  $\mu$  queda determinado por:

$$\mu \leq \frac{1}{(M+1)Pot_{señal}} \tag{138}$$

La potencia de la señal se escoge igual al valor de la diagonal de la matriz de autocorrelación ya que por definición es dicha potencia.

Se debe establecer un compromiso en el tamaño del  $\mu$ . Si se escoge su nivel máximo, el algoritmo convergerá rápidamente, pero la solución de dicha convergencia, presentará un error igual al tamaño del paso. De forma contraria si se reduce el paso, se reducirá el error final a costa de un mayor tiempo en la obtención de esta solución. Por ello se puede modificar el algoritmo, para que en las primeras iteraciones, el paso sea mayor que en las sucesivas repeticiones, consiguiendo una rápida velocidad de convergencia y un error final menor.

Es posible aumentar el rendimiento del algoritmo LMS, en cuanto a la disminución del tiempo de convergencia mediante una transformación de los datos de entrada. Estos algoritmos, que sufren una transformación antes de ser pasados por el algoritmo LMS aumentando la efectividad del procesado, reciben el nombre de Algoritmos de Bloque.

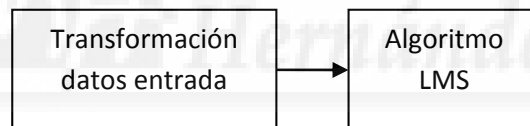


Figura 64. Unión de una transformación con un algoritmo adaptativo

El proceso implica:

- Transformación del vector de entrada en un vector de variables incorreladas
- Realizar la iteración LMS con el vector de datos convertido.

La transformación de los datos de entrada se realiza a partir de la transformada de Karhunen-Loeve. La finalidad de esta transformación es la de realizar una decorrelación de la señal de entrada, para ello se toma la señal de entrada  $x(n)$  y su matriz de autocorrelación asociada  $R$  siendo los vectores propios de  $R \{p_0, \dots, p_n\}$ , los cuales son vectores ortogonales entre sí. El vector de entrada  $x(n)$ , de tantos elementos como grado del combinador lineal, puede establecerse como una combinación lineal de los vectores propios de la matriz de autocorrelación de forma que:

$$x(n) = \sum_{i=1}^N c_i(n) p_i \quad (139)$$

Siendo  $c_i(n) = p_i^H x(n)$  variables de media nula e incorreladas entre sí, al igual que los autovectores de R, esto implica que:

$$E[c_i(n)c_j(n)] = \begin{cases} \lambda_i, & \text{para } i = j \\ 0, & \text{para } i \neq j \end{cases} \quad (140)$$

Siendo  $\lambda_i$  el valor propio asociado con  $p_i$ . El proceso de filtrado implicará la utilización de esta transformación:

$$W(n+1) = W(n) + \alpha \Lambda^{-1} c(n) e(n) \quad (141)$$

Siendo:

$$c(n) = \{c_1(n), \dots, c_N(n)\}^T \quad (142)$$

$$\Lambda = \begin{bmatrix} \lambda_1 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & \lambda_2 & 0 & \vdots \\ \vdots & 0 & \ddots & 0 \\ 0 & \dots & 0 & \lambda_N \end{bmatrix} \quad (143)$$

$\alpha$ : el tamaño del paso del algoritmo

Este sistema disminuye considerablemente el tiempo de convergencia de LMS a costa de introducir una mayor complejidad computacional en el sistema total al precisar no solo la obtención de la matriz de autocorrelación, sino también la descomposición de la misma en forma de vectores y valores propios.

Por otro lado, se consigue una mejora del algoritmo LMS normalizando la tasa de convergencia  $\mu$  por  $(r \cdot r' + \text{eps})$  siendo eps un número muy pequeño, llamándose a esta variante NLMS (Normalized LMS). A partir de NLMS, surgió el PNLMS (Proportional Normalized LMS) que incluye una tasa de aprendizaje individual para cada etapa o peso en función de un criterio acordado:

$$w_t = w_{t-1} + \frac{\mu G_t}{x_t^T G_t x_t + \alpha} x_t e_t \equiv w_{t-1} + \mu_t x_t e_t \quad (144)$$

Siendo:  $e_t = y_t - x_t^T h_{t-1}$ .



El resto de parámetros son:  $\mu$  es la tasa de aprendizaje o convergencia, y es la salida deseada,  $w$  y  $x$  corresponde a los pesos de las  $N$  etapas y la señal de entrada, respectivamente.

Por otro lado,  $G_t$  es una matriz diagonal de la forma:

$$G_t = \text{diag}\{g_{t,1}/\bar{g}_t, \dots, g_{t,N}/\bar{g}_t\} \quad (145)$$

Cada uno de sus componentes se define a partir de la siguiente ecuación:

$$g_{t,n} = \max\{\rho \max\{\delta, |w_{t-1,1}|, \dots, |w_{t-1,N}|\}, |w_{t-1,n}|\} \quad (146)$$

$$\bar{g}_t = \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N g_{t,n}$$

Cuando  $G = I$ , siendo  $I$  la matriz identidad, el algoritmo PNLMS se reduce al NLMS.

Por otro lado, el modelo espacio-estado en el modelo de filtrado lineal es:

$$w_{t+1} = w_t + v_{1,t} \quad (147)$$

$$y_t = x_t^T w_{t+1} + v_{2,t} \quad (148)$$

Siendo  $w_t$  el vector de estado,  $x_t$  la matriz de medida, y  $v_{1,t}$   $v_{2,t}$  los ruidos de proceso y de medida, respectivamente.

Se puede escribir las matrices de covarianza de  $\varepsilon_t = w_t - w_{t|t-1}$ ,  $v_{1,t}$  y  $v_{2,t}$  como  $P_t$ ,  $Q_{1,t}$  y  $Q_{2,t}$  respectivamente. A partir de las ecuaciones del filtrado Kalman básico se obtiene:

$$w_{t+1} = w_t + K_{t+1}(y_{t+1} - x_{t+1}^T w_t) \quad (149)$$

$$P_{t+1} = (P_t + Q_{1,t}) - K_{t+1} x_{t+1}^T (P_t + Q_{1,t}) \quad (150)$$

Siendo  $K_t$  la ganancia de Kalman o factor de ajuste, y se puede escribir de la siguiente manera:

$$K_{t+1} = \frac{(P_t + Q_{1,t})x_{t+1}}{Q_{2,t+1} + x_{t+1}^T (P_t + Q_{1,t})x_{t+1}} \quad (151)$$

Por tanto, esta ganancia de Kalman depende de  $P_t$ ,  $Q_{1,t}$  y  $Q_{2,t+1}$ . Sustituyendo la expresión (137) en (135) se obtiene que:

$$w_{t+1} = w_t + \frac{(P_t + Q_{1,t})x_{t+1}}{Q_{2,t+1} + x_{t+1}^T (P_t + Q_{1,t})x_{t+1}} (y_{t+1} - x_t^T w_t) \quad (152)$$

Comparando ahora (139) con (131) se obtiene la siguiente relación:

$$\mu_{t+1} = \frac{(P_t + Q_{1,t})}{Q_{2,t+1} + x_{t+1}^T (P_t + Q_{1,t})x_{t+1}} \quad (153)$$

El actualizar la matriz de tasa de aprendizaje según el algoritmo del gradiente es equivalente a actualizar la ganancia de Kalman en el filtro de Kalman, la cual depende de las covarianzas del estado y del proceso de error. Por tanto, se puede ver el algoritmo PNLMS como una forma de filtrado Kalman a posteriori.

### 6.3.2. Ecualesadores adaptativos basados en redes neuronales

Las redes neuronales son sistemas de procesamiento de información capaces de dar soluciones a problemas complejos de comunicaciones digitales debido a su procesamiento no lineal, su arquitectura distribuida paralela, su auto-organización, su capacidad de aprendizaje y generalización y su implementación eficiente en hardware. Están compuestas por un gran número de unidades simples de proceso (neuronas) interconectadas entre sí para formar una red que desarrolla tareas computacionales complejas. Existen diferentes arquitecturas de redes neuronales, de las más conocidas son: MLP (Multi-Layer Perceptrons) o MLNN (Multi-Layer Neural Networks), RBF (Radial Basis Function) y SOM (Self-Organizing Maps).

Las redes neuronales realizan dos funciones principales: aprendizaje o entrenamiento y generalización o test.

El aprendizaje es el proceso de adaptación de los parámetros de entrada en una red neuronal de forma que se minimice una función de pérdidas dada por un vector de entrada. El periodo de entrenamiento termina cuando se cumple un determinado criterio (como puede ser una probabilidad de error por debajo de un límite), o en caso de ecualización de canales variantes en el tiempo, el proceso de aprendizaje se realiza periódicamente.

Hay varios procesos principales de aprendizaje: aprendizaje supervisado, aprendizaje no supervisado o autoorganizado, redes híbridas (son un enfoque mixto en el que se utiliza una función de mejora para facilitar la convergencia) y aprendizaje reforzado (a medio camino entre el supervisado y el autoorganizado), siendo los más conocidos los dos primeros.

En el aprendizaje supervisado se cuenta con la señal deseada a la salida como entrada en nuestra red, de modo que se intenta minimizar un criterio de error entre la salida de la red y la salida deseada. Este método se utiliza en aproximación de funciones, identificación de sistemas, ecualización de canal, etc.

El aprendizaje no supervisado no tiene la salida deseada como dato de nuestra red, de modo que se basa en la habilidad de la red para auto-organizarse. Este método se usa, por ejemplo, en ecualización ciega y en codificación y decodificación.

Volviendo al algoritmo PNLMS visto en el subapartado anterior, si se le añade recursividad se obtendría el algoritmo RPNLMS, que fue propuesto como una nueva forma del algoritmo recursivo del gradiente estocástico, asumiendo que todos los datos y los pesos del filtro evaluados son valores reales.

$$y_t = w_t^T x_t \quad (154)$$

$$\mu_t = \mu_{t-1} - \frac{(\mu_{t-1} x_t)(\mu_{t-1} x_t)^T}{1 + x_t^T \mu_{t-1} x_t} \quad (155)$$

$$w_t = w_{t-1} + \mu_t x_t (y_t - \hat{y}_t) \quad (156)$$

Siendo  $x_t = [x_t, \dots, x_{t-N+1}]^T$  el vector de entrada,  $\mu_t$  es la matriz de la tasa de aprendizaje con inicialización  $\mu_0 = \alpha I$ ,  $\alpha$  un escalar predefinido y, por último,  $\hat{y}_t$  representa la señal filtrada de salida.

Para solucionar el problema de la ecualización en los canales no lineales, se ha desarrollado un algoritmo RNPLMS no lineal (NRPNLMS), que incorpora una función no lineal en el filtro. De esta manera, el algoritmo queda:

$$\hat{y}_t = f(w_t^T x_t) \quad (157)$$

$$e_t = y_t - \hat{y}_t \quad (158)$$

$$\mu_t = \mu_{t-1} - \frac{(\mu_{t-1} g_t)(\mu_{t-1} g_t)^T}{1 + g_t^T \mu_{t-1} g_t} \quad (159)$$

$$w_t = w_{t-1} + \mu_t g_t e_t \quad (160)$$

Siendo  $g_t = x_t g(w_t^T x_t)$  el vector gradiente de una función no lineal  $f(w_t^T x_t)$  en el instante t.

Esa función no lineal es la tangente hiperbólica  $f(\theta) = \tanh(\theta)$ , siendo  $g(\theta) = \frac{1}{2}(1 - f(\theta)^2)$ .

Si  $\theta$  es complejo, entonces se define  $f(\theta)$  como:

$$f(\theta) = \tanh(\text{Re } \theta) + j \tanh(\text{Im } \theta) \quad (161)$$

Siendo  $j = \sqrt{-1}$ , y el vector transpuesto correspondiente será sustituido por la operación transpuesta hermítica. El algoritmo NRPNLMS puede ser visto como una red multietapa de una sola etapa y la no linealidad de esta operación lo convierte en una red neuronal RBF, de función de base radial, al ser su función la tangente hiperbólica. Por último, para este algoritmo se usa aprendizaje supervisado y la función de generalización mediante pesos fijos.

Por otro lado, es bien conocido que los ecualizadores no lineales como DFE tienen un buen comportamiento en sistemas donde la distorsión del canal es grave, que puede ser debida a la IES. Además, en igualdad de condiciones de complejidad, DFE consigue mejores resultados que los ecualizadores lineales. Cuando se aplican redes neuronales en los ecualizadores DFE, se logran mejoras significativas en la velocidad de convergencia y en el error cuadrático medio comparado con el DFE convencional o con el ecualizador neuronal sin realimentación de decisión. Las redes neuronales proporcionan un buen mapeo no lineal del modelo inverso del canal, y pueden tratar la incertidumbre incluida en los datos recibidos. Además, las redes neuronales con realimentación (FNN en inglés) como los perceptrones multicapa (MLP) o las redes de función de base radial (RBF) están principalmente relacionadas con el diseño del ecualizador debido a su simplicidad estructural [207], [208]. Sin embargo, diferentes resultados de investigaciones recientes muestran que las redes neuronales recurrentes (RNN) [209] son superiores a FNN en el modelado de sistemas no lineales y en la predicción de señales de series temporales. El RNN ya ha sido implementado con éxito en la ecualización de canales de sistemas de comunicación.

Diferentes autores [210] mostraron que el ecualizador RNN (RNE) con un pequeño número de neuronas supera al ecualizador transversal lineal (LTE en sus siglas en inglés) y el ecualizador FNN para canales lineales y no lineales. Ong et al. [211] también mostraron que el ecualizador RNN con decisión realimentada (DFRNE) supera tanto a LTE como al ecualizador FNN, y que su tasa de convergencia es más rápida y más robusta que la del RNE. Algunos investigadores desarrollaron versiones complejas del RNE basadas en un algoritmo de aprendizaje recurrente en tiempo real (RTRL) para procesar señales complejas cuyas entradas, pesos y salidas, así como las funciones de activación, son todos valores complejos [212], [213].

Es ampliamente conocido el empleo de aproximaciones de aprendizaje basados en gradiente, algoritmos de propagación hacia atrás o retropropagación y RTRL [214] para entrenamiento FNN y RNN. Las principales desventajas de los métodos basados en gradiente vistos en el apartado anterior son las tasas de convergencia lentas y las series largas de símbolos de entrenamiento necesarios para la ejecución satisfactoria de la ecualización de canal; otra desventaja adicional es el problema de fuga del gradiente. Para una ecualización rápida de canal, algunos autores han explotado el algoritmo de aprendizaje de mínimos cuadrados discriminados [215], minimizando la función de coste como una medida del error de clasificación. En determinados estudios se obtuvo que el rendimiento entre diferentes RNE entrenados con RTRL era indistinguible, no justificando su uso para ecualizadores [216].

La mayoría de los resultados de ecualización publicados durante las últimas décadas se han limitado a canales invariantes en el tiempo. Sin embargo, los canales en los sistemas de las comunicaciones vía radio, como las comunicaciones inalámbricas, tienen características variables en el tiempo debido al desvanecimiento. Aunque los ecualizadores clásicos obtienen un buen resultado con canales fijos, pueden no ser apropiados para los canales con desvanecimiento lento o rápido. En [217], se desarrollaron entramados adaptados DFE para canales variables en el tiempo. La naturaleza variable en el tiempo de canales con desvanecimiento puede ser interpretado como un sistema dinámico con incertidumbres en sus coeficientes, si bien se han implementado FNN [207] y filtrado adaptativo de lógica difusa [218] para la ecualización de canales variables en el tiempo éstos son todavía modelos estáticos no lineales.

Por tanto, FNN o ecualizadores basados en filtros adaptativos con lógica difusa tienen una dificultad implícita cuando se trabaja con canales variables en el tiempo, lo cual incentiva el uso de RNN en detrimento de los anteriores.

La Fig. 66 muestra un modelo general de un sistema de comunicaciones inalámbrico con DFE. El canal con distorsión no lineal se modela como:

$$r(k) = g(\hat{r}(k)) + v(k) = g\left(\sum_{i=0}^{N-1} c_i s(k-i)\right) + v(k) \quad (162)$$

Siendo  $g$  la distorsión no lineal,  $c$  la respuesta al impulso lineal finita con longitud  $N$ ,  $s(k)$  la secuencia de símbolos transmitidos y  $v(k)$  el ruido aditivo blanco gaussiano. El ecualizador DFE se caracteriza por tres enteros:  $m$ ,  $n$ , y  $d$ , que corresponden con el número de coeficientes del filtro directo, el número de coeficientes del filtro de realimentación y el retardo de la salida, respectivamente. Por tanto, las entradas de DFE constan de entradas directas:

$$r(k) = [r(k), r(k-1), \dots, r(k-m+1)]^T \quad (163)$$

Y entradas de realimentación:

$$u(k) = [u(k), u(k-1), \dots, u(k-n)]^T \quad (164)$$

La salida de DFE es  $y(k)$  la cual pasa por un dispositivo de decisión que determina el símbolo estimado  $\hat{s}(k-d)$ .

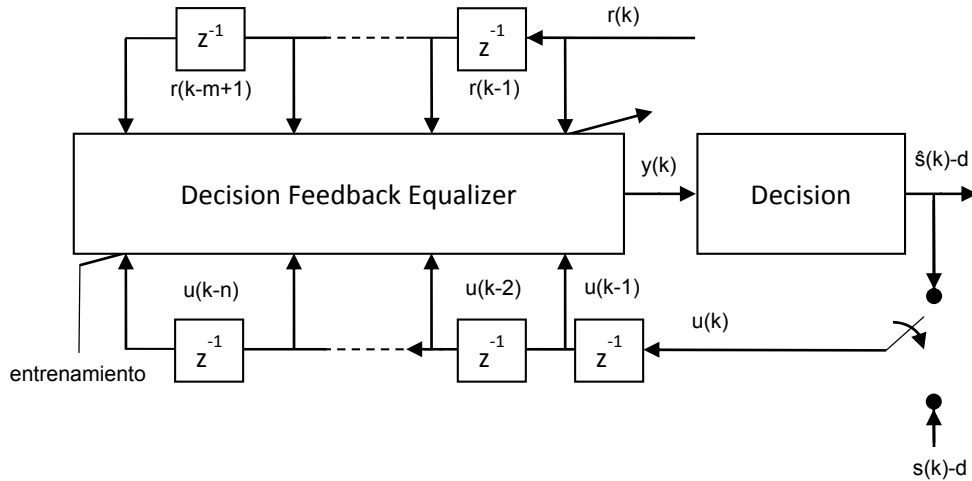


Figura 65. Ecuador con decisión realimentada (DFE).

Para los ecualizadores con decisión realimentada basados en redes recurrentes neuronales simples se puede usar como algoritmos de aprendizaje el filtrado Kalman extendido (EKF) y el filtrado Kalman sin esencia (UKF). Estos algoritmos, vistos en el subapartado anterior, proporcionan una rápida convergencia y buen seguimiento. Para ello es preciso hacer uso de una RNN simplificada, la red Elman, que muestra la representación estándar espacio-estado para un sistema dinámico como una RNE. RNE con decisión realimentada constituye una red recurrente totalmente conectada en cascada a una red de alimentación directa. La ecuación de estado-espacio discreto de RNE sería de esta forma:

$$x(k) = \varphi(r(k), u(k), x(k-1), W_h) \quad (165)$$

$$y(k) = f(x(k), w_o) \quad (166)$$

Donde  $r(k) \in \mathfrak{R}^m$  y  $u(k) \in \mathfrak{R}^n$  representan el vector de entrada recibido y el vector de decisión realimentado, respectivamente.  $x(k-1) \in \mathfrak{R}^p$  es el vector de estado recurrente viniendo desde la capa oculta e  $y(k) \in \mathfrak{R}^1$  es la salida de la red. La matriz de pesos conectada a la capa oculta se define como:

$$W_h = [w_1, w_2, \dots, w_p]^T \quad (167)$$

Siendo:

$$w_i = [w_{i0}, w_{i1}, \dots, w_{ij}]^T \quad (i = 1, 2, \dots, p \quad j = m + n + p) \quad (168)$$

El vector de pesos enlazado a la capa de salida se define como:

$$w_o = [w_0, w_1, \dots, w_p]^T \tag{169}$$

La función de activación no lineal  $\varphi(\cdot)$  aplicada a la capa oculta es la función de tangente hiperbólica y  $f(\cdot)$  es la función de activación lineal. La forma de la matriz de RNE con la entrada de decisión realimentada  $u(k)$  se puede representar como:

$$x(k) = \varphi(W_h [1 \quad r^T(k) \quad u^T(k) \quad x^T(k-1)]^T) \tag{170}$$

$$y(k) = w_o^T [1 \quad x^T(k)]^T \tag{171}$$

$$\hat{s}(k-d) = S(y(k)) \tag{172}$$

Siendo la unidad la entrada sesgada,  $S(\cdot)$  el dispositivo de decisión y  $\hat{s}(k-d)$  el símbolo estimado. Los parámetros de los pesos de RNE se actualizan mediante un algoritmo de entrenamiento. Este algoritmo de entrenamiento se puede realizar mediante los algoritmos EKF o UKF explicados en subapartados anteriores. A continuación se muestra la fase de aprendizaje y prueba de un DFE usando una función tangente hiperbólica como bloque de decisión no lineal. Esta evolución es equivalente a una RNN con un único perceptrón recurrente. Los coeficientes directos y de realimentación constituyen los pesos sinápticos del perceptrón recurrente. Los resultados mostrados en [207] parecen probar que la inserción de una función de decisión suave (función tangente hiperbólica) a la salida de un filtro directo, durante la fase de aprendizaje mejora el resultado de DFE, mientras que durante la fase de prueba esta función de decisión pasa a ser una función de decisión dura (función signo), tal y como muestran las Fig. 68 y 69.

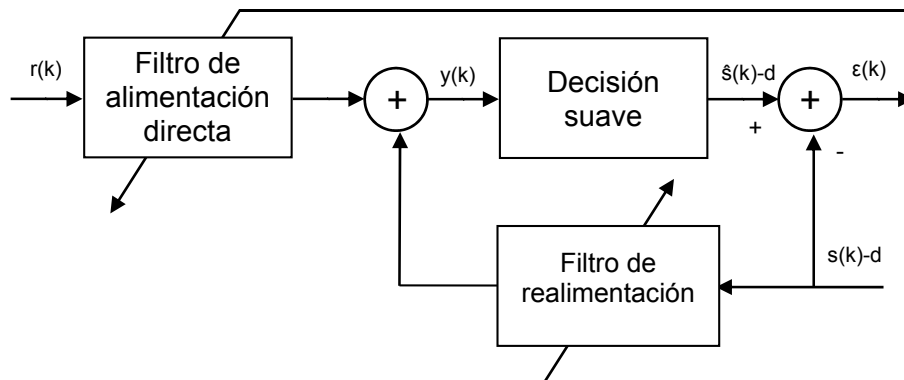


Figura 66. Fase de aprendizaje en el ecualizador con decisión realimentada (DFE).

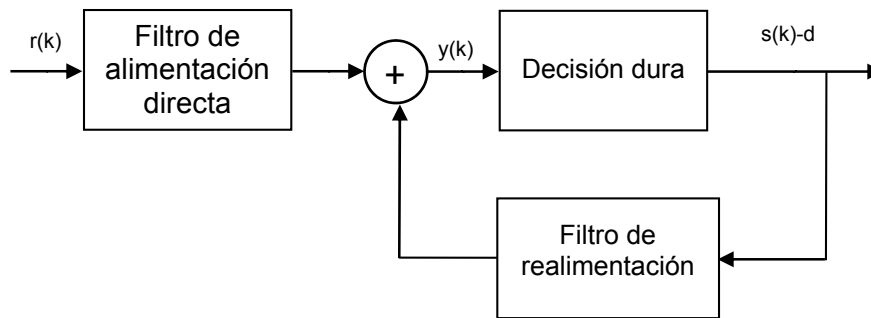


Figura 67. Fase de prueba en el ecualizador con decisión realimentada (DFE).

Por otro lado, los métodos basados en gradiente ya se han estudiado en apartados anteriores y se ha demostrado que presentan tasas de convergencia de primer orden y pueden ser muy lentos en aplicaciones de ecualización. Por el contrario, el método de Newton garantiza tasas de convergencia de segundo orden, sin embargo, presenta el inconveniente de calcular su matriz Hessiana y su inversa.

El método de Gauss-Newton (GN) permite resolver problemas no lineales de mínimos cuadrados y se usa como una vía para lograr tasas de convergencia cercanas al segundo orden con costes computacionales menores que el método de Newton, al no precisar las derivadas segundas [219]. La regresión no lineal se basa en la determinación de los valores de los parámetros que minimizan la suma de los cuadrados de los residuos [220]. Sin embargo, para el caso no lineal, la solución debe proceder de una forma iterativa.

El método GN es un algoritmo que minimiza la suma de los cuadrados de los residuos entre datos y ecuaciones no lineales. El concepto clave que resalta esa técnica es que es una expansión por series de Taylor que se usa para expresar la ecuación original no lineal en una forma lineal aproximada. Por tanto, la teoría de mínimos cuadrados se puede usar para obtener nuevas estimaciones de los parámetros que se mueven en la dirección para minimizar el residuo.

Para ilustrar cómo funciona este método, primero se expresa de forma general la relación entre la ecuación no lineal y los datos de la siguiente forma:

$$y_i = f(x_i; a_0, a_1, \dots, a_m) + e_i \quad (173)$$

Siendo  $y_i$  el valor medido de la variable dependiente,  $f(x_i; a_0, a_1, \dots, a_m)$  la ecuación que es función de la variable independiente  $x_i$  y una función no lineal de los parámetros  $a_0, a_1, \dots, a_m$  y  $e_i$  corresponde al error aleatorio. De igual forma, se puede expresar este modelo al omitir parámetros como:

$$y_i = f(x_i) + e_i \quad (174)$$



El modelo no lineal se puede expandir dentro de una serie de Taylor alrededor de valores de parámetro y reducido después de las primeras derivadas. Para el caso de dos parámetros:

$$f(x_i)_{j+1} = f(x_i)_j + \frac{\partial f(x_i)_j}{\partial a_0} \Delta a_0 + \frac{\partial f(x_i)_j}{\partial a_1} \Delta a_1 \quad (175)$$

Representando el subíndice  $j$  los valores iniciales y  $j+1$  la predicción. Por otro lado:

$$\begin{aligned} \Delta a_0 &= a_{0,j+1} - a_{0,j} \\ \Delta a_1 &= a_{1,j+1} - a_{1,j} \end{aligned} \quad (176)$$

De esta forma, se consigue expresar una ecuación no lineal en una forma lineal aproximada, sustituyendo la ecuación 175 en la ecuación 174 se obtendría:

$$y_i - f(x_i)_j = \frac{\partial f(x_i)_j}{\partial a_0} \Delta a_0 + \frac{\partial f(x_i)_j}{\partial a_1} \Delta a_1 + e_i \quad (177)$$

O en forma matricial:

$$\{D\} = [Z_j] \{\Delta A\} + \{E\} \quad (178)$$

Siendo  $[Z_j]$  la matriz de las derivadas parciales de la función evaluada en el valor inicial  $j$ .

$$[Z_j] = \begin{bmatrix} \frac{\partial f_1}{\partial a_0} & \frac{\partial f_1}{\partial a_1} \\ \frac{\partial f_2}{\partial a_0} & \frac{\partial f_2}{\partial a_1} \\ \cdot & \cdot \\ \cdot & \cdot \\ \frac{\partial f_n}{\partial a_0} & \frac{\partial f_n}{\partial a_1} \end{bmatrix} \quad (179)$$

Siendo  $n$  el número de datos y  $\frac{\partial f_i}{\partial a_k}$  la derivada parcial de la función con respecto al  $k$ -ésimo parámetro evaluado en el  $i$ -ésimo punto. El vector  $\{D\}$  contiene las diferencias entre las mediciones y los valores de la función:

$$\{D\} = \begin{Bmatrix} y_1 - f(x_1) \\ y_2 - f(x_2) \\ \cdot \\ \cdot \\ y_n - f(x_n) \end{Bmatrix} \quad (180)$$

Y el vector  $\{\Delta A\}$  contiene los cambios en los valores de los parámetros:

$$\{\Delta A\} = \begin{Bmatrix} \Delta a_0 \\ \Delta a_1 \\ \cdot \\ \cdot \\ \Delta a_m \end{Bmatrix} \quad (181)$$

Si se aplica la teoría de mínimos cuadrados lineales a la ecuación 178 resulta:

$$[[Z_j]^T [Z_j]] \{\Delta A\} = \{[Z_j]^T \{D\}\} \quad (182)$$

De esta forma, el procedimiento consiste en resolver la ecuación 182 para  $\{\Delta A\}$  que se puede emplear para calcular las mejoras en los parámetros como:

$$\begin{aligned} a_{0,j+1} &= a_{0,j} + \Delta a_0 \\ a_{1,j+1} &= a_{1,j} + \Delta a_1 \end{aligned} \quad (183)$$

Este procedimiento se repite hasta que la solución converge, es decir, hasta que se encuentra por debajo de un determinado umbral:

$$|\varepsilon_a|_k = \left| \frac{a_{k,j+1} - a_{k,j}}{a_{k,j+1}} \right| 100\% \quad (184)$$

Un problema potencial con el método GN es que puede resultar complicado el cálculo de las derivadas parciales de la función. Una forma de resolverlo sería aproximar la derivada parcial mediante ecuaciones del tipo:

$$\frac{\partial f_i}{\partial a_k} \cong \frac{f(x_i; a_0, \dots, a_k + \delta a_k, \dots, a_m) - f(x_i; a_0, \dots, a_k)}{\delta a_k} \quad (185)$$

Siendo  $\delta$  una perturbación fraccional pequeña.

Por otro lado, este método, tiene una serie de inconvenientes, como puede ser la lentitud en la convergencia, o incluso la imposibilidad de converger, para resolver esos problemas se han desarrollado diferentes modificaciones [221].

Además, aunque hay varios procedimientos expresamente diseñados para regresión, se puede usar rutinas de optimización no lineal que se basan en la suposición de los parámetros y, a partir de ahí, se calcula la suma de los cuadrados de los residuos quedando la ecuación de la siguiente forma:

$$S_r = \sum_{i=1}^n [y_i - a_0(1 - e^{-a_i x_i})]^2 \quad (186)$$

Y, por último quedaría ajustar los parámetros para minimizar  $S_r$ .

Otra forma para calcular GN sería si se tiene  $m$  funciones  $r_1, \dots, r_m$  de  $n$  parámetros  $\beta_1, \dots, \beta_n$  con  $m \geq n$ , en este caso, el método GN encuentra de forma iterativa el mínimo de la suma de los cuadrados de la siguiente forma:

$$S(\beta) = \sum_{i=1}^m (r_i(\beta))^2 \quad (187)$$

Comenzando con una estimación inicial  $\beta^{(0)}$  para el mínimo, el procedimiento continúa a partir de la siguiente relación recurrente:

$$\beta^{(s+1)} = \beta^{(s)} - (J_r^T J_r)^{-1} J_r^T r(\beta^{(s)}) \quad (188)$$

Donde, al ser  $r$  y  $\beta$  vectores columna, las entradas de la matriz jacobiana son:

$$(J_r)_{ij} = \frac{\partial r_i(\beta^{(s)})}{\partial \beta_j} \quad (189)$$

Si  $m=n$ , la iteración se simplifica:

$$\beta^{(s+1)} = \beta^{(s)} - (J_r)^{-1} J_r^T r(\beta^{(s)}) \quad (190)$$

Que corresponde con una generalización directa del método de Newton en una dimensión.

A la hora de ajustar los datos, el objetivo es encontrar los parámetros  $\beta$  tal que una determinada función  $y = f(x, \beta)$  se ajuste a algunos puntos de datos  $(x_i, y_i)$  donde las funciones  $r_i$  corresponden a los residuos.

$$r_i(\beta) = y_i - f(x_i, \beta) \quad (191)$$

Entonces, el método GN se puede expresar en términos de la Jacobiana  $J_f$  de la función  $f$  como:

$$\beta^{(s+1)} = \beta^{(s)} - (J_f^T J_f)^{-1} J_f^T r(\beta^{(s)}) \quad (192)$$

La suposición  $m \geq n$  en la definición del algoritmo es necesario, ya que de lo contrario la matriz  $J_r^T J_r$  no es invertible y las ecuaciones normales no pueden ser resueltas (al menos de forma única).

Por tanto, el algoritmo GN es buen candidato para la fase de aprendizaje del ecualizador con decisión realimentada basado en redes recurrentes neuronales simples. La función de coste es el error entre los símbolos conocidos transmitidos y la estima a la salida del ecualizador cuando se opera en modo de decisión suave con la función tangente hiperbólica:

$$\varepsilon(k) = \hat{s}(k) - s(k-d) \quad (193)$$

Siendo  $k$  un instante de tiempo y  $d$  un retardo predefinido. La función de error se usa para formar la matriz Jacobiana empleada en el algoritmo GN. Cada línea de la matriz Jacobiana corresponde a un símbolo de entrenamiento  $m$ , para el vector de peso de iteración  $K$ .

Por tanto, en la matriz Jacobiana, el número de líneas corresponde al número de símbolos de entrenamiento y el número de columnas al de coeficientes del ecualizador, es decir, a las derivadas de la función de coste con respecto a los coeficientes del ecualizador. Este vector de coeficiente consta de  $m+n$  elementos y se actualiza en función de esta ecuación:

$$w(k+1) = w(k) - \left\{ \left[ J(k)^T J(K) \right]^{-1} J(K)^T \right\} \{ \hat{s}(k) - \hat{s}(k-d) \} \quad (194)$$

### 6.3.2.1. Resultados en función de ecualizadores basados en algoritmos LMS

En los primeros resultados obtenidos con PTH se demostró la necesidad de disponer de una ecualización en recepción para poder detectar correctamente los símbolos recibidos. Al tratarse de canales variantes en el tiempo, se planteó la utilización de ecualizadores adaptativos basados en el algoritmo LMS.

Se va a comparar resultados obtenidos entre un ecualizador convencional basado en LMS, el NLMS y un ecualizador neuronal basado en LMS, el NRPNLMS. Al igual que en las simulaciones presentadas en el subapartado anterior, se han considerado 100000 símbolos en tramas de 1000, esto es, con 100 variaciones temporales del canal y una  $f_d T_s$  de 0,05 y una tasa de convergencia de 1.

En la Fig. 68 se muestra los resultados de la simulación con los parámetros comentados anteriormente pero con únicamente 10 símbolos de entrenamiento.

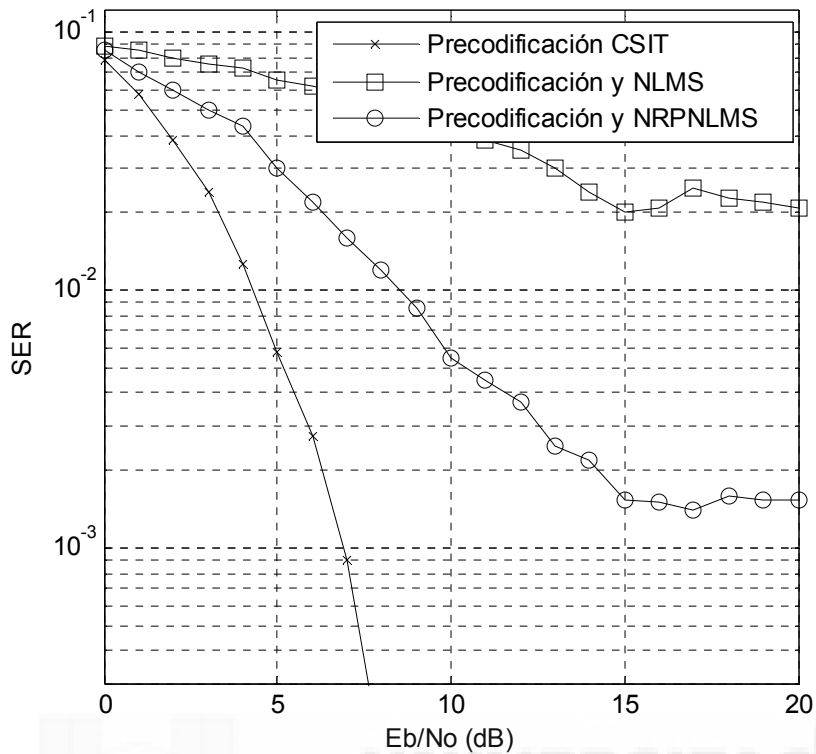


Figura 68. Comparación de ecualizadores con respecto a precodificación CSIT para una  $f_d T_s = 0,05$  con 10 símbolos de entrenamiento.

Se observa que, tanto los resultados aplicando NLMS como NRPNLMS distan mucho de la precodificación con conocimiento exacto del canal, de tal forma que se aumenta el número de símbolos de entrenamiento con la intención de mejorar la recepción de la señal.

En la Fig. 69 se muestran los resultados usando 20 símbolos de entrenamiento y se observa que, si bien, en determinados valores hay una mejora con respecto al caso anterior, los valores no tienden a una caída constante a medida que aumenta la  $E_b/N_0$ , de tal forma que la solución que se plantea es seguir aumentando el número de símbolos de entrenamiento para conseguir un resultado óptimo.

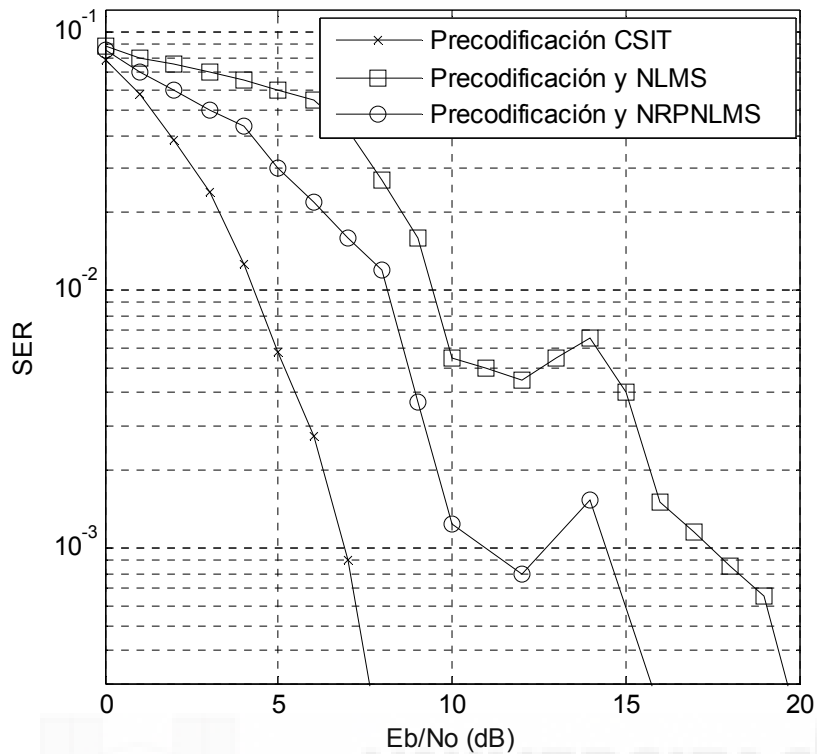


Figura 69. Comparación de ecualizadores con respecto a precodificación CSIT para una  $f_d T_s = 0,05$  con 20 símbolos de entrenamiento.

Finalmente, en la Fig. 70, con 100 símbolos de entrenamiento se observa que, incorporando el ecualizador neuronal a la precodificación con estima del canal usando filtrado Kalman, se obtiene unos resultados similares a los que se obtendría considerando esta misma precodificación pero con conocimiento exacto del canal en transmisión, es decir, el resultado óptimo que se estaba buscando.

Por otro lado, en los resultados obtenidos tanto para 5, 20 y 100 símbolos de entrenamiento se observa que la solución planteada con la precodificación con estima del canal usando filtrado Kalman y un ecualizador normalizado basado en LMS, resulta siempre la que obtiene peores resultados.

En todos los casos simulados en este subapartado se trata de desvanecimiento lento.

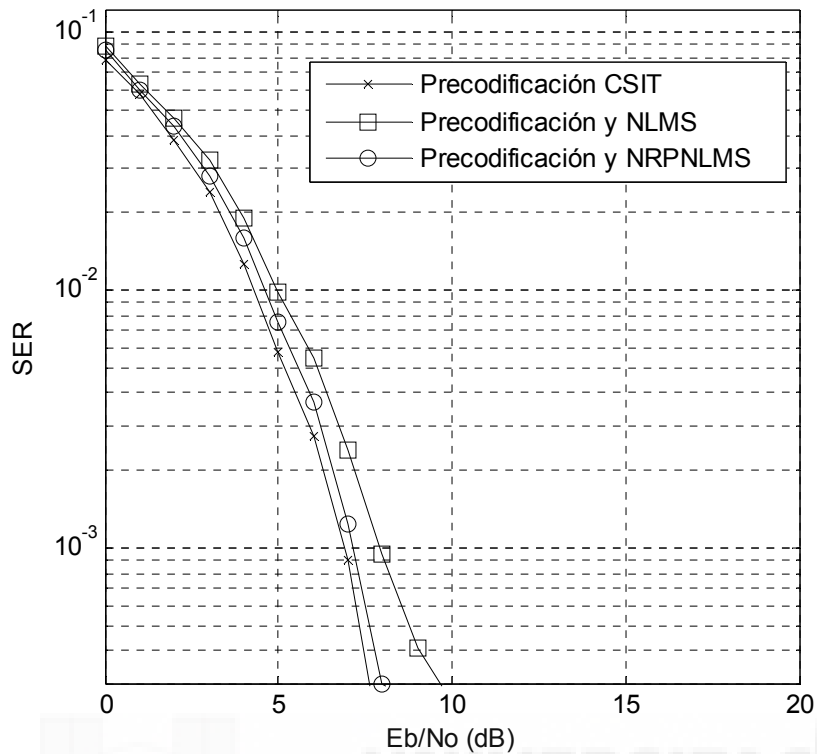


Figura 70. Comparación de ecualizadores con respecto a precodificación CSIT para una  $fdTs=0,05$  con 100 símbolos de entrenamiento.

Por último, se realiza una comparación con 100000 símbolos en tramas de 1000, esto es, con 100 variaciones temporales del canal, 100 símbolos de entrenamiento, una tasa de convergencia de 1, pero variando la  $fdTs$  a 0,5.

Como se preveía y se puede observar en la Fig. 71, los buenos resultados alcanzados en la Fig 70 no se mantienen cuando se trabaja con un desvanecimiento rápido. Es por ello que, en este tipo de situaciones, el sistema requiere de ecualizadores que se adecúen mejor a la rápida variabilidad del canal, como los ecualizadores DFE, que se verán en el siguiente subapartado.

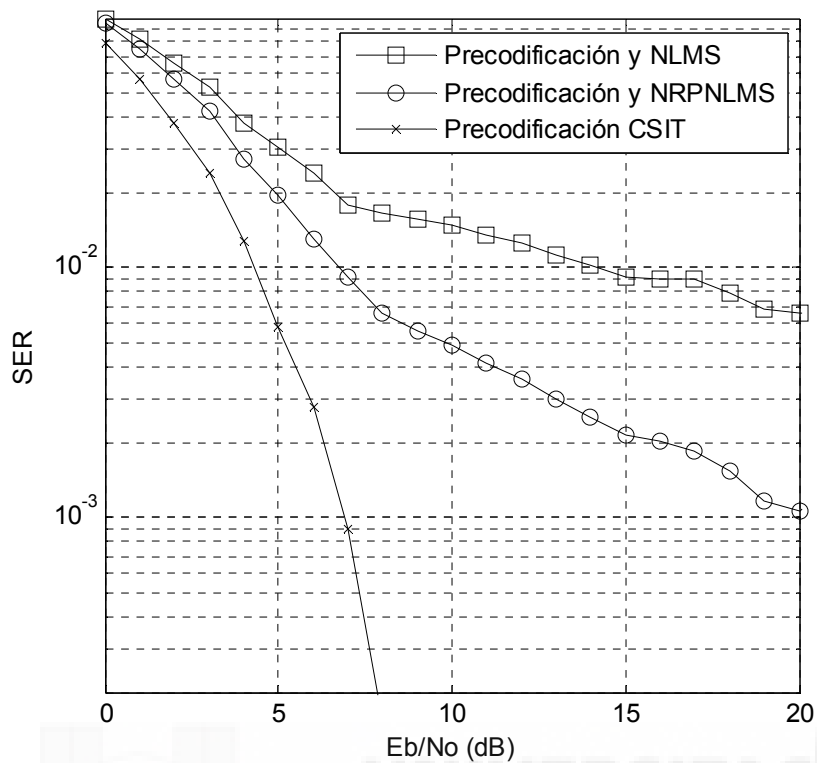


Figura 71. Comparación de ecualizadores con respecto a precodificación CSIT para una  $fdTs=0,5$  con 100 símbolos de entrenamiento.

### 6.3.2.2. Resultados en función del algoritmo de aprendizaje

En el subapartado anterior se ha obtenido resultados usando un ecualizador lineal basado en algoritmo LMS con muy buenos resultados para desvanecimiento lento pero desesperanzadores a medida que aumentaba el desvanecimiento. Por otro lado, los ecualizadores basados en decisión realimentada obtienen buenos resultados tanto en desvanecimiento lento como rápido, pero con un considerable coste computacional.

A continuación se muestran resultados obtenidos simulando DFE con  $m=3$ ,  $n=2$  y  $d=2$ . El ecualizador neuronal se usa para reducir la distorsión sufrida por una modulación 4QAM al pasar por un canal variante en el tiempo. Durante el proceso de aprendizaje se usa una secuencia de símbolos conocidos en el receptor para estimar los coeficientes del ecualizador. Se usan 200 símbolos para la fase de pruebas y 20 símbolos para la fase de aprendizaje, enviándose 500 tramas de este tipo.

Se han simulado dos tipos de canales, el primero, cuya función de transferencia se muestra a continuación:

$$H_1(z) = a_0(t) + a_1(t)z^{-1} + a_2(t)z^{-2} \quad (195)$$



siendo  $a_0(t)$  la unidad y  $a_1(t)$  y  $a_2(t)$  son coeficientes que se obtienen a partir de un proceso de Markov en el que el ruido aditivo blanco gaussiano pasa a través de un filtro Butterworth cuya frecuencia de corte normalizada está relacionada con el Doppler spread [222].

El segundo tipo de canal se obtiene a partir del modelo de canal fijo en el tiempo recomendado por la UIT, añadiéndole determinados coeficientes para que se comporte como un canal variante en el tiempo:

$$H_1(z) = 0.3482 + a_0(t) + (0.8704 + a_1(t))z^{-1} + (0.3482 + a_2(t))z^{-2} \quad (196)$$

En este caso, la frecuencia de corte normalizada del filtro Butterworth es 0,1 [223].

Para realizar la comparación entre DFE-GN y otros algoritmos basados en redes recurrentes (RTRL) y Filtrado Kalman extendido (GEKF), los coeficientes de DFE se han de mantener fijos, con una frecuencia Doppler de 0,5 Hz y un relación fija de 10 entre el número de símbolos en la fase de pruebas y en la fase de aprendizaje. A continuación se muestran los resultados usando el primer tipo de canal:

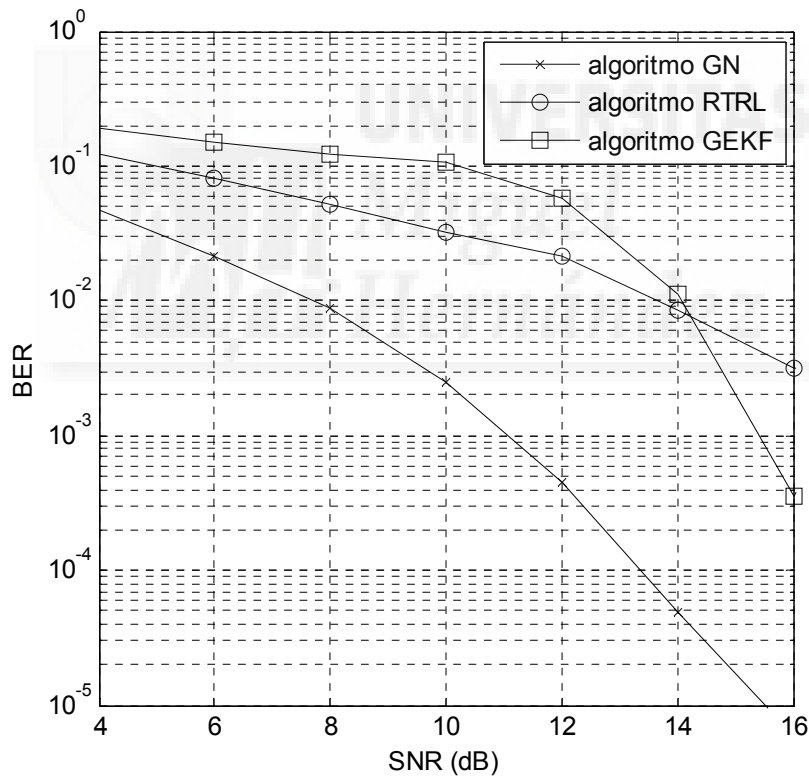


Figura 72. Comparación de algoritmo GN, RTRL y GEKF para  $B_d=0,5$  Hz.

Los resultados muestran que DFE-GN supera a RNN mucho más complejos con algoritmos de aprendizaje basados en GEKF (Global Extended Kalman Filter) y RTRL, con una gran simplicidad del algoritmo y mucho menor coste computacional.

También se puede comparar con respecto a diferentes tipos de RNN con el segundo tipo de canal, considerando 100 símbolos de entrenamiento y 100000 símbolos de prueba. De igual forma, DFE-GN supera a las topologías DFRNE, RNE-EKF y RNE-UKF con una estructura mucho más simple y bajo coste computacional.

Por último, cabe destacar que UKF obtiene mejores resultados que EKF, corroborándose lo visto en el subapartado anterior, que se trata de un algoritmo más exacto y con la ventaja adicional que resulta más simple de implementar, muy útil para canales variantes con el tiempo con comportamiento no lineal.

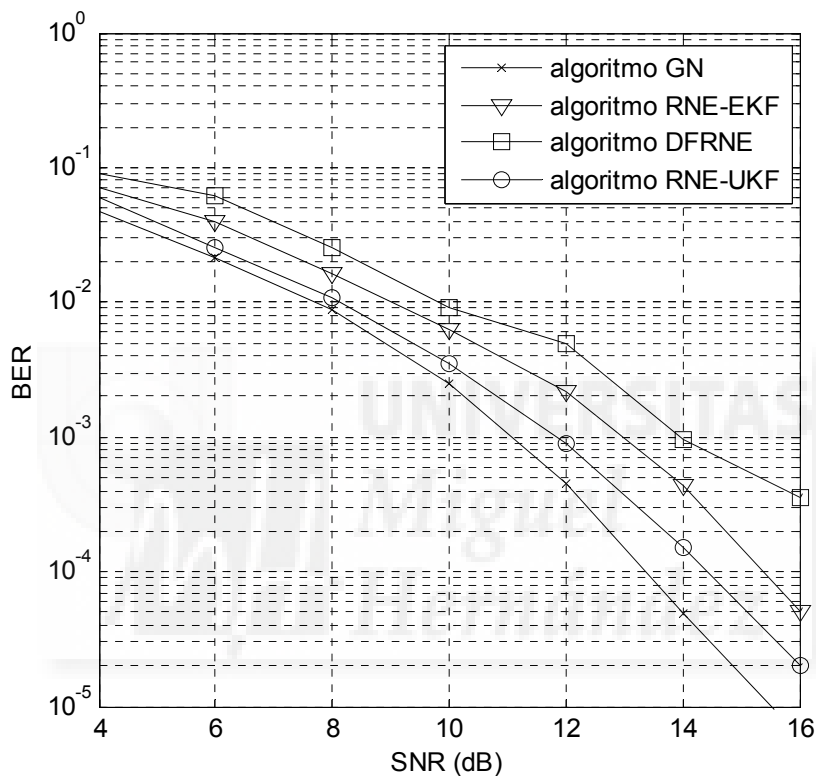


Figura 73. Comparación de algoritmo GN, RNE-UKF, RNE-EKF y DRNE.

#### 6.4. Aplicaciones de filtrado Kalman

Como ya se comentó anteriormente, el filtrado Kalman tiene múltiples aplicaciones y es ampliamente utilizado para sistemas de control modernos, en el seguimiento y navegación de todo tipo de vehículos o en el diseño predictivo de estimación de los mismos, entre otros muchos usos. En este caso, se ha planteado su uso para la mejora del seguimiento y localización usando redes inalámbricas de área personal en entornos interiores basado en IEEE 802.15.4 [224].

Para las pruebas de esta aplicación se ha considerado un dispositivo que hará las veces de terminal móvil a una velocidad de 3 m/s (se considera velocidad pedestre), al menos tres dispositivos que funcionarán como balizas y un dispositivo coordinador que se encargará de centralizar los datos y llevar a cabo el procesamiento tanto de los algoritmos de localización como los de seguimiento.

Para realizar la localización, se pueden usar diferentes métodos:

- AoA (Angle of Arrival o ángulo de llegada): Se precisa un mínimo de dos receptores y un terminal móvil pudiendo detectar desde que ángulo llega la señal del terminal móvil a los receptores y, a partir de ahí, deducir su posición en el punto en que se corten las rectas. Para detectar el ángulo desde el que se recibe la señal, se puede utilizar una agrupación de antenas, cada una de ellas con el lóbulo principal en una determinada dirección, o una sola antena con mucha directividad con un rotor. El diagrama de radiación de la antena cobra una importancia vital, pues la existencia de lóbulos secundarios puede llevar a estimaciones incorrectas de la posición al detectar la señal reflejada y no la original.
- RSSI (Received Signal Strength Indicator o indicador del nivel de señal recibida): Normalmente, es una medida que se utiliza para determinar la calidad de la comunicación de un nodo a otro. En una situación ideal, dado que se puede conocer la atenuación que sufre una determinada señal al viajar por un medio, se podría deducir a qué distancia se haya el emisor teniendo en cuenta la potencia con que la señal se recibe en el receptor.

Ésta es la idea fundamental de este método, no obstante, en la realidad presenta gran complejidad. En un entorno *indoor*, las reflexiones en los distintos obstáculos y otros factores aleatorios como las condiciones meteorológicas conducen a errores de algunos metros siempre que se utiliza ésta técnica, como se comprueba en [225]. Para la utilización de este método se debería tener minuciosamente caracterizado el entorno.

- ToA (Time of Arrival o tiempo de llegada): Conocida la velocidad de la señal, a partir del cálculo del tiempo que ha tardado en llegar del emisor al receptor, se puede deducir la distancia a la que se encuentran. Conocida la distancia del terminal móvil a varias de las balizas fijas, se puede encontrar su posición. Esta técnica se denomina multilateración.

Dentro de los modelos basados en tiempo de llegada, se pueden distinguir distintas variantes [226]:

- Una fuente; múltiples receptores localizados. El terminal móvil envía una señal *broadcast* (es decir, a todos los nodos de la red). Las balizas fijas comparten el momento en que les ha llegado para deducir la distancia del terminal móvil a cada nodo. Habitualmente, las balizas fijas se encuentran conectadas físicamente entre sí para compartir la señal de reloj.
- Múltiples fuentes localizadas; un receptor. Las balizas fijas son las que envían la misma señal en el mismo instante de tiempo; el terminal móvil deducirá la posición a partir de la diferencia de tiempos de llegada.
- Una fuente; múltiples señales sincronizadas. Desde una sola fuente se envían simultáneamente dos señales con diferentes velocidades de propagación. El terminal

móvil podrá deducir la distancia que lo separa de la fuente por la diferencia de tiempos de llegada de cada señal si conoce ambas velocidades.

- RTT (Round Trip Time o tiempo de ida y vuelta): Uno de los elementos del sistema actúa como un espejo, devolviendo la señal recibida. Desde el nodo en que se genera la señal se cuenta el tiempo que tarda la misma en volver; dividiéndolo entre dos se obtiene el tiempo necesario para viajar de un nodo a otro. Este es el modelo que se usará para calcular el tiempo de llegada.

Por tanto, el RTT sería el tiempo transcurrido desde el envío del último byte de la trama MAC, hasta la recepción de la respuesta, pero se ha de tener en cuenta también el tiempo de procesamiento en el terminal quedando una ecuación de la siguiente forma:

$$d = \frac{c \cdot (RTT - t_{\text{procesamiento}})}{2} \quad (197)$$

En la mayoría de las situaciones estos tiempos de procesamiento no son constantes; lo que conduce a tener que disponer de otro hardware para medir el tiempo de procesamiento en el nodo fijo, si bien en el sistema implementado para esta aplicación no es así, al disponer de una función AUTOACK que, al activarla, el transceptor devuelve un ACK con la dirección del nodo que le ha enviado la trama original, exactamente 12 símbolos (1 símbolo = 4 bits) después de recibirla. De esta forma es posible caracterizar la distancia únicamente en función de la variable RTT.

Para el cálculo de la localización de un dispositivo WPAN en un entorno interior, se utiliza un algoritmo de trilateración con un método lineal. Para realizar el seguimiento de dicho dispositivo, se necesita de un algoritmo matemático que tenga la posibilidad de calcular la posición del móvil en un tiempo menor que el que se tarda en realizar el cálculo de la posición. En esta memoria se comparan dos métodos para realizar el seguimiento: la trilateración con método lineal y el filtrado Kalman básico.

El principio de cálculo de la trilateración se basa en, conociendo las distancias del terminal móvil con respecto a las balizas y el coordinador, mediante el uso de procedimientos matemáticos se puede calcular la posición del móvil respecto a una referencia.

Este método sirve para calcular la posición del móvil en cada instante, pero no permite calcular la trayectoria, es decir, no proporciona información sobre si el dispositivo móvil se ha desplazado a una dirección determinada. Por otro lado, es un método computacionalmente más ligero que el filtrado Kalman.

Por otro lado, el filtrado Kalman permite calcular la posición de un móvil en función de la posición anterior. Su funcionamiento se basa en eliminar las trayectorias que no van a ocurrir. Por lo tanto,

si cuando se calcula la posición del terminal móvil ocurre un error, el algoritmo de Kalman puede corregirlo y se puede mejorar el resultado a medida que aumenta el número de iteraciones.

Tal y como se vio en subapartados anteriores, el filtrado Kalman usa una forma de control de realimentación para estimar el estado del sistema a partir del tiempo de actualización y la actualización de la medida. El tiempo de actualización o predictor es el responsable de calcular la posición actual y calcular el error de covarianza de la estimación de la siguiente posición, para calcular la estimación a priori del siguiente paso del algoritmo. La medición de actualización o corrector es la realimentación del sistema. Lo que introduce es una nueva medición en la estimación a priori, para obtener una mejora de un cálculo a posteriori.

En cada iteración, compuesta por la actualización del tiempo y la actualización de la medida, la estimación *a priori* se obtiene con el uso de la estimación *a posteriori* de la iteración anterior. El mayor aporte del filtrado Kalman es que es un algoritmo recursivo que trabaja sobre la estimación del estado actual aplicando una modificación que depende de todas las medidas anteriores.

Se debe considerar que el filtrado Kalman básico implementado trabaja sobre las distancias recibidas por el hardware, las cuales están afectadas por un error de precisión. Por un lado, con un número alto de iteraciones, mayor será la trayectoria predicha y, por tanto, menor será el error. Por otro lado, si las iteraciones son pocas, el Filtrado Kalman no tiene suficientes datos para trabajar, especialmente al inicio, pudiendo obtenerse un mayor número de errores que en la trilateración.

A la hora de analizar los resultados, es interesante destacar que el algoritmo de trilateración únicamente considera las tres balizas más cercanas, pudiendo ser que éstas no correspondan con la configuración óptima para obtener un valor preciso del cálculo de la posición y su seguimiento. En cambio, el filtrado Kalman considera todas las balizas que reciben información del dispositivo móvil, por lo que dispone de más datos con los que trabajar. A continuación se muestra los resultados medidos en una estancia cuadrada de 25 metros cuadrados.

Iteraciones por ciclo	Error Trilateración		Error Trayectoria Kalman	
	Media	Varianza	Media	Varianza
1	0.20	0.07	2.06	0.52
2	0.20	0.07	0.18	0.15
3	0.20	0.07	0.12	0.06

**Tabla 29: Error de seguimiento (medido en metros) aplicando método de trilateración y filtrado Kalman.**

En la tabla se observa que el error en la primera iteración es muy elevado en Kalman, mientras que aplicando Trilateración ese error se mantiene constante, independientemente del número de iteraciones. A medida que se repite el algoritmo de filtrado Kalman disminuye el error hasta que con la tercera iteración el error es menor que con trilateración.

Este resultado es consecuente con lo visto en subapartados anteriores donde se muestra que la *ganancia* o *factor de "ajuste"* minimiza la covarianza de error a posteriori y que cuando la covarianza del error de medida  $R$  se aproxima a 0, la ganancia  $K$  balancea el residual más bruscamente.

En el caso de que la covarianza de error de la estima a priori  $P_k^-$  se aproxime a cero, la ganancia  $K$  balancea el residual menos bruscamente, es decir, a medida que la covarianza de error de medida  $R$  se aproxima a cero, la medida actual  $Z_k$  cada vez se ajusta más a la verdadera, mientras que la medida predicha  $H \cdot \hat{x}_k^-$  se aleja cada vez más. Por otra parte, a medida que la covarianza del error de la estima a priori  $P_k^-$  se aproxima a cero la medida actual  $Z_k$  se aleja cada vez más de la real, mientras que la medida predicha  $H \cdot \hat{x}_k^-$  es cada vez mejor.

En cambio, si se toma como primera iteración para el filtrado Kalman el resultado obtenido en la primera iteración por el algoritmo de trilateración, la reducción es mucho menor, si bien, el resultado obtenido es muy parecido. Por otro lado, la varianza también se ve reducido pero de forma mucho más discreta que en la tabla anterior.

Iteraciones por ciclo	Error Trilateración		Error Trayectoria Kalman con trilateración	
	Media	Varianza	Media	Varianza
1	0.20	0.07	0.20	0.07
2	0.20	0.07	0.18	0.06
3	0.20	0.07	0.13	0.05

**Tabla 30: Error de seguimiento (medido en metros) aplicando método de trilateración y filtrado Kalman con trilateración en la primera iteración.**

Parte de este trabajo dio lugar a la solicitud de patente P201331435, con título "SISTEMA Y MÉTODO DE GESTIÓN DE RECURSOS" presentada en octubre de 2013.

## 6.5. Conclusiones

En este apartado se han mostrado los resultados obtenidos de aplicar diferentes versiones de filtrado Kalman en partes de un sistema de comunicación inalámbrico. De esta forma, se ha simulado una Precodificación Tomlinson Harashima en transmisión, la cual combate la IES y consiste en ecualizar la respuesta del canal previamente a la transmisión, pero para ello es preciso conocer el canal y esta información se ha podido obtener mediante la obtención de la estima de la respuesta del canal usando el filtrado Kalman básico, el cual no elimina por completo los errores de predicción y precisa el uso de un ecualizador en recepción.

Esta ecualización se puede realizar de múltiples formas, en este caso, se ha optado por filtrado adaptativo, de nuevo, usando filtrado Kalman para ir actualizando los pesos de estos filtros, basándose en una variante de un ecualizador adaptativo lineal convencional como LMS (exactamente, NLMS) e introduciendo el concepto de ecualización neuronal con un algoritmo del

tipo NRPNLMSSE (Non-linear Recursive Proportionated Normalized Least Mean Square Equalizer) con linealidad adaptativa. Los resultados obtenidos son óptimos para desvanecimiento lento.

Posteriormente, se han realizado pruebas con otro tipo de algoritmo basado en un ecualizador adaptativo no lineal DFE y variantes del filtrado Kalman adaptadas a modelos no lineales, en este caso se ha usado Extended Kalman Filter (EKF) y Unscented Kalman Filter (UKF), para calcular la tasa de convergencia de la red neuronal recurrente simple en vez del método de gradiente, y finalmente, sustituir estas versiones del filtrado Kalman por el algoritmo de Gauss-Newton que obtiene mejores resultados con un menor coste computacional.

Por último, se ha mostrado una aplicación de filtrado Kalman básico para seguimiento de dispositivos en una red inalámbrica de área personal considerando velocidad pedestre. Al aplicar filtrado Kalman con unas pocas iteraciones se ha reducido considerablemente el error comparándolo con el resultado obtenido aplicando únicamente el algoritmo de trilateración.







## Capítulo 7. Conclusiones y líneas futuras de trabajo

### 7. Conclusiones y líneas futuras de trabajo

#### 7.1. Conclusiones y principales aportaciones

La Tesis aparece dividida en dos partes, la primera, referida a técnicas de diversidad y la segunda, a técnicas de filtrado. El primer trabajo realizado en la Tesis ha sido el de desarrollar los diferentes sistemas simulados dentro de la parte 1 en cuanto a características de modelos de canal en función del efecto multicamino, de los modos de transmisión y de la función de distribución. Para ello, se ha tenido en cuenta los principales efectos que puede sufrir el canal, haciendo especial hincapié en el desvanecimiento y clasificando las diferentes clases de desvanecimiento existentes. A lo largo de la Tesis se ha trabajado con desvanecimiento lento, característico de los sistemas de comunicación inalámbricos. En esta primera parte de la Tesis se ha simulado un sistema WMAN, en este caso, IEEE 802.16d, las simulaciones WLAN se han realizado a partir del estándar Hiperlan/2 y finalmente se escogió el estándar 802.15.3a referido a MB-OFDM simular WPAN.

Dentro de esta primera parte de la Tesis, el segundo punto a tratar es el análisis de las técnicas de diversidad espacial para dos y tres antenas con los algoritmos más habituales. Para ello, se ha dividido el análisis entre diversidad en recepción y en transmisión. Considerando diversidad espacial en recepción, se ha llevado a cabo una comparación en función de si se considera canal estático o variable con el tiempo, de la ecualización, la decodificación y la estimación del canal. Los resultados obtenidos no muestran una diferencia entre sistema estático o variable con el tiempo pues la variación simulada es lenta. Con respecto a la ecualización, la comparación se realizó entre MMSE y ZF, obteniéndose que, a medida que se trabaja con SNR más elevadas, la diferencia entre ecualización MMSE y ecualización ZF desaparecen para un sistema WMAN, corroborándose esos resultados para los sistemas WLAN y WPAN simulados. Coincidiendo con lo visto en teoría, MMSE es más eficiente para SNR bajas no siendo tan determinante para SNR más elevadas, pero, por otro lado, al tener MMSE un tiempo de procesamiento superior, se suele seleccionar un método de forzador de ceros para entornos con mejor SNR. A pesar de ser un algoritmo adaptativo simple, el ecualizador con forzador de ceros raramente es empleado en la práctica y se suele emplear más en los resultados teóricos.

Con respecto a la decodificación se ha comparado SDQ, SDU y HD, siendo el método de decodificación SDU el que ofrece siempre los mejores resultados. Estos valores están dentro de lo esperado al tratarse de un método de decodificación donde la secuencia de símbolos recibidos se desmapea a partir de una secuencia de valores reales, al contrario que en las otras dos soluciones, donde se usa para SDQ una secuencia finita de 6 bits y para HD de 1 bit, con la consiguiente pérdida de precisión. Pero, en la práctica el método SDQ es el preferido al ofrecer mayores ganancias que el método HD y una implementación realizable en comparación con el método SDU el cual es impracticable en la realidad, al ser los decodificadores de precisión finita y no ser capaces de desmapear una secuencia de símbolos en valores reales. Por último, para la estimación de canal basado en los símbolos piloto, se compara el método basado en mínimos cuadrados (LS) y el de error cuadrático medio mínimo (MMSE). De igual forma, coincidiendo con lo visto en teoría, el resultado es mejor para MMSE que para LS, sobre todo en entornos con una mala SNR. A medida que va mejorando la SNR se estrecha esta diferencia hasta ser imperceptible, por esa razón y debido a su mayor coste computacional, se desecha la opción de MMSE para el resto de simulaciones.

En diversidad espacial en transmisión, se ha comparado en función del número de etapas del codificador FEC convolucional donde, a medida que se precisa una mejor SNR se observa que los resultados para once etapas son mejores que los de siete pero, su mayor complejidad no justifica su uso. Por último, se ha hecho una comparación en función del uso o no del salto de banda, característico de la variante MB-OFDM del estándar 802.15.3a. La utilización de este recurso sí que implica una mejora de la BER con respecto a SNR si bien para valores bajos de SNR no se observa ninguna ventaja.

El tercer punto de esta primera parte de la Tesis versa sobre técnicas de diversidad espacio-temporal, las cuales se pueden clasificar en técnicas de lazo abierto y técnicas de lazo cerrado, de acuerdo al uso o no de un lazo de realimentación del receptor al transmisor que de información del estado del canal. Del primer tipo destacan los códigos espacio-tiempo, dentro de los cuales se encuentran los códigos espacio-tiempo por bloque (STBC) que se desarrollan en esta Tesis, proporcionando diversidad espacial completa con poca complejidad. Pero si se quiere obtener una mayor eficiencia espectral (capacidad máxima) el transmisor ha de poseer conocimiento del canal (CSIT), transmitiendo de forma más eficiente usando el modelo basado en la descomposición SVD de la matriz de cancelación del canal. En este punto se comparan ambos métodos para diferentes redes inalámbricas. Cabe destacar que antes de realizar esa comparación, se muestran los resultados obtenidos con un modelo, el de Alamouti para WLAN y WPAN, siendo éste un caso especial de código espacio-tiempo con dos antenas en transmisión y recepción con una complejidad similar a la del algoritmo MRC usado en diversidad espacial en recepción para 4 antenas. Al comparar con STBC este último obtiene mejores resultados pero con cargas computacionales elevadas. Dentro de los modelos STBC simulados, el mejor rendimiento se obtiene para un sistema con 4 antenas y tasa de codificación  $\frac{1}{2}$ . Por último, se han mostrado resultados comparando un modelo basado en conocimiento del canal en

transmisión (SVD) con los vistos anteriormente donde no se requiere dicha información. Si se usa las mismas gráficas de BER que en los modelos anteriores no se justificaría su uso en ningún tipo de entorno con respecto a STBC o Alamouti al obtener resultados pobres, pero se ha de considerar el hecho que estos sistemas envían flujos de bits independientes por cada antena, con lo cual, el aumentar el número de antenas implica también aumentar la velocidad total. Por tanto, la mejor forma de evaluar estos sistemas SVD serían en función de la eficiencia espectral proporcionada donde se observa que, a medida que el sistema es más complejo, mayor eficiencia espectral se obtiene.

En la segunda parte de la Tesis, dedicada a diferentes técnicas de filtrado, se trata de buscar una solución al problema de necesitar tener realimentación desde el receptor al transmisor para obtener una buena eficiencia espectral en estos sistemas inalámbricos. La solución que se plantea es usar una Precodificación Tomlinson Harashima (PTH) que ecualiza la respuesta del canal previamente a la transmisión sin tener conocimiento exacto del canal si no una estima de la respuesta del mismo usando el filtrado Kalman básico. Por otro lado, esta configuración, si bien reduce la IES, no elimina por completo los errores de predicción haciendo preciso el uso de un ecualizador en recepción. Al igual que en la primera parte de la Tesis, se ha considerado desvanecimiento lento.

Para realizar esta ecualización, se ha optado por filtrado adaptativo, de nuevo, usando filtrado Kalman para ir actualizando los pesos de estos filtros. En un principio, basándose en una variante de un ecualizador adaptativo lineal convencional como LMS (llamado Normalized LMS o NLMS). Posteriormente, se ha introducido el concepto de ecualización neuronal con un algoritmo del tipo NRPNLMS (Non-linear Recursive Proportionated Normalized Least Mean Square Equalizer) con linealidad adaptativa. Al incorporar el ecualizador neuronal a la precodificación con estima del canal usando filtrado Kalman, se obtiene unos resultados similares a los que se obtendría considerando esta misma precodificación pero con conocimiento exacto del canal en transmisión. En cambio, la solución planteada con la precodificación con estima del canal usando filtrado Kalman y un ecualizador normalizado basado en LMS, obtiene peores resultados. Ambos ecualizadores obtienen pobres resultados a medida que aumenta la velocidad del desvanecimiento, requiriéndose en este tipo de situaciones de ecualizadores que se adecúen mejor a la rápida variabilidad del canal.

Por un lado, para adaptarse mejor a entornos no lineales y, por otro, para obtener mejores respuestas ante un desvanecimiento variable, se han realizado pruebas con otro tipo de algoritmo basado en un ecualizador adaptativo no lineal DFE y variantes del filtrado Kalman adaptadas a modelos no lineales, en este caso, se ha usado Extended Kalman Filter (EKF) y Unscented Kalman Filter (UKF), para calcular la tasa de convergencia de la red neuronal recurrente simple en vez del método de gradiente. Posteriormente, se ha sustituido estas versiones del filtrado Kalman por el algoritmo de Gauss-Newton que tiene un menor coste computacional. En las simulaciones realizadas se observa que UKF obtiene mejores resultados que EKF, siendo

además UKF más fácil de implementar. Por último, al incorporar el algoritmo de Gauss-Newton para calcular tasa de convergencia de la red neuronal recurrente simple se obtienen los mejores resultados.

Por último se muestra una aplicación de filtrado Kalman básico para seguimiento de dispositivos en una red inalámbrica de área personal considerando velocidad pedestre en un entorno interior. Al aplicar filtrado Kalman con unas pocas iteraciones se consigue una reducción significativa del error comparándolo con el resultado obtenido aplicando el algoritmo de trilateración.

#### 7.1.1. Artículos en revistas de ámbito internacional relacionados con la Tesis

P. Corral, O. Ludwig, A. C. de C. Lima “*Time-Varying Channel Neural Equalization Using Gauss-Newton Algorithm*” Electronics Letters Vol. 46, no. 15, pp. 1055-1056, jul. 2010.

P. Corral, J. A. Pérez, A. C. D. C Lima, and O. Ludwig “*Parking Spaces Detection In Indoor Environments Based On Zigbee*” IEEE LATIN AMERICA TRANSACTIONS, VOL. 10, NO. 1, pp. 1162-1167, ene. 2012.

#### 7.1.2. Artículos en congresos relacionados con la Tesis

##### 7.1.2.1. Artículos en congresos nacionales

P. Corral, J. L. Corral, V. Almenar. “*Técnicas de diversidad para sistemas OFDM en canales tipo Rice y Rayleigh.*” XVIII Simposium Nacional de la Unión Científica Internacional de Radio, La Coruña (España). Sep. 2003.

F. Gordejuela, D. Pérez, P. Corral “*Análisis de las técnicas de diversidad aplicadas a redes inalámbricas Hiperlan/2*” XIX Simposium Nacional de la Unión Científica Internacional de Radio, Barcelona (España). Sep. 2004.

F. Gordejuela, D. Pérez, P. Corral “*Análisis de los distintos tipos de decodificación Viterbi aplicados a redes inalámbricas Hiperlan/2*” XIX Simposium Nacional de la Unión Científica Internacional de Radio, Barcelona (España). Sep. 2004.

P. Corral, L. Muñoz, V. Almenar. “*Rendimiento de un Sistema WMAN basado en el estándar IEEE 802.16d sobre canales SUI aplicando técnicas de diversidad espacio-temporales*” XXII Simposium Nacional de la Unión Científica Internacional de Radio, La Laguna (España). Sep. 2007.

Juan M. Camús, P. Corral, I. Atzeni, A. Congiu. “*Simulación de seguimiento Zigbee en tiempo real.*” XXV Simposium Nacional de la Unión Científica Internacional de Radio, Bilbao (España). Sep. 2010.

P. Corral, I. Atzeni, A. Congiu “*Real-Time Indoor Tracking System Simulation Based on ZigBee*” XX Jornadas Telecom I+D, Valladolid (España), Sep. 2010.

### 7.1.2.2. Artículos en congresos internacionales

J. D. Moreira, V. Almenar, J. L. Corral, S. Flores, A. Girona, P. Corral “*Diversity techniques for OFDM based WLAN systems*”, The 13th IEEE International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications, Vol.: 3, pp.: 1008- 1011, Lisboa (Portugal), sep. 2002.

P. Corral, J. L. Corral, V. Almenar “*Diversity techniques for OFDM based WLAN systems in Rice and Rayleigh channels*”, Sixth Baiona Workshop on Signal Processing in Communications, pp. 1-6, Baiona (España), sep. 2003.

P. Corral, J.L. Corral, V. Almenar. “*Diversity Techniques for OFDM based WLAN Systems: A comparison between hard, soft quantified and soft no quantified decision*” The Fifth European Wireless Conference (EW'04), Barcelona (España), Feb. 2004.

F. Gordejuela, D. Pérez, P. Corral “*Viterbi decoding and Diversity techniques for Hiperlan/2 Systems: A comparison between hard, soft quantified and soft no quantified decision*”. IADAT e-2004, Bilbao (España), Jul. 2004.

P. Hernandis, P. Corral, A.C.D.C. Lima. “*A comparison between Alamouti and SVD scheme for OFDM based WLAN System.*” International Conference on Signal Processing and Communications (SPCOM'2004), Bangalore (India). Nov. 2004.

P. Corral, P. Hernandis “*STBC Vs SVD Scheme for a MIMO-OFDM WLAN system*”, The Third International Information and Telecommunication Technologies Symposium (I2TS'2004), Sao Carlos (Brasil). Dic. 2004.

P. Corral, P. García, M. Mateo, A.C.D.C. Lima, V. Almenar “*Diversity Techniques for OFDM based UWB Frequency and Spatio Temporal Diversity*”, The Fourth International Information and Telecommunication Technologies Symposium (I2TS'2005), Florianópolis (Brasil), Dec 2005.

O. Ludwig, P. Corral, A.C.D.C. Lima. “*Optimization of ANN Applied to Non-Linear System Identification*” The 25th IASTED International Conference on Modelling, Identification, and Control, Lanzarote (España). Feb. 2006.

P. Corral, O. Ludwig, A.C.D.C. Lima. “*Optimization of ANN Applied to Non-Linear System Identification based in UWB*” Symposium on Trends in Communications (Symptic'06), Bratislava (R. Eslovaca). Oct. 2006.

P. Corral, J. Corral, O. Ludwig, A.C.D.C. Lima “*Adaptive neural equalization in wireless communication systems*” The Fifth International Information and Telecommunication Technologies Symposium (I2TS'06), Cuiabá (Brasil). Dec 2006.

P. Corral, M. Fayos. “*Distance Estimation System based on Zigbee.*” I2COMM Consorcio Interinstitucional de Investigación en Computación Móvil, Cartagena de Indias (Colombia). Feb. 2008.

C.J.C. Santos, O. Ludwig, P. Corral, A.C.D.C. Lima “*Neural Equalizer for Time Varying Channel Using Gauss-Newton Training Algorithm*” The 2nd International Conference On Signal Processing And Communication Systems IWCMC08, Brasilia (Brasil). Dec. 2008.

P. Corral, J.M. Camús, A.C.D.C. Lima “*Kalman Tracking Prototype based on Zigbee*” The Ninth International Information and Telecommunication Technologies Symposium (I2TS'10), Rio de Janeiro (Brasil). Dec 2010.

P. Corral, J.A. Pérez, A.C.D.C. Lima, O. Ludwig “*Parking spaces detection in indoor environments based on Zigbee.*” The Tenth International Information and Telecommunication Technologies Symposium (I2TS'11), Florianópolis (Brasil). Dec 2011.

### 7.1.3. Otros artículos

#### 7.1.3.1. Otros artículos en revistas de ámbito internacional

P. Corral, B. Coronado, A.C.D.C. Lima, O. Ludwig “*Design of Automatic Meter Reading based on Zigbee*” IEEE LATIN AMERICA TRANSACTIONS. Vol. 10, No. 1, pp. 1150-1155, ene. 2012.

C.R. Fernández-Pousa, J. Mora, H. Maestre, P. Corral, “*Radio-frequency low-coherence interferometry*” Optics Letters, Vol. 39, Issue 12, Pag. 3634-3637, 2014.

#### 7.1.3.2. Otros artículos en congresos nacionales e internacionales

P. Corral, V. Almenar, J.J. Fernandes “*Simulación por ordenador e implementación física de un sistema de comunicaciones de espectro ensanchado (Secuencia directa) mediante el microcontrolador PIC16F876 a través del interfaz RS232*” Seminario Anual de Automática, Electrónica Industrial e Instrumentación (SAEII), Alcalá de Henares (España). Sep. 2002.

P. Corral, F. Verdú “*Habilitación del procesador digital de señal TMS320C50 de Texas Instruments para la transmisión y recepción de información a través de un bus GPIB*” Seminario Anual de Automática, Electrónica Industrial e Instrumentación (SAEII), Alcalá de Henares (España). Sep. 2002.

P. Corral, V. Almenar, J.J. Fernandes “*Simulación por ordenador e implementación física de un sistema de comunicaciones de espectro ensanchado (Secuencia directa) mediante el microcontrolador PIC16F876 a través del interfaz RS232*” XVII Symposium Nacional de la Unión Científica Internacional de Radio, Alcalá de Henares (España). Sep. 2002.

P. Corral, I. Bernad, A.A. Almeida de Salles “*Simulación por ordenador e implementación física de un sistema de comunicaciones de espectro ensanchado (Salto en frecuencia) mediante el microcontrolador PIC16F876 a través del interfaz RS232*” XVIII Symposium Nacional de la Unión Científica Internacional de Radio, La Coruña (España). Sep. 2003.

M. García, P. Corral, D. López, J. Corral, A.C.D.C. Lima “. *Simulación e implementación de una red inalámbrica IEEE 802.11g en distintos entornos dentro del campus de Elche de la UMH*” XIX

Simposium Nacional de la Unión Científica Internacional de Radio, Barcelona (España). Sep. 2004.

R. Sanz, P. Corral, A.C.D.C. Lima “*Adaptive Beamforming Techniques for OFDM based WLAN systems: A comparison between RLS and LMS*” Symposium on Trends in Communications (Symptic’04), Bratislava (R. Eslovaca). Jul. 2004.

P. Corral, R. Sanz A.C.D.C. Lima “*Beamforming Techniques for OFDM -WLAN Systems: Optimal, adaptive and Switched beam*” The Third International Information and Telecommunication Technologies Symposium (I2TS’2004), Sao Carlos (Brasil). Dic. 2004.

M. Mompó, P. Corral, J. Segrelles, J. Ibáñez “*Diseño e implementación de una red inalámbrica basada en el estándar 802.11 de área extensa en la población de Montaverner*” XX Simposium Nacional de la Unión Científica Internacional de Radio, Gandia (España). Sep. 2005.

M. Mompó, P. Corral, J. Segrelles, L. Pierucci “*Herramienta gráfica para la predicción de coberturas IEEE 802.11a/b/g en interiores, exteriores y espacio libre*” XX Simposium Nacional de la Unión Científica Internacional de Radio, Gandia (España). Sep. 2005.

P.J. Roig., P. Corral, L. Pierucci, J. Ibáñez “*Localización UWB en canales Indoor y Outdoor MIMO*” XX Simposium Nacional de la Unión Científica Internacional de Radio, Gandia (España). Sep. 2005.

R. Lozano, P. Corral, P. Melgarejo “*Control remoto en tiempo real de datos ambientales mediante red inalámbrica en el invernadero de la UMH*” XXI Simposium Nacional de la Unión Científica Internacional de Radio, Oviedo (España). Sep. 2006.

J. Embid, P. Corral, E. Moreno, A.C.D.C. Lima “*Real-Time bus position using WLAN System in a Central Station*”.The Fifth International Information and Telecommunication Technologies Symposium (I2TS’06), Cuiabá (Brasil). Dec 2006.

D. López, P. Corral, J. M. Valero, A.C.D.C. Lima “*AFP-TOOL: Automatic Frequency Planning-Tool for GSM/DCS 1800 in a Spanish Telecommunications Company*” The Fifth International Information and Telecommunication Technologies Symposium (I2TS’06), Cuiabá (Brasil). Dec 2006.

J. Navarro, R. García, P. Corral, “*Diseño e implementación de un sistema de comunicación inalámbrico de bajo coste en la banda ICM 4*” XXII Simposium Nacional de la Unión Científica Internacional de Radio, La Laguna (España). Sep. 2007.

P. Corral, R. García, J. Moraga “*Técnicas de estimación de canal en el estándar 802.16-2004*” XX Jornadas Telecom I+D, Valencia (España). Nov. 2007.

P. Corral, R. García, A. Molina, A.C.D.C. Lima "An IP-video Surveillance Indoor System Using Mesh Networks" The Sixth International Information and Telecommunication Technologies Symposium (I2TS'07), Brasilia (Brasil). Dec 2007.

P. Corral, M. Fayos, R. García, V. Almenar, A.C.D.C. Lima "Distance Estimation System based on ZigBee" The Sixth International Information and Telecommunication Technologies Symposium (I2TS'07), Brasilia (Brasil). Dec 2007.

R. L. Juan, R. García, P. Corral "Estimación de la capacidad y la calidad de servicio de un enlace, mediante técnicas de dispersión de paquetes" XXIII Simposium Nacional de la Unión Científica Internacional de Radio, Madrid (España). Sep. 2008.

C. Cayuelas, B. Coll, J. Munoz, P. Corral, E. Ávila "Antenas Impresas para Redes de Localización Zigbee" XXIII Simposium Nacional de la Unión Científica Internacional de Radio, Madrid (España). Sep. 2008.

P. Corral, R. García, V. Almenar, A.C.D.C. Lima "Distance Estimation System based on Zigbee" The 10th International Symposium On Spread Spectrum Techniques And Applications ISSSTA IEEE 2008. Aug. 2008.

P. Corral, A. Molina, A.C.D.C. Lima. "An IP-video Surveillance Indoor System" I2COMM Consorcio Interinstitucional de Investigación en Computación Móvil, Cartagena de Indias (Colombia), Feb. 2008.

P. Corral, M. Fayos, R. García, V. Almenar, A.C.D.C. Lima "Distance Estimation System based on Zigbee" The 11TH International Conference On Computational Science And Engineering CSE IEEE 2008, Sao Paulo (Brasil). Jul. 2008.

P. Corral, A.C.D.C. Lima "Use of Directional Antennas in Zigbee" The Seventh International Information and Telecommunication Technologies Symposium (I2TS'08), Foz de Iguazú (Brasil). Dec 2008.

P. Corral, R. García, Z. Gao Shen "Aplicación didáctica para el análisis y estudio de tráfico de redes cableadas e inalámbricas en tiempo real" XIX Jornadas Telecom I+D, Madrid (España), Nov. 2009.

P. Corral, M. Fayos, R. Barberá, F. Castejón "Avances en sistema de localización mediante ZigBee" XIX Jornadas Telecom I+D, Madrid (España). Nov. 2009.

R. Barberá, M. Fayos, R. Martínez, F. Castejón, P. Corral "Mejoras en Sistema de Localización mediante ZigBee" XXIV Simposium Nacional de la Unión Científica Internacional de Radio, Santander (España). Sep. 2009.



Z. Gao Shen, R. García, P. Corral “*Desarrollo de una herramienta didáctica para el análisis y estudio de tráfico de redes TCP/IP en tiempo real*” XXIV Simposium Nacional de la Unión Científica Internacional de Radio, Santander (España). Sep. 2009.

S. Pérez, P. Corral, J. A. Vaquerizo “*Mejoras en el software de comunicación de la antena PARTNeR del MDSCC*” XX Jornadas Telecom I+D, Valladolid (España). Sep. 2010.

P. Corral, B. Coronado, A.C.D.C. Lima, O. Ludwig. “*Design of Automatic Meter Reading based on Zigbee*” The Tenth International Information and Telecommunication Technologies Symposium (I2TS'11), Florianópolis (Brasil). Dec 2011.

J.A. Pérez, P. Corral “*Sistema de detección de plazas para estacionamiento indoor basado en ZigBee*” XXVI Simposium Nacional de la Unión Científica Internacional de Radio, Leganés (España). Sep. 2011.

T. García, B. Pastor, P. Corral “*Implementación de hardware ZigBee para entorno indoor*” XXVII Simposium Nacional de la Unión Científica Internacional de Radio, Elche (España). Sep. 2012.

S. Seddik, P. Corral “*Sistema de emergencia en catástrofes basado en IEEE 802.15.4*” XXVII Simposium Nacional de la Unión Científica Internacional de Radio, Elche (España). Sep. 2012.

C. Llorens, P. Corral, F. Castejón, “*Sistema de control de plazas libres y pago automático en aparcamientos basado en ZigBee*” XXVII Simposium Nacional de la Unión Científica Internacional de Radio, Elche (España). Sep. 2012.

E. Pérez, J. Ferrer, P. Corral “*Simulación de comunicaciones inalámbricas con esquemas de modulación QAM y PSK bajo ruido impulsivo*” XXVIII Simposium Nacional de la Unión Científica Internacional de Radio, Santiago de Compostela (España). Sep. 2013.

J.E. Pastor, P. Corral “*Diseño e implementación de herramienta didáctica basada en redes WPAN*” XXIX SIMPOSIUM NACIONAL DE LA UNION CIENTIFICA INTERNACIONAL DE RADIO, URSI 2014, Valencia. Sep. 2014.

R.A. Gómez, P. Corral “*Development and implementation of a solar tracker for photovoltaic panels*” XXIX SIMPOSIUM NACIONAL DE LA UNION CIENTIFICA INTERNACIONAL DE RADIO, URSI 2014, Valencia. Sep. 2014.

J.M. Martínez, P. Corral “*Diseño e implementación de red sensorial inalámbrica con conexión M2M en entornos outdoor*” XXIX SIMPOSIUM NACIONAL DE LA UNION CIENTIFICA INTERNACIONAL DE RADIO, URSI 2014, Valencia. Sep. 2014.

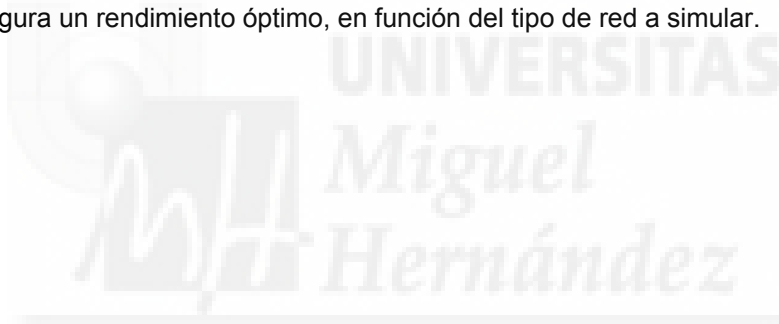
C.R. Fernández-Pousa, H. Maestre, P. Corral “*Interferometric displacement sensor by use of a single-passband incoherent microwave photonics filter*”, 23rd International Conference on Optical Fibre Sensors, 2014.

C.R. Fernández-Pousa, J. Mora, H. Maestre, P. Corral "Microwave-Photonics White-Light Interferometry" 23RD CONGRESS INTERNATIONAL COMMISSION FOR OPTICS- ICO 23 ENLIGHTENING THE FUTURE, 2014.

## 7.2. Futuras líneas de trabajo

A partir de la presente memoria se plantean varias líneas de investigación:

- Desde un punto de vista experimental, sería interesante desarrollar aplicaciones a partir del filtrado Kalman extendido y sin esencia, para técnicas de estimación de distancia, localización y seguimiento en redes inalámbricas considerando el comportamiento no lineal del canal.
- Generalizar el uso de las diferentes técnicas de filtrado desarrolladas en esta memoria a diferentes redes WPAN, WLAN y WMAN.
- Otra línea estaría orientada al estudio de alternativas de estimación de canal con filtrado Kalman aplicadas a técnicas de diversidad espacio-temporal que precisan conocimiento exacto del canal, a partir de los resultados obtenidos en las técnicas de filtrado adaptativo se augura un rendimiento óptimo, en función del tipo de red a simular.



## Referencias

[1] J. D. Moreira, V. Almenar, J. L. Corral, S. Flores, A. Girona, P. Corral "Diversity techniques for OFDM based WLAN systems", The 13th IEEE International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications, PIMRC'02. Volume: 3, pp.: 1008- 1011 vol.3, 2002.

[2] P. Hernandis, P. Corral and A.C.D.C. Lima "A comparison between Alamouti and SVD scheme for OFDM based WLAN system" International Conference on Signal Processing and Communications, 2004. SPCOM '04. pp.: 398- 401, 11-14 dic. 2004.

[3] R. Framjee, V.K. Prabhu "Zero-forcing equalisation for space diversity combining in microwave digital radio" IEE Proceedings Communications, Vol.: 144 , Issue:2, pp.: 107 – 113. Abr. 1997.

[4] B. Alawieh, W. Mardini, H. Mouftah "A Kalman-fuzzy application for rate adaptation in IEEE 802.11 based multihop ad hoc networks" 7th International Wireless Communications and Mobile Computing Conference (IWCMC), 2011. pp.: 243 – 248, 4-8 jul. 2011.

[5] IEEE Societies and Communities, website, Febrero 2012. [Online].  
[http://www.ieee.org/societies\\_communities/index.html](http://www.ieee.org/societies_communities/index.html)

[6] Steven J. Vaughan-Nichols "Achieving Wireless Broadband with WiMax" Computer, vol. 37, no. 2, pp. 10-13. Feb. 2004.

[7] A. Ghosh, D.R.Wolter, J.G. Andrews, R. Chen, "Broadband wireless access with WiMax/802.16: current performance benchmarks and future potential," Communications Magazine, IEEE , vol.43, no.2, pp.129-136. Feb. 2005

[8] Michael Thelander, "WiMAX: Oportunidades y desafíos en un mundo inalámbrico"; LLC. Jul. 2005.

[9] IEEE Std 802.16-2004, "Local and Metropolitan Area Network – Part 16: Air Interface for Fixed Broadband Wireless Access Systems". IEEE Computer Society and IEEE Microwave Theory and Techniques Society. Oct. 2004.

[10] J. Foerster, G. Sater, A. Arunachalam, "LMDS standards architectural issues," Wireless Communications and Networking Conference, 2000. WCNC. 2000 IEEE, vol.3, no., pp.1590-1594 vol.3, 2000.

[11] IEEE-SA"IEEE –SA Standards Board Project Authorization Request (PAR) Form for P802.16", IEEE, Tech. Rep. 802.16-01/15, Feb 2001, [Online]. [www.ieee802.org/16/docs/01/80216-01\\_15.eps](http://www.ieee802.org/16/docs/01/80216-01_15.eps)

[12] R. Marks, "Splitting the 802.16a/802.16b Document" IEEE, Tech. Rep. 802.16-02/59, Nov. 2001. [Online]: [www.ieee802.org/16/docs/80216-01\\_59.eps](http://www.ieee802.org/16/docs/80216-01_59.eps)

[13] Jen-Ming Wu; Wen-Bin Lin; "Channel Estimation for Non-Line-of-Sight WiMax Communication System," IEEE 63rd Vehicular Technology Conference, 2006. VTC 2006-Spring., vol.6, no., pp.2671-2675, 7-10 may. 2006.

[14] L. Hanzo, Byoung-Jo Choi , "Near-Instantaneously Adaptive HSDPA-Style OFDM Versus MC-CDMA Transceivers for WIFI, WIMAX, and Next-Generation Cellular Systems," Proceedings of the IEEE , vol.95, no.12, pp.2368-2392. Dic. 2007.

[15] K.Stanwood "PAR for amendmet to add 10-66 GHz profiles in Clause 12", IEEE, Tech. Rep. 802.16-02/11r1, Mar. 2002. [Online] [www.ieee802.org/16/docs/02/80216-02\\_11r1.eps](http://www.ieee802.org/16/docs/02/80216-02_11r1.eps)

[16] R. Marks, "IEEE 802.16 WirelessMAN Standard: Myths and Facts" Wireless Communications Conference, Washington, USA, 2006.

[17] V. Loscri, "Evaluating The Impact Of Multiple Paths In A Wireless Mesh Network With Distributed Scheduling Schemes" IEEE 18th International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications, 2007. PIMRC 2007 , vol., no., pp.1-5, 3-7 sep. 2007.

[18] IEEE, "IEEE 802.16's Relay Task Group" [Online] [www.ieee802.org/16/relay/](http://www.ieee802.org/16/relay/)

[19] IEEE, "IEEE 802.16 Task Group m (TGm)" [Online] [www.ieee802.org/16/tgm/](http://www.ieee802.org/16/tgm/)

- [20] Sergey Andreev, Olga Galinina, Yevgeni Koucheryavy "Energy-Efficient Client Relay Scheme for Machine-to-Machine Communication," Global Telecommunications Conference (GLOBECOM 2011), 2011 IEEE , vol., no., pp.1-5, 5-9 dic. 2011.
- [21] H. Martikainen,; "Analysis of duplexing modes in the IEEE 802.16 wireless system," European Wireless Conference (EW), 2010, vol., no., pp.849-856, 12-15 abr. 2010.
- [22] Daan Pareit, Bart Lannoo, Ingrid Moerman, Piet Demeester; "The History of WiMAX: A complete Survey of the Evolution in Certification and Standardization for IEEE 802.16 and WiMAX" IEEE Communications Surveys and Tutorials 2011.
- [23] IEEE Draft, "WirelessMAN-Advanced Air Interface for Broadband Wireless Access Systems". Nov. 2011.
- [24] Resolución UIT-R 1-6, "Métodos de trabajo de la Asamblea de Radiocomunicaciones, de las Comisiones de Estudio de Radiocomunicaciones y del Grupo Asesor de Radiocomunicaciones", ITU-R Std., 2012.
- [25] Recommendation ITU-R M.1457-7, "Detailed specifications of the radio interfaces of International Mobile Telecommunications-2000 (IMT-2000)", ITU-R Std. Oct. 2007.
- [26] Recommendation ITU-R M.1457-8 "Detailed specifications of the radio interfaces of International Mobile Telecommunications-2000 (IMT-2000), ITU-R Std. May. 2009.
- [27] Recommendation ITU-R M.1457-9 "Detailed specifications of the terrestrial radio interfaces of International Mobile Telecommunications-2000 (IMT-2000), ITU-R Std. May. 2010.
- [28] WiMAX Forum "WiMAX Forum Mobile System Profile Specification Release 1.5 Common Part", Technical Specifications WMF.T23-001-R015v01. Ago. 2010.
- [29] Draft revision of Recommendation ITU-R M.1457-9 "Detailed specifications of the terrestrial radio interfaces of International Mobile Telecommunications-2000 (IMT-2000)". Jun. 2011.
- [30] ITU, ITU World Radiocommunication Conference Nov 2007, Press Release: [www.itu.int/newsroom/press\\_releases/2007/36.html](http://www.itu.int/newsroom/press_releases/2007/36.html)
- [31] ITU, "Principles for the process of development of IMT Advanced" ITU-R STd, ITU Resolution 57, 2007.
- [32] <http://www.etsi.org/WebSite/AboutETSI/Introduction/introduction.aspx>

[33] ETSI, "ETSI Directives" version 29. Ene. 2012.

[34] TTA Standard, "Specifications for 2.3GHz Band Portable Internet Service-Physical & Medium Access Control Layer". Jun. 2005.

[35] David Martín-Sacristán et al. "On the Way towards Fourth-Generation Mobile: 3GPP LTE and LTE-Advanced", EURASIP Journal on Wireless Communications and Networking, vol 2009, pp. 1-11, 2009.

[36] T. Ichikawa, M. Iizuka, H. Takanashi, M. Morikura "Frame transfer protocol with shortcut between wireless bridges," IEEE VTS 50th Vehicular Technology Conference, 1999. VTC 1999 - Fall. , vol.3, no., pp.1705-1709 vol.3, 1999.

[37] G. Bianchi, L. Fratta, M. Oliveri "Performance evaluation and enhancement of the CSMA/CA MAC protocol for 802.11 wireless LANs," Seventh IEEE International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications, 1996. PIMRC '96, vol.2, no., pp.392-396 vol.2, 15-18 oct. 1996.

[38] J. Weinmiller, H. Woesner, A. Wolisz "Analyzing and improving the IEEE 802.11-MAC protocol for wireless LANs," Fourth International Workshop on Modeling, Analysis, and Simulation of Computer and Telecommunication Systems, 1996. MASCOTS '96, , vol., no., pp.200-206, 1-3 feb 1996.

[39] "Supplement to IEEE Standard for Information Technology- Telecommunications and Information Exchange Between Systems- Local and Metropolitan Area Networks- Specific Requirements- Part 11: Wireless LAN Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) Specifications: Higher-Speed Physical Layer Extension in the 2.4 GHz Band," IEEE Std 802.11b-1999 , vol., no., pp.i-90, 2000.

[40] E. Dinan, V. Ramasarma "Effects of radio channel characteristics on IEEE 802.11b QoS performance in an outdoor point-to-multipoint configuration," IEEE 60th Vehicular Technology Conference, 2004. VTC2004-Fall. 2004, vol.7, no., pp. 5006- 5010 Vol. 7, 26-29 sep. 2004.

[41] S. Chiochan, E. Hossain, J. Diamond "Channel assignment schemes for infrastructure-based 802.11 WLANs: A survey," Communications Surveys & Tutorials, IEEE , vol.12, no.1, pp.124-136, primer cuatrimestre 2010.

[42] Yang Xiao, J. Rosdahl "Throughput and delay limits of IEEE 802.11," Communications Letters, IEEE , vol.6, no.8, pp.355-357. Ago. 2002.

- [43] A.U. Chaudhry, R.H.M. Hafez, O. Aboul-Magd, S.A. Mahmoud "Fault-tolerant and scalable channel assignment for multi-radio multi-channel IEEE 802.11a-based wireless mesh networks," IEEE GLOBECOM Workshops (GC Wkshps), 2010, vol., no., pp.1113-1117, 6-10 dic. 2010.
- [44] International Standard ISO/IEC 8802-11 IEEE Std 802.11 "Part 11: Wireless LAN Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) Specifications", Second edition 2005-08-01, 2005.
- [45] B. O'Hara Petrick, "A. IEEE 802.11 Handbook: A Designer's Companion" Wiley-IEEE Press, pp.: 191 -206, 2005.
- [46] Z. Horvath, D. Varga "Elimination of RLAN interference on weather radars by channel allocation in 5 GHz band," International Conference on Ultra Modern Telecommunications & Workshops, 2009. ICUMT '09., vol., no., pp.1-6, 12-14 oct. 2009
- [47] P. Mahasukhon, M. Hempel, Ci Song, H. Sharif "Comparison of Throughput Performance for the IEEE 802.11a and 802.11g Networks," 21st International Conference on Advanced Information Networking and Applications, 2007. AINA '07., vol., no., pp.792-799, 21-23 may. 2007.
- [48] M.-J. Ho, J. Wang, K. Shelby, H. Haisch "IEEE 802.11g OFDM WLAN throughput performance," Vehicular Technology Conference, 2003. IEEE 58th VTC 2003-Fall. 2003, vol.4, no., pp. 2252- 2256 Vol.4, 6-9 oct. 2003.
- [49] Yang Xiao "IEEE 802.11n: enhancements for higher throughput in wireless LANs," Wireless Communications, IEEE , vol.12, no.6, pp. 82- 91. Dic. 2005.
- [50] IEEE Draft P802.11-REVmb™/D10.0. Ago. 2011.
- [51] J. Friedrich, S. Frohn, S. Gubner, C. Lindemann "Understanding IEEE 802.11n multi-hop communication in wireless networks," International Symposium on Modeling and Optimization in Mobile, Ad Hoc and Wireless Networks (WiOpt), 2011, vol., no., pp.321-326, 9-13 may. 2011.
- [52] A.M. Camara, R.P.F. Hoefel "On the Performance of IEEE 802.11n Cyclic Shift Diversity Scheme for 802.11a/g Legacy Compatibility," IEEE 73rd Vehicular Technology Conference (VTC Spring), 2011, vol., no., pp.1-5, 15-18 may. 2011.

[53] P. Chatzimisios, A.C. Boucouvalas, V. Vitsas "Optimisation of RTS/CTS handshake in IEEE 802.11 wireless LANs for maximum performance," Global Telecommunications Conference Workshops, 2004. IEEE GlobeCom Workshops 2004, vol., no., pp. 270- 275, 29 nov.-3 dic. 2004.

[54] IEEE Std 802.11n, IEEE Standard for Information technology- Telecommunications and information exchange between systems- Local and metropolitan area networks- Specific requirements. "Part 11: Wireless LAN Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) Specifications. Amendment 5. Enhancements for Higher Throughput" 2009.

[55] Yan Wang, Danpu Liu "A MCS Selection Strategy Based on Ordered Modulation for IEEE 802.11n System," 7th International Conference on Wireless Communications, Networking and Mobile Computing (WiCOM), 2011, vol., no., pp.1-4, 23-25 sep. 2011.

[56] D. Nojima, L. Lanante, Y. Nagao, M. Kurosaki, H. Ochi "Performance evaluation for multi-user MIMO IEEE 802.11ac wireless LAN system," 14th International Conference on Advanced Communication Technology (ICACT), 2012, vol., no., pp.804-808, 19-22 feb. 2012.

[57] Eng Hwee Ong, J. Knecht, O. Alanen, Zheng Chang, T. Huovinen, T. Nihtila "IEEE 802.11ac: Enhancements for very high throughput WLANs," IEEE 22nd International Symposium on Personal Indoor and Mobile Radio Communications (PIMRC), 2011, vol., no., pp.849-853, 11-14 sep. 2011.

[58] "IEEE Approved Draft Standard for Local and Metropolitan Area Networks---Media Access Control (MAC) Bridges and Virtual Bridged Local Area Networks," IEEE P802.1Q-REV/D1.5, March 2011, vol., no., pp.1-1376, ago. 29 2011.

[59] WiGig White Paper, Wireless Gigabit Alliance, jul. 2010.

[60] Jean-Jacques Deslise "What's the difference between IEEE 802.11af and 802.11ah?" *Microwaves & RF*, vol.54, pp. 69-72, abr. 2015.

[61] Jamshid Khun-Jush, P. Schramm, U.Wachsmann, F. Wenger "Structure and performance of the HIPERLAN/2 physical layer," IEEE VTS 50th Vehicular Technology Conference, 1999. VTC 1999 - Fall, vol.5, no., pp.2667-2671 vol.5, 1999.

[62] A. Doufexi, S. Armour, M. Butler, A. Nix, D. Bull, J. McGeehan, P. Karlsson "A comparison of the HIPERLAN/2 and IEEE 802.11a wireless LAN standards," *IEEE Communications Magazine*, vol.40, no.5, pp.172-180. May. 2002.



[63] ETSI TS 101 475 V1.1.1 (2000-04) Technical Specification Broadband Radio Access Networks (BRAN); HIPERLAN Type 2; Physical (PHY) layer.

[64] ETSI TS 101 761-1 v1.3.1B: "Broadband Radio Access Networks (BRAN); HIPERLAN Type 2; Data Link Control (DLC) layer; Part 1: Basic Data Transport".

[65] ETSI TS 101 761-2 v1.2.1C: "Broadband Radio Access Networks (BRAN); HIPERLAN Type 2; Data Link Control (DLC) layer; Part 2: Radio Link Control (RLC) sublayer".

[66] "IEEE Standard for Telecommunications and Information Exchange Between Systems - LAN/MAN - Specific Requirements - Part 15: Wireless Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) Specifications for Wireless Personal Area Networks (WPANs)," IEEE Std 802.15.1-2002, vol., no., pp.1-473, 14 Jun. 2002.

[67] "Approved Draft Standard for Information technology-- Telecommunications and information exchange between systems-- Local and metropolitan area networks-- Specific requirements Part 15.1REVa: Wireless Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) Specifications for Wireless Personal Area Networks (WPANs) Replaced by IEEE 802.15.1-2005," IEEE Std P802.15.1/D6, 2004.

[68] "IEEE Standard for Information Technology - Telecommunications and Information Exchange Between Systems - Local and Metropolitan Area Networks - Specific Requirements. - Part 15.1: Wireless Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) Specifications for Wireless Personal Area Networks (WPANs)," IEEE Std 802.15.1-2005 (Revision of IEEE Std 802.15.1-2002) , vol., no., pp.0\_1-580, 2005.

[69] IEEE Standard for Information technology-- Local and metropolitan area networks-- Specific requirements-- Part 15.1a: Wireless Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) specifications for Wireless Personal Area Networks (WPAN), IEEE Std 802.15.1a-2012, mar. 2012.

[70] "IEEE Recommended Practice for Information Technology - Telecommunications and Information Exchange Between Systems - Local and Metropolitan Area Networks - Specific Requirements Part 15.2: Coexistence of Wireless Personal Area Networks With Other Wireless Devices Operating in Unlicensed Frequency Bands," IEEE Std 802.15.2-2003 , vol., no., pp.0\_1-115, 2003.

[71] A. Zanella "A mathematical framework for the performance analysis of bluetooth with enhanced data rate," IEEE Transactions on Communications, , vol.57, no.8, pp.2463-2473. Ago. 2009.

[72] B. Subbusundaram, P. Jawaharlal "System Implementation of Pushing DATA to Handheld Devices via Bluetooth High Speed Specification, Version 3.0 + HS," 6th International Conference on Wireless Communications Networking and Mobile Computing (WiCOM), 2010, vol., no., pp.1-4, 23-25 sep. 2010.

[73] S. Sandhya, K.A.S.Devi "Analysis of Bluetooth threats and v4.0 security features," International Conference on Computing, Communication and Applications (ICCCA), 2012, vol., no., pp.1-4, 22-24 feb. 2012.

[74] "IEEE Standard for Information Technology - Telecommunications and Information Exchange Between Systems - Local and Metropolitan Area Networks - Specific Requirements Part 15.3: Wireless Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) Specifications for High Rate Wireless Personal Area Networks (WPANs)," IEEE Std 802.15.3-2003 , vol., no., pp.0\_1-315, 2003.

[75] J. Karaoguz "High-rate wireless personal area networks," IEEE Communications Magazine, vol.39, no.12, pp.96-102. Dic. 2001.

[76] Cheolhee Park, T.S. Rappaport "Short-Range Wireless Communications for Next-Generation Networks: UWB, 60 GHz Millimeter-Wave WPAN, And ZigBee," IEEE Wireless Communications, vol.14, no.4, pp.70-78. Ago. 2007.

[77] "IEEE Standard for IEEE Amendment to Part 15.3: Wireless Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) Specifications for High Rate Wireless Personal Area Networks (WPAN): Amendment to MAC Sublayer," IEEE Std 802.15.3b-2005 (Amendment to IEEE Std 802.15.3-2003), vol., no., pp.1-162. May. 5 2006.

[78] "IEEE Standard for Information technology - Telecommunications and information exchange between systems - Local and metropolitan area networks - Specific requirements. Part 15.3: Wireless Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) Specifications for High Rate Wireless Personal Area Networks (WPANs) Amendment 2: Millimeter-wave-based Alternative Physical Layer Extension," IEEE Std 802.15.3c-2009 (Amendment to IEEE Std 802.15.3-2003), vol., no., pp.c1-187, 12 oct. 2009.

[79] G.R. Aiello, G.D. Rogerson "Ultra-wideband wireless systems," Microwave Magazine, IEEE , vol.4, no.2, pp. 36- 47, jun. 2003.

[80] Revision of Part 15 of the Commission's Rules Regarding Ultra Wideband Transmission System, First Report and Order, 1998.

- [81] A. Batra, J. Balakrishnan, G.R. Aiello, J.R. Foerster, A. Dabak "Design of a multiband OFDM system for realistic UWB channel environments," IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol.52, no.9, pp. 2123- 2138. Sep. 2004.
- [82] H.K. Lau "High-speed short-range systems for wireless personal area networks," Wireless Telecommunications Symposium, 2009. WTS 2009 , vol., no., pp.1-4, 22-24 abr. 2009.
- [83] "Standard ECMA-368. High Rate Ultra Wideband PHY and MAC Standard" 3rd Edition – Dic. 2008.
- [84] ISO/IEC 26907:2009 Information technology -- Telecommunications and information exchange between systems -- High-rate ultra-wideband PHY and MAC standard.
- [85] ETSI TS 102 455 High Rate Ultra Wideband PHY and MAC Standard-V1.1.1; ECMA-368/Dic. 2005.
- [86] "Standard ECMA-369. MAC PHY Interface for ECMA-368" 3rd Edition – dic. 2008.
- [87] ISO/IEC 26908:2009 Information technology -- Telecommunications and information exchange between systems -- MAC-PHY interface for ISO/IEC 26907.
- [88] A. Skrebtsov, A. Burnic, Dong Xu A. Waadt, P. Jung "UWB applications in public transport," International Conference on Communications, Computing and Control Applications (CCCA), 2011, vol., no., pp.1-4, 3-5 mar. 2011.
- [89] High Rate Ultra Wideband PHY and MAC Standard, 2<sup>nd</sup> edition ECMA 368, dic. 2007.
- [90] J. Kan, J. Mietzner, C. Snow, R. Schober "Enhancement of the ECMA-368 UWB system by means of compatible relaying techniques," IEEE International Conference on Ultra-Wideband, 2008. ICUWB 2008, vol.2, no., pp.63-67, 10-12 sep. 2008
- [91] R.S. Sherratt "Design issues toward a cost effective physical layer for multiband OFDM (ECMA-368) in consumer products," IEEE Transactions on Consumer Electronics, vol.52, no.4, pp.1179-1183. Nov. 2006.
- [92] N.M. Anas, S.K.S. Yusof, R. Mohamad, S. Saaidin "Multiband OFDM UWB system performance under Saleh-Valenzuela channel," 14th International Conference on Advanced Communication Technology (ICACT), 2012, vol., no., pp.18-22, 19-22 feb. 2012.

[93] MultiBand OFDM Physical Layer Specification, WiMedia Alliance, Inc., ago. 2009, release 1.5.

[94] Kilhwan Kim, Jangyoung Park, Jihun Koo, Yongsuk Kim, Jaeseok Kim "Enhanced WiMedia UWB system using antenna selection with reduced feedback," Consumer Communications and Networking Conference (CCNC), 2012 IEEE , vol., no., pp.843-848, 14-17 ene. 2012.

[95] "IEEE Standard for Information Technology - Telecommunications and Information Exchange Between Systems - Local and Metropolitan Area Networks Specific Requirements Part 15.4: Wireless Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) Specifications for Low-Rate Wireless Personal Area Networks (LR-WPANs)," IEEE Std 802.15.4-2003, vol., no., pp.0\_1-670, 2003.

[96] J.A. Gutierrez, M. Naeve, E. Callaway, M. Bourgeois, V. Mitter, B. Heile "IEEE 802.15.4: a developing standard for low-power low-cost wireless personal area networks," IEEE Network, vol.15, no.5, pp.12-19, sep.-oct. 2001.

[97] IEEE 802.15 Working Group for WPAN [www.ieee802.org/15](http://www.ieee802.org/15)

[98] "IEEE Standard for Information technology-- Local and metropolitan area networks-- Specific requirements-- Part 15.4: Wireless Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) Specifications for Low Rate Wireless Personal Area Networks (WPANs)," IEEE Std 802.15.4-2006 (Revision of IEEE Std 802.15.4-2003) , vol., no., pp.1-320, 7 sep. 2006.

[99] "Approved Draft Amendment to IEEE Standard for Information technology- Telecommunications and information exchange between systems-PART 15.4:Wireless Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) Specifications for Low-Rate Wireless Personal Area Networks (LR-WPANs): Amendment to add alternate PHY (Amendment of IEEE Std 802.15.4)," IEEE Approved Std P802.15.4a/D7, ene. 2007.

[100] M.S. Chowdhury, N. Ullah, M.H. Kabir, P. Khan, K.S. Kwak "Throughput, delay and bandwidth efficiency of IEEE 802.15.4a using CSS PHY," Information and Communication Technology Convergence (ICTC), 2010 International Conference on , vol., no., pp.158-163, 17-19 nov. 2010.

[101] A.F. Molisch, J.R. Foerster, M. Pendergrass "Channel models for ultrawideband personal area networks," Wireless Communications, IEEE , vol.10, no.6, pp. 14- 21, dec. 2003.

[102] Hyeonwoo Cho, Jewon Lee, Younghun Lee, Sang Woo Kim "Localization for a Mobile Node Based on Chirp Spread Spectrum Ranging," Computational Science and Its Applications (ICCSA), 2010 International Conference on , vol., no., pp.211-216, 23-26 mar. 2010.

[103] "IEEE Standard for Information technology-Telecommunications and information exchange between systems-Local and metropolitan area networks-Specific requirements Part 15.4: Wireless Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) Specifications for Low-Rate Wireless Personal Area Networks (WPANs) Amendment 2: Alternative Physical Layer Extension to support one or more of the Chinese 314-316 MHz, 430-434 MHz, and 779-787 MHz bands," IEEE Std 802.15.4c-2009 (Amendment to IEEE Std 802.15.4-2006) , vol., no., pp.:1-21, 17 abr. 2009.

[104] "IEEE Standard for Information technology-Telecommunications and information exchange between systems-Local and metropolitan area networks-Specific requirements Part 15.4: Wireless Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) Specifications for Low-Rate Wireless Personal Area Networks (WPANs) Amendment 3: Alternative Physical Layer Extension to support the Japanese 950 MHz bands," IEEE Std 802.15.4d-2009 (Amendment to IEEE Std 802.15.4-2006) vol., no., pp.:1-27, 17 abr. 2009.

[105] "IEEE Draft Standard for Information Technology - Telecommunications and Information Exchange Between Systems - Local and Metropolitan Area Networks - Specific Requirements - Part 15.4: Wireless Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) Specifications for Low Rate Wireless Personal Area Networks (WPANs)," IEEE P802.15.4REVi/D04, September, 2010 , vol., no., pp.1-334, 17 ene. 2011.

[106] "IEEE Draft Standard for Information Technology - Telecommunications and Information Exchange Between Systems - Local and Metropolitan Area Networks - Specific Requirements - Part 15.4: Wireless Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) Specifications for Low Rate Wireless Personal Area Networks (WPANs)," IEEE P802.15.4REVi/D07, April 2011 (Revision of IEEE Std 802.15.4-2006) , vol., no., pp.1-310, 12 abr. 2011.

[107] "IEEE Standard for Local and metropolitan area networks--Part 15.4: Low-Rate Wireless Personal Area Networks (LR-WPANs)," IEEE Std 802.15.4-2011 (Revision of IEEE Std 802.15.4-2006), vol., no., pp.1-314, 5 Sep. 2011.

[108] "IEEE Standard for Local and metropolitan area networks--Part 15.4: Low-Rate Wireless Personal Area Networks (LR-WPANs) Amendment 1: MAC sublayer," IEEE Std 802.15.4e-2012 (Amendment to IEEE Std 802.15.4-2011), vol., no., pp.1-225, 16 Abr. 2012.

[109] "IEEE Standard for Local and metropolitan area networks-- Part 15.4: Low-Rate Wireless Personal Area Networks (LR-WPANs) Amendment 2: Active Radio Frequency Identification (RFID) System Physical Layer (PHY)," IEEE Std 802.15.4f-2012 (Amendment to IEEE Std 802.15.4-2011), vol., no., pp.1-72, 20 abr. 2012.

[110] "IEEE Standard for Local and metropolitan area networks--Part 15.4: Low-Rate Wireless Personal Area Networks (LR-WPANs) Amendment 3: Physical Layer (PHY) Specifications for Low-Data-Rate, Wireless, Smart Metering Utility Networks," IEEE Std 802.15.4g-2012 (Amendment to IEEE Std 802.15.4-2011), vol., no., pp.1-252, 27 abr. 2012.

[111] Bin Zhen, M. Kobayashi, M. Shimizu "To read transmitter-only RFID tags with confidence" 15th IEEE International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications, 2004. PIMRC 2004, vol.1, no., pp. 396- 400 Vol.1, 5-8 sep. 2004.

[112] M. Starsinic "System architecture challenges in the home M2M network," Long Island Systems Applications and Technology Conference (LISAT), 2010, vol., no., pp.1-7. May. 2010.

[113] B. Fateh, M. Govindarasu "Energy-Aware Adaptive MAC Protocol for Real-Time Sensor Networks" IEEE International Conference on Communications (ICC), 2011, vol., no., pp.1-5, 5-9 jun. 2011.

[114] Yong Li, Hairong Sun, Yibin Huang "A hybrid channel hopping scheme for Wireless Sensor Networks Based on IEEE 802.15.4" International Conference on Computer Science and Network Technology (ICCSNT), 2011, vol.4, no., pp.2764-2768, 24-26 dic. 2011.

[115] S. Haykin, M. Moher, "Modern wireless communications", Pearson Prentice Hall, 2005, Upper Saddle River, New Jersey.

[116] R. Vauche, E. Bergeret, J. Gaubert, S. Bourdel, O. Fourquin, N. Dehaese "A remotely UHF powered UWB transmitter for high precision localization of RFID tag," IEEE International Conference on Ultra-Wideband (ICUWB), 2011, vol., no., pp.494-498, 14-16 sep. 2011.

[117] Chin-Sean Sum, F. Kojima, H. Harada "Coexistence of homogeneous and heterogeneous systems for IEEE 802.15.4g smart utility networks," IEEE Symposium on New Frontiers in Dynamic Spectrum Access Networks (DySPAN), 2011, vol., no., pp.510-520, 3-6 may. 2011.

[118] Neil Savage "Li-Fi Gets Ready to Compete With Wi-Fi", IEEE Spectrum, pp.13-16. Dic. 2014.

- [119] H. Singh, Jisung Oh, Changyeul Kweon, Xiangping Qin, Huai-Rong Shao, Chiu Ngo "A 60 GHz wireless network for enabling uncompressed video communication," IEEE Communications Magazine, vol.46, no.12, pp.71-78. Dic. 2008.
- [120] S. Singh, F. Ziliotto, U. Madhow, E.M. Belding, M.J.W. Rodwell "Millimeter Wave WPAN: Cross-Layer Modeling and Multi-Hop Architecture," 26th IEEE International Conference on Computer Communications, INFOCOM 2007. vol., no., pp.2336-2340, 6-12 may. 2007.
- [121] C.L. Mack "Diversity Reception in UHF Long-Range Communications," Proceedings of the IRE, vol.43, no.10, pp.1281-1289, oct. 1955.
- [122] A. Bruce Carlson "Communication systems: An introduction to signals and noise in electrical communication" 3ª edición, Ed. McGraw Hill, New York, 1986
- [123] C.B. Dietrich Jr., K. Dietze, J.R. Nealy, W.L. Stutzman "Spatial, polarization, and pattern diversity for wireless handheld terminals" IEEE Transactions on Antennas and Propagation, sep. 2001 Volume: 49, Issue: 9 pp.: 1271 – 1281.
- [124] T.S. Rappaport "Wireless Communications" Capítulo 5, Prentice-Hall, Upper Saddle River, NJ, 1996.
- [125] N. Benvenuto, L. Tomba "Performance comparison of space diversity and Equalization techniques for indoor radio systems" IEEE Transactions on Vehicular Technology, vol. 46, no. 2. May. 1997.
- [126] V. Plicanic "Antenna Diversity Studies and Evaluation" Master of Science Thesis, Lund University. May. 2004.
- [127] P-S. Kildal, K. Rosengren, J. Byun and J. Lee, "Definition of effective diversity gain and how to measure it in a reverberation chamber", Microwave and Optical Technology Letters, Vol. 34, No. 1, pp. 56-59. Jul. 2002.
- [128] S. Askar, H.S. Al-Raweshidy, "Performance Evaluation of IEEE802.16-2004 Wimax with fixed High Fading Channels". IEEE 12th Annual Wireless and Microwave Technology Conference (WAMICON), pp.1-6, abr. 2011.
- [129] P. Corral, V. Almenar, J. L. Corral, "Diversity techniques for OFDM based WLAN systems in Rice and Rayleigh channels", Sixth Baiona Workshop on Signal Processing in Communications, pp. 1-6, Baiona (España), sep. 2003.

- [130] T. N. Bajwa, A. Khan, S. Baig "Evolution of Orthogonal Frequency Division Multiplexing Modulation to Discrete Wavelet Multitone" *Frontiers of Information Technology (FIT)*, pp. 63-68. Dec. 2011.
- [131] A. A. M. Saleh and R. A. Valenzuela, "A Statistical-Model for Indoor Multipath Propagation," *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 5, pp. 128-137, 1987.
- [132] Lal Chand Godara "Handbook of antennas in Wireless Communications" CRC Press LLC, 2002.
- [133] W. C. Y. Lee, "Antenna spacing requirement for a mobile radio basestation diversity," *Bell Syst. Tech. J.*, vol. 50, pp. 1859–1876, jul./ago. 1971.
- [134] R. H. Clarke, "A statistical theory of mobile-radio reception," *Bell Syst. Tech. J.*, pp. 957–1000, jul./ago. 1968.
- [135] R. G. Vaughan and N. L. Scott, "Closely spaced monopoles for mobile communications," *Radio Sci.*, vol. 28, no. 6, pp. 1259–1266, nov./dic.1993.
- [136] Oriol Sallent Roig, José Luis Valenzuela González, Ramon Agustí Comes "Principios de comunicaciones móviles" Edicions de la Universitat Politècnica de Catalunya, sep. 2003.
- [137] L. R. Kahn, "Ratio squarer," *Proc. IRE*, vol. 42, pp. 1704, nov. 1954.
- [138] H. R. Anderson, "Fixed Broadband Wireless System Design" Chichester. John Wiley & Sons, 2003.
- [139] M.R.G. Butler, et al. "Viterbi Decoding Strategies for 5 GHz Wireless LAN Systems" *IEEE VTS 54th Vehicular Technology Conference*, 2001. VTC 2001 Fall, pp.: 77 -81 vol.1, 2001.
- [140] T.S. Rappaport "Wireless Communications" Capítulo 6, Prentice-Hall, Upper Saddle River, NJ, 1996.
- [141] M. Schwartz, W.R. Bennett and S. Stein. "Communication Systems and Techniques". New York: McGraw-Hill, pp.: 1-468, 1966.
- [142] A. Papoulis "Probability, Random Variables and Stochastic Processes" New York, Mc Graw-Hill, 1984.



- [143] P. Corral, J. L. Corral, V. Almenar, "Técnicas de diversidad para sistemas OFDM en canales tipo Rice y Rayleigh", XVIII Simposium Nacional de la Unión Científica Internacional de Radio, La Coruña (España). Sep. 2003.
- [144] Fabrizio Argenti, Tiziano Bianchi, Irene Giannini. "Data-Aided Channel Estimation for MC-CDMA Systems with Transmit Diversity in Wireless Channels". Sixth Baiona Workshop on Signal Processing in Communications, Baiona, España, 2003.
- [145] D. Parsons, "The mobile propagation channel", Pentech Press Publishers, London, 1992.
- [146] Yi Jiang, Mahesh K. Varanasi, IEEE, and Jian Li, "Performance Analysis of ZF and MMSE Equalizers for MIMO Systems: An In-Depth Study of the High SNR Regime", IEEE TRANSACTIONS ON INFORMATION THEORY, VOL. 57, NO. 4, pp. 2008-2026. Abr. 2011.
- [147] Thi Hong Tran ; H. Ochi,; Y. Nagao, "A novel low complexity maximum likelihood detection algorithm for MIMO WLAN system" International Conference on Advanced Technologies for Communications (ATC), 2013.
- [148] Settakorn Kamuang, Suvepon Sittichivapak "MRC-MMSE Detection in DF-Cooperative Communications with Rate 2/4 Trellis Coding" International Conference on Electrical Engineering/Electronics Computer Telecommunications and Information Technology (ECTI-CON), may. 2010.
- [149] R. Steele, L. Hanzo, "Mobile Radio Communications: Second and Third Generation Cellular and WATM Systems" John Wiley & Sons, cop. 2000.
- [150] P. Xu, J. Wang, J. Wang, F. Qi "Analysis and Design of Channel Estimation in Multicell Multiuser MIMO OFDM Systems" IEEE Transactions on Vehicular Technology, Vol. 64, No. 2, feb. 2015.
- [151] M. Hosseinnzhad, F. Ganji, "Low complexity MMSE based channel estimation algorithm in frequency domain for fixed broadband wireless access system" IEEE 10th Annual Wireless and Microwave Technology Conference WAMICON '09, 2009.
- [152] Ning Kong, Zhensheng Zhang, J. Cartelli, N. Grumman, Bo Li "Downlink Multiuser MIMO Methods for Spatial Diversity Gain over a Frequency Flat or Selective Fading Channel" International Conference on Computing, Networking and Communications (ICNC), feb. 2015.
- [153] L. Sheet, "Concatenated convolutional codes for digital communications" MILCOM '97, pp. 324-328, 1997.

[154] E. Vivier, M. Terre, "Optimal discrete spreading factor determination for uplink resource allocation in multiservice UMTS and HSUPA networks" IEEE 21st International Symposium on Personal Indoor and Mobile Radio Communications (PIMRC), pp. 1401-1406, sep. 2010.

[155] D. Lowe, X. Huang, "Adaptive Time-Frequency Codes for Ultra-wideband", Third International Conference on Wireless and Mobile Communications (ICWMC'07), 2007.

[156] A. Wittneben "A new Bandwidth Efficient Transmit Antenna Modulation Diversity Scheme for Linear Digital Modulation" IEEE International Conference on Communications, ICC '93, pp. 1630-1634, may. 1993.

[157] N. P. Le, F. Safaei, L. C. Tran "Antenna Selection Strategies for MIMO-OFDM Wireless Systems: An Energy Efficiency Perspective" IEEE Transactions on Vehicular Technology, pendiente de publicación, 2015.

[158] G. Foschini "Layered space-time architecture for wireless communication in a fading environment when using multiple antennas," Bell Labs Technical Journal, vol. 1, no. 2, pp. 41–59, 1996.

[159] Vahid Tarokh, Nambi Seshadri, and A. R. Calderbank, "Space–Time Codes for High Data Rate Wireless Communication: Performance Criterion and Code Construction" IEEE transactions on Information Theory, Vol. 44, no. 2, pp. 744-765, mar. 1998.

[160] S. Alamouti, "A simple transmit diversity technique for wireless communications"; IEEE Journal on Selected Areas in Communications, (Vol. 16 , Issue: 8), pp.1451-1458, oct. 1998.

[161] Oscar Fernández Fernández "Caracterización Experimental y Modelado de Canal MIMO para aplicaciones WLAN y WMAN" Tesis Doctoral presentada en la Universidad de Cantabria, capítulo 2, Introducción a los sistemas MIMO, may. 2007.

[162] N. Seshadri, J. H. Winters "Two signaling schemes for improving the error performance of Frequency-Division-Duplex (FDD) transmission systems using transmitter antenna diversity" 43rd IEEE Vehicular Technology Conference, 1993.

[163] Bruno Clerckx, Claude Oestges "MIMO Wireless Networks: Channels, Techniques and Standards for Multi-Antenna, Muti-User and Multi-Cell Systems" Capítulo 5. 2ª Edición, Academic Press, 2013.

- [164] G.J. Foschini, M.J. Gans "On limits of Wireless Communications in a fading environment when using multiple antennas" *Wireless Personal Communications* 6: 311–335, 1998.
- [165] S.N. Diggavi, N. Al-Dhahir, A. Stamoulis, A.R. Calderbank, "Great expectations: the value of spatial diversity in wireless networks" *Proceedings of the IEEE* (Vol.:92, Issue: 2) pp. 219-270, feb. 2004.
- [166] Lizhong Zheng and David N. C. Tse, "Diversity and Multiplexing: A Fundamental Tradeoff in Multiple-Antenna Channels" *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 49, no. 5, pp. 1073-1096, may. 2003.
- [167] A. J. Paulraj, D. A. Gore, R. U. Nabar, H. Bölcskei, "An Overview of MIMO Communications- A Key to Gigabit Wireless," *Proceedings of the IEEE*, Vol. 92, No. 2, pp. 198-218, feb. 2004.
- [168] S. Sezginer, H. Sari, E. Biglieri "On high-rate full-diversity 2x2 space-time codes with low-complexity optimum detection" *IEEE Transactions on Communications* vol.57, no.5, may. 2009.
- [169] Masatsugu Higashinaka, Katsuyuki Motoyoshi, Takayuki Nagayasu, Hiroshi Kubo, Akihiro Shibuya and Akihiro Okazaki "Likelihood Estimation for Reduced-Complexity ML Detectors in a MIMO System" *IEEE 65th Vehicular Technology Conference, VTC2007-Spring*, pp. 2104 – 2108, abr. 2007.
- [170] G. D. Golden, C. J. Foschini, R. A. Valenzuela y P. W. Wolniansky. "Detection algorithm and initial laboratory results using V-BLAST space-time communication architecture". *Electronics Letters*, tomo 35, no 1, pp. 14–16, ene. 1999.
- [171] David Tse, Pramod Viswanath "Fundamentals of Wireless Communication" capítulo 7, Cambridge University Press 2005.
- [172] Mathini Shellathurai, Simon Haykin "TURBOBLAST for wireless communications: theory and experiments" *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol, 50, no. 10, oct. 2002.
- [173] Andreas F. Molisch, Moe Z. Win "MIMO Systems with antenna selection" *IEEE Microwave Magazine*, pp. 46-56, mar. 2004.
- [174] Garima Singh, Arvind Kumar "Study of various space time codes for MIMO systems" *IEEE International Conference on Computational Intelligence & Communication Technology* pp. 604-607, 2015.

[175] IEEE Standard for Local and metropolitan area networks Part 16: Air Interface for Fixed and Mobile Broadband Wireless Access Systems Amendment 2: Physical and Medium Access Control Layers for Combined Fixed and Mobile Operation in Licensed Bands and Corrigendum 1 (802.16e-2005 and IEEE Std 802.16-2004/Cor1-2005).

[176] J. Belfiore, Ghaya Rekaya, and Emanuele Viterbo, "The Golden Code: A 2x2 Full-Rate Space-Time Code With Nonvanishing Determinants" IEEE Transactions on Information Theory, vol. 51, no. 4, pp. 1432-1436, abr. 2005.

[177] S. Sezginer and H. Sari, "Full-rate full-diversity 2x2 space-time codes of reduced decoder complexity," IEEE Commun. Lett., vol. 11, no. 12, pp. 973-975, dic. 2007.

[178] Amr Ismail, Hikmet Sari and Jocelyn Fiorina "A pragmatic approach space-time code design" IEEE Vehicular Technology Magazine, pp. 91-96, mar. 2010.

[179] Umesh Sharma, Arvind Kumar "Performance evaluation of different space-time codes for MIMO system" 1st International Conference on Recent Advances in Information Technology (RAIT), pp. 816-820, 2012.

[180] A. V. Geramita and N. J. Pullman "A theorem of Hurwitz and Radon and orthogonal projective modules" Proceedings of the American Mathematical Society vol. 42, num. 1, ene. 1974.

[181] V. Tarokh, H. Jafarkhani, A.R. Calderbank "Space-time block codes from orthogonal designs" IEEE Transactions On Information Theory, Vol. 45, No. 5, pp. 1456-1467, jul. 1999.

[182] Dimas Mavares T. "Estimación de canal y selección adaptativa de código espacio-tiempo en sistemas de diversidad en transmisión" Tesis doctoral, Universidad de Cantabria, jul. 2006

[183] Jingming Wang, Babak Daneshrad "A comparative study of MIMO detection algorithms for Wideband spatial multiplexing systems" IEEE Wireless Communications and Networking Conference (WCNC'05), pp. 408-413, mar. 2005.

[184] Xue-Bin Liang, "Orthogonal Designs With Maximal Rates" IEEE Transactions on Information Theory, Vol. 49, No. 10, pp. 2468-2503, oct. 2003.

[185] T. M. Cover y J. A. Thomas, Elements of Information Theory, New York: Wiley, 1991.

[186] Kazuhiko Mitsuyama y Naohiko Iai "Adaptive Bit and Power Allocation Algorithm for SVD-MIMO System with Fixed Transmission Rate" IEEE 10th International Conference on Wireless

and Mobile Computing, Networking and Communications (WiMob), pp.455-460, oct. 2014

[187] Joon Hyun Sung and John R. Barry "Space-Time Processing with Channel Knowledge at the Transmitter" European Conference on Communications (EUROCON«01), Bratislava, jul. 2001.

[188] M. Tomlinson, "New Automatic Equalizer Employing Modulo Arithmetic", Electronic Letters, pp 138-139, mar. 1971.

[189] H. Harashima, Miyakawa, "Matched-Transmission Technique for Channels with Intersymbol Interference" IEEE Journal on Communications, p. 774-780, ago. 1972.

[190] Satoshi Yamazaki, David K.Asano "Performance Evaluation of a Decision Feedback Equalizer with an Adaptive Error Prediction Filter" International Symposium on Intelligent Signal Processing and Communication Systems (ISPACS 2009) 7-9 dic. 2009.

[191] Krachkovsky, V.Yu.; Yuang Xing Lee; Lin, M.Y.; Bin Liu; Mathew, G. "Fast Prediction of Error Propagation in DFE Detectors" The 7th Joint MMM-Intermag Conference, p. 120, 1998.

[192] M. Reuter, J. C. Allen, J. R. Zeidler, and R. C. North, "Mitigating error propagation effects in a decision feedback equalizer," IEEE Trans. Commun., vol. 49, no. 11, pp. 2028–2041, 2001.

[193] Simon Haykin "Kalman Filtering and Neural Networks" John Wiley & Sons Inc, 2001.

[194] Simon Haykin "Neural Networks and Learning Machines" Pearson- Prentice Hall, 3ª Edición, nov. 2008.

[195] Peter Deuffhard "Newton Methods for Nonlinear Problems: Affine Invariance and Adaptive Algorithms", Springer Series in Computational Mathematics, 2011.

[196] M. Vedat Eyuboglu, and G. David Forney , Jr., "Trellis Precoding : Combined Coding, Precoding and Shaping for Intersymbol Interference Channels", IEEE Transactions on Information Theory, vol. 38, no. 2, mar. 1992.

[197] Bernard Mulgrew "An adaptive whitened matched filter" International Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing, (ICASSP-91), pp. 1513 - 1516, 1991.

[198] P. Castro, L. Castedo "Precodificación Tomlinson-Harashima adaptativa para sistemas de comunicaciones móviles", XVIII Simposium Nacional de la Unión Científica Internacional de Radio (URSI), La Coruña, España, 2003.

[199] R.E. Kalman "A New Approach to Linear Filtering and Prediction Problems" ASME Journal of Basic Engineering, vol. 82, issue 1, pp.35-45, 1960.

[200] Butcher, John C. "Numerical Methods for Ordinary Differential Equations", New York: John Wiley & Sons, 2003.

[201] Sarafnia, A.; Ghorshi, S. "Implementation of Bayesian recursive state-space Kalman filter for noise reduction of speech signal", IEEE 27th Canadian Conference on Electrical and Computer Engineering (CCECE), pp. 1-5, 2014.

[202] Simon J. Julier, Jeffrey K. Uhlmann and Hugh F. Durrant-Whyte "A New Approach for Filtering Nonlinear Systems" Proceedings of the American Control Conference, Vol. 3, pp. 1628 – 1632, 1995.

[203] Simon J. Julier, Jeffrey K. Uhlmann "Unscented Filtering and Nonlinear Estimation" Proceedings of the IEEE, vol. 92, no. 3, pp. 401-422, Mar. 2004.

[204] Simon J. Julier, Jeffrey K. Uhlmann "Corrections to "Unscented Filtering and Nonlinear Estimation"" Proceedings of the IEEE, vol. 92, no. 12, pp.1958, dic. 2004.

[205] Katalin Györgya, András Kelemenb, László Dávid "Unscented Kalman filters and Particle Filter methods for nonlinear state estimation" The 7th International Conference Interdisciplinarity in Engineering (INTER-ENG '13), pp. 65-74, 2013.

[206] Kandepu, R. Inslan, L. ; Foss, Bjarne A. "Constrained State Estimation Using the Unscented Kalman Filter" 16th Mediterranean Conference on Control and Automation Congress Centre, jun. 2008.

[207] A. Zerguine, A. Shafi, and M. Bettayeb, "Multilayer perceptron-based DFE with lattice structure," IEEE Trans. Neural Netw., vol. 12, pp. 532–545, may 2001.

[208] B. Mulgrew, "Applying radial basis function networks," IEEE Signal Process. Mag., pp. 50–65, mar. 1996.

[209] S. Haykin, Neural Networks: A Comprehensive Foundation, 2<sup>nd</sup> ed. Upper Saddle River, NJ: Prentice-Hall, 1999.

- [210] G. Kechriotis, E. Zervas, and E. S. Manolakos, "Using recurrent neural networks for adaptive communication channel equalizations," *IEEE Trans. Neural Netw.*, vol. 5, pp. 267–278, mar. 1994.
- [211] S. Ong, C. You, S. Choi, and D. Hong, "A decision feedback recurrent neural equalizer as an infinite impulse response filter," *IEEE Trans. Signal Process.*, vol. 45, pp. 2851–2858, nov. 1997.
- [212] S. Ong, S. Choi, C. You, and D. Hong, "A complex version of a decision feedback recurrent neural equalizer as an infinite impulse filter," *Global Communications Conference (GLOBECOM)*, 1997, pp. 57–61.
- [213] H. Jiang and K. S. Kwak, "Recurrent neural network adaptive equalizer based on data communication" *Journal of Communications and Networks* vol. 5, no. 1, pp. 7–18, mar. 2003.
- [214] R. J. Williams and D. Zipser, "A learning algorithm for continually running fully recurrent neural networks," *Neural Computat.*, vol. 1, pp. 270–280, 1989.
- [215] R. Parisi, E. D. D. Claudio, G. Orlandi, and B. D. Rao, "Fast adaptive digital equalization by recurrent neural networks," *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol. 45, pp. 2731–2739, nov. 1997.
- [216] J. D. Ortiz-Fuentes and M. L. Forcada, "A comparison between recurrent neural network architectures for digital equalization," *1997 IEEE International Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing, ICASSP-97*, pp. 3281–3284, 1997.
- [217] F. Ling and J. G. Proakis, "Adaptive lattice decision-feedback equalizers— Their performance and application to time-variant multipath channels," *IEEE Transactions on Communications*, vol. COM-33, pp. 348–356, abr. 1985.
- [218] Q. Liang and J. M. Mendel, "Equalization of nonlinear time-varying channels using type-2 fuzzy adaptive filters," *IEEE Transactions on Fuzzy Systems*, vol. 8, pp. 551–563, oct. 2000.
- [219] M. Fairbank, E. Alonso "Efficient Calculation of the Gauss-Newton Approximation of the Hessian Matrix in Neural Networks" *Neural Computation* (Vol.: 24 , Issue: 3) pp.: 607 – 610, 2012.
- [220] S. C. Chapra, R. P. Canale "Métodos numéricos para ingenieros" McGraw-Hill Interamericana, México D.F., 3ª edición, 2008.

[221] G. Kossakes, N. Kyriakopoulos "An improvement on the Newton-Gauss algorithm" IEEE Transactions on Circuits and Systems (Vol.:24, Issue: 5), pp.: 271-273, may. 1977.

[222] F. Ling, J.G. Proakis "Adaptive lattice decision-feedback equalizer – their performance and application to time-variant multipath channels" IEEE Transactions on Communications, Vol. 33, pp.: 348-356, 1985.

[223] P. Corral, O. Ludwig, A. C. de C. Lima "Time-Varying Channel Neural Equalization Using Gauss-Newton Algorithm" Electronics Letters Vol. 46, no. 15, pp. 1055-1056, jul. 2010.

[224] P. Corral, Juan M. Camús, A.C.D.C. Lima "Kalman Tracking Prototype based on Zigbee" The Ninth International Information and Telecommunication Technologies Symposium (I2TS'10), Rio de Janeiro (Brasil). Dic 2010.

[225] Eiman Elnahrawy et al. "The Limits of Localization Using Signal Strength: A Comparative Study", IEEE Sensor and Ad Hoc Communications and Networks, pp. 406-414. Oct. 2004.

[226] Joshua A. Tauber, "Indoor Location Systems for Pervasive Computing", MIT, ago. 2002.

