

UNIVERSIDAD PONTIFICIA COMILLAS DE MADRID
ESCUELA TÉCNICA SUPERIOR DE INGENIERÍA (ICAI)
(Instituto de Investigación Tecnológica)

Modelado y validación de un sistema digital de comunicaciones de gran ancho de banda de aplicación en vehículos de transporte

Tesis para la obtención del grado de Doctor

Director: Prof. Dr. D. Sadot Alexandres Fernández

Autor: Ing. D. Carlos Rodríguez-Morcillo García



Madrid 2007

CONSTANCIA REGISTRAL DEL TRIBUNAL DEL ACTO DE LA DEFENSA DE TESIS DOCTORAL

TÍTULO: Modelado y validación de un sistema digital de comunicaciones de gran ancho de banda de aplicación en vehículos de transporte

AUTOR: D. Carlos Rodríguez-Morcillo García

DIRECTOR: Dr. D. Sadot Alexandres Fernández

TUTOR-PONENTE: --

DEPARTAMENTO: Instituto de Investigación Tecnológica

FACULTAD O ESCUELA: Escuela Técnica Superior de Ingeniería (ICAI)

Miembros del Tribunal Calificador:

PRESIDENTE: Dr. D. Manuel Mazo Quintas

Firma:

VOCAL: Dr. D. José Luís Martín González

Firma:

VOCAL: Dr. D. César Sanz Álvaro

Firma:

VOCAL: Dr. D. Rafael Palacios Hielscher

Firma:

SECRETARIO: Dr. D. José Daniel Muñoz Frías

Firma:

Fecha de lectura: 19 de septiembre de 2007

Calificación:

**NOTIFICACIÓN AL INTERESADO DE LA CALIFICACIÓN DE LA
LECTURA Y DEFENSA DE LA TESIS (OPCIONAL)**

Se hace constar que **D. Carlos Rodríguez-Morcillo García**

ha leído y defendido en el día de la fecha su tesis titulada “Modelado y validación de un sistema digital de comunicaciones de gran ancho de banda de aplicación en vehículos de transporte” ante el Tribunal constituido por los siguientes Profesores:

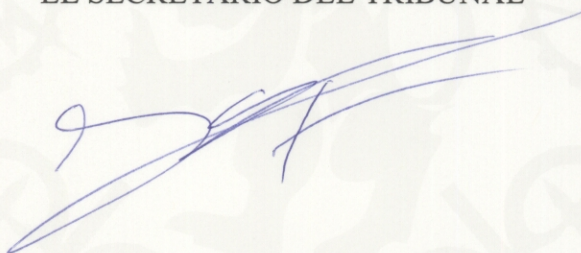
Presidente:	Dr. D. Manuel R. Mazo Quintas
Vocales:	Dr. D. José Luis Martín González, Dr. D. Cesar Sánz Álvaro y Dr. D. Rafael Palacios Hielscher
Secretario:	Dr. D. José Daniel Muñoz Frías

habiendo recibido la calificación de

SOBRESACIENTE CUM LAUDE

Madrid, 19 de septiembre de 2007

EL SECRETARIO DEL TRIBUNAL



Destino de este documento una vez cumplimentado

Original: interesado

*A María, a mis padres
y a mi hermano.*

A la memoria de Quique.

Resumen

En esta Tesis se propone un sistema digital de comunicaciones que permite transmitir una gran cantidad de información entre los equipos embarcados en un vehículo de transporte, aumentando así la capacidad de transmisión de los sistemas instalados actualmente. Además, el sistema propuesto es capaz de funcionar compartiendo el mismo medio físico que los sistemas actuales, para minimizar el coste económico y de recursos que supone la instalación de un nuevo sistema en un vehículo ya fabricado.

Para llevar a cabo el desarrollo del sistema digital propuesto se han realizado un estudio teórico y un análisis experimental en varias fases. En primer lugar, se ha obtenido el modelo electromagnético de una línea de transmisión de un vehículo de transporte, concretamente de un tren. Con ello se ha analizado la viabilidad de la Tesis.

En segundo lugar, se ha desarrollado el sistema de comunicaciones propuesto basando su funcionamiento en la técnica *Orthogonal Frequency Division Multiplexing* (OFDM), por su capacidad de transmitir un gran caudal de información con poco ancho de banda. Esta técnica se utiliza en sistemas digitales como WLAN, DSL, PLC y DVB-T. En esta parte de la investigación se han definido todos los parámetros necesarios para el funcionamiento del sistema y se ha configurado con unos valores adecuados.

A continuación, se ha realizado un simulador *software* del sistema desarrollado anteriormente, con el que se puede analizar el funcionamiento del mismo para obtener la configuración óptima. En este simulador se ha tenido en cuenta tanto el modelo de la línea de transmisión analizada en la primera parte de la Tesis, como la posibilidad de funcionar simultáneamente con otros sistemas.

Posteriormente, se ha construido una plataforma de pruebas basada en FPGA con la que se ha verificado el correcto funcionamiento del sistema digital desarrollado y con el que se ha validado el simulador anterior. Esto ha

permitido transmitir, a lo largo de 30 metros de cable, un caudal de datos de 8 Mbps en un ancho de banda de 3 MHz.

Por último, se ha realizado un banco de pruebas en laboratorio con el que se ha comparado el funcionamiento simultáneo del sistema desarrollado en la Tesis con otro sistema empleado actualmente en vehículos ferroviarios, concretamente con el estándar IEC 61375-1 relativo al *Train Communication Network* (TCN). Esta prueba ha validado el trabajo realizado en la Tesis y ha demostrado que, con el sistema desarrollado, se puede aumentar el caudal de información de un sistema de comunicaciones actualmente instalado en un vehículo de transporte, con un mínimo coste en equipos e instalación.

Abstract

This Thesis proposes a digital communications system that enables the transmission of huge amount of information, between equipment on board of a transport vehicle. This increases the transmission capacity of control and supervision systems currently installed. Moreover, the system is able to work simultaneously with other on-board systems sharing the same physical medium. Therefore it reduces the economic and resources costs of a new system installation in the vehicle significantly.

To carry out the development of the digital system proposed, the research work begins by studying the electromagnetic model of a transmission line in a railway vehicle. Such analysis has confirmed the viability of this Thesis.

In a second stage, the research work was focused on the development of a communication system based on Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM) technique. That technique was chosen due to its bit rate capacity and bandwidth optimization. OFDM is used in other communication system such as WLAN, DSL, PLC or DVB-T. In this research stage we defined all configuration parameters according to transmission line model.

In the third research stage, a software simulation tool of the developed system has been created. This simulator analyzes different vehicle configurations and calculates optimum parameters of the system by using the line transmission models obtained at the first stage. Besides, the simulator enables the study of the performance while sharing the same transmission channel for different services.

A test platform, based on a FPGA technology, has been developed to validate the communication system and the simulator. This prototype is able to transmit 8 Mbps throughout using a 30 meters long cable in a 3 MHz bandwidth.

Finally, a test bench has been developed in the laboratory. It was used to compare the performance of the developed system with another system cur-

rently used in railway vehicles, specifically with the IEC 61375-1 standard for Train Communication Network (TCN). Both systems shared the transmission line. This final study validated the research work carried out in the Thesis and demonstrated that the bit rate in a transport vehicle can be increased with reduced costs and minimum installation problems.

Agradecimientos

En primer lugar quiero dar las gracias a mis padres y a mi hermano por el apoyo, la ayuda y el esfuerzo prestados a lo largo de toda mi vida. Sin ellos, el sueño que culmina con esta memoria de Tesis, no hubiese sido posible. Muchas gracias.

En segundo lugar, y por ello no menos importante que los anteriores, quiero agradecer a mi mujer, María, el apoyo diario y la ayuda prestada a lo largo de estos arduos años de trabajo. Y especialmente por el sacrificio que supone vivir y convivir con un doctorando. Ahora ha llegado el momento de recuperar todas esas sesiones de cine que no hemos podido disfrutar antes. Muchas gracias.

En tercer lugar, a mi director de tesis, Sadot. No tengo palabras para agradecerle la confianza depositada en mí desde que me dirigiese el proyecto fin de carrera hace siete años. Por estar ahí cuando, desesperado, le buscaba porque no encontraba el camino a seguir y él, pacientemente, me reconducía; en definitiva, por esas largas conversaciones de tecnologías, comunicaciones y demás que hemos compartido en su despacho. Espero y deseo que el compañerismo y la amistad fraguada durante todos estos años perduren por siempre. Muchas gracias.

En cuarto lugar, quiero dar las gracias a Dani, amigo y compañero, por la disposición que ha tenido siempre conmigo para ayudarme en todo lo posible y por los ánimos que me ha brindado a lo largo de estos años. Espero poder seguir trabajando con él y manteniendo esta amistad durante muchos años. Muchas gracias.

En quinto lugar quiero recordar y agradecer a los profesores de la Universidad, Begoña Vitoriano, Santiago Cano, Juan Luís Zamora, José Antonio Rodríguez Mondéjar y José Luís Rodríguez Marrero, el haber compartido conmigo sus conocimientos, haciéndome recordar *“esas cosas tan raras que se ven durante la carrera y que nunca sirven para nada...”*. Verdaderamente llegan a hacer falta algún día. Gracias por el interés prestado y gracias por

vuestro valiosísimo tiempo. No me quiero olvidar de José María Bautista ni de Antonio Martín, que tantas placas, cables y componentes me han facilitado durante todo este tiempo; ni de Antonio Muñoz por su comprensión a la hora de “liberarme” de las clases. Muchas gracias.

También quiero agradecer a los integrantes del Instituto de Investigación Tecnológica de la Universidad, investigadores en formación, contratados, secretarías, administradores... la ayuda prestada durante tantos años de convivencia y trabajo, y en especial a Isabel Tamudo y a Pilar Barrado, por su inestimable ayuda, y a la dirección por confiar en mí y otorgarme la Beca de Investigación del Colegio Nacional de Ingenieros del I.C.A.I. Sin duda ha sido un balón de oxígeno para el desarrollo de esta Tesis. Muchas gracias.

No quiero dejarme en el tintero a Ulrich Hammes, alumno Erasmus de Alemania, que en chanclas y manga corta en pleno invierno, me ayudó en la toma de contacto de OFDM con su proyecto fin de carrera. Muchas gracias.

Me gustaría dar las gracias a Luis Turrillo, Miguel Socías, Roberto Ramírez y Jaime Trainor, de SEPSA, por el cable, equipos y trenes facilitados para poder realizar las medidas necesarias. A Reyes Díez, de Renfe, por haberme conseguido el tan preciado Scharfenberg para su modelado. Y a José Gató, de Vacuumschmelze, por haberme enviado las muestras solicitadas de una forma tan desinteresada. A todos ellos, muchas gracias.

También quiero agradecer a Diego Quiñones, Pedro Tobarra, Alberto Prieto, Javier Rodríguez, Antonio Rodríguez, Jesús Besada, Javier Sánchez-Horneros y demás miembros de la “pandilla” todo el interés, la ayuda y el apoyo brindados a lo largo de tanto tiempo. Muchas gracias.

Y por último, quiero dar un enorme GRACIAS a todos, familiares, amigos, compañeros... que día a día se han interesado por el estado de la Tesis, que se han ofrecido para “*ayudar en lo que se pueda*”, que me han apoyado en todo y que han respondido de una forma inigualable ante mis llamadas de auxilio. MUCHÍSIMAS GRACIAS.

Índice general

Resumen	i
Abstract	iii
Agradecimientos	v
Índice general	vii
Índice de figuras	xiii
Índice de tablas.....	xix
Acrónimos y abreviaturas.....	xxi
1. Motivación y Estado del Arte	1
1.1. Introducción	1
1.2. Motivación de la Tesis.....	2
1.2.1. Descripción de los problemas.....	2
1.2.2. Causas.....	3
1.2.2.1. Factores sociales	3
1.2.2.2. Factores económicos.....	6
1.2.3. Soluciones	9
1.3. Estado del Arte.....	11
1.3.1. Sistemas inalámbricos ópticos	11
1.3.2. Sistemas inalámbricos con ondas electromagnéticas	11
1.3.3. Sistemas de fibra óptica	14
1.3.4. Sistemas por cable.....	17
1.3.5. Técnicas modernas de comunicaciones.....	20

1.4. Objetivos.....	20
1.5. Estructura del documento	21
2. Modelado del canal de comunicaciones.....	25
2.1. Introducción	25
2.2. Modelado de una línea de transmisión	26
2.2.1. Modelado con parámetros distribuidos	28
2.3. Modelo electromagnético del cable.....	30
2.3.1. Medidas de los ensayos experimentales.....	30
2.3.2. Parámetros del modelo por unidad de longitud.....	36
2.3.3. Respuesta en frecuencia del cable	40
2.4. Modelo electromagnético del acoplamiento entre vehículos ferroviarios	42
2.5. Modelo electromagnético de la línea del tren	47
2.6. Conclusiones.....	50
3. Sistema Digital de Comunicaciones desarrollado	51
3.1. Introducción	51
3.2. Introducción a OFDM.....	52
3.3. Análisis previo	54
3.4. Funcionamiento del Sistema Digital de Comunicaciones	56
3.4.1. Esquema general.....	56
3.4.2. Transmisor	58
3.4.2.1. Dominio de la frecuencia	58
3.4.2.2. Paso del dominio de la frecuencia al dominio del tiempo.....	60
3.4.2.3. Dominio del tiempo.....	60
3.4.3. Línea de transmisión	63
3.4.3.1. Canal	63
3.4.3.2. Ruido	63
3.4.4. Receptor.....	63
3.4.4.1. Dominio del tiempo.....	63
3.4.4.2. Paso del dominio del tiempo al dominio de la frecuencia.....	65
3.4.4.3. Dominio de la frecuencia	66
3.5. Bondades y dificultades del Sistema.....	66

3.6. Implementación del Sistema: Simulador y Prototipo.....	67
3.6.1. Simulador	67
3.6.2. Prototipo	68
3.7. Conclusiones.....	69
4. Resultados	71
4.1. Introducción	71
4.2. Ensayos realizados en el prototipo	72
4.3. Comparación entre el simulador y el prototipo	72
4.4. Resultados característicos	79
4.5. Conclusiones.....	86
5. Aplicación experimental con TCN.....	87
5.1. Introducción	87
5.2. Introducción al IEC 61375-1.....	88
5.2.1. Revisión histórica	88
5.2.2. Funcionamiento.....	90
5.3. Análisis previo.....	91
5.3.1. Acoplamiento	91
5.3.2. Filtrado	93
5.3.3. Conexión al MVB.....	93
5.4. Resultados	95
5.5. Comunicación a lo largo de un tren.....	101
5.6. Propuesta de funcionamiento simultáneo de MVB y OFDM.....	102
5.7. Conclusiones.....	103
6. Conclusiones, aportaciones y desarrollos futuros	105
6.1. Introducción	105
6.2. Resumen y conclusiones	106
6.2.1. Modelado.....	106
6.2.2. Diseño del sistema.....	107
6.2.3. Simulador y prototipo.....	107
6.2.4. Aplicación experimental.....	109
6.2.5. Ventajas y desventajas.....	110

6.3. Aportaciones originales	111
6.4. Líneas futuras de investigación	112
6.5. Publicaciones.....	113
6.5.1. Revistas	113
6.5.2. Congresos.....	114
Bibliografía.....	115
A. Modelado de una línea de transmisión con parámetros distribuidos	129
A.1. Introducción.....	129
A.2. Modelo con parámetros distribuidos	130
A.3. Parámetros del modelo de la línea	135
A.3.1. Constante de propagación	135
A.3.2. Impedancia característica	136
A.3.3. Impedancia de entrada.....	136
A.4. Obtención de los parámetros del modelo.....	137
A.4.1. Ensayo de cortocircuito.....	137
A.4.2. Ensayo en vacío	138
A.4.3. Cálculo de los parámetros	138
A.5. Correcciones matemáticas de <i>raíz cuadrada</i> y <i>arctanh</i>	139
A.5.1. Raíz cuadrada	139
A.5.2. <i>Arctanh</i>	139
B. Material y metodología para el modelado de líneas de transmisión.....	141
B.1. Introducción.....	141
B.2. Material de análisis.....	142
B.3. Equipos de medida y herramientas.....	143
B.3.1. Conexión de líneas balanceadas y no balanceadas	143
B.3.2. Programa de <i>LabView</i>	146
B.4. Metodología de los ensayos	147
B.4.1. Configuración del equipo de medida.....	147
B.4.2. Calibración.....	147
B.4.3. Medidas y cálculos	148
B.5. Fotografías.....	148

C. Parámetros de configuración de OFDM.....	155
C.1. Introducción.....	155
C.2. Definiciones	156
C.3. Obtención de los parámetros.....	156
C.4. Resumen	161
D. Descripción funcional del simulador y del prototipo.....	165
D.1. Introducción.....	165
D.2. Simulador	166
D.2.1. Transmisor.....	166
D.2.2. Canal.....	169
D.2.3. Receptor	169
D.2.4. Simulador de tren.....	172
D.3. Prototipo	174
D.3.1. Nivel superior de la jerarquía	175
D.3.2. Transmisor.....	175
D.3.3. Receptor	178
E. Material empleado en el prototipo del sistema OFDM.....	183
E.1. Introducción.....	183
E.2. Arquitectura del prototipo	183
E.2.1. Línea de transmisión.....	184
E.2.2. Sistema OFDM	185
E.2.2.1. Entrada de datos digitales.....	185
E.2.2.2. Transmisor y receptor.....	185
E.2.2.3. Amplificador	187
F. Material empleado en el banco de pruebas de OFDM con MVB	189
F.1. Introducción	189
F.2. Arquitectura del banco de pruebas	190
F.2.1. Línea de transmisión	190
F.2.2. Sistema MVB	190
F.2.2.1. Acoplamiento y filtrado	190
F.2.3. Sistema OFDM.....	194

F.2.3.1. Acoplamiento	194
F.3. Implantación industrial	195

Índice de figuras

Figura 1-1. Uso de TICs nuevas en los hogares españoles. [Fuente: INE]	5
Figura 1-2. Uso de TICs antiguas en los hogares españoles. [Fuente: INE] ..	5
Figura 1-3. Gasto en I+D en España. [Fuente: INE]	8
Figura 1-4. Gasto en I+D en la Unión Europea y en España. [Fuente: EUROSTAT]	8
Figura 1-5. Soluciones planteadas.....	9
Figura 1-6. Esquema de la estructura del documento.	23
Figura 2-1. Esquema general de una línea de transmisión.....	28
Figura 2-2. Impedancia de vacío entre 0 y 100 MHz de los cables estudiados.	32
Figura 2-3. Impedancia de cortocircuito entre 0 y 100 MHz de los cables estudiados.	32
Figura 2-4. Impedancia de vacío entre 0 y 20 MHz de los cables estudiados.	33
Figura 2-5. Impedancia de cortocircuito entre 0 y 20 MHz de los cables estudiados.	33
Figura 2-6. Tensión y corriente en el lado transmisor del cable con el extremo abierto: para 30 m (arriba) y para 84 m (abajo).	34
Figura 2-7. Tensión y corriente en el lado transmisor del cable con el extremo cortocircuitado: para 30 m (arriba) y para 84 m (abajo).	34
Figura 2-8. Tensión máxima en cada punto del cable para distintos valores de la frecuencia.....	35
Figura 2-9. Máxima frecuencia de trabajo según la longitud del cable.	36
Figura 2-10. Constante de propagación del cable entre 0 y 100 MHz.....	37

Figura 3-11. Funcionamiento de la IFFT.	60
Figura 3-12. Extensión cíclica de un símbolo OFDM.....	62
Figura 3-13. Esquema de funcionamiento del Windowing.	62
Figura 3-14. Esquema del modulador digital.....	62
Figura 3-15. Esquema del demodulador digital.....	65
Figura 4-1. Constelación QAM de la señal recibida en el prototipo.....	73
Figura 4-2. Señal a la salida del transmisor.	74
Figura 4-3. Densidad espectral de la energía de las señales transmitidas...	74
Figura 4-4. Señal a la entrada del amplificador.	75
Figura 4-5. Ampliación de la señal de entrada al amplificador.	75
Figura 4-6. Señal a la salida del amplificador.	77
Figura 4-7. Señal OFDM a la entrada (arriba) y a la salida (abajo) del cable de 30 m.....	77
Figura 4-8. Señal a la entrada del receptor.....	78
Figura 4-9. Densidad espectral de la energía de las señales recibidas.	78
Figura 4-10. Mapa 16-QAM de la señal recibida (simulador) [SNR = 35 dB].	80
Figura 4-11. Mapa 16-QAM de la señal recibida (prototipo).	80
Figura 4-12. Mapa 16-QAM de la señal recibida (simulador) [SNR = 20 dB].	81
Figura 4-13. Mapa 16-QAM de la señal recibida (prototipo).	81
Figura 4-14. Máxima frecuencia de trabajo según la longitud del cable.	82
Figura 4-15. Representación de la Tasa de Bits máxima del sistema.	85
Figura 4-16. Representación del BER del sistema.....	85
Figura 5-1. Distribución del ancho de banda del canal.	88
Figura 5-2. Arquitectura de buses de TCN.	91
Figura 5-3. Comparación de las señales de MVB original y filtrada.	94
Figura 5-4. Comparación de las densidades espectrales.	94
Figura 5-5. Diagrama de bloques de la conexión del sistema OFDM al bus MVB.	95
Figura 5-6. Señales generadas en un extremo de la línea: arriba punto A y abajo punto B de la Figura 5-5.	96
Figura 5-7. Espectro de energía de las señales transmitidas.....	96

Figura 5-8. Señales recibidas en el extremo receptor de la línea: arriba punto C y abajo punto D de la Figura 5-5.	97
Figura 5-9. Detalle de las señales recibidas: punto C (arriba) y punto D (abajo).	97
Figura 5-10. Densidad espectral de las señales recibidas.	98
Figura 5-11. Señal recibida por el sistema OFDM.	99
Figura 5-12. Señal recibida y filtrada en el receptor OFDM.	99
Figura 5-13. Densidad espectral de la señal recibida en el sistema OFDM, y la misma filtrada.	100
Figura 5-14. Mapa QAM de los datos recibidos en la señal OFDM.	100
Figura 5-15. Distribución del ancho de banda usando repetidores.	101
Figura A-1. Esquema general de una línea de transmisión.	130
Figura A-2. Sección equivalente en T de un Δx de cable.	131
Figura A-3. Sección equivalente simplificada.	131
Figura B-1. Cable analizado experimentalmente.	142
Figura B-2. Scharfenberg analizado experimentalmente.	142
Figura B-3. Analizador de Impedancia / Ganancia-Fase HP4194A utilizado.	144
Figura B-4. Sonda de medida HP41941A utilizada.	144
Figura B-5. Banco de ensayos: analizador de impedancias y PC.	145
Figura B-6. Esquema del acoplador de impedancias.	145
Figura B-7. Acoplador de impedancias utilizado.	145
Figura B-8. Pantalla del programa de LabView.	146
Figura B-9. Patrones de calibración de la sonda HP41941A.	147
Figura B-10. Caracterización del cable en el laboratorio.	150
Figura B-11. Distribución del cable en el laboratorio.	150
Figura B-12. Caracterización del Scharfenberg en el tren.	151
Figura B-13. Punto de conexión en el bus del tren.	151
Figura B-14. Caracterización del Scharfenberg en el laboratorio.	152
Figura B-15. Scharfenberg analizado en el laboratorio.	152
Figura B-16. Punto de conexión con el Scharfenberg analizado en el laboratorio.	153
Figura B-17. Scharfenberg desacoplado.	153
Figura C-1. Partes de una trama OFDM.	156

Figura C-2. Partes de un símbolo OFDM.	156
Figura D-1. Programa principal del Simulador.	167
Figura D-2. Transmisión del Simulador.	168
Figura D-3. Receptor del Simulador.	171
Figura D-4. Programa principal del Simulador de Tren.	173
Figura D-5. Diagrama de bloques del nivel superior de la jerarquía del Prototipo OFDM.	176
Figura D-6. Diagrama de bloques del transmisor del Prototipo OFDM.	176
Figura D-7. Diagrama de bloques del receptor del Prototipo OFDM.	179
Figura E-1. Diagrama de bloques del prototipo OFDM.	184
Figura E-2. Prototipo del sistema OFDM.	184
Figura E-3. Tarjeta de desarrollo de Altera.	186
Figura E-4. Diagrama de bloques de la tarjeta de desarrollo de Altera [Fuente: [Altera Corporation, 2005]].	186
Figura E-5. Esquema del amplificador de línea.	188
Figura E-6. Amplificador desarrollado en el prototipo.	188
Figura F-1. Diagrama de bloques del banco de pruebas del sistema OFDM sobre MVB.	191
Figura F-2. Banco de pruebas del sistema OFDM sobre MVB.	191
Figura F-3. Cable de Nexans.	192
Figura F-4. Dispositivos MVB empleados en el prototipo.	192
Figura F-5. Esquema eléctrico del filtro empleado para la señal MVB.	192
Figura F-6. Filtro y acoplamiento montado para el prototipo.	192
Figura F-7. Respuesta en frecuencia del filtro aplicado.	193
Figura F-8. Esquema del acoplamiento al bus MVB.	195
Figura F-9. Prototipo del acoplamiento.	195

Índice de tablas

Tabla 3-1. Parámetros más representativos del sistema OFDM.	57
Tabla 4-1. Resumen de los recursos empleados por el prototipo.	82
Tabla 4-2. Recursos de la FPGA empleados por los bloques del prototipo....	83
Tabla 4-3. Coeficientes de correlación entre los parámetros más representativos del sistema.	84
Tabla C-1. Resumen de los parámetros del sistema OFDM.....	162

Acrónimos y abreviaturas

AD	Analógico – Digital
ADC	<i>Analog to Digital Converter</i>
Adm.	Administración
ADSL	<i>Asymmetric Digital Subscriber Line</i>
ALM	<i>Adaptive Logic Module</i>
ALUT	<i>Adaptive Look-Up Table</i>
ASK	<i>Amplitude Shift Keying</i>
BALUN	<i>Balanced - Unbalanced</i>
BER	<i>Bit Error Ratio</i>
Bit-rate	Caudal de información binaria
BNC	<i>Bayonet Neill Concelman</i>
C-2	Complemento a 2
CAN	<i>Controller Area Network</i>
CCMVB-C2	Controlador de Comunicaciones de MVB – Clase 2
CD	<i>Compact Disc</i>
CODEC	<i>Coder - Decoder</i>
cpm	ciclos por millón
D2B	<i>Domestic Digital Data Bus</i>

DA	Digital – Analógico
DAC	<i>Digital to Analog Converter</i>
deg	<i>Degrees</i>
div	Divisiones
DSL	<i>Digital Subscriber Line</i>
DSP	<i>Digital Signal Processor</i>
DVB-T	<i>Digital Video Broadcasting - Terrestrial</i>
DVD	<i>Digital Versatile Disc</i>
DWDM	<i>Dense Wavelength Division Multiplexing</i>
EMD	<i>Electrical Medium Distance</i>
Empr.	Empresas
EMT	Empresa Municipal de Transportes
ERTMS	<i>European Rail Traffic Management System</i>
ESD	<i>Electrical Short Distance</i>
Esp.	España
ETCS	<i>European Train Control System</i>
EuRoMain	<i>European Railway Open Maintenance System</i>
EUROSTAT	<i>Statistical Office of the European Communities</i>
FDDI	<i>Fiber Distributed Data Interface</i>
FIFO	<i>First-In First-Out</i>
FIR	<i>Finite Impulse Response</i>
FF	<i>Flip-Flop</i>
FFT	<i>Fast Fourier Transform</i>
FMCW	<i>Frequency Modulated Continuous Wave</i>
FO	Fibra Óptica

FPGA	<i>Field Programmable Gate Array</i>
FTDMA	<i>Flexible Time Division Multiple Access</i>
Gan-Fas	Ganancia - Fase
Gbps	Gigabits por segundo
GEA	Grupo de Electrónica y Automática
GPB	<i>General Purpose Interface Bus</i>
GPS	<i>Global Positioning System</i>
GSM	<i>Global System for Mobile Communications</i>
GSM-R	<i>GSM for Railways</i>
I+D	Investigación y Desarrollo
IEC	<i>International Electrotechnical Commission</i>
IEEE	<i>Institute of Electrical and Electronics Engineers</i>
IFFT	<i>Inverse Fast Fourier Transform</i>
INE	Instituto Nacional de Estadística
IR	Infra-Rojo
LAN	<i>Local Area Network</i>
LC	<i>Logic Cell</i>
LIN	<i>Local Interconnect Network</i>
LVDS	<i>Low Voltage Differential Signalling</i>
M€	Millones de Euros
Mbps	Megabits por segundo
MML	<i>Mobile Multimedia Link</i>
MOST	<i>Media Oriented Systems Transport</i>
MVB	<i>Multifunction Vehicle Bus</i>
NASA	<i>National Aeronautics and Space Administration</i>

Np	Neper
OFDM	<i>Orthogonal Frequency Division Multiplexing</i>
OGF	<i>Optical Glass Fiber</i>
Ord.	Ordenador
Oscilo.	Osciloscopio
Parám.	Parámetros
PC	<i>Personal Computer</i>
PIB	Producto Interior Bruto
PLC	<i>Power Line Communication</i>
PLL	<i>Phase-Locked Loop</i>
PSD	<i>Power Spectral Density</i>
PSK	<i>Phase Shift Keying</i>
QAM	<i>Quadrature Amplitude Modulation</i>
RAM	<i>Random Access Memory</i>
RC	Resistencia-Condensador
RENFE	Red Nacional de Ferrocarriles
RLC	Resistencia-Inductancia-Condensador
ROM	<i>Read-Only Memory</i>
Rpt.	Repetidor
ROSIN	<i>Railway Open System Interconnection Network</i>
Rx	Receptor
S	Siemens
SAFENET	<i>Survivable Adaptable Fiber Optic Embedded Network</i>
SAMPEX	<i>Solar Anomalous and Magnetospheric Particle Explorer</i>
SEPSA	Sistemas Electrónicos de Potencia, S.A.

Sm	Semestre
SMA	<i>SubMiniature version A</i>
SNR	<i>Signal to Noise Ratio</i>
TCN	<i>Train Communication Network</i>
TDM	<i>Time Division Multiplexing</i>
TIC	Tecnologías de la Información y las Comunicaciones
TrainCom	<i>Integrated Communication System for Intelligent Train Applications</i>
TTCAN	<i>Time-Triggered CAN</i>
Tx	Transmisor
UART	<i>Universal Asynchronous Receiver Transmitter</i>
UE	Unión Europea
UIC	<i>Union Internationale des Chemins de fer</i>
VHDL	<i>VHSIC Hardware Description Language</i>
VHSIC	<i>Very High Speed Integrated Circuit</i>
WDM	<i>Wavelength Division Multiplexing</i>
Wimax	<i>Worldwide Interoperability for Microwave Access</i>
WLAN	<i>Wireless Local Area Network</i>
WTB	<i>Wire Train Bus</i>

Capítulo 1

Motivación y Estado del Arte

1.1. Introducción

Este documento es el resultado de más de cuatro años de trabajo de investigación a base de estudios, análisis, ensayos, búsquedas bibliográficas, consultas y cálculos, empleados en el desarrollo de un nuevo sistema digital de comunicaciones.

Concretamente es un sistema digital para que los dispositivos embarcados en un vehículo de transporte (terrestre, aéreo o marítimo) se comuniquen entre sí intercambiando una gran cantidad de información. El sistema utiliza poco ancho de banda, ya que optimiza la capacidad de la línea de comunicaciones del vehículo.

En esta memoria se detallan las fases de investigación que se han realizado para llevar a cabo el desarrollo del sistema y se reflejan los resultados obtenidos por simulación y experimentalmente. En cada fase se describen las partes que la forman, los resultados parciales obtenidos y las conclusiones particulares extraídas del estudio.

En este capítulo se presenta, en primer lugar, la motivación que ha dado lugar a esta Tesis Doctoral, dividida en el planteamiento de los problemas, las causas que los han provocado y las soluciones posibles para resolverlos, una de las cuales es la que se ha implantado en esta Tesis. A continuación,

se refleja el Estado del Arte de diversos sistemas de comunicaciones empleados en medios de transporte. Después se enumeran los objetivos de la Tesis, y por último, se muestra un esquema de la estructura de los capítulos de esta memoria.

1.2. Motivación de la Tesis

1.2.1. Descripción de los problemas

La creciente demanda de nuevos servicios en los vehículos de transporte y la necesidad de mejorar los actuales supone un incremento tan importante en el intercambio de información entre los equipos embarcados, que los sistemas instalados actualmente no son capaces de abarcar. Para resolver este problema es necesario añadir nuevos sistemas en los vehículos, o ampliar los existentes. La tendencia actual es instalar más cableado, lo que deriva en un problema de instalación en el vehículo que, en ocasiones, no tiene fácil solución.

Cuando se diseña un nuevo vehículo, generalmente se puede encajar en su chasis todo el material necesario para los sistemas embarcados. Sin embargo, cuando el vehículo ya está fabricado o en servicio y se quiere hacer algún cambio en la instalación de sus sistemas, cualquier modificación resulta muy costosa. En estos casos hay que tener en cuenta el coste económico que le supone a la empresa detener un vehículo para labores de instalación de equipos y cables, con el inconveniente añadido de que no suele haber suficiente espacio en el vehículo para instalar más cables. Además, pueden aparecer problemas de interferencia con otros sistemas y problemas de homologación.

Para resolver este problema de instalación, existen varias soluciones, como se verá más adelante, pero en ocasiones no se pueden llevar a cabo, porque no son seguras, o resultan muy caras de implantar.

Todo lo anterior hace necesario desarrollar un sistema de comunicaciones que resuelva tanto el problema de incremento de caudal de información como los problemas de instalación planteados. Para ello, la experiencia adquirida por el autor en los últimos años ha sido fundamental.

Desde principios del año 2001, el Grupo de Electrónica y Automática (GEA) del Instituto de Investigación Tecnológica de la Universidad Pontificia Comillas, viene desarrollando controladores de comunicaciones en el marco de las comunicaciones digitales embarcados en trenes, en los que el autor ha participado activamente [Rodríguez-Morcillo, *et al.*, 2004a]. Estos controladores están basados en el estándar IEC 61375-1 *Train Communica-*

tion Network (TCN), y aplicados sobre el *Multifunction Vehicle Bus* (MVB) definido en dicho estándar.

A raíz de las actividades realizadas en el GEA, de la experiencia adquirida en el campo de las comunicaciones digitales [Rodríguez-Morcillo, 2004; Rodríguez-Morcillo, *et al.*, 2006] y del amplio estudio del estándar TCN, se detectaron una serie de puntos débiles en esta especificación [Rodríguez-Morcillo, *et al.*, 2004b]. Entre ellos se encuentran los problemas planteados en este apartado: la limitación del caudal de información (*bit-rate*) y la dificultad en instalar nuevos cableados para aumentar los sistemas. Esto ha permitido desarrollar, en un escenario conocido y accesible, un sistema digital capaz de incrementar el *bit-rate* entre los equipos de control y/o de servicios auxiliares y entretenimiento embarcados en un vehículo, aprovechando las líneas de transmisión instaladas en el mismo. También en el diseño de nuevos vehículos tiene aplicación el sistema de comunicaciones propuesto, ya que permite optimizar el ancho de banda de las distintas líneas diseñadas.

1.2.2. Causas

Los factores por los que se demandan nuevos servicios y, por tanto, fuerzan a instalar nuevos sistemas o a mejorar los existentes son:

- Factores sociales,¹ y
- Factores económicos.

Estos factores obligan a que los operadores de los medios de transporte estén planteándose permanentemente mejoras y actualizaciones de los sistemas de control y supervisión de los vehículos, y de confort de los usuarios.

1.2.2.1. Factores sociales

Uno de los factores sociales que más ha influido en España en la instalación de nuevos sistemas de comunicaciones embarcados, han sido los atentados terroristas que se produjeron en Madrid el 11 de marzo de 2004. Estos hechos causaron una gran alarma social cuestionando el nivel de seguridad en los medios de transporte público.

¹ Aunque estos factores tienen un trasfondo económico, se ha preferido resaltarlos de forma independiente.

Una de las consecuencias derivadas de este movimiento social fue que los operadores de ferrocarril apostaron decididamente por los sistemas de seguridad embarcados, por lo que se volvió fundamental la instalación de cámaras de vídeo-vigilancia en los trenes y de sistemas de control.²

Pero instalar esas cámaras en los vehículos que ya estaban en funcionamiento antes del 11-M plantea el problema que se mencionaba al principio: la instalación de un nuevo cableado en un vehículo en servicio no es fácil. De ahí que sea necesario encontrar soluciones a este problema.

Otro factor que influye en la instalación de nuevos sistemas en los vehículos de transporte es la gran aceptación que han tenido las Tecnologías de la Información y las Comunicaciones (TIC) por la sociedad. Cada día se reciben noticias de los medios de comunicación e Internet sobre nuevas tecnologías digitales, teléfonos móviles con servicios multimedia y, en general, sistemas “inteligentes” con más prestaciones y servicios. Por ejemplo, ordenadores personales con más capacidad de procesamiento; sistemas de navegación para automóviles cada vez más potentes; y así hasta un sin fin de nuevas tecnologías que día a día manejamos en casa, en el trabajo, en el transporte... y a los que nos amoldamos y habituamos a cambio de una mejora en la calidad de vida.

Este consumo lleva asociado:

- Una mayor productividad en la industria,
- Facilidades para trabajar fuera de la oficina (en casa o en la calle),
- Una mayor demanda de la movilidad personal,
- Una creciente dependencia de los ordenadores personales, del correo electrónico, de las bases de datos y de las redes de comunicaciones, y
- La caída de los costes de las comunicaciones y de la tecnología en general, entre otros.

Como se puede apreciar en la Figura 1-1, el consumo de productos de última generación por parte de los usuarios ha aumentado en los últimos años. Mientras que la demanda de los dispositivos más antiguos (televisión, radio, vídeo...) se mantiene constante o incluso decrece ligeramente en el mismo periodo, como se refleja en la Figura 1-2.³

² En los nuevos trenes de Metro de Madrid, desde hace un par de años, se pueden ver avisos de “vigilancia con cámaras de seguridad” dentro de los coches [La Razón, 2005], situación que antes se rechazaba basándose en el respeto a la intimidad de las personas y que ahora se acepta como algo habitual. Más recientemente, en los autobuses de la EMT en Madrid, se han instalado cámaras con la misma finalidad [20minutos, 2007; Medialdea, 2006].

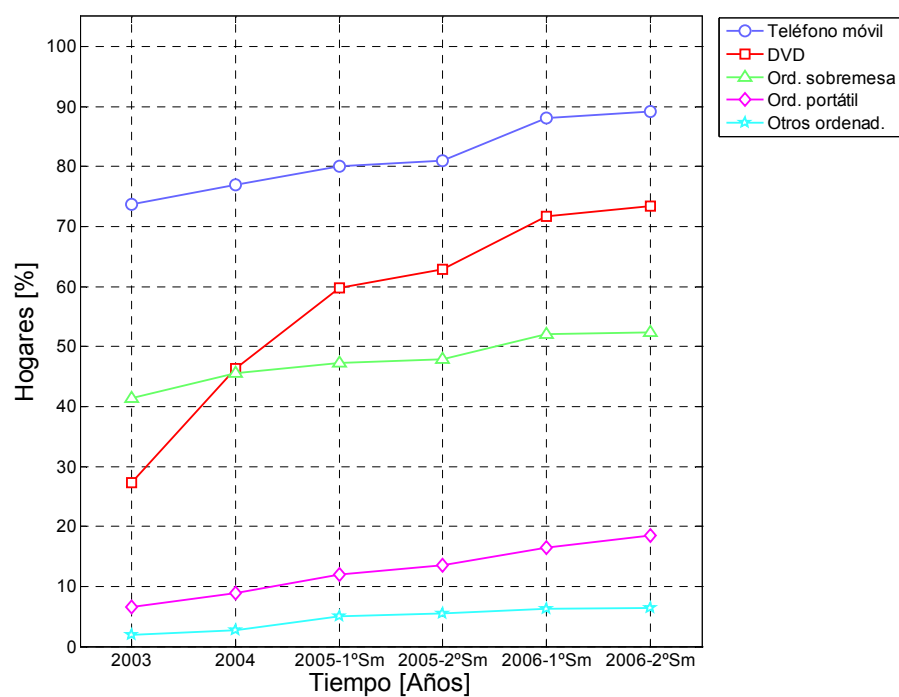


Figura 1-1. Uso de TICs nuevas en los hogares españoles. [Fuente: INE]

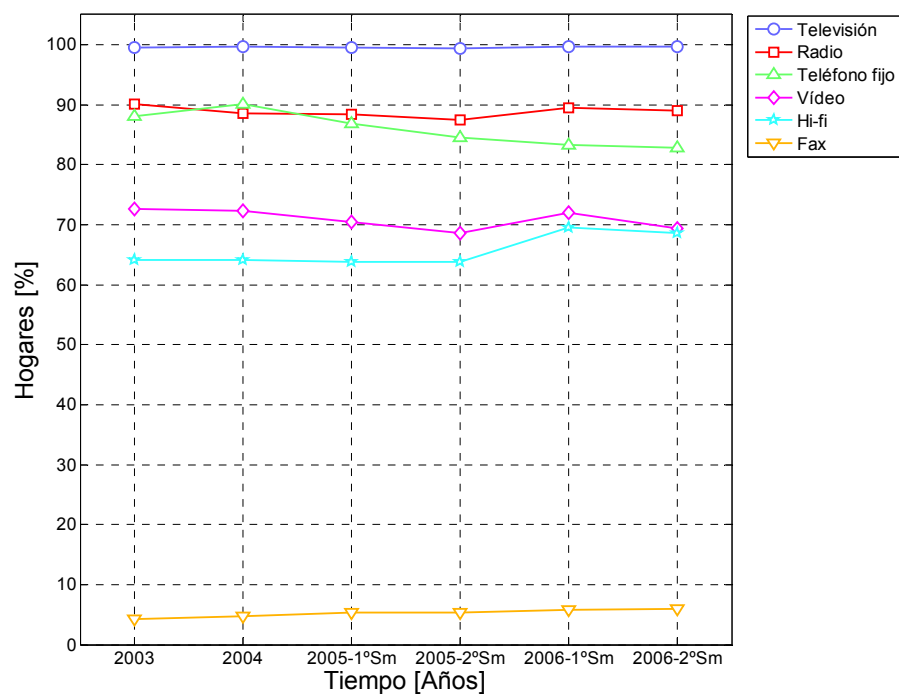


Figura 1-2. Uso de TICs antiguas en los hogares españoles. [Fuente: INE]

Por otro lado, los medios de transporte no son ajenos al avance tecnológico, ni al aumento de la necesidad de los usuarios de estar conectados permanentemente a las redes de información (telefonía e Internet), ni a la demanda de servicios en cualquier lugar y en cualquier momento.⁴ En general, se aúnan esfuerzos en innovación para usar nuevas tecnologías y obtener un mayor grado de modernización, una mejora de la calidad de servicio y un incremento de la capacidad de transporte.

Resumiendo, la demanda de las TIC por los usuarios hace que los precios de los equipos disminuyan y que las empresas se esfuercen en instalar nuevos sistemas embarcados en sus vehículos para ofrecer más servicios.

1.2.2.2. Factores económicos

Uno de los principales factores económicos que impulsa la instalación de nuevos sistemas en vehículos de transporte es la inversión que desde los gobiernos y desde las empresas se hace para el desarrollo tecnológico.

Debido a los resultados obtenidos en países como Estados Unidos y Canadá, las autoridades de otros países, tanto desarrollados como en vías de desarrollo, han visto la posibilidad de obtener un mayor crecimiento y desarrollo prestando especial interés a la tecnología [Fernández and Alexandres, 2006]. Las líneas de actuación de los gobiernos son dos:

- **Legislativa**, modificando las leyes para liberalizar el sector de las comunicaciones, lo que impulsa la innovación y el uso de las nuevas tecnologías, y
- **Económica**, invirtiendo en el desarrollo y la instalación de nuevas tecnologías. Por ejemplo, la Unión Europea financia la innovación y el desarrollo tecnológico de los países miembros, desde 1984, mediante los sucesivos Programas Marco [Jiménez and Martín, 2006].

Por otra parte, la inversión de las empresas de transporte para la introducción de nuevos sistemas digitales en sus vehículos tiene varios efectos:

- **Reclamo a los viajeros**. La calidad del servicio de transporte (incluyendo los servicios de comunicación) es un componente que el usuario

³ El incremento que se aprecia en el primer semestre del año 2006 se debe a un cambio en los parámetros de la encuesta, al objeto de lograr una mayor comparabilidad con los datos que publica Eurostat [Fuente: INE].

⁴ Por ejemplo, en el suburbano de Madrid se va a dar cobertura de móviles dentro de todos los túneles a lo largo de este año [Gil, 2007].

tiene en cuenta a la hora de escoger un medio de transporte u otro. Esto hace que la inversión de la empresa en nuevos sistemas se vea recompensada con una mayor afluencia de viajeros y, por tanto, con mayores ingresos.

- **Competencia frente a otras empresas.** La modernización de las empresas y su adaptación a las nuevas exigencias de los clientes provoca la liberalización del transporte y la apertura a la competencia entre las empresas del sector.
- **Optimización y mejor gestión de los recursos propios.** Con el avance de la tecnología y de las comunicaciones se pueden desarrollar nuevos equipos de control y supervisión que permitan a la empresa de transporte controlar sus vehículos de una forma más precisa, para optimizar el tránsito de los vehículos; y obtener históricos de datos que le permitan analizar el desgaste y el funcionamiento de sus vehículos, para aplicar distintas políticas de gestión y optimización.
- **Ampliación de cobertura.** Por otro lado, las empresas de comunicaciones móviles están interesadas en ampliar su mapa de cobertura a los medios de transporte para aumentar su nivel de ingresos.

Una parte de la inversión de los gobiernos y de las empresas para innovación va destinada al sector del transporte,⁵ de donde una cantidad se emplea en el desarrollo de nuevos sistemas de comunicaciones embarcados, como el realizado en esta Tesis.

Para hacerse una idea de las cantidades que se manejan en estas inversiones, en la Figura 1-3 se muestra el dinero total invertido en I+D en España en los últimos años. También se indica la parte que ha invertido la Administración Pública, lo que han aportado todas las empresas españolas a la investigación y lo que han destinado sólo las empresas de transporte. Se observa claramente un notable aumento de las cantidades invertidas a lo largo de los años, señal de la importancia que la I+D está adquiriendo en España.

En la Figura 1-4 se compara el gasto en I+D en la Unión Europea frente al gasto en España, separando la parte total en la aportada por las Administraciones Públicas y por las empresas. En las curvas de España se observa el mismo comportamiento al alza que en la Figura 1-3, lo cual era de esperar, y en las curvas de la UE se nota un pequeño retroceso en los últimos dos años, aunque probablemente se haya recuperado en los años 2005 y 2006, de los que no se disponen datos.

⁵ La Unión Europea va a invertir en transporte 4.160 M€ hasta el año 2013 dentro del VII Programa Marco [Parlamento Europeo, 2006].

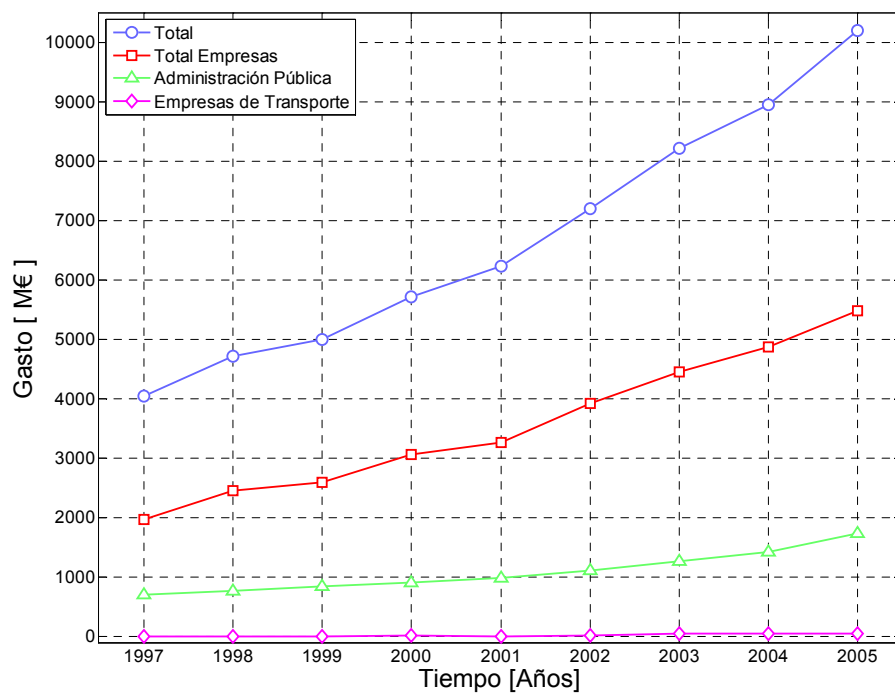


Figura 1-3. Gasto en I+D en España. [Fuente: INE]

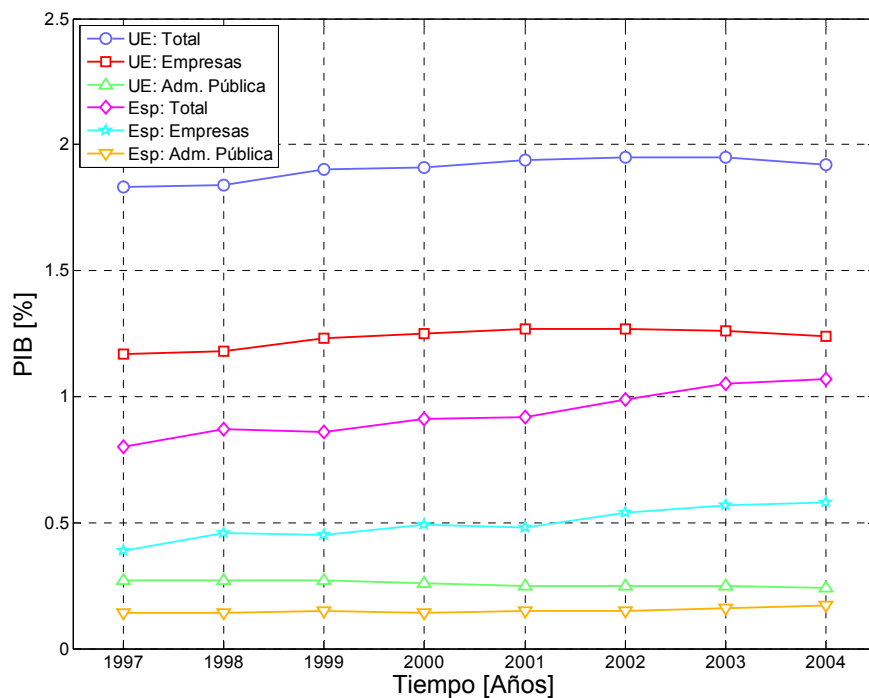


Figura 1-4. Gasto en I+D en la Unión Europea y en España. [Fuente: EUROSTAT]

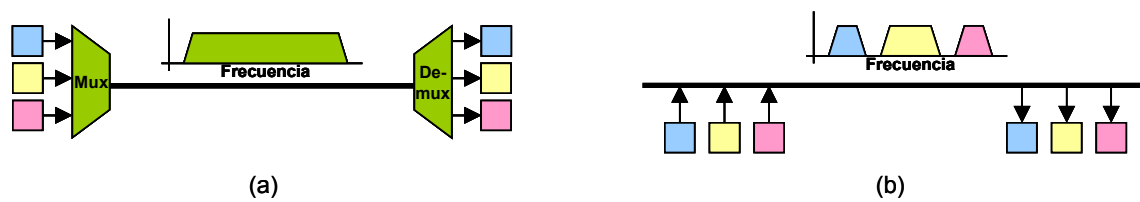


Figura 1-5. Soluciones planteadas.

Todos los factores indicados hasta este punto motivan la demanda de nuevos servicios en los medios de transporte y, por consiguiente, la instalación de nuevos sistemas embarcados. A continuación se presentan posibles soluciones de implantación de dichos sistemas, mostrando las ventajas e inconvenientes de cada una de ellas.

1.2.3. Soluciones

Todos los servicios de control y entretenimiento que se pueden querer ofrecer o que se pueden necesitar en un vehículo de transporte se traducen en el intercambio de una gran cantidad de información entre los distintos equipos embarcados, lo que obliga a ampliar los sistemas de comunicaciones del vehículo. Dado que la instalación del cableado es un problema, se plantean las siguientes soluciones:

- **Sistema inalámbrico.** Aunque parece la mejor opción, porque elimina el problema del cableado, tiene ciertos inconvenientes, como se verá en el siguiente apartado, que hacen que no sea el sistema óptimo.
- **Sistema multiplexado.** Esta solución consiste en desarrollar un protocolo general que multiplexe la información de varios sistemas embarcados y la transmita a todos los equipos por una única línea, tal y como se representa en la Figura 1-5 (a). La ventaja de esta solución es que, al aprovechar el cableado instalado en el vehículo, se reduce el gasto en material y mantenimiento. Sus inconvenientes son: es más difícil de desarrollar, pues se necesita conocer el protocolo de los sistemas que se van a multiplexar; es necesario generar una nueva interfaz con estos sistemas, sustituyendo los existentes, lo que generaría un gasto adicional en los vehículos ya fabricados; un fallo en el nuevo sistema global provocaría el fallo de todos los sistemas que lo forman; este funcionamiento es incompatible con los sistemas que contemplen colisiones en el bus (como el MVB especificado en la norma IEC 61375); y por último, no se puede aplicar en sistemas de seguridad porque vulnera el nivel de certificación y homologación del sistema sobre el que se aplique.
- **Reparto del ancho de banda de una línea de transmisión.** La última solución propuesta consiste en compartir la misma línea de transmisión entre varios sistemas, repartiendo el ancho de banda en varias

sub-bandas, que permita el funcionamiento simultáneo e independiente de los mismos (véase la Figura 1-5 (b)). En este caso únicamente hay que añadir los equipos del nuevo sistema a la infraestructura existente, acoplándolos adecuadamente a la línea de transmisión de tal forma que no se interfieran los sistemas entre sí. Las ventajas de esta técnica son: permite añadir nuevos servicios al vehículo con un menor coste y, aplicada en la proyección de nuevos vehículos, reducir el cableado total del mismo si todos los sistemas embarcados compartiesen líneas de comunicaciones; la modificación de los sistemas originales es mínima, ya que únicamente es necesario instalar una interfaz *hardware* en los sistemas existentes, pero más sencilla que en el apartado anterior; y por último, el funcionamiento de los sistemas que comparten la línea no se ve alterado por fallos del resto de sistemas.

Se concluye, entonces, que la mejor solución consiste en un sistema que comparta el canal de comunicaciones mediante un reparto del ancho de banda, y que transmita una cantidad de información tal que satisfaga las necesidades del vehículo. De esta forma se resuelve el problema del aumento de la cantidad de información a intercambiar entre los dispositivos embarcados y el problema de la instalación del cableado.

Como se detalla en los siguientes capítulos, en esta Tesis se ha optado por compartir la línea de transmisión entre un sistema actualmente embarcado en trenes, el MVB, y el sistema digital desarrollado, en el que se emplea *Orthogonal Frequency Division Multiplexing* (OFDM) para conseguir un alto *bit-rate* con poco ancho de banda. La elección de OFDM se debe a varias razones: es muy configurable, lo que permite aprovechar al máximo el ancho de banda del canal ajustándolo a las características de la línea; permite transmitir grandes cantidades de información con poco ancho de banda, lo que satisface las necesidades de caudal de las comunicaciones embarcadas; y se puede implantar en un circuito digital de lógica programable, lo que facilita su desarrollo e implantación y lo hace más fiable. Además, el sistema basado en esta técnica se puede instalar tanto en vehículos de nueva fabricación como en vehículos ya construidos; se puede emplear para servicios de seguridad o para servicios auxiliares; y, tras el correspondiente estudio, se puede implantar en sistemas respetando el nivel de certificación y homologación de seguridad, como por ejemplo los basados en la norma IEC 61508.

Una solución similar a la escogida consiste en emplear el cableado de alimentación eléctrica de los equipos embarcados como línea de transmisión, en lugar del MVB, tal y como hace PLC (*Power Line Communications*) en los edificios, aunque esta solución se ha desestimado porque requiere un mayor cambio en los equipos de los sistemas actuales que la solución propuesta. Un ejemplo de aplicación en aviones la describe [Jones, 2006] en su publicación.

A continuación se presenta el Estado del Arte de sistemas de comunicaciones empleados en distintos medios de transporte y en línea con el desarrollado en esta Tesis.

1.3. Estado del Arte

Los medios físicos, tanto guiados como no guiados, que se emplean para transmitir información entre dos equipos son:

- Inalámbrico óptico (IR).
- Inalámbrico con ondas electromagnéticas (Wi-Fi, *Bluetooth*, RFID...),
- Cable óptico (FO), y
- Cable con ondas electromagnéticas (par trenzado, coaxial...),

Existen otras tecnologías emergentes y alternativas, como por ejemplo la comunicación con ondas elásticas [Talavera and Mateo, 2005], aunque de momento no se emplea en medios de transporte.

1.3.1. Sistemas inalámbricos ópticos

Los sistemas inalámbricos ópticos, como la comunicación por infrarrojos o por láser, tienen el inconveniente de que cualquier objeto opaco que se interponga entre el transmisor y el receptor impide la comunicación entre ambos. Se ve afectado por las condiciones atmosféricas. Por ejemplo en el caso de un enlace al aire libre, la lluvia intensa, la niebla espesa o la condensación por la temperatura pueden interrumpir la comunicación. También influye en la comunicación la suciedad que se acumula en los terminales del enlace, con el paso del tiempo. Además, los vehículos en general no son lugares muy limpios en las zonas de las conexiones, pese a las labores de mantenimiento que puedan tener. De hecho, en la literatura no se ha encontrado ni una sola aplicación en la que se emplee un sistema inalámbrico óptico para comunicar los dispositivos embarcados.

1.3.2. Sistemas inalámbricos con ondas electromagnéticas

El uso de sistemas inalámbricos mediante ondas electromagnéticas en vehículos de transporte está muy limitado. Aunque su principal ventaja de no necesitar cableado supone un gran ahorro económico en material e instalación, no compensan sus inconvenientes, que son:

- Puede interferir con otros dispositivos embarcados, provocando el fallo de éstos. Un ejemplo muy claro está en los aviones, en los que, durante el despegue y el aterrizaje, está prohibido utilizar teléfonos móviles y dispositivos electrónicos. Para instalar un sistema inalámbrico con ondas electromagnéticas sería necesario analizar cómo se vería afectado cada equipo del vehículo.
- Es menos seguro que los sistemas cableados, ya que la señal del sistema se puede cancelar o perturbar con un inhibidor de frecuencias.
- No alcanza grandes *bit-rate*, aunque en algunos casos puede llegar a valores aceptables.
- Hay que solucionar problemas de interferencias entre vehículos próximos (por ejemplo, dos trenes en vías paralelas) y dentro del mismo vehículo, si hay varios puntos de acceso.
- Hacen falta protocolos especiales para poder garantizar anchos de banda mínimos para las aplicaciones con requisitos de tiempo real, como son muchas aplicaciones de control y seguridad.

Otras ventajas de estos sistemas son:

- Al no necesitar cableado para su funcionamiento, la instalación o ampliación de este tipo de sistemas en vehículos ya fabricados es muy sencilla y rápida.
- Permite compartir el espectro de frecuencias entre varios sistemas, lo que permite el funcionamiento simultáneo de todos ellos.
- Es una opción válida para ofrecer servicios multimedia y servicios no críticos.

Por lo tanto, la principal aplicación de los sistemas inalámbricos en los medios de transporte es con fines de entretenimiento, para comunicar el vehículo con tierra, para dar acceso a Internet a los viajeros o para enviar información del vehículo al centro de control.

Por ejemplo, en un experimento desarrollado en un Airbus A320 se ha creado una picocelda que actúa como una estación terrestre de telefonía móvil y regula la potencia de la señal, la cual se hace llegar a tierra vía satélite. De esta forma se da servicio de telefonía móvil a todos los viajeros del aparato sin interferir en los equipos de navegación. También se han probado simultáneamente múltiples tecnologías inalámbricas a bordo, como GSM, WLAN y *Bluetooth*, permitiendo así además el acceso a Internet [Professional Engineering, 2004].

En otros vehículos, como en los ferroviarios, se emplea WLAN a bordo del vehículo para que los viajeros puedan conectarse a Internet y consultar el correo electrónico durante el viaje, empleando enlaces con satélites [ICOMERA AB, 2005] y con proveedores de telefonía móvil e Internet [Conti, 2005; Professional Engineering, 2003] para mantener una conexión permanente, incluso dentro de los túneles.

También se emplea el enlace inalámbrico de conexión entre el tren y tierra para descargar noticias y vídeos de entretenimiento para los viajeros [IPP and VIRGIN Trains Co., 2006]. Concretamente en [AVITEC AB, *et al.*, 2006] se emplea un enlace *Wimax* para actualizar la información del viaje y las noticias, para luego visualizarlas en las pantallas instaladas en cada vehículo (con cableado convencional). En este caso, la comunicación tren-tierra se realiza mediante puntos de acceso instalados a lo largo de la vía, alcanzando una tasa de 36 Mbps sin pérdida de conexión en túneles ni puentes.

Otro sistema de comunicación del tren con el equipo en tierra es el *European Rail Traffic Management System* (ERTMS) formado por el *European Train Control System* (ETCS), un estándar para el control del tren a bordo, y el *Global System for Mobile communications in Railways* (GSM-R), que es una variación del sistema GSM de telefonía móvil para ferrocarriles [Collins, 2005; Mataix, 2004]. Un sistema en auge actualmente es el *Communications-Based Train Control* (CBTC) que permite la comunicación del tren con el equipo en tierra [Vantuono, 2005].

Otra aplicación de sistemas inalámbricos embarcados, aunque con menos extensión que la anterior, es la de comunicar los sistemas de control y supervisión del vehículo con el ordenador central. Por ejemplo, en [Edwards, *et al.*, 2005] se presenta un proyecto con el que se mejora la seguridad y eficiencia de los trenes de carga, en los que se emplea un sistema de muestreo y control de sensores y actuadores de componentes mecánicos. Empleando IEEE 802.11b (WLAN), la locomotora recibe información del estado de los sistemas de cada coche y les transmite los comandos necesarios.

En barcos, se emplean sensores inalámbricos autónomos para el muestreo y supervisión de los equipos embarcados [Discenzo, *et al.*, 2006]. Así, cada nodo realiza su proceso localmente y envía los datos a un nodo central, donde se toman las decisiones de actuación oportunas. También se han realizado estudios que ven viable el empleo de WLAN en barcos aunque no se han encontrado aplicaciones concretas [Bronez and Marshall, 2005].

En el sector aeroespacial, se están realizando muchas pruebas sobre sistemas inalámbricos embarcados basados en WLAN y *Bluetooth*. En todos ellos se emplean estos tipos de enlaces para intercomunicar los sistemas embarcados con el ordenador central [Feriencik, 2006; Underbill and Hamilton, 2006]. Como caso particular, en [Lappas, *et al.*, 2006] se emplea el pro-

protocolo *Zigbee* (IEEE 802.15.4) para interconectar los sensores de los subsistemas, con la ventaja añadida de que la duración de la batería de éstos es mucho mayor.

Por último, en automóviles no se ha encontrado ninguna aplicación de sistemas inalámbricos para conectar los dispositivos de control del propio vehículo. Sin embargo, existen muchas aplicaciones, plenamente desarrolladas, para la conexión de otro tipo de dispositivos en el vehículo, entre las que destaca el empleo de *Bluetooth* para la comunicación de distintos dispositivos del usuario, como el teléfono móvil, el “manos libres” y el GPS.

En definitiva, apenas se han encontrado aplicaciones de sistemas inalámbricos, que empleen ondas electromagnéticas, para aplicaciones críticas de control y supervisión de los equipos embarcados en un vehículo. En la mayoría se emplean para comunicar el vehículo con tierra y para entretenimiento. Y los que se han encontrado para control se aplican en vehículos lentos con mucho margen de maniobra, como los barcos, o en vehículos que no transportan pasajeros, como los satélites y los trenes de mercancías, en los que es menor el riesgo de vidas humanas.

1.3.3. Sistemas de fibra óptica

En cuanto a sistemas ópticos por cable, existen varias aplicaciones en los que se utiliza fibra óptica para comunicar los dispositivos embarcados en el vehículo. Normalmente emplean una topología en estrella y se suelen utilizar para servicios multimedia. Sus ventajas son:

- Gran capacidad de transmisión de datos, típicamente hasta de 1 Gbps.
- Grandes longitudes de transmisión debido a las bajas pérdidas de señal en el cable.
- Alta resistencia a la temperatura, a la humedad y a las vibraciones.
- Inmunidad a interferencias de radio frecuencia y de ondas electromagnéticas.
- Radiación electromagnética nula.
- Bajo coste, en el caso de fibra de plástico. Las fibras de cristal no son tan baratas.
- Menor peso que el cable de cobre, especialmente interesante en aplicaciones aeronáuticas (aviones y satélites).
- Más fiable que los sistemas inalámbricos a la hora de mantener la comunicación entre los equipos.

- Más seguro que los sistemas inalámbricos y los de cable con ondas electromagnéticas ya que no se puede capturar la información que circula por la línea sin abrirla.

Sus inconvenientes son:

- Debido a la topología en estrella, se necesita mayor cantidad de cableado para conectar todos los dispositivos embarcados en el vehículo, aunque existen derivadores ópticos que permiten conexiones intermedias a cambio de un mayor coste de instalación [Agiltron Inc., 2006].
- La instalación de un sistema óptico en un vehículo ya fabricado o la ampliación del sistema con nuevos dispositivos tiene los inconvenientes de instalación en tiempo y coste mencionados en apartados anteriores.
- No permite compartir el bus entre varios sistemas para reducir el cableado del vehículo.
- La comunicación se ve afectada por la suciedad que se almacena en los conectores ópticos, en el caso de los acoplamientos que se conectan y desconectan en su uso diario.

En trenes no se han encontrado referencias que utilicen fibra óptica para conectar los dispositivos embarcados en el vehículo. Sin embargo, en el estándar relativo al TCN [IEC 61375-1, 1999] se especifica el medio de transmisión *Optical Glass Fibre* (OGF) pensado especialmente para zonas electromagnéticamente hostiles, como las locomotoras. De todas formas, el protocolo utilizado en este caso se comunica a 1'5 Mbps, que es un bajo *bit-rate*.

El autor, junto con otros miembros del GEA, ha realizado un estudio de la viabilidad del funcionamiento de un enlace óptico insertado en la red TCN (*Train Communication Network*), para evitar los efectos de atenuación del acoplamiento eléctrico entre vehículos ferroviarios. Los resultados se han presentado en [Alexandres, *et al.*, 2004].

En automóviles, uno de los sistemas ópticos más utilizado es el *Media Oriented Systems Transport* (MOST) para diversas aplicaciones de control, seguridad y multimedia, con una tasa de 150 Mbps. En [Polishuk, 2006] se mencionan varias aplicaciones de este sistema, entre los que se encuentra la comunicación de los sensores embarcados con los dispositivos del *air-bag* para aumentar la seguridad de los pasajeros. Otra aplicación es un sistema que detiene el movimiento de la ventana del vehículo si detecta un objeto en su camino. Obviamente también se emplea para conectar dispositivos como

el navegador, la radio digital, la pantalla del ordenador embarcado, los teléfonos móviles y los sistemas de entretenimiento CD / DVD.

El predecesor del sistema MOST es el *Domestic Digital Data Bus* (D2B), que alcanza unos 20 Mbps en 10 m de cable e interconecta los sistemas de audio y vídeo del automóvil. Emplea una configuración en anillo y componentes de bajo coste, lo que lo hace muy atractivo tecnológicamente [Grella, 1996; Zeeb, 2001].

Para terminar con los automóviles, resaltar el protocolo *Byteflight*, que emplea una configuración en estrella con una tasa de unos 10 Mbps. Mediante la técnica llamada *Flexible Time Division Multiple Access* (FTDMA) consigue ser un sistema determinista en tiempo real con las ventajas de los sistemas síncronos y de los asíncronos. Se emplea en sistemas de seguridad pasiva como los *air-bags* y los cinturones de seguridad [Cena and Valenzano, 2004]. Otros sistemas que emplean fibra óptica para conectar los dispositivos embarcados en el automóvil son *Mobile Multimedia Link* (MML) y *Flex-Ray*, sucesor del *Byteflight* [Mazo, *et al.*, 2005; Shaheen, *et al.*, 2003].

En cuanto a los sistemas de comunicaciones embarcados utilizados en barcos, existe el *Survivable Adaptable Fiber Optic Embedded Network* (SAFENET) desarrollado por la armada norteamericana. Mediante una red en anillo implementan una red de área local (LAN) a 16 Mbps [Kochanski and Paige, 1991]. En su segunda versión (SAFENET II) usa la *Fiber Distributed Data Interface* (FDDI), que alcanza 100 Mbps.

Entre las aplicaciones de los sistemas de fibra óptica, en [Whitesel and Tatem, 1993] se describe un sistema desarrollado por la armada de Estados Unidos para detectar, en tiempo real, incendios o predecir condiciones que pueden dar lugar a fuego, mediante sensores de temperatura instalados en cada compartimento del barco. Multiplexando las señales se puede reducir el coste de la instalación y propone investigar en sensores de temperatura, presión, nivel de líquidos y humos, entre otros. Concretamente [Ransford, *et al.*, 1994] presenta una red de fibra óptica en estrella para estos cuatro tipos de sensores utilizando técnicas de *Time Division Multiplexing* (TDM) o *Frequency Modulated Continuous Wave* (FMCW). Con técnicas similares de multiplexación, [Jacobson, 1993] describe una red de sensores de presión, temperatura, velocidad de rotación, tensión y corriente interconectados entre sí mediante una red óptica.

Por último, otra aplicación para la que se emplean redes de fibra óptica en barcos es para la automatización de navíos, de tal forma que se pueda reducir la tripulación. Mediante TDM se transmiten todos los datos de control y muestreo para el control automático del barco [Kawashima, *et al.*, 1985].

En aviones, las aplicaciones son similares. Destaca el estándar MIL-STD-1553 como sistema principal de redes embarcadas en aviones [Glista and Beranek, 2003]. Con estructuras tanto en estrella como en anillo alcanza una transferencia de Gigabits por segundo. Al igual que [Salour and Bellamy, 2005], utiliza *Wavelength Division Multiplexing* (WDM) para soportar diversas aplicaciones y realizar las funciones de comunicaciones, comandos y control del vehículo. Una variante de esta técnica es la *Dense Wavelength Division Multiplexing* (DWDM) que permite transportar varias longitudes de onda simultáneamente [Abernathy, 2005].

Un caso particular de aplicación de fibra óptica en aviones lo presentan [Bogenberger and Krumpholz, 1994] en el que conectan 16 dispositivos mediante un *backpanel* de 1 m, con una tasa de 1 Gbps por canal.

En satélites también se utilizan redes de fibra óptica. En [Fielder, *et al.*, 2006] se presenta un bus que funciona junto a un generador nuclear. Debido a las radiaciones de este dispositivo es necesario utilizar fibra óptica, con la que muestrean temperatura (hasta 1050 °C), presión, flujos y deformaciones en diversos puntos del reactor.

Uno de los protocolos utilizados en redes de fibra óptica embarcadas en satélites es el MIL-STD-1773, empleado en el proyecto SAMPEX, de la NASA, utilizado para controlar el vehículo e interconectar los subsistemas y los ordenadores embarcados. Está basado en el MIL-STD-1553 de aviónica y transmite a 1 Mbps con una configuración en estrella. Este mismo bus se empleó en la misión XTE, donde se utilizaban tres buses independientemente. Para obtener mayores *bit-rate* se desarrolló el bus AS1773, basado en el MIL-STD-1773, con tasas de 1 a 20 Mbps [Rhea, 1996]. Desarrollos más modernos han conseguido tasas de entre 1 y 10 Gbps en la comunicación entre los dispositivos embarcados en el satélite [Parkerson, *et al.*, 2003].

Desgraciadamente, en el sector aeronáutico, tanto para aviones como para satélites, la mayor parte de la información es confidencial, por lo que no se pueden obtener muchos detalles de los buses empleados en estos vehículos.

1.3.4. Sistemas por cable

Los sistemas de comunicaciones basados en cable son los más utilizados actualmente por fiabilidad y por tradición, aunque, desde hace algunos años, se están estudiando otros medios que han reducido su uso, como se ha visto en apartados anteriores.

Entre sus ventajas se encuentran:

- Capacidad de transmisión de datos aceptable según el sistema. Empleando técnicas de modulación se pueden alcanzar tasas de varios cientos de Megabits por segundo.
- Grandes longitudes de transmisión, aunque no tan largas como en fibra óptica.
- Bajo coste, especialmente si se compara con la fibra óptica de cristal.
- Más fiables que los sistemas inalámbricos a la hora de mantener la comunicación entre los equipos, pues es más difícil perturbar la comunicación.
- Más seguros que los sistemas inalámbricos, pues es más difícil capturar la información que se transmite.
- Posibilidad de conectar con topología de bus, lo que requiere menos cable que la configuración en estrella de FO, y reduce el coste de la ampliación del sistema con nuevos dispositivos.
- Permite compartir, de manera sencilla, el medio físico entre varios sistemas para reducir el cableado del vehículo.

Sus inconvenientes son:

- En cables no apantallados, puede interferir con otros equipos por la radiación de ondas electromagnéticas. O puede ser interferido por sistemas o cables cercanos. Este problema se resuelve en parte apantallando el cable.
- La instalación en un vehículo ya fabricado tiene los inconvenientes de instalación en tiempo y coste mencionados en apartados anteriores. Si se comparte la línea de transmisión con otro sistema ya instalado, desaparece este problema, tal y como se demuestra en esta Tesis.

El sistema de comunicaciones por cable utilizado en la mayoría de los medios de transporte es el *Controller Area Network* (CAN). Esta red, desarrollada por Bosch en 1985 para control industrial, fue aplicada rápidamente por las empresas automovilísticas por su robustez, fiabilidad y seguridad. Por ella se puede transmitir hasta 1 Mbps a una distancia máxima de 40 m con 32 nodos [Mazo, *et al.*, 2005]. El empleo de CAN está tan extendido que se encuentran aplicaciones en automóviles [Wang, 2006; Watanabe, 2005], trenes [Zeltwanger, 2005; Zitzmann, 2006], barcos [Luft, *et al.*, 2002], aviones [Giron-Sierra, *et al.*, 2004; Sparks, 1997] y hasta en satélites [Khurram and Zaidi, 2005; Knoblock, *et al.*, 2002] para interconectar los

equipos de control embarcados. Este bus ha derivado en numerosas versiones, como el *Time-Triggered CAN* (TTCAN), el CANaerospace, el *Local Interconnect Network* (LIN) y el FlexRay, entre otros, con similares aplicaciones [Shaheen, *et al.*, 2003; Wolf, *et al.*, 2004].

Otros sistemas utilizados en automóviles son el SAE J1708, utilizado para comunicar de forma serie los microprocesadores embarcados en los camiones, con longitudes de hasta 40 m. [Bishel, 1986]; y el Intellibus, que es un bus especialmente diseñado para aplicaciones militares pero que también se ha transformado para adaptarlo al sector del automóvil. Alcanza los 12'5 Mbps y se emplea para interconectar los dispositivos del vehículo [Mazo, *et al.*, 2005].

En ferrocarriles, además del CAN, está muy extendido el uso de TCN [IEC 61375-1, 1999]. En este sistema se definen dos tipos de buses, uno a nivel de tren y otro a nivel de vehículo. El primero transmite 1 Mbps sobre cable de par trenzado apantallado y se emplea para comunicar entre sí los subsistemas de cada vehículo del tren. El segundo, a 1'5 Mbps, también trabaja sobre par trenzado apantallado. Puede alcanzar longitudes de 200 m y se emplea para comunicar los distintos dispositivos de cada vehículo o de varios vehículos.

Otro protocolo muy utilizado en ferrocarril es el LonWorks (ANSI/EIA 709.1) [Echelon Corporation, 2006], que alcanza tasas de 1'25 Mbps sobre par trenzado, cable coaxial o fibra óptica, entre otros [Knisley, 2004].

En barcos se emplea el SHIPNET, que es una red de área local en tiempo real basada en SAFENET, comentada anteriormente [Simoncic, *et al.*, 1988]. Trabaja a 1'42 Mbps con una configuración en anillo y se utiliza para conectar varios sistemas embarcados como el piloto automático, el radar y los sistemas de navegación, entre otros.

En aviones, uno de los sistemas de comunicaciones más empleado es el MIL-STD-1553, que trabaja a 1 Mbps [Ames, 2004]. De éste han derivado otras versiones para aumentar el *bit-rate*, como por ejemplo, el sistema Hyper-1553TM, que ha sido desarrollado por Boeing. Alcanza los 40 Mbps funcionando simultáneamente y sobre el mismo medio que el sistema MIL-STD-1553 instalado en el avión [Boeing Co., 2006], de una forma similar a lo realizado en esta Tesis.

Por último, en satélites los sistemas empleados son muy parecidos a los utilizados en aviónica. Destacan el MIL-STD-1553, visto anteriormente [Baek, *et al.*, 2002; Hampton, *et al.*, 2005]; y el Spacewire, que es un sistema para comunicaciones en tiempo real basado en los estándares IEEE-1355 y LVDS [Parkes, 1999; Parkes, 2001; Parkes and Armbruster, 2005]. Todos

ellos interconectan los dispositivos embarcados del vehículo y permiten la intercomunicación.

1.3.5. Técnicas modernas de comunicaciones

En cuanto a sistemas de comunicaciones empleados en vehículos de transporte que utilicen técnicas modernas en su transmisión, como OFDM, únicamente se ha encontrado un caso aplicado a los cables de alimentación eléctrica de un avión. Con ello se consigue reducir significativamente el cableado de los sistemas de instrumentación de la aeronave [Jones, 2006]. En otros casos se están haciendo estudios de enlaces de datos en aviones en los que se emplea OFDM [Matolak, *et al.*, 2005].

El resto de aplicaciones encontradas emplean OFDM en enlaces inalámbricos con vehículos de transporte. Concretamente, en un tren japonés se consigue un enlace de comunicación tren-tierra de 10 Mbps [Ohta, *et al.*, 2004]. Y en otro caso, se emplea OFDM para, a 1'5 Mbps, descargar en un coche mapas de carretera, actualización del tráfico, obras, etc. [Nass, 2003].

Resumiendo, los sistemas por cable son los más fiables, económicos y de mayor tradición, y por ello los más utilizados, en sistemas de comunicaciones embarcados con tareas críticas de control y supervisión. Por otra parte, OFDM apenas se utiliza actualmente en este tipo de sistemas, lo que justifica la realización de esta Tesis Doctoral.

A continuación se presentan los objetivos planteados de la misma.

1.4. Objetivos

El objetivo principal de la Tesis Doctoral es contribuir a los sistemas de comunicaciones embarcados en vehículos de transporte mediante el modelado y el desarrollo de un sistema de transmisión de gran ancho de banda que emplee el medio físico de las actuales redes de comunicaciones embarcadas. La finalidad de este nuevo sistema es disponer de caudal de información suficiente para transmitir voz, datos y servicios multimedia de una manera fiable, robusta y barata.

Los objetivos científicos y tecnológicos de la Tesis Doctoral se resumen en:

- Obtener un modelo matemático del comportamiento electromagnético de la línea de transmisión de un vehículo. Gracias a la experiencia del autor, se va a analizar un bus de comunicaciones embarcado en un tren, formado por el cable instalado a lo largo del coche ferroviario y

por los acoplamientos entre vehículos, conocidos como Scharfenberg. De aquí se obtendrán las conclusiones de viabilidad general del sistema propuesto en la Tesis.

- Realizar un sistema digital de comunicaciones que sea capaz de transmitir algunas decenas de Megabits por segundo usando poco ancho de banda. A partir de los conocimientos adquiridos sobre distintas técnicas de comunicaciones por cable, se desarrollará un sistema que cumpla la finalidad principal de la Tesis y que sea compatible con los actuales sistemas embarcados.
- Realizar un simulador del sistema en Matlab para poder estudiar y analizar rápidamente su comportamiento. De esta forma se puede optimizar el funcionamiento y obtener las limitaciones y conclusiones del desarrollo realizado.
- Desarrollar un prototipo *hardware* de laboratorio basado en FPGA con el que se valide el funcionamiento real del sistema transmitiendo datos desde un origen a un destino. Esto permitirá validar el simulador anterior y verificar el correcto funcionamiento y la idoneidad del sistema.
- Realizar un banco de pruebas en el que se compruebe el funcionamiento del sistema desarrollado en la Tesis simultáneamente con otro sistema industrial existente en vehículos de transporte.

1.5. Estructura del documento

El documento de la Tesis Doctoral está estructurado en seis capítulos y seis apéndices.

En el Capítulo 2 se describe el modelado del canal de comunicaciones de un tren. En él se resumen las nociones básicas del modelado de líneas de transmisión con parámetros distribuidos; se presentan las medidas y resultados obtenidos del cable y del acoplamiento entre vehículos ferroviarios; y por último se obtiene el modelo electromagnético de un tren completo, a partir de los modelos anteriores.

El Capítulo 3 trata sobre el sistema digital de comunicaciones desarrollado en la Tesis. En primer lugar se hace una breve introducción a la técnica OFDM empleada; se indican los detalles del análisis realizado para el desarrollo del sistema; se comentan los bloques que lo forman y su funcionamiento; y, por último, se enumeran las bondades y dificultades del sistema.

El Capítulo 4 es un capítulo dedicado íntegramente a mostrar y comentar los resultados obtenidos del sistema desarrollado. En una primera parte se

muestran los resultados obtenidos del prototipo construido; a continuación se comparan estos resultados con los obtenidos del simulador realizado, para terminar con los resultados más característicos del sistema que resumen sus limitaciones.

En el Capítulo 5 se valida el funcionamiento del sistema de comunicaciones desarrollado en el Capítulo 4 sobre un bus MVB utilizado actualmente en trenes. En primer lugar se introduce el estándar IEC 61375; a continuación se detalla el análisis realizado para su implantación; y posteriormente se presentan los resultados obtenidos del funcionamiento simultáneo de ambos sistemas.

El último capítulo, el Capítulo 6, está dedicado a reflejar las conclusiones derivadas de la Tesis, sus aportaciones originales y sus futuras líneas de investigación.

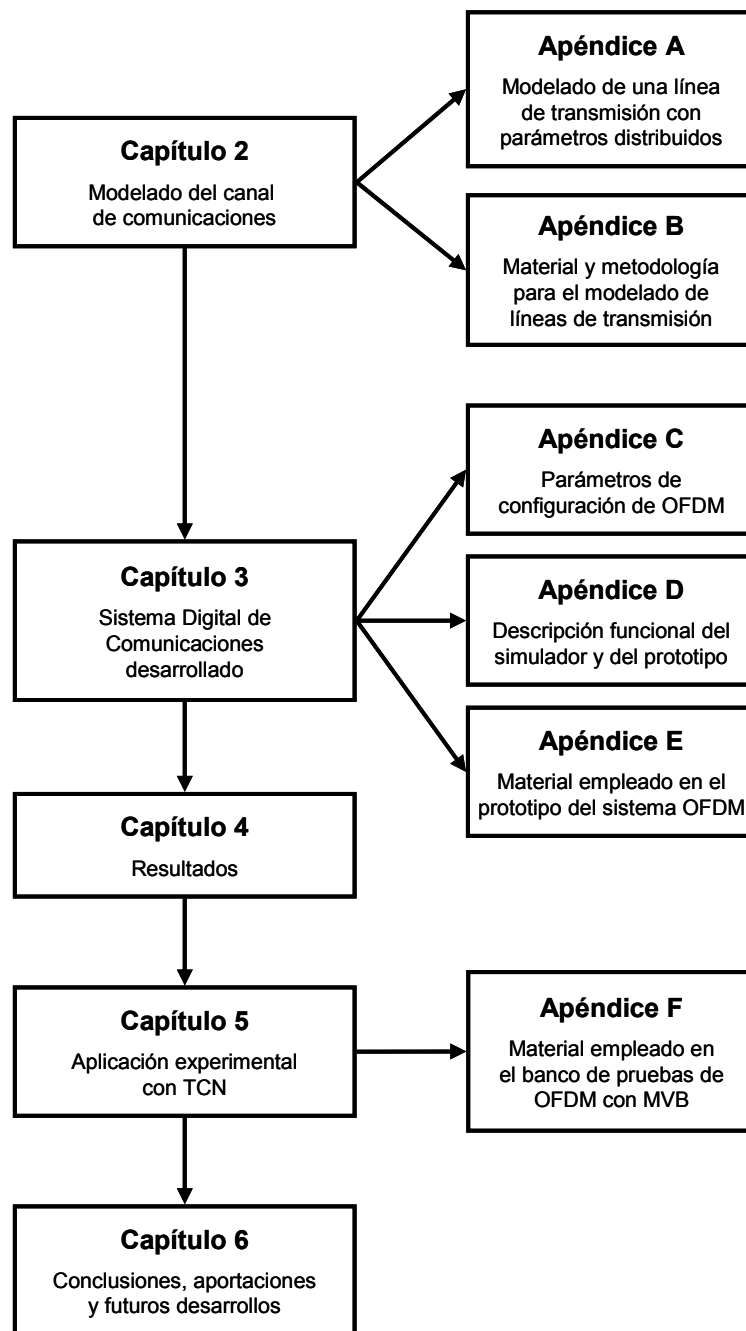
Por otra parte hay una serie de apéndices que complementan la información de los capítulos. En el Apéndice A se detalla el desarrollo matemático necesario para la obtención de los parámetros de una línea de transmisión y su modelado. Está vinculado al Capítulo 2 junto con el Apéndice B. En éste se describen la metodología a seguir para realizar las medidas necesarias y así obtener el modelo de la línea. También se dan todos los detalles técnicos de equipos y material empleados en los ensayos.

El Apéndice C, vinculado al Capítulo 3, alberga las definiciones básicas de la transmisión OFDM y las fórmulas de todos los parámetros de configuración que se utilizan en este tipo de sistemas. Al final se presenta una tabla resumen de dichos parámetros con los valores empleados en el prototipo desarrollado. En el Apéndice D, se detalla en profundidad el funcionamiento del simulador desarrollado, y los bloques que forman el prototipo *hardware*, destacando las partes más importantes y los datos más relevantes de ambos sistemas.

En el Apéndice E, también vinculado al Capítulo 3, se describe el material empleado en el prototipo del sistema OFDM, detallando cada una de las partes que lo componen.

Para terminar, el Apéndice F refleja el material empleado en el banco de pruebas del prototipo con el bus MVB, con fotos y detalles técnicos. Está relacionado con el Capítulo 5.

En la Figura 1-6 se representa la estructura del documento en un diagrama de bloques.

*Figura 1-6. Esquema de la estructura del documento.*

Capítulo 2

Modelado del canal de comunicaciones

2.1. Introducción

La primera fase de la investigación realizada en esta Tesis Doctoral ha consistido en modelar el comportamiento electromagnético de la línea de transmisión de datos de un tren, en función de la frecuencia. La línea está compuesta por tramos de cable y por acoplamientos intermedios entre vehículos, elementos que se describen más adelante.

La finalidad principal del modelado es obtener un modelo matemático de la línea de transmisión para estudiar la viabilidad del sistema a desarrollar, es decir, verificar que el ancho de banda de la línea formada por cables y acoplamientos intermedios es suficiente para transmitir el caudal de información necesario.

Una vez analizado que el sistema es viable, el segundo motivo por el que es necesario modelar la línea de transmisión es para poder construir una herramienta que simule el comportamiento del sistema que se desea desarrollar. Incluyendo la respuesta de la línea en el simulador, se puede evaluar el deterioro que sufre la señal transmitida a lo largo de la línea, y calcular los resultados de la transmisión.

En este capítulo, por tanto, se obtienen el modelo electromagnético del cable empleado en el tren y el del conector entre vehículos ferroviarios. Y a partir de estos dos modelos, se obtiene el modelo de la línea de transmisión del tren.

En el apartado 2.2 se definen los conceptos del modelo de una línea de transmisión y se detallan los cálculos matemáticos más representativos para modelarla. En el apartado 2.3 se presentan y comentan los resultados obtenidos del estudio del cable empleado en los trenes. En el apartado 2.4 se muestran los resultados obtenidos del conector entre vehículos, para concluir, en el apartado 2.5, con el modelo de una unidad de tren completa, a partir de los dos modelos anteriores. Por último, se presentan las conclusiones del capítulo.

2.2. Modelado de una línea de transmisión

Una línea de transmisión es el medio físico por el que se transmite energía desde un origen hasta uno o varios destinos. Se emplean tanto para transportar gran cantidad de energía eléctrica (alimentación eléctrica de núcleos urbanos) [Ahola, *et al.*, 2002] como para transmitir señales de baja potencia analógicas (radio y televisión) [Lao, 2002] o digitales (bus de comunicaciones) [B&B Electronics, 1997].

Existen varios tipos de líneas de transmisión de cobre empleadas para comunicaciones [King, *et al.*, 1945]:

- De **cables separados**, formada por dos cables idénticos con una separación de aire o de material aislante entre ellos.
- El **par trenzado**, formado por dos cables idénticos con aislamiento sólido, trenzados entre sí, con un espacio entre centros de conductores del orden de dos veces el diámetro del conductor.
- El **cable coaxial**, que consiste en un conductor central sólido rodeado por un conductor cilíndrico de retorno.

Modelar una línea de transmisión consiste en determinar su comportamiento eléctrico en función de la frecuencia, mediante la identificación de parámetros tales como la **resistencia e inductancia series** por unidad de longitud, y la **conductancia y capacidad paralelas**, conocidas como “shunt”, por unidad de longitud, los cuales se denominan r , l , g y c , respectivamente.

Para obtener el modelo, la línea se representa por uno o varios circuitos RLC conectados en serie, según las características de la línea. Por ejemplo, [Ahola, 2003] en su tesis supone que los parámetros del cable están “concen-

trados” en un punto, es decir, que el modelo de la línea es un circuito RLC en el que la tensión y la corriente no varían a lo largo de la misma. De la misma forma [Banwell and Galli, 2001] estudian una línea de potencia formada por diferentes segmentos de cable debido a las ramificaciones de la instalación. Cada segmento se sustituye por un circuito RLC porque, entre otros motivos, permite un procesamiento matricial que reduce la potencia de cálculo y así pueden modelar cualquier línea de potencia en el dominio de la frecuencia. Esto reduce el problema que suponen las reflexiones de la señal en la línea debido a acoplamientos de impedancias inadecuados.

La representación de la línea de transmisión como un único circuito RLC es válida en líneas denominadas “eléctricamente cortas”, en las cuales su longitud física es pequeña comparada con la longitud de onda de la señal que se propaga [King, *et al.*, 1945].

Otros modelos se forman conectando varios circuitos RLC en serie, lo que supone variaciones en puntos intermedios de la línea separados cortas distancias entre sí. Por ejemplo, [Hwangkhunnatham and Leelarasmee, 1998] aproximan una línea de transmisión por un gran número de segmentos de parámetros concentrados para introducir una nueva técnica que agiliza el análisis de los transitorios de las líneas de transmisión. Este tipo de modelado se conoce como “red en escalera”, nomenclatura empleada por [Magnusson, *et al.*, 1992] en su capítulo 8.

Por último, la aproximación más precisa al comportamiento real de la línea es asumir que los parámetros están “distribuidos” a lo largo de la misma. Sirva como ejemplo el trabajo presentado por [Ahola, *et al.*, 2002], en el que modelan una línea de baja potencia con parámetros distribuidos. De esta forma y con las medidas de la impedancia de entrada, determinan la impedancia característica del cable y su coeficiente de atenuación, que son los parámetros necesarios para modelar la línea. Igualmente, [Lao, 2002] obtiene la impedancia característica de las líneas de transmisión de par trenzado empleadas en redes DSL (*Digital Subscriber Line*). Por último, [King, *et al.*, 1945] en el primer capítulo, analizan las líneas de transmisión con parámetros distribuidos porque la corriente varía a lo largo de la línea.

Resumiendo, en líneas “eléctricamente cortas” se puede emplear cualquiera de las aproximaciones descritas anteriormente, pues la precisión de cálculo es aceptable. Sin embargo, para líneas “eléctricamente largas”, que son líneas con distancia entre conductores pequeña y longitud de línea larga comparadas con la longitud de onda de la señal que se transmite, la tensión y la corriente no tienen el mismo valor a lo largo de toda la línea, como introducen [King, *et al.*, 1945], por lo que es necesario aplicar el modelo de parámetros distribuidos. Este método, que es el empleado en la investigación realizada en esta Tesis por las longitudes de línea que se van a estudiar, se describe a continuación.

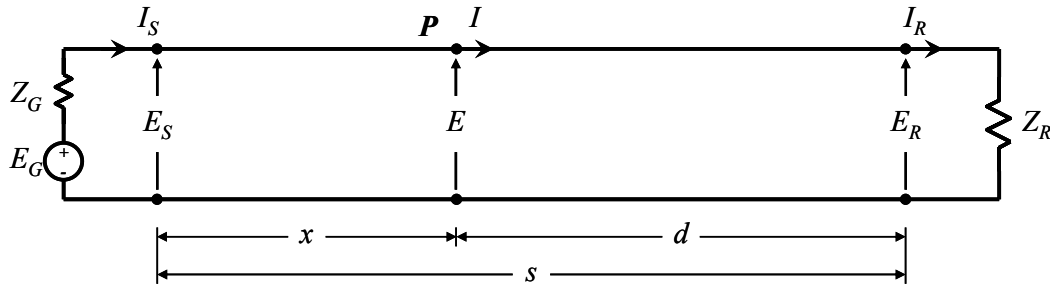


Figura 2-1. Esquema general de una línea de transmisión.

2.2.1. Modelado con parámetros distribuidos

El modelado de líneas de transmisión es ampliamente conocido desde hace años. Por eso en esta Tesis no hay ninguna aportación al análisis de líneas, aunque se ha contrastado con el trabajo de [King, *et al.*, 1945].

En este apartado únicamente se indican los conceptos más importantes a la hora de modelar una línea de transmisión, los cuales permiten entender el análisis realizado en la Tesis. Si se desea conocer con más detalle el modelado con parámetros distribuidos, en el Apéndice A se desarrollan uno a uno todos los pasos necesarios para obtener el modelo.

La nomenclatura empleada en el análisis se muestra en la Figura 2-1. A la izquierda de la figura (lado transmisor) se representa el generador de señal como un generador ideal (E_G) con una impedancia interna (Z_G). La tensión y corriente que entrega a la línea se denotan como E_S e I_S , respectivamente. En el centro se representa la línea de transmisión, de longitud s , en la que se destaca un punto (P) que está a una distancia x del lado transmisor y a una distancia d del lado receptor, de tal forma que $x + d = s$. La tensión en el punto P se conoce como E y la corriente en el mismo punto como I . Por último, a la derecha (lado receptor) se representa la impedancia de la carga conectada a la línea (Z_R) a la que le llega una tensión E_R y una corriente I_R desde la línea.

Las ecuaciones que relacionan la tensión y la corriente en cualquier punto de la línea respecto de los valores de entrada son:

$$\frac{E}{E_S} = \cosh(\gamma \cdot x) - \frac{Z_c}{Z_S} \cdot \sinh(\gamma \cdot x) \quad (2.1)$$

$$\frac{I}{I_S} = \cosh(\gamma \cdot x) - \frac{Z_S}{Z_c} \cdot \sinh(\gamma \cdot x) \quad (2.2)$$

donde Z_S es la impedancia total vista desde el lado transmisor; Z_c es la impedancia característica de la línea de transmisión (sin impedancia de carga); y γ es la constante de propagación, que determina la atenuación y el retardo de la señal transmitida en función de la frecuencia.

La impedancia de entrada en función de las características físicas del cable (Z_c , γ y s) y de la impedancia de carga de la línea (Z_R) se expresa como:

$$Z_S = Z_c \cdot \frac{Z_R + Z_c \cdot \tanh(\gamma \cdot s)}{Z_c + Z_R \cdot \tanh(\gamma \cdot s)} \quad [\Omega] \quad (2.3)$$

Hay que destacar que si una línea está terminada por una resistencia de carga igual a su impedancia característica ($Z_R = Z_c$), de la ecuación (2.3) se obtiene que $Z_S = Z_c$, independientemente de la longitud física del cable. A este tipo de líneas se las conoce como **líneas no resonantes** y el efecto es que desde el lado transmisor se ve una línea infinitamente larga, como explican [King, *et al.*, 1945] en su apartado de líneas no resonantes.

Por último, los parámetros que definen el comportamiento eléctrico de una línea de transmisión obtenidos a partir de ensayos experimentales, tal y como se desarrolla en el Apéndice A, se expresan como:

$$Z_c = \sqrt{Z_{S_close} \cdot Z_{S_open}} \quad [\Omega] \quad (2.4)$$

$$\gamma = \frac{1}{s} \cdot \operatorname{arctanh} \left(\sqrt{\frac{Z_{S_close}}{Z_{S_open}}} \right) \quad [m^{-1}] \quad (2.5)$$

donde Z_{S_open} y Z_{S_close} son las impedancias medidas desde el lado transmisor cuando el lado receptor está abierto o cortocircuitado, respectivamente.

Conociendo Z_c y γ se puede calcular la impedancia de entrada (2.3) en función de la impedancia de carga y de la longitud del cable, y con esto se puede obtener la tensión (2.1) y la corriente (2.2) en cualquier punto del cable en función de los valores de entrada (E_S e I_S).

A continuación los conceptos que se acaban de exponer se aplican al cable y a los conectores entre vehículos ferroviarios de la línea de transmisión del tren estudiada.

2.3. Modelo electromagnético del cable

El cable analizado y modelado en la Tesis es de tipo par trenzado apantallado.⁶ Este cable se emplea en diversos trenes de la red española de ferrocarriles, como por ejemplo en las unidades UT-446 de Cercanías, de donde se ha modelado la línea de transmisión. Se ha dispuesto de cinco longitudes de cable: 1 metro, por ser la unidad de longitud; 19, 30 y 37 metros, por ser longitudes aproximadamente iguales a las empleadas en distintos vehículos ferroviarios; y 84 metros, como longitud mucho más larga a la de un vehículo ferroviario. Otro motivo por el que se han estudiado varias longitudes es para verificar que Z_c y γ son parámetros independientes de la longitud de la línea.

A continuación se muestran las impedancias obtenidas experimentalmente al realizar los ensayos de vacío y cortocircuito a los cables, los valores de los parámetros que los modelan y la respuesta en frecuencia de los mismos.

El material empleado para llevar a cabo los ensayos y la metodología seguida se detallan en el Apéndice B.

2.3.1. Medidas de los ensayos experimentales

En la Figura 2-2 y en la Figura 2-3 se muestran las impedancias medidas al ensayar los cinco cables, respectivamente, en vacío y en cortocircuito desde 0 hasta 100 MHz. Para observar con más detalle las respuestas de los cables, se representan las impedancias anteriores entre 0 y 20 MHz en la Figura 2-4, para el ensayo en vacío, y en la Figura 2-5, para el ensayo de cortocircuito.

Hay que destacar que las respuestas obtenidas se corresponden con las gráficas mostradas por [Lao, 2002] y [Ahola, *et al.*, 2002] en sus publicaciones y por [Magnusson, *et al.*, 1992] en su capítulo 7, lo cual demuestra que existe un comportamiento similar a otras líneas de transmisión.

Otra característica a resaltar de los resultados de los ensayos son las oscilaciones que se observan en el módulo de la impedancia a frecuencias bajas y que luego desaparecen. Es bien sabido que la impedancia depende directamente de la tensión e inversamente de la corriente, por lo que se puede encontrar la justificación a este fenómeno si se estudian la tensión y la corriente en el cable.

⁶ En el Apéndice B se describen sus características.

En la Figura 2-6 se representan los módulos de la tensión y de la corriente en el lado transmisor de un cable de 30 metros de longitud (gráfica superior) y de 84 metros de longitud (gráfica inferior) con el extremo receptor abierto, para señales senoidales, en el rango de frecuencias de 0 a 20 MHz. Se observan claramente variaciones de la corriente para frecuencias bajas mientras la tensión permanece constante. Este comportamiento de la corriente se refleja en la impedancia de entrada del cable según la relación:

$$Z_s = \frac{E_s}{I_s} \quad (2.6)$$

tal y como se puede observar en las medidas obtenidas de ensayar en el laboratorio los cables en vacío (Figura 2-2 y Figura 2-4). A medida que la frecuencia aumenta, se atenúan las oscilaciones de la impedancia y la corriente deja de variar, alcanzando un valor constante. Si la longitud del cable aumenta, las oscilaciones de la corriente desaparecen a una frecuencia más baja. Por el contrario, si la longitud disminuye, estas oscilaciones llegan hasta una frecuencia mayor. Todo esto es debido a las pérdidas del cable y a las ondas reflejadas, tal y como [Magnusson, *et al.*, 1992] describen en sus capítulos 6 y 7. En la Figura 2-7 se muestran los mismos cálculos para un cable con el extremo receptor cortocircuitado, observándose un comportamiento similar al caso del cable en vacío.

De estos comportamientos se deduce que las impedancias medidas en vacío y en cortocircuito dejan de variar a partir de una frecuencia determinada por la longitud del cable, tal y como se puede observar en los resultados mostrados desde la Figura 2-2 hasta la Figura 2-5. Esto significa que cada cable tiene una frecuencia máxima de trabajo, por encima de la cual el comportamiento del mismo deja de ser lineal.

Éste es un concepto muy importante porque la longitud del cable condiciona directamente el funcionamiento del sistema que se desea desarrollar, ya que una mayor frecuencia máxima de trabajo supone un mayor ancho de banda, lo que se traduce en la posibilidad de transmitir más datos. A continuación se detalla este concepto.

Como se ha visto antes, las pérdidas y las ondas reflejadas en el cable hacen que éste se comporte de una forma anómala cuando la señal que se transmite supera cierta frecuencia. Para entender mejor esto, en la Figura 2-8 se muestra la tensión máxima en cada punto de una línea de 100 metros de longitud, terminada con su impedancia característica, por la que se transmite una onda senoidal de 1 V de amplitud, a varias frecuencias.

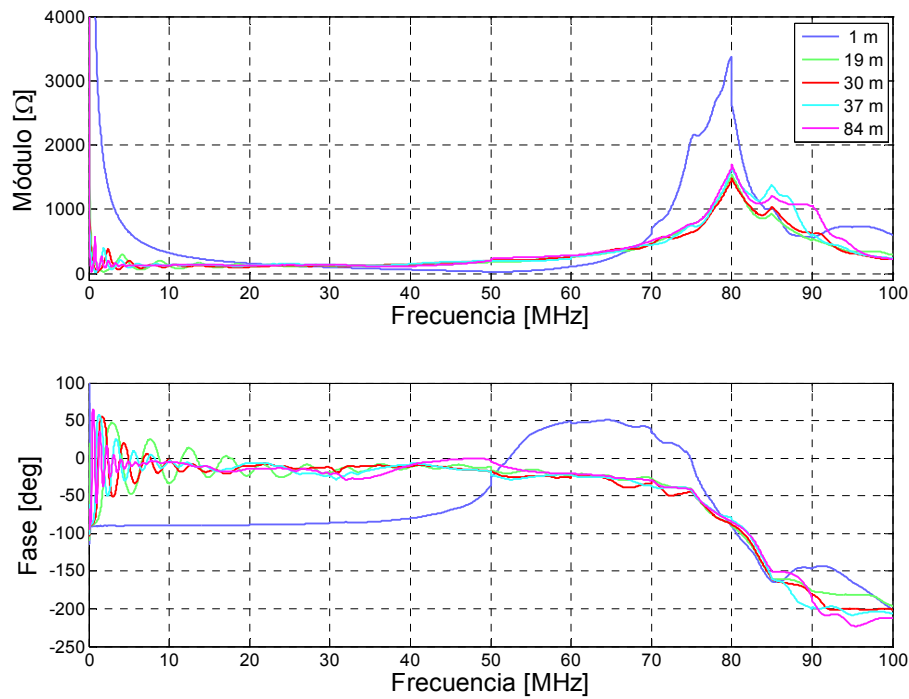


Figura 2-2. Impedancia de vacío entre 0 y 100 MHz de los cables estudiados.

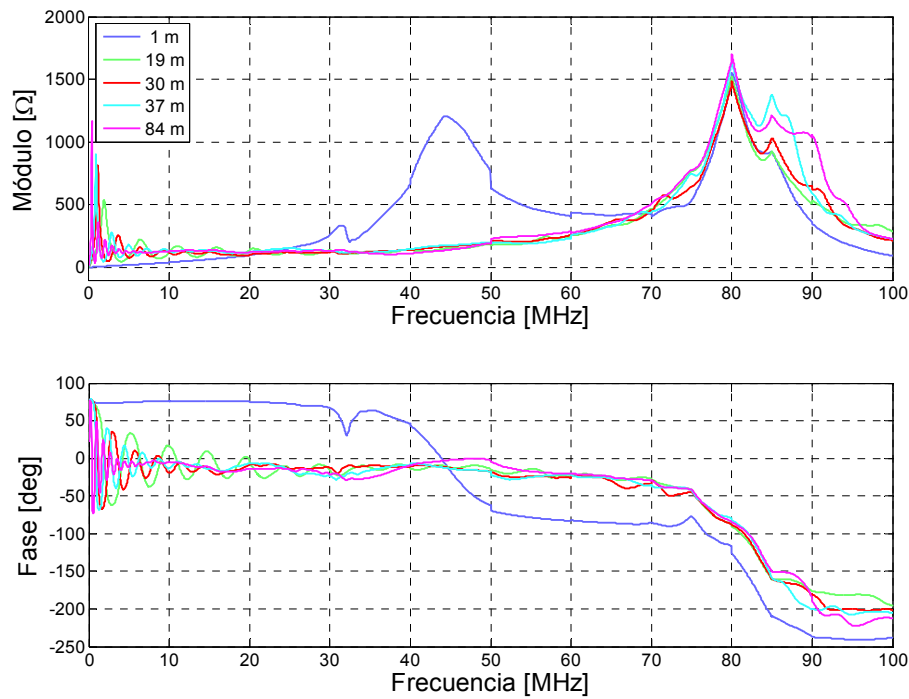


Figura 2-3. Impedancia de cortocircuito entre 0 y 100 MHz de los cables estudiados.

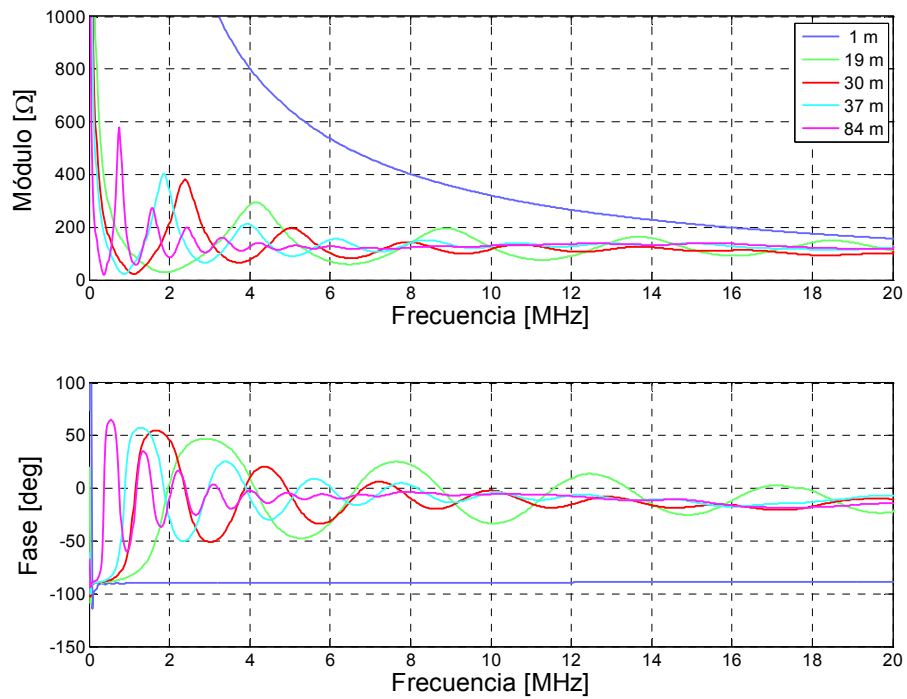


Figura 2-4. Impedancia de vacío entre 0 y 20 MHz de los cables estudiados.

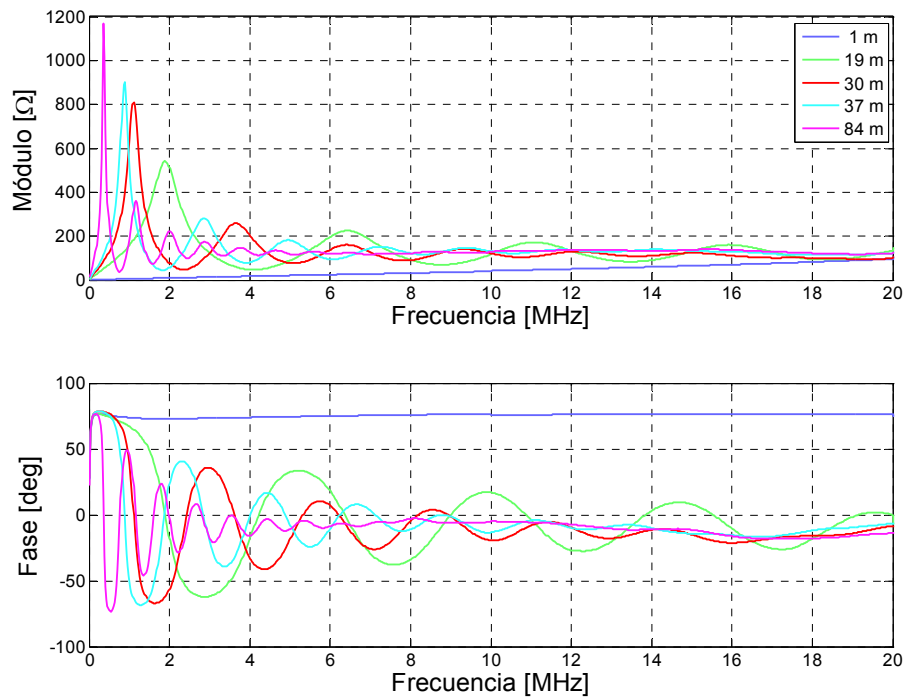


Figura 2-5. Impedancia de cortocircuito entre 0 y 20 MHz de los cables estudiados.

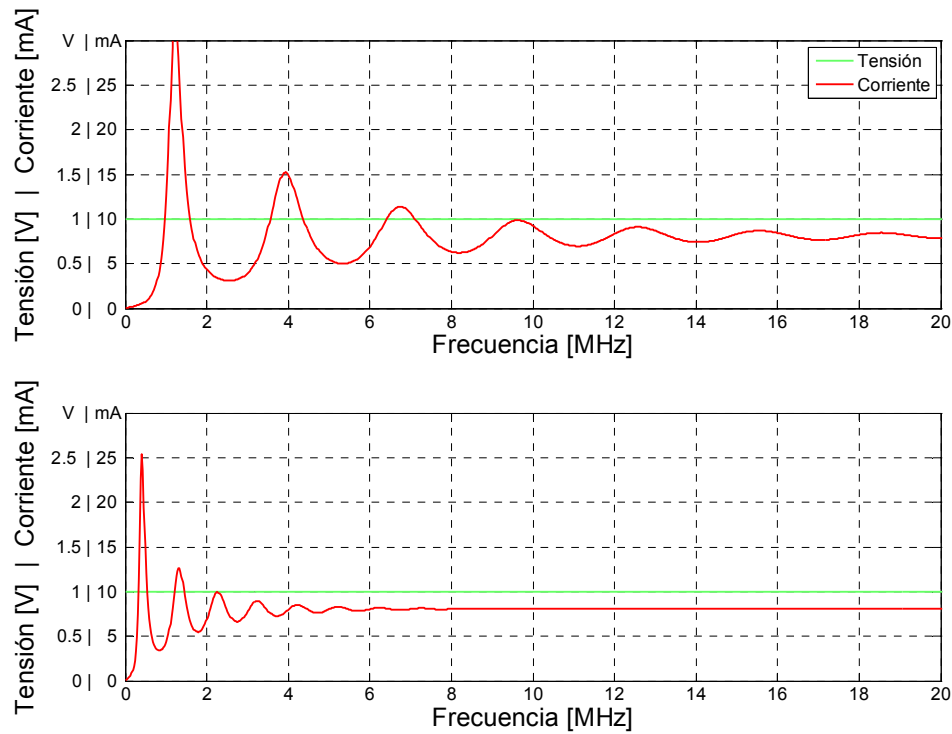


Figura 2-6. Tensión y corriente en el lado transmisor del cable con el extremo abierto: para 30 m (arriba) y para 84 m (abajo).

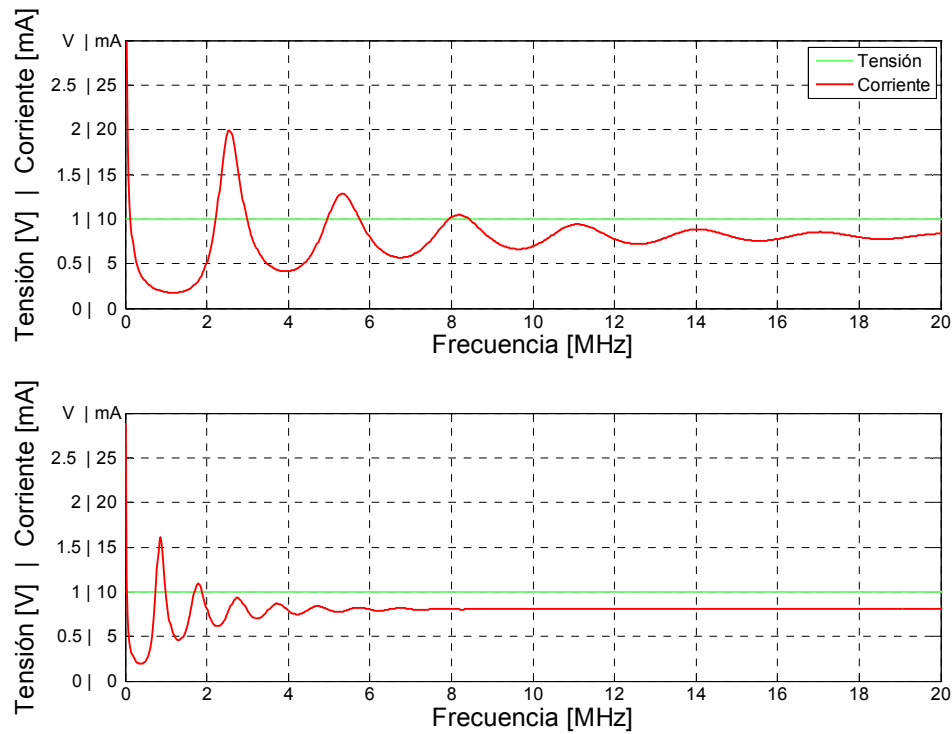


Figura 2-7. Tensión y corriente en el lado transmisor del cable con el extremo cortocircuitado: para 30 m (arriba) y para 84 m (abajo).

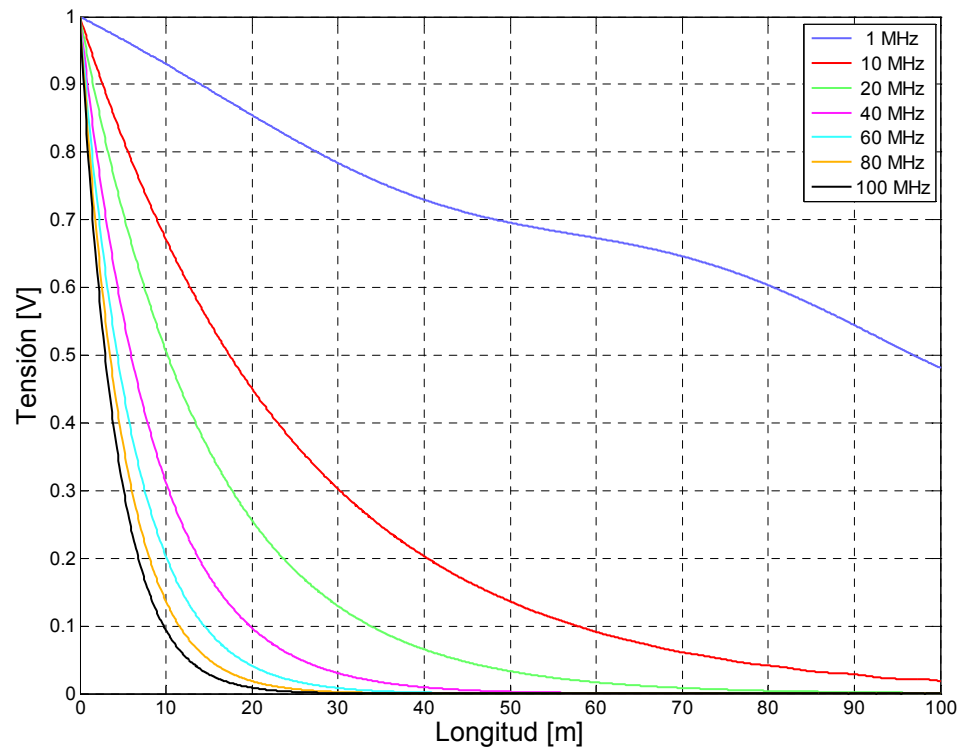


Figura 2-8. Tensión máxima en cada punto del cable para distintos valores de la frecuencia.

Se observa claramente cómo, a medida que aumenta la frecuencia de la señal, la atenuación es mucho más severa, llegando hasta el punto de que a partir de una frecuencia concreta no llega tensión suficiente al extremo receptor de la línea. A esta frecuencia se la ha denominado **máxima frecuencia de trabajo** en la línea de transmisión.

Cuando la tensión en la línea es tan baja el comportamiento de la misma es imprevisible, por lo que se dice que pierde linealidad. Con este concepto se puede calcular la relación que existe entre la longitud del cable y la frecuencia a partir de la cual deja de comportarse linealmente (véase la Figura 2-9). Esta curva se ha obtenido calculando, para varias longitudes de cable, la frecuencia a partir de la cual la tensión en el extremo receptor es menor de 30 mV (atenuación mayor a 30 dB).⁷

Los efectos de esta pérdida de linealidad en los cables se observan claramente en la Figura 2-2 y en la Figura 2-3, cómo a partir de unos 30 MHz las impedancias de todos los cables estudiados coinciden, incluso en el pico de resonancia que tiene lugar a los 80 MHz.

⁷ Este valor se ha extraído de los resultados obtenidos al analizar los cables en el laboratorio.

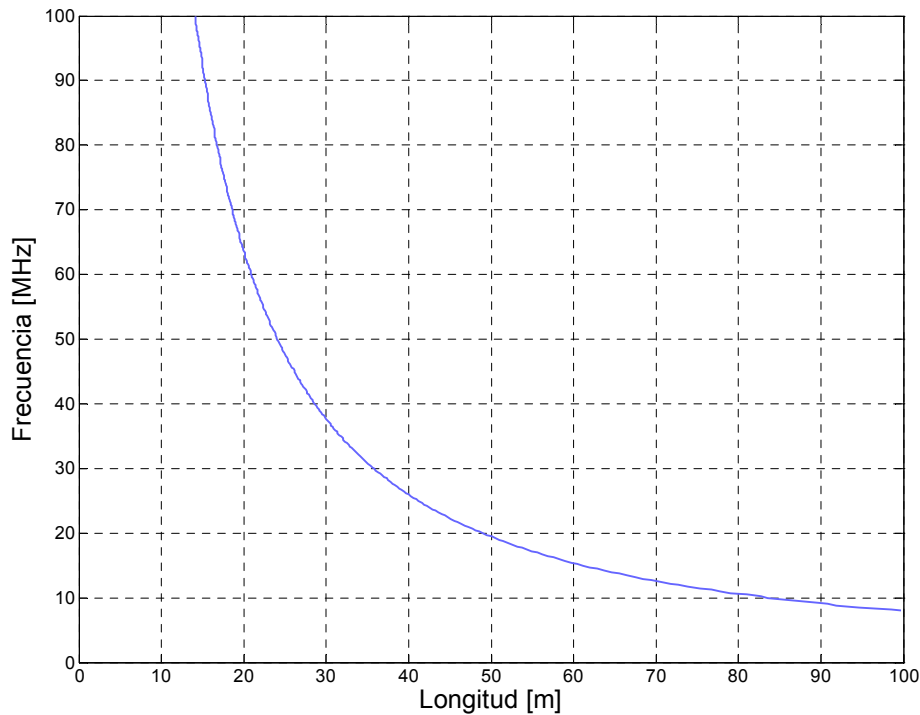


Figura 2-9. Máxima frecuencia de trabajo según la longitud del cable.

2.3.2. Parámetros del modelo por unidad de longitud

Una vez obtenidas las respuestas del cable en vacío y en cortocircuito, se pueden calcular la constante de propagación (γ) y su impedancia característica (Z_c), que son los parámetros que modelan la línea, a partir de las expresiones (2.4) y (2.5). El primero es un parámetro que se mide por unidad de longitud, y el segundo es una característica del cable independiente de la longitud del mismo. Por estos motivos, se pueden comparar los resultados obtenidos con cada uno de los tramos de cable estudiados. Por ejemplo, en la Figura 2-10 se representa el parámetro γ de los cinco cables analizados, separado en su parte real (α) y en su parte imaginaria (β), desde 0 hasta 100 MHz. En la Figura 2-11 se representa sólo entre 0 y 20 MHz para observar mejor los detalles.

El concepto de pérdida de linealidad descrito en el apartado anterior se observa de forma clara en el retardo (β) de la señal. Antes de que los cables alcancen su frecuencia máxima de trabajo, el retardo es linealmente creciente con la frecuencia. Obsérvese cómo coinciden todos los cables en estas condiciones. A medida que cada cable alcanza su máxima frecuencia de trabajo, el retardo se mantiene aproximadamente constante para frecuencias superiores, zona en la que las respuestas ya no coinciden por no ser lineales.

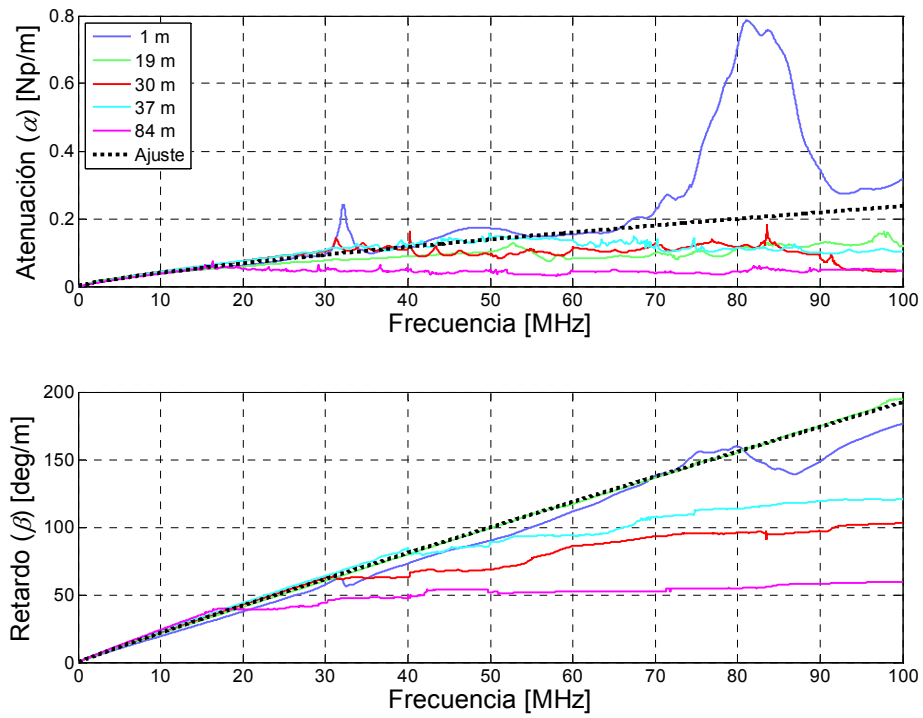


Figura 2-10. Constante de propagación del cable entre 0 y 100 MHz.

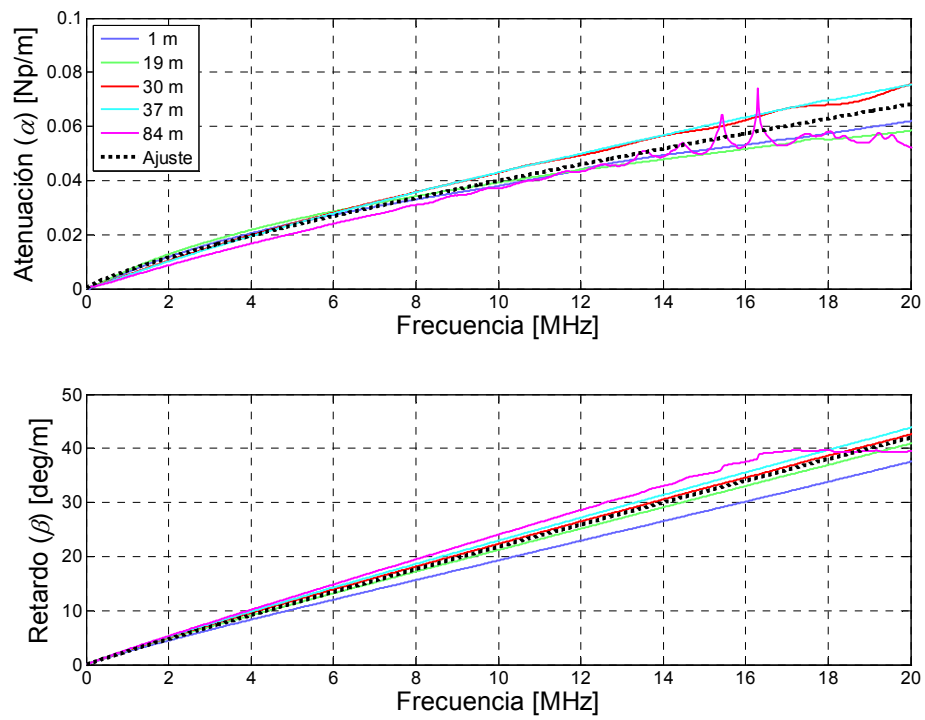


Figura 2-11. Constante de propagación del cable entre 0 y 20 MHz.

De manera similar se comporta la componente de atenuación (α), lo cual, junto al comportamiento de β , verifica que γ no depende de la longitud del cable, porque mientras los cables se encuentren en su zona lineal, las respuestas de todos los cables coinciden bastante. Cuando salen de esa zona, el comportamiento es diverso.

Con la intención de obtener un modelo matemático del cable en todo el rango de frecuencias, se ha realizado un ajuste de las curvas extrapolándolo hasta 100 MHz, como si no perdiese linealidad. El resultado obtenido se representa en las figuras anteriores con una línea de puntos. Este ajuste es el empleado en los cálculos sucesivos como constante de propagación (γ) del cable.

Respecto a la impedancia característica de la línea (Z_c), en la Figura 2-12 se muestran el módulo y la fase para cada una de las longitudes ensayadas desde 0 hasta 100 MHz, y en la Figura 2-13 desde 0 hasta 20 MHz, para observar mejor los detalles. En este parámetro la concordancia entre los resultados de cada cable es más notoria. Esto demuestra que la impedancia del cable depende únicamente de sus características físicas y no de la longitud. Esta igualdad se refleja incluso en el punto de resonancia que se produce a 80 MHz y que se comentaba en el apartado anterior al analizar las impedancias medidas en los ensayos de los cables.

Una característica muy significativa a destacar es que el valor de la impedancia, desde unos 6 MHz hasta unos 40 MHz, se encuentra en el entorno de 120 Ω . Este valor es el esperado para redes de comunicaciones basadas en RS-485 [B&B Electronics, 1997], como en las que se emplea el cable estudiado [IEC 61375-1, 1999]. También hay que destacar una característica de la impedancia que [Lao, 2002] indica en su estudio y es que a medida que aumenta la frecuencia, la impedancia característica del cable tiende asintóticamente a un valor, que para este caso es de 120 Ω .

Al igual que para la constante de propagación, se ha calculado la impedancia característica a partir de los resultados obtenidos para cada cable, y se ha extrapolado hasta 100 MHz como si el sistema no perdiese linealidad. En las figuras anteriores se representa por una línea de puntos.

Una vez que se tienen caracterizadas la constante de propagación (γ) y la impedancia característica del cable (Z_c), ya se tiene el modelo electromagnético del cable.

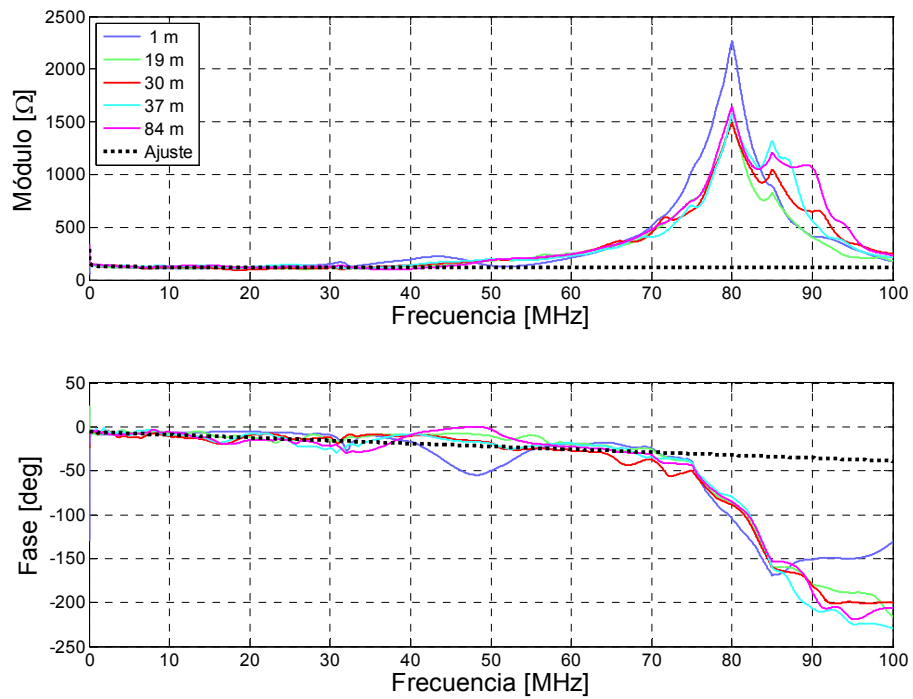


Figura 2-12. Impedancia característica del cable entre 0 y 100 MHz.

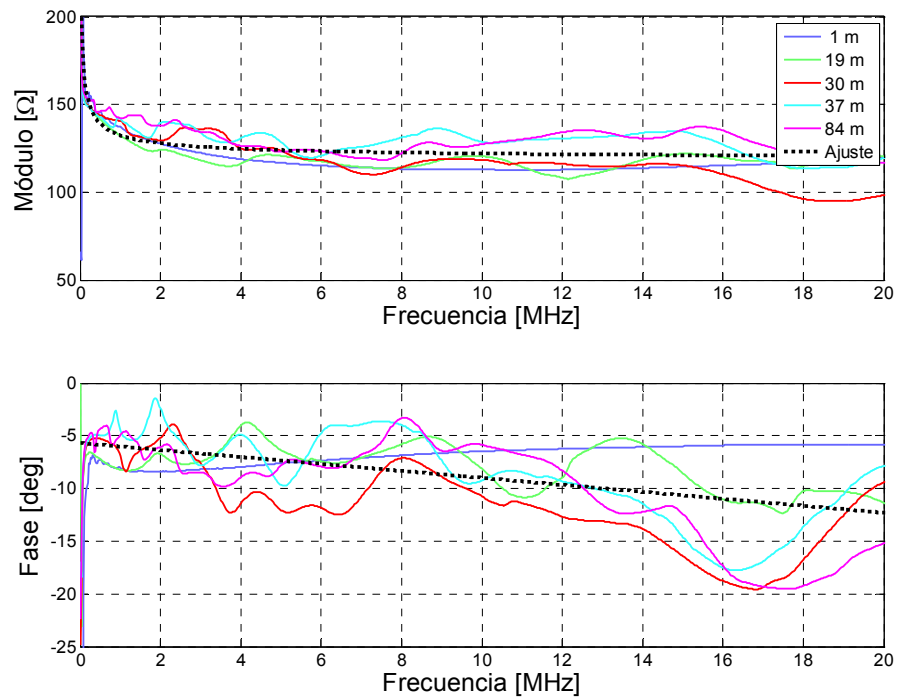


Figura 2-13. Impedancia característica del cable entre 0 y 20 MHz.

2.3.3. Respuesta en frecuencia del cable

Conociendo los parámetros γ y Z_c del cable, se puede calcular la respuesta en frecuencia en tensión con la expresión (2.1). Para ello hay que calcular previamente Z_s a partir de la expresión (2.3) suponiendo que la línea está formada únicamente por un tramo de cable y por una impedancia de carga. Con ello se obtiene exclusivamente la respuesta en frecuencia del cable.

Para validar los resultados obtenidos matemáticamente en el proceso anterior, se ha obtenido experimentalmente la respuesta en frecuencia del cable de dos formas diferentes: con un medidor de Ganancia-Fase, y con un generador de señal y un osciloscopio. En las siguientes figuras se representa, para una longitud de cable determinada, la respuesta en frecuencia obtenida a partir de los parámetros del cable, calculados directamente a partir de los ensayos de vacío y de cortocircuito realizados al cable; la respuesta lograda con el medidor de Ganancia-Fase; la respuesta calculada a partir de los parámetros del cable ajustados hasta 100 MHz; y la respuesta medida con el generador de señales y el osciloscopio.

En la Figura 2-14 se muestra el diagrama de Bode del cable de 30 metros. En él se observa la similitud de las curvas obtenidas de cuatro formas diferentes. La atenuación que presentan las curvas verde y negra respecto de las otras dos, se debe a las sondas de medida y a la precisión del osciloscopio, que introducen errores eliminados en los otros casos. Hay que destacar, al hilo de lo comentado en los apartados anteriores, la pérdida de linealidad del cable con señales de alta frecuencia. Se observa de forma muy clara en la fase del diagrama de Bode, y su efecto en la ganancia.

La respuesta obtenida a partir de los parámetros ajustados del cable, no muestra este comportamiento porque el ajuste está realizado como si el sistema fuese totalmente lineal. Y la respuesta medida con el generador de señal y el osciloscopio tampoco lo muestra porque el generador utilizado no alcanza las frecuencias en las que el cable se comporta de manera no lineal.

Sin embargo en el diagrama de Bode del cable de 84 metros (Figura 2-15) sí se observa cómo la curva del Generador-Osciloscopio se desvía hacia un comportamiento impredecible de la ganancia.

Las otras tres respuestas se comportan de forma muy similar entre sí con las mismas características comentadas para el cable de 30 metros. Obsérvese la mayor atenuación para el cable de 84 metros que para el de 30 (30 dB a 10 MHz frente a 12 dB), lo cual es de esperar pues en el primer caso la onda se propaga a lo largo de más distancia de cable y sufre mayores pérdidas.

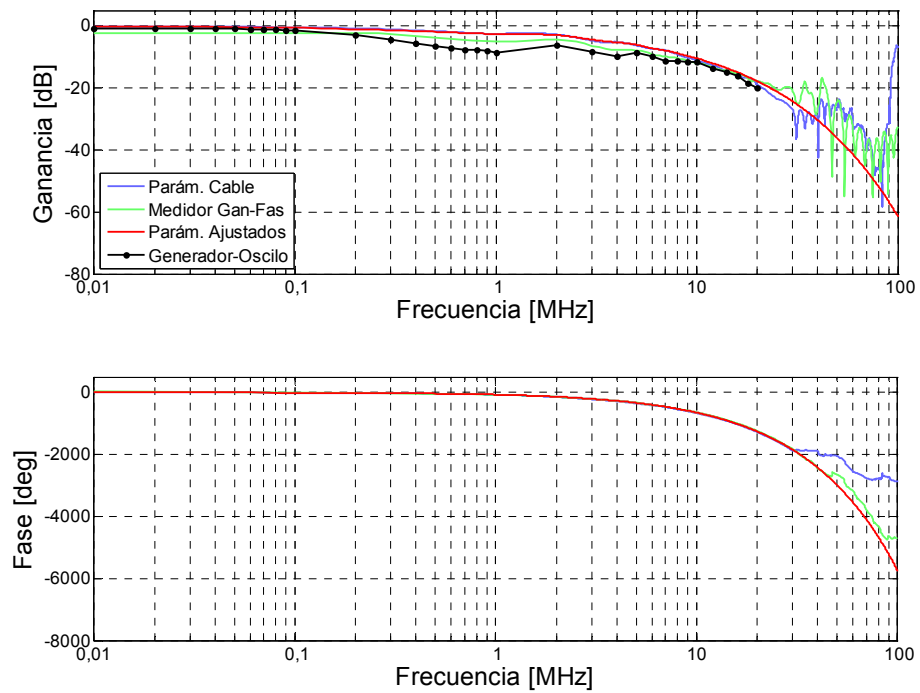


Figura 2-14. Diagrama de Bode para 30 metros de cable.

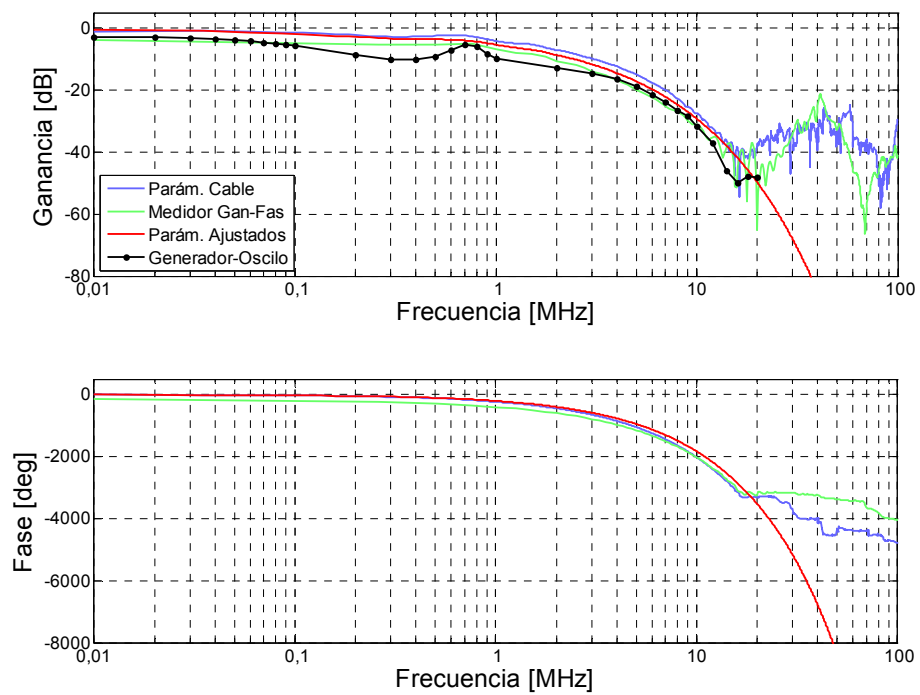


Figura 2-15. Diagrama de Bode para 84 metros de cable.

En el siguiente apartado se realiza este mismo estudio para los conectores entre vehículos ferroviarios.

2.4. Modelo electromagnético del acoplamiento entre vehículos ferroviarios

Como se ha comentado en la introducción, la línea de transmisión de un tren está formada por tramos de cable y por conectores intermedios entre vehículos ferroviarios o acopladores. De éstos existen varios tipos: manuales, semi-permanentes y automáticos. Los primeros son mangueras de cables que se conectan manualmente una a una [IEC 61375-1, 1999]. Éstas requieren de la intervención de un operario para manipularlas, lo que no permite un acoplamiento rápido.

El acoplamiento **semi-permanente** es un bloque de contactos que se ensambla en fábrica a la hora de construir el tren y sólo se desacopla para labores de mantenimiento cada varios años. Estos vehículos permanecen enganchados entre sí durante su funcionamiento, formando una unidad de tren. El bloque de contactos está dentro de una caja estanca, por lo que no se ve afectado por líquidos, polvo ni grasa. Esto permite una buena conexión entre los contactos durante toda la vida útil de la unidad [RENFE, 2000a].

Por último, el acoplamiento **automático** es un tipo de conexión que permite acoplar y desacoplar vehículos de forma automática, rápida y sin la intervención de ningún operario. Se suele emplear para conectar unidades de tren entre sí y formar trenes de distintas composiciones. Este tipo de conexionado, debido a la automatización del proceso de acoplamiento, no permite una caja estanca como en el caso anterior, por lo que el grado de suciedad de los contactos suele ser alto, pese a las labores de mantenimiento. Esto provoca una atenuación adicional en la señal, que empeora las comunicaciones [RENFE, 2000b].

En la investigación llevada a cabo en esta Tesis se ha trabajado con un acoplamiento de tipo automático porque es el caso más desfavorable de los tres presentados. Dentro de los diferentes tipos de acopladores automáticos que existen, el estudiado es el acoplador automático Scharfenberg (mostrado en la Figura 2-16 y en la Figura 2-17) que es ampliamente utilizado en el sector.

Este acoplador está formado por una parte mecánica, encargada de enganchar los dos vehículos y de que no se separen con el movimiento del tren (conos centrales en la parte inferior de la Figura 2-17); una parte de conexión hidráulica (en la parte central sobre los conos); y una parte eléctrica, que es la analizada, formada por una matriz de conectores de plata (en la parte superior).



Figura 2-16. Localización del Scharfenberg automático en el tren.



Figura 2-17. Vista frontal del Scharfenberg automático con la tapa protectora levantada.



Figura 2-18. Dos Scharfenberg automáticos acoplados.

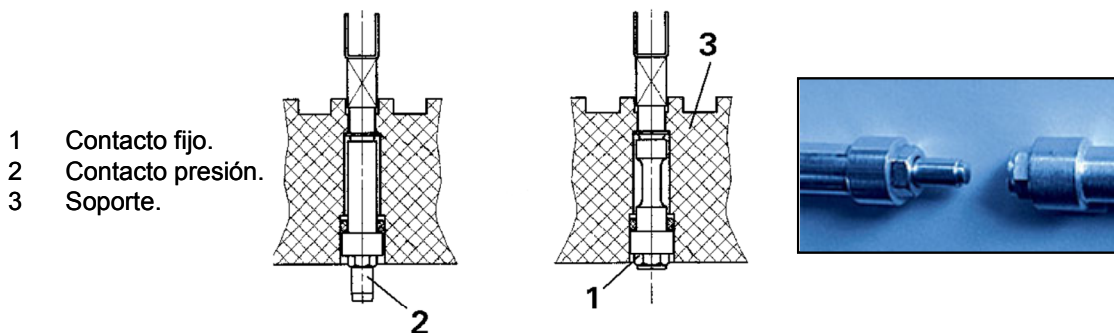


Figura 2-19. Sección de los conectores del Scharfenberg automático. [Fuente: [RENF, 2000b]]

Cuando dos vehículos se acoplan (véase la Figura 2-18) el contacto entre los conectores se asegura mediante la presión ejercida por muelles internos a cada conector. En la Figura 2-19 se muestra la sección de los conectores empleados.

Aunque el nombre de Scharfenberg se debe a la parte mecánica, en el mundo ferroviario se extrapola con ese nombre al conjunto mecánico-hidráulico-eléctrico, por lo que en este documento, cuando se hable de Scharfenberg se referirá a la parte eléctrica del acoplamiento.

Respecto a su modelado, se ha seguido la misma pauta que con el cable, descrita en los apartados previos. Las impedancias de vacío y cortocircuito medidas se representan en la Figura 2-20 y en la Figura 2-21, respectivamente, desde 0 hasta 100 MHz. En esta ocasión sólo se ha podido analizar un único Scharfenberg debido a las dificultades en conseguir trenes y material para realizar las medidas. En estas figuras se observa un comportamiento similar al del cable analizado anteriormente y al descrito por [Magnusson, *et al.*, 1992] para líneas de transmisión con pérdidas. Para calcular, aproximadamente, la frecuencia máxima de comportamiento lineal del Scharfenberg, se ha trazado la trayectoria de los puntos máximos del módulo de la impedancia (línea de puntos negros en las figuras anteriores). El punto de corte entre esta línea y la impedancia medida está entorno a los 50 MHz en las dos figuras. Esto indica que para frecuencias superiores el comportamiento del Scharfenberg va a ser no lineal, como se reflejará más adelante en los parámetros de propagación e impedancia característica.

A continuación se han obtenido los parámetros que definen el modelo electromagnético del acoplador. Para ello se han empleado las expresiones (2.4) y (2.5), y las impedancias medidas. La constante de propagación del Scharfenberg (γ_{sch}) se representa en la Figura 2-22. Sus características son similares a las del cable, lo que permite modelar el acoplador como una línea de transmisión. Por este motivo, se ha empleado el mismo tipo de ajuste que en el caso del cable (línea de puntos en la figura). De esta forma se evita la parte anómala de las frecuencias superiores.

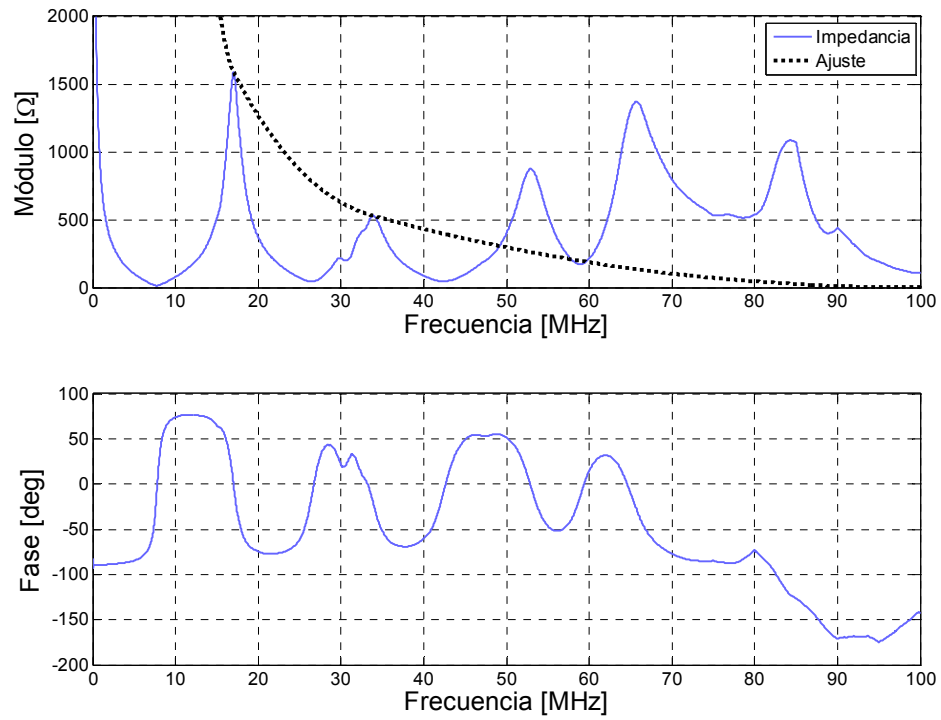


Figura 2-20. Impedancia de vacío entre 0 y 100 MHz del Scharfenberg.

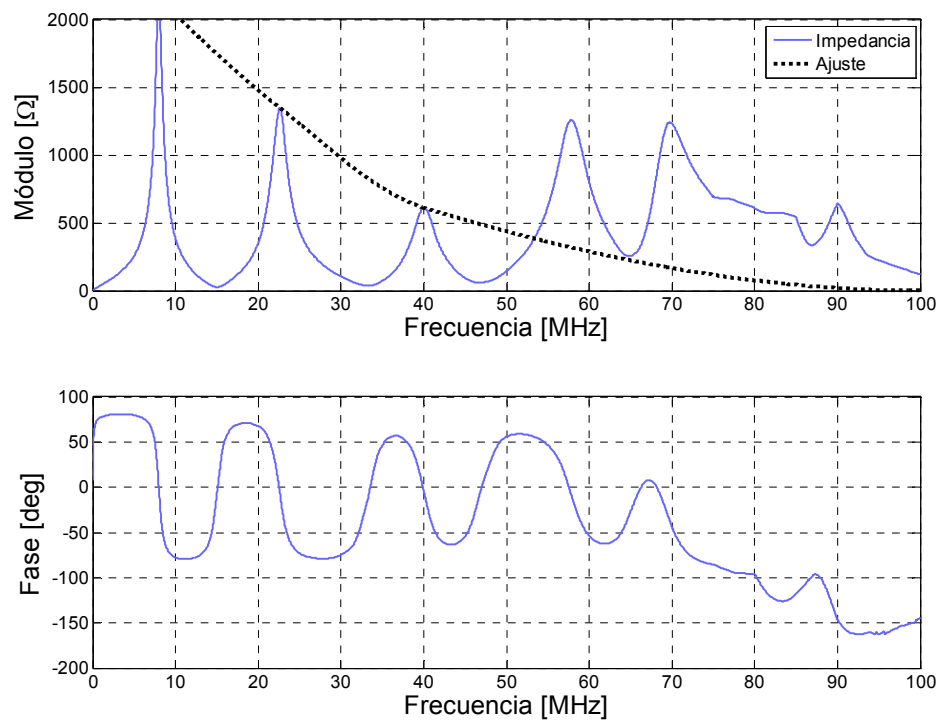


Figura 2-21. Impedancia de cortocircuito entre 0 y 100 MHz del Scharfenberg.

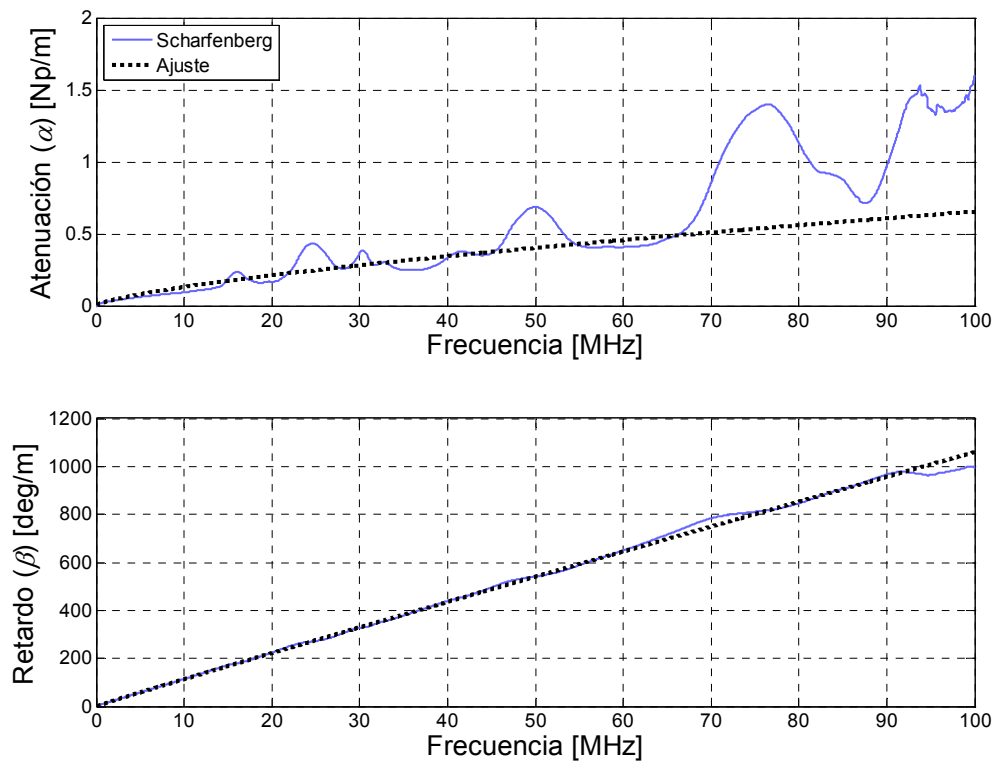


Figura 2-22. Constante de propagación del Scharfenberg.

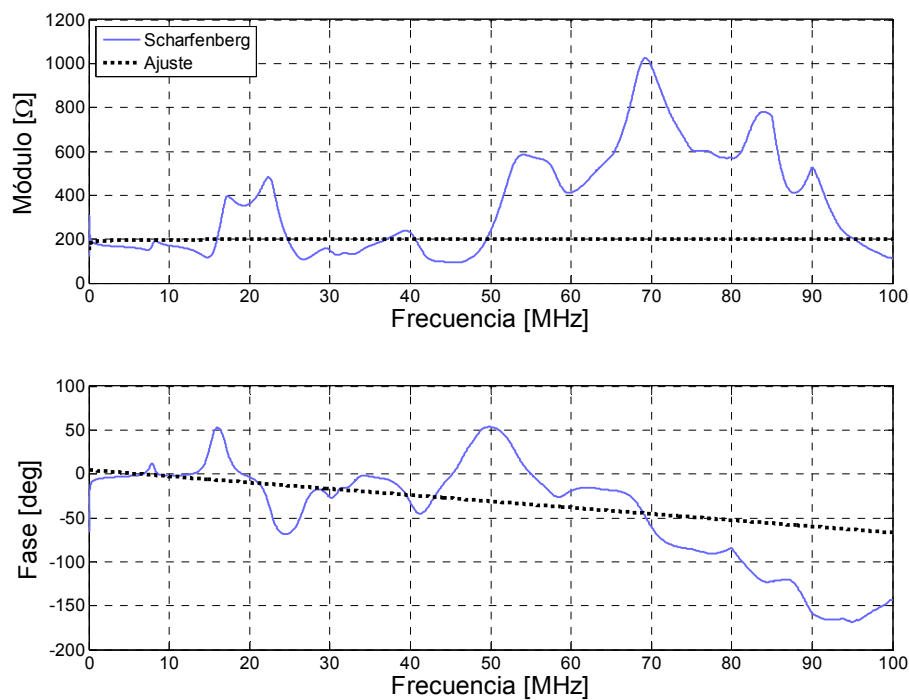


Figura 2-23. Impedancia característica del Scharfenberg.

Su impedancia característica (Z_{c_sch}) se muestra en la Figura 2-23. Ésta, sin embargo, no se comporta como lo visto hasta ahora, debido a que los elementos que lo componen son distintos a los del cable. En esta ocasión la impedancia tiende a 200Ω que es ligeramente superior a la del cable. De todas formas, Z_{c_sch} se ha ajustado de la misma forma que la impedancia Z_c del cable, dado que ambos elementos son líneas de transmisión.

Para terminar, se ha analizado la respuesta en frecuencia del Scharfenberg obtenida de diferentes formas y representadas en la Figura 2-24. La primera se ha conseguido a partir de la expresión (2.1), de la constante de propagación y de la impedancia característica, las cuales se han obtenido de los ensayos de vacío y cortocircuito. La segunda emplea la expresión (2.1) y los ajustes de la constante de propagación y de la impedancia característica del Scharfenberg. La siguiente se ha logrado con un medidor de Ganancia-Fase. Y la última, con un generador de señal y un osciloscopio. Se puede observar cómo las cuatro respuestas coinciden entre sí, lo que valida los resultados obtenidos para la constante de propagación, la impedancia característica y la respuesta en frecuencia.

Los resultados mostrados en este apartado (γ_{sch} , Z_{c_sch} y Bode) no se pueden contrastar con los de otros estudios, pues hasta la fecha no se ha encontrado ninguna publicación que analice y modele el Scharfenberg. Esta es pues una aportación de la Tesis.

2.5. Modelo electromagnético de la línea del tren

Para modelar la línea de transmisión de un tren hay que tener modeladas cada una de las partes que la forman. Hasta el momento se han modelado el cable (en el apartado 2.3) y los acopladores Scharfenberg (en el apartado 2.4). Ahora sólo falta asignarle una configuración a la línea para poder calcular el modelo completo del tren.

La configuración elegida en el estudio se muestra en la Figura 2-25 y representa la conexión de tres coches ferroviarios (A-B, C-D y E-F) mediante sendos acopladores Scharfenberg (B-C y D-E), con una ramificación o *stub* (conexión de un equipo a la línea) (C-G) en el segundo vehículo. Esta estructura es similar a la encontrada en las unidades ferroviarias UT-446 analizadas en la Tesis.

Para trabajar con líneas formadas por tramos de distintas características es necesario aplicar la teoría que [Magnusson, *et al.*, 1992] explican en su capítulo 3 sobre líneas conectadas en tándem.

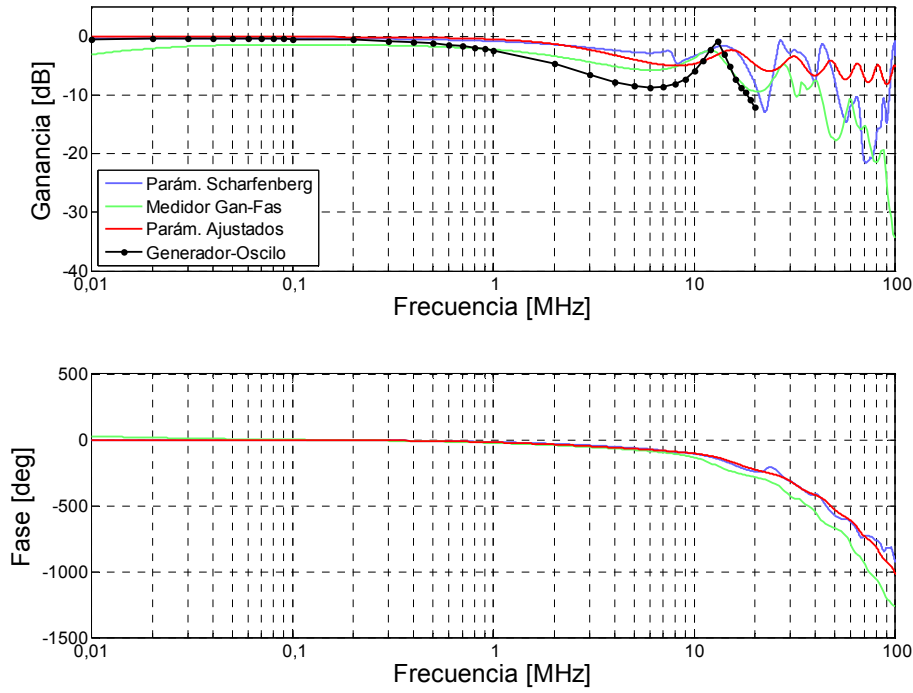


Figura 2-24. Respuesta en frecuencia del Scharfenberg.

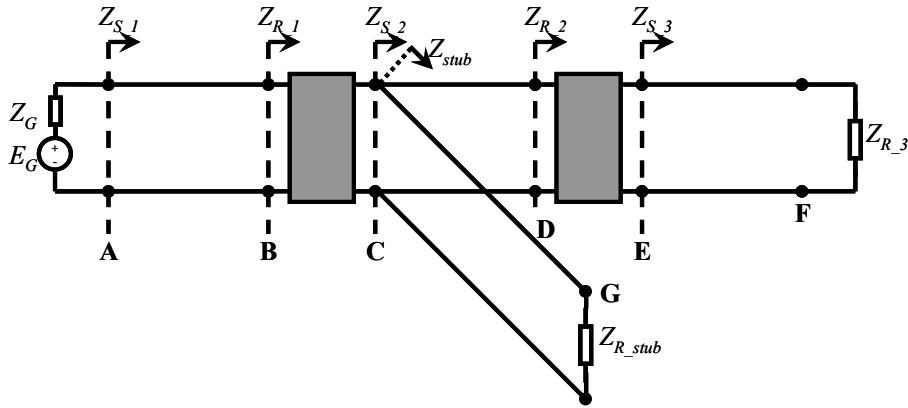


Figura 2-25. Esquema eléctrico de la línea de transmisión de un tren.

Las expresiones de las impedancias vistas desde cada punto de unión se indican a continuación:

$$Z_{S_1} = Z_c \cdot \frac{Z_{R_1} + Z_c \cdot \tanh(\gamma \cdot d_1)}{Z_c + Z_{R_1} \cdot \tanh(\gamma \cdot d_1)} \quad < A > \quad (2.7)$$

$$Z_{R_1} = Z_{c_sch} \cdot \frac{Z_{S_2} + Z_{c_sch} \cdot \tanh(\gamma_{sch})}{Z_{c_sch} + Z_{S_2} \cdot \tanh(\gamma_{sch})} \quad < B > \quad (2.8)$$

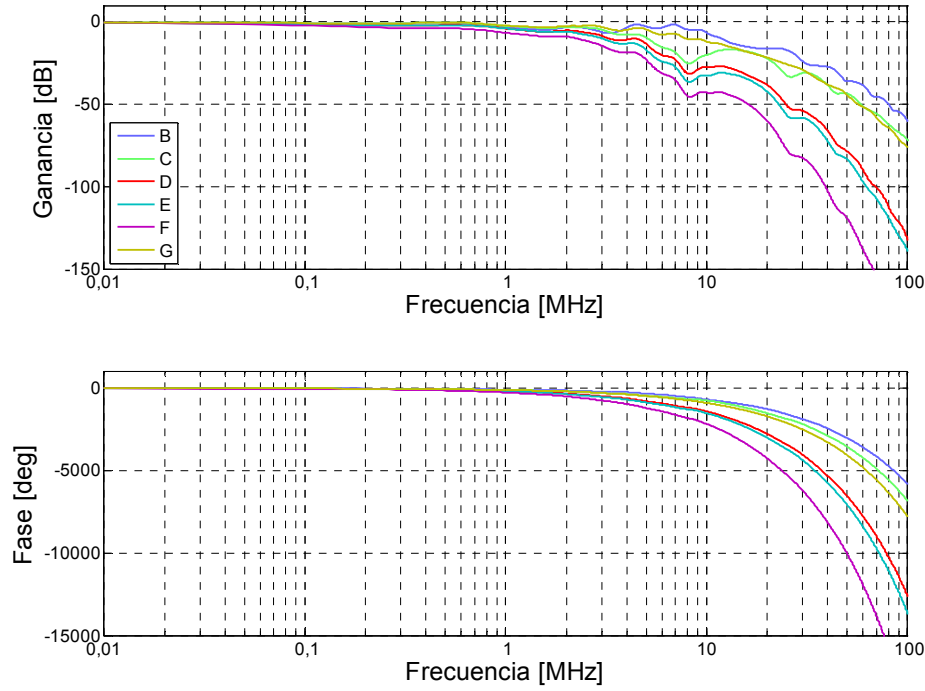


Figura 2-26. Respuesta en frecuencia de la línea de transmisión de un tren.

$$Z_{S_2} = Z_{stub} \parallel Z_c \cdot \frac{Z_{R_2} + Z_c \cdot \tanh(\gamma \cdot d_2)}{Z_c + Z_{R_2} \cdot \tanh(\gamma \cdot d_2)} \quad < C > \quad (2.9)$$

$$Z_{stub} = Z_c \cdot \frac{Z_{R_stub} + Z_c \cdot \tanh(\gamma \cdot d_{stub})}{Z_c + Z_{R_stub} \cdot \tanh(\gamma \cdot d_{stub})} \quad < C-G > \quad (2.10)$$

$$Z_{R_2} = Z_{c_sch} \cdot \frac{Z_{S_3} + Z_{c_sch} \cdot \tanh(\gamma_{sch})}{Z_{c_sch} + Z_{S_3} \cdot \tanh(\gamma_{sch})} \quad < D > \quad (2.11)$$

$$Z_{S_3} = Z_c \cdot \frac{Z_{R_3} + Z_c \cdot \tanh(\gamma \cdot d_3)}{Z_c + Z_{R_3} \cdot \tanh(\gamma \cdot d_3)} \quad < E > \quad (2.12)$$

El modelo definitivo de la línea de la Figura 2-25 se obtiene operando las expresiones anteriores entre sí.

La respuesta en frecuencia en cada uno de los puntos anteriores se representa en la Figura 2-26. Estas respuestas han sido obtenidas sustituyendo las ecuaciones (2.7) a (2.12) en la expresión (2.1), con $d_1 = d_2 = d_3 = 30$ m; $d_{stub} = 5$ m; $Z_{R_3} = 120 \Omega$; y $Z_{R_stub} = 12 \text{ k}\Omega$ y empleando los valores ajustados de las constantes de propagación (γ y γ_{sch}) y de las impedancias características (Z_c y Z_{c_sch}). Claramente se observa cómo, a medida que el punto de medida está más lejos del lado transmisor, la atenuación y el retardo son

mayores. Con resultados de este tipo se pueden estudiar distintas topologías de redes embarcadas en trenes, lo que permite optimizar el desarrollo de nuevos equipos.

A continuación se presentan las conclusiones obtenidas de este capítulo.

2.6. Conclusiones

Tras analizar en profundidad la línea de transmisión del tren sobre la que va a trabajar el sistema de comunicaciones desarrollado en esta Tesis, se obtienen las siguientes conclusiones:

- Para una línea de 30 metros, longitud media de cable en un vehículo ferroviario, la máxima frecuencia de trabajo son unos 37 MHz con una atenuación entorno a 30 dB a esta frecuencia. Esta información indica el límite del ancho de banda de trabajo y determina la potencia mínima de la etapa amplificadora del transmisor, que debe contrarrestar la atenuación de la línea.
- La impedancia característica del cable analizado tiende a $120\ \Omega$, lo que fija una impedancia de carga en la línea de este valor para lograr un acoplamiento adecuado.
- El conector Scharfenberg entre vehículos ferroviarios se comporta como una línea de transmisión, y como tal se ha modelado. La frecuencia máxima de trabajo está entorno a 50 MHz y su impedancia característica tiende a $200\ \Omega$.
- Analizando la línea del tren con una configuración de tres coches como la mostrada en la Figura 2-25, la distancia equivalente es de 100 m, por lo tanto la máxima frecuencia de trabajo, según la Figura 2-9, está entorno a 8 MHz, con una atenuación de 45 dB, en el punto más alejado del transmisor. Y según la Figura 2-26, a partir de 6 MHz la atenuación es superior a 30 dB, que es el límite, como se ha visto anteriormente, a partir del cual el nivel de señal es tan bajo que el sistema se comporta de forma imprevisible.
- Como el ancho de banda para el caso del punto anterior (tren completo) es muy bajo, se estima conveniente desarrollar un sistema que trabaje únicamente sobre un vehículo ferroviario (unos 30 m), instalando repetidores de señal en los puntos de conexión entre ellos. De esta forma se puede mantener un ancho de banda de 35 MHz a lo largo de todo el tren.

Capítulo 3

Sistema Digital de Comunicaciones desarrollado

3.1. Introducción

En este capítulo se describe el sistema digital de comunicaciones desarrollado en la Tesis. Este sistema permite transmitir gran cantidad de información por un único canal de comunicaciones optimizando el ancho de banda disponible.

Tras analizar el ancho de banda disponible en la línea de transmisión, realizado en el Capítulo 2, y tras estudiar varias técnicas de transmisión con modulación (ASK, PSK, QAM), se ha decidido emplear la técnica *Orthogonal Frequency Division Multiplexing* (OFDM) para transmitir el caudal de información deseado. Los motivos por los que se ha escogido OFDM para el sistema a desarrollar son:

- **Capacidad de configuración.** Debido a los numerosos parámetros de configuración del sistema, éste se puede adaptar a las características de la línea. Esto permite maximizar el aprovechamiento del ancho de banda disponible minimizando los errores en la transmisión.
- **Caudal de información.** Debido al punto anterior y a las características de funcionamiento de OFDM, se puede alcanzar un alto *bit-rate*

con poco ancho de banda, lo que satisface las necesidades de las comunicaciones embarcadas.

- **Implantación digital.** OFDM es una técnica digital, lo que permite su implantación en circuitos de lógica programable. Esto es más fiable y robusto que un circuito analógico, reduce tiempo de desarrollo y minimiza el *hardware* necesario en el prototipo.
- **Tiempo real.** Esta técnica se puede emplear para comunicar sistemas de control y seguridad que requieran de funcionamiento en tiempo real, gracias al determinismo de la técnica.

Para analizar adecuadamente el sistema, se han desarrollado un **simulador**, con el que rápidamente se pueden obtener resultados para diferentes configuraciones del sistema. Además, se ha desarrollado un **prototipo hardware**, el cual, para una configuración determinada, permite validar el simulador y verificar el funcionamiento del sistema desarrollado. Ambos están formados por los mismos bloques funcionales, los cuales se describen más adelante.

El capítulo está dividido en varios apartados. En el primero de ellos se introduce brevemente la modulación OFDM. En el siguiente se plasma el análisis realizado para el desarrollo del sistema digital de comunicaciones. A continuación se relata el funcionamiento del sistema desarrollado, describiendo las funciones de los bloques que lo forman. En el siguiente apartado se enumeran las bondades y dificultades del sistema. Por último, se describe cómo se ha implementado el sistema para su validación y se presentan las conclusiones del capítulo.

3.2. Introducción a OFDM

OFDM es una técnica basada en una transmisión multi-portadora, donde la información a transmitir se reparte entre muchas portadoras de bajo *bit-rate*. Es muy eficiente ante sistemas de caminos múltiples, de atenuación selectiva o con interferencias de banda estrecha.

En los sistemas basados en una única portadora, la atenuación del canal o una interferencia pueden provocar el fallo de todo el canal de comunicaciones, lo que los hace poco eficientes; mientras que en un sistema multiportadora, sólo una pequeña parte de las subportadoras se vería afectada. Por ejemplo, ante un ataque para producir una indisponibilidad con un inhibidor de frecuencias, sólo se perturba una frecuencia durante un tiempo breve.

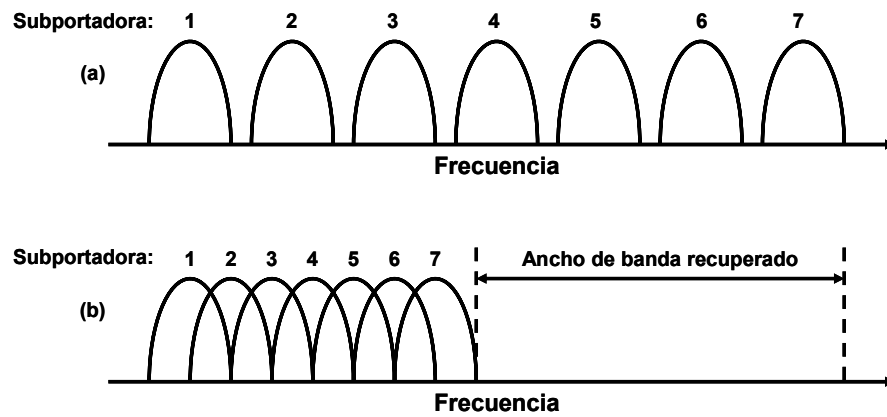


Figura 3-1. Distribución de subportadoras: (a) sistema clásico, (b) OFDM.

Ante este tipo de ataques, el sistema es capaz de recuperar la información de la subportadora cancelada, mediante técnicas de redundancia cíclica.

En un sistema clásico de transmisión de datos paralelo, el ancho de banda del canal se divide en N subportadoras sin solapamiento, separadas una pequeña banda de guarda para evitar interferencias entre sí (véase la Figura 3-1 (a)). La recepción se realiza mediante filtros selectivos a las frecuencias de las subportadoras.

Por el contrario, en OFDM se emplean subportadoras solapadas (véase la Figura 3-1 (b)) seleccionadas de tal forma que sean matemáticamente ortogonales. Esto se consigue escogiendo frecuencias de subportadoras que tengan un número entero de ciclos en la duración del símbolo OFDM. De esta forma, en el centro del espectro en frecuencia de cada una de las subportadoras de la señal OFDM no hay interferencias de ninguna otra. Esto permite, mediante técnicas basadas en la transformada de Fourier, recuperar los datos transmitidos de forma íntegra y sin interferencias de las demás subportadoras. La ventaja de esta técnica es que para N subportadoras, el ancho de banda requerido es mucho menor que en el sistema clásico o, visto de otra forma, para el mismo ancho de banda se pueden utilizar un mayor número de subportadoras, lo que aumenta el caudal o *bit-rate* notablemente.

Resumiendo, el principio de funcionamiento de OFDM consiste en dividir un gran número de datos de información en pequeños bloques de bits; repartirlos entre un número determinado de subportadoras; y transmitirlos simultáneamente en un ancho de banda concreto. Cada conjunto de subportadoras, que se modulan en *Quadrature Amplitude Modulation* (QAM), forman un símbolo OFDM. Éste se puede expresar como (3.1), suponiendo que el símbolo comienza en $t = t_s$, donde $s(t)$ es el símbolo OFDM en función del tiempo; d_i son los símbolos complejos QAM de cada subportadora; N_{port} es el número de subportadoras del símbolo; T_{Simb} es la duración del símbolo

OFDM; y $F_{PortPcpal}$ es la frecuencia de la portadora de modulación de la señal OFDM.

$$s(t) = \sum_{i=0}^{N_{Port}-1} d_i \cdot e^{j2\pi \left(F_{PortPcpal} - \frac{i - \frac{N_{Port}}{2}}{T_{Simb}} \right) (t-t_s)} , \quad t_s \leq t \leq t_s + T_{Simb} \quad (3.1)$$

$$s(t) = 0 , \quad t < t_s \wedge t > t_s + T_{Simb}$$

Las partes real e imaginaria de esta expresión corresponden con las partes en fase y cuadratura de la señal OFDM, las cuales se deben multiplicar por un coseno y un seno de la frecuencia deseada ($F_{PortPcpal}$) para generar la señal OFDM definitiva.

Por último, la trama OFDM se compone enlazando varios símbolos. Y las tramas se separan entre sí transmitiendo durante un tiempo en silencio. Las interferencias entre símbolos se minimizan introduciendo un tiempo de guarda entre cada símbolo, como se verá más adelante.

Los motivos por los que se ha elegido esta técnica de transmisión de datos para el sistema desarrollado en esta Tesis, como se ha indicado en la introducción, son: la capacidad de aprovechar mejor el ancho de banda disponible del canal gracias a la capacidad de configuración del sistema; la posibilidad de alcanzar un alto *bit-rate* con poco ancho de banda; y porque se puede implementar digitalmente en un circuito lógico programable; por la posibilidad de emplearse en sistemas de seguridad que requieran de tiempo real; y por su robustez ante ataques de denegación de servicio. Una referencia en la que se explica OFDM en detalle se puede encontrar en [Nee and Prasad, 2000].

3.3. Análisis previo

En este apartado se comenta el análisis realizado previo al desarrollo del sistema digital de comunicaciones. En primer lugar, tras estudiar y analizar el funcionamiento de OFDM, se ha comprobado que el ancho de banda disponible en la línea de transmisión, estudiada en el Capítulo 2, es suficiente para alcanzar un alto *bit-rate*, lo que justifica el desarrollo del sistema de comunicaciones. Como muestra la Figura 3-2, cuanto mayor sea la banda empleada para OFDM, mayor será la tasa de bits posible a transmitir. De todos modos, con bandas no muy anchas se pueden alcanzar tasas de bits bastante atractivas para el sistema de comunicaciones, como la configuración utilizada en el prototipo desarrollado, que con 3 MHz de ancho de banda se alcanzan 8 Mbps, modulando los datos en 16-QAM.

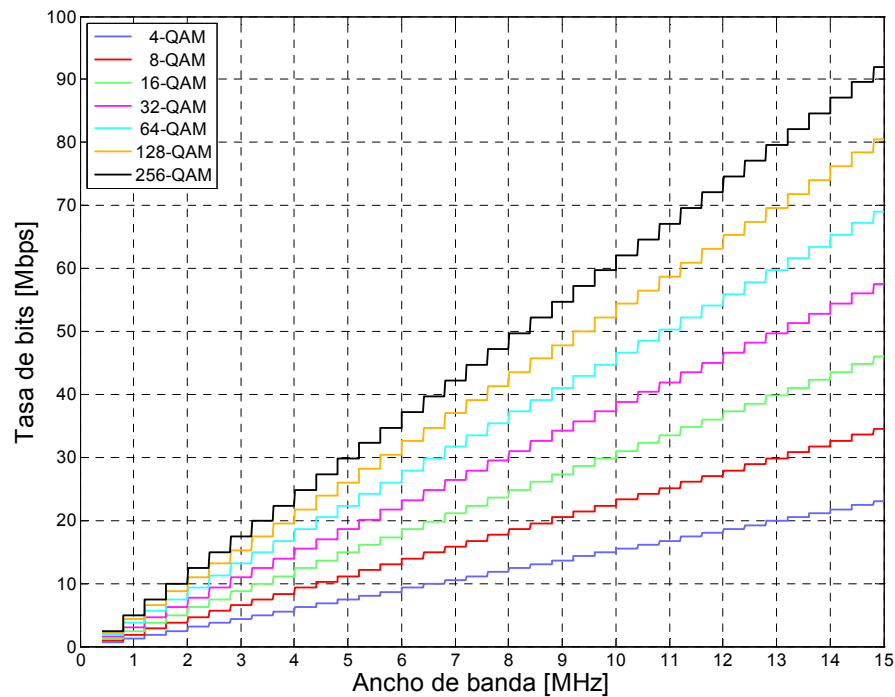


Figura 3-2. Relación de la tasa de bits con el ancho de banda del sistema OFDM.

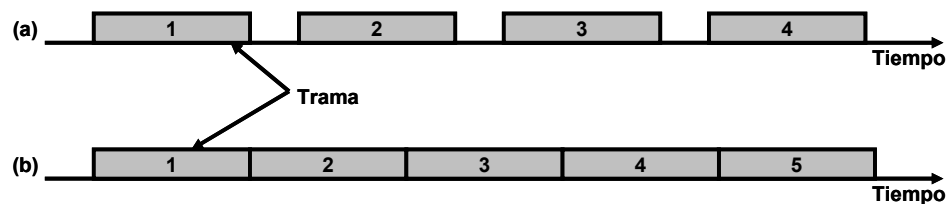


Figura 3-3. Comparación entre transmisión (a) con tramas y (b) en modo continuo.

Otra característica analizada ha sido el tipo de transmisión a emplear: por tramas o en modo continuo. En el primero, la información se transmite en símbolos OFDM agrupados formando un bloque llamado trama, con un tiempo de reposo del canal entre dos tramas consecutivas. Esto implica que se pierde un poco de tiempo en el que se podrían enviar más datos. Por el contrario, la transmisión en modo continuo aprovecha todo el tiempo del canal, lo que permite transmitir más datos de información en el mismo tiempo, comparado con el caso anterior, tal y como se puede apreciar en la Figura 3-3. Sin embargo, a la hora de sincronizar el receptor con la información transmitida por el canal, es mucho más fácil si se transmite con tramas separadas que si se hace de forma continua, ya que los silencios entre tramas ayudan notablemente a esta tarea. Por este motivo, para el sistema desarrollado se ha elegido la transmisión con tramas.

Por último, se han analizado en profundidad los parámetros que configuran el sistema OFDM. Cada uno tiene su justificación y sus límites para que

el sistema funcione de forma óptima. Estos datos, junto con los valores empleados en el prototipo desarrollado, se describen en el Apéndice C. A modo de resumen, en la Tabla 3-1 se indican los parámetros más representativos del sistema OFDM con los valores empleados en el prototipo realizado.

En la Figura 3-4 se representan dos tramas sobre las que se indican la duración de cada símbolo, el tiempo de silencio entre tramas consecutivas y el número de símbolo dentro de la trama. En la Figura 3-5 se detalla un símbolo de la trama. En él se indican las partes de las que consta, el número de muestras de cada parte y el tiempo desde el comienzo del símbolo. Y en la Figura 3-6 se muestra el espectro en frecuencia de la parte de Datos de cada símbolo, indicando las frecuencias más representativas.

3.4. Funcionamiento del Sistema Digital de Comunicaciones

En este apartado se presenta, en primer lugar, un esquema general del sistema, y a continuación, se describe el funcionamiento del mismo separado en la parte transmisora, la línea de transmisión y la parte receptora.

3.4.1. Esquema general

En la Figura 3-7 se muestra el diagrama de bloques del sistema digital de comunicaciones desarrollado. Los bloques de la fila superior componen el transmisor; los de la fila inferior forman el receptor; y los bloques de Canal y Ruido representan la línea de transmisión.

Tanto el Transmisor como el Receptor trabajan en modo digital y dividen su funcionamiento en tres partes claramente diferenciadas e indicadas en la Figura 3-7. A la izquierda está la entrada / salida de datos; en el centro, la información se procesa en el dominio de la frecuencia; y a la derecha se trata en el dominio del tiempo. Por último, está la parte analógica que corresponde a la transmisión por la línea.

A continuación se describen cada una de las partes del transmisor, de la línea y del receptor.

Tabla 3-1. Parámetros más representativos del sistema OFDM.

Parámetro	Valor
Distancia entre subportadoras	200 kHz
Número de subportadoras	14
Ancho de banda empleado	2,8 MHz
Tiempo entre muestras consecutivas	19,53 ns
Frecuencia de muestreo de la señal transmitida	51,2 MHz
Duración de la Trama	499,92 μ s
Duración del Símbolo	6,17 μ s
Número de muestras por Trama	25.596
Número de muestras por Símbolo	316
Número de muestras de Datos	256
Número de símbolos por trama	81
Número de patrones por trama	2
Bits por símbolo QAM	4
Bits de datos transmitidos por Trama	4.424
Bits de datos transmitidos por Símbolo	56
Tasa de Bits	8 Mbps
Frecuencia de muestreo de datos	2 MHz
Frecuencia portadora principal	20 MHz

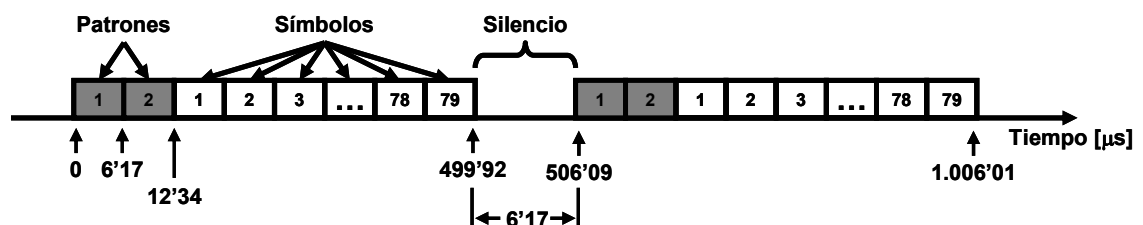


Figura 3-4. Representación de las tramas del sistema.

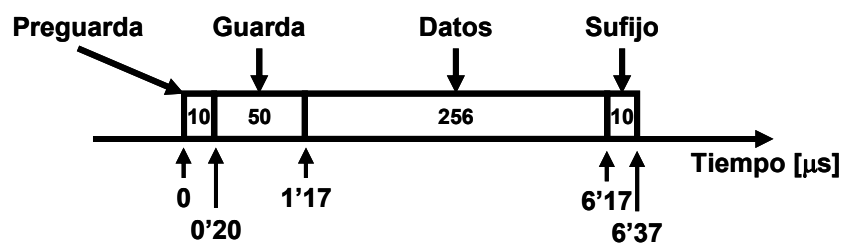


Figura 3-5. Representación de cada símbolo de la trama.

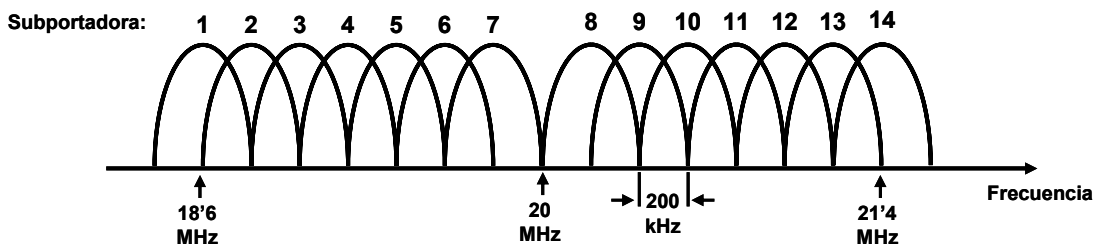


Figura 3-6. Representación de las subportadoras de la zona de Datos de cada símbolo.

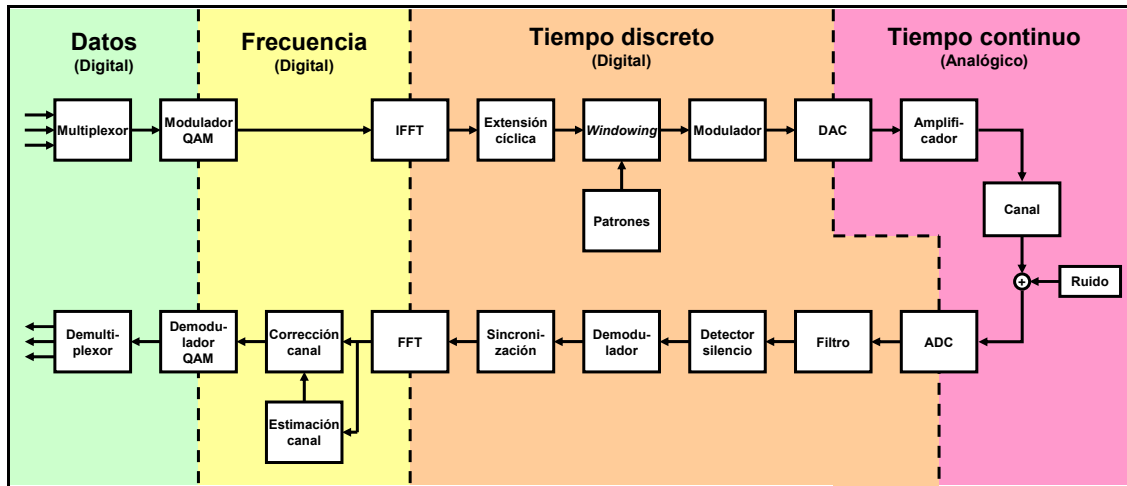


Figura 3-7. Diagrama de bloques del sistema digital de comunicaciones desarrollado.

3.4.2. Transmisor

En este apartado se describen las tareas que realizan los distintos bloques que forman el transmisor OFDM, separados en la parte de procesamiento en frecuencia y en la parte de procesamiento en tiempo discreto.⁸

3.4.2.1. Dominio de la frecuencia

La primera fase del transmisor consiste en recoger los datos que entregan varias fuentes de información y multiplexarlas en tiempo formando una secuencia de bits. Ésta se divide en grupos de un número determinado de bits, cada uno de los cuales se transforma por las coordenadas real e imaginaria de un punto de la constelación QAM elegida, de lo que se encarga el Modulador QAM. En la Figura 3-8 se muestra el mapa de 16-QAM (4 bits por punto) y en la Figura 3-9 el de 32-QAM (5 bits por punto).

⁸ Los detalles técnicos de la configuración del transmisor están en el Apéndice C.

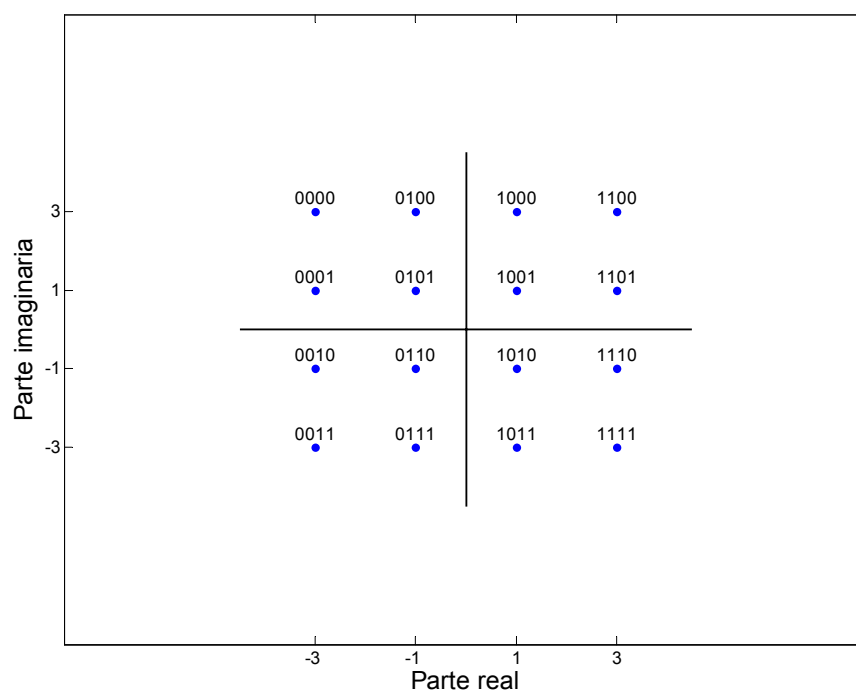


Figura 3-8. Representación del mapa 16-QAM.

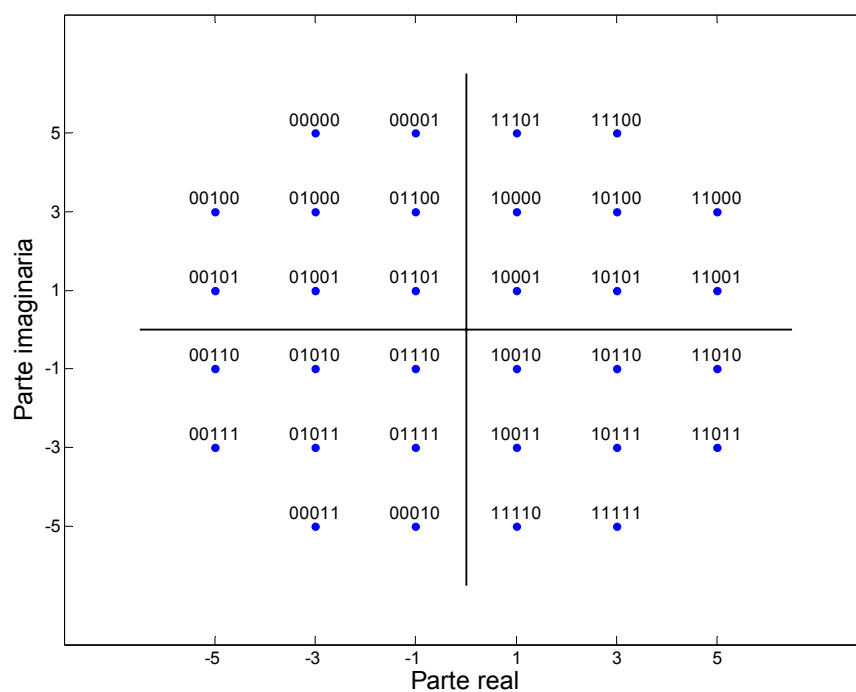


Figura 3-9. Representación del mapa 32-QAM.

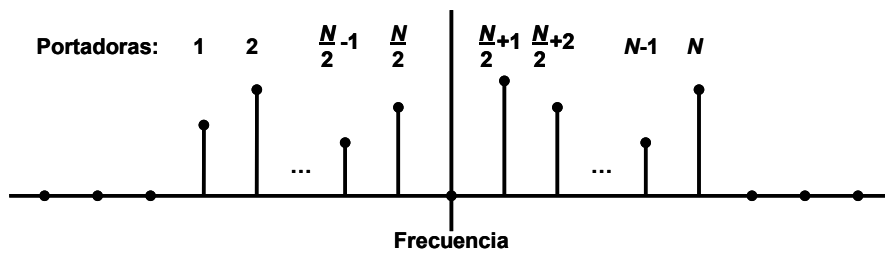


Figura 3-10. Espectro en frecuencia de los datos a transmitir en un símbolo OFDM.

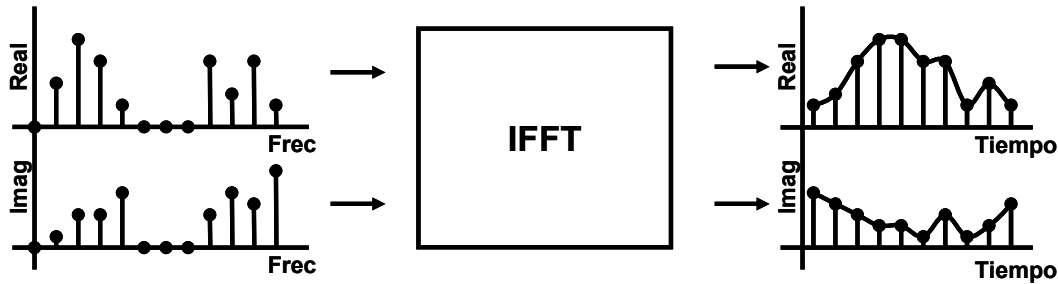


Figura 3-11. Funcionamiento de la IFFT.

A continuación, cada una de estas coordenadas se ubica en una subportadora del símbolo, formando dos espectros en frecuencia (real e imaginario), como el mostrado en la Figura 3-10. Para evitar el *aliasing* en la conversión DA hay que sobremuestrear la señal, lo que se traduce en más subportadoras en los espectros anteriores a las que se les asigna valor cero.⁹ Además, la primera frecuencia, correspondiente a la componente continua de la señal, no se utiliza para no complicar la implementación *hardware* [Lawrey, 2001].

3.4.2.2. Paso del dominio de la frecuencia al dominio del tiempo

Una vez que se tiene preparado el espectro real y el espectro imaginario de un símbolo OFDM, el bloque de IFFT se encarga de convertirlo al dominio del tiempo discreto, como se representa en la Figura 3-11. La señal discreta obtenida se procesa en los siguientes pasos para obtener el símbolo OFDM completo y así poder componer la trama OFDM.

3.4.2.3. Dominio del tiempo

El siguiente proceso realiza una extensión cíclica del símbolo obtenido de la IFFT. Esto consiste en copiar parte de las muestras del final del símbolo, al principio de éste, como se esquematiza en la Figura 3-12, lo que represen-

⁹ Estas subportadoras nulas mantienen la misma distancia en frecuencia que las subportadoras de los datos.

ta la parte de Guarda del símbolo.¹⁰ De esta forma el receptor puede encontrar fácilmente el principio de cada símbolo dentro de la trama OFDM, como se explica más adelante.

Tras sucesivas repeticiones de los pasos anteriores (Modulación QAM, IFFT y extensión cíclica), se llegará a este punto con todos los símbolos OFDM dispuestos a ser agrupados para formar una trama. Antes de realizar este proceso, se incorporan unos símbolos conocidos por el transmisor y el receptor (patrones¹¹), que van a formar la cabecera de la trama. Estos patrones se utilizan para que el receptor pueda estimar la deformación introducida por el canal en la señal transmitida, y corregirla en los datos de información de la trama, como se verá más adelante.

A continuación, el siguiente proceso se encarga de encadenar los símbolos sucesivos de la trama de forma que los puntos de unión sean suaves. Con ello se evitan transiciones bruscas entre símbolos y hace que el espectro de energía de la trama caiga más rápidamente en los límites de la banda de trabajo. A esta técnica, representada en la Figura 3-13, se la conoce como *Windowing* porque establece una ventana de muestras en la que se realiza la unión de los símbolos. Cada símbolo se extiende con unas muestras (ventana) al principio (Prefijo¹²) y al final (Sufijo¹³) y se le aplica una función de suavizado basada en el coseno [Nee and Prasad, 2000].

A continuación se suman el final de un símbolo con el principio del siguiente (zona sombreada en amarillo en la figura), realizando de esta forma una unión suave. El resultado de unir todos los símbolos es una trama OFDM, representada en la parte inferior de la Figura 3-13.

En este punto, la trama OFDM ya está preparada para ser transmitida. El siguiente paso consiste en montarla sobre una portadora senoidal a la frecuencia de trabajo del sistema, de lo que se ocupa el Modulador, cuyo esquema se muestra en la Figura 3-14. Se ha implementado en digital porque es más preciso que el analógico [Lawrey, 2001].

¹⁰ En el apartado C.2 del Apéndice C se describen las partes del símbolo OFDM.

¹¹ Cada “patrón” es un símbolo OFDM en el que todas las subportadoras transmiten el mismo punto de la constelación. Tras procesarlo con la IFFT como un símbolo normal, se almacena para insertarlo en la cabecera de cada trama.

¹² En el apartado C.2 del Apéndice C se describen las partes del símbolo OFDM.

¹³ Las extensiones del Prefijo y del Sufijo del símbolo están representados por las flechas negras de la parte superior de la Figura 3-13.

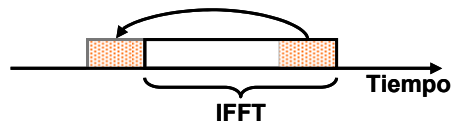


Figura 3-12. Extensión cíclica de un símbolo OFDM.

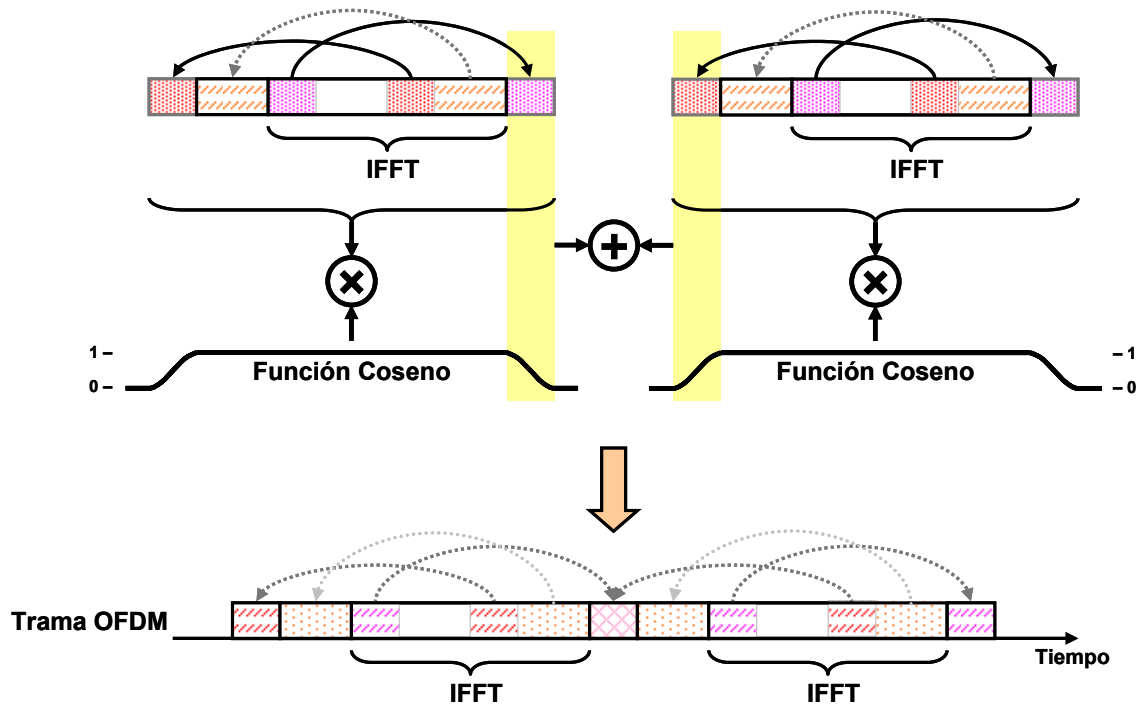


Figura 3-13. Esquema de funcionamiento del Windowing.

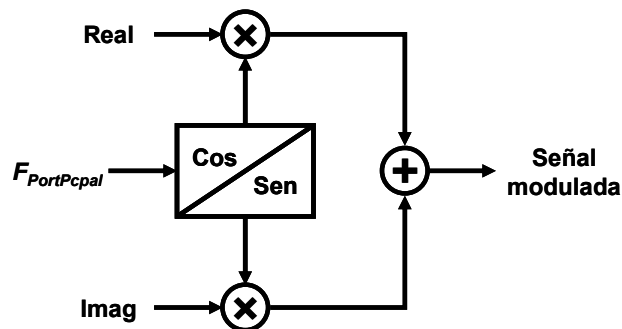


Figura 3-14. Esquema del modulador digital.

A continuación el transmisor debe convertir al tiempo continuo la señal discreta obtenida del Modulador. Para ello se emplea un Conversor Digital-Analógico (DAC) comercial.

Por último, la señal generada es amplificada para aumentar su potencia en la línea. De esta forma se contrarresta la atenuación del canal y la señal llega al receptor con la energía suficiente como para que éste sea capaz de tratarla convenientemente. Su ganancia la determinan el nivel de ruido en la línea y la atenuación de la misma.

3.4.3. Línea de transmisión

En este apartado se describen los bloques que componen la línea de transmisión: el canal y el ruido.

3.4.3.1. Canal

El bloque etiquetado como Canal representa el comportamiento del medio de transmisión del sistema, que en esta Tesis lo forman el cable y el Scharfenberg estudiados en el Capítulo 2. Sus características de atenuación y retardo se introducen al simulador como archivos de datos para que pueda calcular sus efectos sobre la señal transmitida. En el prototipo, por el contrario, se emplea físicamente el cable analizado en el laboratorio.

3.4.3.2. Ruido

Debido a la variabilidad de las fuentes de ruido de un tren (convertidores de tensión, sistemas auxiliares, vibraciones, etc.), se ha optado por simularlas como ruido blanco gaussiano. Esta señal se suma a la obtenida del Canal, dando como resultado una señal que alberga todos los efectos de la línea de transmisión sobre la señal transmitida.

Se puede realizar una valoración de los modelos de ruido en cada vehículo y utilizarlos en el sistema como de tipo coloreado, de banda estrecha o impulsivo (periódico o aperiódico), para completar el comportamiento de la línea.

3.4.4. Receptor

La tercera fase del sistema digital de comunicaciones desarrollado es el Receptor. En este apartado se describen las tareas realizadas por los bloques que lo forman, separados en la parte de procesamiento en tiempo discreto y la parte de procesamiento en frecuencia.¹⁴

3.4.4.1. Dominio del tiempo

En primer lugar, la señal que llega hasta el Receptor es digitalizada con un Conversor Analógico-Digital (ADC) comercial que incorpora un filtro *anti-aliasing*. Esta transformación genera una señal en tiempo discreto que

¹⁴ Los detalles técnicos de la configuración del transmisor están en el Apéndice C.

puede ser procesada digitalmente por el Receptor. A continuación se filtra esta señal con un filtro digital paso banda, de tipo FIR, para eliminar la energía de todas las señales que no estén en la banda de frecuencias empleadas por la señal OFDM.

El siguiente bloque se encarga de detectar el comienzo de una trama. Para ello analiza los niveles de las muestras recibidas del filtro y así puede localizar los tiempos de silencio entre tramas consecutivas. Cuando se detecta el nivel de señal suficientemente alto después de un silencio, significa que se está recibiendo una trama, cuyas muestras se envían al Demodulador digital (véase su esquema en la Figura 3-15). Éste se encarga de anular la portadora senoidal para bajar la señal hasta banda base. De esta forma para el Receptor es transparente la frecuencia portadora a la que se haya transmitido la señal OFDM por la línea.

A continuación tiene lugar la tarea más importante del Receptor: la sincronización. Este bloque se encarga de escoger un número determinado de muestras de la señal recibida para entregárselas a la FFT. La dificultad está en el momento en el que hay que empezar a tomar muestras.

Los sistemas inalámbricos sufren las consecuencias de los rebotes y la difracción de la señal debidos a los objetos que se encuentran en su entorno. A este efecto se le conoce como “camino múltiple”. Esto provoca que al receptor le llegue la misma información varias veces aunque ligeramente desfasadas en el tiempo y con distintos niveles de energía, debido al retardo de propagación de cada camino (a este efecto se le llama “*fading*”). Los sistemas inalámbricos con modulación OFDM resuelven este problema en el bloque de Sincronización, para lo que existen diversas técnicas. Por ejemplo, [Beek, *et al.*, 1995] calculan la parte real de la correlación de las muestras de la señal aprovechando la extensión cíclica introducida por el transmisor en cada símbolo OFDM, para detectar en qué momento comienza cada uno. Unos años más tarde, [Hsieh and Wei, 1999] propusieron una variante en la que suman la parte real y la parte imaginaria de la correlación obtenida de las muestras. Sin embargo, [Kim, *et al.*, 1999], [Nee and Prasad, 2000] y [Tang, *et al.*, 2003] emplean la correlación de forma diferente a los anteriores, calculando el módulo de la correlación. Otro método de sincronización consiste en maximizar la probabilidad de la función obtenida de restar la energía de la señal a la correlación anterior, tal y como presentan [Sandell, *et al.*, 1995] y [Matic, *et al.*, 1999] en sus trabajos. [Edfors, *et al.*, 1996] realizan el mismo análisis pero empleando la parte real de la correlación, mientras que [Landström, *et al.*, 2002] trabajan con la parte real de la correlación y de la energía. Por último, se destaca el trabajo presentado por [Beek, *et al.*, 1998] en el que se muestran y comparan distintas técnicas de sincronización basadas en la correlación y la energía.

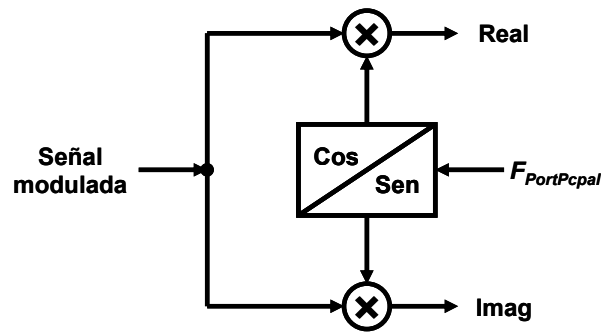


Figura 3-15. Esquema del demodulador digital.

Por el contrario, en el sistema sobre el que se trabaja en esta Tesis, la sincronización es mucho más sencilla que en el caso inalámbrico, pues en un cable no existen los problemas de caminos múltiples y retardo de propagación mencionados anteriormente. En este caso, una vez detectado el principio de la trama, sólo hay que contar muestras para separar las muestras de *windowing* y extensión cíclica de las de datos que deben llegar a la FFT.

Otro efecto que se mide en la sincronización es el desfase entre la frecuencia del modulador del transmisor y la del demodulador del receptor, lo que provoca interferencias entre subportadoras OFDM consecutivas. El máximo desfase permitido por el sistema, medido en ciclos por millón, viene dado por la expresión:

$$\Delta F_{\text{offset_max}} = \frac{\frac{1}{2} \Delta F_{\text{Port}}}{F_{\text{PortPcpal}}} \cdot 10^6 \quad [\text{cpm}] \quad (3.2)$$

donde ΔF_{Port} es la distancia entre dos subportadoras OFDM y $F_{\text{PortPcpal}}$ es la frecuencia de la portadora de la modulación. Debido a la precisión de los osciladores actuales y a la cantidad de recursos demandados para corregir este efecto en el prototipo, no se ha implantado esta tarea de corrección en el sistema.

3.4.4.2. Paso del dominio del tiempo al dominio de la frecuencia

Una vez que el bloque de sincronización selecciona las muestras pertenecientes a los datos de cada símbolo, la FFT se encarga de transformarlas del tiempo discreto a su espectro en frecuencias. De esta forma se extrae la información de cada subportadora del símbolo OFDM, lo que permite seguir el proceso en el dominio de la frecuencia.

Los errores introducidos por los efectos del canal de transmisión y por el ángulo de desfase entre la portadora del modulador del transmisor y la del demodulador del receptor se corrigen en el siguiente bloque.

3.4.4.3. Dominio de la frecuencia

En esta última fase del Receptor del sistema OFDM, lo primero que se hace al principio de cada trama recibida es medir la atenuación y el desfase introducidos por el canal y por la diferencia de fase entre portadoras, de lo que se encarga el bloque de Estimación del Canal. Para ello se emplean los patrones introducidos por el Transmisor, que son símbolos OFDM conocidos por el transmisor y el receptor, insertados al principio de cada trama. De esta forma, el receptor, comparando los patrones originales con los recibidos en la trama, puede calcular los efectos sufridos por la señal. Estos resultados se emplean por el bloque de Corrección del Canal sobre los demás símbolos de la trama, para corregirlos. Una vez hecho esto, el Demodulador QAM se encarga de traducir los símbolos QAM recibidos de cada subportadora, a datos binarios para que el Demultiplexor los reparta entre los diferentes destinos de datos.

Con esta última tarea se termina el funcionamiento del sistema digital de comunicaciones desarrollado.

3.5. Bondades y dificultades del Sistema

En este apartado se presentan las ventajas e inconvenientes del sistema desarrollado. Entre las ventajas se encuentran:

- En sistemas de caminos múltiples, la complejidad de implementación es significativamente menor que en un sistema basado en una única portadora con ecualizador.
- En canales que varían poco con el tiempo, como por ejemplo el cable, se puede adaptar dinámicamente el *bit-rate* de cada subportadora individualmente, según su relación señal-ruido. Esto permite optimizar el caudal de datos del canal. Por ejemplo, permitiría aumentar el caudal para algunas aplicaciones multimedia, donde existe mayor tolerancia a fallos.
- El sistema permite anular ciertas subportadoras de la señal si se ven afectadas por interferencias de banda estrecha.
- Se pueden repartir las subportadoras entre varias fuentes de información (multiplexación). Esto es especialmente útil para aplicaciones de difusión.
- El empleo de cable como medio de transmisión simplifica el proceso de sincronización en la recepción.
- La energía de la señal transmitida está acotada al ancho de banda utilizado, por lo que no genera interferencias con bandas adyacentes por dispersión del espectro.

- Se pueden aplicar técnicas de codificación e intercalación de los datos, lo que permite corregir errores producidos en la transmisión y aumenta la robustez del sistema ante fallos.

Los inconvenientes detectados son:

- Es más sensible al desplazamiento de frecuencia y al ruido de fase.
- Tiene una relación de potencia pico-media relativamente alta, lo que reduce la eficacia energética del amplificador de línea.
- Existe un fuerte compromiso entre conseguir un alto *bit-rate* y el SNR, lo que dificulta la configuración del sistema para minimizar el BER.

3.6. Implementación del Sistema: Simulador y Prototipo

Como se ha comentado al principio del capítulo, para validar adecuadamente el sistema de comunicaciones desarrollado se han realizado un Simulador *software* y un Prototipo *hardware*. A continuación se describen las características de cada uno de ellos

3.6.1. Simulador

El Simulador está compuesto por un conjunto de funciones, programadas en Matlab, capaces de reproducir fielmente el comportamiento del sistema digital desarrollado en la Tesis.¹⁵ El motivo por el que se ha realizado el simulador es que permite obtener rápidamente resultados del sistema, para diferentes configuraciones del mismo, sobre una línea de transmisión modelada con sus parámetros (constante de propagación, impedancia característica, longitud e impedancia de carga). De esta forma se pueden probar en poco tiempo distintas configuraciones del sistema y extraer conclusiones que permitan optimizar su funcionamiento en una implantación *hardware* posterior. Además, permite simular el funcionamiento simultáneo de dos sistemas OFDM, totalmente independientes entre sí, sobre la misma línea de transmisión, lo que permite comprobar si existe alguna interferencia entre ellos y optimizar el ancho de banda de la línea.

¹⁵ En el Apéndice D se detallan dichas funciones y las características más representativas del simulador.

La estructura general del simulador, para cada uno de los dos sistemas programados, es la presentada en la Figura 3-7, en la que cada bloque es una función. Además, hay otras funciones para inicializar el sistema, para generar los datos originales y para mostrar en pantalla las figuras con los resultados de los distintos pasos de la simulación.

La entrada de datos son unos ficheros estructurados con distintas opciones de simulación, con los parámetros necesarios para la transmisión OFDM y con lo necesario para modelar la línea de transmisión.¹⁶ Por ejemplo, se puede indicar si se quiere utilizar una línea de transmisión ideal o real, modelada con sus parámetros; si se quiere introducir ruido en la línea y de qué nivel (SNR); si se utilizan uno o los dos sistemas OFDM y en qué bandas de frecuencias, entre otros.

La ejecución se hace por línea de comandos, y el simulador se encarga de inicializar el sistema, de generar la señal a transmitir, de aplicarle los efectos del canal, de recuperar los datos en el receptor y de mostrar los resultados en cada fase del proceso con numerosas figuras. Además indica en la ventana de comandos el número de bits erróneos recibidos y el porcentaje que suponen del total de bits transmitidos.

Como complemento, se ha realizado un segundo simulador que reproduce el funcionamiento de un sistema OFDM sobre la línea de transmisión de una unidad de tren, con la configuración de tren mostrada en la Figura 2-25. En este simulador se puede utilizar un modelo de línea para la parte correspondiente al cable y otro modelo para la parte del Scharfenberg, lo que permite combinar los efectos de los dos elementos que componen el canal del tren. De esta forma se pueden extraer conclusiones sobre la posibilidad de transmitir a lo largo de más de un vehículo sin emplear repetidores.

3.6.2. Prototipo

El prototipo realizado permite comprobar de forma experimental el funcionamiento del sistema y validar el simulador descrito anteriormente. Su estructura es la mostrada en la Figura 3-7 y está compuesta por diversos elementos. Tanto el transmisor como el receptor están implementados en un circuito de lógica programable, lo que ha dado más fiabilidad al sistema y ha facilitado el desarrollo e implementación del mismo. Los conversores DA y AD y el Amplificador están compuestos por componentes electrónicos comerciales. Y el Canal es uno de los cables analizados en el laboratorio de los es-

¹⁶ Como desarrollo futuro, en el Capítulo 6 se propone realizar una interfaz gráfica del simulador para que la modificación de parámetros sea más sencilla y amigable.

tudiados en el Capítulo 2. Por último, el Ruido es el ruido ambiente del laboratorio, que no tiene ningún patrón determinado.¹⁷

A diferencia del Simulador, en el Prototipo no se pueden modificar los parámetros de configuración de OFDM, estando el Transmisor y el Receptor configurados de una forma determinada. Esto se debe a la complejidad de implementación que supone permitir variar los parámetros y al gran consumo de recursos que implica esta opción.¹⁸

Para medir el funcionamiento del sistema implementado en el prototipo se ha utilizado una herramienta de análisis del circuito de lógica programable¹⁹ que permite obtener valores de señales internas durante un intervalo de tiempo.

3.7. Conclusiones

Se ha desarrollado un sistema para comunicaciones por cable basado en la modulación OFDM, que transmite una gran cantidad de datos con poco ancho de banda. Una característica de esta técnica es que, eligiendo adecuadamente los parámetros de configuración, permite optimizar el ancho de banda deseado del canal de comunicaciones. De tal forma que se puede utilizar todo el ancho de banda para el sistema OFDM o se puede emplear parte del mismo para este sistema y el resto para otros sistemas, funcionando todos ellos simultáneamente. Esta versatilidad de funcionamiento y la generalidad del sistema hacen posible su empleo en casi cualquier línea de transmisión, lo que permite su uso en otros medios de transporte.

¹⁷ En el Apéndice E se detallan en profundidad las partes que forman el prototipo realizado.

¹⁸ En el Apéndice D se detallan los bloques que forman el prototipo y los datos más representativos del prototipo.

¹⁹ La herramienta de análisis de la FPGA es *SignalTap II Embedded Logic Analyzer*.

Capítulo 4

Resultados

4.1. Introducción

En este capítulo se presentan los resultados obtenidos, en simulación y en prototipo, del sistema digital de comunicaciones desarrollado en la Tesis Doctoral. Con estos resultados se pretenden cubrir las siguientes tareas y objetivos:

- Verificar el correcto funcionamiento del sistema desarrollado. Para ello se han realizado ensayos con el prototipo en el laboratorio.
- Validar el simulador, comparando el funcionamiento del prototipo y del simulador.
- Obtener los resultados característicos del sistema.

El capítulo está dividido en cuatro apartados. En 4.2 se comentan los resultados obtenidos del funcionamiento del prototipo. En el apartado 4.3 se comparan el simulador y el prototipo a nivel funcional. A continuación, en el apartado 4.4, se muestran los datos más representativos del sistema desarrollado. Por último, en 4.5 se exponen las conclusiones obtenidas de este capítulo.

4.2. Ensayos realizados en el prototipo

Una vez que se han desarrollado el simulador y el prototipo, la primera tarea realizada ha consistido en probar que verdaderamente el sistema de comunicaciones cumple el objetivo propuesto. Es decir, que es capaz de transmitir un gran volumen de información en la banda de frecuencias deseada. Para ello se ha montado un banco de pruebas en el laboratorio formado por:²⁰

- Entrada de datos binarios a 8 Mbps, muestreando palabras de 4 bits a 2 MHz,
- Una tarjeta de desarrollo basada en FPGA donde se ha volcado el sistema de comunicaciones desarrollado en la Tesis,
- Una etapa amplificadora, y
- Una línea de transmisión basada en un cable de tipo par trenzado apantallado que emula un coche ferroviario.

Tras varias pruebas y medidas²¹ realizadas al banco descrito anteriormente, se han obtenido los resultados de la Figura 4-1, donde se representa la constelación QAM de los datos recibidos en el prototipo. Como se puede observar, no existe ningún punto fuera de su cuadrante, por lo que no se reciben datos erróneos. Esto confirma el correcto funcionamiento del sistema desarrollado, lo que permite su empleo en líneas de comunicaciones.

Para su implantación industrial haría falta seguir un protocolo de homologación y de seguridad, para no interferir al resto de dispositivos embarcados en el vehículo.

4.3. Comparación entre el simulador y el prototipo

A continuación se ha comparado el funcionamiento del prototipo con el del simulador, con la finalidad de validar este último.

²⁰ En el Apéndice E se detallan las características de los elementos del banco.

²¹ Para tomar medidas del funcionamiento interno del sistema se ha utilizado una herramienta de análisis de la FPGA (*SignalTap II Embedded Logic Analyzer*) que permite obtener valores de señales internas durante un intervalo de tiempo.

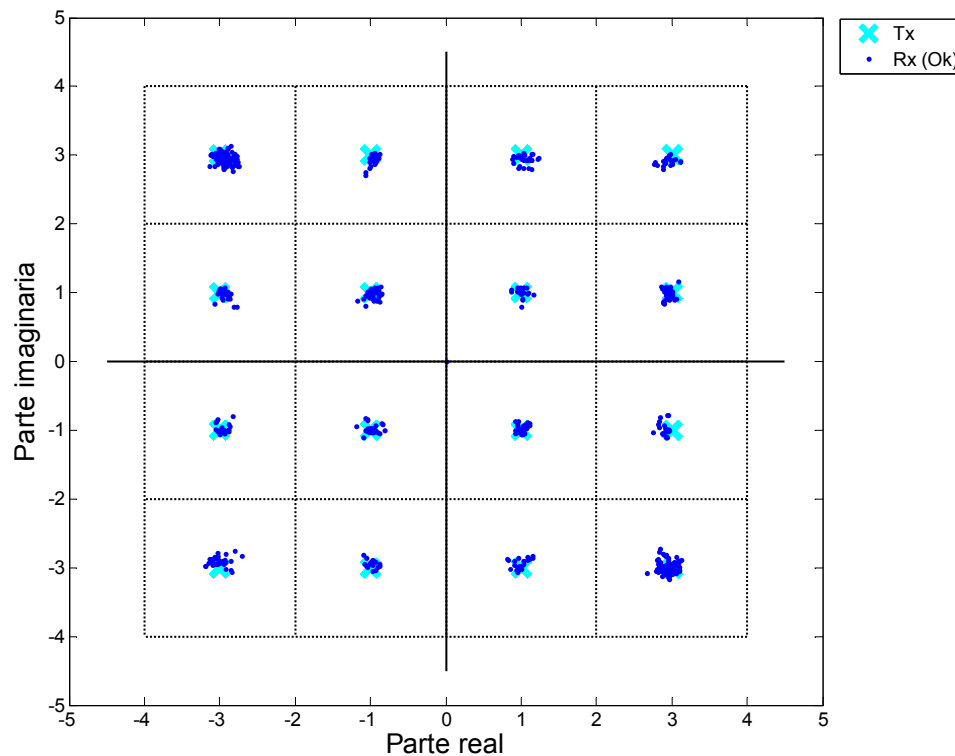


Figura 4-1. Constelación QAM de la señal recibida en el prototipo.

En la Figura 4-2 se comparan la señal obtenida con el simulador y la medida experimentalmente en el prototipo, a la entrada del convertor DA del transmisor. Como se puede observar la coincidencia es notoria, lo que valida el transmisor del simulador. Este resultado era esperable ya que, hasta este punto, el funcionamiento del sistema es puramente digital, y salvo diferencias de precisión debe dar los mismos resultados.

Otra forma de comparar ambas señales consiste en medir la Densidad Espectral de la Energía (PSD) de las mismas. Como se puede ver en la Figura 4-3, la coincidencia es total entre ambas curvas, lo que garantiza que la información que transportan ambas señales (la del simulador y la del prototipo) es la misma. Se aprecia claramente que la información se transmite principalmente en el rango de 18 a 22 MHz.

Tras el DAC está el amplificador de línea, que permite transmitir la señal con suficiente potencia por el cable para que llegue con un nivel de tensión adecuado. En la Figura 4-4 se muestra la señal que entrega el DAC al amplificador. Para observar mejor las diferencias entre ambas señales, se ha ampliado una zona de la figura, mostrándose en la Figura 4-5. Claramente se aprecia que el DAC, en cada muestra o dato que se le entrega, genera un escalón de tensión para llegar a la siguiente muestra.

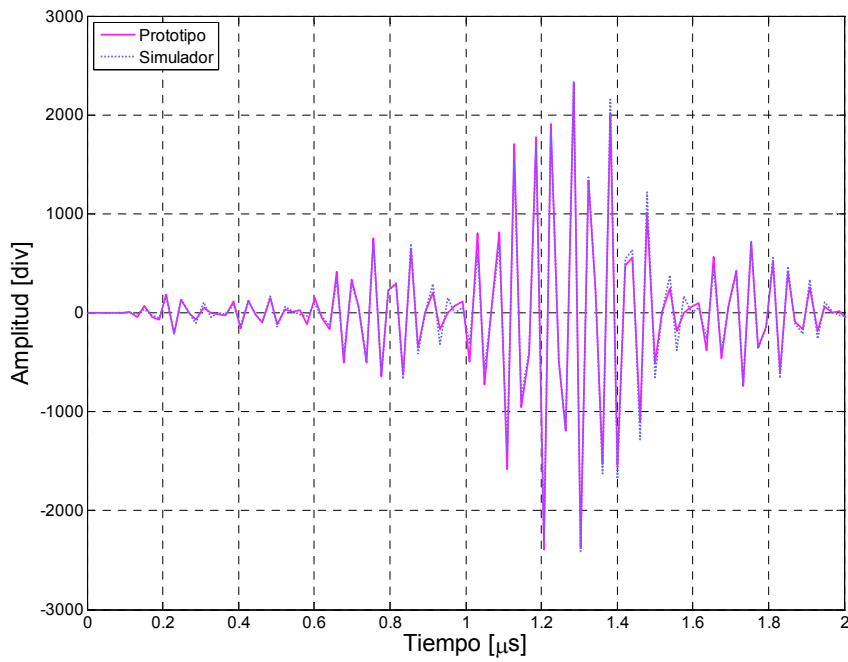


Figura 4-2. Señal a la salida del transmisor.²²

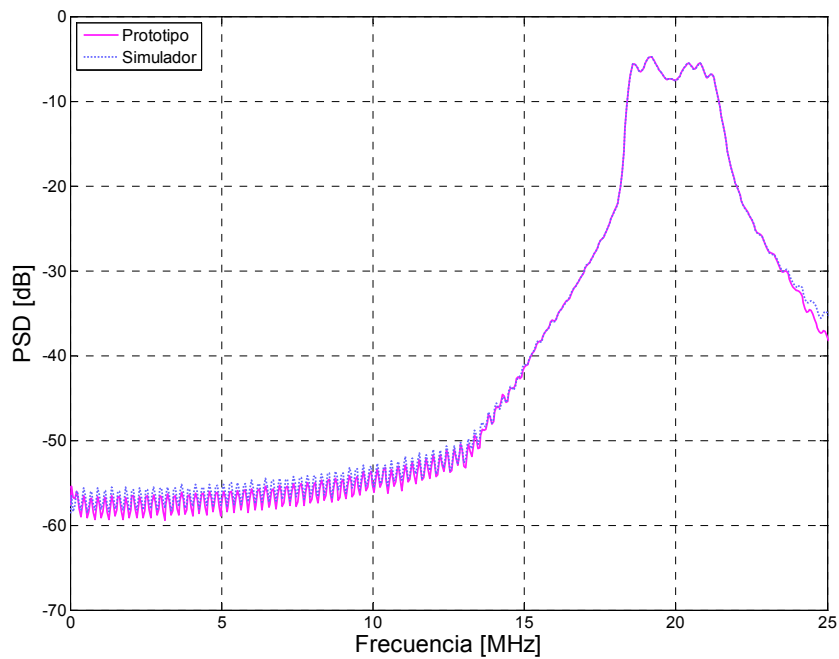


Figura 4-3. Densidad espectral de la energía de las señales transmitidas.

²² 1 div = 0'12 mV

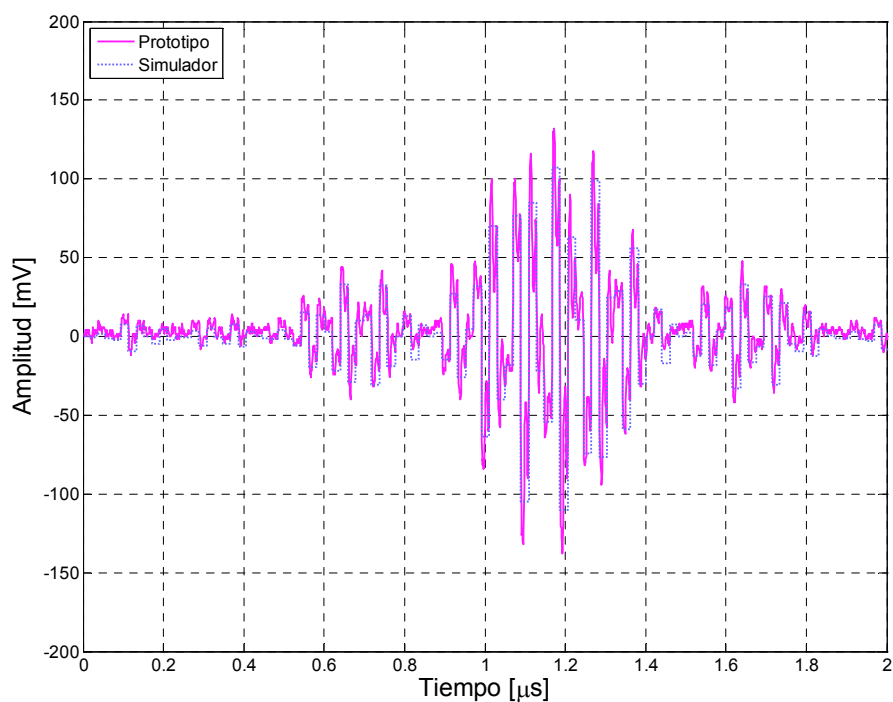


Figura 4-4. Señal a la entrada del amplificador.

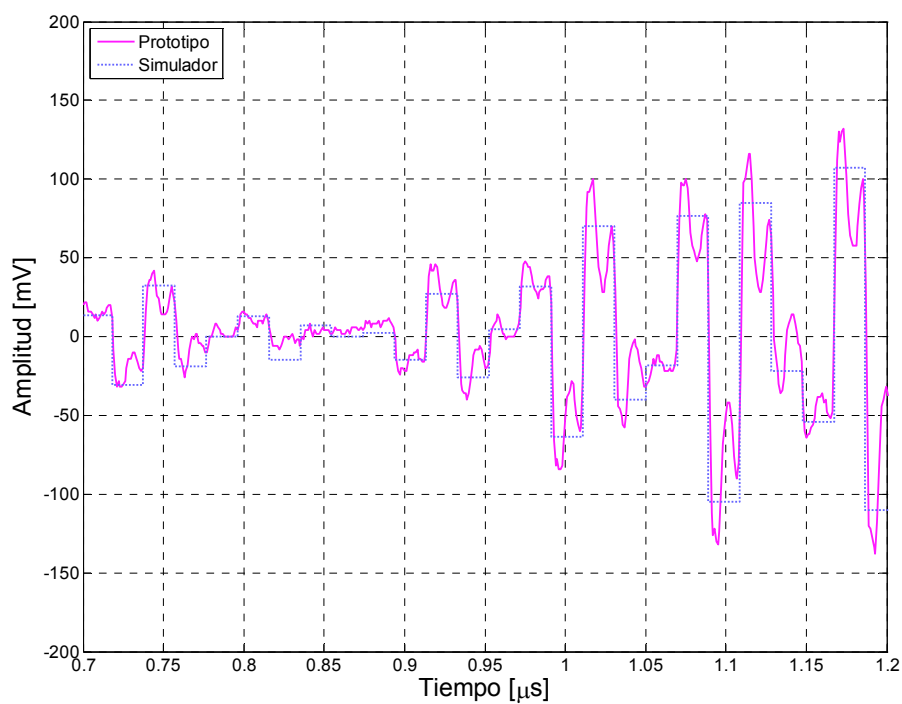


Figura 4-5. Ampliación de la señal de entrada al amplificador.

En ese tiempo entre muestras, la señal se comporta de forma sub-amortiguada, por lo que tiene un sobrepaso antes de llegar al nivel de tensión objetivo. Este comportamiento es filtrado por el amplificador de línea, pues su ancho de banda es limitado, obteniéndose a la salida del amplificador la señal que se muestra en la Figura 4-6. Nótese que las unidades de la Figura 4-4 son milivoltios y las de la Figura 4-6 son voltios.

Continuando con el recorrido natural de la señal OFDM, en la Figura 4-7 se muestra una captura realizada con el osciloscopio en la que se representa la señal a la entrada y a la salida del cable de 30 metros. Claramente se aprecian los efectos del cable sobre la señal. En primer lugar la atenuación. Nótese que las escalas de la amplitud no son iguales. En el Capítulo 2 se calcularon 20 dB de atenuación para una línea de 30 metros a 20 MHz, lo que implica que la señal de salida es aproximadamente el 10 % de la señal de entrada, como se puede apreciar en la Figura 4-7.

Y en segundo lugar se aprecia el efecto del retardo por la propagación de la señal a lo largo del cable. En el Capítulo 2 se ha calculado un desfase de 1.300 grados para un cable de 30 m a 20 MHz. Este desfase supone un retardo de 180°56 ns entre la señal de entrada y la de salida, efecto que se puede observar en la Figura 4-7.

A continuación se analizan las señales recibidas en el receptor del sistema. En la Figura 4-8 se comparan la señal obtenida con el simulador y la generada por el prototipo, después del conversor AD. En este caso las diferencias son mayores que en el caso del transmisor pues los efectos del cable real y los simulados no son exactamente los mismos. Aun así, las formas de ambas señales son muy parecidas, lo que permite una decodificación adecuada de la información de la trama. Comparando sus densidades espectrales (Figura 4-9) se percibe una mayor atenuación en la señal del prototipo frente a la del simulador, aunque muy pequeña. Esto se debe a las diferencias entre el cable real empleado en el prototipo y el modelo empleado en el simulador, y a los diferentes niveles de ruido de cada caso. Si se comparan estos resultados con los de la Figura 4-3 se observan unos 25 dB de atenuación de diferencia entre la señal transmitida y la recibida, que son aproximadamente los calculados en el Capítulo 2 para una línea de 30 m a 20 MHz. La coincidencia en la banda de 18 a 22 MHz es la que supone mayor interés, pues es la frecuencia de trabajo del sistema. Fuera de esta banda, el comportamiento está condicionado, principalmente, al nivel y al tipo de ruido que exista en el canal de comunicaciones.

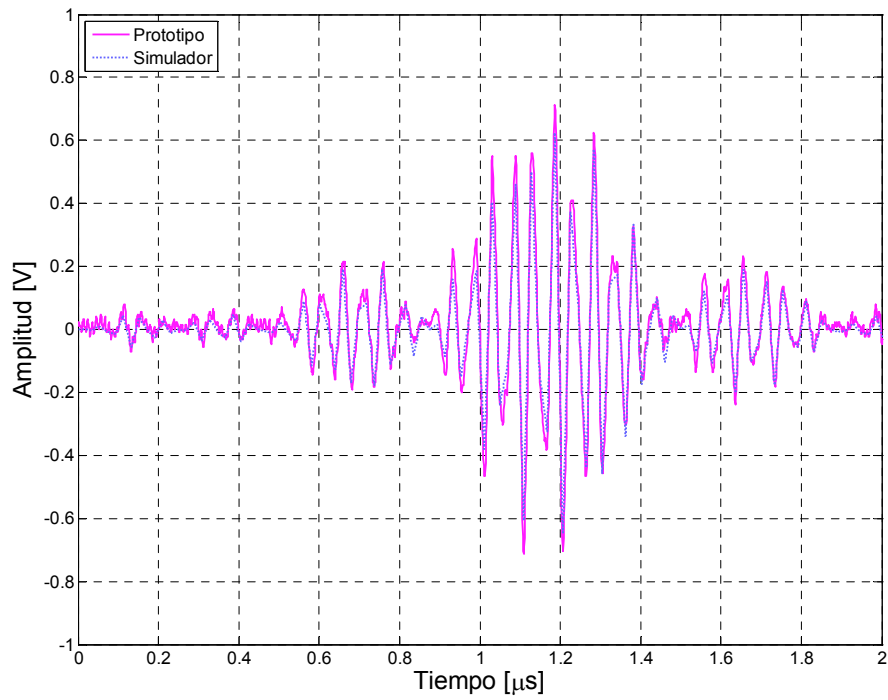


Figura 4-6. Señal a la salida del amplificador.

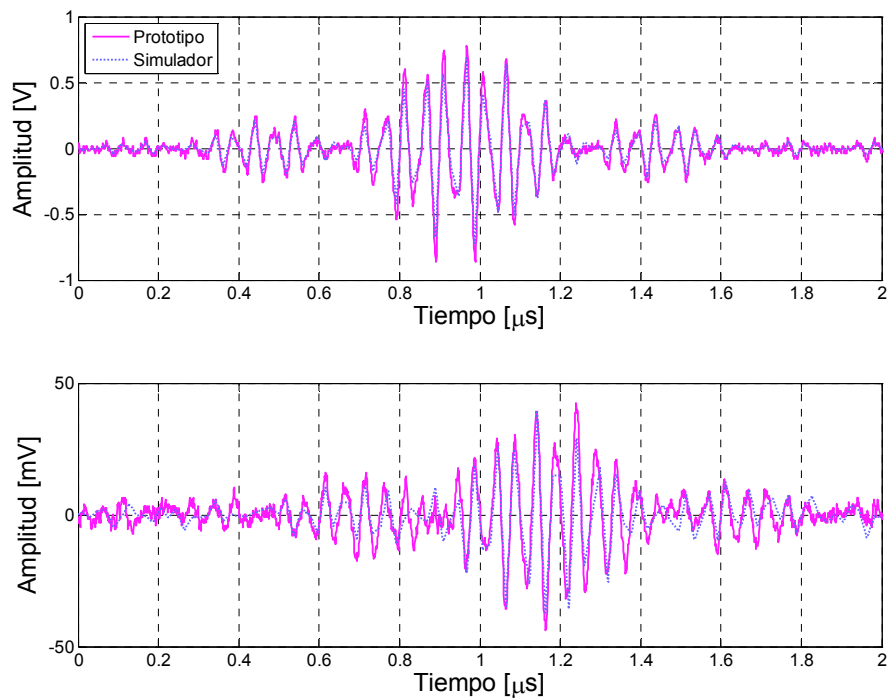


Figura 4-7. Señal OFDM a la entrada (arriba) y a la salida (abajo) del cable de 30 m.

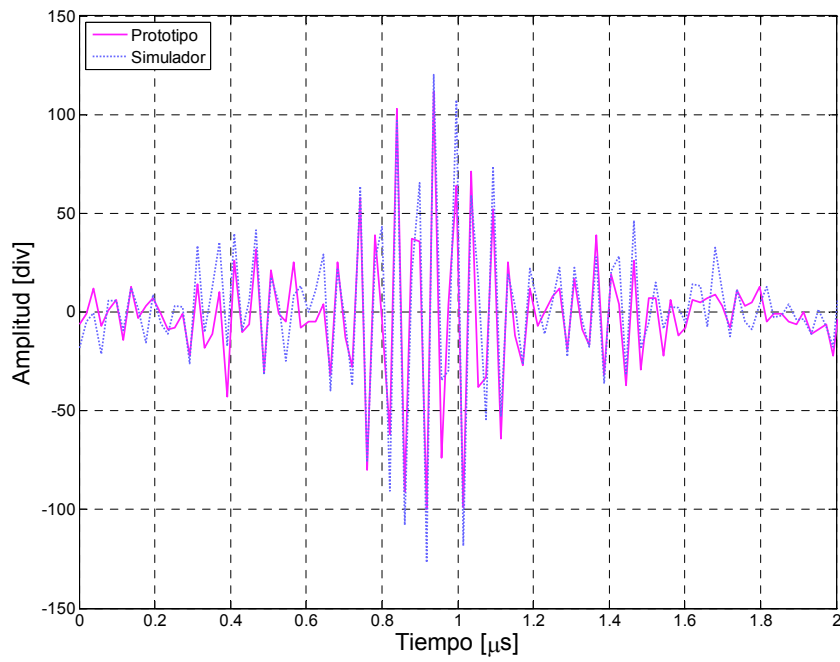


Figura 4-8. Señal a la entrada del receptor.²³

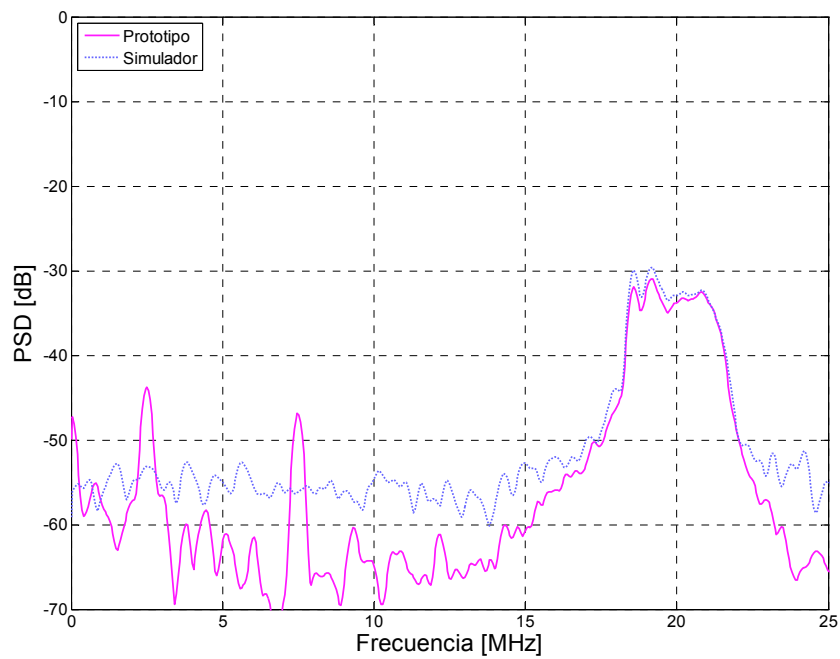


Figura 4-9. Densidad espectral de la energía de las señales recibidas.

²³ 1 div = 0'49 mV

Por último, en la Figura 4-10 y en la Figura 4-11, se muestran los mapas QAM de los datos recibidos en el simulador²⁴ y en el prototipo, respectivamente. En ellos se muestran, con cruces, las ubicaciones de los datos transmitidos en el origen y con puntos azules, los datos recibidos de forma correcta. Como se puede apreciar, ambos mapas son similares. Las desigualdades que se aprecian se deben a pequeñas diferencias en los resultados del proceso de sincronización.

En otros ensayos se han obtenido los resultados mostrados en la Figura 4-12 y en la Figura 4-13 para el simulador²⁵ y el prototipo, respectivamente. En este caso, el ruido electromagnético en el cable era mayor que en el caso anterior. Aun así, el sistema es capaz de obtener sin error todos los datos recibidos.

Con los resultados mostrados hasta este punto se demuestra, tanto en simulación como en ensayos experimentales, el correcto funcionamiento del sistema digital de comunicaciones desarrollado en la Tesis Doctoral, y también se validan el simulador y el prototipo. A continuación se presentan los resultados más representativos del funcionamiento general del sistema.

4.4. Resultados característicos

En este apartado se muestran los resultados característicos del sistema en función de sus parámetros y otros resultados interesantes.

Como se comentó en el Capítulo 2, la máxima frecuencia a la que puede trabajar el sistema depende inversamente de la longitud de la línea de comunicaciones, antes de que su comportamiento se vuelva no lineal. Debido a la importancia de este concepto se vuelve a representar dicha curva (Figura 4-14). Esta figura indica que a mayor longitud de línea de transmisión, menor es la frecuencia máxima a la que se puede trabajar, por encima de la cual el comportamiento es no lineal y, por tanto, impredecible.

Otro resultado interesante del sistema es el grado de ocupación de la FPGA en el prototipo desarrollado. En la Tabla 4-1 se resumen los recursos empleados y en la Tabla 4-2 se presentan los recursos consumidos por cada uno de los bloques del transmisor y del receptor. En el primero, destaca la cantidad de elementos lógicos y de DSP que emplea el bloque de IFFT, y la gran cantidad de memoria y de elementos DSP que utiliza el Modulador.

²⁴ Esta simulación se ha realizado con un valor de SNR igual a 35 dB.

²⁵ Esta simulación se ha realizado con un valor de SNR igual a 20 dB.

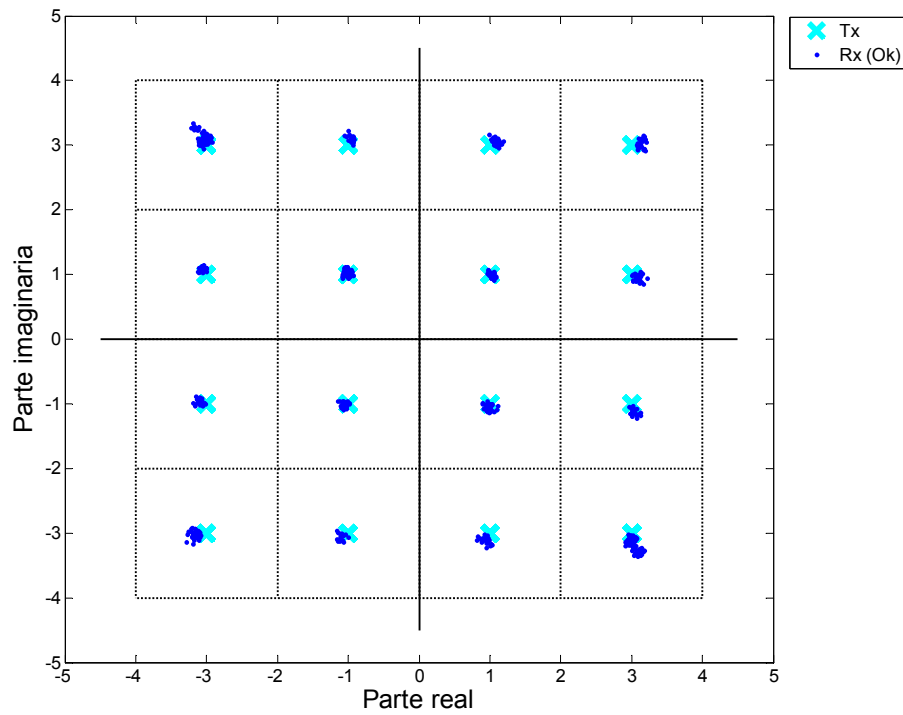


Figura 4-10. Mapa 16-QAM de la señal recibida (simulador) [SNR = 35 dB].

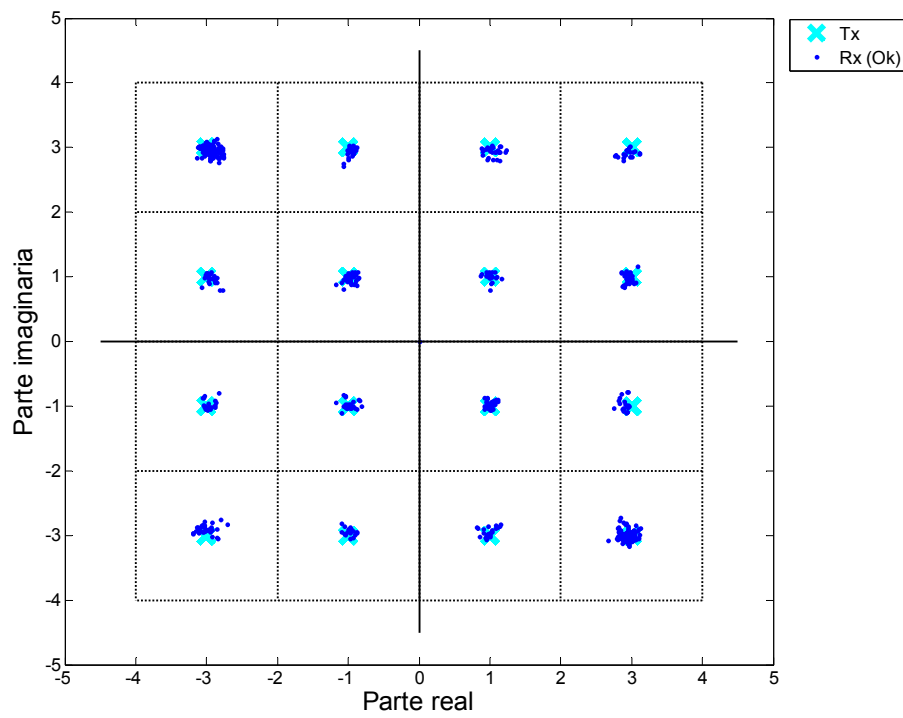


Figura 4-11. Mapa 16-QAM de la señal recibida (prototipo).

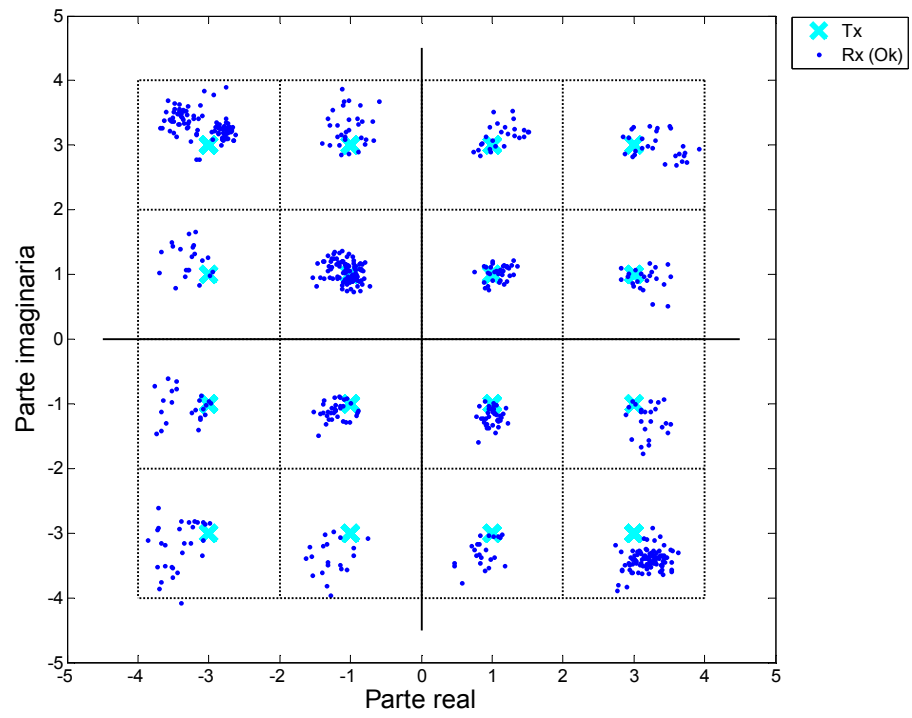


Figura 4-12. Mapa 16-QAM de la señal recibida (simulador) [SNR = 20 dB].

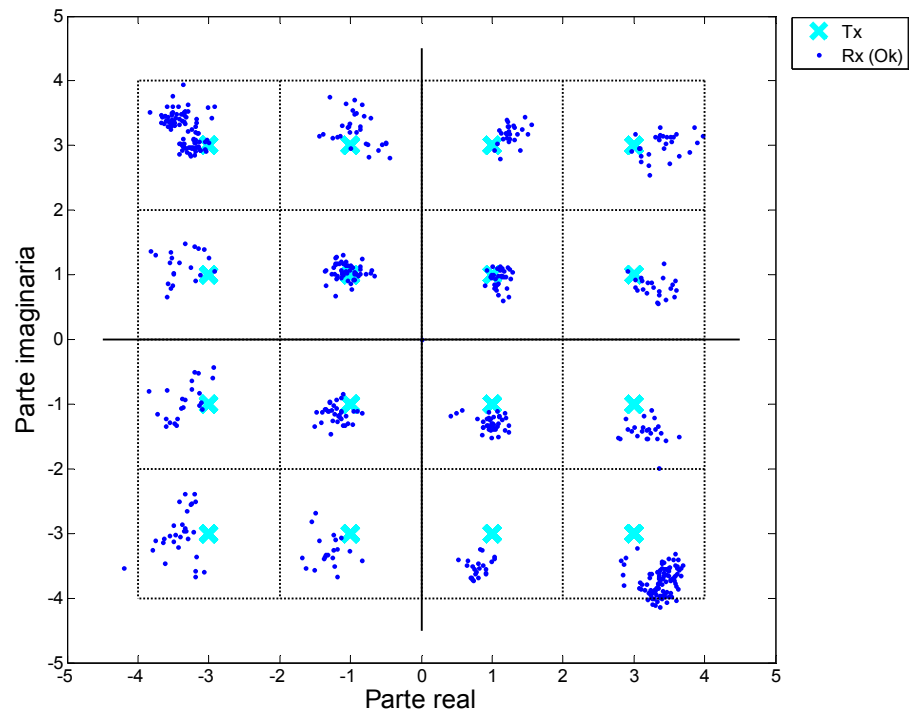


Figura 4-13. Mapa 16-QAM de la señal recibida (prototipo).

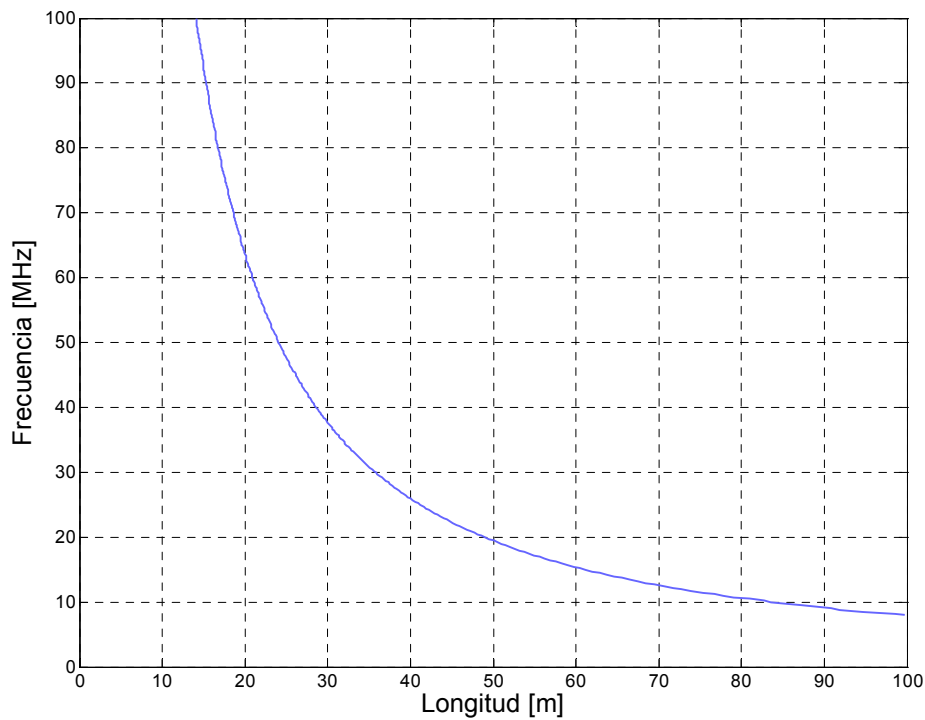


Figura 4-14. Máxima frecuencia de trabajo según la longitud del cable.

Tabla 4-1. Resumen de los recursos empleados por el prototipo.

	Valores absolutos	Recursos		
		Usado	Total	Usado [%]
Familia	Stratix II	–	–	–
Dispositivo	EP2S60F1020C4	–	–	–
Funciones combinacionales empleadas	7.772	–	–	–
ALUTs	–	12.494	48.352	26 %
Registros empleados	–	10.870	60.440	18 %
Patillas de entrada / salida	–	82	719	11 %
Bits de memoria	–	652.840	2.544.192	26 %
Bloques DSP con elementos de 9 bits	–	232	288	81 %
PLLs	–	5	12	42 %

En el receptor destacan el bloque de FFT, en cuanto a consumo de elementos lógicos, elementos de DSP y bits de memoria; y el Filtro, principalmente en consumo de memoria.

Hasta aquí se han presentado resultados interesantes sobre el desarrollo del sistema. Ahora se van a mostrar los resultados obtenidos del funcionamiento del mismo en simulación, en función de los parámetros de entrada.

Tabla 4-2. Recursos de la FPGA empleados por los bloques del prototipo.

Bloque	ALUTs	ALMs	LC Combinacionales	LC Registros	Bits memoria	Elementos DSP	DSP 9x9	DSP 18x18	DSP 36x36
Entrada/Salida datos	273	161	88	245	288	0	0	0	0
TRANSMISOR	4.482	2.766	2.906	3.814	497.248	68	0	18	4
Multiplexor	23	17	21	9	0	0	0	0	0
Modulador QAM	6	6	6	0	96	0	0	0	0
Inserción patrones	53	32	51	29	64	0	0	0	0
IFFT	3.340	2.009	2.029	3.146	34.560	24	0	12	0
Extensión cíclica	200	146	118	193	13.312	8	0	0	1
<i>Windowing</i>	208	155	123	200	28.096	8	0	0	1
Modulador	436	261	361	237	421.120	28	0	6	2
Otros (Tx)	216	140	197	0	0	0	0	0	0
RECEPTOR	7.739	4.887	4.434	6.811	155.304	164	0	10	18
Filtro	1.160	648	591	1.160	65.520	0	0	0	0
Detector silencio	52	28	46	42	0	0	0	0	0
Demodulador	115	67	63	109	11.520	12	0	6	0
Sincronización	50	34	48	28	24.576	0	0	0	0
FFT	5.509	3.591	2.987	5.061	46.680	96	0	0	12
Estimación canal	221	121	205	187	2.528	40	0	4	4
Corrección canal	88	50	86	56	0	16	0	0	2
Demodulador QAM	224	138	207	9	0	0	0	0	0
Demultiplexor	89	57	25	85	384	0	0	0	0
Otros (Rx)	231	153	176	74	4.096	0	0	0	0

En primer lugar se ha simulado *grosso modo* el funcionamiento general del sistema variando ciertos parámetros entre los rangos más representativos, con la intención de obtener su relación con los datos más interesantes del sistema. En la Tabla 4-3 se muestran los coeficientes de correlación entre los distintos parámetros. Como se puede deducir de dicha tabla, la Tasa de Bits es función del Ancho de Banda y del tipo de modulación QAM elegida; y la Relación de Bits Erróneos (BER) es función principalmente del inverso de la Relación Señal – Ruido (SNR) y del tipo de modulación QAM.

A partir de estos resultados, se han realizado nuevas simulaciones de la Tasa de Bits y del BER centradas en los parámetros que definen su comportamiento. Los resultados obtenidos se muestran en la Figura 4-15 y en la Figura 4-16, respectivamente. Como se puede observar en la Figura 4-15, la Tasa de Bits crece linealmente con el ancho de banda empleado y con el tipo de modulación QAM elegida. Los escalones se deben a que la Tasa de Bits depende del número de subportadoras OFDM que quepan en el ancho de banda asignado. Por eso, si aumentamos ligeramente el ancho de banda del sistema pero no lo suficiente como para que quepa otra portadora, la Tasa de Bits máxima del sistema permanece constante. Cuando se aumenta lo suficiente como para poder incorporar una nueva portadora, la Tasa de Bits aumenta, produciéndose un escalón respecto del valor anterior.

Tabla 4-3. Coeficientes de correlación entre los parámetros más representativos del sistema.

	SNR	Retardo	Ancho Banda	QAM	Número patrones	$F_{PortPcpal}$	Número Bits erróneos	Tasa bits	BER
SNR	1	0	0	0	0	0	-0'2549	0	-0'4517
Retardo	0	1	0	0	0	0	0'0701	-0'0605	0'1116
Ancho banda	0	0	1	0	0	0	0'4574	0'6824	0'0749
QAM	0	0	0	1	0	0	0'6653	0'6656	0'5205
Número patrones	0	0	0	0	1	0	-0'0384	-0'0488	-0'0110
$F_{PortPcpal}$	0	0	0	0	0	1	-0'0040	0	-0'0192
Número bits erróneos	-0'2549	0'0701	0'4574	0'6653	-0'0384	-0'0040	1	0'8300	0'7486
Tasa bits	0	-0'0605	0'6824	0'6656	-0'0488	0	0'8300	1	0'3826
BER	-0'4517	0'1116	0'0749	0'5205	-0'0110	-0'0192	0'7486	0'3826	1

Otra característica que se observa es que, cuanto mayor es la modulación, mayor es el escalón de la curva, pues cada portadora transporta tantos bits como la modulación QAM elegida (4 bits en el caso de 16-QAM, 8 bits en el caso de 256-QAM). Esto supone que, para el mismo ancho de banda del canal de comunicaciones, se pueden transportar más bits de información cuanto mayor sea el tipo de modulación empleada.

Sin embargo, la Figura 4-16, que representa el BER del sistema, indica que cuanto mayor es la modulación QAM elegida, mayor es la probabilidad de que existan bits erróneos en la trama y con una tasa de fallo mayor. Por ejemplo para 16-QAM, la tasa de fallo es nula cuando hay menos ruido del 15 % de la señal, es decir, cuando el SNR es mayor de 16 dB. O para el caso de 20 dB, la tasa de fallos es mayor cuanto mayor sea la modulación, alcanzándose el 10 % de bits erróneos con 128-QAM y superiores. Esta figura indica la robustez de 4-QAM ante el ruido, ya que no existen errores hasta que el ruido supera el 56 % (5 dB) de la señal. Y con un 100 % (0 dB) de ruido respecto de la señal, los bits erróneos no superan el 0'3 %.

Hay que tener en cuenta que, mediante técnicas de detección y corrección de errores, se puede reducir el BER del sistema y mejorar el resultado, aunque estas técnicas no se han aplicado al sistema desarrollado porque reducen el ancho de banda efectivo.

Por lo tanto, existe un compromiso entre la máxima Tasa de Bits que el sistema es capaz de transmitir y la robustez del sistema frente al ruido del canal de comunicaciones.

Con esto quedan mostrados los resultados más representativos del sistema y de su funcionamiento.

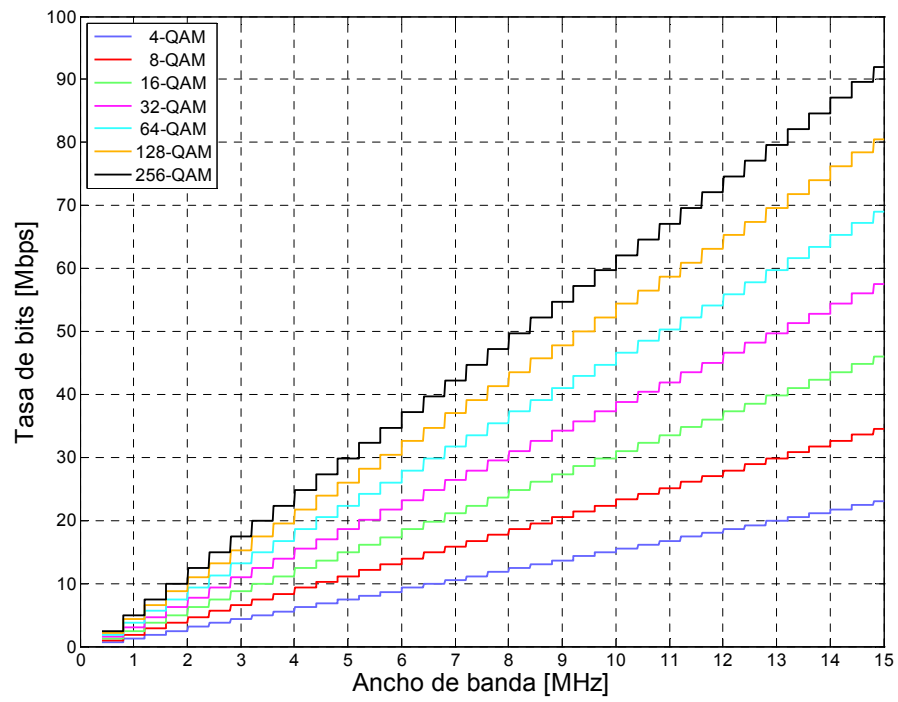


Figura 4-15. Representación de la Tasa de Bits máxima del sistema.

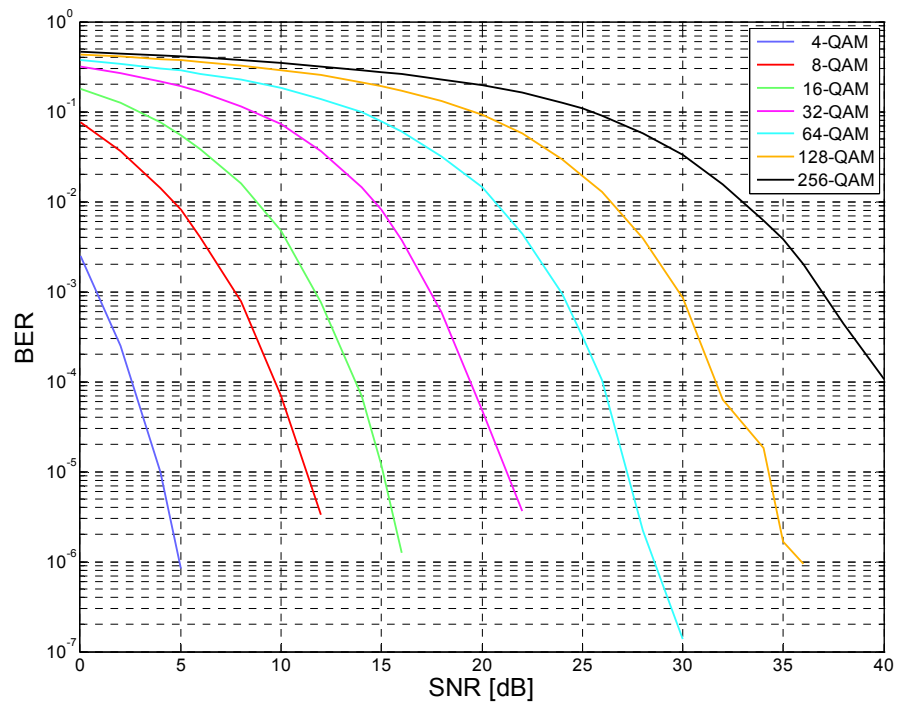


Figura 4-16. Representación del BER del sistema.

4.5. Conclusiones

En este capítulo se han mostrado los resultados del sistema que permiten concluir los siguientes puntos:

- El sistema digital de comunicaciones desarrollado en la Tesis Doctoral es viable, como se ha podido demostrar con el prototipo desarrollado en el laboratorio.
- El simulador desarrollado es fiel al funcionamiento del prototipo del sistema, por lo que es válido para simular los distintos comportamientos del sistema en función de los parámetros de configuración. El simulador es la principal herramienta de desarrollo para implantaciones reales del sistema.
- Los *bit-rate* a los que puede transmitir el sistema son altos, respecto al ancho de banda empleado, en comparación con la transmisión en banda base. Esto hace muy atractivo al sistema para su empleo en la ampliación de líneas de comunicaciones, desaprovechadas parcialmente. En esta tesis se han obtenido 8 Mbps en 3 MHz frente a los 1'5 Mbps de MVB en 12 MHz.
- La sensibilidad al ruido del sistema desarrollado es relativamente baja, lo que demuestra su robustez en el funcionamiento, pudiendo alcanzar un compromiso satisfactorio entre la máxima tasa de bits y la sensibilidad al ruido del sistema.
- Una modulación adecuada puede ser 16-QAM, porque alcanza tasas de bits aceptables para muchos sistemas y no tiene una tasa de error elevada. También se pueden utilizar modulaciones 32 ó 64-QAM o superiores, que aumentan notablemente el *bit-rate* del sistema, junto con mecanismos de detección y corrección de errores, que minimizan o anulan la tasa de error a cambio de reducir un poco el *bit-rate*. Por otro lado, para ciertas aplicaciones multimedia, poco sensibles a errores puntuales, puede interesar aumentar el bit-rate sin necesidad de añadir mecanismos de corrección de errores.

Capítulo 5

Aplicación experimental con TCN

5.1. Introducción

La evolución de la tecnología y la demanda de servicios de conexión a Internet han provocado la aparición de nuevos sistemas de comunicaciones, como el *Power Line Communication* (PLC), sobre el cableado eléctrico, o el *Asymmetric Digital Subscriber Line* (ADSL), sobre el par telefónico. En ambos casos, el sistema aprovecha el cableado instalado en los edificios para transmitir datos de información simultáneamente con energía eléctrica o con señal de audio en banda base, de forma que la instalación de los nuevos equipos sea sencilla y barata.

La manera de ampliar la capacidad de transmisión de la línea de energía y de la línea telefónica es modulando en alta frecuencia los datos digitales de información, de tal forma que el espectro en frecuencia se divide en, al menos, dos bandas: una banda base por la que se transmite o bien la energía o bien el audio, y otra banda en alta frecuencia, separada de la anterior, por la que se transmiten datos digitales. Por ejemplo, en el cableado eléctrico el espectro se divide en una banda a 50 Hz, para la energía, y en otra banda desde 2 MHz hasta 30 MHz para PLC. A su vez éste divide su banda en otras tres: de 2 a 10 MHz, de 10 a 20 MHz y de 20 a 30 MHz, alternando su uso entre los distintos tramos de cable para evitar interferencias entre sí.

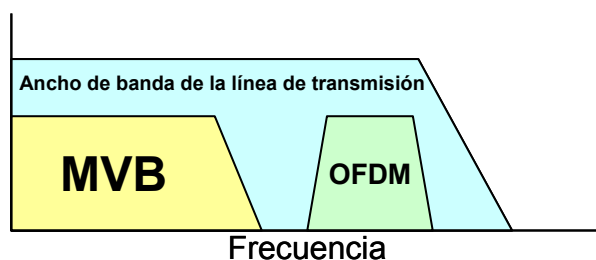


Figura 5-1. Distribución del ancho de banda del canal.

Esta misma filosofía se ha aplicado al *Train Communication Network* (TCN) [IEC 61375-1, 1999] embarcado en un tren, como complemento al desarrollo realizado en esta Tesis. Se ha investigado el funcionamiento del sistema digital de comunicaciones de la Tesis con un bus de comunicaciones industrial, concretamente el MVB del TCN,²⁶ con el que el autor lleva trabajando varios años. En este caso, las tramas TCN de control del tren se transmiten en banda base, y a frecuencias superiores se transmite otro tipo de información, como por ejemplo vídeo, audio y señales de control, sin interferirse entre sí, tal y como se esquematiza en la Figura 5-1.

En este capítulo se presentan las particularidades del análisis y los resultados obtenidos en el banco de pruebas construido en el laboratorio. Está dividido en varios apartados. En el primero se hace una introducción al estándar TCN, para entender mejor el sistema industrial empleado. En el apartado 5.3 se describe el análisis inicial que se hizo previo a los ensayos realizados en laboratorio. En el siguiente apartado se muestran los resultados obtenidos en el laboratorio. A continuación, en el apartado 5.5 se aborda el problema de la comunicación a lo largo de un tren completo, y en el 5.6 se plantea una propuesta de funcionamiento conjunto entre TCN y el sistema desarrollado en esta Tesis. Para terminar, se enumeran las conclusiones del capítulo.

5.2. Introducción al IEC 61375-1

5.2.1. Revisión histórica

Durante los años 80, existía una creciente necesidad entre los operadores ferroviarios de desarrollar un moderno y versátil sistema de comunicaciones embarcado en los trenes, que permitiese el traspaso de información entre los distintos equipos de un vehículo ferroviario y entre los equipos de diferentes

²⁶ El sistema desarrollado también se puede emplear en otros medios de transporte con cualquier otro sistema de comunicaciones.

vehículos del tren. También era necesario unificar los criterios de interfaz entre los equipos de distintos fabricantes de tal forma que los vehículos desarrollados en diferentes países pudiesen interactuar como elementos de una misma red.

A finales de 1988, la *International Electrotechnical Commission* (IEC) y la *Union Internationale des Chemins de fer* (UIC), como organismos más destacados, empezaron a estudiar en profundidad todos los aspectos relacionados con el desarrollo de una norma estándar internacional que especificase los requisitos necesarios para la comunicación de todos los equipos embarcados en un tren.

Las necesidades principales de este desarrollo eran:

- Interoperabilidad a nivel de tren, para permitir la comunicación entre vehículos ferroviarios de distintos países.
- Interoperabilidad a nivel de vehículo, para permitir la comunicación entre dispositivos de fabricantes diferentes.
- Mejora del funcionamiento e introducción de nuevos servicios.
- Soporte de las fases de configuración y mantenimiento y una reducción general en el coste del ciclo de vida de los productos.
- Abierto a sistemas externos, para enlazar los sistemas embarcados con los sistemas de control y señalización de tierra.

Tras casi 10 años de trabajo en estos puntos, se obtuvo la red de comunicaciones embarcada *Train Communication Network* (TCN) [IEC 61375-1, 1999]. Para su validación y estandarización se realizó un gran proyecto europeo llamado ROSIN (*Railway Open System Interconnection Network*) [Rosin Consortium, 1996-2000; Umiliacchi, *et al.*, 1997], que comenzó en enero de 1996 y finalizó en marzo de 1999. Su objetivo era probar y validar la especificación TCN en ciertas áreas de funcionamiento. También se estudió una interfaz de aplicación estándar para garantizar la interoperabilidad universal de los dispositivos.

Finalmente, en octubre de 1999, en Kioto (Japón), TCN alcanzó el estado de Estándar Internacional como IEC 61375-1. Posteriormente, la Sociedad de Vehículos del IEEE (*IEEE Vehicular Society*) incluyó TCN en su *IEEE 1473-1999 IEEE Standard for Communications Protocol Aboard Trains*, como P1473-T.

Con este estándar se permite la compatibilidad y la comunicación entre los dispositivos de diferentes fabricantes instalados en el mismo coche o en diferentes vehículos del tren, la comunicación de datos para el control y dia-

gnóstico del tren, y la información a los pasajeros, unificando las comunicaciones embarcadas entre los distintos equipos del tren. Los servicios digitales principales que ofrece son, entre otros: el control de la tracción y del coche (puertas, luces...), y la centralización de la gestión y supervisión de todos los dispositivos auxiliares del tren

A partir de los resultados obtenidos en el proyecto ROSIN, se continuó con el proyecto europeo TrainCom (*Integrated Communication System for Intelligent Train Applications*) [Renner, 2001; TrainCom Consortium, 2001-2004], que comenzó en diciembre de 2000 y finalizó en febrero de 2004. Su objetivo era especificar y desarrollar un sistema completo de comunicaciones para aplicaciones telemáticas y de supervisión remota, integrando la red embarcada, por ejemplo TCN, con los servicios en tierra mediante radio enlaces de telefonía móvil GSM (*Global System for Mobile communications*) y tecnologías de Internet. De este proyecto se ha obtenido una especificación de pruebas para validar la red TCN y se han desarrollado una arquitectura y algunos elementos básicos de un sistema de soporte para mantenimiento.

Por último, el tercer gran proyecto europeo que ha seguido con el estudio de TCN fue EuRoMain (*European Railway Open Maintenance System*) [EuRoMain Consortium, 2002; Umiliacchi and Shingler, 2006], que comenzó en abril de 2002 finalizando en marzo de 2005. Este proyecto tenía como objetivos definir, implementar y validar un completo sistema de soporte para el mantenimiento de ferrocarriles, que permitiese la supervisión y el diagnóstico remoto de equipos embarcados en trenes, todo ello mediante un enlace de datos automático y en tiempo real. También se desarrollaron y validaron módulos *hardware* y *software* prototipos, integrándolos en la infraestructura de comunicaciones desarrollada en el proyecto TrainCom.

5.2.2. Funcionamiento

La comunicación entre los equipos embarcados se realiza mediante una arquitectura de buses jerarquizada en dos niveles: el **bus de tren**, que conecta los vehículos entre sí, y el **bus de vehículo**, que conecta el equipo embarcado en un vehículo o grupo de vehículos (véase la Figura 5-2). Ambos utilizan un protocolo Maestro-Esclavo.

El bus de tren especificado es el *Wire Train Bus* (WTB), el cual permite la comunicación entre los equipos de diferentes vehículos del mismo tren. Este bus se conecta a los **Nodos**, localizados en cada vehículo, que son dispositivos que actúan como puertas de enlace entre el bus de tren y los diferentes buses de vehículos de cada coche. La información se transmite a 1 Mbps y es autoconfigurable ante cambios de la composición del tren, es decir, detecta el enganche y desenganche de vehículos en el tren y configura automáticamente los dispositivos de la nueva red.

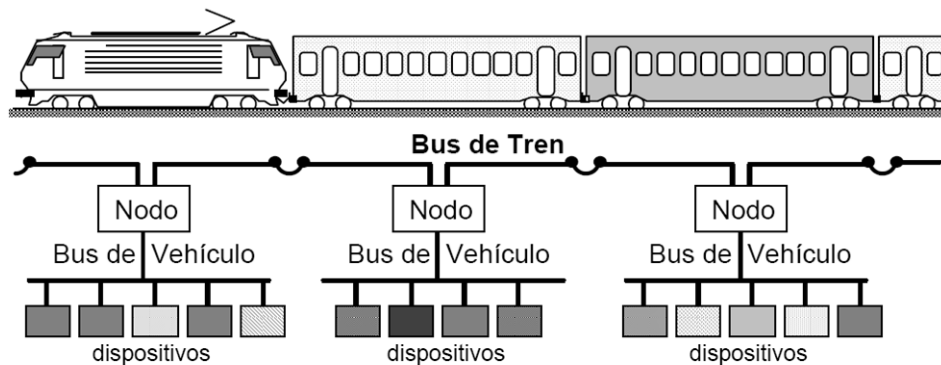


Figura 5-2. Arquitectura de buses de TCN.

El bus de vehículo especificado en el estándar TCN es el *Multifunction Vehicle Bus* (MVB), que es un bus de comunicaciones serie que permite el intercambio de información entre los equipos instalados en un entorno local. A él se conectan los equipos con sensores y actuadores instalados en el vehículo, así como los dispositivos de control y supervisión. Su *bit-rate* es de 1'5 Mbps y no es autoconfigurable. Un vehículo puede tener uno o varios buses de vehículo. Éste puede alargarse por varios vehículos, como en el caso de unidades de tren de transporte masivo (unidades múltiples) que no se separan durante su uso diario.

El empleo de esta red está tan extendido internacionalmente que su uso en esta Tesis está justificado y los resultados obtenidos de su funcionamiento con el sistema desarrollado son de interés industrial. A continuación se comentan las peculiaridades tenidas en cuenta en el análisis previo.

5.3. Análisis previo

En este apartado se comenta lo más relevante de lo investigado sobre el modo de acoplar el sistema OFDM al bus MVB sin provocarle perturbaciones, y sobre las frecuencias de trabajo de cada uno de los dos sistemas, derivando en el diseño de los filtros necesarios para compatibilizar ambos funcionamientos. Por último, se muestra un esquema del banco de pruebas construido en el laboratorio.

5.3.1. Acoplamiento

El acoplamiento de los sistemas al bus es un punto muy importante para mantener el correcto funcionamiento de aquéllos. Si el acoplamiento no es adecuado, la impedancia del bus puede variar tanto que impida que la energía de las señales transmitidas se propague convenientemente a lo largo de toda la línea de comunicaciones.

Respecto al bus MVB, el estándar IEC 61375 define tres tipos de medios de transmisión:

- ESD (*Electrical Short Distance*): utiliza un par de cables con transmisión diferencial de acuerdo con el estándar RS-485. Soporta hasta 32 dispositivos sobre una distancia de 20 m sin necesidad de aislamiento galvánico.
- EMD (*Electrical Middle Distance*): utiliza un par de cables trenzados y apantallados. Soporta hasta 32 dispositivos sobre una distancia de 200 m empleando transformadores para aislamiento galvánico.
- OGF (*Optical Glass Fiber*): utiliza un bus de fibra óptica a través de un acoplador en estrella. Alcanza una distancia de 2 km. Se emplea especialmente en entornos electromagnéticamente críticos, como las locomotoras.

Además, se tiene conocimiento de un cuarto medio empleado en los trenes actuales. Se denomina ESD+ y es una mezcla entre el medio ESD y el EMD definidos anteriormente. Este medio, mediante optoacopladores, permite trabajar con distancias de hasta 200 m de cable trenzado sin necesidad de emplear transformadores para lograr el aislamiento galvánico.

Para poder acoplar los dos sistemas analizados en la Tesis es necesario dotarles de aislamiento galvánico, para no cargar al bus con la instalación de nuevos dispositivos, y para alcanzar, como mínimo, las longitudes de trabajo necesarias (entre 30 y 40 m para un vehículo ferroviario). Por lo tanto, el bus MVB debe trabajar con el medio EMD o, en su defecto, ESD+, aunque no se ha probado con esta configuración.

Por la parte del sistema OFDM, su acoplamiento se puede realizar de forma inductiva o capacitiva para poder instalar el sistema sobre el bus MVB sin necesidad de abrir la línea de transmisión. El procedimiento elegido es el capacitivo porque el inductivo tiene mayores pérdidas de energía, como indican [Berterreix and Bonet, 2006] en su tesis, y porque es el empleado en los dispositivos de MVB a los que ha tenido acceso el autor. De esta forma se consigue que todos los dispositivos del bus tengan el mismo acoplamiento.

En el Apéndice F se detallan los esquemas y el material empleado en los acoplamientos de los dispositivos.

5.3.2. Filtrado

El segundo punto analizado ha consistido en estudiar la señal que se propaga por el MVB. Para ello se ha monitorizado una trama del bus (mostrada en la Figura 5-3 en azul) y su Densidad Espectral de Energía (PSD), mostrada en la Figura 5-4 en azul. Como se aprecia en esta última figura, la señal reparte su energía a lo largo de un espectro muy amplio. Concretamente, en la zona entorno a 20 MHz, que es la utilizada por el sistema OFDM desarrollado, tiene una componente espectral notable (-85 dB). Para evitar que las tramas del MVB interfieran con las de OFDM, es necesario filtrar las primeras desde una frecuencia determinada para que su energía sea insignificante comparada con la de OFDM en la banda de interés. Para ello y tras varios ensayos, se ha tomado la decisión de utilizar un filtro paso bajo pasivo de primer orden, porque es sencillo de instalar, barato y bidireccional.²⁷ Con el filtro utilizado, la energía de la trama de MVB (-105 dB) es despreciable a partir de unos 12 MHz sin deteriorar demasiado la señal, (véase la comparación en la Figura 5-3). Como las tramas MVB se decodifican por flancos, la red puede seguir funcionando normalmente, dejando libre la banda de frecuencias altas para emplearla con OFDM.

Respecto a los dispositivos del sistema OFDM desarrollado, el Transmisor no necesita ningún filtro porque la señal transmitida está acotada en la banda de frecuencias deseada. De todas formas, para evitar que la banda de OFDM pueda perturbar las bandas adyacentes por un mal funcionamiento del DAC, se puede añadir un filtro analógico paso banda a la salida del transmisor. Por otra parte, el Receptor tiene implementado un filtro digital en su interior, tal y como se comenta en el Capítulo 3.

5.3.3. Conexión al MVB

En la Figura 5-5, se muestra un diagrama de bloques de la conexión de los dispositivos MVB y del sistema OFDM al bus MVB. Este diagrama esquematiza el banco de pruebas construido en el laboratorio.²⁸ Como se puede observar, cada uno de los equipos conectados tiene un acoplamiento en el punto de conexión con el bus, para evitar que la impedancia de éste varíe demasiado.

²⁷ El esquema y el material empleado en el filtro se describen en el Apéndice E.

²⁸ En el Apéndice F se detalla el material empleado en este banco de pruebas y la repercusión sobre el sistema MVB ante una implantación industrial en tren.

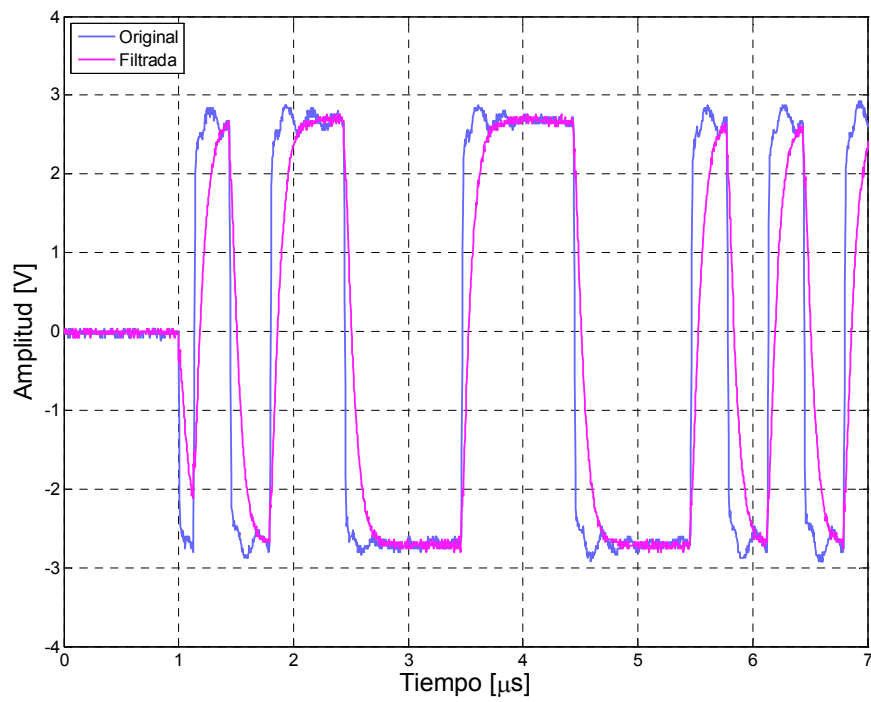


Figura 5-3. Comparación de las señales de MVB original y filtrada.

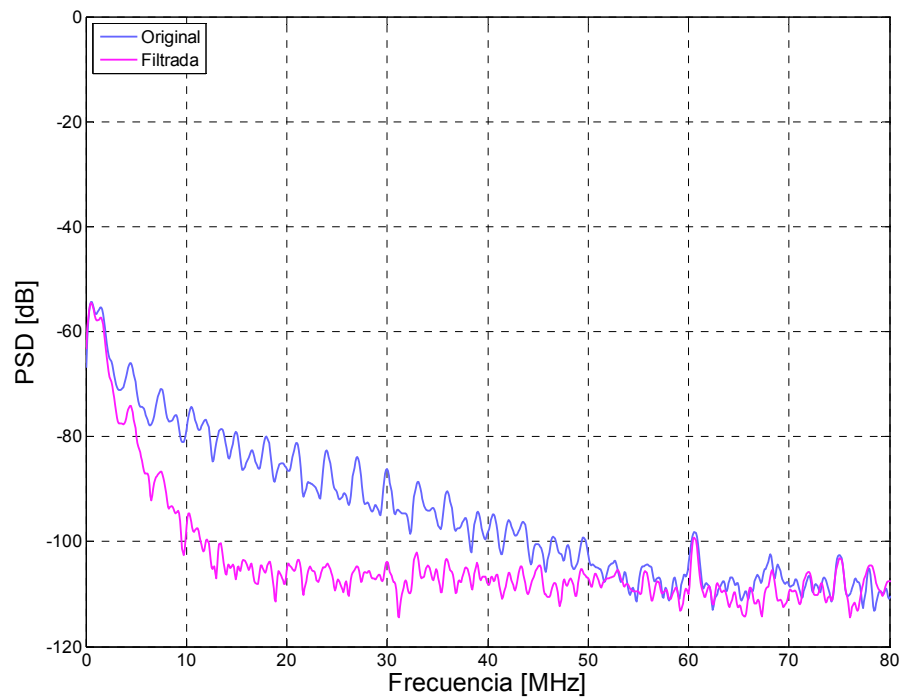


Figura 5-4. Comparación de las densidades espectrales.

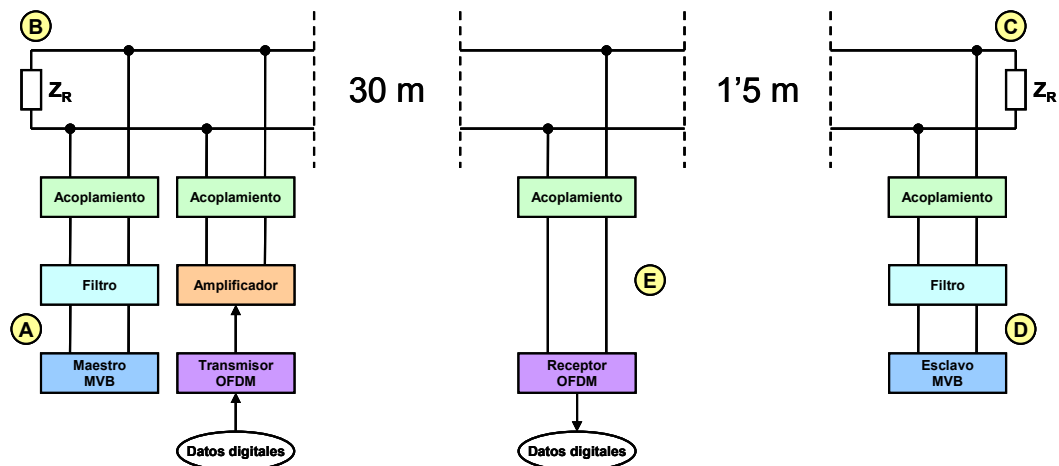


Figura 5-5. Diagrama de bloques de la conexión del sistema OFDM al bus MVB.

5.4. Resultados

En este apartado se muestran los resultados obtenidos en esta fase de investigación de la Tesis. Las figuras que se muestran a continuación son señales medidas directamente en el banco de pruebas montado en el laboratorio. En primer lugar, se han realizado medidas en el extremo del bus donde están los transmisores de MVB y de OFDM. Y posteriormente se han medido en el otro extremo del bus. Con estos resultados se pretende demostrar el correcto funcionamiento del sistema completo.

En la Figura 5-6 se muestra la señal transmitida por el Maestro de MVB en dos puntos diferentes del sistema. La primera medida está realizada en el punto A de la Figura 5-5 y la segunda en la impedancia de carga del bus del lado transmisor (punto B de la figura). Se aprecia claramente cómo la señal OFDM, que se está transmitiendo simultáneamente desde el sistema desarrollado, se suma a la señal MVB generada.

En la Figura 5-7 se representa la energía espectral de las señales anteriores. Se observa que la coincidencia en la banda filtrada (0 – 12 MHz) es notable, diferenciándose en la banda empleada por el sistema OFDM, entorno a los 20 MHz. Este efecto es debido a la actuación del filtro sobre la señal MVB que se propaga por la línea de transmisión.

En la Figura 5-8 se muestran las señales recibidas en el extremo receptor de la línea. Concretamente la gráfica superior se ha obtenido en el punto C indicado en la Figura 5-5, y la inferior en el punto D. Debido a la atenuación sufrida por las señales en la línea, apenas se aprecia el rizado de OFDM sobre la señal MVB (gráfica superior de la Figura 5-8). Aunque si se compara con la señal que recibe el dispositivo Esclavo de MVB (gráfica inferior), sí se nota una leve diferencia. Para apreciar mejor este efecto, en la Figura 5-9 se muestra un detalle de ambas señales.

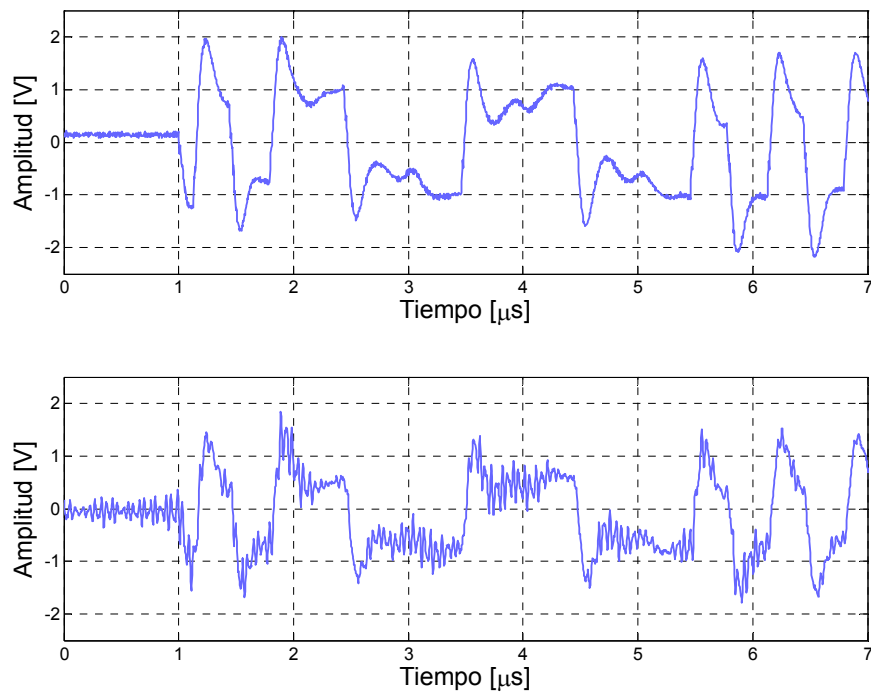


Figura 5-6. Señales generadas en un extremo de la línea: arriba punto A y abajo punto B de la Figura 5-5.

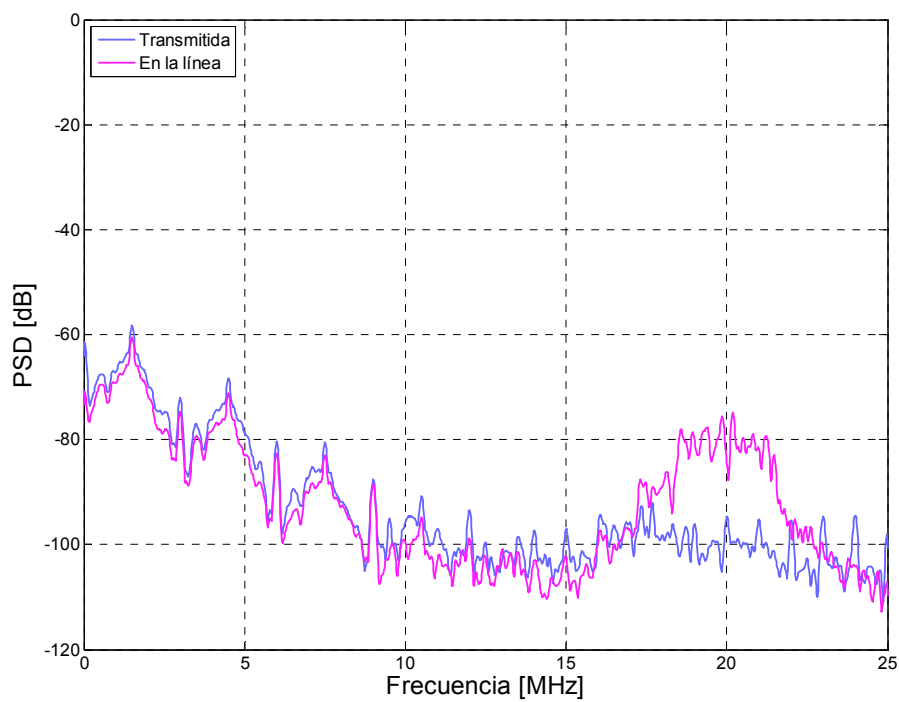


Figura 5-7. Espectro de energía de las señales transmitidas.

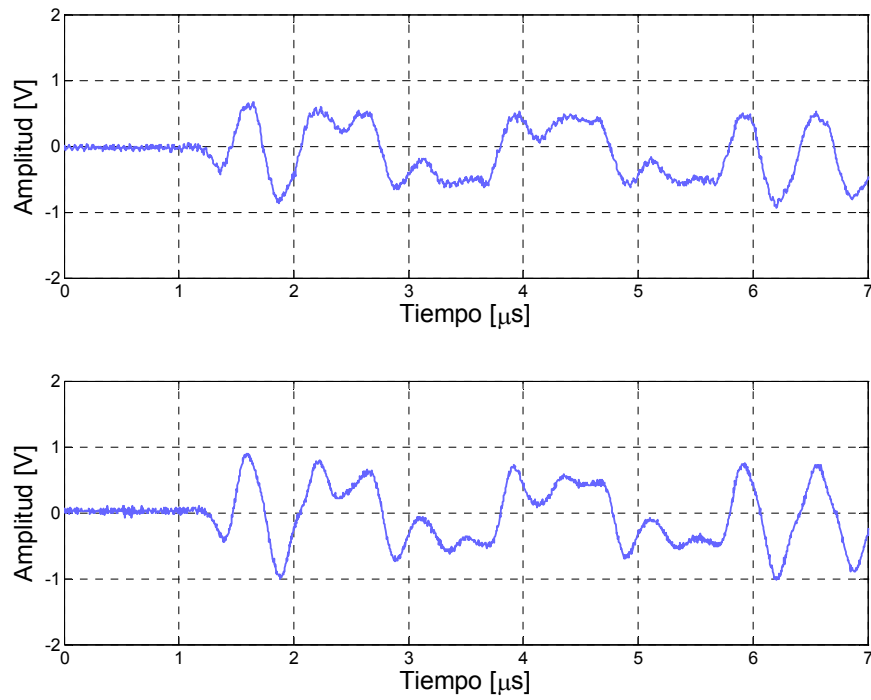


Figura 5-8. Señales recibidas en el extremo receptor de la línea: arriba punto C y abajo punto D de la Figura 5-5.

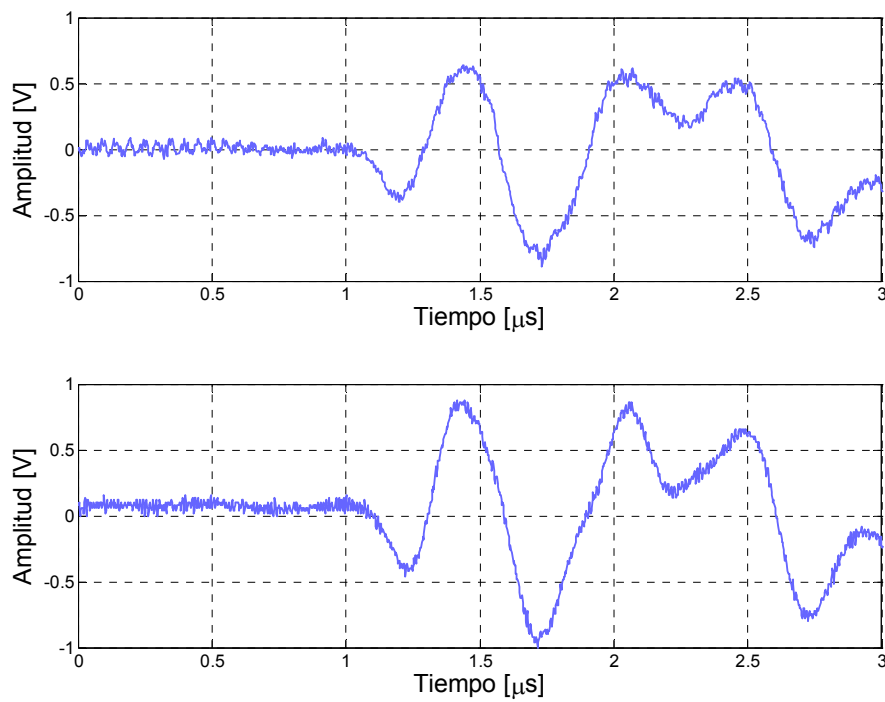


Figura 5-9. Detalle de las señales recibidas: punto C (arriba) y punto D (abajo).

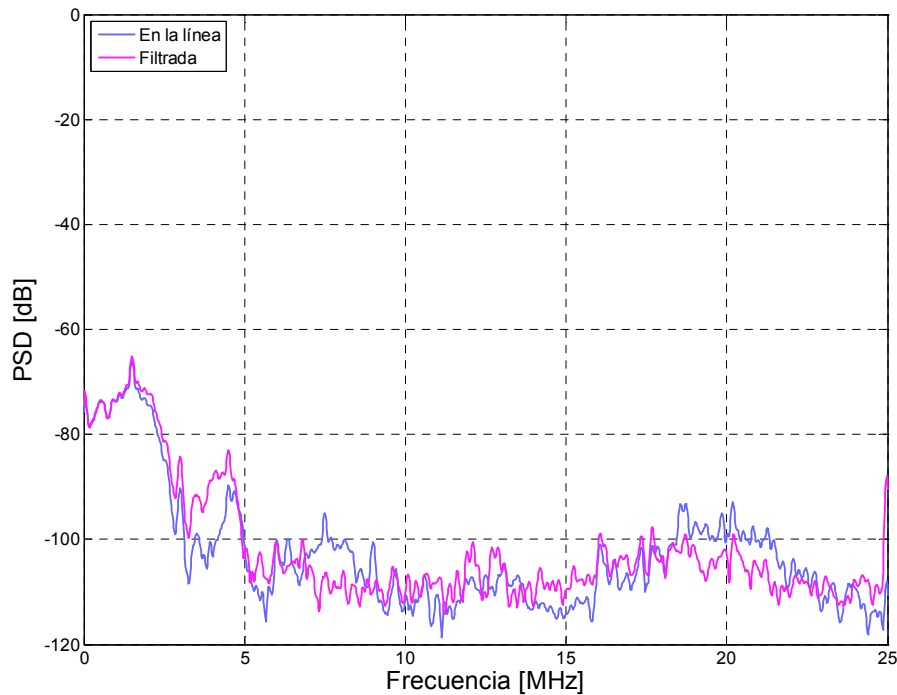


Figura 5-10. Densidad espectral de las señales recibidas.

También se puede apreciar esta diferencia observando la gráfica de la densidad espectral de la señal en la línea (Figura 5-10). Ésta, levemente indica la presencia de señal OFDM alrededor de 20 MHz, energía que es eliminada por el filtro del Esclavo MVB.

Para concluir con el análisis de los resultados, se muestran a continuación los obtenidos del sistema desarrollado. En la Figura 5-11 se representa la señal que recibe el conversor AD del receptor OFDM, medida realizada en el punto E de la Figura 5-5. En ella se aprecia un pequeño rizado sobre la señal MVB, correspondiente a la componente de señal OFDM que llega hasta el final de la línea. Esta señal recibida es filtrada en el receptor OFDM para eliminar la señal MVB y parte del ruido añadido a la línea, obteniéndose la señal mostrada en la Figura 5-12.

En la Figura 5-13 se representa la densidad espectral de las dos señales, original y filtrada. En la primera se aprecian claramente la componente de MVB (hasta unos 12 MHz) y la de OFDM (entre 18 y 22 MHz). Mientras que en la segunda sólo queda la parte correspondiente a la señal OFDM, que es la que debe operar el sistema. Las jorobas observadas en la parte baja de frecuencias de la señal filtrada corresponden a reflexiones de la señal OFDM en el bus. Esto deriva en algunos errores de bits, como se puede observar en la Figura 5-14, donde se representa el mapa QAM de los datos recibidos en el receptor OFDM.

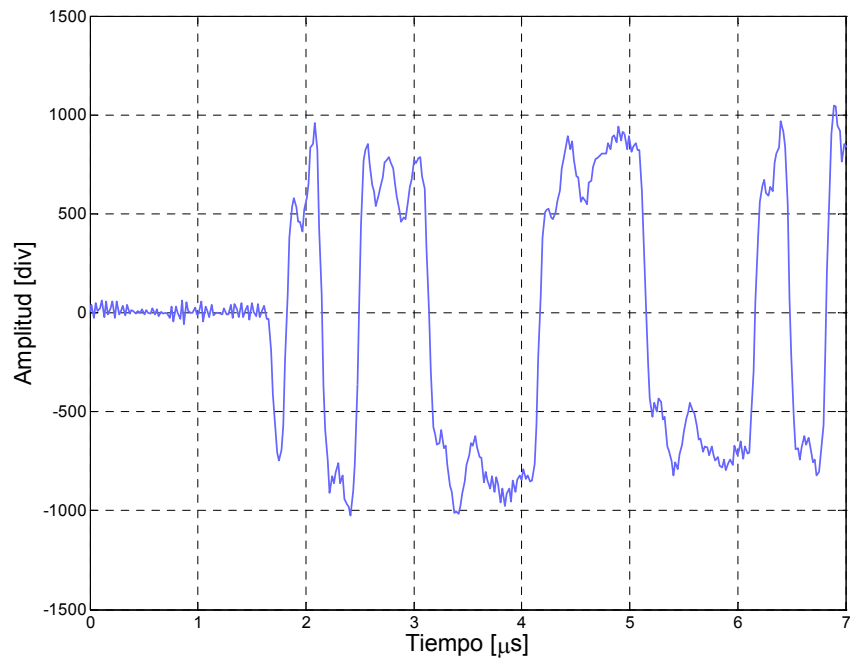


Figura 5-11. Señal recibida por el sistema OFDM.²⁹

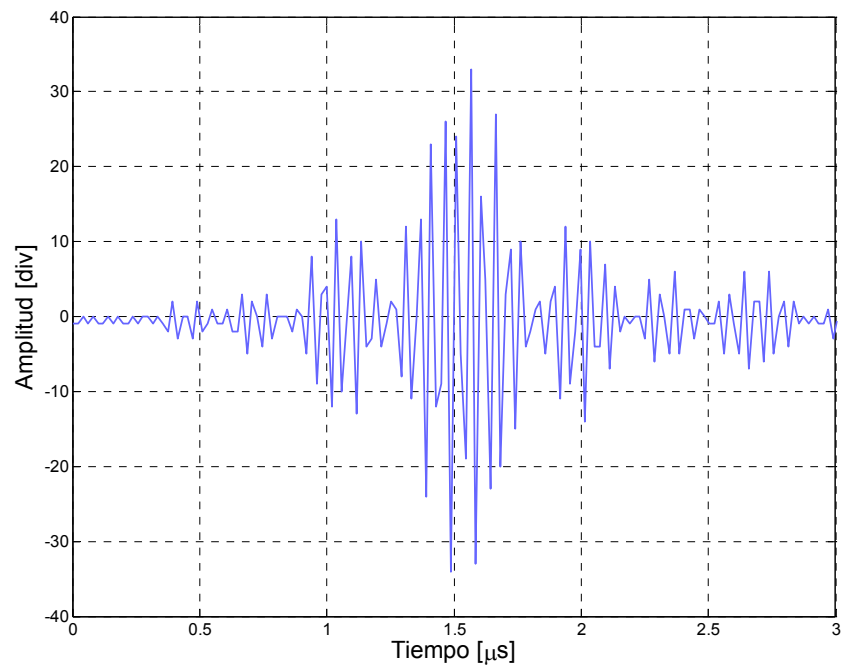


Figura 5-12. Señal recibida y filtrada en el receptor OFDM.

²⁹ 1 div = 0'49 mV

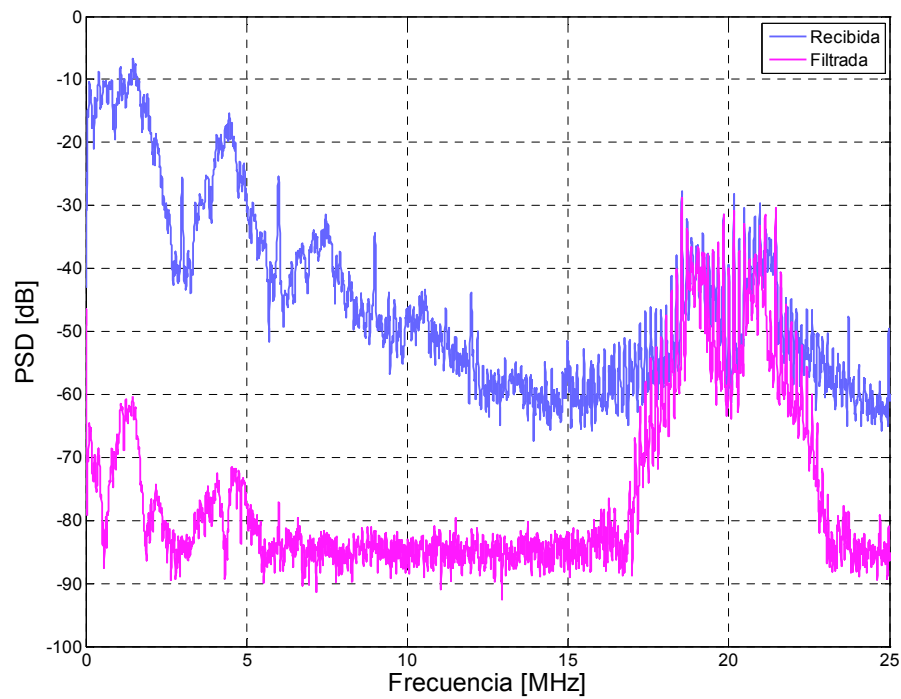


Figura 5-13. Densidad espectral de la señal recibida en el sistema OFDM, y la misma filtrada.

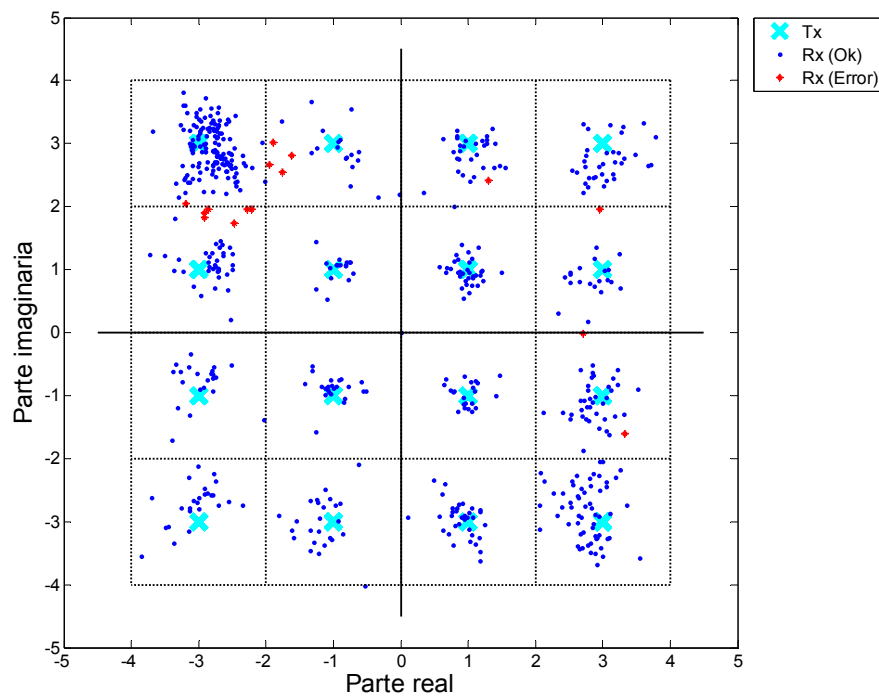


Figura 5-14. Mapa QAM de los datos recibidos en la señal OFDM.

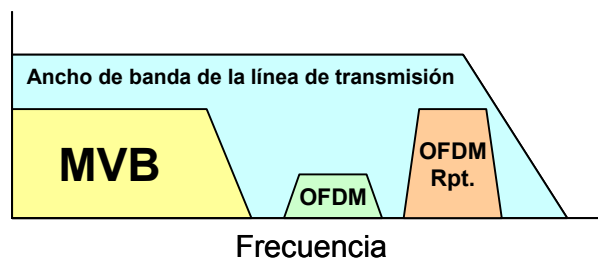


Figura 5-15. Distribución del ancho de banda usando repetidores.

Con esto se concluye el análisis realizado sobre el funcionamiento simultáneo del bus MVB y del sistema OFDM desarrollado en esta Tesis. A continuación se propone una solución para mantener la comunicación del sistema OFDM a lo largo de un tren completo y se propone un modo de funcionamiento para los dos sistemas analizados.

5.5. Comunicación a lo largo de un tren

Como se ha concluido en capítulos anteriores, el sistema OFDM debe funcionar en longitudes de un vehículo ferroviario para poder trabajar con suficiente ancho de banda, debido a la atenuación de la línea para longitudes mayores. Para conseguir que la señal OFDM se transmita a lo largo de un tren completo manteniendo el ancho de banda disponible en un vehículo, se propone el empleo de repetidores de señal OFDM en la unión entre vehículos ferroviarios.

Existen dos tipos de repetidores. Los que no necesitan abrir el bus de comunicaciones y los que sí abren el bus. Los primeros son dispositivos conectados a la línea como cualquier otro y que realizan las labores de recuperación y amplificación de señal. De esta forma se consigue mantener el sistema MVB tal y como se especifica en el estándar [IEC 61375-1, 1999] evitando problemas de seguridad y determinismo. El funcionamiento de estos repetidores consiste en recibir en una banda la señal atenuada, amplificarla y transmitirla en otra banda, como se esquematiza en la Figura 5-15. Este modo de funcionamiento es el empleado en el sistema PLC, donde las protecciones aplican una atenuación significativa a la señal y donde no se puede abrir el circuito de potencia para mantener la alimentación eléctrica [Gallagher, 2004]. La ventaja de esta propuesta es que se puede utilizar un gran ancho de banda a lo largo de un tren completo, y la desventaja es que el ancho de banda efectivo es la mitad del disponible, pues un único canal de comunicaciones emplea dos bandas para propagarse a lo largo del tren.

El segundo tipo de repetidores abren el bus de comunicaciones, de tal forma que el repetidor tiene dos segmentos. Lo que recibe por uno de los segmentos lo recupera y amplifica transmitiéndolo por el otro segmento, y viceversa. La ventaja de este tipo de dispositivos es que se puede mantener todo

el ancho de banda efectivo de la línea a lo largo de todo el tren, puesto que en ambos segmentos se utiliza la misma banda de frecuencias. Los inconvenientes son que el bus MVB, en este caso, ya no correspondería con el estándar IEC 61375-1 a menos que al repetidor OFDM se le implante la funcionalidad de repetidor MVB; y que el desarrollo del repetidor OFDM es más complejo y está condicionado al sistema con el que comparte la línea.

En ambos casos el coste de instalación es similar, pues ambos instalan un único equipo en cada punto de repetición. Sin embargo, el coste de desarrollo es más caro en el segundo tipo.

5.6. Propuesta de funcionamiento simultáneo de MVB y OFDM

En este apartado se propone otro modo de funcionamiento simultáneo del bus MVB con el sistema OFDM desarrollado. Su finalidad es alcanzar una tasa de bits mucho mayor a la obtenida con la solución desarrollada hasta el momento.

La técnica consistiría en utilizar todo el ancho de banda de la línea para el sistema OFDM, integrando en su funcionamiento las tramas de MVB. De esta forma, con los 12 MHz de ancho de banda que emplea MVB para transmitir 1'5 Mbps, el sistema OFDM puede conseguir unos 35 Mbps con modulación 16-QAM, que sumado a los 75 Mbps de los 25 MHz de ancho de banda restantes, supone un gran aumento de la tasa de bits total del sistema en la línea.

Las ventajas de esta propuesta de funcionamiento son:

- **Mayor tasa de bits** que la solución en la que ambos sistemas comparten el ancho de banda de la línea. Como el sistema OFDM aprovecha la banda mucho mejor que la transmisión en banda base, se pueden alcanzar valores muy altos (en torno a 100 Mbps en un vehículo ferroviario) a cambio de integrar el sistema original en el sistema OFDM.
- **Mayores distancias de transmisión** para la misma tasa de bits. Como el ancho de banda de la línea depende de la distancia entre el transmisor y el receptor, se puede mantener el *bit-rate* actual, por ejemplo 8 Mbps con 16-QAM en 3 MHz, para alcanzar longitudes de transmisión mucho más largas, por ejemplo unos 200 m para los valores anteriores, reduciendo el ancho de banda disponible de la línea que por otro lado es innecesario.

Obviamente, esta propuesta no está exenta de inconvenientes, que son:

- **Mayor complejidad de desarrollo** del sistema OFDM. Para poder integrar la información de MVB en el sistema OFDM hace falta desarrollar la interfaz de comunicación entre ambos sistemas que administre la información de los mismos, lo que complica el desarrollo.
- **Instalación más cara.** El acceso al medio de los equipos actualmente instalados en el tren habría que modificarlo para integrarlo con el sistema OFDM. Esto supone un nuevo desarrollo hardware y una instalación más larga y complicada.
- **Fallos más críticos.** Con esta solución, si el sistema OFDM fallase, provocaría, indirectamente, el fallo del sistema MVB, mientras que con el funcionamiento descrito a lo largo de este capítulo, los sistemas son independientes.
- **Colisiones de MVB.** No se podrían detectar las colisiones que el estándar TCN contempla en algunos momentos del funcionamiento de MVB, lo que impediría un correcto funcionamiento del sistema, excepto si se lograra resolver este aspecto con alguna técnica determinada.

5.7. Conclusiones

En este capítulo se han presentado los resultados obtenidos de aplicar, sobre el bus industrial MVB, el sistema digital de comunicaciones desarrollado en la Tesis.

De este estudio se concluye que el sistema OFDM puede funcionar simultáneamente con otro sistema de comunicaciones, MVB en este caso, empleando la misma línea de comunicaciones. Los únicos requisitos son:

- un acoplamiento adecuado de todos los dispositivos conectados al bus, mediante aislamiento galvánico, y
- el empleo de filtros que acoten las bandas de frecuencias de cada uno de los sistemas, para evitar interferencias entre sí.

De la misma forma que han funcionado estos dos sistemas en el bus, pueden trabajar más sistemas, como por ejemplo otra banda de OFDM, siempre y cuando se mantengan las condiciones de acoplamiento y filtrado descritos anteriormente.

El límite del número de dispositivos que se pueden conectar al bus viene impuesto por el efecto de carga que tengan sobre el mismo los filtros conectados. En el laboratorio se han realizado pruebas con un tercer dispositivo

MVB y se ha observado un notable deterioro en el funcionamiento del sistema MVB, no así del sistema OFDM. Este efecto se achaca al montaje y a las conexiones realizadas en el laboratorio. Es de esperar que si se desarrollan tarjetas MVB con el filtro y el acoplamiento integrados en la placa, mejore el funcionamiento global del sistema.

En cuanto a la propagación de la señal OFDM a lo largo de un tren, se proponen dos formas. Una en la que se empleen repetidores instalados en cada coche que reciban la señal en una banda y la repitan en otra para no interferirse, de forma análoga a como se hace en PLC. Y otra en la que el repetidor divide el bus en dos segmentos, en los que utiliza las mismas bandas para recibir y repetir, pero en segmentos distintos.

Por último, existe otra posible solución de funcionamiento simultáneo de ambos sistemas integrando las tramas de MVB en el sistema OFDM. De esta forma, aprovechando el ancho de banda de MVB con el sistema OFDM, se pueden alcanzar tasas de bits cercanas a los 100 Mbps con todo el ancho de banda de la línea.

Capítulo 6

Conclusiones, aportaciones y desarrollos futuros

6.1. Introducción

En este capítulo se describen las conclusiones obtenidas de la investigación realizada en esta Tesis Doctoral, así como las aportaciones de la misma y las futuras líneas de trabajo a las que puede dar lugar.

La finalidad de este capítulo es agrupar lo más característico del trabajo realizado así como las conclusiones derivadas del mismo, para dar una visión más clara y completa sobre la investigación llevada a cabo.

El capítulo está estructurado en cuatro apartados. En el primero se resume la motivación de la Tesis y se presentan las conclusiones de la misma separadas en cada una de las fases de la investigación. En el apartado 6.3 se enumeran las aportaciones originales, y en el apartado 6.4 las líneas futuras de investigación. Por último, en el apartado 6.5, se indican las publicaciones relacionadas con la Tesis.

6.2. Resumen y conclusiones

Como se ha comentado en el primer capítulo de este documento, el rápido avance tecnológico, la aceptación social de las TIC y la inversión económica de los gobiernos y de las empresas, favorecen el desarrollo de nuevos sistemas de comunicaciones y la ampliación de los sistemas actuales. Esto deriva en un incremento de la información a intercambiar entre los equipos embarcados, que éstos no pueden soportar, lo que obliga a instalar nuevos sistemas.

Cuando la instalación se diseña sobre nuevos vehículos, no hay ningún inconveniente porque en la fase de diseño se pueden añadir los elementos que hagan falta para completar la instalación de los sistemas embarcados. Pero cuando se trata de instalar nuevos cableados y dispositivos en un vehículo ya fabricado, la falta de espacio hace que la labor sea muy difícil y costosa.

Entre las posibles soluciones encontradas a este problema, la mejor consiste en compartir la línea de transmisión entre un sistema embarcado en el vehículo y el nuevo sistema a instalar. En esta Tesis se ha desarrollado un sistema digital de comunicaciones capaz de funcionar simultáneamente con otro sistema en la misma línea de transmisión, y de transmitir un gran caudal de información en poco ancho de banda. La técnica empleada es OFDM, que está basada en técnicas de modulación y transmisión multi-portadora.

En vehículos nuevos, este sistema se puede utilizar con dos fines. Uno para reducir el cableado total del vehículo, reduciendo así el material y el coste de fabricación; y otro, para permitir ampliaciones futuras de los sistemas embarcados, es decir, construir el vehículo con los cableados necesarios para todos los sistemas embarcados, pudiendo ampliar su capacidad en un futuro con el sistema desarrollado en la Tesis.

El desarrollo del sistema originado en esta Tesis se ha dividido en cuatro fases, cuyas conclusiones se comentan a continuación.

6.2.1. Modelado

La primera fase de la investigación ha consistido en modelar matemáticamente la línea de transmisión de un tren, sobre la que se ha probado el sistema desarrollado. Concretamente se han analizado el cable de la línea de transmisión y el acoplamiento eléctrico entre vehículos ferroviarios, conocido como Scharfenberg. Los detalles de estos estudios se encuentran en el Capítulo 2, el Apéndice A y el Apéndice B.

Las conclusiones derivadas del análisis de estos dos elementos de la línea de transmisión son:

- Tanto el cable como el Scharfenberg se pueden modelar como una línea de transmisión. De ellos se han obtenido sus parámetros por unidad de longitud (atenuación, retardo e impedancia característica), los cuales permiten conocer los comportamientos del cable y del Scharfenberg en función de la frecuencia y de las características de la línea. También se ha obtenido la frecuencia máxima de operación en función de la longitud de la línea. Concretamente, para un vehículo ferroviario con una línea de transmisión de 30 m, el ancho de banda disponible son 37 MHz; y para un tren de tres vehículos, la máxima frecuencia de trabajo son unos 7 MHz.
- Con los modelos matemáticos del cable y del Scharfenberg se puede calcular el comportamiento de cualquier configuración de línea de transmisión de un tren completo.

6.2.2. Diseño del sistema

La segunda fase de la Tesis ha consistido en estudiar y analizar distintas técnicas de modulación y en diseñar el sistema digital de comunicaciones que permite aumentar la capacidad de la línea. En el Capítulo 3 y en el Apéndice C se reflejan los detalles del mismo.

De este diseño se han obtenido las siguientes conclusiones:

- La técnica OFDM es adecuada para cumplir el objetivo del sistema propuesto.
- El sistema se puede configurar para cualquier ancho de banda y con un amplio rango de *bit-rate* para cada caso según la modulación QAM escogida. Esto permite utilizar el sistema desarrollado en prácticamente cualquier línea de transmisión de cualquier medio de transporte, dada su capacidad de configuración a las necesidades de la línea. Por ejemplo, con 10 MHz de ancho de banda se pueden obtener 30 Mbps con una modulación 16-QAM, o 60 Mbps con 256-QAM. Con 13 MHz de ancho de banda se consiguen 40 y 80 Mbps para 16 y 256-QAM, respectivamente.

6.2.3. Simulador y prototipo

La tercera fase de la Tesis ha consistido en desarrollar un simulador y un prototipo del sistema diseñado en la fase anterior. Con el primero se simula el funcionamiento del sistema rápidamente, con la posibilidad de modificar

fácilmente los distintos parámetros de configuración del sistema para observar su influencia en el comportamiento.

Con el prototipo se ha comprobado experimentalmente el funcionamiento y la viabilidad del sistema desarrollado, y se ha validado el simulador anterior. Los resultados obtenidos de las pruebas realizadas al simulador y al prototipo se muestran en el Capítulo 4; la descripción funcional del simulador y del prototipo se detalla en el Apéndice D; y las características del prototipo desarrollado se detallan en el Apéndice E.

Las conclusiones obtenidas en esta etapa son:

- El sistema digital de comunicaciones desarrollado es viable, como se ha podido demostrar con el prototipo realizado en el laboratorio, con el que se han transmitido 8 Mbps en 3 MHz de ancho de banda.
- El simulador desarrollado es fiel al funcionamiento del prototipo del sistema, por lo que es válido para simular los distintos comportamientos del sistema en función de los parámetros de configuración. Este simulador permite seleccionar el modelo electromagnético de la línea, así como modificar cualquier parámetro de configuración del sistema OFDM (modulación QAM, duración del símbolo y de la trama, nivel de ruido en la línea, etc.).
- Los *bit-rate* a los que puede transmitir el sistema son altos, respecto al ancho de banda empleado, en comparación con la transmisión en banda base, lo que hace muy atractivo al sistema para su empleo en la optimización de líneas de comunicaciones parcialmente desaprovechadas. En el caso de aplicación de la Tesis con el bus MVB, se ha conseguido quintuplicar la capacidad de la línea con la cuarta parte de ancho de banda. Concretamente, el sistema MVB transmite 1'5 Mbps en 12 MHz de ancho de banda, mientras que el sistema desarrollado transmite 8 Mbps en 3 MHz.
- El sistema desarrollado es muy robusto ante ruido, lo que permite satisfacer el compromiso existente entre la sensibilidad al ruido del sistema y el *bit-rate* deseado. Concretamente, la modulación 4-QAM es la más robusta, con una tasa de bits erróneos entre 0'3 % y 0'0001 % cuando los niveles de ruido están entre 0 y 5 dB (entre el 100 % y el 56 % de ruido respecto de la señal); y con una tasa de error nula cuando el ruido es inferior al 56 % de la señal. Por el contrario, 256-QAM es la menos robusta ante el ruido de la línea. En este caso, la tasa de bits erróneos no desciende de 0'01 % cuando el ruido es el 1 % de la señal (SNR = 40 dB).

6.2.4. Aplicación experimental

La cuarta y última fase de la investigación realizada en la Tesis es más un complemento a la misma que un desarrollo propiamente dicho. En este caso se ha verificado la actividad del sistema desarrollado con otro ya estandarizado, concretamente el MVB del estándar IEC 61375, para validar el funcionamiento simultáneo de ambos. Los resultados obtenidos en esta fase se presentan en el Capítulo 5 y en el Apéndice F.

Las conclusiones obtenidas son:

- El sistema OFDM puede funcionar simultáneamente con otro sistema de comunicaciones, sobre la misma línea de transmisión, empleando los acoplamientos y filtros adecuados en cada dispositivo.
- A partir de lo anterior, el ancho de banda de la línea de transmisión se puede dividir en cuantas bandas se desee para que otros tantos sistemas funcionen simultáneamente sobre la misma línea. En este caso se deben mantener las condiciones de acoplamiento al bus y de filtrado de bandas de todos los sistemas involucrados. En la aplicación de esta Tesis, el sistema MVB ocupa la banda de 0 a 12 MHz, y el sistema OFDM utiliza la banda de 18 a 22 MHz, permitiendo el funcionamiento simultáneo de ambos sin interferirse entre sí.
- El máximo número de dispositivos que se pueden conectar al bus viene fijado por el efecto de carga que tengan sobre el mismo los filtros y acoplamientos conectados. Como en este caso se ha utilizado el mismo acoplamiento para los dispositivos MVB y para el sistema OFDM, se pueden conectar al bus 32 equipos en 200 m, que es lo que especifica la norma IEC 61375.
- Para permitir la propagación de la señal OFDM a lo largo del tren manteniendo los 37 MHz de ancho de banda del cable, se deben instalar repetidores entre cada dos coches. Para ello se pueden emplear dos técnicas. Una, que no requiere abrir el bus, en la que se reciba la señal en una banda y se repita en otra para no interferirse. Y otra, que divide al bus en dos segmentos, en la que repite en uno de los segmentos lo recibido por el otro, y viceversa.

Además, en esta fase se propone integrar la información del sistema MVB en el OFDM para alcanzar *bit-rates* mayores o para transmitir a mayor distancia, a cambio de un desarrollo y una instalación más costosos, y de una menor tolerancia a fallos.

6.2.5. Ventajas y desventajas

A modo de conclusiones, a continuación se presentan las ventajas detectadas en el funcionamiento del sistema OFDM con el bus MVB de la red TCN de un tren, aunque son aplicables a otros sistemas industriales:

- **Mayor capacidad.** Permite aumentar notablemente la capacidad de la línea de transmisión respecto al funcionamiento de MVB. Haciendo un uso total y óptimo del ancho de banda de la línea, permite mantener el funcionamiento actual de MVB e incluir bandas de datos independientes por las cuales se pueden transmitir varias decenas de Megabits por segundo. Concretamente, a los 1'5 Mbps del MVB se le han añadido 8 Mbps con el sistema OFDM, empleando para ello una banda de 12 MHz en el primer caso y una banda de 3 MHz en el segundo. Y aún admitiría otra banda más de unos 15 MHz, hasta completar los 37 MHz de ancho de banda del bus, por la que se pueden transmitir 45 Mbps modulando en 16-QAM u 80 Mbps modulando en 128-QAM.
- **Servicios de control, seguridad y confort.** Debido al aumento del *bit-rate* se pueden ampliar los sistemas embarcados en el tren, y se pueden instalar nuevos sistemas para incrementar el control, la seguridad y/o el confort de los pasajeros. Por ejemplo, se pueden manejar más variables de control, tales como sensores en puertas, o más sensores de temperatura en los habitáculos; se pueden instalar o aumentar los sistemas de vídeo-vigilancia, incorporando nuevas cámaras con mayor resolución; o se pueden ofrecer un número de películas para que el pasajero, en viajes de largo recorrido, pueda disfrutar las que más le guste.
- **Menor cableado,** ya que utiliza como medio de transmisión el mismo cable por el que se transmiten las tramas de MVB. Esto implica reducir el coste del material y facilitar la instalación.
- **Menor gasto en tiempo** de instalación y parada del tren. Al no tener que instalar un nuevo cableado, el tren puede aumentar su capacidad de transmisión de datos en menos tiempo, lo que reduce el gasto en personal instalador y las pérdidas por tener el tren detenido en el taller.
- **Menor gasto de mantenimiento.** Como consecuencia de lo anterior, es menor el material que hay que mantener, lo que reduce el personal cualificado, el material y el tiempo de inspección en las labores de mantenimiento, traduciéndose en un menor coste económico.
- **Menor probabilidad de fallos.** Al haber menos material que en una instalación más compleja, también se reduce el número de conexiones a realizar, lo que minimiza los fallos del sistema por material. Esto implica un funcionamiento óptimo del tren durante su vida útil, redu-

ciéndose el gasto en material de repuesto y las pérdidas por detener el tren para su arreglo.

Los inconvenientes detectados son:

- **Acoplamiento de repetidores.** Para mantener el aumento de capacidad indicado, es necesario instalar repetidores, lo que complica y encarece la instalación. Como se ha comentado en el Capítulo 5, su acoplamiento puede ser de dos formas: dividiendo el bus en dos segmentos, o sin abrir el bus, cada una con sus ventajas e inconvenientes.
- **Acceso al medio físico.** Es necesario aplicar técnicas de acceso al medio para permitir la comunicación de forma bidireccional para todos los equipos.
- **Certificación del nivel de seguridad.** Hay que estudiar el efecto que tiene la instalación del sistema desarrollado, sobre el nivel de seguridad del sistema actual sobre el que se instala. Se debe garantizar el nivel de seguridad que tuviese el sistema original, especificado por la norma IEC 61508, para mantenerlo inalterado.

6.3. Aportaciones originales

Las aportaciones de la Tesis Doctoral que se presenta en esta memoria son:

- El modelo y las características de una línea de transmisión de un tren completo. Este modelo se ha obtenido a partir de la caracterización del cable par trenzado de la línea de transmisión, empleado en las comunicaciones embarcadas de los trenes españoles, y de la caracterización y el modelado de la parte eléctrica del acoplamiento automático entre unidades de tren, conocido como Scharfenberg. Esto permite modelar de una forma más exacta cualquier configuración de una línea de transmisión en un tren, lo que mejora el análisis de la misma para el desarrollo de nuevos sistemas de comunicaciones embarcadas.
- Un sistema digital de comunicaciones basado en una técnica de modulación multi-portadora, capaz de transmitir información simultáneamente con otros sistemas por la misma línea de transmisión, optimizando el ancho de banda y aumentando el *bit-rate* total de la línea. Además se aporta la relación matemática de todos los parámetros de configuración del sistema. Esto permite incrementar el control y la seguridad de los vehículos de transporte gracias a un aumento del *bit-rate* de las líneas de transporte.

- Una herramienta de simulación del sistema OFDM desarrollado que permite comprobar rápidamente el funcionamiento del mismo en función de sus parámetros de configuración y del comportamiento de la línea de transmisión.
- Un prototipo *hardware* del sistema desarrollado basado en una plataforma con FPGA, que permite verificar y validar el funcionamiento del sistema empíricamente.
- Un prototipo de un sistema industrial, bus MVB basado en el estándar IEC 61375-1, al que se le ha acoplado el sistema desarrollado para verificar y validar el funcionamiento simultáneo de ambos. También se aporta el estudio en profundidad realizado sobre técnicas de filtrado, acoplamiento y amplificación.

Además, a lo largo de los diferentes capítulos de la memoria se aportan propuestas en diferentes aspectos para mejorar el funcionamiento y optimizar el sistema global.

6.4. Líneas futuras de investigación

En esta Tesis se han puesto de manifiesto las ventajas que proporciona el sistema digital de comunicaciones de gran ancho de banda desarrollado y, siguiendo la misma línea de trabajo, se podrían considerar las siguientes propuestas:

- Mejora del prototipo en varios aspectos: permitir dar valores a los parámetros del sistema de forma dinámica; optimizar su funcionamiento para variar el número de bits a transmitir en cada sub-portadora en función de la cantidad de ruido que se reciba; optimizar el tiempo de ocupación del canal modificando el tamaño de las tramas; utilizar el histórico de las estimaciones realizadas en el receptor para mejorar la decodificación de las tramas.
- Desarrollo de técnicas de acceso al medio por varios dispositivos OFDM para permitir la comunicación bidireccional en la misma banda de frecuencias.
- Análisis del funcionamiento del sistema en un tren real con más equipos, y depuración del acoplamiento y del filtrado aplicados en las conexiones de los dispositivos al bus. Esto requiere un desarrollo previo de tarjetas de comunicaciones que incluyan el filtro en los dispositivos MVB y el acoplamiento en los de OFDM.

- Desarrollo de una interfaz gráfica del simulador para que sea más amigable para el usuario, y permitir la configuración del número de vehículos a simular.
- Probar el funcionamiento del sistema desarrollado con otros sistemas industriales y en otros medios de transporte, como por ejemplo el CAN en automóviles.
- Realizar pruebas de homologación y certificación de seguridad para que el instalar el nuevo sistema no suponga ningún riesgo de funcionamiento a los sistemas actuales.
- Realizar un estudio de la implantación industrial del sistema, analizando el alcance de las modificaciones en los sistemas actuales, necesarias para su implantación, y la repercusión en el nivel de seguridad de éstos.

6.5. Publicaciones

Los artículos publicados sobre temas afines a la Tesis y derivados de ésta se describen en los siguientes apartados.

6.5.1. Revistas

- C. Rodríguez-Morcillo, “Comunicaciones digitales en medios de transporte”, *Anales de Mecánica y Electricidad*, vol. LXXXI, no. VI, pp. 24-28, Nov.-Dic. 2004.

En este artículo, solicitado por el Colegio de Ingenieros del I.C.A.I. con motivo de la beca de investigación que otorga al IIT, se presenta la tesis doctoral realizada y se expone su motivación.

- C. Rodríguez-Morcillo, S. Alexandres, J.D. Muñoz, “Redes de comunicación en trenes,” *TecniRail Ferrocarril & Empresa*, vol. 51, pp. 22-23, Oct. 2006.

En este artículo se comenta el estado actual de los sistemas de comunicaciones embarcados en trenes y se describe brevemente el estándar TCN. No expone resultados de la tesis pero se ha escrito con los conocimientos adquiridos en su desarrollo.

- C. Rodríguez-Morcillo, S. Alexandres, J.D. Muñoz, “Introducción de nuevas tecnologías de comunicaciones en trenes,” *Anales de Mecánica y Electricidad*, vol. LXXXIV, no. I, pp. 70-75, Ene.-Feb. 2007.

Este artículo es un resumen divulgativo de la tesis doctoral. En él se comentan los motivos de su realización, se describen brevemente el estándar

TCN y la técnica OFDM, y se presentan algunos de los resultados obtenidos hasta el momento.

- C. Rodríguez-Morcillo, S. Alexandres, J.D. Muñoz, “Broadband System to increase bit-rate in train communication networks,” Pendiente de publicación en *Computer Standards & Interfaces* (Elsevier).

Este artículo, pendiente de publicación en una revista JCR, realiza un breve repaso del estándar TCN y de OFDM; describe las fases de investigación realizadas en la Tesis, destacando los resultados más importantes; y presenta los resultados obtenidos del funcionamiento simultáneo entre el sistema desarrollado y el bus MVB. Este artículo engloba todos los capítulos de la memoria de tesis.

6.5.2. Congresos

- A. Fernández, C. Rodríguez-Morcillo, S. Alexandres, D. Marcos, “Sistema optimizado para el muestreo de redes de comunicaciones en tiempo real,” presentado en Seminario Anual de Automática, Electrónica Industrial e Instrumentación – SAAEI 2001, Matanzas, Cuba, 17-19 Sep.2001.

Este artículo presenta un sistema de captación de información y generación de estadísticas que se envían a una central. Además, transmite el estado de los canales de información en tiempo real, lo que permite detectar rápidamente el estado de las redes. Esta publicación es fruto del trabajo realizado en la toma de contacto del doctorando con las comunicaciones por cable.

- C. Rodríguez-Morcillo, S. Alexandres, J.D. Muñoz, “Análisis del estándar de comunicaciones TCN (Train Communication Network),” presentado en Telecomunicación, Electrónica y Control – TELECOM’04 International Conference, Santiago de Cuba, Cuba, 14-16 Jul. 2004.

En este póster se hace una profunda revisión del estándar de comunicaciones ferroviarias IEC 61375 titulado *Train Communication Network* (TCN).

- S. Alexandres, C. Rodríguez-Morcillo, J.D. Muñoz, “Estudio, diseño y prototipo de una red de comunicaciones 485 con segmentos ópticos,” presentado en Telecomunicación, Electrónica y Control – TELECOM’04 International Conference, Santiago de Cuba, Cuba, 14-16 Jul. 2004.

Este artículo refleja los resultados obtenidos en el análisis realizado a la red TCN, la cual se modificó en los puntos de acoplamiento eléctrico entre vehículos ferroviarios con enlaces de fibra óptica. El conocimiento extraído de este estudio ha sido fundamental para valorar la viabilidad de la tesis realizada.

Bibliografía

[20minutos, 2007]

"Las cámaras ya vigilan a los viajeros en autobuses madrileños," in *20minutos.es*, vol. 1638, Digital ed. Madrid, Spain, 2007, pp. 2-2.

[Abernathy, 2005]

G. Abernathy, "Advanced avionics optical network," presented at IEEE Avionics, Fiber-Optics and Photonics Technology Conference, Minneapolis, MN, USA, 2005.

[Agiltron Inc., 2006]

Agiltron Inc., "Fiber-optic switches that meet military and space qualifications," *Military & Aerospace Electronics*, vol. 17, pp. 20-20, 2006.

[Ahola, *et al.*, 2002]

J. Ahola, T. Lindh, and J. Partanen, "Determination of Properties of Low Voltage Power Cables at Frequency Band 100 kHz - 30 MHz," presented at 15th International Conference on Electrical Machines (ICEM), Bruges, Belgium, 2002.

[Ahola, 2003]

J. Ahola, "Applicability of power-line communications to data transfer of on-line condition monitoring of electrical drives," in *Department of Electrical Engineering*, vol. PhD. Lappeenranta, Finland: Lappeenranta University of Technology, 2003, pp. 141.

[Alexandres, *et al.*, 2004]

S. Alexandres, C. Rodríguez-Morcillo, and J. D. Muñoz, "Estudio, diseño y prototipo de una red de comunicaciones 485 con segmentos ópticos," presented at Telecomunicación, Electrónica y Control (TELEC'04), Santiago de Cuba, Cuba, 2004.

- [Altera Corporation, 2005]
"Stratix II EP2S60 DSP Development Board," Altera Corporation, San Jose, CA, USA, Data Sheet DS-S29804-1.1, May 2005.
- [Ames, 2004]
B. Ames, "Avionics designers plan for another decade with the 1553 databus," *Military & Aerospace Electronics*, vol. 15, pp. 22-28, 2004.
- [AVITEC AB, *et al.*, 2006]
AVITEC AB, VIA Rail Canada Inc., and ICOMERA AB, "Passenger Portfolio," *Railway Gazette International*, vol. 162, pp. 20-20, 2006.
- [B&B Electronics, 1997]
"RS-422/485 Application Note," B&B Electronics Mfg. Co. Inc, Ottawa, IL, USA, Application Note Oct. 1997.
- [Baek, *et al.*, 2002]
M.-J. Baek, J.-I. Lee, E.-S. Sim, H.-J. Kim, and J.-J. Lee, "On-board management of multiple processor spacecraft system," presented at IEEE Aerospace Conference Proceedings, Big Sky, MT, USA, 2002.
- [Banwell and Galli, 2001]
T. C. Banwell and S. Galli, "A new Approach to the Modeling of the Transfer Function of the Power Line Channel," presented at 5th International Symposium on Power-Line Communications and Its Applications, Malmö, Sweden, 2001.
- [Beek, *et al.*, 1995]
J.-J. v. d. Beek, M. Sandell, M. Isaksson, and P. O. Börjesson, "Low Complex Frame Synchronization in OFDM Systems," presented at International Conference on Universal Personal Communication, Tokyo, Japan, 1995.
- [Beek, *et al.*, 1998]
J.-J. v. d. Beek, P. O. Börjesson, M.-L. Boucheret, D. Landström, J. M. Arenas, P. Ödling, and S. K. Wilson, "Three Non-Pilot-Based Time and Frequency Estimators for OFDM," *Signal Processing*, vol. 80, pp. 1321-1334, 1998.
- [Berterreix and Bonet, 2006]
G. Berterreix and M. Bonet, "Transmisión de datos por la red eléctrica (PLC) en banda angosta," in *Electrical Engineering Dept.*, vol. PhD. Neuquén, Argentina: Comahue National University, 2006, pp. 92.

[Bishel, 1986]

R. A. Bishel, "Maximizing utilization of the SAE J1708 serial data communication link," presented at Transportation Electronics: Proceedings of the International Congress on Transportation Electronics, Dearborn, MI, USA, 1986.

[Boeing Co., 2006]

Boeing Co., "Boeing explores fast data transfer," *Interavia Business & Technology*, vol. 683, pp. 29-29, 2006.

[Bogenberger and Krumpholz, 1994]

R. Bogenberger and D. O. Krumpholz, "Optical backplane for modular avionics," presented at Advanced Packaging Concepts for Digital Avionics, San Diego, CA, USA, 1994.

[Bronez and Marshall, 2005]

T. Bronez and J. Marshall, "Shipboard experiments for a multihop 802.11 communications system-RF channel characterization and MAC performance measurement," presented at IEEE Military Communications Conference, Atlantic City, NJ, USA, 2005.

[Cena and Valenzano, 2004]

G. Cena and A. Valenzano, "Performance Analysis of Byteflight Networks," presented at IEEE International Workshop on Factory Communication Systems, Vienna, Austria, 2004.

[Collins, 2005]

L. Collins, "Mixed signals," *IEE Review*, vol. 51, pp. 38-41, 2005.

[Conti, 2005]

J. P. Conti, "Hot spots on rails [Internet hotspots in high-speed trains]," *Communications Engineer*, vol. 3, pp. 18-21, 2005.

[Discenzo, *et al.*, 2006]

F. M. Discenzo, D. Chung, and K. A. Loparo, "Pump condition monitoring using self-powered wireless sensors," *Sound and Vibration*, vol. 40, pp. 12-15, 2006.

[Echelon Corporation, 2006]

Echelon Corporation, "Network monitors Chinese train safety," *Control Engineering*, vol. 53, pp. 29-29, 2006.

[Edfors, *et al.*, 1996]

O. Edfors, M. Sandell, J.-J. v. d. Beek, D. Landström, and F. Sjöberg, "An introduction to orthogonal frequency-division multiplexing," Lulea University of Technology, Lulea, Sweden TULEA 1996:16, Sep. 1996.

[Edwards, *et al.*, 2005]

M. C. Edwards, J. Donelson, W. M. Zavis, A. Prabhakaran, D. C. Brabb, and A. S. Jackson, "Improving freight rail safety with on-board monitoring and control systems," presented at Proceedings of the 2005 ASME/IEEE Joint Rail Conference, Pueblo, CO, USA, 2005.

[EuRoMain Consortium, 2002]

EuRoMain Consortium, "EuRoMain. European Railway Open Maintenance System," in <http://www.euromain.org/>. [access Mar., 2007], 2002.

[Feriencik, 2006]

M. Feriencik, "RF Intra-Satellite Communication Demonstrator," presented at Wireless for Space Applications Workshop, ESA/ESTEC, Noordwijk, Netherlands, 2006.

[Fernández and Alexandres, 2006]

Y. Fernández and S. Alexandres, "La Sociedad de la Información en la UE," in *Política Socioeconómica en la Unión Europea*, vol. 1, F. M. García, Ed., 1st ed. Madrid: Delta Publicaciones, 2006, pp. 43-61.

[Fielder, *et al.*, 2006]

R. S. Fielder, M. E. Palmer, M. A. Davis, and G. P. Engelbrecht, "Active Temperature Compensation Using a High-Temperature, Fiber Optic, Hybrid Pressure and Temperature Sensor," *American Institute of Physics (AIP) Conference Proceedings*, vol. 813, pp. 163-172, 2006.

[Gallagher, 2004]

M. D. Gallagher, "Potential Interference from Broadband over Power Line (BPL) Systems to Federal Government Radiocommunications at 1.7 - 80 MHz," U.S. Department of Commerce. National Telecommunications and Information Administration (NTIA), USA, Phase 1 Study NTIA Report 04-413, Apr. 2004.

[Gil, 2007]

D. Gil, "Metro dará cobertura a móviles en 25 estaciones antes del verano," in *20minutos.es*, vol. 1641, Digital ed. Madrid, Spain, 2007, pp. 2-2.

[Giron-Sierra, *et al.*, 2004]

J. M. Giron-Sierra, M. A. Seminario, C. C. Insaurrealde, J. F. Jiménez, P. Klose, J. A. Frutos, I. Perez, and E. Busea, "A new distributed avionics system based on the CANbus and homogeneous nodes," presented at IEEE International Conference on Industrial Technology, Hammamet, Tunisia, 2004.

[Glista and Beranek, 2003]

A. S. Glista and M. W. Beranek, "Wavelength division multiplexed (WDM) optical technology solutions for next generation aerospace networks," presented at 22nd Digital Avionics Systems Conference, Indianapolis, IN, USA, 2003.

[Grella, 1996]

G. Grella, "Optics is trumps: fiber-optic connections for use in motor vehicles," *Elektronik Praxis*, vol. 31, pp. 74-76, 1996.

[Hampton, *et al.*, 2005]

D. L. Hampton, J. W. Baes, M. A. Huisjen, C. C. Varner, A. Delamere, D. D. Wellnitz, M. F. A'Hearn, and K. P. Klaasen, "An Overview of the Instrument Suite for the Deep Impact Mission," *Space Science Reviews*, vol. 117, pp. 43-93, 2005.

[Hewlett Packard, 1992]

"Balanced Circuit Measurement with an Impedance Analyzer / LCR Meter / Network Analyzer. Application Note 346-2," Hewlett Packard, (Japan), Application Note Jul. 1992.

[Hsieh and Wei, 1999]

M.-H. Hsieh and C.-H. Wei, "A Low-Complexity Frame Synchronization and Frequency Offset Compensation Scheme for OFDM Systems over Fading Channels," *IEEE Transactions on Vehicular technology*, vol. 48, pp. 1596-1609, 1999.

[Hwangkhunnatham and Leelarasmee, 1998]

M. Hwangkhunnatham and E. Leelarasmee, "A two level transmission line model for transient analysis," *Journal of Circuits, Systems, and Computers*, vol. 9, pp. 113-124, 1998.

[ICOMERA AB, 2005]

ICOMERA AB, "Wi-Fi has been working on the railroad," *Wireless Systems Design*, vol. 10, pp. 8-8, 2005.

- [IEC 61375-1, 1999]
"Electric railway equipment – Train bus Part 1: Train Communication Network," International Electrotechnical Commission, Geneva, Italy, International standard IEC 61375-1:1999(E), 01 Sep. 1999.
- [IPP and VIRGIN Trains Co., 2006]
IPP and VIRGIN Trains Co., "Virgin Trains fast-tracks Net services," *Marketing Week*, vol. 29, pp. 14-14, 2006.
- [Jacobson, 1993]
C. P. Jacobson, "Fiber optic sensors for Navy ships," presented at Fiber Optic Physical Sensors in Manufacturing and Transportation, Boston, MA, USA, 1993.
- [Jiménez and Martín, 2006]
Á. Jiménez and M. J. Martín, "La política de I+D+i," in *Política Socioeconómica en la Unión Europea*, vol. 1, F. M. García, Ed., 1st ed. Madrid: Delta Publicaciones, 2006, pp. 291-307.
- [Jones, 2006]
C. H. Jones, "Communications over aircraft power lines," presented at IEEE International Symposium on Power Line Communications and Its Applications, Orlando, FL, USA, 2006.
- [Kawashima, *et al.*, 1985]
M. Kawashima, N. Aritake, K. Kosuge, E. Akiyoshi, M. Nagayasu, K. Tsujii, and I. Hirano, "Marine Optical Fiber Communications System," *JRC Review*, vol. 23, pp. 10-15, 1985.
- [Khurram and Zaidi, 2005]
M. Khurram and S. M. Y. Zaidi, "CAN as a spacecraft communication bus in LEO satellite mission," presented at Proceedings of 2nd International Conference on Recent Advances in Space Technologies, Istanbul, Turkey, 2005.
- [Kim, *et al.*, 1999]
Y. H. Kim, Y. K. Hahm, H. J. Jung, and I. Song, "An Efficient Frequency Offset Estimator for Timing and Frequency Synchronization in OFDM Systems," presented at IEEE Pacific Rim Conference on Communications, Computers and Signal Processing, Victoria, BC, USA, 1999.

[King, *et al.*, 1945]

R. W. P. King, H. R. Mimno, and A. H. Wing, *Transmission Lines, Antennas and Wave Guides*, 1st ed. Cambridge: McGraw-Hill Book Company, Inc., 1945.

[Knisley, 2004]

J. Knisley, "The Basics of LonWorks," *Electrical Construction and Maintenance*, vol. 103, pp. 22-27, 2004.

[Knoblock, *et al.*, 2002]

E. J. Knoblock, V. K. Konangi, and K. B. Bhasin, "Local area network for space-based instrument control," presented at IEEE Aerospace Conference Proceedings, Big Sky, MT, USA, 2002.

[Kochanski and Paige, 1991]

R. J. Kochanski and J. L. Paige, "SAFENET: the standard and its application," *IEEE LCS*, vol. 2, pp. 46-51, 1991.

[La Razón, 2005]

"El metro es más seguro tras el 11-M," in *La Razón*. Madrid, 2005.

[Landström, *et al.*, 2002]

D. Landström, S. K. Wilson, J.-J. v. d. Beek, P. Ödling, and P. O. Börjesson, "Symbol time offset estimation in coherent OFDM systems," *IEEE Transactions on Communications*, vol. 50, pp. 545-549, 2002.

[Lao, 2002]

R. Lao, "The Twisted-Pair Telephone Transmission Line," in *High Frequency Electronics*, vol. 1, 2002, pp. 20-30.

[Lappas, *et al.*, 2006]

V. Lappas, G. Prassinis, A. Baker, and R. Magnuss, "Wireless sensor nodes for small satellite applications," *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, vol. 48, pp. 175-179, 2006.

[Lawrey, 2001]

E. P. Lawrey, "Adaptive Techniques for Multiuser OFDM," in *School of Engineering*, vol. Doctor of Philosophy in Electrical and Computer Engineering. Townsville, Australia: James Cook University, 2001, pp. 327.

[Luft, *et al.*, 2002]

L. A. Luft, L. Anderson, and F. Cassidy, "NMEA 2000(R) A Digital Interface for the 21st Century," presented at National Technical Meeting of the Institute of Navigation, San Diego, CA, USA, 2002.

[Magnusson, *et al.*, 1992]

P. C. Magnusson, G. C. Alexander, and V. K. Tripathi, *Transmission Lines and Wave Propagation*, 3rd ed. Corvallis, OR, USA: CRC Press, 1992.

[Mataix, 2004]

C. Mataix, "Sistema de supervisión tolerante a fallos para mejorar la seguridad en entornos ferroviarios," in *Dpto. Electrónica*, vol. PhD. Madrid, Spain: Universidad de Alcalá, 2004, pp. 270.

[Matic, *et al.*, 1999]

D. Matic, T. A. J. R. M. Coenen, F. C. Schoute, and R. Prasad, "OFDM timing synchronisation: Possibilities and Limits to the usage of the Cyclic Prefix for Maximum Likelihood Estimation," presented at IEEE Vehicular Technology Conference, Houston, TX, USA, 1999.

[Matolak, *et al.*, 2005]

D. W. Matolak, I. Sen, and W. Xiong, "Potential multicarrier and spread spectrum systems for future aviation data links," presented at IEEE Aerospace Conference, Big Sky, MT, USA, 2005.

[Mazo, *et al.*, 2005]

M. Mazo, F. Espinosa, A. M. H. Awawdeh, and A. Gardel, *Diagnosis Electrónica del Automóvil. Estado actual y tendencias futuras*, 1st ed. Madrid, Spain: FITSA, 2005.

[Medialdea, 2006]

S. Medialdea, "Los autobuses de la EMT irán equipados con cámaras de videovigilancia a partir de 2007," in *ABC.es*, vol. 33170, Digital ed. Madrid, Spain, 2006.

[Nass, 2003]

R. Nass, "I've seen the future, and it's pretty cool," *Portable Design*, vol. 9, pp. 5-5, 2003.

[Nee and Prasad, 2000]

R. v. Nee and R. Prasad, *OFDM for Wireless Multimedia Communications*, 1st ed. Norwood, MA, USA: Artech House Publishers, 2000.

[Ohta, *et al.*, 2004]

G.-I. Ohta, T. Imai, A. Iwata, H. Ikeda, A. Saito, and T. Nakamura, "4th generation mobile wireless: evaluations of high mobility of broadband W-LAN-trials on express train and in ambulance," *Matsushita Technical Journal*, vol. 50, pp. 71-77, 2004.

[Parkerson, *et al.*, 2003]

P. Parkerson, L. Gorman, R. Thamer, C. H. Chalfant, A. Hull, and F. J. Orlando, "Recent developments in photonic networking components for space applications," presented at Enabling Photonic Technologies for Aerospace Applications V, Orlando, FL, USA, 2003.

[Parkes, 1999]

S. M. Parkes, "SpaceWire: the standard," presented at Data Systems in Aerospace, Lisbon, Portugal, 1999.

[Parkes, 2001]

S. M. Parkes, "SpaceWire: a satellite on-board data-handling network," *Aircraft Engineering and Aerospace Technology*, vol. 73, pp. 374-379, 2001.

[Parkes and Armbruster, 2005]

S. M. Parkes and P. Armbruster, "Spacewire: a spacecraft onboard network for real-time communications," presented at 14th IEEE-NPSS Real Time Conference, Stockholm, Sweden, 2005.

[Parlamento Europeo, 2006]

"DECISIÓN N° 1982/2006/CE DEL PARLAMENTO EUROPEO Y DEL CONSEJO de 18 de diciembre de 2006 relativa al Séptimo Programa Marco de la Comunidad Europea para acciones de investigación, desarrollo tecnológico y demostración (2007 a 2013)," Parlamento Europeo y Consejo de la Unión Europea, Brussels, Belgium 18 Dec. 2006.

[Polishuk, 2006]

P. Polishuk, "Plastic optical fiber builds on MOST success," *Laser Focus World*, vol. 42, pp. 57-61, 2006.

[Professional Engineering, 2003]

"Train firm offers surfing option," *Professional Engineering*, vol. 16, pp. 8-8, 2003.

[Professional Engineering, 2004]

"In-flight calling trials succeed," *Professional Engineering*, vol. 17, pp. 13-13, 2004.

[Ransford, *et al.*, 1994]

M. J. Ransford, H. K. Whitesel, and C. P. Jacobson, "Redundant multiplexing topologies of Fabry-Perot sensors for shipboard applications," presented at Distributed and Multiplexed Fiber Optic Sensors IV, San Diego, CA, USA, 1994.

[RENFE, 2000a]

"Manual de Mantenimiento de Componentes. Enganche Semipermanente," RENFE. Dirección de cercanías. Dirección de trenes, Madrid, Spain, Internal report M.M.C. 4473.107.00, May 2000a.

[RENFE, 2000b]

"Manual de Mantenimiento de Componentes. Enganche automático," RENFE. Dirección de Cercanías. Dirección de trenes, Madrid, Spain, Internal report M.M.C. 4473.106.00, May 2000b.

[Renner, 2001]

E. Renner, "Integrated Communication System for Intelligent Train Applications - D4," TrainCom Project, Public Deliverable TC1-D-COO-004-5, 02 Mar. 2001.

[Rhea, 1996]

J. Rhea, "NASA spacecraft to use new fiber-optic data bus," *Military & Aerospace Electronics*, vol. 7, pp. 4-5, 1996.

[Rodríguez-Morcillo, 2004]

C. Rodríguez-Morcillo, "Comunicaciones digitales en medios de transporte," *Anales de Mecánica y Electricidad*, vol. LXXXI, pp. 24-28, 2004.

[Rodríguez-Morcillo, *et al.*, 2004a]

C. Rodríguez-Morcillo, S. Alexandres, and J. D. Muñoz, "Diseño de dos controladores de bus MVB para dispositivos de clases 1, 2 y 3," Universidad Pontificia Comillas, 2004a, pp. 1-7.

[Rodríguez-Morcillo, *et al.*, 2004b]

C. Rodríguez-Morcillo, S. Alexandres, and J. D. Muñoz, "Análisis del estándar de comunicaciones TCN (Train Communication Network)," presented at Telecomunicación, Electrónica y Control (TELEC'04), Santiago de Cuba, Cuba, 2004b.

[Rodríguez-Morcillo, *et al.*, 2006]

C. Rodríguez-Morcillo, S. Alexandres, and J. D. Muñoz, "Redes de comunicación en trenes," *TecniRail Ferrocarril & Empresa*, vol. 51, pp. 22-23, 2006.

[Rosin Consortium, 1996-2000]

Rosin Consortium, "ROSIN: Railway Open System Interconnection Network," in <http://www.labs.it/rosin/default.htm>. [access Mar., 2007], 1996-2000.

[Salour and Bellamy, 2005]

M. M. Salour and J. C. Bellamy, "A WDM optical network for avionics," presented at IEEE Avionics, Fiber-Optics and Photonics Technology Conference, Minneapolis, MN, USA, 2005.

[Sandell, *et al.*, 1995]

M. Sandell, J.-J. v. d. Beek, and P. O. Börjesson, "Timing and Frequency Synchronization in OFDM Systems Using the Cyclic Prefix," presented at International Symposium on Synchronization, Essen, Germany, 1995.

[Shaheen, *et al.*, 2003]

S. Shaheen, D. Heffernan, and G. Leen, "A comparison of emerging time-triggered protocols for automotive X-by-wire control networks," *Journal of Automobile Engineering*, vol. 217, pp. 13-22, 2003.

[Simoncic, *et al.*, 1988]

R. Simoncic, A. C. Weaver, B. G. Cain, and M. A. Colvin, "SHIPNET: a real-time local area network for ships," presented at Proceedings of the 13th Conference on Local Computer Networks, Minneapolis, MN, USA, 1988.

[Sparks, 1997]

J. A. Sparks, "Low cost technologies for aerospace applications," *Microprocessors and Microsystems*, vol. 20, pp. 449-454, 1997.

[Talavera and Mateo, 2005]

J. A. Talavera and C. Mateo, "Redes de energía eléctrica y comunicaciones basadas en la propagación de ondas elásticas," *Anales de Mecánica y Electricidad*, vol. LXXXII, pp. 10-16, 2005.

[Tang, *et al.*, 2003]

H. Tang, K. Y. Lau, and R. W. Brodersen, "Synchronization Schemes for Packet OFDM System," presented at IEEE International Conference on Communications, Anchorage, KY, USA, 2003.

[TrainCom Consortium, 2001-2004]

TrainCom Consortium, "TrainCom. Integrated communication System for Intelligent Train Applications," in <http://www.traincom.org/> [access Mar., 2007], 2001-2004.

[Umiliacchi, *et al.*, 1997]

P. Umiliacchi, C. Pentimalli, and A. Piazza, "ROSIN – TR 1045 – Summary of the Specification and Development Work," ROSIN project, Pontecchio, BO, Italy, Public deliverable D01.3, 30 Sep. 1997.

- [Umiliacchi and Shingler, 2006]
P. Umiliacchi and R. Shingler, "EuRoMain. European Railway Open Maintenance System. D17 - Final Report," EuRoMain project, Public Deliverable ERM-D-BTU-098-04, 16 Jan. 2006.
- [Underbill and Hamilton, 2006]
B. Underbill and B. Hamilton, "Momentum control system and line-of-sight testbed," presented at Proceedings of the 29th Annual AAS Rocky Mountain Guidance and Control Conference, Breckenridge, CO, USA, 2006.
- [Vantuono, 2005]
W. C. Vantuono, "CBTC Are we there yet?" *Railway Age*, vol. 206, pp. 48-49, 2005.
- [Wang, 2006]
J.-X. Wang, "Automotive electronics technology integrated control system based on CAN bus," *Journal of the Harbin Institute of Technology*, vol. 38, pp. 811-814, 2006.
- [Watanabe, 2005]
T. Watanabe, "The land of rising standardization: Toyota, Nissan, and Honda lead the automotive-standards push in Japan," *Electronics Design, Strategy, News (EDN) Global Report*, vol. 2, pp. 24-25, 2005.
- [Whitesel and Tatem, 1993]
H. K. Whitesel and P. Tatem, "Detection of shipboard fires with fiber optic temperature sensors," presented at Fiber Optic Physical Sensors in Manufacturing and Transportation, Boston, MA, USA, 1993.
- [Wolf, *et al.*, 2004]
M. Wolf, A. Weimerskirch, and C. Paar, "Security in Automotive Bus Systems," presented at Proceedings of the Workshop on Embedded Security in Cars, Bochum, Germany, 2004.
- [Zeeb, 2001]
E. Zeeb, "Optical data bus systems in cars: current status and future challenges," presented at Proceedings 27th European Conference on Optical Communication, Amsterdam, Netherlands, 2001.
- [Zeltwanger, 2005]
H. Zeltwanger, "CANopen networks in railway vehicles: from proprietary solutions to standardised communication," *Eisenbahningenieur*, vol. 57, pp. 25-26, 2005.

[Zitzmann, 2006]

R. Zitzmann, "CANopen in railway applications," *Eisenbahningenieur*, vol. 58, pp. 46-47, 2006.

Apéndice A

Modelado de una línea de transmisión con parámetros distribuidos

A.1. Introducción

Aunque el modelado de una línea de transmisión con parámetros distribuidos se conoce desde hace varias décadas, se ha decidido dedicar un apéndice a la obtención matemática del modelo, debido a su importancia. Por ello en este apéndice se desarrollan los cálculos matemáticos necesarios para obtener el modelo electromagnético de una línea de transmisión y se describen los conceptos más importantes del modelado. Todo ello se ha contrastado con el desarrollo que [King, *et al.*, 1945] y [Magnusson, *et al.*, 1992] presentan en sus libros.

El apéndice está estructurado en cuatro apartados. En el primero se definen los conceptos del modelado y las partes de una línea de transmisión, y se detalla todo el desarrollo matemático hasta obtener las ecuaciones del modelo. En el apartado A.3 se especifican los parámetros del modelo de la línea. En el apartado A.4 se describe cómo obtener los parámetros mediante ensayos en laboratorio. Por último, se comentan las correcciones matemáticas que hay que tener en cuenta a la hora de trabajar con los parámetros.

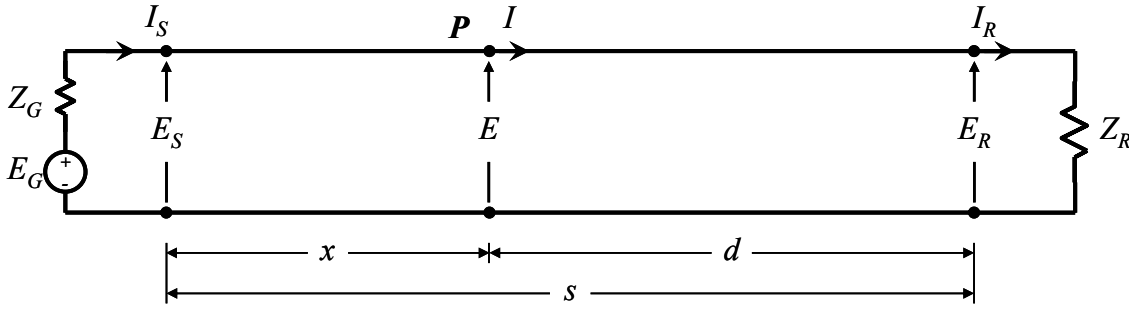


Figura A-1. Esquema general de una línea de transmisión.

A.2. Modelo con parámetros distribuidos

En la Figura A-1 se muestra la terminología seguida en el análisis. A la izquierda (lado transmisor) se representa el generador de señal como un generador ideal (E_G) con una impedancia interna (Z_G). La tensión y la corriente que entrega a la línea se denotan como E_S e I_S , respectivamente. En el centro se representa la línea de transmisión, de longitud s , en la que se destaca un punto (P) que está a una distancia x del lado transmisor y a una distancia d del lado receptor, de tal forma que $x + d = s$, longitud total de la línea. La tensión en el punto P se conoce como E y la corriente en el mismo punto como I . Por último, a la derecha (lado receptor) se representa la impedancia de la carga conectada a la línea (Z_R) a la que le llega una tensión E_R y una corriente I_R desde la línea.

En el modelado con parámetros distribuidos, cada longitud diferencial Δx de la línea se representa por una sección RLC equivalente en T, en la que la impedancia serie es $(r + j\omega l) \cdot \Delta x$ y la admitancia shunt es $(g + j\omega c) \cdot \Delta x$ (véase la Figura A-2). En la literatura se encuentran simplificaciones para líneas ideales sin pérdidas [Lao, 2002], en las que $r = g = 0$, quedando la sección equivalente como la mostrada en la Figura A-3. [Magnusson, *et al.*, 1992] analizan tanto líneas sin pérdidas e infinitamente largas como líneas reales (con pérdidas y terminadas con una impedancia), lo que permite comparar los resultados para obtener las diferencias. Este tipo de simplificaciones reducen el modelo de la línea. Sin embargo, debido a la potencia de cálculo de los ordenadores actuales, en esta Tesis se ha decidido no hacer ningún tipo de simplificación al modelo.

Volviendo a la estructura de la Figura A-2, si se usan z e y para representar las impedancias series y las admitancias shunt, respectivamente, por unidad de longitud, se obtiene:

$$z = r + j \cdot \omega \cdot l \quad [\Omega/m] \quad (A.1)$$

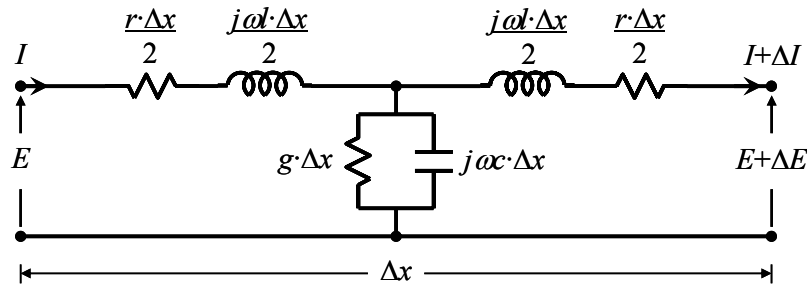
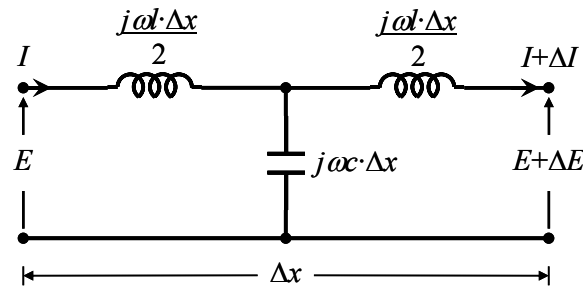
Figura A-2. Sección equivalente en T de un Δx de cable.

Figura A-3. Sección equivalente simplificada.

$$y = g + j \cdot \omega \cdot c \quad [S/m] \quad (A.2)$$

Las tensiones de entrada y salida de la sección diferencial se conocen como E y $E + \Delta E$, respectivamente, donde ΔE es la variación de tensión en el tramo de línea. Análogamente las corrientes se conocen como I e $I + \Delta I$. Como la tensión de salida es igual a la tensión de entrada menos la tensión que cae en los brazos serie, se obtiene:

$$E + \Delta E = E - I \cdot \frac{z \cdot \Delta x}{2} - (I + \Delta I) \cdot \frac{z \cdot \Delta x}{2} \quad (A.3)$$

De donde:

$$\frac{\Delta E}{\Delta x} = -I \cdot z - \Delta I \cdot \frac{z}{2} \quad (A.4)$$

Como Δx se puede hacer muy pequeño, la relación $\Delta E/\Delta x$ se aproxima a su derivada dE/dx , y el término que contiene ΔI se vuelve cero. Luego la expresión (A.4) queda:

$$\frac{dE}{dx} = -I \cdot z - 0 \quad (A.5)$$

De forma análoga para la corriente, cuando Δx tiende a cero, se obtiene:

$$\frac{dI}{dx} = -E \cdot y - 0 \quad (\text{A.6})$$

Derivando la ecuación (A.5) respecto de x y sustituyendo la (A.6) en el resultado se obtiene:

$$\frac{d^2 E}{dx^2} = -\frac{dI}{dx} \cdot z = -(-E \cdot y) \cdot z = z \cdot y \cdot E \quad (\text{A.7})$$

De igual modo para la ecuación (A.6) con la ecuación (A.5):

$$\frac{d^2 I}{dx^2} = -\frac{dE}{dx} \cdot y = -(-I \cdot z) \cdot y = z \cdot y \cdot I \quad (\text{A.8})$$

Las expresiones de la (A.5) a la (A.8) son las ecuaciones en las que se basa el análisis de las líneas de transmisión, el cual se desarrolla a continuación. La solución a la ecuación (A.7) es, en general:

$$E = A \cdot e^{-\sqrt{z \cdot y} \cdot x} + B \cdot e^{\sqrt{z \cdot y} \cdot x} \quad (\text{A.9})$$

donde A y B son constantes que dependen de la impedancia de carga, de la longitud de la línea y de la frecuencia de la señal.

La solución de (A.8) también tiene dos constantes, las cuales no son independientes de A y B , porque la corriente de una línea no es independiente de la tensión. Los valores de las constantes obtenidas de (A.8) se pueden obtener en términos de A y B diferenciando (A.9) respecto de x e igualando el resultado a (A.5), obteniéndose:

$$I = \frac{A}{\sqrt{z/y}} \cdot e^{-\sqrt{z \cdot y} \cdot x} - \frac{B}{\sqrt{z/y}} \cdot e^{\sqrt{z \cdot y} \cdot x} \quad (\text{A.10})$$

La cantidad $\sqrt{z \cdot y}$ es un valor por unidad de longitud que se conoce como **constante de propagación** (γ) y la cantidad $\sqrt{z/y}$ tiene dimensiones de impedancia y se conoce como **impedancia característica** de la línea (Z_c). Por lo tanto (A.9) y (A.10) se pueden poner como:

$$E = A \cdot e^{-\gamma \cdot x} + B \cdot e^{\gamma \cdot x} \quad (\text{A.11})$$

$$I = \frac{A}{Z_c} \cdot e^{-\gamma \cdot x} - \frac{B}{Z_c} \cdot e^{\gamma \cdot x} \quad (\text{A.12})$$

Para determinar el valor de las constantes A y B de las ecuaciones (A.11) y (A.12), se analizan las condiciones de contorno del sistema. Aplican-

do la condición del lado receptor ($x = s$) a las expresiones anteriores se obtienen las ecuaciones de E e I en función de la tensión y la corriente en la impedancia de carga. Las ecuaciones (A.11) y (A.12) adoptan los valores particulares:

$$E|_{x=s} = E_R = A \cdot e^{-\gamma \cdot s} + B \cdot e^{\gamma \cdot s} \quad (\text{A.13})$$

$$I|_{x=s} = I_R = \frac{A}{Z_c} \cdot e^{-\gamma \cdot s} - \frac{B}{Z_c} \cdot e^{\gamma \cdot s} \quad (\text{A.14})$$

Para resolver este sistema, sumamos y restamos las dos ecuaciones anteriores obteniendo:

$$E_R + Z_c \cdot I_R = 2 \cdot A \cdot e^{-\gamma \cdot s} \quad (\text{A.15})$$

$$E_R - Z_c \cdot I_R = 2 \cdot B \cdot e^{\gamma \cdot s} \quad (\text{A.16})$$

Como la carga en el lado receptor es igual a Z_R se puede aplicar la siguiente relación:

$$E_R = Z_R \cdot I_R \quad (\text{A.17})$$

Sustituyendo (A.17) en (A.15) y (A.16) y despejando A y B se obtiene:

$$A = \frac{I_R}{2} \cdot (Z_R + Z_c) \cdot e^{\gamma \cdot s} \quad (\text{A.18})$$

$$B = \frac{I_R}{2} \cdot (Z_R - Z_c) \cdot e^{-\gamma \cdot s} \quad (\text{A.19})$$

Por lo tanto, las ecuaciones resueltas de una línea de transmisión se obtienen sustituyendo (A.18) y (A.19) en (A.11) y (A.12), con lo que queda:

$$E = \frac{I_R}{2} \cdot (Z_R + Z_c) \cdot e^{\gamma \cdot s} \cdot e^{-\gamma \cdot x} + \frac{I_R}{2} \cdot (Z_R - Z_c) \cdot e^{-\gamma \cdot s} \cdot e^{\gamma \cdot x} \quad (\text{A.20})$$

$$I = \frac{I_R}{2 \cdot Z_c} \cdot (Z_R + Z_c) \cdot e^{\gamma \cdot s} \cdot e^{-\gamma \cdot x} - \frac{I_R}{2 \cdot Z_c} \cdot (Z_R - Z_c) \cdot e^{-\gamma \cdot s} \cdot e^{\gamma \cdot x} \quad (\text{A.21})$$

Estas ecuaciones se pueden expresar de otra forma realizando las operaciones que se desarrollan a continuación. Aplicando el cambio $d = s - x$, para reducir las exponenciales, y desarrollando los resultados se llega a:

$$E = I_R \cdot \left[Z_R \cdot \left(\frac{e^{\gamma \cdot d} + e^{-\gamma \cdot d}}{2} \right) + Z_c \cdot \left(\frac{e^{\gamma \cdot d} - e^{-\gamma \cdot d}}{2} \right) \right] \quad (\text{A.22})$$

$$I = I_R \cdot \left[\frac{Z_R}{Z_c} \cdot \left(\frac{e^{\gamma \cdot d} - e^{-\gamma \cdot d}}{2} \right) + \left(\frac{e^{\gamma \cdot d} + e^{-\gamma \cdot d}}{2} \right) \right] \quad (\text{A.23})$$

Para simplificar estas ecuaciones a una forma más manejable se aplican las siguientes relaciones y la expresión (A.17) a las anteriores:

$$\sinh(x) = \frac{e^x - e^{-x}}{2} \quad (\text{A.24})$$

$$\cosh(x) = \frac{e^x + e^{-x}}{2} \quad (\text{A.25})$$

Quedando de la siguiente forma las ecuaciones resueltas de una línea de transmisión en función de los términos del extremo receptor:

$$E = E_R \cdot \cosh(\gamma \cdot d) + I_R \cdot Z_c \cdot \sinh(\gamma \cdot d) \quad (\text{A.26})$$

$$I = I_R \cdot \cosh(\gamma \cdot d) + \frac{E_R}{Z_c} \cdot \sinh(\gamma \cdot d) \quad (\text{A.27})$$

La segunda condición de contorno, para determinar el valor de las constantes A y B de las ecuaciones (A.11) y (A.12), se aplica en el extremo emisor ($x=0$) con lo que se obtienen las ecuaciones de E e I en función de la tensión y corriente del generador. Sustituyendo en (A.11) y (A.12) se obtiene:

$$E|_{x=0} = E_S = A \cdot e^{-\gamma \cdot 0} + B \cdot e^{\gamma \cdot 0} \quad (\text{A.28})$$

$$I|_{x=0} = I_S = \frac{A}{Z_c} \cdot e^{-\gamma \cdot 0} - \frac{B}{Z_c} \cdot e^{\gamma \cdot 0} \quad (\text{A.29})$$

Aplicando los mismos pasos que para el caso anterior se llega a:

$$A = \frac{E_S + I_S \cdot Z_c}{2} \quad (\text{A.30})$$

$$B = \frac{E_S - I_S \cdot Z_c}{2} \quad (\text{A.31})$$

Sustituyendo estos resultados en (A.11) y (A.12) y aplicando las relaciones (A.24) y (A.25) se llega a las ecuaciones resueltas de la línea de transmisión en función de los términos del extremo transmisor:

$$E = E_S \cdot \cosh(\gamma \cdot x) - I_S \cdot Z_c \cdot \sinh(\gamma \cdot x) \quad (\text{A.32})$$

$$I = I_S \cdot \cosh(\gamma \cdot x) - \frac{E_S}{Z_c} \cdot \sinh(\gamma \cdot x) \quad (\text{A.33})$$

De estas ecuaciones se pueden obtener las funciones de transferencia de la tensión y de la corriente de la línea, quedando de la siguiente forma:

$$\frac{E}{E_s} = \cosh(\gamma \cdot x) - \frac{Z_c}{Z_s} \cdot \sinh(\gamma \cdot x) \quad (\text{A.34})$$

$$\frac{I}{I_s} = \cosh(\gamma \cdot x) - \frac{Z_s}{Z_c} \cdot \sinh(\gamma \cdot x) \quad (\text{A.35})$$

Para poder emplear las expresiones (A.26) y (A.27) o (A.34) y (A.35) es necesario conocer γ (constante de propagación), Z_c (impedancia característica del cable), Z_s (impedancia del cable y de la carga vista desde el extremo transmisor) y la distancia desde el lado transmisor hasta el punto de análisis (x). Los dos primeros son los parámetros que definen el comportamiento electromagnético de una línea de transmisión. A continuación se describen estos parámetros y la impedancia de entrada, y en el siguiente apartado cómo obtenerlos.

A.3. Parámetros del modelo de la línea

A.3.1. Constante de propagación

El parámetro γ se conoce como **constante de propagación** y se define como:

$$\gamma = \sqrt{z \cdot y} = \sqrt{(r + j \cdot \omega \cdot l) \cdot (g + j \cdot \omega \cdot c)} \quad [m^{-1}] \quad (\text{A.36})$$

Tiene una parte real y una parte imaginaria, ambas son función de la frecuencia, dadas por:

$$\gamma = \alpha + j \cdot \beta = \sqrt{(r + j \cdot \omega \cdot l) \cdot (g + j \cdot \omega \cdot c)} \quad (\text{A.37})$$

Donde α es la **constante de atenuación**, en Nepers³⁰ por unidad de longitud, y β es la **constante de fase**, en radianes por unidad de longitud. La pri-

³⁰ El Neper (Np) es una unidad de medida que se utiliza para expresar relaciones entre voltajes o intensidades, y está basado en el logaritmo neperiano. Es similar al decibelio (dB), aunque éste se emplea para relacionar potencias y está basado en el logaritmo decimal. La relación que existe entre ambos es:

$$1\text{Np} = \ln \frac{V_{out}}{V_{in}} \approx 8'686\text{dB}$$

mera representa la atenuación que sufre la señal de entrada en la línea por cada unidad de longitud recorrida, en función de la frecuencia. Y la segunda indica el retardo de la señal por cada unidad de longitud, respecto de la señal de entrada.

A.3.2. Impedancia característica

La impedancia característica (Z_c) se define como:

$$Z_c = \sqrt{\frac{z}{y}} = \frac{\sqrt{r + j \cdot \omega \cdot l}}{\sqrt{g + j \cdot \omega \cdot c}} \quad [\Omega] \quad (\text{A.38})$$

Representa la impedancia de la línea, sin la carga del extremo receptor, y es una función de r , l , g , c y de la frecuencia, es decir, es una función del diámetro de los cables y de la distancia entre ellos, y es independiente de la longitud de la línea.³¹

A.3.3. Impedancia de entrada

La impedancia que ve el generador desde el extremo transmisor de la línea se conoce como **impedancia de entrada** (Z_s), y tiene en cuenta la línea y la impedancia de carga. Para calcular este parámetro es necesario conocer la tensión y la corriente en el lado transmisor de la línea (E_s e I_s), que se obtienen de (A.26) y (A.27) para $d = s$, obteniéndose:

$$E|_{d=s} = E_s = E_R \cdot \cosh(\gamma \cdot s) + I_R \cdot Z_c \cdot \sinh(\gamma \cdot s) \quad (\text{A.39})$$

$$I|_{d=s} = I_s = I_R \cdot \cosh(\gamma \cdot s) + \frac{E_R}{Z_c} \cdot \sinh(\gamma \cdot s) \quad (\text{A.40})$$

Dividiendo estas dos ecuaciones y aplicando (A.17) se llega a:

$$Z_s = \frac{E_s}{I_s} = \frac{I_R \cdot [Z_R \cdot \cosh(\gamma \cdot s) + Z_c \cdot \sinh(\gamma \cdot s)]}{\frac{I_R}{Z_c} \cdot [Z_c \cdot \cosh(\gamma \cdot s) + Z_R \cdot \sinh(\gamma \cdot s)]} \quad (\text{A.41})$$

³¹ Esta afirmación se ha demostrado en la Figura 2-12 y en la Figura 2-13 del apartado 2.3.2 del Capítulo 2.

Desarrollando la ecuación anterior, se obtiene la expresión de la impedancia de entrada en función de las características físicas del cable (Z_c , γ y s) y de la impedancia de carga (Z_R):

$$Z_S = Z_c \cdot \frac{Z_R + Z_c \cdot \tanh(\gamma \cdot s)}{Z_c + Z_R \cdot \tanh(\gamma \cdot s)} \quad [\Omega] \quad (\text{A.42})$$

Hay que destacar que si una línea está terminada con una resistencia de carga igual a su impedancia característica ($Z_R = Z_c$), de la ecuación (A.42) se obtiene que $Z_S = Z_c$, independientemente de la longitud física del cable. A este tipo de líneas se las conoce como **líneas no resonantes** y el efecto es que desde el lado transmisor se ve una línea infinitamente larga, como explican [King, *et al.*, 1945] en su apartado de líneas no resonantes.

A.4. Obtención de los parámetros del modelo

Existen varias formas de obtener los valores de la constante de propagación (γ) y de la impedancia del cable (Z_c). La primera es una forma **numérica**, descrita por [King, *et al.*, 1945] en su primer capítulo, en la que se calculan r , l , g y c según el diámetro de los cables, la distancia entre ellos, la constante dieléctrica relativa del medio en el que se encuentran los cables y la conductividad, entre otros parámetros. También la emplea [Lao, 2002], para un cable par trenzado, indicando varias referencias en las que se pueden encontrar las ecuaciones.

La segunda es una forma **experimental**, como la indicada por [Ahola, *et al.*, 2002] para un cable de baja potencia, y [Magnusson, *et al.*, 1992] en su capítulo 7, que consiste en realizar un ensayo de vacío y otro de cortocircuito a la línea de transmisión. Este método experimental, que ha sido el empleado en la investigación, se describe detalladamente en los siguientes apartados. La forma numérica se ha desestimado por falta de información de algunos parámetros del cable.

A.4.1. Ensayo de cortocircuito

El primer ensayo para obtener los valores de los parámetros del modelo consiste en cortocircuitar el extremo receptor de la línea, lo que va a permitir obtener la impedancia del cable para el ensayo de cortocircuito. En este caso $E_R = 0$ y las ecuaciones (A.26) y (A.27) quedan:

$$E|_{E_R=0} = I_R \cdot Z_c \cdot \sinh(\gamma \cdot d) \quad (\text{A.43})$$

$$I|_{E_R=0} = I_R \cdot \cosh(\gamma \cdot d) \quad (\text{A.44})$$

Por lo que se puede obtener la impedancia de entrada de la línea en cortocircuito, dividiendo (A.43) entre (A.44) con $d = s$.

$$Z_{S_close} = Z_c \cdot \tanh(\gamma \cdot s) \quad (\text{A.45})$$

A.4.2. Ensayo en vacío

El otro ensayo consiste en medir el comportamiento de la línea con el extremo receptor abierto, lo que va a permitir obtener la impedancia de la línea en vacío. Para este caso $I_R = 0$ y las ecuaciones (A.26) y (A.27) quedan:

$$E|_{I_R=0} = E_R \cdot \cosh(\gamma \cdot d) \quad (\text{A.46})$$

$$I|_{I_R=0} = \frac{E_R}{Z_c} \cdot \sinh(\gamma \cdot d) \quad (\text{A.47})$$

Calculado para el lado transmisor ($d = s$) y dividiendo (A.46) entre (A.47) se obtiene la impedancia de entrada de la línea en vacío:

$$Z_{S_open} = Z_c \cdot \coth(\gamma \cdot s) \quad (\text{A.48})$$

A.4.3. Cálculo de los parámetros

Si se multiplican y dividen (A.45) y (A.48) se llega a las siguientes expresiones:

$$Z_{S_close} \cdot Z_{S_open} = Z_c^2 \quad (\text{A.49})$$

$$\frac{Z_{S_close}}{Z_{S_open}} = \tanh^2(\gamma \cdot s) \quad (\text{A.50})$$

De donde se pueden obtener los parámetros que definen el comportamiento eléctrico de una línea de transmisión a partir de ensayos experimentales:

$$Z_c = \sqrt{Z_{S_close} \cdot Z_{S_open}} \quad (\text{A.51})$$

$$\gamma = \frac{1}{s} \cdot \operatorname{arctanh} \left(\sqrt{\frac{Z_{S_close}}{Z_{S_open}}} \right) \quad (\text{A.52})$$

Conociendo Z_c y γ se puede calcular la impedancia de entrada (A.42) en función de la impedancia de carga y de la longitud del cable, y con esto se pueden obtener la tensión (A.34) y la corriente (A.35) en cualquier punto del cable en función de los valores de entrada.

A.5. Correcciones matemáticas de *raíz cuadrada* y *arctanh*

A la hora de trabajar con números complejos hay que tener especial cuidado con las soluciones de la *raíz cuadrada* y de la *arctanh*, pues no tienen una única solución en el campo complejo.

A.5.1. Raíz cuadrada

Sea x un número complejo de módulo r y ángulo θ ($x = r \cdot e^{j\theta}$). Las soluciones a su raíz cuadrada son dos:

$$\sqrt{x} = y_k = \sqrt{r} \cdot e^{j \cdot \left(\frac{\theta + 2 \cdot k \cdot \pi}{2} \right)} \text{ con } k = 0, 1. \quad (\text{A.53})$$

A.5.2. Arctanh

Sea x un número complejo de módulo r y ángulo θ ($x = r \cdot e^{j\theta}$), las soluciones a su *arctanh* son infinitas de tal forma que:

$$\text{arctanh}(x) = y_k = \text{arctanh}(x) + j \cdot k \cdot \pi \text{ con } k \in \mathfrak{Z} \quad (\text{A.54})$$

Cada solución está separada de las demás un número entero de veces de π en la parte imaginaria.

Con esto queda completamente definido el modelado con parámetros distribuidos de una línea de transmisión “eléctricamente larga”.

Apéndice B

Material y metodología para el modelado de líneas de transmisión

B.1. Introducción

En este apéndice se detallan las características técnicas del material y de los equipos empleados en el modelado de la línea de transmisión del tren. Se especifican el cable analizado, los equipos de medida y herramientas empleadas, y los pasos seguidos para obtener los modelos.

El objetivo de este apéndice es reflejar la metodología y especificar todo lo necesario para poder modelar cualquier línea de transmisión, indicando los puntos a tener en cuenta en el proceso.

El apéndice está estructurado en cuatro apartados. En el primero se describe el material analizado en la investigación. En el apartado B.3 se detallan tanto el equipo empleado para realizar las medidas como los elementos necesarios para llevarlos a cabo. En el siguiente apartado se enumeran los pasos a seguir para realizar correctamente las medidas. Por último, en el apartado B.5 se muestran varias fotografías de distintos momentos del modelado del cable y del Scharfenberg.

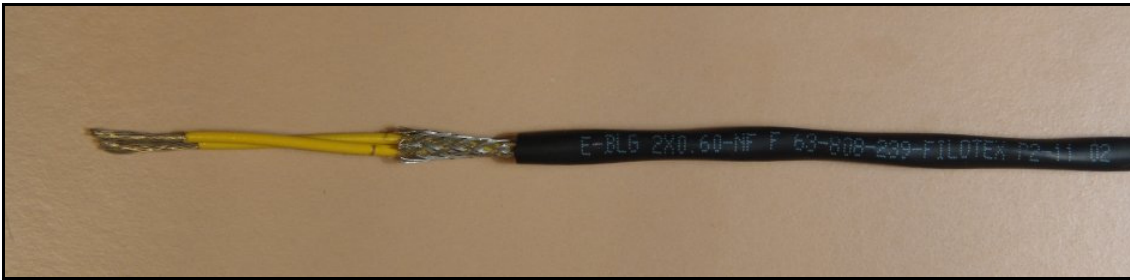


Figura B-1. Cable analizado experimentalmente.



Figura B-2. Scharfenberg analizado experimentalmente.

B.2. Material de análisis

Como se ha indicado en el Capítulo 2, en esta Tesis se han modelado los dos elementos que forman la línea de transmisión de un tren. Por un lado está el cable que es el modelo 99TM1121-20 del fabricante *Raychem*. Es un cable de tipo par trenzado y apantallado como el mostrado en la Figura B-1. Por otra parte, se ha analizado el acoplamiento entre vehículos ferroviarios conocido como Scharfenberg descrito en profundidad en el Capítulo 2. En la Figura B-2 se muestra el empleado en el laboratorio.

B.3. Equipos de medida y herramientas

Los ensayos de vacío y de cortocircuito especificados en el Capítulo 2 para obtener los parámetros de la línea y, con ello, su modelo, se han realizado con el Analizador de Impedancia / Ganancia-Fase HP4194A de *Hewlett Packard* (véase la Figura B-3), que trabaja en un rango de frecuencias de 100 kHz a 40 MHz. Para aumentar este rango se ha utilizado la sonda de impedancias HP41941A (mostrada en la Figura B-4), que permite trabajar desde 10 kHz hasta 100 MHz.

Con la finalidad de realizar los ensayos de una forma rápida, cómoda y automática se ha conectado este equipo con un ordenador personal (véase la Figura B-5), desde donde se controla el equipo de medida y se leen los datos medidos. Estos datos se almacenan en el disco duro y posteriormente se procesan con Matlab. Más adelante se comenta el programa realizado para el PC.

Por otra parte, las respuestas en frecuencia del cable y del Scharfenberg se han medido de dos formas distintas, como se indica en el Capítulo 2. La primera con el HP4194A, descrito anteriormente, se obtiene directamente el diagrama de Bode del sistema. La segunda se ha hecho con un generador de funciones, modelo *Digimess FG100*, cuyo rango de frecuencia va desde 0 Hz hasta 20 MHz, y con un osciloscopio digital, modelo *Tektronix TDS 1002*, midiendo las tensiones a la entrada y a la salida del sistema y calculando su atenuación.

A continuación se comentan un par de consideraciones tenidas en cuenta a la hora de realizar los ensayos.

B.3.1. Conexión de líneas balanceadas y no balanceadas

Antes de realizar los ensayos hay que tener en cuenta que la línea de transmisión que se estudia es una **línea balanceada**, es decir, que por ella se transmiten señales diferenciales sin referencia de masa; mientras que el equipo de medida trabaja con **líneas no balanceadas**, lo que significa que tiene un hilo activo y una referencia de masa.

Para acoplar la línea balanceada al equipo no balanceado es necesario utilizar un transformador de tipo BALUN (*BALanced-UNbalanced*), cuya finalidad es la de acoplar las impedancias de ambos extremos [Hewlett Packard, 1992]. En este caso, se ha utilizado un BALUN, modelo T25-6T-X65 de *Mini-Circuits*, cuyo rango de frecuencias es 0.01 – 100 MHz, al que se le ha acoplado un conector BNC hembra en el primario y conectores individuales en el secundario (véanse el esquema en la Figura B-6 y el prototipo en la Figura B-7).

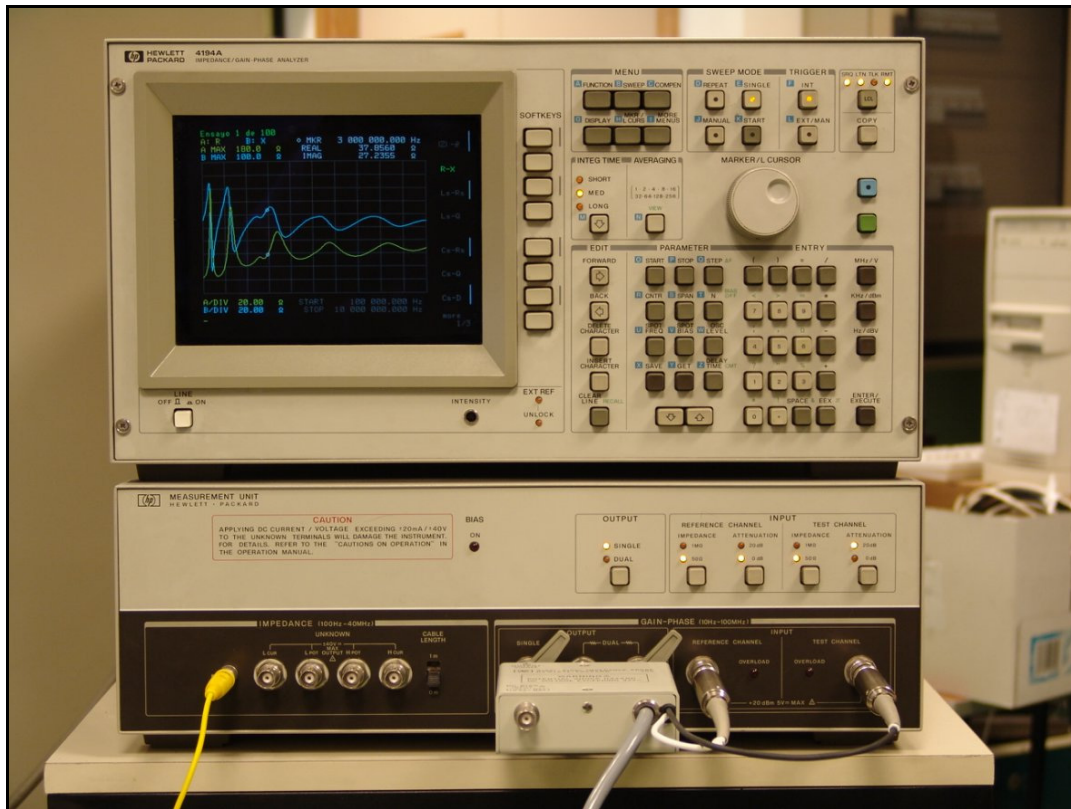


Figura B-3. Analizador de Impedancia / Ganancia-Fase HP4194A utilizado.

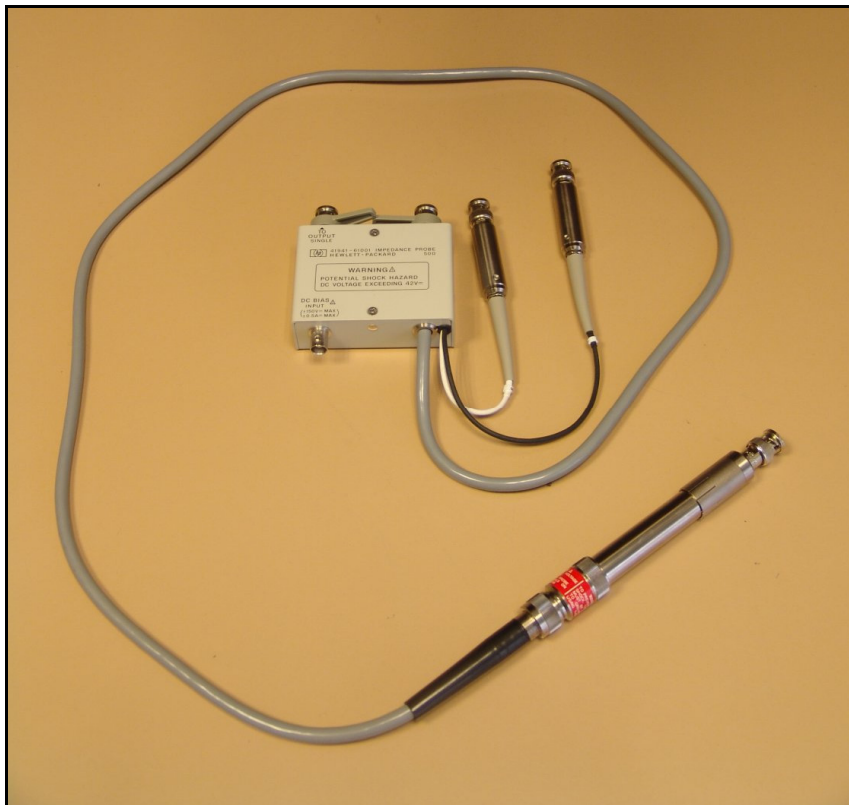


Figura B-4. Sonda de medida HP41941A utilizada.

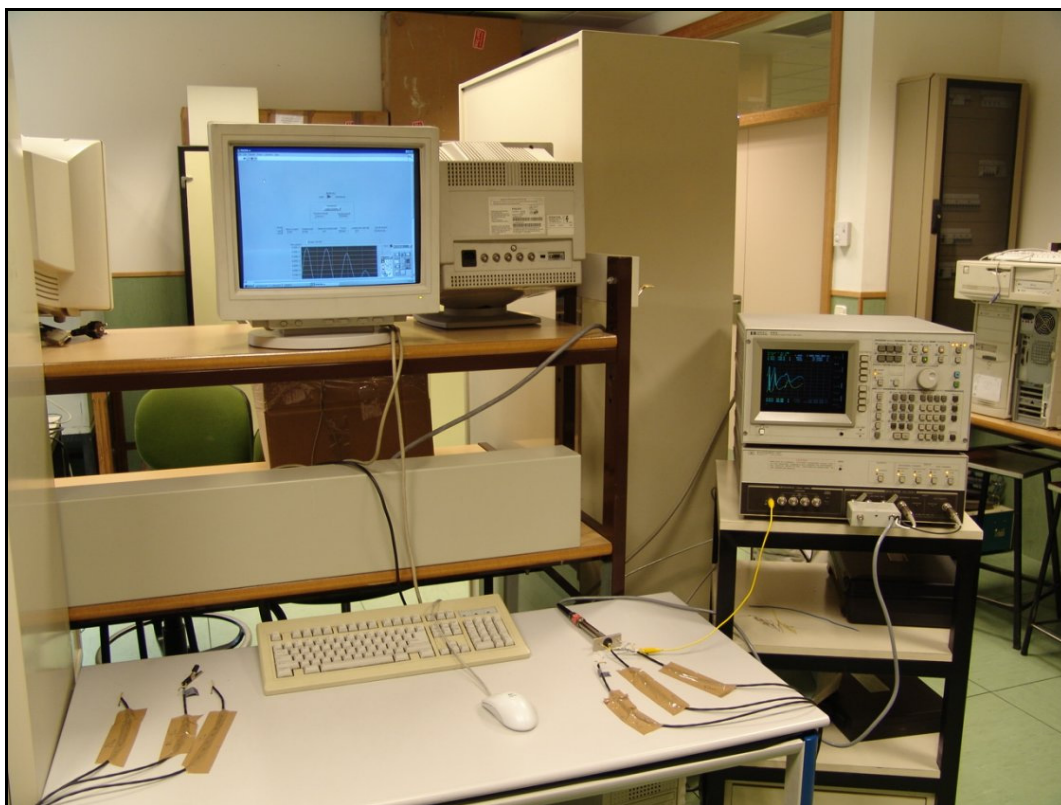


Figura B-5. Banco de ensayos: analizador de impedancias y PC.

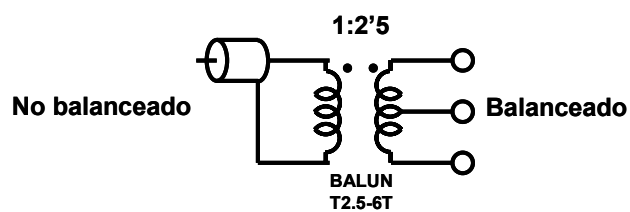


Figura B-6. Esquema del acoplador de impedancias.

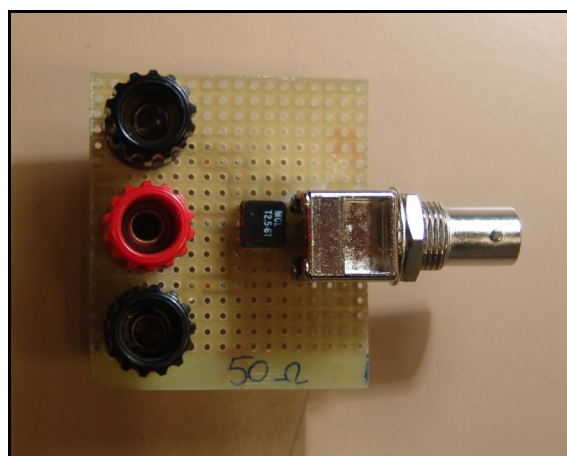


Figura B-7. Acoplador de impedancias utilizado.

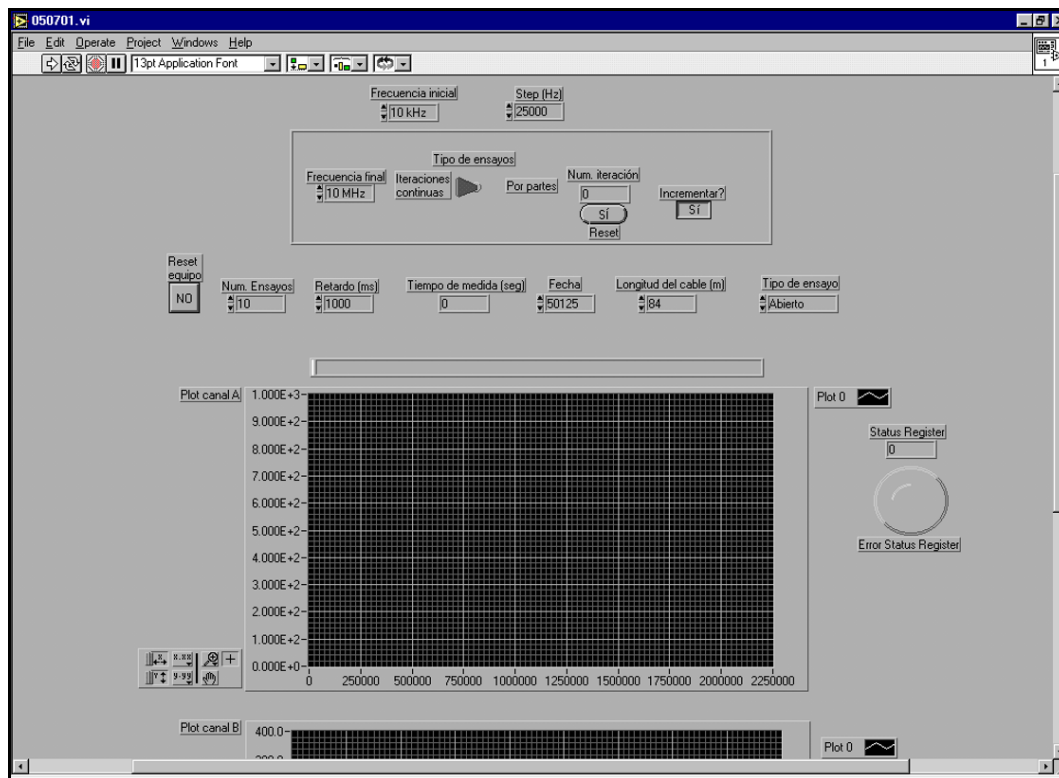


Figura B-8. Pantalla del programa de LabView.

La relación de transformación (1:2'5) está ligada a las impedancias de ambos dispositivos. La del equipo de medida es de 50Ω mientras que la del cable está entorno a los 120Ω (como se ha visto en el Capítulo 2), lo que hace una relación 1:2'5.

B.3.2. Programa de LabView

Como se ha comentado en apartados anteriores, se ha conectado un PC al equipo de medida HP4194A, mediante una conexión GPIB, para automatizar las medidas. En este ordenador se ha ejecutado un *software* programado en *LabView* y realizado en la Tesis, que controla de forma remota el equipo de medida y almacena los datos de las medidas realizadas en cada ensayo.

En la ventana de la herramienta desarrollada (Figura B-8), el usuario puede definir una serie de parámetros tales como el rango de frecuencias de medida, el incremento de frecuencia entre dos medidas consecutivas y el número de veces que se va a repetir el ensayo, entre otros. Según los valores introducidos por éste, el programa realiza los cálculos y las operaciones necesarios para llevar a cabo los ensayos de forma totalmente automática, para leer las medidas realizadas por el equipo y para almacenarlas en el disco duro estructuradas en diferentes archivos. Después, toda esta información se procesa en Matlab para obtener los valores de los parámetros de la línea.

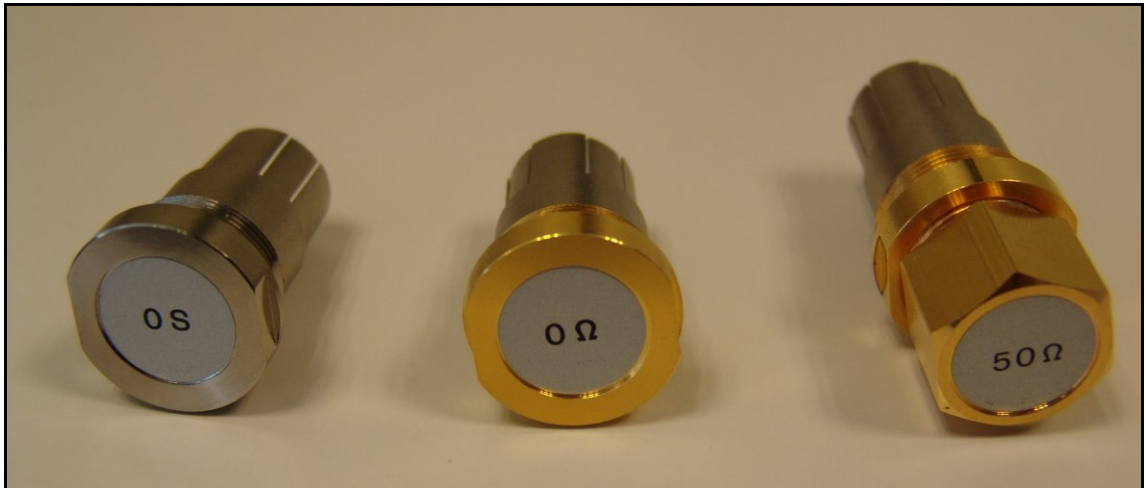


Figura B-9. Patrones de calibración de la sonda HP41941A.

B.4. Metodología de los ensayos

Los pasos a seguir para realizar las medidas de impedancia en vacío y en cortocircuito a cada cable son sistemáticos, y se especifican más adelante. En primer lugar se configura el equipo de medida desde el ordenador; después se calibran la sonda de medida de impedancias y el transformador BALUN; y por último se conecta todo el sistema y se realizan las medidas.

B.4.1. Configuración del equipo de medida

Configurando el equipo de medida convenientemente, se minimizan considerablemente errores de medida debidos a ruido, vibraciones, temperatura y otros factores. Para ello se ha utilizado una función de integración incorporada en el HP4194A, que toma varias muestras en cada ensayo y realiza la media aritmética de todas ellas. También se ha empleado un retardo de 50 ms entre medidas consecutivas, para evitar que en el cable haya ondas estacionarias de frecuencias anteriores.

B.4.2. Calibración

La calibración tanto de la sonda como del transformador es un punto muy importante en todos los ensayos. El accesorio HP41941A incluye unos patrones de calibración de 0 S, 0 Ω y 50 Ω (impedancia estándar del equipo), mostrados en la Figura B-9, para calibrar la sonda de medida junto con una función de calibración que viene implementada en el equipo.

Después de calibrar la sonda, hay que calibrar el transformador BALUN, pues éste forma parte del equipo de medida y no del sistema que se quiere modelar. Para ello, el equipo implementa otra función para ensayar en vacío y en cortocircuito estos dispositivos de medida. Esta función utiliza los valores de calibración de la sonda de medida obtenidos anteriormente.

Los datos obtenidos de cada calibración los almacena el equipo y los tiene en cuenta para ajustar las medidas realizadas al sistema. Una vez que se han calibrado la sonda y el transformador, ya está listo el material para realizar los ensayos al sistema.

B.4.3. Medidas y cálculos

A medida que se van realizando los ensayos, se van guardando las medidas en el PC para luego operarlas matemáticamente. Se ha realizado un programa en Matlab que recibe los ensayos realizados a los cables y calcula los parámetros γ y Z_c de cada uno de ellos. Con éstos se obtiene el modelo de la línea de transmisión, lo que permite calcular su respuesta en frecuencia y poder utilizarla en el simulador del sistema digital realizado.

B.5. Fotografías

En este apartado se muestran algunas fotografías de distintos momentos en los que se modelaban el cable y el Scharfenberg.

En la Figura B-10 se muestra la conexión del equipo de medida con uno de los cables estudiados experimentalmente en el laboratorio.

En la Figura B-11 se puede observar cómo se distribuyeron los distintos cables en el laboratorio para no ocupar demasiado espacio y tenerlo lo más ordenado posible.

En la Figura B-12 se muestra el equipo de medida instalado en la cabina de una unidad de tren tipo UT-446 de Cercanías. Estos ensayos se realizaron en la estación de Móstoles, con el tren estacionado en vía muerta.

En la Figura B-13 se detalla el punto de conexión al tramo de bus que va desde la cabina del conductor de una unidad de tren, hasta la cabina de la unidad acoplada, pasando por el Scharfenberg automático.

En la Figura B-14 se muestra el banco de pruebas instalado en el laboratorio para caracterizar el Scharfenberg experimentalmente. De esta forma se pudo obtener un modelo electromagnético de forma fiable.

La Figura B-15 muestra una visión global de los Scharfenberg acoplados, tal y como se han analizado en el laboratorio.

En la Figura B-16 se enseña la conexión entre el equipo de medida y el Scharfenberg estudiado experimentalmente en el laboratorio.

Por último, en la Figura B-17 se presenta el Scharfenberg desacoplado, lo que correspondería a cada parte del acoplamiento de cada unidad de tren.

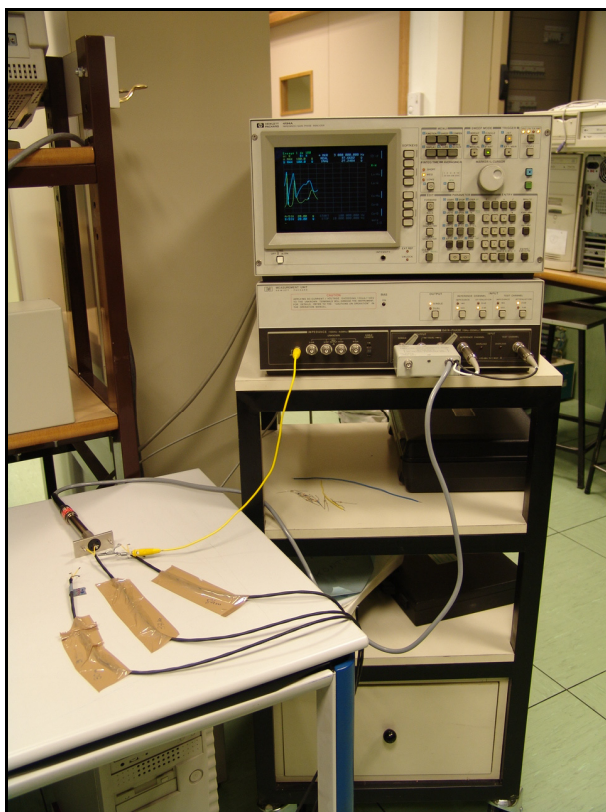


Figura B-10. Caracterización del cable en el laboratorio..



Figura B-11. Distribución del cable en el laboratorio.



Figura B-12. Caracterización del Scharfenberg en el tren.



Figura B-13. Punto de conexión en el bus del tren.



Figura B-14. Caracterización del Scharfenberg en el laboratorio.



Figura B-15. Scharfenberg analizado en el laboratorio.



Figura B-16. Punto de conexión con el Scharfenberg analizado en el laboratorio.



Figura B-17. Scharfenberg desacoplado.

Apéndice C

Parámetros de configuración de OFDM

C.1. Introducción

La modulación OFDM tiene una serie de parámetros que configuran el funcionamiento del sistema. Estos parámetros están relacionados entre sí para mantener la ortogonalidad de las portadoras OFDM y para que el funcionamiento sea óptimo.

En este apéndice se enumeran dichos parámetros, describiendo su significado, procedencia y limitaciones. También se indican los valores empleados en el prototipo del sistema de comunicaciones desarrollado en la Tesis.

El apéndice está dividido en varios apartados. En el primero se definen los conceptos más básicos de la modulación OFDM. En el apartado C.3 se indica cómo obtener los valores de los parámetros necesarios. Y en el último se resumen éstos en una tabla.

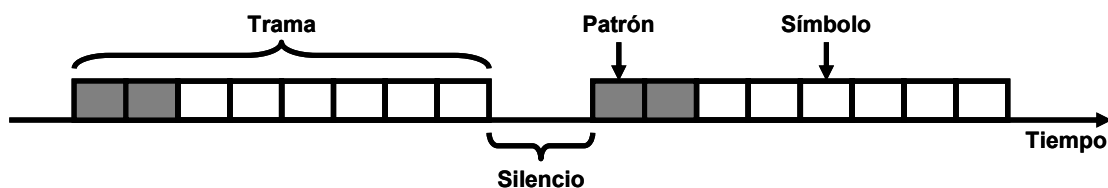


Figura C-1. Partes de una trama OFDM.

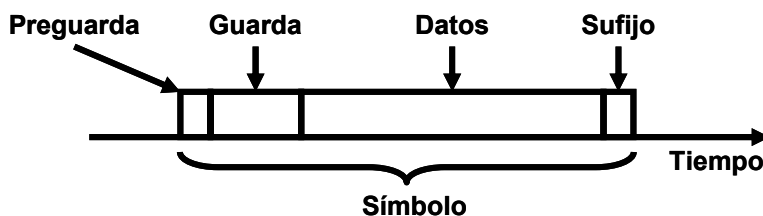


Figura C-2. Partes de un símbolo OFDM.

C.2. Definiciones

Una *Trama* está compuesta por *Símbolos* OFDM consecutivos en el tiempo (véase la Figura C-1), cada uno de los cuales transporta datos de información. Los primeros símbolos de la Trama son los *Patrones*, que son símbolos conocidos por el transmisor y el receptor para poder estimar los efectos del canal sobre la señal.

A su vez, cada símbolo está dividido en cuatro partes, como se muestra en la Figura C-2. La primera y la última, que se conocen como *Preguarda* y *Sufijo* respectivamente, son para conectar suavemente con los símbolos anterior y posterior (*windowing*). La segunda parte se conoce como *Guarda* y sirve para evitar interferencias entre símbolos adyacentes; y la última son los *Datos* donde va la información a transmitir. Éstos se generan a partir de un conjunto de *Portadoras*, cada una de las cuales alberga un *Símbolo QAM* que representa un número determinado de bits.

C.3. Obtención de los parámetros

En este apartado se indica cómo obtener todos los parámetros necesarios para que el sistema OFDM funcione adecuadamente. También se indican sus significados y las limitaciones que puedan tener.

Antes de comenzar a calcular el valor de los parámetros de configuración, hay que asignar los que se indican a continuación:

- **Retardo de propagación** (Rt_{prop}): en sistemas inalámbricos, indica el tiempo aproximado que transcurre desde que se recibe la primera co-

pia de una trama hasta la última copia. En los sistemas por cable, en los que la información sólo llega una vez, este tiempo se puede poner pequeño, del orden de nanosegundos. En el prototipo realizado se han escogido 500 ns para que las tramas estén holgadas y así evitar complicaciones de la configuración con valores pequeños.

- **Relación Retardo – Tiempo de Guarda** ($R_{prop-Grd}$): la Guarda debe durar entre 2 y 4 veces el retardo de propagación, para garantizar que todas las copias de la trama lleguen antes de que empiecen a llegar los Datos. Valores mayores a 4 desaprovechan la capacidad del canal de transmisión. En el prototipo se ha escogido 2, el mínimo, porque en el cable no hay copias de la señal transmitida, pero puede haber alguna onda reflejada que haya que evitar.
- **Relación Tiempo de Guarda – Tiempo de Símbolo** ($R_{Grd-Simb}$): la duración del Símbolo debe ser mucho mayor que el tiempo de Guarda, para minimizar las pérdidas de tiempo causadas por ésta. Sin embargo, no se puede poner excesivamente mayor porque supone una enorme complicación de implementación y una mayor sensibilidad al ruido de fase y al desfase de frecuencias. Un valor adecuado es que el Tiempo de Símbolo sea al menos cinco veces el Tiempo de Guarda. Se ha escogido una relación 6:1 para que sea grande respecto del tiempo de guarda pero no excesivamente grande como para complicar el sistema y desaprovechar el canal.

Con estos parámetros se puede obtener la duración de la parte de Datos del Símbolo, según la expresión:

$$T_{Dat} = R t_{prop} \cdot R_{prop-Grd} \cdot (R_{Grd-Simb} - 1) \quad (C.1)$$

Una vez conocido este tiempo, se calcula fácilmente la distancia entre las subportadoras del símbolo OFDM, pues deben tener un número entero de ciclos dentro de T_{Dat} para mantener la ortogonalidad.

$$\Delta F_{Port} = \frac{1}{T_{Dat}} \quad (C.2)$$

Si se quiere trabajar con la máxima tasa de bits dentro de un ancho de banda determinado,³² se calcula el número de subportadoras que caben dentro de esa banda con la expresión:³³

³² El valor de 3 MHz escogido para el ancho de banda permite hacer pruebas sencillas con un *bit-rate* aceptable.

$$N_{Port} = \left\lfloor \frac{AB_{\max}}{\Delta F_{Port}} \right\rfloor_{par} \quad (C.3)$$

Y con la siguiente se calcula el ancho de banda que realmente se necesita:

$$AB = N_{Port} \cdot \Delta F_{Port} \leq AB_{\max} \quad (C.4)$$

Para calcular el número de puntos de las funciones FFT / IFFT, hay que definir la **Relación de sobre-muestreo** ($R_{SobMstr}$), es decir, cuántos puntos se van a añadir por cada subportadora OFDM. Debe ser un número del tipo 2^n , con $n \in \mathfrak{I}$, para que las operaciones de dichas funciones sean óptimas. Tras la investigación realizada en esta Tesis, se ha concluido que los valores óptimos son 8 ó 16, porque valores menores no dan suficiente resolución en la señal que genera el bloque de la IFFT, y valores mayores no mejoran lo suficiente frente al incremento de recursos del sistema que suponen. En el prototipo desarrollado se ha elegido la relación 16:1 porque es más precisa, aunque duplica los tamaños de la FFT y de la IFFT. Una vez definida la Relación de sobre-muestreo, se puede calcular el número de puntos de la FFT / IFFT, y con ello el número de muestras de la parte de Datos del Símbolo OFDM, con la siguiente expresión:³⁴

$$M_{FFT/IFFT} = M_{Dat} = R_{SobMstr} \cdot \lceil N_{Port} \rceil_{2^n, n \in \mathfrak{I}} \quad (C.5)$$

Como previamente se ha calculado la duración de la parte de Datos (C.1), ahora se puede obtener la distancia entre dos muestras consecutivas y con ella la frecuencia de muestreo de la señal a transmitir:

$$\Delta T = \frac{T_{Dat}}{M_{Dat}} \quad (C.6)$$

$$F_m = \frac{1}{\Delta T} \quad (C.7)$$

Una vez conocido ΔT (C.6), se puede calcular el número de muestras de la parte de Guarda del Símbolo y su duración:

³³ La expresión $\lfloor N \rfloor_{par}$ indica el redondeo del valor N al número par inmediatamente inferior.

³⁴ La expresión $\lceil N \rceil_{2^n, n \in \mathfrak{I}}$ indica el redondeo del valor N al número 2^n , con $n \in \mathfrak{I}$, inmediatamente superior.

$$M_{Grd} = \left\lfloor \frac{R_{t_{prop}} \cdot R_{prop-Grd}}{\Delta T} \right\rfloor_{par} \quad (C.8)$$

$$T_{Grd} = M_{Grd} \cdot \Delta T \quad (C.9)$$

Para seguir calculando el resto de partes del Símbolo, hay que definir la **Relación Tiempo de Preguarda – Tiempo de Guarda** ($R_{Pgnd-Grd}$), la cual indica el número de muestras que se van a emplear para la tarea de *Windowing*.³⁵ Es recomendable que no sea un valor muy pequeño para que esta tarea sea efectiva. De la misma forma que en parámetros anteriores, tampoco debe ser muy grande para no alargar en exceso el Símbolo, por eso los valores recomendados están entre un 10 y un 25 % de la duración de la parte de Guarda. En el prototipo se ha utilizado un 20 %, que equivale a 50 muestras según la configuración escogida. De esta forma las uniones son muy suaves sin que genere problemas en la transmisión.

Definido ese parámetro se calcula el número de muestras de la Pregar-da y su duración con las expresiones:³⁶

$$M_{Pgnd} = \left\lfloor R_{Pgnd-Grd} \cdot M_{Grd} \right\rfloor_{par} \quad (C.10)$$

$$T_{Pgnd} = M_{Pgnd} \cdot \Delta T \quad (C.11)$$

A partir de los valores obtenidos hasta este punto, se puede obtener el número de muestras y la duración de cada Símbolo OFDM completo:³⁷

$$M_{Simb} = M_{Pgnd} + M_{Grd} + M_{Dat} \quad (C.12)$$

$$T_{Simb} = T_{Pgnd} + T_{Grd} + T_{Dat} \quad (C.13)$$

Hasta este punto se han definido todos los parámetros relativos a las partes que componen el Símbolo OFDM. Ahora se describen los referentes a la Trama. En primer lugar, se calcula el número de símbolos que van a formar una Trama. Para ello se emplea el **Tiempo aproximado de Duración de la Trama** ($T_{Trm-Aprox}$), que es un valor definido previamente. Conviene que este valor no sea muy grande, pues hay efectos que se van acumulando a lo

³⁵ Como se ha descrito en el Capítulo 3, el *Windowing* se encarga de enlazar los símbolos consecutivos de la trama de forma que las uniones sean transiciones suaves.

³⁶ La expresión $\left\lfloor N \right\rfloor_{par}$ representa el redondeo del valor N al número par, superior o inferior, más cercano.

³⁷ La parte de Sufijo del Símbolo no se tiene en cuenta en los cálculos porque, con el *windowing*, esta parte se mezcla con la parte de Pregar-da y quedan como una sola.

largo de los símbolos, como el desfase de frecuencias, que dificultarían la obtención de los datos de información de la Trama. Por otro lado, tampoco es conveniente que sea muy pequeño para que la duración de la Trama sea mucho mayor que el tiempo de silencio entre tramas consecutivas y que la duración de la cabecera de la trama y así no desaprovechar el tiempo del canal. El valor escogido en el prototipo han sido 500 μ s para que sea unas 100 veces mayor al tiempo del símbolo. Con la siguiente expresión se calcula el número de símbolos que forman una trama:³⁸

$$N_{Symb} = \left\lceil \frac{T_{Trm-Aprox}}{T_{Symb}} \right\rceil_3 \quad (C.14)$$

Dado que en la expresión anterior hay un redondeo, se puede calcular el tiempo que realmente va a durar la Trama, sabiendo la duración de cada Símbolo (C.13) calculado anteriormente:

$$T_{Trm} = N_{Symb} \cdot T_{Symb} \cong T_{Trm-Aprox} \quad (C.15)$$

Por último, es necesario calcular el tiempo que transcurre desde el comienzo de una trama hasta el comienzo de la siguiente, para lo que hay que tener en cuenta el **Tiempo de Silencio** (T_{Sil}) definido previamente. En esta ocasión se ha escogido la duración de un símbolo OFDM por comodidad.

$$T_{Trm-Trm} = T_{Trm} + T_{Sil} \quad (C.16)$$

Por otro lado, según el tipo de modulación escogida, es decir, según el número de bits que codifica cada símbolo QAM ($B_{SymbQAM}$),³⁹ se puede calcular la cantidad de bits que se transmiten en cada símbolo OFDM conociendo el número de subportadoras, obteniendo:

$$B_{Symb} = B_{SymbQAM} \cdot N_{Port} \quad (C.17)$$

Y para calcular los bits de datos que se transmiten en cada trama, hay que tener en cuenta el **Número de Patrones** (N_{Patr})⁴⁰ que se insertan en cada una, pues ellos no transmiten datos de información:

³⁸ La expresión $\lceil N \rceil_3$ representa el redondeo del valor N al número entero, superior o inferior, más cercano

³⁹ Se ha elegido una modulación 16-QAM por descarte. La de 4-QAM es demasiado sencilla como para probar los efectos del canal en la señal. Las modulaciones 8 y 32-QAM se han desestimado porque sus constelaciones no son cuadradas. Y la de 64-QAM tiene demasiados puntos en cada cuadrante.

⁴⁰ El número de patrones de la trama debe ser, al menos, de 2, para poder comparar en el receptor los efectos del canal sobre cada subportadora y para poder minimizar los efectos

$$B_{Trm} = B_{Simb} \cdot (N_{Simb} - N_{Patr}) = B_{Simb} \cdot N_{SmDat} \quad (C.18)$$

Con esto se obtiene la Tasa de Bits máxima del sistema, según la expresión:

$$TB_{\max} = \frac{B_{Trm}}{T_{Trm} - T_{rm}} \quad (C.19)$$

Por lo tanto, la máxima Frecuencia de muestreo en los datos a transmitir es:

$$F_{Dat-\max} = \frac{TB_{\max}}{B_{SimbQAM}} \quad (C.20)$$

Como la frecuencia de muestreo de los datos de entrada⁴¹ son $2MHz < F_{Dat-\max}$, la Tasa de Bits real del sistema es:

$$TB = B_{SimbQAM} \cdot F_{Dat} \leq TB_{\max} \quad (C.21)$$

donde F_{Dat} es la frecuencia elegida para muestrear los datos de entrada al sistema.

C.4. Resumen

En la Tabla C-1 se enumeran todos los parámetros definidos en el apartado anterior y necesarios para configurar el sistema con modulación OFDM, y los valores empleados en el prototipo desarrollado en esta Tesis Doctoral. Estos valores se han obtenido tras analizar el funcionamiento del sistema desarrollado con distintas configuraciones. Son valores que alcanzan un compromiso adecuado entre el *bit-rate* y la robustez ante ruido, y no exigen demasiados recursos *hardware*.

del ruido del canal. Por otra parte, no se pueden poner muchos patrones porque no introducen ninguna mejora sustancial frente al consumo de tiempo del canal que conllevan. En el prototipo se insertan 2 patrones en cada trama porque es lo mínimo que se debe poner.

⁴¹ Esta frecuencia se ha escogido por redondear a la baja la máxima frecuencia de muestreo de los datos de entrada.

Tabla C-1. Resumen de los parámetros del sistema OFDM.

Parámetro	Nomenclatura	Valor
Retardo de propagación	Rt_{prop}	500 ns
Relación Retardo – Tiempo de guarda	$R_{prop-Grd}$	2:1
Relación Tiempo de guarda – Tiempo de símbolo	$R_{Grd-Simb}$	6:1
Relación Tiempo de preguarda – Tiempo de guarda	$R_{Pgrd-Grd}$	5:1
Relación de sobremuestreo en FFT / IFFT	$R_{SobMstr}$	16:1
Distancia entre subportadoras	ΔF_{Port}	200 kHz
Número de subportadoras	N_{Port}	14
Máximo ancho de banda disponible	AB_{max}	3 MHz
Ancho de banda empleado	AB	2,8 MHz
Tiempo entre muestras consecutivas	ΔT	19,53 ns
Frecuencia de muestreo de la señal transmitida (ADC y DAC)	F_m	51,2 MHz
Tiempo entre comienzos de tramas consecutivas	$T_{Trm-Trm}$	506,09 μ s
Tiempo de silencio entre tramas consecutivas	T_{Sil}	6,17 μ s
Duración aproximada de la trama	$T_{Trm-Aprox}$	500 μ s
Duración de la Trama	T_{Trm}	499,92 μ s
Duración del Símbolo	T_{Simb}	6,17 μ s
Duración de la Preguarda	T_{Pgrd}	195,31 ns
Duración de la Guarda	T_{Grd}	976,55 ns
Duración de los Datos	T_{Dat}	5 μ s
Duración del Sufijo	T_{Suf}	195,31 ns
Número de muestras por Trama	M_{Trm}	25.596
Número de muestras por Símbolo	M_{Simb}	316
Número de muestras de Preguarda	M_{Pgrd}	10
Número de muestras de Guarda	M_{Grd}	50
Número de muestras de FFT / IFFT	$M_{FFT/IFFT}$	256
Número de muestras de Datos	M_{Dat}	256
Número de muestras de Sufijo	M_{Suf}	10
Número de símbolos por trama	N_{Simb}	81
Número de patrones por trama	N_{Patr}	2
Número de símbolos de datos por trama	N_{SmDat}	79
Bits por símbolo QAM	$B_{SimbQAM}$	4
Bits de datos transmitidos por Trama	B_{Trm}	4.424

Tabla C-1. Resumen de los parámetros del sistema OFDM. [Continuación]

Parámetro	Nomenclatura	Valor
Bits de datos transmitidos por Símbolo	B_{Simb}	56
Máxima Tasa de Bits	TB_{max}	8,74 Mbps
Tasa de Bits	TB	8 Mbps
Frecuencia máxima de muestreo de datos	$F_{\text{Dat-max}}$	2,19 MHz
Frecuencia de muestreo de datos	F_{Dat}	2 MHz
Frecuencia portadora principal	$F_{\text{PortPcpal}}$	20 MHz

Apéndice D

Descripción funcional del simulador y del prototipo

D.1. Introducción

En este apéndice se describen las estructuras internas del simulador y del prototipo desarrollados en la Tesis, y se resume el funcionamiento de cada uno de los bloques, destacando lo más característico de los mismos. En el Capítulo 3 de esta memoria se describe a grandes rasgos el funcionamiento de las diferentes etapas de las que constan el transmisor y el receptor del sistema, así como la técnica OFDM. Este apéndice es, pues, un complemento al Capítulo 3, donde se aportan detalles técnicos de los bloques funcionales del simulador y del prototipo.

El apéndice está dividido en dos grandes apartados. En el primero se detalla lo más característico del simulador. A su vez, el apartado está dividido en el transmisor, en el canal y en el receptor, y en otro apartado más en el que se comenta un segundo simulador realizado. En el apartado D.3 se describen en profundidad el funcionamiento y las características del prototipo OFDM realizado. Este apartado también está dividido en un sub-apartado para el transmisor, y en otro para el receptor.

D.2. Simulador

El simulador realizado en la Tesis reproduce el comportamiento del sistema digital desarrollado, de una forma rápida y precisa. Es capaz de simular el funcionamiento de un canal con tramas MVB, transmitidas en banda base, y dos canales independientes con datos modulados en OFDM, en las bandas que configure el usuario. La simulación se realiza sobre una línea de transmisión compuesta por un solo elemento, como por ejemplo, un vehículo ferroviario, que sólo está compuesto por cable, sin tener en cuenta los conectores entre vehículos.

En la Figura D-1 se muestra un esquema de las funciones que componen el simulador.⁴² La primera parte corresponde a la inicialización del sistema. En ella se leen todos los parámetros de configuración del canal MVB y de los dos canales OFDM; se realizan las operaciones matemáticas necesarias en los canales OFDM, y se comprueban las características obtenidas por si existiese alguna incompatibilidad entre los parámetros de funcionamiento, como por ejemplo que el número de símbolos de la trama sea igual o menor al número de patrones indicado.

D.2.1. Transmisor

La segunda parte del funcionamiento del simulador corresponde al Transmisor, cuyo esquema se muestra en la Figura D-2. Éste está formado por tres etapas. En la primera, se compone la señal que transmitiría un equipo MVB. En primer lugar, los datos a transmitir se obtienen de forma aleatoria o desde un archivo; después se codifican en Manchester y se genera una señal en tiempo discreto con la función `DriverTCN_tx`, la cual simula el funcionamiento de un *driver* 485. Por último, la señal se limita con un filtro tipo paso bajo a la banda indicada por el usuario en la configuración del canal MVB. La señal obtenida como resultado se almacena hasta la última etapa del transmisor.

En la segunda etapa se generan las señales de los dos canales OFDM. Primero se obtiene la del primer canal y después se ejecutan las mismas funciones para obtener la del segundo canal. En ambos casos el primer paso consiste en obtener los datos a transmitir, que pueden ser aleatorios, leídos de un archivo o constantes.⁴³

⁴² El desarrollo del simulador está basado en el diagrama de bloques mostrado en la Figura 3-7 del Capítulo 3 de esta memoria.

⁴³ Se dice que los datos son “constantes” porque todas las subportadoras de todos los símbolos de la trama transmiten el mismo dato.

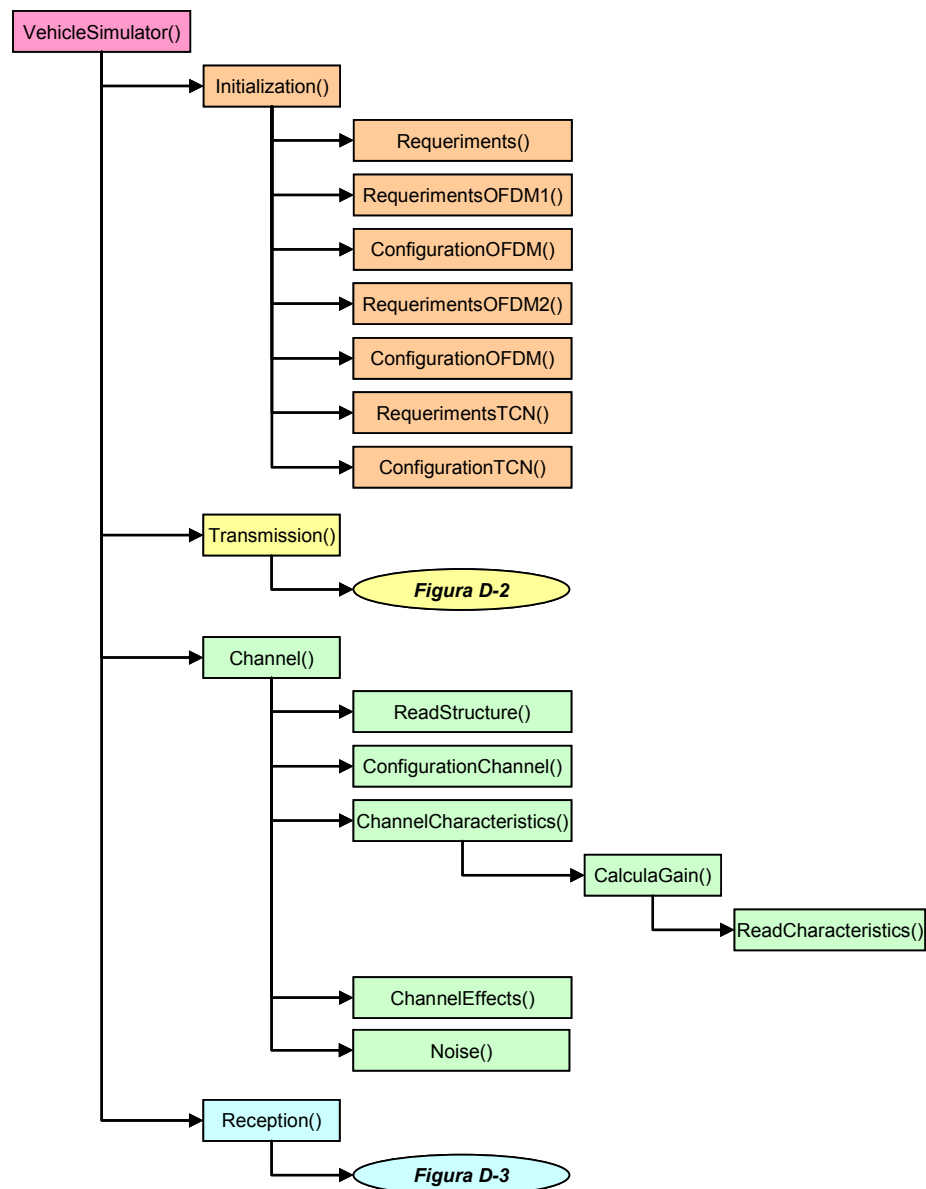


Figura D-1. Programa principal del Simulador.

Estos datos se ubican formando una matriz tal que las filas corresponden a cada subportadora de un mismo símbolo OFDM, y las columnas corresponden a cada símbolo dentro de una trama. A continuación se modulan según la constelación QAM indicada por el usuario en los parámetros de configuración, y se añaden, a la matriz obtenida de la función anterior, las columnas correspondientes a los Patrones. Posteriormente se calcula la IFFT de dicha matriz para pasar del dominio de la frecuencia al dominio del tiempo la matriz de trabajo. De esta forma se obtienen los símbolos en tiempo discreto, a los que se les realiza la extensión cíclica y el *windowing*, como se detalla en el Capítulo 3. Después se expresa la matriz de trabajo como un vector, formando así la trama OFDM en tiempo discreto. El filtrado posterior se puede realizar si el usuario lo desea, no siendo necesario, en principio, por las características técnicas de la modulación OFDM.

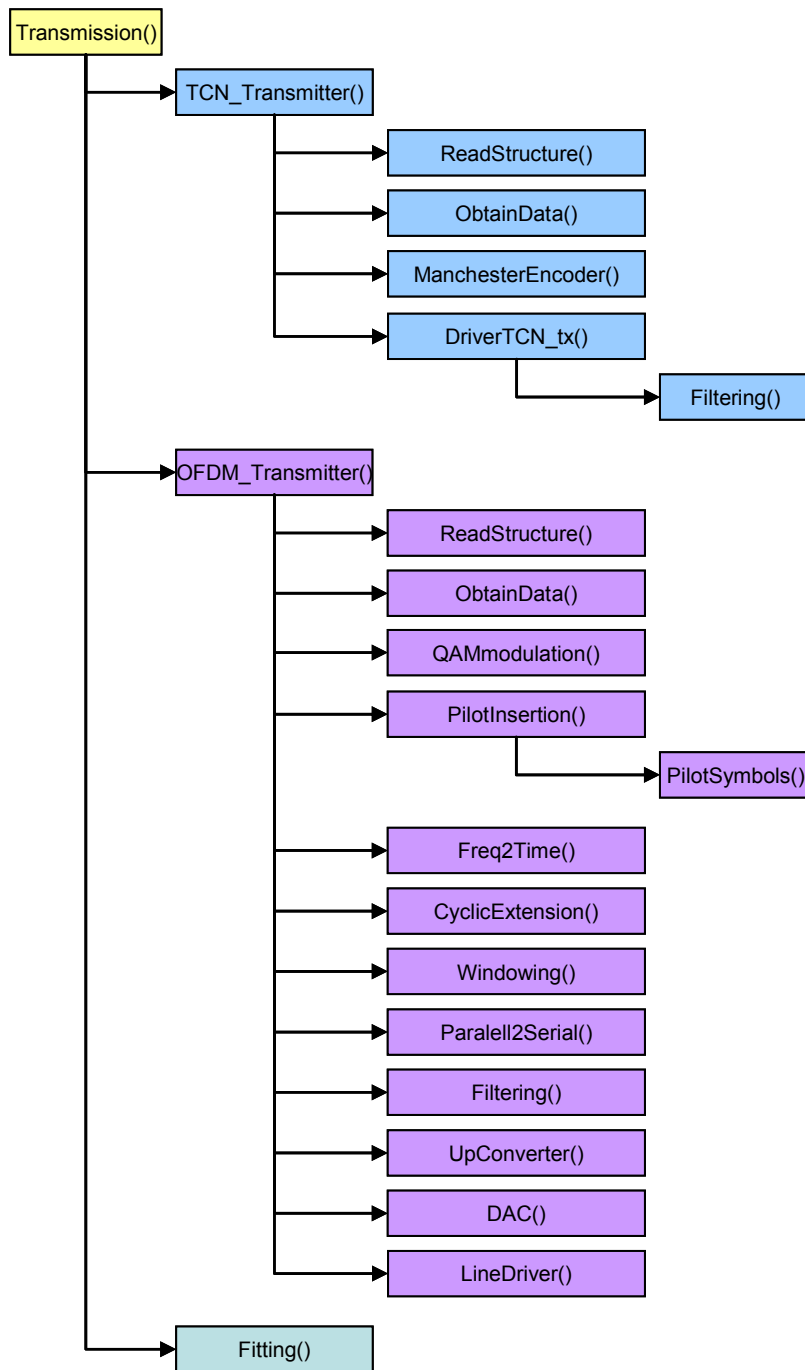


Figura D-2. Transmisión del Simulador.

A continuación se monta la trama anterior sobre una portadora senoidal de la frecuencia indicada por el usuario en los parámetros de configuración. Posteriormente, la señal obtenida correspondiente a una trama OFDM modulada se pasa por el simulador del convertor DA, donde se comprueba si alguna muestra de la señal sobrepasa el valor máximo admitido por la resolución del convertor, en cuyo caso avisa por pantalla del número de muestras que saturan, y convierte la amplitud de las muestras a una escala de voltios. Por último se simula el comportamiento del amplificador que hay a

la salida del transmisor con la función `LineDriver`, que aumenta la tensión de la señal generada por el conversor DA.

En la tercera etapa del transmisor se suman las tres señales generadas: la de MVB y las dos de OFDM. Para ello, los vectores generados en cada una de las etapas anteriores se muestrean con la misma frecuencia (la más alta de las tres) y se suman obteniendo la señal total que se propagaría por la línea.

D.2.2. Canal

La tercera parte del Simulador aplica los efectos del Canal a la señal generada por el transmisor. En la Figura D-1 se muestran las funciones que lo forman. En primer lugar se ajustan las frecuencias de muestreo de la señal generada en la parte anterior, con la configurada por el usuario para la parte del Canal, a fin de que se puedan operar sin errores la señal de datos con los efectos de la línea de transmisión.

A continuación, se leen del archivo especificado por el usuario, los parámetros de propagación y de impedancia característica de la línea, calculando posteriormente la ganancia de la misma y el retardo por unidad de longitud en función de la configuración indicada por el usuario para el Canal, tales como la longitud de la línea, la impedancia de carga, entre otros. Estas características se le aplican en la función `ChannelEffects` a la señal obtenida del Transmisor, obteniéndose la señal en el extremo receptor de la línea sin los efectos del ruido. Por último, se le añade el ruido simulado en la línea como una función de ruido blanco gaussiano. Se ha utilizado esta función por su aleatoriedad.

Dentro de los parámetros que puede configurar el usuario sobre el simulador, se encuentra la posibilidad de indicar si se quiere simular o no la línea de transmisión y/o el ruido. De esta forma se pueden estudiar por separado los efectos de ambos bloques.

D.2.3. Receptor

La cuarta y última parte del Simulador del sistema digital de comunicaciones desarrollado es el Receptor, cuyo esquema se muestra en la Figura D-3. Está formado por tres etapas, la primera de las cuales está dividida en dos partes. Ésta, que se ejecuta al principio y al final del bloque de recepción del sistema simulado, consiste en representar los resultados obtenidos en numerosas figuras. En la primera parte de esta etapa se muestran los resultados relativos al Canal, tales como el diagrama de Bode de la línea de transmisión; y en la segunda parte se representan todas las demás figuras,

en las que se comparan las señales equivalentes del Transmisor y del Receptor, para que el usuario pueda observar las diferencias.

La segunda etapa del Receptor analiza la señal MVB recibida del bloque del Canal. En primer lugar le aplica un filtrado paso bajo con la frecuencia de corte configurada por el usuario, para eliminar la energía de las bandas OFDM. A continuación simula el comportamiento de un *driver* de línea 485 en recepción, es decir, devuelve valores lógicos digitales ('0' o '1') en función del nivel de tensión de la señal de entrada. Aprovecha la ocasión en esta función para muestrear la señal a una frecuencia adecuada. Después se ejecuta la función `SynchronizationTCN`, cuya misión es la de medir el tiempo que transcurre entre flancos consecutivos de la señal, para que la función `ManchesterDecoder` decodifique los bits recibidos y detecte errores en los mismos. Por último, la función `BER`, analiza el número de bits erróneos y presenta en pantalla los resultados correspondientes al canal MVB.

La tercera y última etapa del Receptor del Simulador simula la recepción del canal OFDM. Como se puede trabajar con dos canales OFDM, este código se ejecuta una vez por cada canal OFDM. En primer lugar, se simula el funcionamiento del conversor AD, el cual devuelve un dato binario según el nivel de tensión recibido. En esta función se muestrea la señal a la frecuencia obtenida de los parámetros de configuración del sistema OFDM. Después se le aplica un filtro paso banda, con las frecuencias de corte indicadas por el usuario en la configuración del Simulador, para eliminar la energía de la banda de MVB y de la otra banda OFDM. Posteriormente se ejecuta `SilenceDetector`, que se encarga de eliminar las muestras previas a la trama en el vector obtenido del filtrado. Para determinar cuándo comienza una trama busca que dos muestras consecutivas tengan una tensión, en valor absoluto, mayor a un valor configurado por el usuario. Este valor depende del nivel de ruido que se configure en la línea, para no detectar como comienzo de trama unas muestras de ruido; y es muy importante ajustar lo mejor posible el comienzo de la trama para minimizar los fallos, pues cuanto más se aleje del comienzo más errores se producirán por interferencias entre símbolos.

Una vez que se ha detectado el comienzo de la trama se elimina la frecuencia portadora principal, para trabajar en banda base. A continuación, en la función `Synchronization`, se eliminan las muestras correspondientes a la zona de Guarda y de Preguarda, quedándose con las muestras necesarias para la FFT. También se estructuran las muestras de forma matricial, representando en las filas las muestras de cada símbolo OFDM, y en las columnas cada símbolo de la trama OFDM. Si en el proceso `SilenceDetector` realizado previamente, no se detecta adecuadamente el comienzo de la trama, las muestras escogidas en la sincronización tienen un alto efecto de los símbolos adyacentes, lo que provoca errores en la decodificación de los bits.

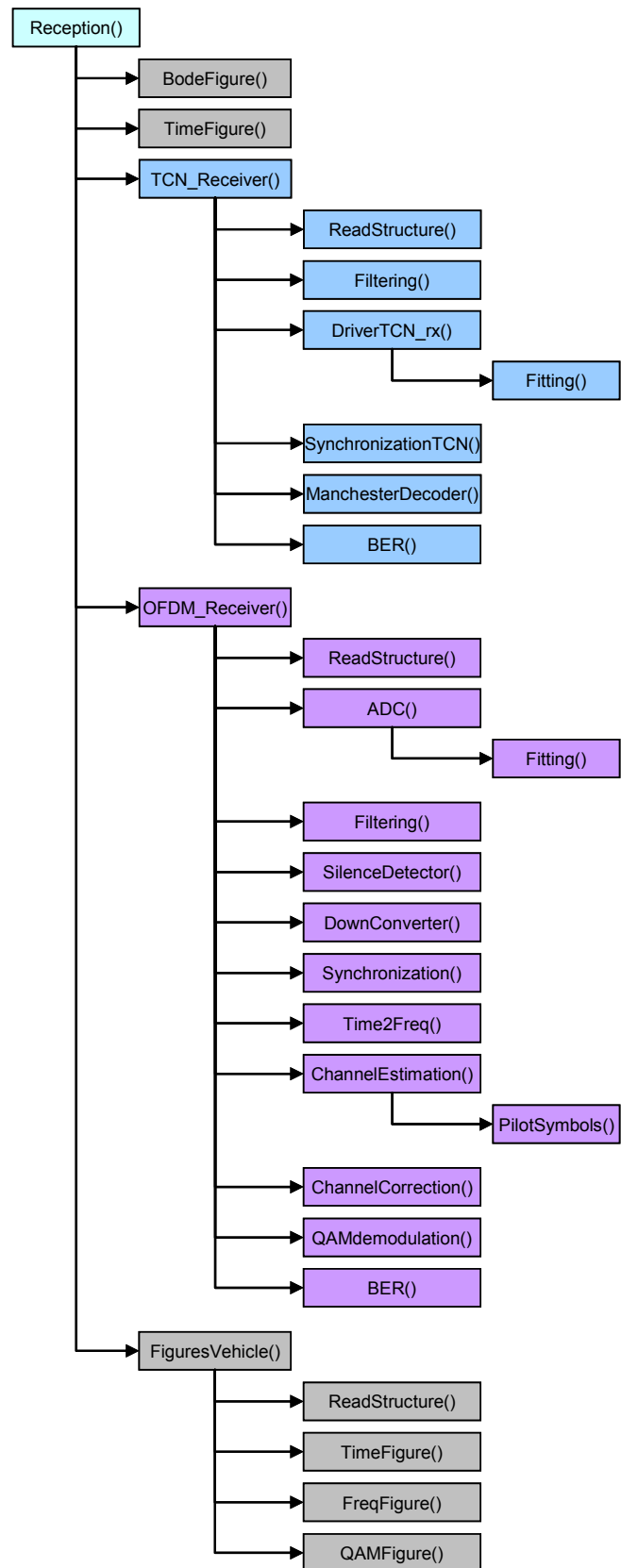


Figura D-3. Receptor del Simulador.

El siguiente paso consiste en transformar, del dominio del tiempo al dominio de la frecuencia, las muestras escogidas por la función anterior. El tamaño de la función FFT viene determinado por los parámetros de configuración del sistema OFDM, introducidos por el usuario. A continuación es necesario medir los efectos de atenuación y desfase sufridos por la señal en el Canal y por efecto de las diferencias de frecuencia del Modulador en el Transmisor y del Demodulador en el Receptor.⁴⁴ Para calcular dichos efectos, se emplean los patrones introducidos al principio de la trama como cabecera. La función consiste en comparar los valores originales que puso el Transmisor, y que son conocidos por el Receptor, y compararlos con los recibidos en la señal de entrada, calculando las diferencias de cada subportadora de los símbolos y almacenando la media entre todos los patrones. Estos valores se aplican posteriormente al resto de símbolos en la función `ChannelCorrection`, lo que va a corregir los efectos del Canal sobre éstos. Por último, sólo queda la desmodulación QAM, que devuelve grupos de bits por cada subportadora en función de la constelación QAM configurada por el usuario. La función `BER` compara la secuencia de bits transmitida con la recibida, calcula el número de bits erróneos y presenta en pantalla los resultados obtenidos. Tras mostrar las figuras en tiempo, en frecuencia y las constelaciones QAM de los datos recibidos, el simulador finaliza su ejecución.

D.2.4. Simulador de tren

Además del simulador descrito en los apartados anteriores, se ha realizado un segundo simulador que simula el comportamiento de una línea de transmisión compuesto por dos tipos de elementos, como por ejemplo la de un tren, formada por tramos de cable y por los conectores entre vehículos.

Este simulador se ha empleado para analizar el comportamiento de una transmisión MVB + OFDM a lo largo de un tren, configurado con la estructura mostrada en la Figura 2-25 del Capítulo 2, sin repetidores. Dado el poco ancho de banda disponible para transmitir datos a lo largo de un tren de tres vehículos, no se ha obtenido ningún resultado relevante de este estudio.

En la Figura D-4 se muestra el esquema de las funciones que forman el simulador de tren. Al ejecutarlo, en primer lugar se realiza la inicialización de las variables en función de los parámetros introducidos por el usuario. Este bloque de funciones es el mismo que el utilizado en el simulador descrito en los apartados previos.

⁴⁴ El usuario puede configurar estas características entre los dos bloques.

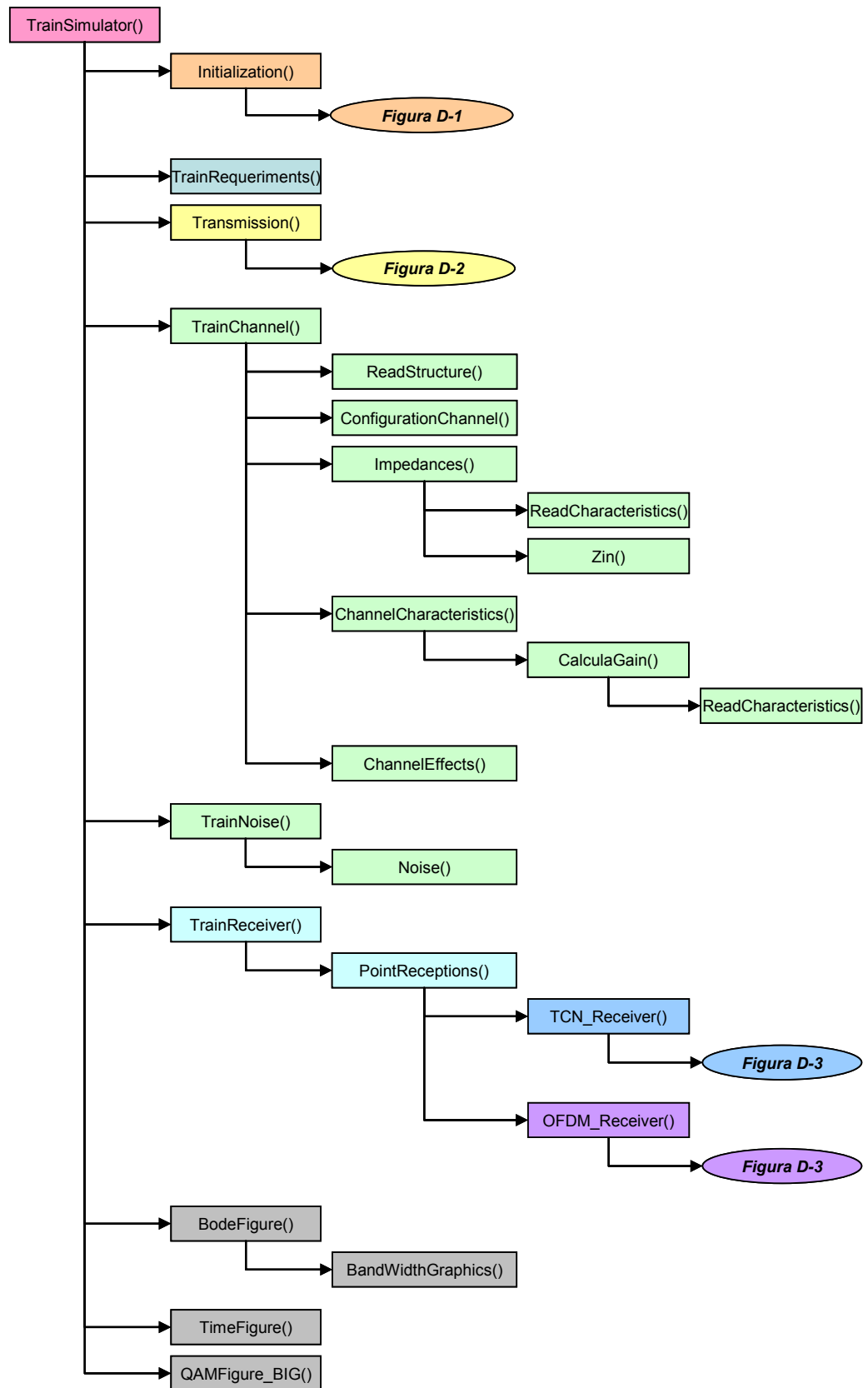


Figura D-4. Programa principal del Simulador de Tren.

A continuación se analizan los parámetros específicos de la configuración del tren, como longitudes de los vehículos, impedancias de carga en la ramificación y al final del bus, entre otros.

Después se calcula la señal que se generaría en el extremo transmisor compuesta por un canal MVB y dos canales OFDM. Este bloque de transmisión es el mismo que el empleado en el simulador descrito anteriormente. Posteriormente se calculan los efectos del canal. Para ello primeramente se estudian las características del canal configurado por el usuario; después se calculan las impedancias vistas desde cada punto de conexión de distintos medios físicos de la línea; y por último se calculan las distintas ganancias y retardos en cada zona de la línea. A continuación, todos estos efectos calculados se aplican a la señal obtenida del transmisor, en la función `Channel-Effects`. Tras ello se tiene la señal original recibida en cada un punto de unión del bus, con los efectos del canal correspondientes. Después, a cada una de estas señales, se les añade el ruido equivalente del bus, empleando para ello una función de ruido blanco gaussiano.

A continuación, se ejecutan las funciones de recepción. Al igual que en el simulador anterior, se analiza por una parte el canal de MVB, y por otra parte los canales OFDM, ejecutando, en este caso, dos veces el mismo código. Las funciones empleadas en esta parte del simulador son las mismas que las utilizadas en el simulador descrito anteriormente. La diferencia está en que en este caso se calcula la recepción del canal MVB y de los canales OFDM en cada punto característico de la línea.

Para terminar, se representan en numerosas figuras, todas las señales, diagramas de Bode y constelaciones QAM necesarios para observar y verificar el comportamiento de la señal a lo largo de un tren completo.

D.3. Prototipo

Como se ha comentado en el Capítulo 3 de esta memoria, también se ha realizado un prototipo del sistema desarrollado.⁴⁵ Su estructura es la misma que la del simulador, tal y como se representa en el diagrama de bloques de la Figura 3-7.

El prototipo se ha desarrollado para una plataforma basada en FPGA con la herramienta *Quartus II* de Altera, organizándolo en una jerarquía de bloques funcionales. La mayoría de los distintos bloques desarrollados, que se comentan a continuación, están realizados directamente en VHDL. Ciertos

⁴⁵ Sus características técnicas se detallan en el Apéndice E.

bloques característicos, como los PLL, la FFT / IFFT y el filtro FIR, son funciones generadas automáticamente con *Quartus II*. Y los ajustes, tales como retardos y pequeñas funciones, se han implementado directamente con *flip-flop's* y con puertas lógicas cableadas.

A continuación se describen cada uno de los bloques del prototipo.

D.3.1. Nivel superior de la jerarquía

En la Figura D-5 se muestra un diagrama de los bloques funcionales albergados en el nivel superior de la jerarquía. En la rama superior se representa la ruta de datos del Transmisor, y en la inferior la del Receptor.

Además de las señales de entrada y salida de la FPGA se encuentran cinco PLL que generan las diferentes señales de reloj necesarias. A partir del reloj de entrada a la FPGA de 100 MHz se genera un reloj de 80 MHz para el funcionamiento general de todo el circuito programable; un reloj de 12 MHz para el CODEC de audio; un reloj de 2 MHz para muestrear los datos a la entrada del Transmisor; un reloj de 51'2 MHz para el conversor DA, y otro reloj de 51'2 MHz para el conversor AD.

También se encuentra un bloque que configura el CODEC de audio utilizado en las pruebas; configura la UART de 8 bits; y gestiona la entrada y salida de datos desde y hacia el CODEC y la UART. El CODEC se configura para trabajar en estéreo (canales izquierdo y derecho) a 96 kHz con 24 bits por canal. Éste devuelve los 48 bits de cada muestreo de forma serie, y el bloque 'Control Audio' se encarga de agruparlos. Los datos que llegan desde el CODEC y desde la UART (buses de 48 y 8 bits respectivamente) son divididos en buses de 4 bits y multiplexados hacia la entrada del Transmisor, ya que el muestreo de los datos se realiza a una frecuencia de 2 MHz sobre un bus de 4 bits.

De forma análoga, los datos que el Receptor entrega están en un bus de 4 bits, y se reparten entre el CODEC y la UART, que los controles respectivos se encargan de adecuar para enviarlos al dispositivo correspondiente.

D.3.2. Transmisor

El diagrama de los bloques funcionales que forman el Transmisor del prototipo se muestra en la Figura D-6. Antes de empezar a tomar datos de las fuentes, se realizan una serie de operaciones cuyos resultados se aplican a todas las tramas que se envíen. Concretamente se generan las muestras correspondientes a la cabecera de cada trama (los Patrones) y se almacenan en unos bloques RAM para utilizarlas posteriormente.

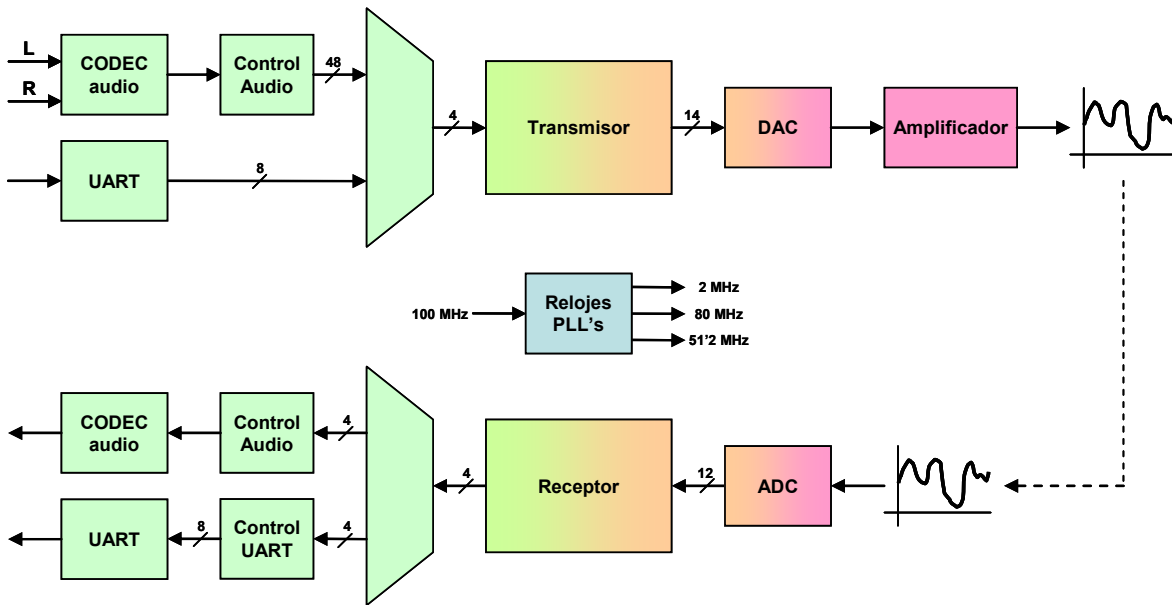


Figura D-5. Diagrama de bloques del nivel superior de la jerarquía del Prototipo OFDM.

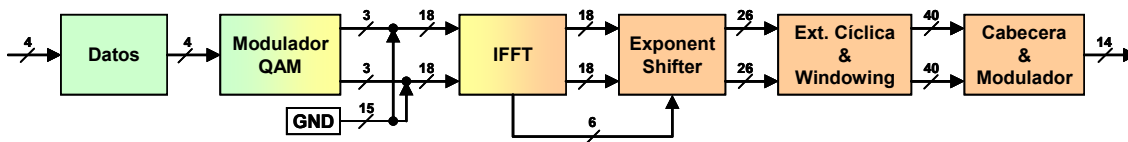


Figura D-6. Diagrama de bloques del transmisor del Prototipo OFDM.

Una vez hecho esto, comienza el funcionamiento normal del sistema. En primer lugar se encuentra el bloque de Datos. En este bloque hay una RAM, de 16×4 bits, donde se almacenan los datos que vienen de los dispositivos de entrada. Cuando el control comienza una trama, se descargan las 14 muestras,⁴⁶ de 4 bits cada una, hacia el Modulador QAM.

El Modulador QAM está compuesto por dos memorias ROM, de 16×3 bits, una para obtener la parte real de la constelación, y la otra para la parte imaginaria. El funcionamiento de este bloque es totalmente combinacional y consiste en que el dato de 4 bits, que viene del bloque de Datos, es la dirección de ambas memorias, obteniéndose dos datos en complemento a 2 (C-2), de 3 bits cada uno, representando la parte real y la parte imaginaria del punto de la constelación correspondiente al dato recibido.

El control gestiona la lectura de la RAM del bloque de Datos de tal forma que primero se leen 7 datos, que se pasan por el Modulador QAM al bloque de la IFFT; después se introducen 242 ceros ('0') a la IFFT; y por último se pasan los 7 datos restantes por el Modulador QAM y de aquí a la IFFT. De esta forma, el bloque de IFFT recibe un espectro de frecuencias de 256 pun-

⁴⁶ Este valor es el número de subportadoras por cada Símbolo OFDM.

tos, con las frecuencias centrales a cero para evitar el *aliasing*. Además, los datos que recibe la IFFT son escalados con 15 bits, de tal forma que los números que recibe son en formato S2:15, es decir, un bit de signo ('S'), dos bits de parte entera y 15 bits de decimales, lo que hace un total de 18 bits.

El bloque de IFFT es un bloque específico de *Quartus II*, configurado con 256 puntos, de 18 bits cada uno, que devuelve la señal en tiempo discreto en dos buses, real e imaginario, de 18 bits cada uno; y un bus de 6 bits con el que indica la escala por la que hay que multiplicar el resultado. De esto se encarga el siguiente bloque ('Exponent Shifter'), que desplaza los valores que devuelve la IFFT, según el valor de la entrada de exponente, convirtiéndolos en números de 26 bits, con formato S10:15.

A continuación se realiza la operación más complicada de implantación *hardware* del Transmisor. En este bloque, que tiene tres sub-niveles, se realiza la extensión cíclica y el *windowing*. Para ello se hace uso de complejos bloques de control que gestionan varias memorias RAM, sumadores y multiplicadores. En primer lugar, los valores que vienen de la IFFT se almacenan en una RAM de 512×32 bits.⁴⁷ Mientras la IFFT entrega un grupo de 256 valores, que se escriben en una de las páginas de la memoria, se recorre la otra página de tal forma que se obtenga el símbolo OFDM con las extensiones cíclicas anterior y posterior, haciendo un total de 316 muestras por símbolo.

A la vez que se extrae cada dato de la memoria, se le aplica la función coseno,⁴⁸ almacenada en una ROM de 512×12 bits, para suavizar los extremos del símbolo. A las primeras 10 muestras del símbolo, además, se les suma las 10 últimas muestras del símbolo anterior, para hacer el *windowing*; y las últimas 10 muestras del símbolo, con la función coseno aplicada, se almacenan en una RAM de 32×40 bits para operarlo con las primeras 10 muestras del siguiente símbolo. Los bloques de control tienen en cuenta si se opera el primer símbolo de la trama, pues el *windowing* hay que hacerlo con las últimas muestras de los Patrones, almacenadas en una RAM de 32×40 bits en el arranque del sistema, o si es otro símbolo intermedio.

En todo este proceso se gestiona el funcionamiento de una RAM de 512×32 bits, para almacenar los datos que vienen de la IFFT; una ROM de 512×12 bits, donde está almacenada la función coseno; dos RAM de 32×40 bits, donde se almacenan las 10 últimas muestras de la cabecera y de cada símbolo de datos, respectivamente; un multiplicador de 13 y 26 bits,

⁴⁷ Esta memoria se utiliza con doble página, de tal forma que en los primeros 256×32 bits se almacena un símbolo de la IFFT, y en los segundos 256×32 bits se almacena otro.

⁴⁸ Esta función se explica con detalle en el Capítulo 3.

para operar cada símbolo con la función coseno; un sumador de 40 bits, para realizar el *windowing*; y varios multiplexores, para gestionar los distintos casos dentro de una misma trama. Todos estos componentes se necesitan para los datos de la parte real, y otros tantos para los de la parte imaginaria. Como resultado del bloque que se acaba de describir, se obtienen valores con formato S13:26.

Por último, se pasa al bloque que inserta la cabecera de la trama y la modula sobre una portadora senoidal de 20 MHz. Los valores que se reciben del bloque anterior se van almacenando en dos memorias FIFO, una para la parte real y otra para la imaginaria, de $4k \times 40$ bits cada una, donde se almacena parte de la trama mientras, por un lado se reciben datos del bloque anterior, y por otro lado se envían datos al modulador.⁴⁹

Una vez que el control indica que ha terminado el tiempo de reposo entre tramas consecutivas, se empiezan a leer datos de las FIFO's, a 51'2 MHz, que se multiplican con la señal portadora. La onda senoidal se obtiene de un bloque específico de *Quartus II*, que es capaz de generar una onda senoidal y otra cosenoidal simultáneamente. La primera se utiliza con la parte imaginaria de los datos del bloque anterior, y la segunda con la parte real. La suma de ambas multiplicaciones genera la señal final a transmitir.⁵⁰ El control de este bloque gestiona cuándo se transmiten los datos de los Patrones y cuándo los datos de los símbolos sucesivos. Los primeros están almacenados en una RAM de $1k \times 64$ bits, que se escriben en el arranque del sistema. Los segundos se reciben del bloque funcional descrito anteriormente. De los valores de 56 bits obtenidos al final del proceso de modulación, se cogen el bit 55, para signo, y los bits 41 al 29, como datos, quedándose en palabras de 14 bits, que son las que recibe el conversor DA. Este reparto de bits se ha obtenido ajustando el Transmisor con el Simulador descrito en apartados anteriores, lo que ha permitido un mejor ajuste y aprovechamiento del DAC.

D.3.3. Receptor

El diagrama de bloques funcionales que forman el Receptor del sistema digital desarrollado en la Tesis, se muestra en la Figura D-7. Como se puede observar, los datos de 12 bits que llegan del conversor AD a 51'2 MHz son procesados por un filtro FIR.

⁴⁹ Se ha calculado que el funcionamiento normal del sistema no va superar las 4.096 muestras en este punto del Transmisor.

⁵⁰ El funcionamiento del Modulador digital se detalla en el Capítulo 3.

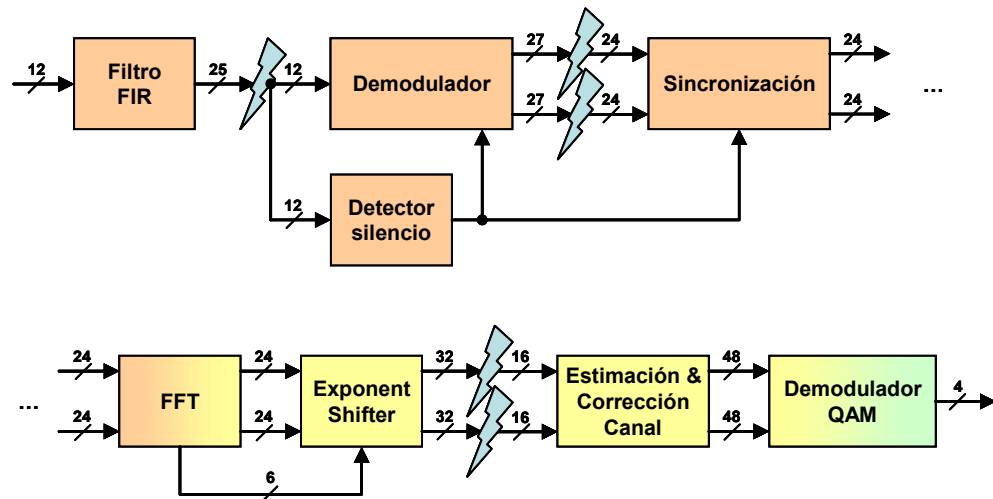


Figura D-7. Diagrama de bloques del receptor del Prototipo OFDM.

Este bloque, que es específico de *Quartus II*, se ha configurado como filtro paso banda de 40 coeficientes, con frecuencias de corte en 17'5 y en 22'5 MHz, con una frecuencia de muestreo de 51'2 MHz. La salida del filtro son datos en 25 bits, de los que se cogen únicamente los 12 más significativos, para reducir el volumen de los siguientes bloques del Receptor.

Mientras el filtro procesa permanentemente la señal que le viene del ADC, el bloque 'DetectorSilencio' comprueba cuándo se recibe el comienzo de una trama. Para ello calcula el valor absoluto de cada muestra de 12 bits, y va comparando, dos a dos, cuándo ambas son mayores de un valor introducido por el usuario. Este valor se indica con unos interruptores que hay en la placa, lo que permite afinar el proceso de detección de trama en función del ruido que haya en el canal.

Una vez que se detecta el comienzo de una trama, se activa una señal que habilita a los siguientes bloques a hacer su trabajo. En primer lugar está el Demodulador digital, que elimina la portadora de 20 MHz. A los datos que vienen del filtro se les multiplica por una señal senoidal, para obtener la parte imaginaria, y por una señal cosenoidal, para obtener la parte real. En este proceso se utiliza un generador de ondas senoidales, a 20 MHz y de 15 bits, específico de *Quartus II*, y sendos multiplicadores de 12 y 15 bits, obteniéndose datos en 27 bits.

Tras un ajuste con el Simulador anterior, se cogen los bits 24 al 1, que se procesan a continuación en el bloque 'Sincronización'. El control de este bloque se encarga de almacenar 256 muestras de cada símbolo OFDM, desechando las muestras correspondientes a las extensiones cíclicas anterior y posterior.

Las muestras que se deben almacenar se calculan contando desde el momento en que el bloque 'DetectorSilencio' indica el comienzo de una trama.

Como las frecuencias del DAC y del ADC son la misma, los grupos de 256 muestras están siempre a la misma distancia. Estos grupos se almacenan en sendas memorias RAM de 512×32 bits, una para la parte real y otra para la imaginaria, empleadas con doble página, de tal forma que mientras un símbolo OFDM se escribe en una de las páginas, el otro se va leyendo y enviando a la FFT.

El bloque FFT es específico de *Quartus II*, y está configurado con 256 puntos de 24 bits cada uno, parte real y parte imaginaria. Este bloque entrega el espectro en frecuencias de cada símbolo OFDM. También entrega, en un bus de 6 bits, la escala por la que hay que multiplicar el resultado de la operación. De esto se encarga el siguiente bloque ('Exponent Shifter'), que desplaza los valores que devuelve la FFT, según el valor de la entrada de exponente, convirtiéndolos en números de 32 bits, con formato S7:24.

De estos 32 bits, se cogen los 16 más significativos para reducir el tamaño de los siguientes bloques. A continuación se ejecuta el bloque más complicado de implantar en el Receptor: 'Estimación & Corrección Canal'. Este bloque, que tiene dos sub-niveles, compara los dos primeros símbolos de la trama (cabecera) con los valores originales puestos por el transmisor, para obtener una estimación de los efectos del canal. Esta estimación se emplea posteriormente para corregir el resto de símbolos de la trama.

A la hora de diseñar el bloque de estimación se realizaron los siguientes cálculos con el fin de reducir al máximo dicho bloque. La corrección de un símbolo se puede realizar de la siguiente forma:

$$Símbolo_{corregido} = \frac{Símbolo_{recibido}}{Corrección} \quad (D.1)$$

Por lo tanto, para obtener el símbolo corregido se deduce:

$$Corrección = \frac{Símbolo_{recibido}}{Símbolo_{original}} \quad (D.2)$$

Si la corrección se obtiene de los patrones, ya que son datos conocidos, y dado que cada trama tiene dos patrones,⁵¹ la corrección a aplicar a cada símbolo debe ser la media aritmética de las estimaciones de cada patrón. De esta forma se minimiza el error en el cálculo de las estimaciones. Con esto:

⁵¹ El motivo por el que se escogieron únicamente dos Patrones es por simplificar el valor del factor de corrección.

$$Corrección = \frac{\sum_{i=1}^2 Estimación_i}{2} \quad (D.3)$$

Donde la estimación viene dada por el cociente entre el Patrón recibido y el Patrón original, es decir:

$$Estimación = \frac{Patrón_{recibido}}{Patrón_{original}} \quad (D.4)$$

A la hora de abordar los cálculos de la estimación, se tuvo en cuenta que son números complejos, por lo tanto su cociente es del tipo:

$$\frac{a + j \cdot b}{c + j \cdot d} = \frac{a \cdot c + b \cdot d}{c^2 + d^2} + j \cdot \frac{b \cdot c - a \cdot d}{c^2 + d^2} \quad (D.5)$$

Y también se tuvo en cuenta que:

$$Patrón_{original} = \pm 1 + j \quad (D.6)$$

ya que sólo se utilizan dos patrones. Aplicando la expresión (D.5) en (D.4), y asemejando según las expresiones:

$$Patrón_{recibido} = a + j \cdot b \quad (D.7)$$

$$Patrón_{original} = c + j \cdot d = \pm 1 + j \quad (D.8)$$

se obtiene:

$$Estimación = \frac{Patrón_{recibido}}{Patrón_{original}} = \frac{a + j \cdot b}{\pm 1 + j} = \frac{\pm a + b}{2} + j \cdot \frac{\pm b - a}{2} \quad (D.9)$$

Para obtener unos denominadores tan reducidos, se estudió en profundidad el tipo de Patrones que convenía insertar en la cabecera de la trama. Al escoger los puntos '5' y '9' de la constelación 16-QAM elegida, cuyas partes real e imaginaria son unitarias, se consigue que $c^2 + d^2 = (\pm 1)^2 + 1^2 = 2$, lo que se puede implementar de manera muy sencilla en *hardware*.

Por otra parte, se sabe que la suma de números complejos es:

$$(a + j \cdot b) + (c + j \cdot d) = (a + c) + j \cdot (b + d) \quad (D.10)$$

Por lo que, para calcular la corrección a aplicar a los símbolos (expresión (D.3)), teniendo en cuenta las expresiones (D.9) y (D.10), únicamente hay que sumar los numeradores de las dos estimaciones, separados en sus partes reales y sus partes imaginarias, y dividir por 4, para obtener la media de ambos cálculos.

Y para obtener el símbolo de la trama corregido hay que dividir el símbolo recibido por el valor calculado en el paso anterior, tal y como se indica en la expresión (D.1).

Resumiendo, en el bloque desarrollado en el prototipo, se han realizado las operaciones comentadas anteriormente, a partir de los cálculos obtenidos de los patrones de cada trama, y aplicándoselos al resto de símbolos de la misma. Para la estimación se han empleado dos multiplicadores-sumadores de 16 bits, dos FIFO's de 16×32 bits y dos sumadores de 32 bits, para calcular la parte real y la parte imaginaria del numerador de la corrección a aplicar a los símbolos; dos RAM de 32×30 bits, para almacenar dichos valores y poder aplicárselos a todos los símbolos; un multiplicador-sumador de 32 bits, para calcular el denominador de aplicar la corrección a los símbolos de la trama; y una RAM de 32×48 bits, para almacenar estos valores. Además se han empleado numerosos FF, para sincronizar todo el proceso; y un bloque de control, desarrollado en VHDL, que gestiona todas las tareas.

Para la corrección de los símbolos de la trama se han empleado dos multiplicadores-sumadores de 24 bits, uno para la parte real y otro para la parte imaginaria, para calcular el numerador del resultado de dividir cada símbolo recibido con la corrección. El denominador de esta operación se ha calculado previamente y se encuentra almacenado en la RAM de 32×48 bits mencionada anteriormente.

Con los resultados de operar la expresión (D.1), se llega al último bloque del Receptor: el demodulador QAM. En este bloque se comparan el numerador y el denominador de los resultados anteriores para saber en qué cuadrante de la constelación se encuentra el valor analizado. Para simplificar este bloque se analizó la constelación y se llegó a la conclusión de que los dos bits más altos, de la palabra de cuatro bits que debe devolver el demodulador, los fija la parte real de las operaciones anteriores; y que los dos bits menos significativos los fija la parte imaginaria.

Por último, estas palabras se van repartiendo entre el CODEC de audio y la UART, con lo que termina el funcionamiento del Receptor OFDM.

Apéndice E

Material empleado en el prototipo del sistema OFDM

E.1. Introducción

En este apéndice se detalla el material empleado en el laboratorio para construir el prototipo del sistema OFDM desarrollado en la Tesis.

El apéndice está estructurado en un apartado, que introduce la arquitectura del prototipo realizado, dividido a su vez en las partes que componen el mismo. En el subapartado E.2.1 se indican los datos relativos a la línea de transmisión. Y en el siguiente y último se detalla lo más significativo del sistema OFDM desarrollado.

E.2. Arquitectura del prototipo

El diagrama de bloques del prototipo construido en el laboratorio se muestra en la Figura E-1. Está formado por una Línea de Transmisión, por un Transmisor OFDM y por un Receptor OFDM. En la Figura E-2 se muestra una fotografía del prototipo completo.

A continuación se detallan cada uno de estos componentes.

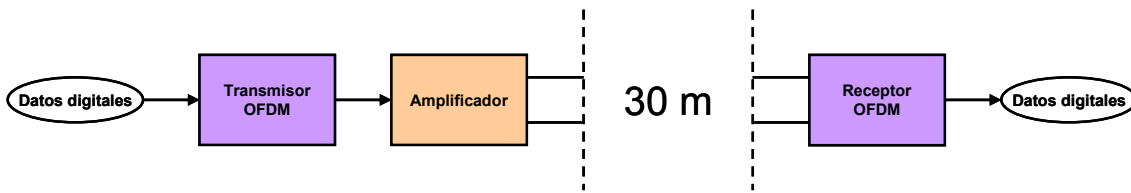


Figura E-1. Diagrama de bloques del prototipo OFDM.

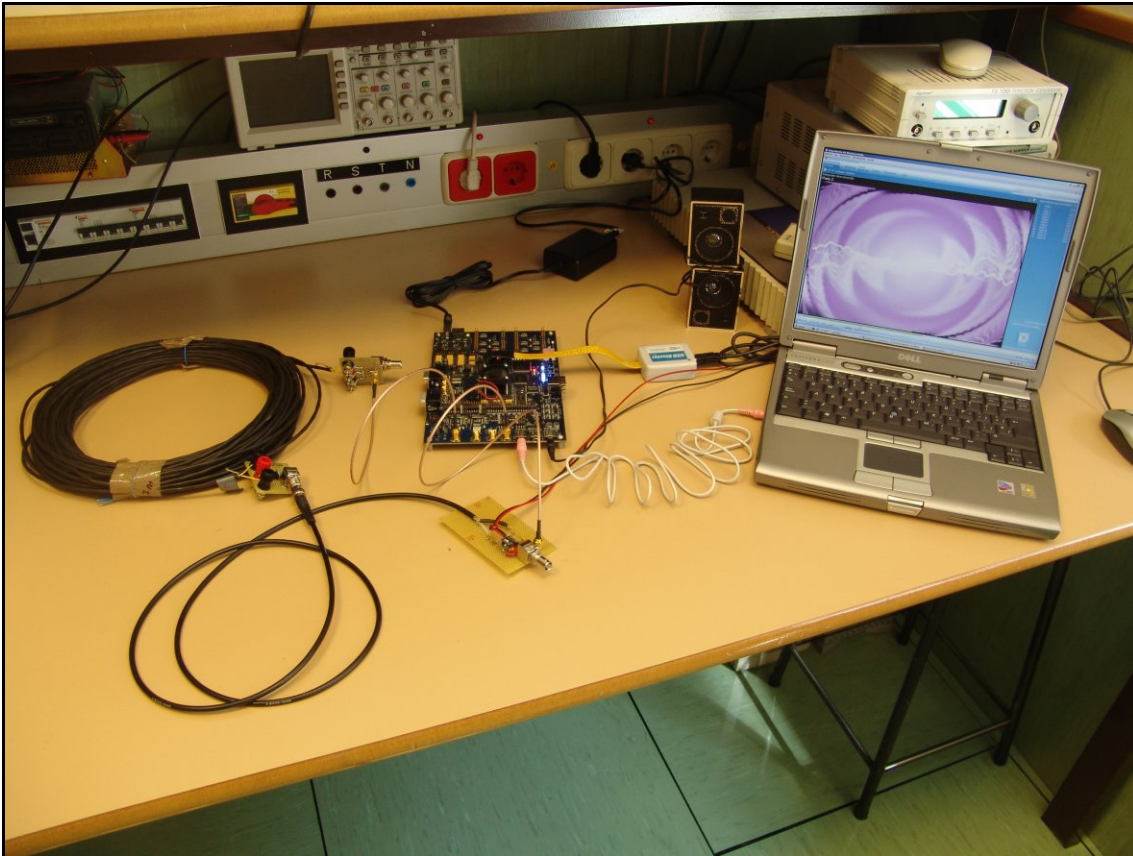


Figura E-2. Prototipo del sistema OFDM.

E.2.1. Línea de transmisión

La línea de transmisión está formada por un cable de tipo par trenzado apantallado de 30 m de longitud, que corresponde con la longitud media de cable en un vehículo ferroviario. Este cable se ha estudiado en profundidad en el Capítulo 2, donde se pueden encontrar sus parámetros para obtener el modelo electromagnético, y se muestra en el Apéndice B.

E.2.2. Sistema OFDM

El sistema OFDM está formado por varios componentes, descritos en los siguientes apartados, que son:

- Entrada de datos digitales,
- Circuito de lógica programable con el Transmisor y el Receptor, y
- Amplificador.

E.2.2.1. Entrada de datos digitales

El prototipo del sistema OFDM está configurado para transmitir 8 Mbps de datos de información, de cualquier fuente digital. Para ello muestrea a 2 MHz palabras de 4 bits obtenidas de un multiplexor de datos. Concretamente, se ha empleado un codificador de audio estéreo de 24 bits por canal, y una UART de 8 bits, lo que el sistema OFDM interpreta como 14 fuentes de datos de 4 bits cada una. De esta forma a cada fuente de datos se le asigna una subportadora en cada símbolo OFDM y cada dato se modula directamente en 16-QAM.

E.2.2.2. Transmisor y receptor

El sistema OFDM en sí, cuyo núcleo está formado por el Transmisor y el Receptor (descritos en profundidad en el Capítulo 3), se ha desarrollado en un dispositivo de lógica programable. Esta elección permite cambios rápidos y sencillos en el sistema sin ningún coste *hardware*, dentro de los límites del dispositivo programable. Se ha utilizado una tarjeta de desarrollo de Altera, denominada *Stratix II EP2S60 DSP Development Board* (mostrada en la Figura E-3), formada por varios componentes, entre los que destacan los siguientes [Altera Corporation, 2005] (véase el diagrama de bloques en la Figura E-4):

- FPGA de Altera, familia *Stratix II*, modelo EP2S60F1020C4,
- DAC de 14 bits y 165 MHz, modelo DAC904 de *Texas Instruments*,
- ADC de 12 bits y 125 MHz, modelo AD9433BSQ de *Analog Devices*,
- CODEC de audio estéreo a 96 kHz, modelo TLV320AIC23 de *Texas Instruments*, utilizado en la adquisición de datos digitales,
- Descarga de la configuración mediante cable *USB Blaster*, y
- Oscilador de 100 MHz.

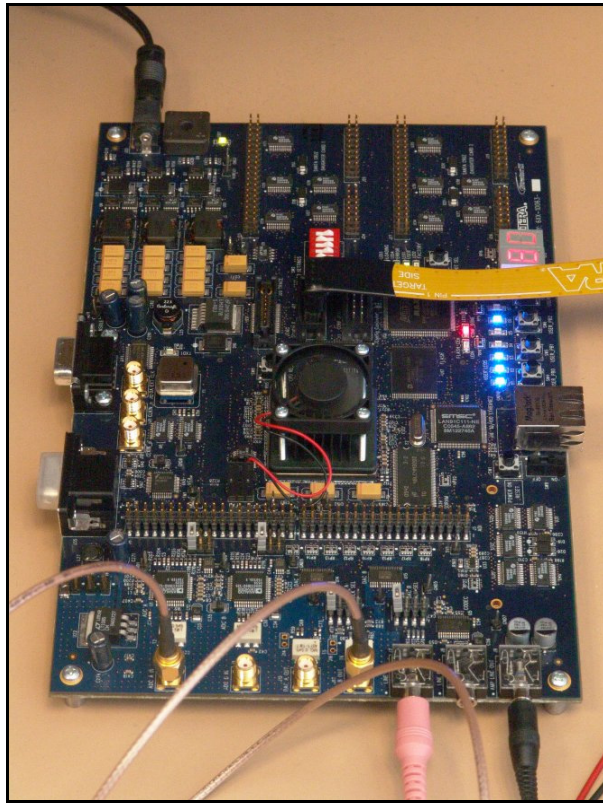


Figura E-3. Tarjeta de desarrollo de Altera.

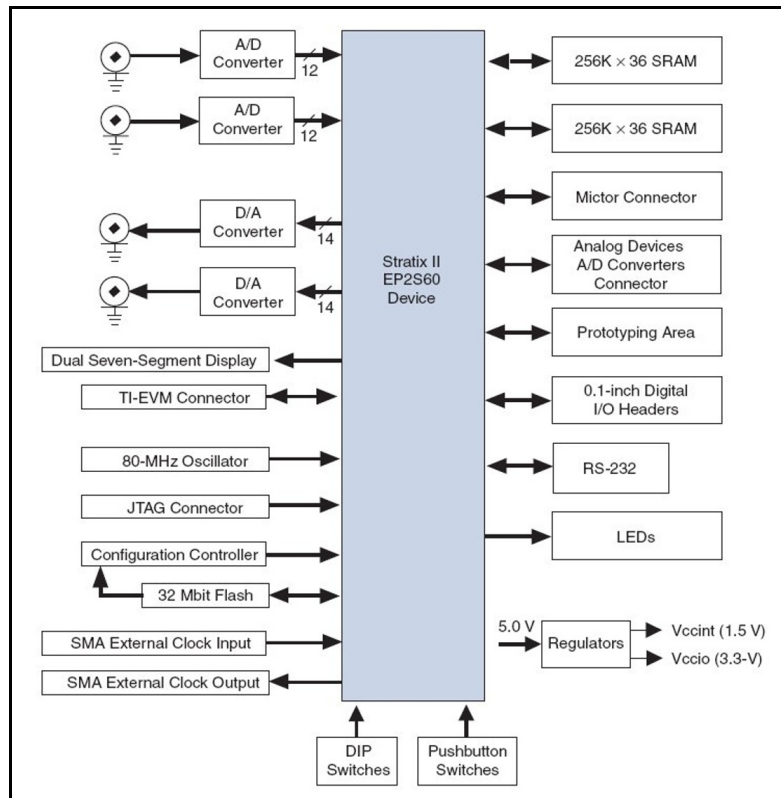


Figura E-4. Diagrama de bloques de la tarjeta de desarrollo de Altera [Fuente: [Altera Corporation, 2005]].

El *software* empleado para desarrollar el sistema, configurar la FPGA y realizar medidas de señales internas ha sido *Quartus II*, versión 5.1, de Altera.

E.2.2.3. Amplificador

El amplificador de línea, conectado a la salida del transmisor OFDM, se encarga de amplificar la señal que éste genera. Su finalidad es otorgarle energía suficiente para propagarse por la línea y llegar con la amplitud necesaria al receptor, contrarrestando la atenuación de la línea.

En el prototipo del laboratorio se ha utilizado el amplificador operacional OPA2677 de *Texas Instruments*, conectado como se indica en el esquema de la Figura E-5. En la Figura E-6 se muestra una fotografía del circuito empleado en el laboratorio. La ganancia de la etapa amplificadora es de 6'5 V/V (16'26 dB). Este valor se ha escogido para compensar los aproximadamente 20 dB de atenuación del cable de 30 metros a la frecuencia de la portadora de modulación (20 MHz).

A la salida del amplificador se ha conectado un transformador BALUN para convertir la señal a tipo diferencial. Este transformador es el mismo que se ha utilizado en el modelado de la línea de transmisión del tren y que se describe en el Apéndice B.

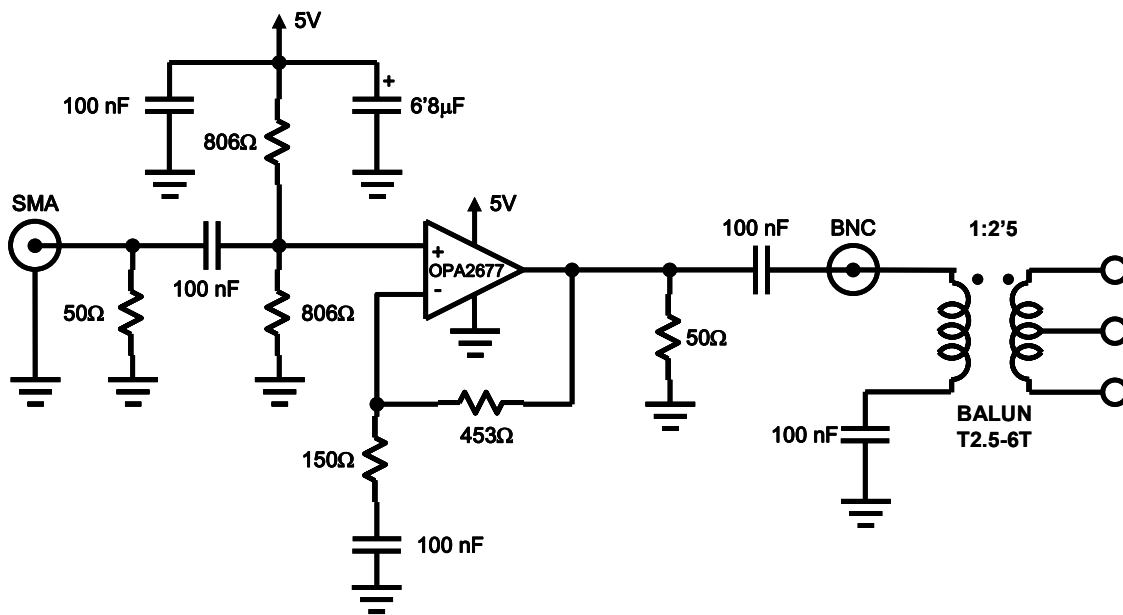


Figura E-5. Esquema del amplificador de línea.

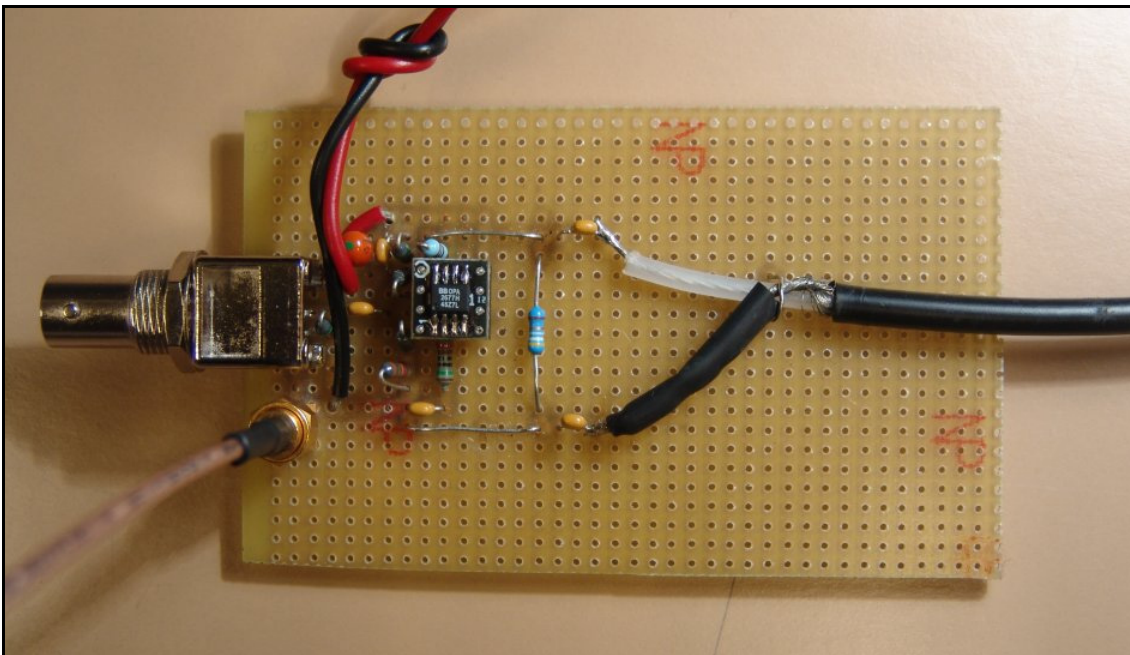


Figura E-6. Amplificador desarrollado en el prototipo.

Apéndice F

Material empleado en el banco de pruebas de OFDM con MVB

F.1. Introducción

En este apéndice se detalla el material empleado en el laboratorio para realizar las pruebas de funcionamiento del sistema OFDM, desarrollado en la Tesis, con el bus de comunicaciones ferroviario MVB. Se incluyen esquemas y fotografías de algunas de las secciones del banco de pruebas construido en el laboratorio.

El apéndice está estructurado en dos apartados. El primero introduce la arquitectura del banco realizado, y está dividido en las partes que componen el banco. En el primer subapartado se indican los datos relativos a la línea de transmisión. En el siguiente se detalla lo más significativo del sistema MVB empleado, destacando el acoplamiento y el filtrado empleados. A continuación, en el último subapartado se describe lo relativo al sistema OFDM desarrollado. Por último, en el apartado F.3 se evalúa la repercusión industrial en el sistema MVB que tendría la instalación en un tren del sistema OFDM desarrollado.

F.2. Arquitectura del banco de pruebas

El diagrama de bloques del banco construido en el laboratorio se muestra en la Figura F-1. Está formado por una Línea de Transmisión, por un dispositivo Maestro de bus MVB y un dispositivo Esclavo, y por un Transmisor y un Receptor OFDM. En la Figura F-2 se muestra una fotografía de la instalación, y a continuación se detallan cada uno de los componentes del banco.

F.2.1. Línea de transmisión

La línea de transmisión está formada por dos tramos de cable de tipo par trenzado apantallado. El primero es de 30 m, longitud media de cable en un vehículo ferroviario, y el segundo es de 1'5 m. La línea está terminada en ambos extremos por sendas resistencias de $120 \Omega \pm 1 \%$ (impedancia característica del cable).

El primer tramo es el modelo 99TM1121-20 del fabricante *Raychem*, estudiado en profundidad en el Capítulo 2, donde se pueden encontrar sus parámetros del modelo electromagnético, y en el Apéndice B. El segundo es el modelo Elcurail/Rheyhalon del fabricante *Nexans* (mostrado en la Figura F-3).

F.2.2. Sistema MVB

El sistema MVB empleado en el laboratorio está formado por un Maestro de bus MVB y por un Esclavo de tipo Clase 2 [IEC 61375-1, 1999]. El primero es el modelo D412 de *Duagon* y el segundo es el CCMVB-C2 de SEPSA, en cuyo desarrollo ha participado directamente el autor desde el Instituto de Investigación Tecnológica de la Universidad. En la Figura F-4 se muestra una fotografía de estos equipos en el banco de pruebas.

F.2.2.1. Acoplamiento y filtrado

A estos dispositivos, configurados en medio físico ESD [IEC 61375-1, 1999], se les ha conectado un circuito que alberga el filtro y el acoplamiento al bus. El primero limita la frecuencia de la señal MVB, para no interferir con la de OFDM, y el segundo aplica un aislamiento galvánico, como en EMD, con acoplamiento capacitivo que permite conectar dispositivos al bus sin cargarlo. En el apartado 5.3.1 se detalla en profundidad este tipo de acoplamiento al bus. El esquema eléctrico del circuito de acoplamiento y filtrado se muestra en la Figura F-5 y la fotografía del prototipo realizado en el laboratorio en la Figura F-6.

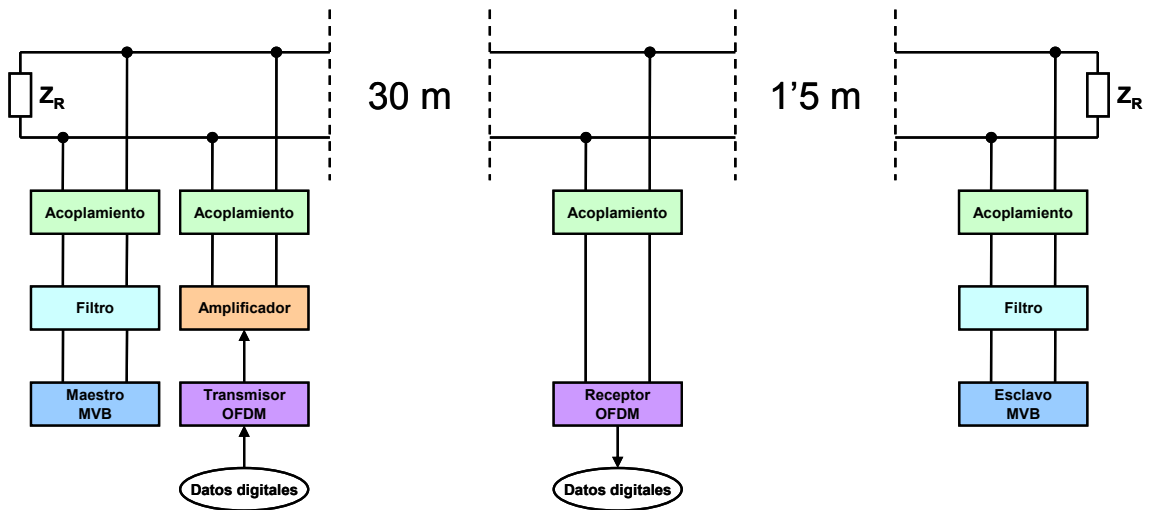


Figura F-1. Diagrama de bloques del banco de pruebas del sistema OFDM sobre MVB.

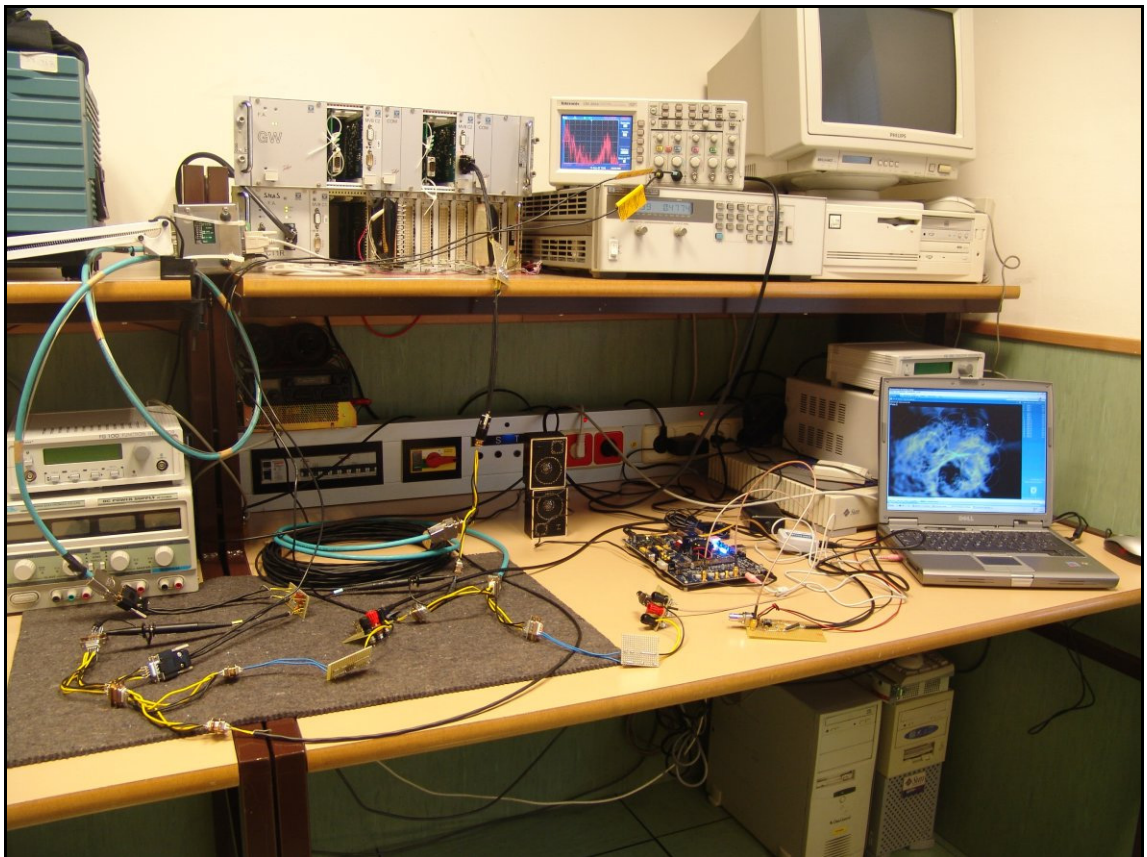


Figura F-2. Banco de pruebas del sistema OFDM sobre MVB.

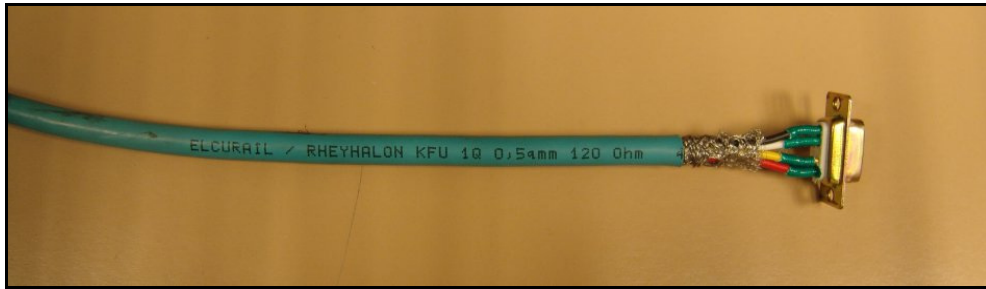


Figura F-3. Cable de Nexans.

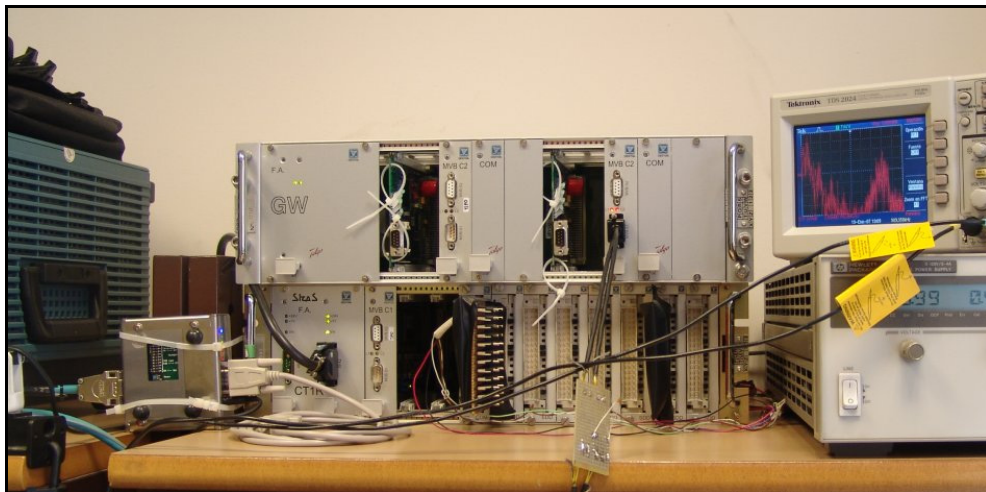


Figura F-4. Dispositivos MVB empleados en el prototipo.

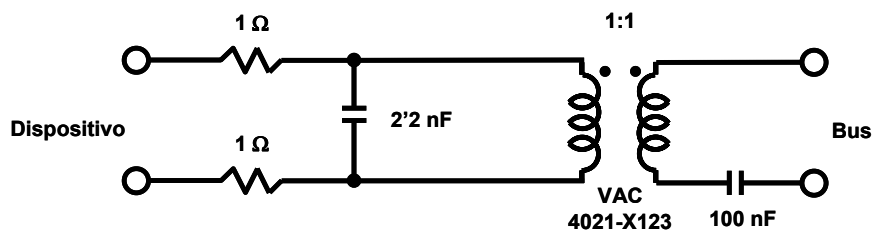


Figura F-5. Esquema eléctrico del filtro empleado para la señal MVB.

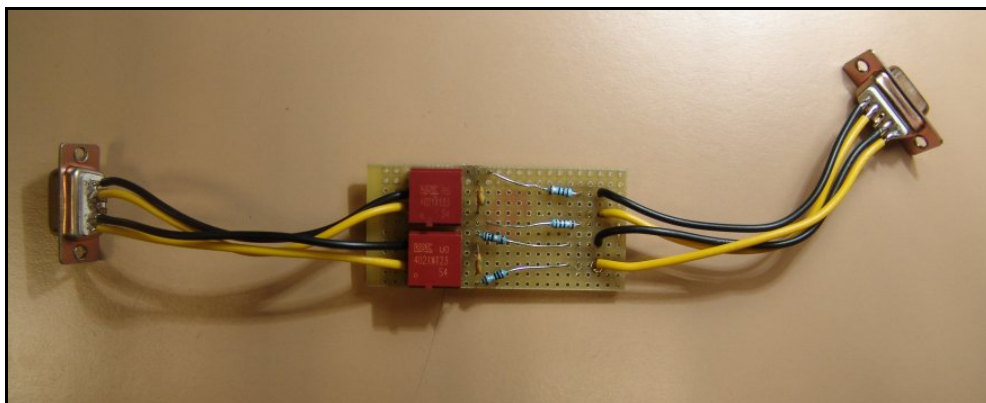


Figura F-6. Filtro y acoplamiento montado para el prototipo.

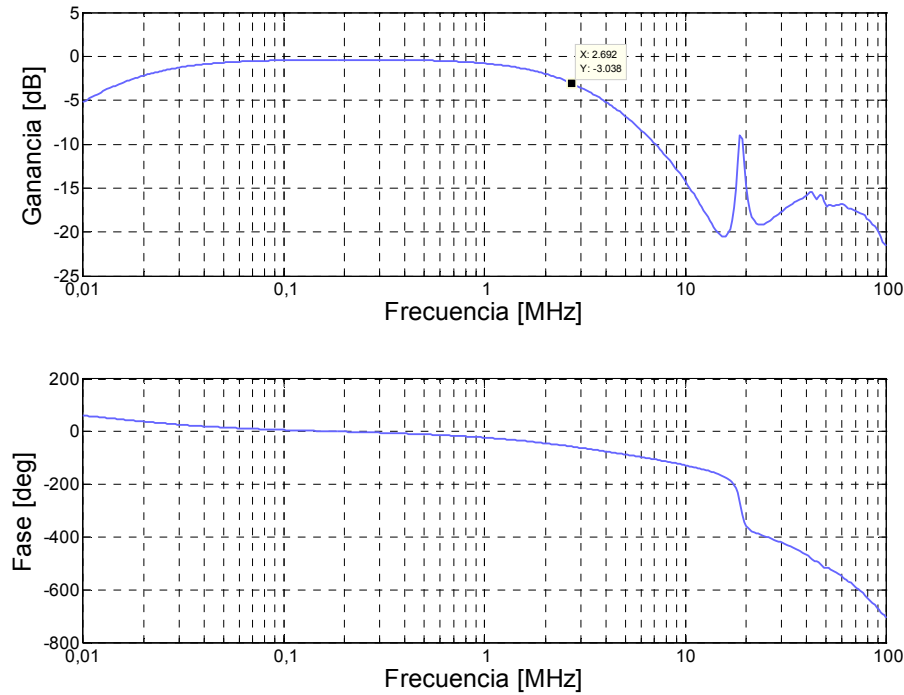


Figura F-7. Respuesta en frecuencia del filtro aplicado.

Aunque la intención era utilizar un filtro pasivo RC, la bobina del transformador de aislamiento influye fuertemente en el filtro. Tras varios ensayos con el analizador de impedancias HP4194A de *Hewlett Packard*, se ha llegado a la siguiente relación para calcular la frecuencia de corte (f_c) del filtro:

$$f_c = K \cdot \frac{1}{2\pi \cdot 2 \cdot C} \quad (\text{F.1})$$

Donde $K = 0'06786$. Esta constante tiene en cuenta el efecto de la bobina del transformador y de la resistencia serie, aunque la repercusión de ésta es despreciable. Para $C = 2'2nF$, valor empleado en el banco de pruebas, la frecuencia de corte es:

$$f_c|_{C=2'2nF} = 0'06786 \cdot \frac{1}{2\pi \cdot 2 \cdot 2'2 \cdot 10^{-9}} = \frac{0'06786}{27'65 \cdot 10^{-9}} = 2'45MHz \quad (\text{F.2})$$

Con esta frecuencia de corte se garantiza atenuación suficiente de la señal MVB en la banda de 18 a 22 MHz, para que el sistema OFDM pueda funcionar sin interferencias del sistema MVB, y para que los dispositivos de MVB sigan funcionando. En la Figura F-7 se representa la respuesta en frecuencia del circuito formado por el filtro y el acoplamiento al bus.

El transformador empleado para el aislamiento galvánico de los equipos MVB utilizados en el banco de pruebas es el modelo 4021-X123 del fabricante *Vacuumschmelze*, que es el mismo que se utiliza en los dispositivos MVB con medio físico EMD empleados en los trenes.

F.2.3. Sistema OFDM

El sistema OFDM está formado por los siguientes componentes:

- Entrada de datos digitales,
- Circuito de lógica programable con el Transmisor y el Receptor,
- Amplificador, y
- Acoplamiento.

Los tres primeros se detallan en profundidad en el Apéndice E, ya que es el mismo material que el empleado en el prototipo del sistema OFDM desarrollado. Por el contrario, el Acoplamiento se detalla a continuación.

F.2.3.1. Acoplamiento

El acoplamiento empleado para conectar los dispositivos OFDM (transmisor y receptor) al bus MVB es de tipo capacitivo con aislamiento galvánico, debido a las menores pérdidas que presenta frente al acoplamiento inductivo [Berterreix and Bonet, 2006]. De hecho, se ha empleado el mismo acoplamiento utilizado en los dispositivos MVB a los que ha tenido acceso el autor. De esta forma se minimizan los efectos de carga sobre el bus al conectar nuevos dispositivos. El esquema eléctrico se muestra en la Figura F-8. Y en la Figura F-9 se muestra una fotografía del acoplamiento construido en el laboratorio.

El transformador empleado para el aislamiento galvánico, es el modelo 4021-X123 del fabricante *Vacuumschmelze*, que es el mismo que se ha empleado en los dispositivos MVB del banco de pruebas.

Con este apartado se termina la descripción de todas las partes que componen el banco de pruebas desarrollado para comprobar el funcionamiento simultáneo del bus MVB y del sistema OFDM desarrollado en la Tesis.

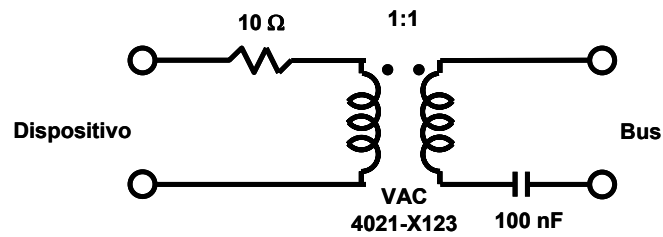


Figura F-8. Esquema del acoplamiento al bus MVB.

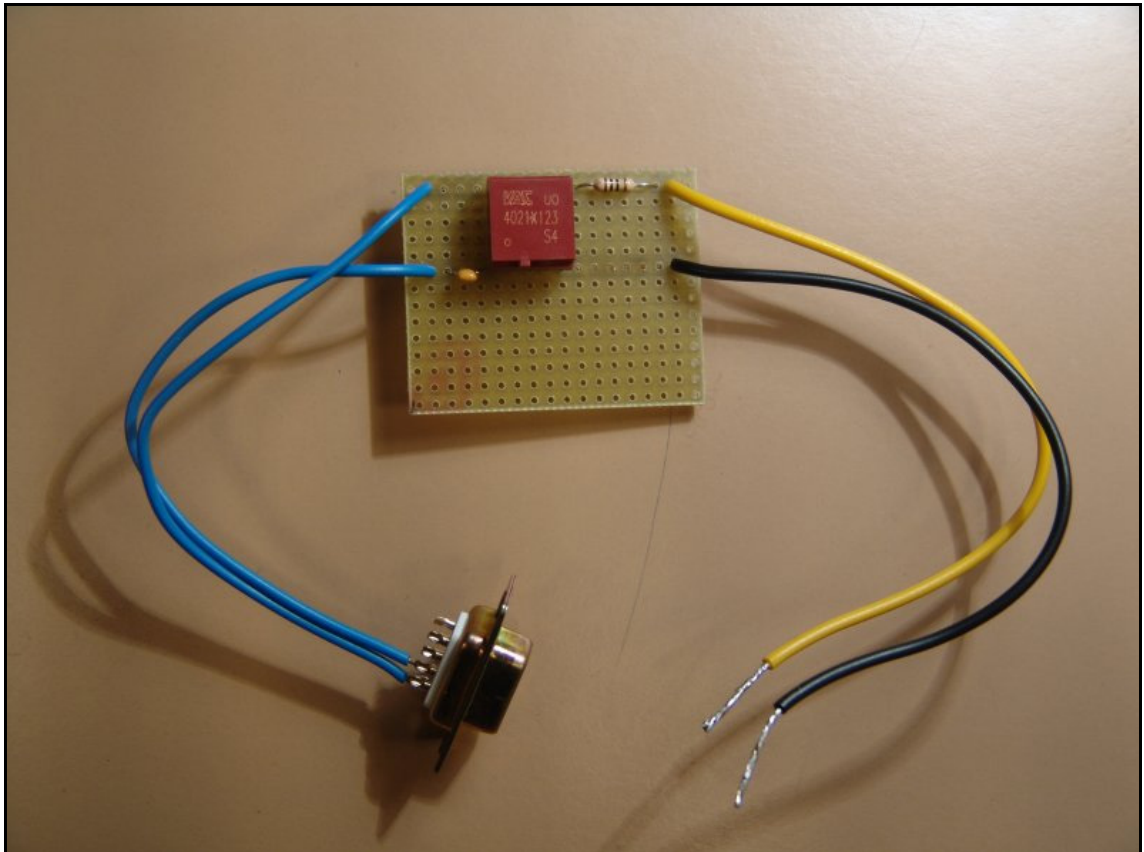


Figura F-9. Prototipo del acoplamiento.

F.3. Implantación industrial

En el caso de que el sistema OFDM desarrollado se instalase en un tren, habría que realizar los siguientes cambios en los equipos del sistema MVB instalado, según su enganche al medio.

Si los nodos MVB son de tipo ESD o ESD+, no hace falta cambiar las tarjetas. Se puede desarrollar un circuito pasivo que albergue el filtro y el acoplamiento, según el esquema de la Figura F-5, que se instalaría entre el nodo MVB y el bus.

Si los nodos son de tipo EMD existen dos opciones. La primera consiste en cambiar las tarjetas actuales por unas nuevas que lleven incorporado el filtro RC entre el *driver* RS-485 y el transformador de aislamiento galvánico, con el consiguiente coste en material y desarrollo.

La segunda consiste en montar el filtro RC en todas las tarjetas, mecanizando las pistas y soldando los componentes a mano. Esta opción es mucho más barata que la anterior pero la probabilidad de cometer fallos es mayor.