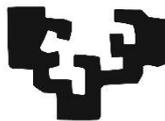


eman ta zabal zazu



Universidad del País Vasco Euskal Herriko Unibertsitatea

DEPARTAMENTO DE INGENIERÍA DE COMUNICACIONES

TESIS DOCTORAL

ESTUDIO DE LA FIABILIDAD

DE CAPAS FÍSICAS INALÁMBRICAS DE 2.45 GHZ

EN ENTORNOS INDUSTRIALES

MEDIANTE EMULACIÓN DE CANAL

Autor: Víctor Díez Borge

Directores: Manuel M.^a Vélez Elordi

Aitor Arriola Bilbao

Bilbao, Octubre de 2019

*Dedicado a todos aquellos que, en el día a día, se esfuerzan
por ser mejores personas pese a las adversidades.*

Abstract

The concept of Industry 4.0 has emerged in recent years. This term refers to a set of technological advances that, once developed and applied to industry, will result in the fourth industrial revolution. This new industrial era will be characterised by interoperability between all elements of an industrial environment, both machines and workers, and decentralisation of decision-making in production processes.

Wireless communications occupy a fundamental role in the Industry 4.0. However, their use in industrial environments, although increasing, remains residual when compared to wired communications. This is because the physical properties of the industrial environment generate propagation conditions that are far from ideal, adversely affecting the reliability of communications.

When a wireless link is required to be deployed in an industrial environment, a validation of the reliability of communications is necessary to provide certain guarantees of operation. Current methodologies present deficiencies when applied in industrial environments, which result in a lack of reproducibility and inaccuracy of the results of validations regarding those obtained after deployment.

For this reason, this thesis defines a methodology to evaluate and validate the reliability of the physical layers of wireless communications systems used by terminal nodes in industrial use cases. This methodology considers the appropriate metrics to evaluate reliability, the relevant parameters to define correctly the measurement scenario, the details of the laboratory setup and the communication algorithm to be used.

Likewise, the proposed methodology is applied to evaluate and validate the reliability of three physical layers defined by the wireless standards IEEE 802.15.4 and Bluetooth Low Energy. This has provided reliability results for all physical layers for both general purpose and purely industrial channels. Mathematical expressions have also been obtained to predict the reliability of the physical layers under the different industrial

channels. Finally, these physical layers have been validated for three general industrial use cases.

Resumen

En los últimos años ha surgido el concepto de Industria 4.0. Este término hace referencia a un conjunto de avances tecnológicos que, una vez desarrollados y aplicados a la industria, traerán consigo la cuarta revolución industrial. Esta nueva era industrial se caracterizará por la interoperabilidad entre todos los elementos de un entorno industrial, tanto máquinas como trabajadores, y la descentralización en la toma de decisiones de los procesos de producción.

Las comunicaciones inalámbricas ocupan un papel fundamental dentro de la Industria 4.0. Sin embargo, su uso en entornos industriales, aunque cada vez más presente, sigue siendo residual si se compara con las comunicaciones cableadas. Esto se debe a que las propiedades físicas del entorno industrial generan unas condiciones de propagación que distan mucho de ser ideales, afectando negativamente a la fiabilidad de las comunicaciones.

Cuando se desea desplegar un enlace inalámbrico en un entorno industrial, es necesario realizar una validación de la fiabilidad de las comunicaciones que dé ciertas garantías de funcionamiento. Las metodologías actuales presentan deficiencias cuando son aplicadas en entornos industriales, las cuales se traducen en una falta de reproducibilidad y exactitud de los resultados de las validaciones respecto a los obtenidos posteriormente tras el despliegue.

Por ello, en esta tesis se define una metodología para evaluar y validar la fiabilidad de las capas físicas de sistemas de comunicaciones inalámbricos empleados por nodos terminales en casos de uso industriales. Esta metodología considera las métricas adecuadas para evaluar la fiabilidad, los parámetros necesarios para definir correctamente el escenario de medida, los detalles del *setup* de laboratorio y el algoritmo de comunicación a emplear.

Así mismo, se aplica la metodología propuesta para evaluar y validar la fiabilidad de tres capas físicas definidas por los estándares inalámbricos IEEE 802.15.4 y Bluetooth Low Energy. Esto ha permitido obtener resultados de fiabilidad de todas las capas físicas tanto para canales de propósito general como para canales puramente industriales. También

se han obtenido expresiones matemáticas para predecir la fiabilidad de las capas físicas bajo los diferentes canales industriales. Por último, se han validado dichas capas físicas para tres casos de uso industrial generales.

Laburpena

Azken urteetan Industria 4.0 kontzeptua sortu da. Termino hau, aurrerapen teknologikoak garatu eta industrian aplikatzearen ondorioz sortuko den laugarren industria-iraultzaren multzoari buruz ari da. Aro industrial berri hau, industria-ingurunearen elementu guztien, bai makinen bai langileen, arteko elkarlana egin eta ekoizpen-prozesuen erabakiak modu deszentralizatuan hartzeagatik bereziko da.

Hari gabeko komunikazioek funtsezko zeregina dute 4.0 industria barruan. Hala ere, hauen erabilera industria inguruneetan, gero eta gehiago agertu arren, kable bidezko komunikazioekin konparatuta erabilpena askoz ere txikiagoa da. Izan ere, industria-inguruneeko propietate fisikoek sortzen dituzten seinalearen hedapen baldintzak idealak izatetik urrun daude, beraz, komunikazioak ez dira hain fidagarriak.

Hari gabeko komunikazioak industrian erabili nahi direnean, beharrezkoa da funtzionamendua bermatzen duten komunikazioen fidagarritasunaren balioztapena egitea. Egungo metodologiek gabeziak dituzte industria inguruneetan aplikatzen direnean. Hau da, alde batetik, metodo batzuk ezin dira errealitatean errepikatu, eta beste aldetik, errealitatean lortutako emaitzekin alderatuta, metodo hauen emaitzak ez dira zehatzak.

Hori dela eta, tesi honetan, hari gabeko komunikazioetan nodo terminalek erabiltzen dituzten sistemen geruza fisikoen fidagarritasuna ebaluatzeke eta balioztatzeke metodologia definitzen da. Metodologia honek fidagarritasuna aztertzeke metrikak, neurketa-agertokia behar bezala egiteko behar diren parametroak, laborategiko konfigurazioaren xehetasunak eta erabiliko den komunikazio algoritmoa definitzen ditu.

Era berean, hiru geruza fisiko, IEEE 802.15.4 eta Bluetooth Low Energy-k hari gabeko estandarretan definituak, ebaluatzen eta balioztatzen dira proposatutako metodologia erabiliz. Horri esker, geruza fisiko guztien fidagarritasun emaitzak lortu dira, bai helburu orokor bai industrial kanaletarako. Adierazpen matematikoak ere lortu dira geruza fisikoen fidagarritasuna aurreikusteko industria-kanal desberdinetan. Azkenik, geruza fisiko hauek, hiru erabilera kasu industrial ezberdinetarako balioztatu dira.

Agradecimientos

“Todo lo que tiene un principio tiene un final”. Durante los últimos tres años, muchas veces he pensado que esta famosa cita cinematográfica no es aplicable a una tesis doctoral. Sin embargo, si estás leyendo estas líneas significa que, gracias al apoyo de mucha gente, he conseguido poner punto final a mi etapa de doctorado. Es a estas personas a las que quiero dedicar las palabras que vienen a continuación.

En primer lugar, me gustaría dar las gracias a Aitor y Manolo, mis codirectores de tesis. No hay palabras para agradecer la paciencia que habéis demostrado conmigo durante todo este tiempo, así como la ayuda y guía que me habéis proporcionado, tanto en lo profesional como en lo personal. Ambos sois un modelo a seguir, no solo como investigadores, sino como personas, y me alegra mucho haber estado bajo vuestra tutela a la hora de afrontar este reto.

También me gustaría expresar mi gratitud hacia los que han sido mis compañeros de trabajo en Ikerlan. Ha sido un placer trabajar con todos vosotros. Con vuestra ayuda, vuestros ánimos y vuestro apoyo, habéis conseguido hacer de Ikerlan mi segunda casa. En especial, me gustaría dar las gracias al equipo de comunicaciones, prácticamente todo lo que sé de telecomunicaciones lo he aprendido de vosotros. Iñaki, tú me diste la oportunidad de forma parte de este magnífico equipo y confiaste en mí para realizar esta tesis doctoral, gracias.

En Ikerlan no solo he tenido buenos compañeros de trabajo, también he hecho buenos amigos. Qué puedo decir que no se quede corto de mi organizadora de eventos favorita (Aitziber), o con quién mejor que contigo para ir a ver un partido del Athletic (Joserra). Hermano (Urbieta) y quién me defiende ti (Lorea), cómo olvidar esas cenas en las que se acaba jugando al Carcassonne con una sonrisa de oreja a oreja. Óscar, mi consultor de telecomunicaciones particular, recuerdo bien las batallas con tus compañeros de piso (yo también tuve la mía...). Goiuri, algún día nos tocará, no pierdas la esperanza. Ana, tu sidra y tus traducciones son las mejores. Marc, Idoia, Orive, Raül y demás gente

que he conocido en Ikerlan, gracias por los buenos momentos vividos, espero que vengan muchos más. Marco, qué te voy a decir que no sepas ya, si medio Ikerlan se pensaba que éramos algo más que compañeros de piso...

Así mismo, me gustaría dar las gracias a los buenos amigos que he hecho desde que me vine al País Vasco y que me han ayudado a desconectar y recuperar fuerzas cuando el peso de la tesis me superaba. Markel, tú me descubriste al mítico Puyuelo. Ibon, Telmo, vosotros me habéis enseñado lo que es la pasión por la montaña. Omar, de no salir de Gipuzkoa a irte a las Américas, se echa de menos tomarse una caña contigo de vez en cuando. Juan, de ti aprendí cuán gratificante es cocinar con una copita de vino cerca.

Cómo olvidarme de aquellos amigos de los que me tocó alejarme para poder alcanzar mis metas. “Palentinos P”, volver a Palencia sin vuestra presencia no sería lo mismo. Especial mención se merece Adri, que no pudo soportar la distancia, busco trabajo en Ikerlan y se vino a vivir conmigo. Patri, gracias por tu cariño y apoyo. Nunca te lo dije, pero hubo un tiempo en el que pensé que hacer una tesis aparecería en “1000 maneras de morir”. Ale, tus locuras siempre me han alegrado el día. Dieguito, no te quepa duda de que volveré a tomarme barraquitos contigo por Tenerife, pero deja de fumar. Galle, mi hombre de letras y filólogo particular, espero que este año consigas esa plaza que tanto te mereces. Pariente, Madrid no ha conseguido devorarte, lo estás haciendo bien. Javi, no tengo dudas de que más temprano que tarde te convertirás en un referente en tu campo, sigue así por duro que sea. Víctor, gracias por haber estado siempre ahí para lo que hiciera falta.

También, me gustaría darle las gracias a mi familia. Las circunstancias de la vida me han alejado un poco de vosotros. Siempre habéis estado ahí y espero que siga siendo así. A mis padres, qué os puedo decir. Si hoy en día soy una persona de provecho es, sin duda, gracias a vosotros. Ana, no te rindas y trabaja duro, el esfuerzo tarde o temprano tiene su recompensa, incluso siendo bióloga. Rocío, gracias por darme el espacio, la alegría y las fuerzas que necesitaba en los momentos finales de esta tesis.

Por último, para todos aquellos que se quedan en el tintero pero que de una u otra manera me han ayudado durante esta etapa de mi vida, muchas gracias.

Acrónimos

| | |
|---------|--|
| AWGN | Additive White Gaussian Noise |
| BLE | Bluetooth Low Energy |
| BPSK | Binary Phased-Shift Keying |
| CIR | Channel Impulse Response |
| CRC | Cyclic Redundancy Check |
| CSA | Communication Service Availability |
| CSMA-CA | Carrier Sense Multiple Access with Collision Avoidance |
| DSSS | Direct Sequence Spread Spectrum |
| FEC | Forward Error Correction |
| FHSS | Frequency Hopping Spread Spectrum |
| FIR | Finite Impulse Response |
| FFD | Full-Function Device |
| GFSK | Gaussian Frequency Shift Keying |
| IEEE | Institute of Electrical and Electronics Engineers |
| ISI | Inter Symbol Interference |
| ISM | Industrial, Scientific and Medical |
| IWSN | Industrial Wireless Sensor Network |
| JTAG | Joint Test Action Group |
| KPI | Key Parameter Indicator |
| LFSR | Linear Feedback Shift Register |
| LoS | Line of Sight |
| MAC | Medium Access Control |
| MAD | Medium Access Delay |
| M2M | Machine-to-Machine |
| NIST | National Institute of Standards and Technology |
| NLoS | Non-Line of Sight |

| | |
|--------|---|
| O-QPSK | Offset Quadrature Phase-Shift Keying |
| OBS | Obstructed line of Sight |
| OSI | Open System Interconnection |
| OWD | One-Way Delay |
| PDP | Power Delay Profile |
| PDR | Packet Delivery Ratio |
| PDU | Protocol Data Unit |
| PER | Packet Error Ratio |
| PHR | PHY Header |
| PHY | Capa Física |
| PLR | Packet Loss Ratio |
| PPDU | Physical Protocol Data Unit |
| PSDU | PHY Service Data Unit |
| RDS | RMS Delay Spread |
| RFD | Reduced-Function Device |
| RSSI | Received Signal Strength Indicator |
| RF | Radiofrecuencia |
| RTD | Round-Trip Delay |
| Rx | Receptor |
| S-V | Saleh-Valenzuela |
| SIR | Signal to Interference Ratio |
| SMA | SubMiniature version A |
| SFD | Start-of-Frame Delimiter |
| SHR | Synchronization Header |
| SINR | Signal to Interference plus Noise ratio |
| SNR | Signal to Noise Ratio |
| SoC | System on Chip |
| TDL | Tapped Delay Line |
| TDMA | Time-Division Multiple Access |
| Tx | Transmisor |
| USB | Universal Serial Bus |

| | |
|-------|---|
| UWB | Ultra-Wide Band |
| WPAN | Wireless Personal Area Network |
| WSSUS | Wide-Sense Stationary Uncorrelated Scattering |

Índice

| | |
|---|-------|
| Abstract..... | V |
| Resumen | VII |
| Laburpena | IX |
| Agradecimientos | XI |
| Acrónimos | XIII |
| Índice | XVII |
| Lista de Tablas..... | XXI |
| Lista de Figuras | XXIII |
| Capítulo 1 Introducción | 1 |
| 1.1. Contexto y Motivación | 2 |
| 1.2. Objetivos..... | 7 |
| 1.3. Contribuciones..... | 8 |
| 1.4. Organización del Documento | 8 |
| Capítulo 2 Antecedentes y Estado del Arte | 11 |
| 2.1. Introducción..... | 12 |
| 2.2. Sistemas de Comunicaciones Inalámbricas para Nodos Terminales..... | 13 |
| 2.2.1. Estándar IEEE 802.15.4 [23] | 13 |
| 2.2.2. Estándar Bluetooth Low Energy [33]..... | 16 |
| 2.3. Canales Inalámbricos en Entornos Industriales..... | 20 |
| 2.3.1. Modelado de Canales Inalámbricos..... | 20 |

| | |
|--|----|
| 2.3.2. Fading en Canales Industriales Estocásticos | 21 |
| 2.3.3. Modelos de Canal Aplicados a Entornos Industriales | 31 |
| 2.3.4. Repositorios Públicos con Medidas en Bruto de Canales Industriales | 38 |
| 2.4. Evaluación de Fiabilidad de Enlaces Inalámbricos | 41 |
| 2.4.1. Métricas para Evaluar la Fiabilidad de Sistemas de Comunicaciones Inalámbricos | 41 |
| 2.4.2. Técnicas para Evaluar Comunicaciones Inalámbricas | 45 |
| 2.4.3. Casos de Uso Industriales | 49 |
| 2.5. Sumario | 52 |
| Capítulo 3 Metodología de Validación | 55 |
| 3.1. Introducción | 56 |
| 3.2. Parámetros Generales de la Metodología | 57 |
| 3.2.1. Unidad de Información | 57 |
| 3.2.2. Métricas para la Fiabilidad de la Capa Física de Enlaces Inalámbricos | 59 |
| 3.2.3. Parámetros de Definición del Escenario | 61 |
| 3.2.4. Generación, Almacenamientos y Tratamiento Estadístico de Datos | 63 |
| 3.3. Procedimiento Metodológico | 66 |
| 3.3.1. Obtención del Modelo de Canal | 66 |
| 3.3.2. Obtención de los Datos de Fiabilidad | 67 |
| 3.3.3. Validación de la Fiabilidad de la Capa Física | 68 |

| | |
|---|-----|
| 3.4. Setup de Validación..... | 68 |
| 3.4.1. Equipamiento del Setup..... | 69 |
| 3.4.2. Conectividad del Setup..... | 71 |
| 3.4.3. Blindaje Electromagnético del Setup | 72 |
| 3.5. Algoritmo de Comunicación | 74 |
| 3.5.1. Etapa de Inicialización..... | 74 |
| 3.5.2. Etapa de Testeo de la Fiabilidad..... | 76 |
| 3.5.3. Etapa de Compartición de Estadísticas..... | 77 |
| 3.6. Sumario..... | 78 |
| Capítulo 4 Estudio y Validación de la Fiabilidad de Capas Físicas | 81 |
| 4.1. Introducción..... | 82 |
| 4.2. Resultados de PER vs. RSSI y PEB para Canales de Propósito General | 83 |
| 4.2.1. Resultados de PER vs. RSSI..... | 84 |
| 4.2.2. Resultados de PEB..... | 91 |
| 4.3. Resultados de PER vs. RSSI y PEB para Canales Industriales | 97 |
| 4.3.1. Resultados de PER vs. RSSI..... | 99 |
| 4.3.2. Resultados de PEB..... | 110 |
| 4.4. Sumario..... | 117 |
| Capítulo 5 Conclusiones y Líneas Futuras | 121 |
| 5.1. Conclusiones de la Tesis..... | 122 |
| 5.1.1. Contribuciones Relativas a la Metodología de Validación | 122 |
| 5.1.2. Contribuciones Relativas a la Fiabilidad de las Capas Físicas | |
| PHY IEEE 802.15.4, PHY BLE 1M y PHY BLE 2M | 123 |

| | |
|--|-----|
| 5.2. Líneas Futuras..... | 125 |
| 5.3. Publicaciones Derivadas de esta Tesis | 126 |
| 5.3.1. Revistas..... | 127 |
| 5.3.2. Congresos Internacionales | 128 |
| 5.3.3. Otras Contribuciones | 129 |
| Referencias Bibliográficas..... | 131 |

Lista de Tablas

| | |
|---|----|
| Tabla 2.1 - Comparativa entre las capas físicas de BLE | 18 |
| Tabla 2.2 - Caracterizaciones de exponente de <i>path loss</i> en entornos industriales | 24 |
| Tabla 2.3 - Valores de RDS medidos en diferentes entornos industriales..... | 27 |
| Tabla 2.4 - Valores de ancho de banda de coherencia medidos en diferentes entornos industriales..... | 28 |
| Tabla 2.5 - Entornos industriales caracterizados en la campañas de medida del NIST [78] | 40 |
| Tabla 2.6 - Requisitos de fiabilidad para enlaces inalámbricos según casos de uso [18, 64, 141-143]..... | 52 |
| Tabla 4.1 - Canales de propósito general emulados | 83 |
| Tabla 4.2 - Variación de RSSI entre los casos LoS ideal y NLoS para distintos PER de referencia con la PHY IEEE 802.15.4..... | 85 |
| Tabla 4.3 - Variación de RSSI entre los casos LoS ideal y NLoS para distintos PER de referencia con la PHY BLE 1M | 87 |
| Tabla 4.4 - Variación de RSSI entre los casos LoS ideal y NLoS para distintos PER de referencia con la PHY IEEE 802.15.4..... | 89 |
| Tabla 4.5 - Valores de RSSI a los que las diferentes capas físicas alcanzan un PER de 10^{-3} bajo los diferentes canales de propósito general | 91 |
| Tabla 4.6 - Canales industriales emulados | 98 |

Tabla 5.1 - Variación de RSSI entre los casos LoS ideal y NLoS en función del PER para las tres capas físicas124

Lista de Figuras

| | |
|--|----|
| Figura 1.1 - Revoluciones industriales a lo largo de la historia [1]. | 2 |
| Figura 1.2 - Aparición de las diferentes tecnologías de comunicaciones durante la tercera revolución industrial [6]. | 3 |
| Figura 1.3 - Pirámide de automatización definida por el estándar internacional ANSI/ISA-95 [10]. | 4 |
| Figura 2.1 - Topologías de red disponibles para el estándar IEEE 802.15.4: estrella (a), malla (b), árbol(c). | 14 |
| Figura 2.2 - Paquete de datos de la capa física IEEE 802.15.4 O-QPSK. | 15 |
| Figura 2.3 - Diagrama del modulador para la PHY IEEE 802.15.4 [31]. | 15 |
| Figura 2.4 - Comparativa del BER para el estándar IEEE 802.15.4 con otros estándares IEEE [32]. | 16 |
| Figura 2.5 - Ejemplo de red scatternet a partir de redes piconet en BLE [36]. | 17 |
| Figura 2.6 - Canales de Bluetooth (a) y canales de Bluetooth Low Energy (b). | 18 |
| Figura 2.7 - Paquetes de datos de las capas físicas LE 1M / LE 2M (a) y LE Coded (b) de Bluetooth Low Energy. | 19 |
| Figura 2.8 - Clasificación de desvanecimientos en señales inalámbricas | 22 |
| Figura 2.9 - Efecto de los diferentes desvanecimientos sobre una señal inalámbrica entre un transmisor y un receptor que se alejan en el tiempo. | 23 |
| Figura 2.10 - PDP para una propagación NLoS a 2.45 GHz en un entorno tipo factory hall [14]. | 26 |

| | |
|---|----|
| Figura 2.11 - Representación gráfica del modelo TDL | 32 |
| Figura 2.12 - Modelo de Saleh-Valenzuela | 33 |
| Figura 2.13 - PDP normalizada para el primer clúster del caso NLoS industrial del modelo IEEE 802.15.4a..... | 36 |
| Figura 2.14 - Setup del repositorio de medidas de canal del Init/Robot Arm [62]..... | 39 |
| Figura 2.15 - Esquema con las etapas básicas de un emulador de canal. | 49 |
| Figura 2.16 - Diferentes áreas de aplicación de las comunicaciones inalámbricas en las “factorías del futuro” según el 3GPP [140]. | 51 |
| Figura 3.1 - Estructura del PPDU generalizado (arriba) y correspondencia directa con el PPDU de la PHY IEEE 802.15.4 (abajo). | 58 |
| Figura 3.2 - Métricas de la metodología de validación propuesta. | 59 |
| Figura 3.3 - Parámetros de definición del escenario de la metodología de validación propuesta..... | 61 |
| Figura 3.4 - Estructura original del PPDU de la PHY IEEE 802.15.4 (arriba) y PPDU modificado para el estudio de fiabilidad..... | 64 |
| Figura 3.5 - Procedimiento para validar la fiabilidad de una capa física mediante emulación de canal. | 66 |
| Figura 3.6 - Diagrama del setup de laboratorio. | 69 |
| Figura 3.7 - Imagen con los elementos del <i>setup</i> de laboratorio: canal del emulador (A), PC (B), caja de Faraday (C), nodo Rx y batería (D), y nodo Tx (E). | 70 |
| Figura 3.8 - Tarjeta Blue Gecko con el SoC EFR32 de Silicon Labs..... | 70 |
| Figura 3.9 - Diagrama de flujo de la etapa de inicialización del algoritmo de comunicación para los nodos Tx y Rx..... | 74 |

| | |
|--|----|
| Figura 3.10 - Esquema de tiempos para los nodos Tx y Rx durante el test de fiabilidad.. | 75 |
| Figura 3.11 - Diagrama de flujo de la etapa de testeo de la fiabilidad del algoritmo de comunicación para los nodos Tx y Rx..... | 76 |
| Figura 3.12 - Diagrama de flujo de la etapa de compartición de estadísticas del algoritmo de comunicación para los nodos Tx y Rx..... | 78 |
| Figura 4.1 - Espectro Doppler utilizado en los diferentes escenarios emulados. | 84 |
| Figura 4.2 - Curvas de PER vs. RSSI para la PHY IEEE 802.15.4 bajo los diferentes canales de propósito general. | 85 |
| Figura 4.3 - Curvas de PER vs. RSSI para la PHY BLE 1M bajo los diferentes canales de propósito general. | 87 |
| Figura 4.4 - Curvas de PER vs. RSSI para la PHY BLE 2M bajo los diferentes canales de propósito general. | 88 |
| Figura 4.5 - Comparativa de las curvas de PER vs. RSSI para las PHYs IEEE 802.15.4, BLE 1M y BLE 2M, bajo los canales de propósito general. | 90 |
| Figura 4.6 - Distribuciones de PEB medidas con diferentes valores de RSSI bajo el canal 6 (Rayleigh) para la PHY IEEE 802.15.4..... | 91 |
| Figura 4.7 - Distribuciones de PEB para la PHY IEEE 802.15.4 bajo los canales de propósito general para una RSSI de -99dBm. | 92 |
| Figura 4.8 - Distribuciones de PEB medidas con diferentes valores de RSSI bajo el canal 4 (Rice, $K = 4$) para la PHY BLE 1M | 93 |
| Figura 4.9 - Distribuciones de PEB para la PHY BLE 1M bajo los canales de propósito general para una RSSI de -99dBm. | 94 |

Figura 4.10 - Distribuciones de PEB medidas con diferentes valores de RSSI bajo el canal 2 (Rice, $K = 16$) para la PHY BLE 2M.....94

Figura 4.11 - Distribuciones de PEB para la PHY BLE 2M bajo los canales de propósito general para una RSSI de -99dBm.....95

Figura 4.12 - Comparativa de las distribuciones de PEB bajo el canal 6 (Rayleigh) para la PHY IEEE 802.15.4, PHY BLE 1M y PHY BLE 2M.96

Figura 4.13 - Curvas de PER vs. RSSI para la PHY IEEE 802.15.4 bajo los diferentes canales industriales.99

Figura 4.14 - PER de las zonas de saturación de los canales industriales en función del RDS para la PHY IEEE 802.15.4.101

Figura 4.15 - RSSI umbrales de las zonas de saturación de los canales industriales en función del RDS para la PHY IEEE 802.15.4.101

Figura 4.16 - Curvas de PER vs. RSSI para la PHY BLE 1M bajo los diferentes canales industriales.....103

Figura 4.17 - PER de las zonas de saturación de los canales industriales en función del RDS para la PHY BLE 1M.....104

Figura 4.18 - RSSI umbrales de las zonas de saturación de los canales industriales en función del RDS para la PHY BLE 1M.....104

Figura 4.19 - Curvas de PER vs. RSSI para la PHY BLE 2M bajo los diferentes canales industriales.....106

Figura 4.20 - PER de las zonas de saturación de los canales industriales en función del RDS para la PHY BLE 2M.....107

| | |
|--|-----|
| Figura 4.21 - RSSI umbrales de las zonas de saturación de los canales industriales en función del RDS para la PHY BLE 2M. | 107 |
| Figura 4.22 - Comparativa del PER vs. RSSI para las PHYs IEEE 802.15.4, BLE 1M y BLE 2M, bajo los canales industriales 8, 9 y 10. | 108 |
| Figura 4.23 - Comparativa del PER de las zonas de saturación en función del RDS para las PHYs IEEE 802.15.4, BLE 1M y BLE 2M, bajo los canales industriales..... | 109 |
| Figura 4.24 - Comparativa del RSSI umbral de las zonas de saturación en función del RDS para las PHYs IEEE 802.15.4, BLE 1M y BLE 2M, bajo los canales industriales..... | 110 |
| Figura 4.25 - Distribuciones de PEB para diferentes valores de RSSI (una por color) de la zona de saturación de los canales 8, 10 y 12, para la PHY IEEE 802.15.4..... | 111 |
| Figura 4.26 - Distribuciones de PEB de la zona de saturación de los canales 8, 10 y 12, y modelo superpuesto, para la PHY IEEE 802.15.4..... | 112 |
| Figura 4.27 - Distribuciones de PEB para diferentes valores de RSSI (una por color) de la zona de saturación de los canales 8 y 10 para la PHY BLE 1M. | 113 |
| Figura 4.28 - Distribuciones de PEB de la zona de saturación de los canales 8 y 10, y modelo superpuesto para la PHY BLE 1M. | 113 |
| Figura 4.29 - Distribuciones de PEB para diferentes valores de RSSI (una por color) de la zona de saturación de los canales 7 y 10, para la PHY BLE 2M. | 114 |
| Figura 4.30 - Distribuciones de PEB de la zona de saturación de los canales 7 y 10, y modelo superpuesto para la PHY BLE 2M. | 115 |
| Figura 4.31 - Comparativa entre las expresiones de PEB en función del RDS para las capas físicas IEEE 802.15.4, BLE 1M y BLE 2M bajo los canales 8, 9 y 10..... | 116 |

CAPÍTULO 1

INTRODUCCIÓN

En este capítulo se presenta un resumen del contexto, la motivación, los objetivos y las contribuciones de la investigación llevada a cabo sobre la fiabilidad de capas físicas para sistemas de comunicaciones inalámbricas y su uso por parte de nodos terminales en entornos industriales.

1.1. Contexto y Motivación

Hoy en día, el sector industrial tiene un gran peso en la economía mundial donde su valor supera los 23·billones de dólares. La industria es de especial importancia en cualquier economía desarrollada y así lo reflejan las políticas que está llevando a cabo la Unión Europea, que ha marcado como objetivo para el año 2020 incrementar hasta un 20% el porcentaje del PIB europeo asociado al tejido industrial. Según los datos disponibles del Banco Mundial, durante el año 2018 el sector industrial español supuso el 16.3% del PIB español, valorado en 1.208.248 millones de euros, y ocupó el 19.88% del empleo de toda España. Las regiones más industrializadas de España, Madrid y País Vasco, son a su vez las que mayor PIB per cápita tienen superando los 34.000 euros. En el País Vasco, los datos del Instituto Vasco de Estadística del año 2018 reflejan que la industria vasca representó el 24.31% del PIB de la comunidad, lo que supuso más de 16.166 millones de euros.

La importancia actual de la industria para generar riqueza, trabajo y bienestar es el resultado de un largo viaje iniciado en el último cuarto del siglo XVIII (ver la Figura 1.1). Desde entonces se han sucedido tres revoluciones industriales, cuyos avances técnicos marcaron el devenir de la sociedad. La evolución de la industria no se detiene y actualmente

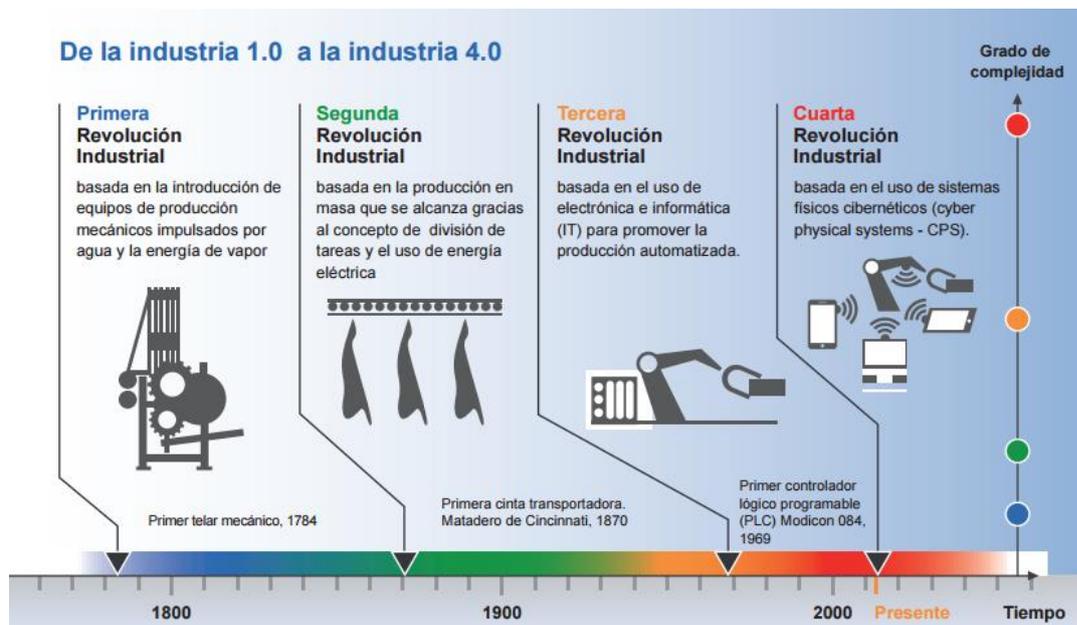


Figura 1.1 - Revoluciones industriales a lo largo de la historia [1].

se encuentra en los albores de una nueva revolución industrial. En 2011, el Gobierno Alemán acuñó el término “Industria 4.0” para englobar un conjunto de avances tecnológicos en desarrollo que serán la base de la cuarta revolución industrial [2]. Los tres conceptos fundamentales de la Industria 4.0 son: las *Smart Factories* [3], los *Cyber-Physical Systems* [4] y el *Internet of Things* [5]. En este contexto, la recopilación y el intercambio de datos entre los distintos elementos que conforman la cadena de producción son esenciales para poder optimizar la producción en tiempo real. Las comunicaciones son, por tanto, de vital importancia en la Industria 4.0.

Durante la última revolución industrial, la automatización y el control digital de procesos se convirtieron en piezas fundamentales [7]. En el campo de las comunicaciones surgieron multitud de sistemas y protocolos (ver la Figura 1.2), desde los buses de campo pasando por el Ethernet industrial hasta los más recientes sistemas inalámbricos. Todas estas tecnologías de comunicación se han desarrollado para cubrir: los requisitos de los diferentes casos de uso que existen en la industria que, *grosso modo*, se pueden dividir en “*Condition Monitoring (CM)*, *Process Automation (PA)*, y *Factory Automation (FA)*”; y los diferentes niveles de la pirámide de automatización que actualmente existen en una planta industrial (ver la Figura 1.3). En los niveles superiores, las comunicaciones se caracterizan por cubrir grandes extensiones físicas y manejar enormes cantidades de datos

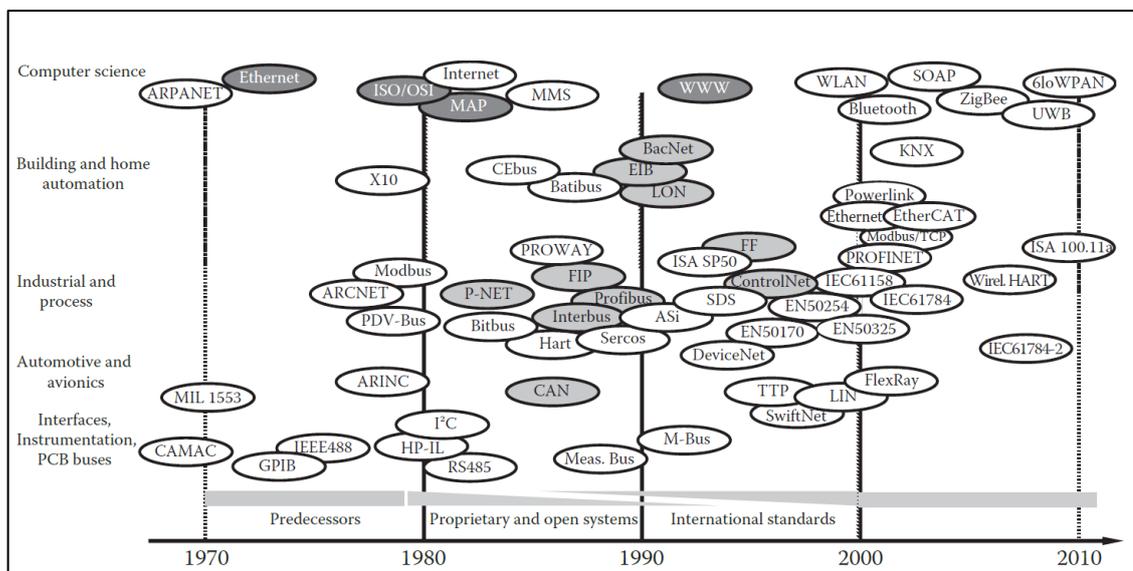


Figura 1.2 - Aparición de las diferentes tecnologías de comunicaciones durante la tercera revolución industrial [6].

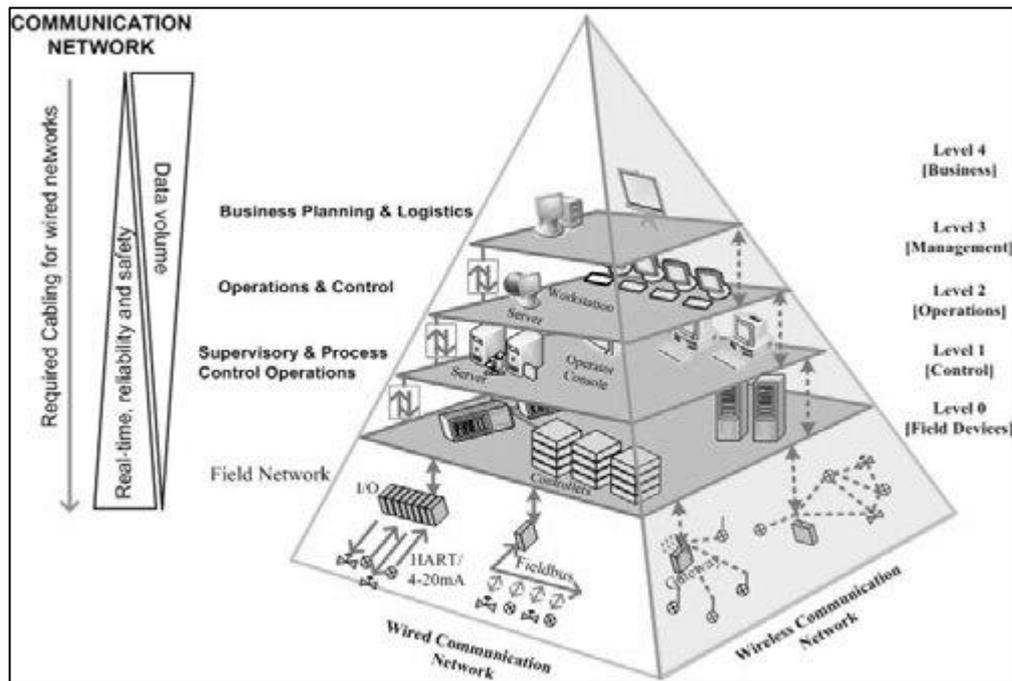


Figura 1.3 - Pirámide de automatización definida por el estándar internacional ANSI/ISA-95 [10].

a altas tasas de transmisión usando paquetes de gran tamaño. Por el contrario, en los niveles inferiores predominan las comunicaciones de corto alcance con bajas tasas de transmisión, paquetes pequeños y restricciones de tiempo real y alta fiabilidad.

Centrando la atención en la base de la pirámide de automatización, es decir, el nivel de los dispositivos terminales donde típicamente se tienen sensores y actuadores, las comunicaciones cableadas son predominantes a día de hoy. Los buses de campo y el Ethernet industrial han demostrado ser capaces de soportar muy eficientemente comunicaciones entre dispositivos en tiempo real con baja latencia y alta fiabilidad [6, 8, 9]. No obstante, las comunicaciones cableadas presentan ciertas desventajas inherentes a su propia naturaleza [10]. Por un lado, el uso de comunicaciones cableadas es costoso, tanto en materiales como en mantenimiento. Por otro lado, la flexibilidad a la hora de usar una red de comunicaciones basada en cableado es escasa. Cuando se realiza el despliegue de una red, los elementos deben estar situados en posiciones fijas y se han de prever las posibles ampliaciones de la misma. Una simple reorganización en la disposición física de los elementos que usan una red cableada puede dejarla inutilizada.

Las problemáticas derivadas de las comunicaciones cableadas para su uso a nivel de nodos terminales han hecho que, para la Industria 4.0, se centre el foco de atención en

las comunicaciones inalámbricas [11]. Una red de comunicaciones inalámbricas para nodos terminales tiene numerosas ventajas respecto a una cableada [12, 13], como son: despliegues más sencillos, costes menores tanto en materiales como de mantenimiento, y topologías de red dinámicas con posibilidad de incluir elementos móviles. Sin embargo, las comunicaciones inalámbricas también tienen que enfrentar ciertos problemas relacionados con su naturaleza y el medio industrial [14, 15]. Por un lado, las comunicaciones inalámbricas utilizan un medio común para propagarse, de modo que están expuestas tanto a interferencias de otras comunicaciones inalámbricas como al ruido electromagnético presente en el medio [16]. Por otro lado, los entornos industriales tienen una presencia elevada de materiales metálicos, dando lugar a una propagación con gran efecto *multipath* que resulta en la superposición de réplicas de la señal original en el receptor, unas veces constructiva y otras veces destructiva. Por último, la presencia de trabajadores y manufacturas en movimiento interponiéndose en la trayectoria de propagación de la señal hace que esta sufra desvanecimientos a lo largo del tiempo. Todos estos problemas se traducen en una falta de fiabilidad de las comunicaciones debido al incremento de errores presentes en la información recibida, y es a la vez otro de los principales motivos por el que actualmente las comunicaciones cableadas superan ampliamente en presencia a las inalámbricas en el sector industrial.

Si se quieren utilizar comunicaciones inalámbricas con nodos terminales en un entorno industrial, se puede optar por dos tipos de soluciones: desarrollos personalizados, o uso y adaptación de tecnologías inalámbricas ya existentes. Los primeros tienen unos costes de desarrollo elevados, pero son capaces de alcanzar los requisitos requeridos de tasas de transmisión, latencia, sincronismo y fiabilidad, proporcionando una solución idónea; los segundos tienen unos ciclos de desarrollo mucho más rápidos y costes mucho menores, pero dependiendo de las condiciones de propagación y de los casos de uso puede que no sean capaces de cumplir con los requisitos deseados. Si se opta por esta segunda opción, los estándares desarrollados para WPAN son los más adecuados, entre los que destacan los estándares IEEE 802.15.4 y Bluetooth Low Energy (BLE). Su enfoque a tecnologías de bajo coste, bajo consumo energético y tasas de transmisión medias y bajas los hacen ideales para comunicaciones industriales entre nodos terminales localizados en la base de la pirámide de automatización [17].

Si se pretende usar un enlace de comunicaciones inalámbricas en un entorno industrial, este ha de superar un proceso de validación para garantizar, entre otros, los requisitos de latencia y fiabilidad. La latencia de las comunicaciones depende principalmente de la capa de acceso al medio, la MAC, que es quien define los esquemas de comunicación y uso del medio. La fiabilidad de las comunicaciones está intrínsecamente asociada con la resiliencia de la capa física, la PHY, a las condiciones de propagación del medio. Existen multitud de métricas para medir la fiabilidad de las comunicaciones, tanto a nivel de paquete de datos como a nivel de bit de datos. Además, los requisitos de fiabilidad varían notablemente según el caso de uso en el que se vayan a usar las comunicaciones [18].

Actualmente, la validación de la fiabilidad de comunicaciones inalámbricas se realiza a medio camino entre medidas de nivel físico en el laboratorio, simulaciones y medidas de campo. Las medidas en laboratorio de nivel físico como potencia de transmisión y sensibilidad del receptor permiten estimar, para condiciones ideales, distancias de enlace, tasas de transmisión y errores asociados. Sin embargo, las condiciones de propagación de los entornos industriales difieren mucho de las que se consideran ideales. Por otro lado, las simulaciones son útiles para validar el comportamiento de los protocolos de comunicaciones que se ejecutan en las diferentes capas de un sistema de comunicaciones y los retardos que introducen [19], pero hay que tener en cuenta que cuanto más realista es una simulación, sobre todo a nivel físico, mayor es su coste en tiempo y cómputo, pudiendo llegar a ser irrealizables [20]. Por último, las medidas de campo, es decir, en el entorno definitivo donde se desplegará el sistema de comunicaciones, permiten validar dichos sistemas de comunicaciones en condiciones de trabajo real [21]. No obstante, las medidas realizadas no son fácilmente reproducibles y tienen asociados unos altos costes de logística. Si se desea combinar las ventajas de las simulaciones y de las medidas de campo, los emuladores de canal son las herramientas idóneas a utilizar [22].

En definitiva, el uso de comunicaciones inalámbricas con nodos terminales en entornos industriales conlleva numerosas ventajas respecto al uso de comunicaciones cableadas. Debido a las complejas propiedades de propagación de los entornos industriales, se ha de validar que la fiabilidad de los enlaces inalámbricos, vinculada principalmente a su capa física, va a ser la que marcan los requisitos de los casos de uso de las aplicaciones

industriales. Para ello, se necesita de una metodología que, aunando las ventajas de las evaluaciones en laboratorio y las evaluaciones de campo, permita validar las capas físicas de las tecnologías inalámbricas que se plantean para su uso con nodos terminales en la Industria 4.0: IEEE 802.15.4 y Bluetooth Low Energy.

1.2. Objetivos

El objetivo principal de esta tesis es validar, en base a requisitos y para diferentes escenarios, la fiabilidad en enlaces punto a punto de las capas físicas de IEEE 802.15.4 y de Bluetooth Low Energy que se postulan como solución para comunicaciones a nivel de nodos terminales en la Industria 4.0.

Para cumplir con el objetivo principal de esta tesis, se han diferenciado un conjunto de metas a completar:

1. Hacer un estado del arte en el que se estudie: las condiciones de propagación que se dan en los entornos industriales, a nivel de nodos terminales; los modelos de canal utilizados para describir dichas condiciones de propagación en entornos industriales; las métricas que permiten evaluar la fiabilidad de un enlace de comunicaciones inalámbrico; y las técnicas utilizadas actualmente para evaluar la fiabilidad de comunicaciones inalámbricas bajo las condiciones de propagación que se dan en entornos industriales.
2. Definir una metodología de laboratorio que permita evaluar y validar la fiabilidad de diferentes capas físicas de protocolos inalámbricos bajo las condiciones de propagación de los entornos industriales.
3. Para diferentes escenarios de propagación en entornos industriales, obtener resultados de fiabilidad de las capas físicas de IEEE 802.15.4 y de Bluetooth Low Energy y enfrentarlos a los requisitos de los diferentes casos de uso, con el fin de validarlas.

1.3. Contribuciones

Las principales contribuciones de esta tesis se pueden resumir en los siguientes puntos:

1. Se define una metodología, basada en emulación de canal, para evaluar y validar en laboratorio la fiabilidad de capas físicas para enlaces inalámbricos punto a punto utilizados por nodos terminales en casos de uso industriales. La metodología detalla las etapas del proceso metodológico, las métricas de interés, el *setup* de laboratorio y el algoritmo de comunicación necesario para validar la fiabilidad de las capas físicas.
2. Se analiza la fiabilidad de las capas físicas PHY IEEE 802.15.4, PHY BLE 1M y PHY BLE 2M para su uso en enlaces inalámbricos punto a punto en distintos escenarios industriales por parte de nodos terminales. Los escenarios industriales cubren desde un caso ideal con línea de visión directa entre transmisor y receptor, hasta un caso sin línea de visión directa y alto grado de propagación *multipath*. Los resultados obtenidos se utilizan para validar las tres capas físicas ante los requisitos de fiabilidad de diferentes casos de uso industrial, así como para compararlas entre sí.

1.4. Organización del Documento

El resto de los contenidos de esta disertación quedan organizados de la siguiente forma:

- **Capítulo 2.** En este capítulo, primero se introducen las tecnologías de comunicación inalámbrica IEEE 802.15.4 y Bluetooth Low Energy, haciendo hincapié en las propiedades de sus capas físicas. A continuación, se analizan las propiedades de propagación de las señales inalámbricas en entornos industriales, así como de los modelos de canal utilizados para describir dicha propagación. Por último, se estudian tanto las métricas como las técnicas utilizadas para evaluar la fiabilidad de

comunicaciones inalámbricas industriales, y se analizan los diferentes casos de uso que se pueden distinguir para comunicaciones inalámbricas industriales.

- **Capítulo 3.** En esta parte, se define la metodología de evaluación de la fiabilidad de capas físicas basada en emulación de canal, describiendo y discutiendo en detalle los diferentes aspectos de la misma.
- **Capítulo 4.** Se presentan y analizan los resultados de fiabilidad obtenidos de las capas físicas PHY IEEE 802.15.4, PHY BLE 1M y PHY BLE 2M para distintos escenarios industriales emulados. Así mismo, se comparan las distintas capas físicas y se determina la validez de estas para los casos de uso de *Condition Monitoring*, *Process Automation* y *Factory Automation*.
- **Capítulo 5.** En este capítulo se exponen las conclusiones de esta disertación, resumiendo las principales contribuciones y apuntando cuáles son las líneas futuras de investigación.

CAPÍTULO 2

ANTECEDENTES Y ESTADO DEL ARTE

En este capítulo se introducen los protocolos de comunicación IEEE 802.15.4 y Bluetooth Low Energy, centrandó la atención en sus capas físicas. A continuación, se estudian las diferentes caracterizaciones de las condiciones de propagación que sufren las señales inalámbricas al propagarse por entornos industriales reales, así como los modelos existentes utilizados para describir dicha propagación. Por último, se detallan las métricas y las técnicas utilizadas para evaluar la fiabilidad de comunicaciones inalámbricas, así como las clasificaciones que hay de sus diferentes casos de uso industrial.

2.1. Introducción

Los protocolos de comunicaciones IEEE 802.15.4 y Bluetooth Low Energy (BLE) están enfocados a tecnologías inalámbricas de bajo coste, bajo consumo energético y tasas de transmisión medias y bajas. Por ello, son ideales para su uso en comunicaciones industriales por parte de nodos terminales siempre y cuando sean capaces de cumplir los requisitos de fiabilidad establecidos por los casos de uso industriales.

En este capítulo se presentan dichos protocolos y las propiedades de sus capas físicas, las cuales están intrínsecamente relacionadas con la fiabilidad que pueden proporcionar durante una comunicación.

Las condiciones de propagación del medio y su efecto sobre las señales inalámbricas son otro factor de gran importancia que afecta a la fiabilidad de las comunicaciones basadas en enlaces inalámbricos. Por ello, en este capítulo se indaga en las distintas propiedades que definen la propagación de las señales inalámbricas en entornos reales. También se estudian los resultados obtenidos para las caracterizaciones de dichas propiedades en entornos industriales y la manera de modelarlas. Además, se analizan los pocos repositorios públicos que contienen datos en bruto de caracterizaciones en entornos industriales.

Conocidos los principales factores que afectan a la fiabilidad de una capa física utilizada en un enlace inalámbrico industrial, el siguiente paso es estudiar cómo evaluar correctamente dicha fiabilidad. Ello debe hacerse en base a métricas que permitan compararla con otras capas físicas y bajo otras condiciones de propagación. Por esto, también se presentan las diferentes métricas existentes para evaluar la fiabilidad de comunicaciones inalámbricas, así como su uso en diferentes escenarios industriales.

Por último, se presentan las clasificaciones que hacen diferentes organismos internacionales sobre casos de uso industriales en los que se utilizan comunicaciones inalámbricas.

2.2. Sistemas de Comunicaciones Inalámbricas para Nodos

Terminales

Como se ha mencionado en el capítulo anterior, las propiedades que presentan las comunicaciones basadas en IEEE 802.15.4 y BLE las hacen teóricamente aptas para ser usadas en entornos industriales con nodos terminales. A continuación, se presentan dichas tecnologías, haciendo hincapié en sus capas físicas.

2.2.1. Estándar IEEE 802.15.4 [23]

El estándar IEEE 802.15.4 apareció por primera vez en 2003 como un estándar en el que se definen la capa física (PHY) y la capa de acceso al medio (MAC) del modelo OSI [24] para comunicaciones WPAN de bajo consumo energético. La versión actual del estándar es la “IEEE 802.15.4-2015 - *Standard for Low-Rate Wireless Networks*“, sobre la cual han aparecido posteriormente siete enmiendas [25]. La importancia de este estándar reside en que es utilizado como base sobre la que se construyen las principales tecnologías inalámbricas utilizadas con nodos terminales en entornos industriales: WirelessHART [26], ISA100.11a [27], WIA-PA [28], 6LoWPAN [29] y Zigbee [30].

IEEE 802.15.4 define dos modos de funcionamiento general para la MAC: *beacon-enable*, en el cual para coordinar las comunicaciones de la red se usa un *superframe* dividido en *slots* asignados a los diferentes nodos; y *nonbeacon-enable*, donde no existe tal *superframe* y los nodos no están sincronizados. En cualquier caso, los nodos siempre utilizan mecanismos CSMA-CA para acceder al medio y no interferirse mutuamente. Así mismo, existen dos tipos de dispositivos posibles en una red IEEE 802.15.4: *Full-Function Device* (FFD) y *Reduced-Function Device* (RFD). Los dispositivos FFD tienen la capacidad de controlar la formación, el enrutado, la asociación y la sincronización de una red, mientras que los nodos RFD actúan siempre como nodos terminales. Los dispositivos FFD y RFD se pueden asociar para formar redes con topologías de estrella, de árbol y de malla, requiriendo todas de un dispositivo FFD para actuar como el coordinador de red tal y como se puede ver en la Figura 2.1.

2.2.1.1. Capa Física

En el estándar IEEE 802.15.4, la capa física es la capa responsable del siguiente conjunto de tareas:

- Activar y desactivar la radio.
- Detectar la energía y estado del canal.
- Transmisión y recepción de datos, así como selección del canal de comunicaciones.

El estándar original definía tres capas físicas que actualmente han pasado a ser veintidós. Las capas físicas se diferencian unas de otras por: las aplicaciones a las que están enfocadas, la estructura de los paquetes de datos (PPDU), los *bitrates* de transmisión, los esquemas de modulación y las bandas en las que pueden trabajar. De todas las capas físicas, la más usada actualmente en entornos industriales, y por ende la de interés en este trabajo, es la PHY O-QPSK en la banda de 2.45 GHz. Siempre se hará referencia a esta capa física cuando se mencione la PHY IEEE 802.15.4, salvo que se indique lo contrario.

El estándar IEEE 802.15.4 define, para la capa PHY O-QPSK, 16 canales en la banda ISM de 2.45 GHz, cada uno con su centro en:

$$f_c [MHz] = 2405 + 5(k - 11) \quad k = 11, 12, \dots, 26 \quad (2-1)$$

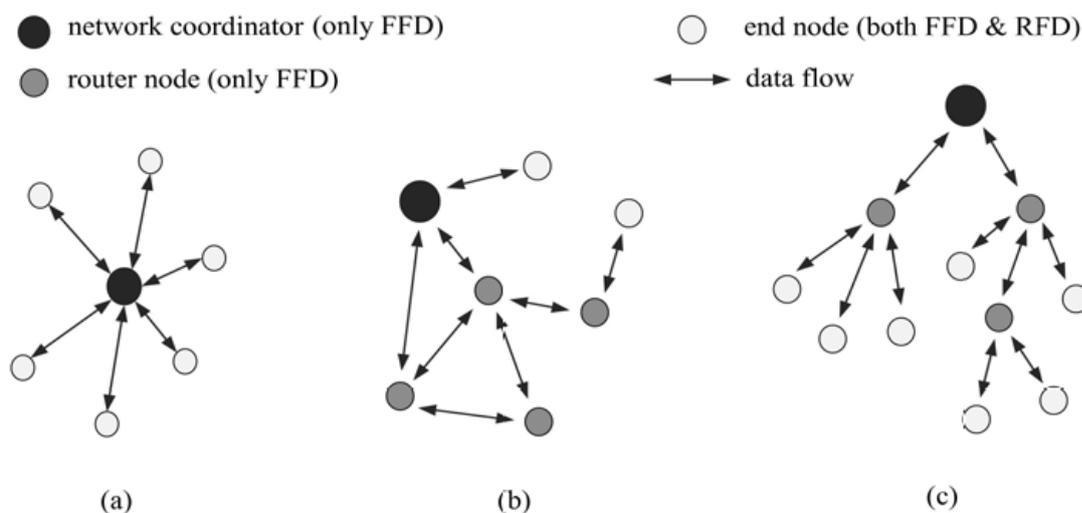


Figura 2.1 - Topologías de red disponibles para el estándar IEEE 802.15.4: estrella (a), malla (b), árbol(c).

| | | | |
|--------------------|--------------|-----------------|----------------------|
| SHR | | PHR (1 Byte) | PHY PAYLOAD |
| PREAMBLE (4 Bytes) | SFD (1 Byte) | | PSDU (0 – 127 Bytes) |

Figura 2.2 - Paquete de datos de la capa física IEEE 802.15.4 O-QPSK.

Además, establece unos requisitos mínimos para el *hardware* de la radio: una tolerancia máxima para desviaciones en frecuencia de ± 40 ppm, una potencia mínima de transmisión de -3 dBm, y una sensibilidad mínima en el receptor de -89 dBm.

En cuanto a la estructura de los paquetes de datos, el PPDU, se puede ver su formato en la Figura 2.2. La primera parte del PPDU es la cabecera de sincronización, SHR. El SHR a su vez se divide en: el preámbulo, el cual se utiliza para sincronizar la señal a nivel de bit; y el delimitador de sincronización del paquete, el SFD. La segunda parte del PPDU es el PHR, que contiene la longitud del paquete. Y por último se encuentra el PHY payload, el cual contiene los paquetes de datos de la capa MAC (PSDU).

Respecto a la modulación de la señal, se puede ver el proceso en la Figura 2.3. Primero, los bits, que llegan con un *bitrate* de 250 kbps, se agrupan de cuatro en cuatro para formar símbolos. A continuación, se incrementa el ancho de banda de la señal mediante una técnica DSSS con el fin de hacerla más robusta a interferencias. Siguiendo una tabla predefinida, se convierte cada símbolo en una secuencia pseudoaleatoria de treinta y dos *chips*. La secuencia de *chips*, a 2 Mcps, alimenta directamente al modulador O-QPSK, donde los *chips* se dividen para generar las señales I y Q de la banda base

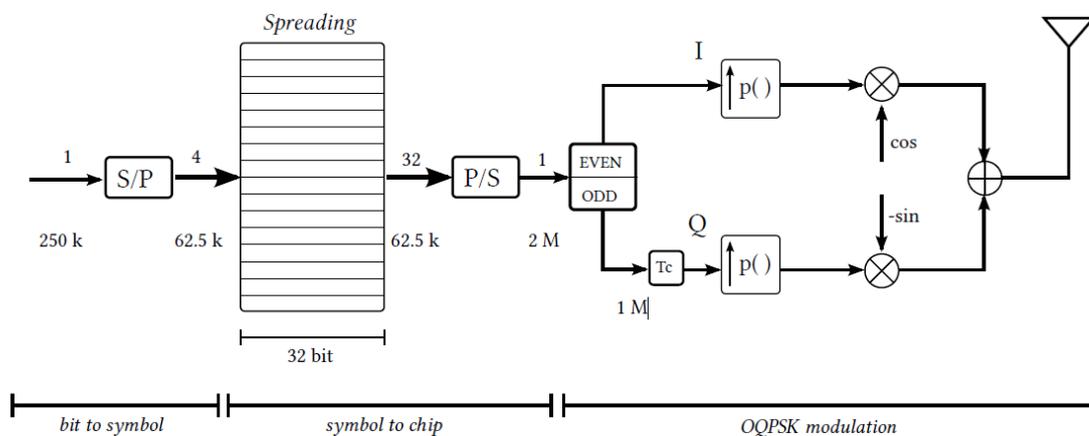


Figura 2.3 - Diagrama del modulador para la PHY IEEE 802.15.4 [31].

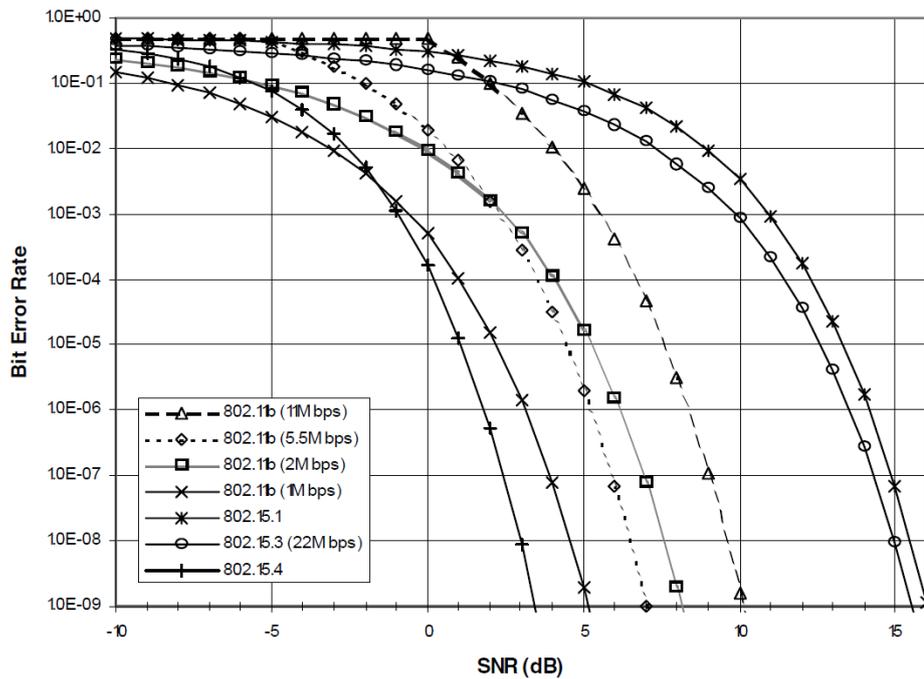


Figura 2.4 - Comparativa del BER para el estándar IEEE 802.15.4 con otros estándares IEEE [32].

compleja. A la señal Q se le añade un retraso equivalente al periodo de un *chip*, esto es 500 ns, de modo que sólo es posible la transición entre símbolos contiguos.

Además, para limitar las fluctuaciones de potencia de la señal, esta pasa finalmente por un filtro *half-sine*. Así se consigue que la señal tenga una potencia constante y que, teóricamente, en el diagrama I-Q solo existan transiciones a lo largo del círculo unidad. Como resultado final, tenemos una señal mucho más robusta para valores de SNR positivos si se compara con otros estándares, como se ve en la Figura 2.4.

2.2.2. Estándar Bluetooth Low Energy [33]

El desarrollo de Bluetooth comenzó en el año 1989 por parte de la compañía Ericsson Mobile como una alternativa a las comunicaciones de corto alcance basadas en RS-232. No fue hasta el año 2002 cuando el IEEE recogió las especificaciones de su capa PHY y su capa MAC en el estándar IEEE 802.15.1. Desde entonces, el estándar Bluetooth ha continuado evolucionando, encontrándose ahora en su versión 5.1. Hasta ahora, Bluetooth no ha sido utilizado ampliamente en entornos industriales. Esto se debe a que no fue específicamente diseñado para ello, a diferencia de los protocolos basados en IEEE

802.15.4 que se han mencionado en la Sección 2.2.1. Además, basándose en la capa física de Bluetooth ya se han desarrollado tecnologías de comunicaciones inalámbricas para su uso en entornos industriales: WISA [34] e IO-Link Wireless [35].

En 2011 fue introducido Bluetooth Low Energy (BLE), también llamado a veces Bluetooth Smart, una modificación de Bluetooth orientada a redes WPAN con comunicaciones de muy bajo consumo energético. Las sucesivas mejoras de los protocolos BLE han hecho que BLE esté siendo considerado como una opción viable para cubrir comunicaciones inalámbricas con nodos terminales en redes de sensores y actuadores industriales [36-39]. BLE se basa en redes con topología de estrella denominadas redes *piconet*. Existen dos tipos de dispositivos posibles en una red: maestros y esclavos. En las redes *piconet* es necesaria la presencia de un máster, el cual se encarga de sincronizar y coordinar las comunicaciones de la *piconet* mediante un esquema TDMA. En BLE, cada esclavo tiene su propio canal físico con el maestro. Un nodo puede actuar a la vez como maestro de una *piconet* y como esclavo de otra, en cuyo caso aparece una red *scatternet* como la de la Figura 2.5. Aunque BLE no soporta por defecto redes con topología de malla, se ha desarrollado por encima de BLE el estándar Bluetooth Mesh, el cual sí da soporte a este tipo de redes [40].

2.2.2.1. Capa Física

Actualmente el estándar define 3 capas físicas para BLE: LE 1M, LE Coded (S=2 y S=8) y LE 2M. En la Tabla 2.1 se presenta una comparativa básica de todas las capas físicas de BLE.

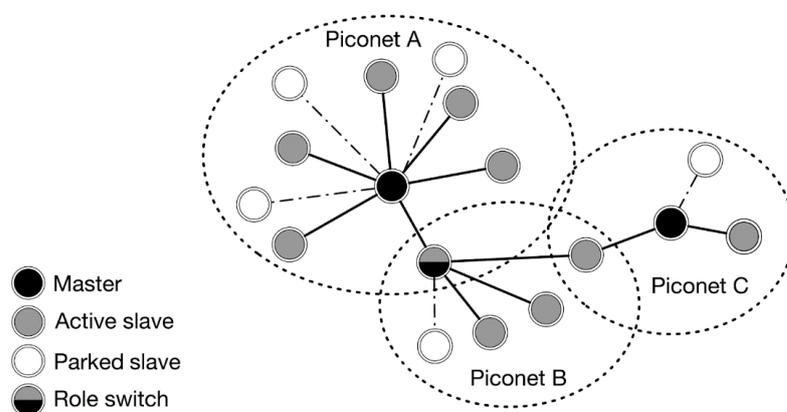


Figura 2.5 - Ejemplo de red *scatternet* a partir de redes *piconet* en BLE [36].

Tabla 2.1 - Comparativa entre las capas físicas de BLE

| <i>PHY</i> | <i>Symbol Rate</i> | <i>Data Rate</i> | <i>Corrección de Errores</i> |
|----------------|--------------------|------------------|------------------------------|
| LE 1M | 1 Msps | 1 Mbps | No |
| LE Coded S = 2 | 1 Msps | 500 kbps | FEC |
| LE Coded S = 8 | 1 Msps | 125 kbps | FEC |
| LE 2M | 2 Msps | 2 Mbps | No |

Los dispositivos BLE deben soportar obligatoriamente LE 1M, mientras que las otras dos capas físicas son opcionales. Para todas las capas físicas, se tiene una modulación 2-GFSK con un producto BT de 0.5. Tanto LE 1M como LE Coded tiene un *symbolrate* de 1 Msps, mientras que LE 2M lo tiene de 2 Msps.

Tal y como se ve en la Figura 2.6, BLE define 40 canales de comunicación en la banda ISM de 2.4 GHz. Mediante un esquema de comunicaciones FHSS se hace uso de todos ellos siguiendo un orden pseudoaleatorio, proporcionando robustez frente a interferencias ocasionadas por otras comunicaciones en la misma banda. Además, el estándar establece los siguientes requisitos para el *hardware* de la radio: potencias de transmisión mínima y máxima de -20 dBm y 20 dBm respectivamente; una tolerancia a desviaciones de reloj de ± 50 ppm; y una sensibilidad mínima de receptor de -70 dBm para LE 1M y LE 2M, y de -75 dBm y de -82 dBm para LE Coded (S=2) y LE Coded (S=8) respectivamente.

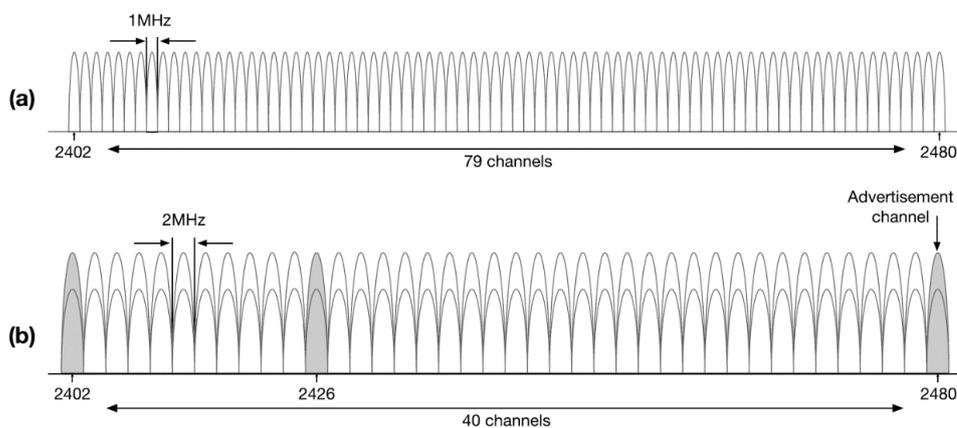


Figura 2.6 - Canales de Bluetooth (a) y canales de Bluetooth Low Energy (b).

La estructura de los paquetes de datos para las capas físicas LE 1M y LE 2M se puede ver en la Figura 2.7.a. Primeramente se dispone de un preámbulo constituido por una secuencia de ceros y unos alternos que se utiliza para la sincronización en frecuencia, la estimación del tiempo de símbolo y el ajuste automático de ganancia. Tiene una duración de 8 bits para LE 1M y de 16 bits para LE 2M. Tras el preámbulo se sitúa el *access-address*, que permite distinguir diferentes conexiones. A continuación, se encuentra el PDU, el cual consta de una cabecera de 2 bytes y un *payload* variable de hasta 256 bytes que contiene la información de interés que se desea transmitir. Al PDU le sigue el campo de CRC, 24 bits generados a partir de la información del resto del paquete que permiten comprobar la integridad de la información. Por último y de manera opcional se puede hallar la extensión de tono constante, cuyo objetivo es facilitar labores de posicionamiento en interiores.

La estructura de los paquetes de datos de la capa física LE Coded puede verse en la Figura 2.7.b. Esta capa física utiliza 2 u 8 símbolos por bit y codificación FEC, lo que permite mejorar la sensibilidad del receptor y tener enlaces de mayor alcance. Inicialmente se tiene un preámbulo con el patrón de símbolos 00111100 repetido 10 veces. A continuación, se encuentra el bloque de FEC 1, que utiliza siempre una codificación de 8 símbolos por bit. Este bloque se subdivide en: el *access address*; el indicador de código, CI, que marca cual será la codificación del bloque FEC 2; y el terminador de bloque TERM 1. El bloque de FEC 2 se divide en: el PDU, el CRC y el terminador de bloque TERM 2.

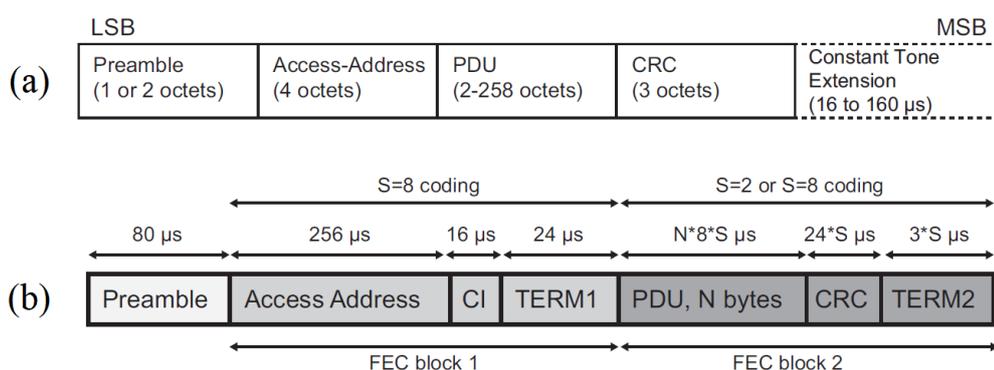


Figura 2.7 - Paquetes de datos de las capas físicas LE 1M / LE 2M (a) y LE Coded (b) de Bluetooth Low Energy.

2.3. Canales Inalámbricos en Entornos Industriales

En una comunicación inalámbrica entre un transmisor y un receptor, la señal recibida por el receptor es la combinación de un conjunto de réplicas alteradas de la señal original enviada por el transmisor. Según las propiedades del entorno, la amplitud y fase de las distintas réplicas o *paths* tomarán diferentes valores, teniendo que su superposición será unas veces constructiva y otras, destructiva. Esto produce en la señal captada por el receptor lo que se conoce como desvanecimiento por multicamino o *multipath fading*.

Se denomina “canal inalámbrico” a la aproximación matemática que describe las propiedades de propagación y los desvanecimientos de una señal inalámbrica en un entorno concreto. El canal inalámbrico va a ser el principal factor que determine la fiabilidad de un sistema de comunicaciones inalámbricas. En esta tesis, los canales de interés son aquellos canales WSSUS [41] que se dan en entornos industriales. Estos entornos se caracterizan por tener unas condiciones de propagación de la señal especialmente malas comparadas con otros entornos más amigables como los de oficina o campo abierto. Típicamente, los entornos industriales son del tipo *factory hall*: naves de grandes dimensiones donde coexisten una gran variedad de maquinaria, trabajadores, materias primas y bienes de equipo. Las dimensiones de estos entornos industriales, así como la distribución de todos sus elementos hacen que las señales electromagnéticas que se propagan por ellos sufran distintos fenómenos de *fading*, deteriorándose de muy diversas maneras. Por último, no debe olvidarse que en los entornos industriales existen numerosas fuentes de interferencias, tal y como se recoge en [42], si bien este aspecto no será tratado en el presente trabajo.

2.3.1. Modelado de Canales Inalámbricos

Actualmente, existen diferentes aproximaciones matemáticas para caracterizar la propagación de señales inalámbricas entre un transmisor y un receptor. En base a dichas aproximaciones, los modelos de canal pueden dividirse en: modelos determinísticos, modelos estocásticos basados en geometría y modelos estocásticos no geométricos.

Los modelos determinísticos caracterizan la propagación de una manera totalmente determinista mediante la resolución de las ecuaciones de Maxwell, normalmente mediante técnicas como el método de diferencias finitas en el dominio temporal [43] o el trazado de rayos [44] en entornos cuyas propiedades geométricas y electromagnéticas están completamente definidas.

En los modelos estocásticos basados en geometría, la distribución espacial de los dispersores de la señal se elige de manera estocástica, y sobre dicha geometría se aplican las leyes de propagación de las ondas electromagnéticas [45].

Por último, los modelos estocásticos no geométricos, o simplemente modelos estocásticos, determinan el comportamiento del canal de una manera completamente probabilística sin asumir de manera explícita una geometría subyacente. Estos modelos de canal se extraen a partir de campañas de medida en las que se realiza un análisis estadístico de la respuesta impulsional del canal, extrayendo posteriormente parámetros tales como la dispersión temporal de la señal. Este es el tipo de canal de interés para esta tesis, presentándose en la siguiente subsección los parámetros que caracterizan sus desvanecimientos, así como los valores que toman para diferentes entornos industriales reales.

2.3.2. *Fading en Canales Industriales Estocásticos*

El comportamiento de un entorno de propagación, así como los desvanecimientos o *fading* que se genera sobre una señal inalámbrica, se puede estudiar a través de su respuesta impulsional. Se define la Respuesta Impulsional del Canal (CIR) como la respuesta en banda base compleja del canal a la propagación de una señal impulso para un enlace punto a punto entre un transmisor y un receptor. La CIR de un entorno puede obtenerse mediante caracterizaciones en el dominio del tiempo o en el dominio de la frecuencia. La expresión matemática en su forma temporal es la siguiente:

$$h(t, \tau) = \sum_{n=1}^N a_n(t, \tau_n(t)) e^{-j\theta_n(t, \tau_n(t))} \delta(t - \tau_n(t)) \quad (2-2)$$

donde N es el número total de *paths*, a_n y θ_n son las amplitud y fase compleja de cada *path* y τ_n es el retardo de cada *paths*. Dada una señal transmitida $x(t)$, la señal recibida $y(t)$ se relaciona con la primera a través de la CIR del siguiente modo:

$$y(t) = h(t, \tau) * x(t) \quad (2-3)$$

donde $x(t)$ es la señal transmitida, $y(t)$ es la señal recibida, y $*$ es la operación convolución.

Mediante el estudio estadístico de la CIR se obtienen los diferentes parámetros que caracterizan el *fading* del canal. El *fading* sufrido por una señal se puede clasificar tal y como se recoge la Figura 2.8. El efecto de dichos desvanecimientos sobre la señal, al superponerse uno tras otro, se puede observar en la Figura 2.9.

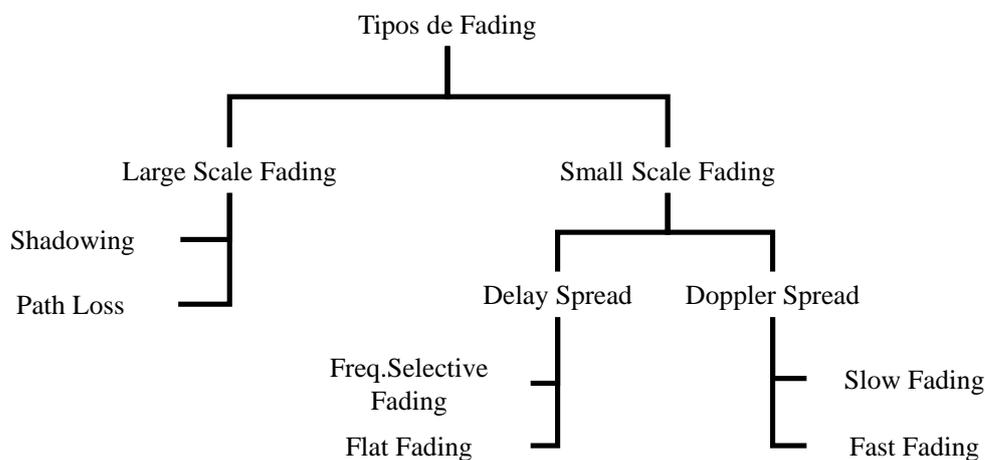


Figura 2.8 - Clasificación de desvanecimientos en señales inalámbricas

El desvanecimiento a gran escala o *large-scale fading* es el resultado de la atenuación de la señal debida a la propagación de la misma a través de grandes distancias, siempre en relación a la longitud de onda. Este desvanecimiento afecta principalmente a las comunicaciones cuando la potencia de la señal recibida, debido a los desvanecimientos, es cercana al límite de sensibilidad del receptor. Dentro del *large-scale fading* se puede diferenciar el fenómeno de pérdidas por propagación o *path loss* y el fenómeno de sombreado o *shadowing*.

Cuando a una señal inalámbrica se le quita el efecto del *path loss* y del *shadowing* sigue viéndose afectada por desvanecimientos. Dichos desvanecimientos son los desvanecimientos de pequeña escala, y su origen se encuentra en la propagación *multipath*

de la señal a través de los entornos de propagación, así como en la variación de las condiciones de propagación a lo largo del tiempo.

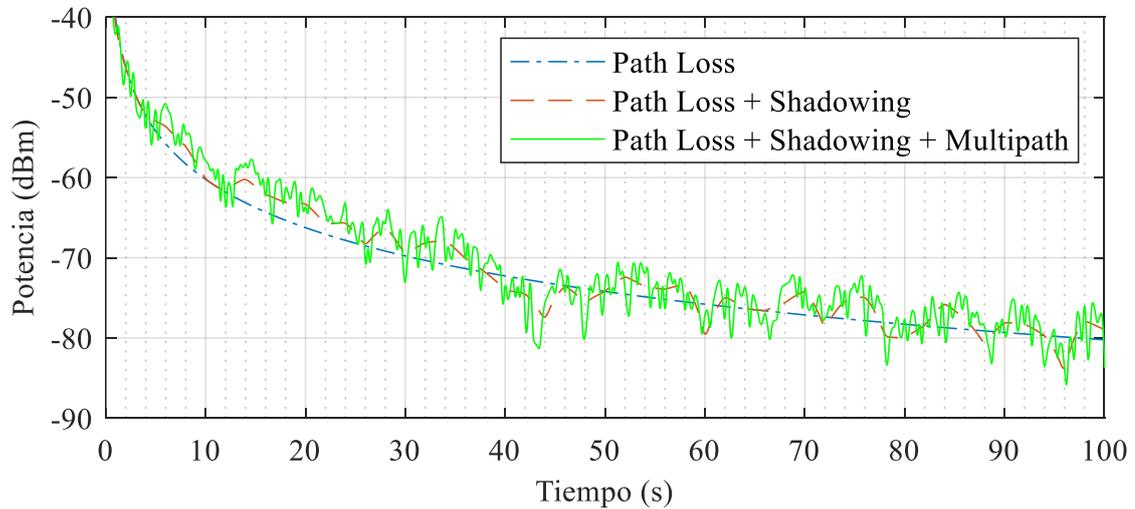


Figura 2.9 - Efecto de los diferentes desvanecimientos sobre una señal inalámbrica entre un transmisor y un receptor que se alejan en el tiempo.

En los siguientes apartados se profundiza en los diferentes tipos del *fading* así como las caracterizaciones de los mismos en entornos industriales.

2.3.2.1. Path Loss y Shadowing

El *path loss* es el descenso en la potencia de la señal debido a su propagación a través del espacio. La ecuación de Friis [46] permite calcular las pérdidas de *path loss* en función de la distancia y la frecuencia de la señal cuando la propagación de la señal se produce en el espacio libre. Sin embargo, para entornos diferentes al espacio libre, las pérdidas ocasionadas por *path loss* se suelen calcular de acuerdo a:

$$PL(d)[dB] = PL(d_0)[dB] + 10 n \log_{10} \left(\frac{d}{d_0} \right) \quad (2-4)$$

donde PL son las pérdidas por *path loss* a una distancia d , PL_0 es el valor del *path loss* para una distancia de referencia d_0 , y n es el exponente de *path loss*. El exponente de *path loss* es el factor más determinante, pues describe cómo se incrementan las pérdidas en relación con la distancia. Cuando n toma un valor igual a 2, se corresponden con las pérdidas que habría en el espacio libre.

El *path loss* ha sido caracterizado en diferentes entornos industriales, tanto para escenarios con línea de visión directa (LoS), línea de visión obstruida (OLoS) y sin línea de visión (NLoS). Los resultados de dichas caracterizaciones pueden verse en la Tabla 2.2.

Tabla 2.2 - Caracterizaciones de exponente de *path loss* en entornos industriales

| <i>Referencia</i> | <i>Entorno Industrial</i> | <i>Frecuencia</i> | <i>Propagación</i> | <i>n</i> |
|-------------------|--|-------------------|--------------------|-------------|
| [47] | Plantas de manufacturas de aluminio y motores | 1300 MHz | LoS & NLoS | 1 – 3.2 |
| [48] | Banco de pruebas de plataforma petrolífera | 2.4 GHz | LoS | 1.39 |
| | | | NLoS | 1.16 |
| | | 5.8 GHz | LoS | 1.76 |
| | | | NLoS | 1.40 |
| [49] | Plantas de celulosa | 2.45 GHz | LoS | 1.1 |
| | Planta de cableado | 2.45 GHz | LoS | 1.1 |
| | Planta nuclear | 2.45 GHz | LoS | 1.86 |
| [50] | Planta de procesamiento de metal y madera | 900 MHz | LoS & OLoS | 2.68 – 4.47 |
| | | 2.4 GHz | LoS & OLoS | 2.40 – 4.29 |
| | | 5.2 GHz | LoS & OLoS | 2.18 – 3.70 |
| [51] | Planta de manufacturas electrónicas | 900 MHz | LoS | 1.72 – 1.96 |
| | | 1600 MHz | LoS | 1.37 – 1.83 |
| | | 2.45 GHz | LoS | 1.69 – 1.81 |
| [52] | Taller de fabricación y mecanizado y almacén | 5.8 GHz | LoS | 1.47 – 1.76 |
| | | | NLoS | 2.40 – 2.94 |
| [53] | Diversos entornos industriales | 0.9 – 5.8 GHz | LoS & NLoS | 0.91 – 3.73 |
| [54] | Factoría Bosch GmbH | 5.8 GHz | LoS | 1.20 – 1.84 |
| | Factoría Breuer Motoren GmbH | 5.8 GHz | LoS | 0.76 – 1.79 |
| | | | OLoS | 1.83 – 1.96 |
| | | | NLoS | 2.40 – 2.94 |
| | Lab. de automatización de la universidad de Aachen | 2.25 GHz | LoS | 1.9 |
| | 5.85 GHz | LoS | 2.18 | |

Como se ha visto, en entornos industriales *n* suele tener valores menores a 2. Esto es debido a las reflexiones de la señal en superficies metálicas de dichos entornos, que en última instancia provocan un fenómeno de guía de onda.

El *shadowing* recoge las desviaciones en los valores de *path loss* ocasionadas cuando la señal es obstruida por objetos de gran tamaño. Típicamente, su comportamiento coincide con una distribución *log-normal*:

$$f(x; \mu, \sigma^2) = \frac{1}{x \cdot \sigma \cdot \sqrt{2\pi}} \cdot \exp\left(-\frac{(\log x - \mu)^2}{2\sigma^2}\right) \quad (2-5)$$

donde x es la variable aleatoria, σ^2 es la varianza en dB, y μ el valor medio, típicamente 0.

El *shadowing* usualmente ha sido caracterizado de manera simultánea con el *path loss* en diversos entornos industriales, obteniéndose en conjunto valores de desviación estándar σ que van de 1.22 dB hasta 8.63 dB [49-53].

2.3.2.2. Power Delay Profile, RMS Delay Spread y Ancho de Banda de Coherencia del Canal

El perfil de retardo de potencia o *Power Delay Profile* (PDP) representa la distribución de potencia a lo largo del tiempo de una señal impulso transmitida a través de un canal. Matemáticamente, el PDP de un canal se obtiene como el promedio en el tiempo de la CIR de dicho canal:

$$PDP(\tau) = E\{|h(t, \tau)|^2\} \quad (2-6)$$

El PDP refleja cuan abundante es el fenómeno de *multipath*, mostrando los *paths* existentes junto con su energía relativa y sus retrasos temporales tal y como se puede ver en la Figura 2.10. Se pueden encontrar más PDP obtenidas en entornos industriales en [14, 55, 56].

A partir del PDP se pueden obtener el valor del retardo medio por *multipath* de la señal o *mean excess delay*, el cual se define como el primer momento matemático del PDP:

$$\bar{\tau} = \frac{\sum_{n=1}^N p_n \tau_n}{\sum_{n=1}^N p_n} \quad (2-7)$$

Un parámetro más útil que también se obtiene a través de la PDP es el valor eficaz de la dispersión de la señal, lo que se conoce como *RMS delay spread* (RDS):

$$\tau_{RMS} = \sqrt{\frac{\sum_{n=1}^N p_n \tau_n^2}{\sum_{n=1}^N p_n} - \left(\frac{\sum_{n=1}^N p_n \tau_n}{\sum_{n=1}^N p_n}\right)^2} \quad (2-8)$$

donde p_n es la potencia del *path* n -ésimo y τ_n , su retardo. El RDS da cuenta de la naturaleza dispersiva en el dominio del tiempo de canal inalámbrico.

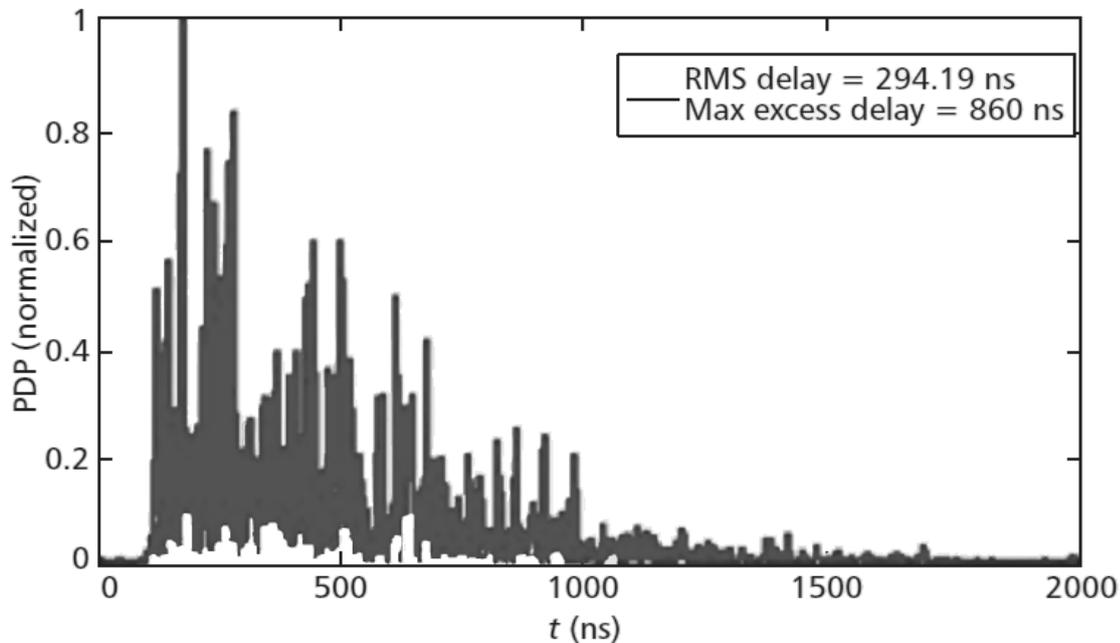


Figura 2.10 - PDP para una propagación NLoS a 2.45 GHz en un entorno tipo factory hall [14]

El RDS ha sido medido en diversos entornos industriales, tal y como se recoge en la Tabla 2.3. En algunos escenarios se ha observado una dependencia lineal del RDS con la distancia [52, 57, 58].

El RDS permite predecir si la interferencia entre símbolos (ISI) afectará o no a la comunicación. Así, cuando el tiempo de símbolo sea mayor a $10\tau_{RMS}$, será necesario contrarrestar la ISI, por ejemplo, introduciendo periodos de guarda entre símbolos.

A partir del RDS también se puede calcular el ancho de banda de coherencia del canal como:

$$B_C = \frac{1}{A \cdot \tau_{RMS}} \quad (2-9)$$

donde cuando A toma valores de 5 ó 50, se tiene respectivamente una coherencia en frecuencia del 0.5 y del 0.9 sobre 1.

Cuando el ancho de banda de un sistema de comunicaciones es menor que el ancho de banda de coherencia del canal, se tiene una respuesta plana en frecuencia de los desvanecimientos y se está en una situación de *flat fading*. Si, por el contrario, el ancho de

banda del sistema de comunicaciones es mayor que el ancho de banda de coherencia, entonces existirán desvanecimientos con selectividad en frecuencia, siendo este un caso de *frequency selective fading*.

Tabla 2.3 - Valores de RDS medidos en diferentes entornos industriales

| <i>Referencia</i> | <i>Entorno Industrial</i> | <i>Frecuencia</i> | <i>RDS</i> |
|-------------------|--|-------------------|-----------------|
| [14] | Entorno tipo Factory Hall | 433 MHz | 283.94 ns |
| | | 1890 MHz | 298.90 ns |
| | | 2.45 GHz | 294.19 ns |
| | Almacén de papel | 433 MHz | 12.61 ns |
| | | 1890 MHz | 23.51 ns |
| | | 2.45 GHz | 28.9 ns |
| [47] | Plantas de manufacturas de aluminio y motores | 1300 MHz | 27.7 – 201.5 ns |
| [52] | Taller de fabricación y mecanizado y almacén | 5.8 GHz | 10 – 96 ns |
| [54] | Factoría Bosch GmbH | 5.8 GHz | 20 – 47.2 ns |
| | Factoría Breuer Motoren GmbH | 5.8 GHz | 14 – 96 ns |
| | Entorno Factory Hall del inIT | 5.8 GHz | 17.4 – 116.7 ns |
| | Lab. de automatización de la universidad de Aachen | 2.25 GHz | 22.3 ns |
| | | 5.85 GHz | 29.1 ns |
| [55] | Planta petroquímica | 2.4 GHz | 38 ns |
| | Subestación eléctrica | 2.4 GHz | 85 ns |
| | Planta de producción | 2.4 GHz | 44 ns |
| [59] | Planta de manufacturas | | 30 – 105 ns |
| [60] | Acería | 1.8 GHz | 25 – 315 ns |
| [61] | Refinería de petróleo | 25 MHz – 18 GHz | 40 – 140 ns |
| [57] | Lab. de automatización | 5.85 GHz | 22.3 – 35.7 ns |
| [58] | Salas de montaje eléctrico y mecanizado | 800 MHz – 2.7 GHz | 14 – 30 ns |

En la Tabla 2.4 se pueden ver algunas caracterizaciones del ancho de banda de coherencia medido en diferentes entornos industriales. En algunos casos se ha observado una dependencia inversamente lineal del ancho de banda de coherencia con la distancia [52].

2.3.2.3. Espectro Doppler, Doppler Spread y Tiempo de Coherencia del Canal

También se debe tener en cuenta que los canales inalámbricos tienen un comportamiento dinámico y que sus propiedades cambian a lo largo del tiempo, causando cambios en la frecuencia percibida por los receptores y que es conocido como efecto Doppler. Este fenómeno es debido bien al movimiento relativo entre el transmisor y el receptor, bien a la presencia de objetos en movimiento en el entorno de propagación.

Estadísticamente, este comportamiento es recogido por el espectro Doppler del canal, el cual da cuenta de cómo son las desviaciones en frecuencia de la señal. Tomando el máximo desplazamiento del espectro Doppler, f_D , se puede calcular el tiempo de coherencia del canal, T_C , como:

$$T_C = \frac{9}{16\pi \cdot f_D} \quad (2-10)$$

T_C indica el tiempo durante el cual la respuesta impulsional del canal se puede considerar estática. Cuando el tiempo de coherencia del canal es mayor que la duración del

Tabla 2.4 - Valores de ancho de banda de coherencia medidos en diferentes entornos industriales

| <i>Referencia</i> | <i>Entorno Industrial</i> | <i>Frecuencia</i> | <i>B_c</i> |
|-------------------|--|-------------------|----------------------|
| [52] | Taller de fabricación y mecanizado y almacén | 5.8 GHz | 10 – 87 MHz |
| [55] | Planta petroquímica | 2.4 GHz | 526 kHz |
| | Subestación eléctrica | 2.4 GHz | 227 kHz |
| | Planta de producción | 2.4 GHz | 455 kHz |
| [59] | Planta de manufacturas | | 1.8 – 28 MHz |
| [60] | Acería | 1.8 GHz | 640 kHz – 8 MHz |
| [62] | Lab. de automatización con brazo robótico | 2.4 GHz | 1 – 15 MHz |

tiempo de transmisión de un paquete físico de datos se está ante una situación de *slow fading*, mientras que en caso contrario se está en una situación de *fast fading*.

En [63] se presenta una teoría general sobre el espectro Doppler que aparece en entornos sin línea de visión directa entre transmisor y receptor estáticos y bajo la presencia aleatoria de elementos dispersores de señal, como es el caso más común entre nodos terminales industriales. El Doppler spread que generan los movimientos de un brazo robótico ha sido caracterizado en [62], obteniéndose valores menores a 8 Hz. Así mismo, la máxima velocidad de dicho dispersores para diferentes escenarios industriales es dada en [64]. Se pueden relacionar directamente esas velocidades y el máximo desplazamiento Doppler según:

$$f_D = f_c \frac{v}{c} \quad (2-11)$$

donde f_c es la frecuencia de la señal portadora, c es la velocidad de la luz y v la velocidad de los dispersores de la señal.

2.3.2.4. Distribución de Envolvente de la Señal

Cuando se analiza la respuesta impulsional del canal, se observa que las envolventes de los diferentes *paths* se comportan como variables aleatorias siguiendo distribuciones de probabilidad.

Para el caso de un enlace inalámbrico punto a punto con línea de visión directa perfecta, la distribución de envolvente sigue una distribución Gaussiana centrada en cero:

$$f(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma^2}} e^{-\frac{x^2}{2\sigma^2}} \quad (2-12)$$

donde σ^2 es la varianza. Esta distribución se obtiene típicamente cuando se realizan enlaces a través de cableado RF.

Cuando se tiene un caso en el que una parte de la señal se recibe a través de una línea de visión directa, pero otra parte se recibe de los rebotes de la señal dispersada por el entorno, la distribución de envolvente de los *paths* es de tipo Rice:

$$f(x) = \frac{x}{\sigma^2} e^{-\frac{x^2+A^2}{2\sigma^2}} I_0\left(\frac{xA}{\sigma^2}\right) \quad (2-13)$$

donde A es el pico de amplitud de la componente de línea de visión directa, σ^2 es la varianza de la componente que llega dispersada, e I_0 es la función de Bessel modificada de orden cero y primer tipo.

Para este tipo de distribuciones se define el factor K-Rice, el cual representa el cociente entre la potencia recibida por la línea de visión directa y la potencia recibida vía dispersores:

$$K[dB] = 10 \log_{10} \left(\frac{A^2}{2\sigma^2} \right) \quad (2-14)$$

Este tipo de distribución de envolvente se ha encontrado en algunos entornos industriales. Por ejemplo, se han medido valores para la K-Rice entre 11.5 y 14.1 en varias plantas industriales de procesamiento de metales y madera [50].

Cuando el enlace no tiene línea de visión directa, la distribución Rice de envolvente de los *paths* se convierte en una distribución de tipo Rayleigh:

$$f(x) = \frac{x}{\sigma^2} e^{-\frac{x^2}{2\sigma^2}} \quad (2-15)$$

Esta distribución ha sido observada en diferentes entornos industriales [52, 65, 66], incluso para situaciones LoS donde la gran dispersión del entorno anula el rol dominante del *path* con línea de visión directa [54].

Las distribuciones de Rice y Rayleigh se ajustan bien a los datos empíricos de muchas caracterizaciones de canales, tanto industriales como no industriales. No obstante, se ha comprobado que existen dos distribuciones más generales que describen mejor la distribución de envolvente de muchos canales: la distribución de Nakagami y la distribución de Weibull.

En comparación con la distribución de Rice, la distribución de Nakagami se ajusta a un desvanecimiento más general donde no se necesita asumir que parte de la señal inalámbrica llega por una línea de visión directa. Su expresión matemática es:

$$f(x) = \frac{2}{\Gamma(m)} \left(\frac{2}{2\sigma^2} \right)^m x^{2m-1} e^{-\frac{mx^2}{2\sigma^2}}, \quad x \geq 0, \quad m \geq \frac{1}{2} \quad (2-16)$$

donde $\Gamma()$ es la función gamma, $2\sigma^2$ es la potencia media de la señal, y m es el factor de forma que determina el grado de desvanecimientos debido al *multipath*. Cuando m toma el valor de 1/2, se tiene una distribución Gaussiana, mientras que si toma el valor unidad, entonces se recupera el caso de la distribución Rayleigh. Así mismo, la distribución de

Nakagami también se aproxima mucho a una distribución de Rice en torno a su valor medio, en cuyo caso la relación entre el factor K-Rice y el factor de forma m es:

$$m = \frac{(K + 1)^2}{2K + 1} \quad (2-17)$$

Este tipo de envolvente ha sido caracterizada, por ejemplo, en una planta incineradora de una industria química [65], donde se observó que para una propagación de tipo LoS los primeros *path* de la CIR son de tipo Nakagami, llegando a tener valores de $m = 25$. El mismo fenómeno se ha observado en [66], tomando en este caso el factor de forma valores entre 3 y 65.

Por otro lado, se tiene la distribución de Weibull, la cual se utiliza ampliamente en el mundo de la ingeniería para predecir la fiabilidad de sistemas y hacer análisis de fallos. Su expresión matemática es:

$$f(x) = \frac{\beta}{2\sigma^2} x^{\beta-1} e^{-\frac{x^\beta}{2\sigma^2}}, \quad x \geq 0 \quad (2-18)$$

donde β es el factor de forma que ajusta el grado de desvanecimientos de la señal, y $2\sigma^2$ es la potencia media de la señal. Cuando β toma el valor dos, se recupera la distribución de Rayleigh.

Este tipo de envolvente ha sido caracterizado en [56], donde se realizaron mediciones en diferentes zonas de una planta de manufacturas electrónicas en la banda de 0.8 GHz a 2.7 GHz, tanto para situaciones LoS y NLoS.

2.3.3. Modelos de Canal Aplicados a Entornos Industriales

Son muy pocos los modelos de canal disponibles para describir la propagación inalámbrica en entornos industriales. Esto se debe a escasez de caracterizaciones de entornos industriales, así como al acceso limitado a los datos, la mayoría de ellos de tipo cualitativo. Para introducir los escasos modelos de canales industriales existentes hoy en día, primeramente, hay que introducir el modelo de la *tapped-delay line*.

2.3.3.1. Modelo de la Tapped-Delay Line (TDL) [67]

La manera más común de modelar la respuesta *multipath* de un canal es mediante el modelo TDL. Este modelo supone que cuando existe una comunicación inalámbrica

entre un transmisor y un receptor, la señal que recibe el receptor es la combinación de réplicas de la señal original con distintas amplitudes y fases junto con una componente de ruido, tal y como se observa en la Figura 2.11.

Matemáticamente, la comunicación queda modelada como sigue:

$$y(t) = x(t) * h(t, \tau) + n(t) \quad (2-19)$$

donde $x(t)$ e $y(t)$ son las señales de entrada y salida en el modelo, $h(t, \tau)$ es la respuesta impulsional del canal, $*$ la operación convolución, y $n(t)$ una componente de ruido aditivo. La CIR del canal se puede caracterizar en banda base y en el dominio del tiempo como un filtro FIR, cuya expresión es:

$$h(t, \tau) = \sum_{n=1}^N h_n(t) \delta(t - \tau_n) = \sum_{n=1}^N \alpha_n(t, \tau_n(t)) \cdot e^{j\Phi_n(t, \tau_n(t))} \delta(t - \tau_n) \quad (2-20)$$

donde, α_n , Φ_n y τ_n son respectivamente la amplitud, la fase y el retardo del *tap* n-ésimo, $\delta()$ la función generalizada delta de Dirac, y N el número total de *taps*. Un *tap* es la combinación de diferentes réplicas de la señal original que llegan al receptor en un tiempo igual a la resolución temporal del receptor. Por ello, típicamente los *taps* están temporalmente equiespaciados.

El modelo TDL permite modelar: canales estacionarios en el tiempo, siendo en este caso los coeficientes constantes; y canales no estacionarios, donde los coeficientes varían

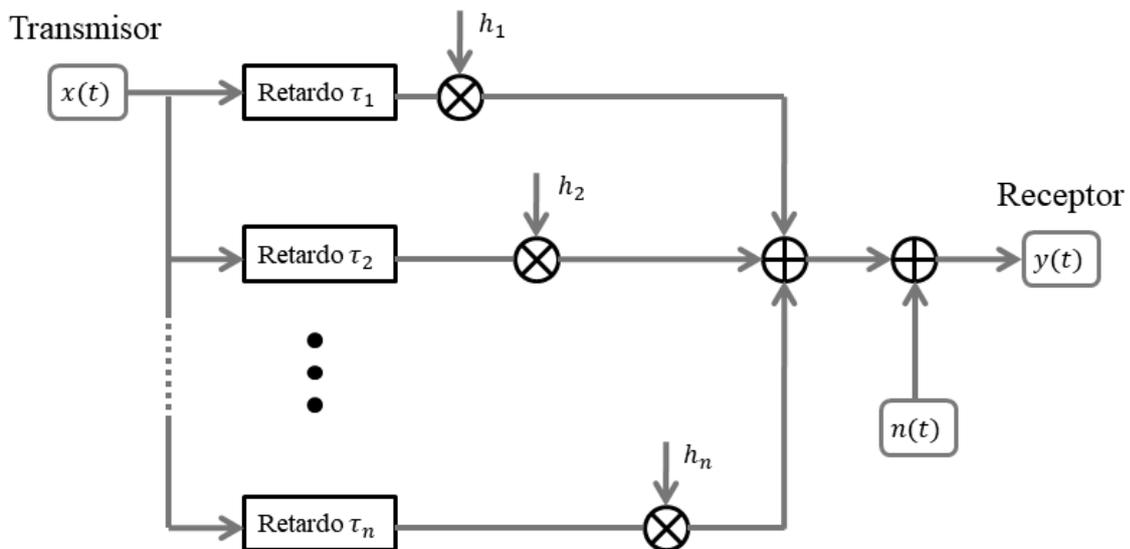


Figura 2.11 - Representación gráfica del modelo TDL

en función del tiempo siguiendo las distribuciones estadísticas previamente mencionadas en la Sección 2.3.2.4.

Debido a su sencillez y eficacia, existe una gran cantidad de canales que utilizan el modelo de TDL para ser descritos, como son los modelos proporcionados por el ETSI y el 3GPP para GSM [68], UMTS [69] y LTE [70]. La mayoría de estos modelos son para aplicaciones relacionadas con telefonía móvil, radio, televisión y *Wi-Fi* doméstico, existiendo actualmente muy pocos modelos de canal que recojan las propiedades de propagación en entornos industriales. Estos últimos modelos se presentan a continuación.

2.3.3.2. Modelo de Saleh-Valenzuela (S-V) [71]

Este modelo estocástico de canal, basado en el modelo TDL, está enfocado a la propagación en el interior de edificios, lo que lo convierte en un gran candidato para describir entornos industriales de tipo *factory hall*. El modelo de S-V supone la presencia de grupos de dispersores repartidos por el entorno de propagación de la señal inalámbrica, de modo que las diferentes réplicas dispersadas de la señal llegan al receptor agrupadas en sucesivos clústeres, tal y como puede verse en la Figura 2.12.

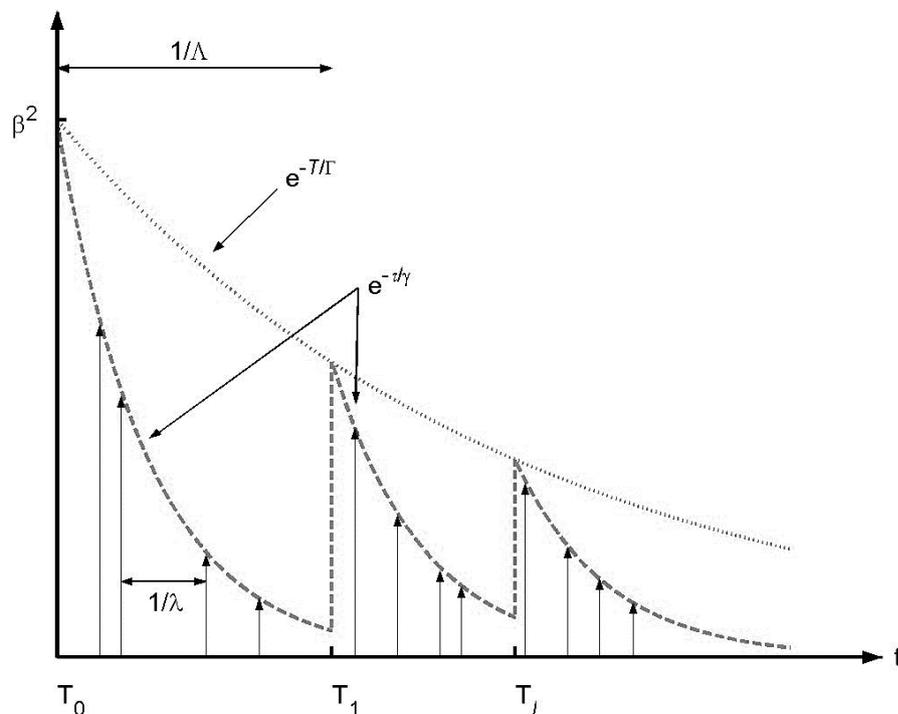


Figura 2.12 - Modelo de Saleh-Valenzuela

La respuesta impulsional para un canal Saleh-Valenzuela es la siguiente:

$$h(t) = \sum_{l=0}^{\infty} \sum_{k=0}^{\infty} \beta_{kl} e^{j\theta_{k,l}} \cdot \delta(t - T_l - \tau_{kl}) \quad (2-21)$$

donde T_l es el tiempo de llegada del clúster l -ésimo, τ_{kl} es el tiempo relativo de aparición del tap k -ésimo perteneciente al clúster l -ésimo, y β_{kl} y $\theta_{k,l}$ son la amplitud y fase de cada tap . El modelo propone que las amplitudes siguen distribuciones Rayleigh independientes, mientras que las fases siguen distribuciones aleatorias uniformemente distribuida entre 0 y 2π radianes. Además, el modelo propone que dichos clústeres, así como los $taps$ dentro de cada clúster, presentan unos tiempos de llegada aleatorios basados en distribuciones de Poisson:

$$p(T_l|T_{l-1}) = \Lambda \cdot e^{-\Lambda(T_l - T_{l-1})}, \quad l > 0 \quad (2-22)$$

$$p(\tau_{kl}|\tau_{k-1,l}) = \lambda \cdot e^{-\lambda(\tau_{k,l} - \tau_{k-1,l})}, \quad k > 0 \quad (2-23)$$

donde Λ es la tasa de llegada de clústeres, y λ la tasa de llegada de $taps$ interna de los clústeres.

El modelo también predice una caída exponencial tanto para la energía entre clústeres como para la energía entre los distintos $taps$ dentro de cada clúster de acuerdo a la siguiente expresión:

$$\overline{\beta_{k,l}^2} = \overline{\beta_{0,0}^2} \cdot e^{-\frac{T_l}{\Gamma}} e^{-\frac{\tau_{k,l}}{\gamma}} \quad (2-24)$$

donde $\overline{\beta_{0,0}^2}$ es el valor cuadrático medio de la amplitud del primer tap del primer clúster, Γ es el tiempo de decaimiento de la energía de los clústeres, y γ el tiempo de decaimiento de energía de los $taps$ de cada clúster.

El modelo de S-V describe de manera exitosa las caracterizaciones llevadas a cabo en algunos entornos industriales. En [65] se caracteriza una sala de incineración de una industria química, tanto para un caso con propagación LoS como para uno con propagación NLoS, en la banda que va de los 3.1 GHz hasta los 10.6 GHz. Para el primero, se obtienen unos valores medios de $1/\Lambda = 14.11$ ns, $\Gamma = 2.63$ ns, y $\gamma = 4.58$ ns; mientras que para el segundo se obtienen unos valores de $1/\Lambda = 11.23$ ns, $\Gamma = 4.94$ ns, y $\gamma = 5.58$ ns. En [66] se caracterizó una planta maderera en la banda de 800 MHz a 3200 MHz, obteniéndose un valor medio de $\Gamma = 21.87$ ns, y tomando γ valores entre 1.2 ns y 65.3 ns.

Así mismo, existen modelos derivado del modelo de Saleh-Valenzuela para entornos industriales. En [66] se propone un modelo extendido en el que se define una dependencia lineal de $\ln(\gamma)$ con τ . En [56], se proponen modificaciones más profundas del modelo S-V original: la caída de energía de los clústeres se define como doble exponencial; γ depende linealmente de T_i ; y la distribución de envolvente de los *taps* es de tipo Weibull.

2.3.3.3. Modelo IEEE 802.15.4a [72]

Este modelo es en realidad un conjunto de tres submodelos desarrollados a partir de varias campañas de medida:

- Un modelo UWB en el rango de los 2 GHz a los 10 GHz que cubre entornos interiores residenciales y de oficina, de campo abierto e industriales, tanto para situaciones LoS como NLoS.
- Un modelo UWB en el rango de frecuencias de 100 MHz a 1000 MHz para entornos de interiores tipo oficina.
- Un modelo de banda estrecha para una frecuencia portadora de 1 MHz en redes de área corporal.

En esta tesis resulta de interés los canales industriales del primer modelo UWB, del cual se pueden extraer modelos de banda estrecha aplicando un simple filtro paso banda.

Los entornos industriales caracterizados a partir de los cuales se ha extraído el modelo son de tipo *factory hall* con abundante presencia de reflectores metálicos, lo que anticipa un alto grado de *multipath*.

Respecto al *large-scale fading*, el *path loss* se va a modelar como el producto de dos términos, uno dependiente de la distancia y otro, de la frecuencia:

$$PL(f, d) = PL(f)PL(d) \quad (2-25)$$

$$PL(d) = PL(d_0) + 10n \log_{10} \left(\frac{d}{d_0} \right) \quad (2-26)$$

$$PL(f) \propto f^{-2\kappa} \quad (2-27)$$

Por otro lado, el *shadowing*, se modela como una variable aleatoria siguiendo una distribución Gaussiana con valor medio igual a cero.

La respuesta impulsional en banda base sigue la del modelo de S-V (2-21), donde la aparición de los clústeres de *taps* también sigue una distribución de Poisson. A diferencia del modelo S-V, dentro de cada clúster se modela la aparición de *taps* como una combinación de dos distribuciones de Poisson:

$$p(\tau_{kl}|\tau_{k-1,l}) = \beta \cdot \lambda_1 \cdot e^{-\lambda_1(\tau_{k,l}-\tau_{k-1,l})} + (\beta - 1) \cdot \lambda_2 \cdot e^{-\lambda_2(\tau_{k,l}-\tau_{k-1,l})}, \quad k > 0 \quad (2-28)$$

donde β determina el reparto de pesos de cada distribución de Poisson. No obstante, a la hora de obtener el modelo en entornos industriales se observó que, con la máxima resolución temporal de los aparatos de medida, todos los *taps* tenían una energía significativa. Por ello, el concepto de tasa de llegada de clústeres deja de tener sentido y el modelo para entornos industriales puede aproximarse por una TDL (2-20).

Respecto al PDP, este se modela con un comportamiento de tipo exponencial en el tiempo para cada clúster según:

$$E\{|\alpha_{k,l}|^2\} = \Omega_l \frac{1}{\gamma_l((1-\beta)\lambda_1 + \beta\lambda_2 + 1)} \cdot e^{-\frac{\tau_{k,l}}{\gamma_l}}, \quad k > 0 \quad (2-29)$$

donde Ω_l es la energía total del clúster l -ésimo. Para el caso NLoS industrial, la PDP del primer clúster toma una forma diferente, la energía primero crece hasta alcanzar un máximo para después decrecer, como puede verse en Figura 2.13:

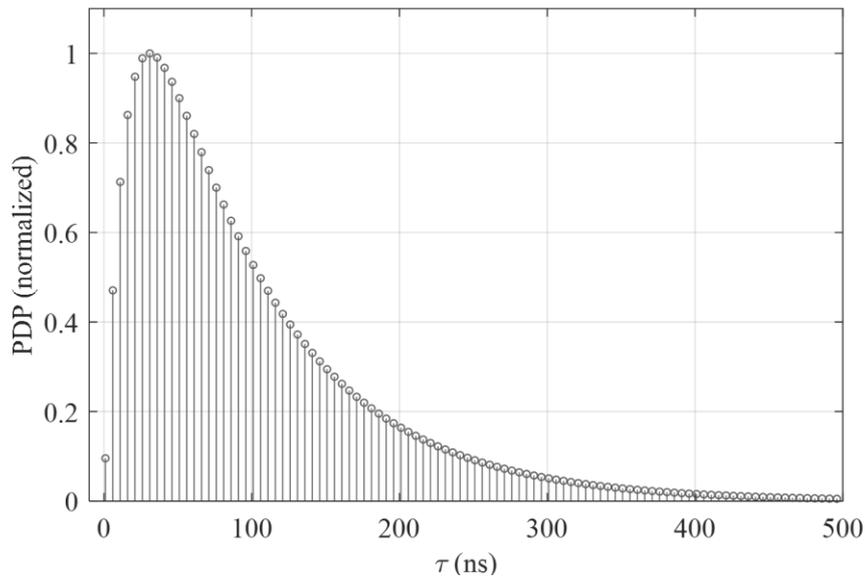


Figura 2.13 - PDP normalizada para el primer clúster del caso NLoS industrial del modelo IEEE

802.15.4a

Este comportamiento anómalo se puede modelar matemáticamente según:

$$E \left\{ |\alpha_{k,1}|^2 \right\} = \left(1 - \chi \cdot e^{-\frac{\tau_{k,1}}{\gamma_{rise}}} \right) e^{-\frac{\tau_{k,1}}{\gamma_1}} \cdot \frac{\gamma_1 + \gamma_{rise}}{\gamma_1} \cdot \frac{\Omega_l}{\gamma_1 + \gamma_{rise}(1 - \chi)}, \quad k > 0 \quad (2-30)$$

donde χ determina la atenuación de la primera componente *multipath* del clúster y γ_{rise} determina cuan rápido el PDP alcanza su valor máximo.

Por último, la distribución de envolvente de los *taps* es de tipo Nakagami (2-16), donde el parámetro m sigue una distribución log-normal (ver (2-5)) cuyos valor medio y desviación estándar tienen una dependencia lineal con el tiempo:

$$\mu_m(\tau) = m_0 - \kappa_m \tau \quad (2-31)$$

$$\sigma_m(\tau) = \widehat{m}_0 - \widehat{\kappa}_m \tau \quad (2-32)$$

2.3.3.4. Otros Modelos

Aparte del modelo S-V y el modelo IEEE 802.15.4a, existen dos modelos estadísticos de canal industrial que fueron propuestos para definir las propiedades de la respuesta impulsional de varios entornos industriales caracterizados en las campañas de medidas presentadas en [47].

En el primer caso [73], el número de componentes *multipath* se modela siguiendo una distribución Gaussiana cuya desviación estándar depende linealmente del valor medio del número de componentes. Este sigue una distribución uniformemente distribuida de entre 9 y 35 para el caso LoS, y de 11 a 36 para el caso OBS. Este modelo asume que no existe una correlación entre los diferentes tiempos de llegada de las componentes *multipath*, y modela mediante funciones a trozos dichas llegadas. En el caso LoS se definen tres tramos que siguen la ecuación de una recta. En el caso OBS se definen dos tramos, siguiendo el primero la ecuación de una recta y el segundo, el de una función exponencial decreciente. En cuanto a la envolvente de las componentes *multipath*, según el modelo siguen una distribución log-normal (Ecuación (2-5)). Por último, el exponente de *path loss* también es modelado mediante una función a trozos, tomando en cualquier caso valores entre 2.5 y 3.6.

En el segundo caso [74], el número de componentes *multipath* sigue una distribución Beta desplazada:

$$f(x; \lambda_1, \lambda_2) = \frac{\Gamma(\lambda_1 + \lambda_2)}{\Gamma(\lambda_1)\Gamma(\lambda_2)} \cdot \left(\frac{x - \mu_1}{\mu_2 - \mu_1}\right)^{\lambda_1 - 1} \cdot \left(1 - \frac{x - \mu_1}{\mu_2 - \mu_1}\right)^{\lambda_2 - 1} \cdot \frac{1}{\mu_2 - \mu_1} \quad (2-33)$$

$$\mu_1 < x < \mu_2 \quad 0 \leq \mu_1 < \mu_2 \quad 0 < \lambda_1, \lambda_2$$

donde la distribución Beta ha sido desplazada μ_1 y escalada $\mu_2 - \mu_1$. En cuanto a los tiempos de llegada de las diferentes componentes *multipath*, estos se modelan mediante una distribución de Weibull (ver Ecuación (2-18)). Por último, la distribución de envolvente de las diferentes componentes *multipath* se modela mediante una distribución log-normal de manera general. En caso de tener una densidad de reflectores elevada, se puede aproximar a una distribución de Rice (ver Ecuación (2-13)); y si la densidad de reflectores es baja, a una Rayleigh (ver Ecuación (2-15)).

2.3.4. Repositorios Públicos con Medidas en Bruto de Canales Industriales

Como se ha visto, existen un número no excesivamente amplio de artículos científicos en los que se pueden consultar las propiedades de propagación de los canales industriales. Además, la mayoría están orientados a destacar de manera cualitativa las diferencias entre las propiedades de los canales industriales y las del resto de canales típicos, como los de oficina. Esto hace que los resultados presentes en dichos trabajos sean difícilmente extrapolables a otros entornos industriales. Si se quiere tener esta posibilidad, es necesario disponer de los datos *raw* de las caracterizaciones de canal. Actualmente son muy pocos los repositorios públicos con datos *raw* disponibles de caracterizaciones de entornos industriales [75].

2.3.4.1. The Init/RobotArm Data Set [62, 76]

Este fue el primer repositorio público con datos de la caracterización de un entorno inalámbrico industrial para permitir una validación transparente de tecnologías inalámbricas industriales y mejorar su comparabilidad.

El escenario de medida consistió en cuatro antenas coexistiendo con los movimientos cíclicos de un brazo robótico situado entre ellas, tal y como puede verse en la Figura 2.14. Mientras, la maquinaria vecina se situó aproximadamente a dos metros a la redonda del *setup*. La caracterización de la propagación inalámbrica se realizó en la banda

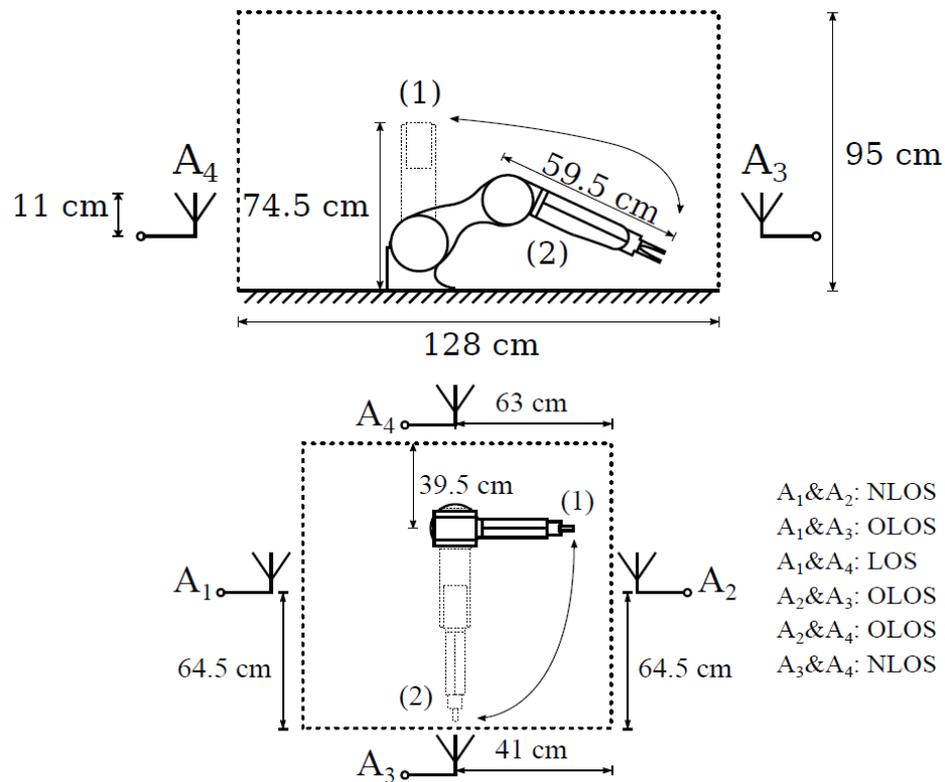


Figura 2.14 - Setup del repositorio de medidas de canal del Init/Robot Arm [62]

de 2.4 GHz ISM mediante el envío de un tren de pulsos de Dirac con un periodo de 1 microsegundo y un ancho de banda de 100 MHz.

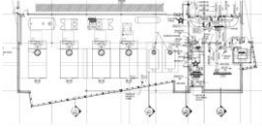
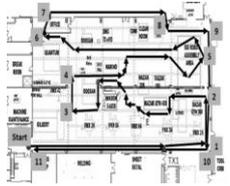
Los datos del repositorio contienen los valores de la ganancia del canal dependientes tanto de la frecuencia como del tiempo. A partir de ellas, se pueden obtener las pérdidas del canal, $L_{ch}(f, t)$, los valores de *Doppler spread* y los anchos de banda de coherencia ocasionados por el movimiento del brazo robótico, tal y como se puede ver en [62]. Los movimientos del brazo robótico provocan unas variaciones en $L_{ch}(f, t)$ de hasta 20 dB, un Doppler spread máximo de 8 Hz y unos anchos de banda de coherencia de entre 1 MHz y 14 MHz.

2.3.4.2. NIST Public Repository [77, 78]

Este repositorio recoge los datos de tres extensas campañas de medida realizadas en los diferentes entornos industriales recogidos en la Tabla 2.5.

Las caracterizaciones se llevaron a cabo mediante el medidor de canal del NIST [77]. Dicho dispositivo hace uso de secuencias PN con una modulación BPSK y un ancho

Tabla 2.5 - Entornos industriales caracterizados en la campañas de medida del NIST [78]

| <i>Instalación</i> | <i>Dimensiones</i> | <i>Entorno</i> | <i>Plano</i> | <i>CIRs</i> |
|-------------------------------|--------------------|--|---|-------------|
| Planta de automoción | 400 x 400 x 12 m | Áreas de mecanizado, cadena de montaje y almacén |  | 96000 |
| Planta de generación de vapor | 50 x 80 x 7.6 m | Maquinaria de grandes dimensiones |  | 288000 |
| Taller mecánico | 12 x 15 x 7.6 m | Maquinaria |  | 189000 |

de banda de 250 MHz en las bandas licenciadas de 2.25 GHz y 5.4 GHz. Estas bandas se eligieron por su proximidad a las bandas ISM de 2.4 GHz y 5 GHz, pero sin la presencia de otras comunicaciones que pudieran causar interferencias. Para cada entorno, un transmisor en un punto fijo emitió la señal mencionada anteriormente mientras que un receptor, previamente sincronizado con el transmisor, realizó la adquisición de dicha señal siguiendo diferentes rutas cíclicas por las instalaciones. En total, en el repositorio hay disponibles 96000 CIRs para la planta de automoción, 288000 CIRs para la planta de generación de vapor, y 189000 CIRs para el taller mecánico, todas con sus coordenadas espaciales y temporales asociadas. Cada CIR consta de 8188 *taps*.

En [78] se presentó un resumen tras el análisis de todos los datos, proporcionando resultados de:

- *Path loss*. En la mayoría de los casos el *path loss* se modeló correctamente mediante un ajuste a trozos con dos segmentos diferenciados. Para todos los entornos se observó que, de manera general, el exponente de *path loss* era menor a 2 para enlaces inalámbricos de menos de 10 m, llegándose a alcanzar en muchos casos valores de exponente por debajo de 1. Sin embargo, para distancias mayores: en la planta de

automoción se obtuvieron valores medios de entre 3.9 y 5.9; en la planta generadora de vapor, de 2.7 y 2.8; y en el taller mecánico, de 1.6 y 1.9.

- *Delay spread*. se obtuvieron valores medio de: entre 106.6 ns y 179.1 ns para la planta de automoción; de entre 54.7 ns y 81.3 ns para el taller mecánico; y de entre 30.9 y 54.9 ns para la planta de generación de vapor.
- Factor K-Rice. Se estimaron valores medios de entre 0.7 dB y 5.5 dB en la planta de automoción; de entre 2.4 dB y 9.3 dB en el taller mecánico; y de entre -10.6 dB y 9.5 dB en la planta de generación de vapor.

2.4. Evaluación de Fiabilidad de Enlaces Inalámbricos

Cuando se estudia un enlace inalámbrico, existen diferentes parámetros que pueden ser medidos y cuantificados. Sin embargo, no todos pueden ser utilizados para evaluar su fiabilidad. A continuación, se presentan los parámetros más relevantes relacionados con la fiabilidad en un enlace de comunicaciones inalámbrico.

2.4.1. Métricas para Evaluar la Fiabilidad de Sistemas de Comunicaciones Inalámbricos

A la hora de evaluar enlaces de comunicaciones inalámbricas, es necesario utilizar magnitudes comunes para caracterizar las diferentes cualidades del enlace, las cuales se conocen como métricas. Existen diferentes estudios en los que se analizan la adecuación de diferentes métricas para evaluar los aspectos de un enlace inalámbrico [79]. E incluso existen otros trabajos en los que mediante las métricas previas se crean nuevas métricas para estimar la calidad de dichos enlaces en el tiempo [80-84].

A continuación, se presentan las métricas más relevantes para estudiar la fiabilidad de comunicaciones inalámbricas que se quieran usar en entornos industriales.

2.4.1.1. Relación Señal - Interferencias más Ruido o SINR

La SINR es una métrica que relaciona la potencia de la señal recibida y el resto de potencia de fondo, independientemente de su origen, según:

$$SINR [dB] = 10 \log_{10} \left(\frac{P_{signal}}{P_{interferencias} + P_{noise}} \right) \quad (2-34),$$

Aunque la SINR parece una métrica adecuada para medir la fiabilidad de las comunicaciones inalámbricas, medirla es extremadamente difícil, cuando no imposible, lo que la invalida como métrica de fiabilidad [79].

2.4.1.2. Indicador de Fuerza de la Señal Recibida o RSSI

El RSSI es una métrica que se mide en el receptor inalámbrico y que permite conocer la potencia de la señal recibida.

El RSSI ha sido utilizada para caracterizar algunos enlaces inalámbricos en diferentes entornos industriales, reflejando cualitativamente la fiabilidad del enlace. Por ejemplo, en [81], se dividió un taller de maquinaria en una cuadrícula y se obtuvo la distribución de RSSI, dándose una variación total entre valores medios de 30 dB. En [85], para diferentes zonas de un taller mecánico se obtuvieron valores de RSSI de entre -9 dBm y -43 dBm. En [86], se mide el RSSI para un enlace basado en nodos 802.15.4 en una máquina rotativa y se estudia su dependencia con la velocidad del rotor.

El RSSI es una métrica útil porque permite estimar las pérdidas de *path loss* de la señal si se conoce la potencia a la que se retransmitió la señal. Del mismo modo, con el RSSI se puede calcular el valor de SNR de la señal si es conocido el nivel de ruido del receptor y no existen interferencias en el canal. El RSSI también se utiliza para estimar la disponibilidad de las bandas de frecuencia para la comunicación, por ejemplo, con los protocolos CSMA/CA. Sin embargo, el RSSI por sí mismo no es una métrica adecuada para determinar la fiabilidad de un enlace inalámbrico, dado que no es capaz de discernir la cantidad de *multipath* ni de interferencias de la señal [79].

2.4.1.3. Tasa de Entrega de Paquetes o PDR

La PDR es una métrica de fiabilidad que indica la cantidad de paquetes recibidos correctamente por un receptor respecto a la cantidad de paquetes enviados por el transmisor, cuya definición se puede ver a continuación:

$$PDR = \frac{\text{Packets correctly received by Rx}}{\text{Packets sent by Tx}} \quad (2-35)$$

La PDR se mide eventualmente tras aplicar, si las hubiera, las técnicas FEC de corrección de errores en capa física.

Diversos trabajos han utilizado la PDR como métrica para evaluar la fiabilidad de las comunicaciones en entornos industriales. En [87] se simulan enlaces a diferentes distancias en un entorno *smart grid*, distinguiendo según la PDR tres regiones: una región de conexión, una región de transición, y una región de desconexión. En [88] se utiliza la PDR para estudiar la comunicación de sensores basados en la PHY IEEE 802.15.4 en dos entornos industriales donde se trabaja con metales y aceros. En [89], se usa la PDR para evaluar de manera bidireccional el rendimiento de un prototipo de comunicaciones para IWSN basado en IEEE 802.15.4 en un taller de fabricación. En [90], mediante la PDR se estudia la fiabilidad de una red de sensores utilizada para monitorear un red de tuberías.

Dado que los paquetes son la cantidad mínima de información que se puede enviar y, en caso de errores, reenviar, la PDR es una métrica adecuada para conocer la fiabilidad de una comunicación inalámbrica.

2.4.1.4. Tasa de Errores de Transmisión o PER

El PER es una métrica de fiabilidad de las comunicaciones que evalúa la cantidad de errores de paquete en el receptor. Se define fácilmente a través del PDR de la siguiente forma:

$$PER = 1 - PDR \quad (2-36)$$

Diversos trabajos se han basado en la PER para estudiar las comunicaciones inalámbricas en entornos industriales. En [81] se evaluó la calidad de un enlace inalámbrico basado en IEEE 802.15.4 en un taller de maquinaria, obteniéndose valores de PER valores de entre 10^{-3} y 10^{-2} . En [85], mediante la PER se comparó la comunicación entre diferentes localizaciones de un transmisor y un receptor en un taller mecánico. En [91], se ha modelado y simulado la relación del PER con la SNR bajo canales tipo Rice para la PHY IEEE 802.15.4. En [86], se ha estudiado la viabilidad de nodos basados en IEEE 802.15.4 para aplicaciones de monitoreo dentro de maquinaria eléctrica rotativa. En [92], también se estudió la dependencia del PER con la velocidad de rotación para sensores inalámbricos basados en IEEE 802.15.4. En [93], mediante el PER se comparó la

resiliencia al movimiento rotatorio de una comunicación ZigBee a 2.45 GHz y una comunicación UWB basada en IEEE 802.15.4 a 3.49 GHz, 4.49 GHz y 6.49 GHz.

El PER, por ser una métrica análoga al PDR, es una métrica adecuada para evaluar la fiabilidad de las comunicaciones inalámbricas. Además, los valores de PER suelen darse como requisito de fiabilidad para diferentes casos de uso [64].

2.4.1.5. Tasa de Errores de Bit o BER

La BER se define como la cantidad de bits erróneos recibidos respecto a la cantidad total de bits transmitidos.

$$BER = 1 - \frac{\text{Bits correctly received by Rx}}{\text{Bits sent by Tx}} \quad (2-37)$$

La BER ha sido caracterizada en diversos entornos industriales con el fin de cuantificar la fiabilidad de la señal recibida. En [85], la BER se utilizó para comparar la comunicación en diferentes localizaciones en un taller mecánico. En [94], se usó la BER en simulaciones para evaluar la fiabilidad de comunicaciones basadas en IEEE 802.15.4 bajo diferentes canales Rice y Rayleigh. En [91] se calcularon teóricamente y posteriormente se simuló los valores de BER estimados para el uso de una comunicación basada en la PHY IEEE 802.15.4 bajo diferentes canales Rice.

La BER es una métrica adecuada para estudiar la fiabilidad de un enlace inalámbrico siempre y cuando se usen secuencias de bits pseudoaleatorias [79].

2.4.1.6. Indicador de Calidad del Enlace o LQI

El LQI es una métrica calculada en el receptor a partir del RSSI y de la SNR de una señal recibida. La implementación del cálculo del LQI depende del fabricante y no siempre es conocido. La falta de una referencia común la hace inadecuada para comparar la fiabilidad de diferentes sistemas de comunicaciones [95].

El LQI ha sido caracterizado en algunos entornos industriales. En [81] se utiliza para evaluar qué regiones de un taller de maquinaria presentan mejores comunicaciones. En [86], mediante el LQI se analiza un enlace de monitorización de una máquina rotativa, observándose una dependencia con la velocidad del rotor.

2.4.1.7. La Disponibilidad de las Comunicaciones o CSA

Se define como el porcentaje de tiempo en el que las comunicaciones están disponibles. Se considera que una comunicación inalámbrica no está disponible cuando se sobrepasa el tiempo máximo definido para realizar la entrega de un paquete.

El CSA se puede relacionar con el PER a través de la siguiente ecuación:

$$CSA = 1 - PER^{ReTX} \quad (2-38),$$

donde $ReTX$ es la cantidad máxima de retransmisiones que puede llevar a cabo el transmisor por paquete.

Al igual que el PER y el PDR, el CSA es un requisito típico de fiabilidad para comunicaciones inalámbricas, como se puede ver en [18].

2.4.1.8. Otras Métricas Relacionadas con la Fiabilidad de las Comunicaciones Inalámbricas

Por último, se van a introducir otras métricas que, si bien no determinan directamente la fiabilidad de las comunicaciones, sí afectan a la misma.

Primeramente está la tasa de transmisión efectiva o *throughput*, que es la tasa de información transferida correctamente para un enlace de comunicación, medida normalmente en Mbps. Por otro lado está la latencia, que hace referencia al tiempo de retardo de una acción. En comunicaciones inalámbricas, las tres principales latencias son el retardo de entrega de paquete (OWD), el retardo de ida y vuelta de paquete (RTD), y el retardo de acceso al medio (MAD). El OWD es el tiempo que tarda un paquete en recorrer una red desde que es enviado por el transmisor hasta que es recibido en el receptor. El RTD consiste en el OWD de un paquete más el tiempo que tarda en llegar al transmisor el ACK de dicho paquete. El MAD es otra latencia que caracteriza el retardo que sufre un paquete desde que está listo en la capa MAC para ser enviado hasta que finalmente el medio está disponible y es transmitido.

2.4.2. Técnicas para Evaluar Comunicaciones Inalámbricas

Una vez determinadas las métricas con las que se quiere evaluar la fiabilidad de un enlace inalámbrico, se debe establecer el método para cuantificar dichas métricas. A

continuación, se presentan las diferentes técnicas que se aplican hoy en día, así como sus pros y sus contras.

2.4.2.1. Evaluaciones Basadas en Simulaciones Computacionales

Una simulación computacional consiste en la abstracción de un problema real mediante un modelo que posteriormente se ejecuta en un programa de ordenador, con el fin de analizar su comportamiento. La principal ventaja de las simulaciones computacionales es que solo requieren de un ordenador para poder llevarse a cabo. Sin embargo, las simulaciones computacionales tienen un gran inconveniente. Cuanto más realista es una simulación, más costosa resulta desde el punto de vista computacional [20]. Esto implica que los modelos que simulan el problema real tienen que buscar un equilibrio entre realismo y coste de ejecución, dándose como resultado modelos que pueden dar lugar a conclusiones incorrectas [96]. En el caso de los simuladores de comunicaciones, también ocurre que pueden no estar al día en lo que respecta a las especificaciones de los estándares [97]. Por todo lo anterior, los resultados de la simulación pueden diferir significativamente de los resultados en el campo.

Teniendo en cuenta la precisión, la escalabilidad y la velocidad de computación, se pueden distinguir dos tipos de simulaciones [98]. Por un lado, están las simulaciones basadas en eventos discretos de alto nivel, las cuales utilizan aproximaciones computacionalmente sencillas, fácilmente escalables y de alta velocidad de computación. Por otro lado, se encuentran las simulaciones de bajo nivel, cuya alta complejidad computacional conlleva largos tiempos de simulación pero que a la vez proporcionan información de toda la cadena de comunicación, incluso de las condiciones de propagación y de las señales a nivel físico.

Hoy en día existe una amplia variedad de *software* especializado que permite simular el comportamiento de sistemas de comunicaciones inalámbricos, entre los que destacan: Ns-2 [99], Ns-3 [100], OMNET++[101], Castalia [102], TOSSIM [103], IKR SimLib [104], OPNET [105] y Matlab/Simulink [106]. Haciendo uso de estos simuladores, existen multitud de trabajos en los que se evalúan la fiabilidad de las comunicaciones de sistemas basados en IEEE 802.15.4 y BLE. En [107] se estudió la evolución del BER con la SNR bajo un canal AWGN. Si embargo, en la realidad nunca se tiene un canal tan ideal. En [94] se utilizó una mejor aproximación, realizando el mismo

estudio también bajo canales Rice y Rayleigh. Estos canales, aunque más realistas, tampoco son canales plenamente industriales. En [87], se evaluó la fiabilidad de las comunicaciones y el tiempo de vida de los nodos en función de la distancia de comunicación entre nodos basados en la PHY IEEE 802.15.4 bajo las condiciones de *large-scale fading* presentes en un entorno de *smart grid*. En [108] se evaluó la mejora en la fiabilidad a nivel de paquete en función del tamaño de la red, del número de retransmisiones y de los esquemas de enrutado multicamino a través de la misma. En [109] se estudió la fiabilidad de diferentes algoritmos de enrutado para topologías WirelessHART considerando un modelo de generación de errores de paquete basado en la potencia de transmisión de los nodos y en su distancia. En [19], se testeó la fiabilidad de BLE para aplicaciones industriales *time-critical* en función de la latencia, de las pérdidas de paquetes y de diferentes esquemas de retransmisión. En [31], se evaluaron diferentes estrategias de retransmisión para redes de sensores con PHY IEEE 802.15.4 en la banda ISM de 2.4 GHz y en coexistencia con otras redes como IEEE 802.11. En [110], se realizó una comparación de pérdida de paquetes entre WirelessHART, ISA100.11a y ZigBee. En [111], por medio de simulaciones se evaluó la eficiencia energética y el BER derivados de diferentes esquemas de retransmisión bajo condiciones de propagación AWGN, Rice y Rayleigh para redes de sensores con número variable de nodos.

2.4.2.2. Evaluaciones Basadas en Medidas de Campo

Las medidas de campo son la manera más realista de evaluar la fiabilidad de un sistema de comunicaciones inalámbricas, ya que estudian el comportamiento de nodos inalámbricos en condiciones de trabajo reales. No obstante, las medidas de campo también presentan inconvenientes. Su principal problema es que son difícilmente reproducibles con precisión, debido a que es un verdadero desafío controlar las propiedades RF de entornos grandes y complejos, sobre todo en el caso de los entornos industriales. Además, un despliegue de nodos para campañas de medición requiere de personal y puede llevar mucho tiempo, lo que conlleva asociado unos costes económicos elevados.

Se han llevado a cabo diferentes evaluaciones de la fiabilidad de IEEE 802.15.4 y BLE en base a campañas de medida de campo. Algunos trabajos analizan la fiabilidad de las comunicaciones en entorno de laboratorio extrapolando posteriormente los resultados a entornos de trabajo industrial final, lo que no es correcto dadas las diferentes propiedades

de propagación [112-114]. En algunos casos incluso se utilizan montajes con cableado RF, eliminando completamente los efectos del canal en las comunicaciones [112]. Existen otros trabajos, como por ejemplo [21, 81, 85, 86, 88, 89, 93, 115-118], en los que el despliegue de los nodos inalámbricos se realiza en entornos industriales. Debido a la gran variedad de estos, los resultados de fiabilidad son diversos. Además, en dichos trabajos los datos de fiabilidad se obtienen a nivel de aplicación. Este hecho no permite distinguir el origen de los errores en la cadena de comunicación: las condiciones de propagación del canal, los esquemas de acceso al medio, los protocolos de enrutado de red, etc.

2.4.2.3. Evaluaciones Basadas en Emulación de Canal

La emulación de canal es un conjunto de técnicas que permiten replicar, mediante un dispositivo denominado “emulador de canal” las condiciones de propagación de diferentes entornos de propagación. La emulación de canal presenta varias ventajas respecto a las simulaciones computacionales y las medidas de campo. Por un lado, permite la evaluación en laboratorio de sistemas inalámbricos implementados en *hardware* real. Por otro lado, las condiciones de propagación de las señales inalámbricas están controladas y son reproducibles y realistas. Además, evita los problemas logísticos asociados a las mediciones en campo, como el transporte y despliegue de equipos y personas, y los resultados falseados debidos a interferencias con otros sistemas de comunicaciones. Todo ello supone un punto medio de equilibrio entre las simulaciones computacionales y las campañas de medición en campo [22]. La principal desventaja de las emulaciones de canal es que las capacidades de los emuladores son limitadas, de modo que se ha de tratar el problema del realismo de la emulación frente a los recursos disponibles [119, 120].

El esquema básico de un emulador de canal con sus diferentes etapas puede verse en la Figura 2.15. Los emuladores de canal actúan sobre la señal en banda base. Para ello, disponen de una etapa *frontend* en la que primeramente se hace una *downconversion* de la señal RF [121]. Una vez la señal se encuentra en banda base, la señal es modificada en base a las propiedades del canal emulado. En este punto se puede distinguir entre emuladores que actúan en el dominio del tiempo, como [122]; y emuladores que actúan en el dominio de la frecuencia, como [123]. Posteriormente, la misma etapa de *frontend* realiza una *upconversion* de la señal, devolviéndola a su forma RF.

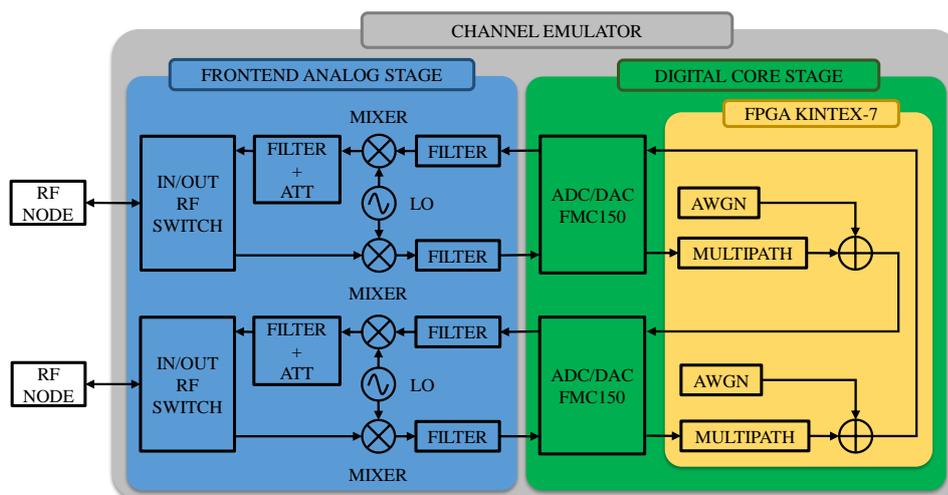


Figura 2.15 - Esquema con las etapas básicas de un emulador de canal.

Se puede distinguir entre emuladores de canal académicos [122, 124-128], cuyos capacidades y costes son reducidos: y emuladores de canales pertenecientes a compañías como el RFnest de IAI [129], el ACE RNX de Anritsu [130] o la familia de emuladores Prosim de Keysight [131], cuyas capacidades y precio son mucho más elevados.

Las metodologías basadas en emulación de canal han sido ampliamente usadas, por ejemplo en el testeo de sistemas de comunicaciones de telefonía móvil [132, 133] y en sistemas de comunicación vehiculares [134, 135]. Sin embargo, el uso de metodologías basadas en emulación de canal para evaluar la fiabilidad de comunicaciones inalámbricas industriales solo ha sido referenciado en [136], donde se evalúa una red inalámbrica industrial implementada bajo el estándar ISA100.11a. La metodología de caja negra seguida en este caso impide evaluar las comunicaciones en base a métricas de rendimiento de la capa física o de la capa de enlace.

2.4.3. Casos de Uso Industriales

En una planta industrial se llevan a cabo multitud de procesos en los que se requiere de la acción de nodos terminales. Dichos procesos pueden agruparse en base a los casos de uso. Un caso de uso es la descripción de una aplicación o proceso, en la cual también se recogen los actores que participan en el mismo. Un caso de uso describe qué hará un proceso, capturando los requisitos del mismo. Los casos de uso que implican la utilización

de comunicaciones inalámbricas en entornos industriales son muy numerosos y, por ello, las organizaciones de estandarización los agrupan en casos de uso generales.

2.4.3.1. International Society of Automation (ISA)

LA ISA define seis casos de uso generales para comunicaciones industriales según su criticidad [137]. Son, de mayor a menor criticidad:

- Acciones de emergencia relacionadas con la seguridad, como el caso de los sistemas de salvaguarda de trabajadores.
- Control regulatorio mediante bucles de lazo cerrado, como por ejemplo el movimiento de un brazo robótico.
- Control supervisado mediante bucles de lazo cerrado, como la modificación de puntos de consigna para la optimización de sistemas de control.
- Control mediante lazos abiertos.
- Alertas de monitorización, como mantenimiento basado en eventos.
- Aplicaciones de registro, como sincronización de historial de eventos para mantenimiento predictivo.

2.4.3.2. 5G Infrastructure Public Private Partnership (5G-PPP)

La 5G-PPP, sin embargo, organiza los casos de uso en cinco grandes familias [138]:

- Los procesos de optimización con requisitos temporales críticos, como los bucles de control cerrados entre diferente maquinaria.
- Aplicaciones sin requisitos temporales críticos dentro de las plantas de fabricación, como la captura de datos mediante sensores para la optimización posterior de procesos.
- Procesos de control remoto, como diagnósticos para el control de calidad.
- Comunicaciones transparentes entre diferentes centros de producción, por ejemplo con la implantación de red ubicuas.
- Mercancías conectadas, permitiendo la venta de servicios en lugar de la venta de bienes.

2.4.3.3. European Telecommunications Standards Institute (ETSI)

El ETSI, a modo general agrupa las aplicaciones industriales en dos casos de uso [139]:

- *Process Automation (PA)*. Abarca aquellos procesos continuos en los que se procesan grandes cantidades de materias primas para producir productos “sin fin” como combustibles, compuestos químicos, cableado o acero. Estas aplicaciones requieren un comportamiento determinista. Además, cubren grandes áreas donde los nodos terminales pueden requerir tiempos de vida soportados por baterías de varios años.
- *Factory Automation (FA)*. Engloba aquellos procesos de producción donde los bienes son ensamblados, testeados, empaquetados, etc, en sucesivos pasos discretos, como puede ser la producción en una planta de automoción o de electrodomésticos. Típicamente, cada paso es controlado por un conjunto de sensores y actuadores que ejecutan de manera coordinada una serie de movimientos y acciones que se repiten a lo largo del tiempo.

2.4.3.4. 3rd Generation Partnership Project (3GPP)

La 3GPP amplía la visión de ETSI incorporando tres casos más:

- *HMIs and Production IT*. Abarca aquellos casos de uso en los que existe una interacción entre los trabajadores y la producción, tanto a través de paneles de control en la línea de producción como de dispositivos IT tales como *smartphones* y *tablets*.
- *Logistic and Warehousing (L&W)*. Comprende la organización, el control del flujo y el almacenaje de mercancías y bienes producidos.
- *Condition Monitoring (CM)*. Hace referencia al monitoreo de procesos y recursos sin un impacto inmediato en los mismos, a diferencia de lo que ocurre por ejemplo en FA.

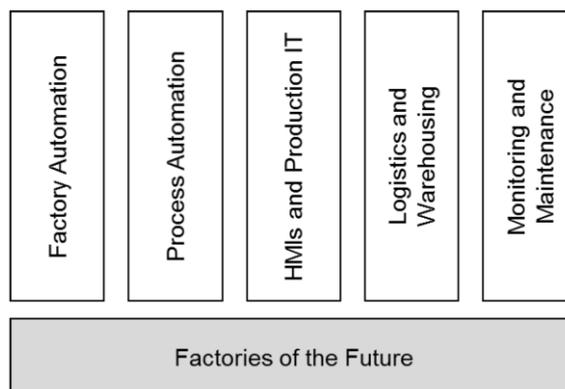


Figura 2.16 - Diferentes áreas de aplicación de las comunicaciones inalámbricas en las “factorias del futuro” según el 3GPP [140].

Como se ha visto, existen diferentes maneras de clasificar los casos de uso en los que se utilizan comunicaciones inalámbricas. Existe una clasificación bastante utilizada que agrupa los casos de uso de manera general en tres grandes grupos: CM, PA y FA. Diversos trabajos recogen los requisitos de fiabilidad y latencia para los enlaces de comunicaciones inalámbricas utilizados en estos casos de uso [18, 64, 141-143]. En la Tabla 2.6 pueden verse dichos requisitos.

Tabla 2.6 - Requisitos de fiabilidad para enlaces inalámbricos según casos de uso [18, 64, 141-143]

| <i>Caso de Uso</i> | <i>Fiabilidad (PER)</i> | <i>Latencia (ms)</i> |
|--------------------|-------------------------|----------------------|
| CM | $> 10^{-3}$ | > 100 |
| PA | $10^{-4} - 10^{-3}$ | 10 - 100 |
| FA | $< 10^{-9}$ | < 10 |

2.5. Sumario

En este capítulo, en primer lugar, se han introducido las tecnologías inalámbricas que, por sus propiedades, se han considerado teóricamente aptas para su uso con nodos terminales industriales en la Industria 4.0: IEEE 802.15.4 y de Bluetooth Low Energy. Así mismo, se han detallado las propiedades de sus capas físicas, dado que la fiabilidad de los enlaces inalámbrico es en gran medida dependiente de las mismas.

Posteriormente, para poder comprender cómo son las condiciones de propagación que soportan las señales inalámbricas en entornos industriales, se han introducido los conceptos de canal inalámbrico, de desvanecimiento de señal y de entorno industrial. Se han estudiado los diferentes tipos de desvanecimientos que afectan a una señal inalámbrica: *large-scale fading* y *small-scale fading*, y se han analizado los resultados de los parámetros que caracterizan dichos desvanecimientos en diversos entornos industriales disponibles en la literatura. Para el *large-scale fading*, los resultados del exponente de *path loss* han mostrado una gran variabilidad, encontrándose valores entre 0.76 y 5.9, si bien la mayoría de los entornos industriales mostraban valores menores a 2. Así mismo, para el *shadowing*

también se han observado varianzas desde 1.22 dB hasta 8.63 dB. Respecto al *small-scale fading* en entornos industriales, los resultados de la bibliografía también presentan una gran variabilidad. Por ejemplo, se han encontrado valores de RDS yendo desde los 10 ns hasta los 300 ns y valores el ancho de banda de coherencia de entre 227 kHz y 87 MHz. Además, se han comentado los principales modelos de canal utilizados para explicar la propagación inalámbrica en entornos industriales: el modelo de la *tapped-delay line*, el modelo de Saleh-Valenzuela y el modelo IEEE 802.15.4a.

A continuación, se han estudiado las métricas utilizadas en diferentes evaluaciones de la fiabilidad de enlaces inalámbricos industriales basados en los estándares IEEE 802.15.4 y Bluetooth Low Energy, tales como el RSSI, el PDR y el BER. También se han analizado y discutido los pros y contras de las técnicas utilizadas hasta la fecha para evaluar la fiabilidad de comunicaciones inalámbricas en entornos industriales: simulaciones computacionales, medidas de campo y emulación de canal.

Para acabar, se ha indagado en los casos de uso industriales que emplean comunicaciones inalámbricas y que son definidos por varias instituciones internacionales: ISA, 5G-PPP, ETSI y 3GPP.

CAPÍTULO 3

METODOLOGÍA DE VALIDACIÓN

En este capítulo se define una metodología idónea para evaluar y validar en laboratorio la fiabilidad de capas físicas para enlaces inalámbricos punto a punto utilizados por nodos terminales en casos de uso industrial. Se presentan y discuten los parámetros generales de la metodología, las etapas del procedimiento metodológico, el *setup* de laboratorio y el algoritmo de comunicación.

3.1. Introducción

El despliegue en entornos industriales de enlaces inalámbricos punto a punto para nodos terminales, como los basados en IEEE 802.15.4, ha resultado en comunicaciones cuya fiabilidad real dista considerablemente de la esperada. Esto es causado por la falta de una metodología adecuada para validar la fiabilidad de la capa física de un enlace inalámbrico bajo las condiciones de propagación industrial y caso de uso que se requieran antes de su despliegue final. En este capítulo se define una metodología basada en emulación de canal para tal fin.

La metodología de validación que se propone en este trabajo considera un conjunto de parámetros generales que definen su alcance. En primer lugar, se discute cuál es la unidad de información adecuada para evaluar la fiabilidad de la capa física. La información puede considerarse en distintos niveles de abstracción, desde el campo electromagnético en el que se transmite hasta el paquete de bits. Dicha unidad de información determina las métricas adecuadas que se utilizan posteriormente para validar la capa física. Así mismo, la metodología también define los parámetros necesarios para acotar correctamente el escenario de validación. Dichos parámetros están directamente relacionados con la capa física y con las condiciones de propagación del medio, es decir, el canal inalámbrico. Por último, la metodología considera como se van a generar, almacenar y tratar los datos generados durante el estudio de la fiabilidad.

A partir de las consideraciones anteriores, se pueden definir correctamente las etapas del procedimiento metodológico a seguir. Dentro de estas etapas, hay dos puntos de especial relevancia: la definición del *setup* de medida, detallando sus elementos constituyentes y las interacciones entre ellos; y el algoritmo de comunicación entre el nodo transmisor y el nodo receptor del enlace punto a punto que permite obtener los datos de fiabilidad.

3.2. Parámetros Generales de la Metodología

La metodología propuesta tiene por objeto evaluar, mediante emulación de canales inalámbricos, la fiabilidad de diferentes capas físicas para enlaces inalámbricos punto a punto usados por nodos terminales en entornos industriales. En concreto, hay dos tecnologías de comunicaciones inalámbricas cuyas capas físicas se quiere evaluar con esta metodología: IEEE 802.15.4 y Bluetooth Low Energy (BLE).

Para definir correctamente la metodología, se necesita:

1. Conocer cómo se transmite la información entre transmisor, Tx, y receptor, Rx, a nivel de capa física. Ello permite determinar la unidad de información a considerar en términos de fiabilidad de las comunicaciones.
2. Definir las métricas con las que evaluar los errores que se generan durante la comunicación inalámbrica, cuantificando de ese modo la fiabilidad de la capa física.
3. Establecer un conjunto de parámetros que definan el escenario y las condiciones de propagación en las cuales se va a estudiar la fiabilidad. Los resultados de fiabilidad obtenidos sólo serán válidos para dicho escenario.
4. Obtener datos de fiabilidad, almacenarlos y posteriormente recuperarlos para poder trabajar con ellos.

A continuación, se detallan los distintos puntos.

3.2.1. Unidad de Información

Cuando se considera la información transmitida en un enlace inalámbrico punto a punto a través de la capa física, esta puede ser estudiada a nivel de paquete, a nivel de bit, a nivel de símbolo o a nivel de campo electromagnético. Las consideraciones a nivel de campo electromagnético son excesivamente complejas y dependen de factores externos asociados al entorno de propagación. Las consideraciones a nivel de símbolo y de bit son interesantes al diseñar una capa física, sobre todo en lo que respecta a sus técnicas de prevención y corrección de errores. Sin embargo, una vez se ha decidido la configuración de la capa física, si durante la comunicación ocurre algún error que hace que la información

sea irrecuperable, la unidad mínima de información que habrá que reenviar es el paquete a nivel físico, el PPDU. Por ello, en la metodología propuesta, se considera el PPDU como la unidad de información de referencia.

La estructura de los PPDU depende de la tecnología inalámbrica considerada. Sin embargo, se puede abstraer una estructura generalizada para los PPDU independiente de la capa física considerada. En la Figura 3.1 se puede observar el PPDU generalizado, así como el PPDU de la PHY IEEE 802.15.4 definido por el estándar y su correspondencia con el PPDU generalizado.

La estructura del PPDU generalizado se divide en dos partes:

1. El *syncheader*, que comprende la parte del PPDU utilizada para poder reconocer los paquetes de la capa física y configurar adecuadamente la radio para su recepción. Esta parte contiene la información necesaria para el correcto funcionamiento de la capa física a nivel de protocolo. A su vez, se divide en: un *preamble*, utilizado para ajustar el *hardware* de la radio para una recepción óptima del paquete; y una *syncword*, cuyo fin es identificar si corresponde o no procesar el paquete, así como saber cuándo comienza la parte del *frame* del PPDU.

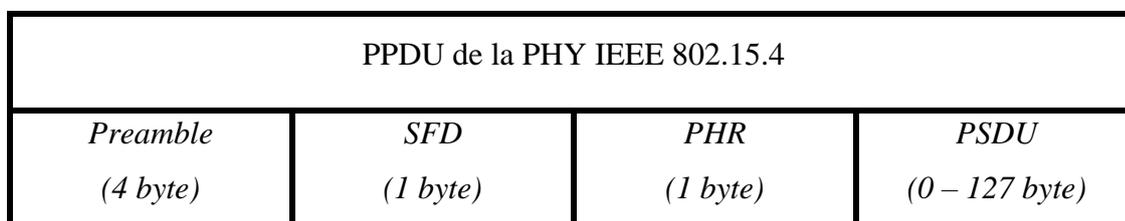
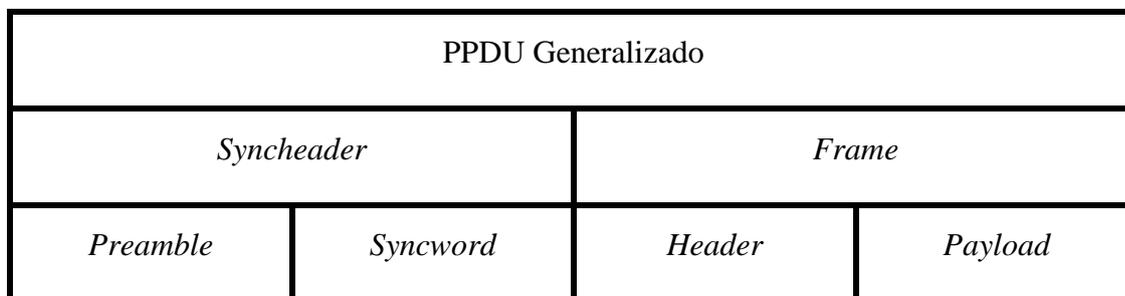


Figura 3.1 - Estructura del PPDU generalizado (arriba) y correspondencia directa con el PPDU de la PHY IEEE 802.15.4 (abajo).

Por ejemplo, en el caso de la PHY IEEE 802.15.4 se tiene un *preamble* de 4 byte y un *syncword*, el SFD, de 1 byte.

2. El *frame*, que es la parte del PPDU que contiene la información de interés que se desea transmitir. Así mismo, el *frame* se divide en dos partes: un *header*, que permite identificar cada paquete dentro de la comunicación, saber la longitud de los datos de interés que transporta, y si estos han sido recibidos correctamente; y un *payload*, que contiene los datos de interés transmitidos.

Por ejemplo, en el caso de la PHY IEEE 802.15.4 se tiene un *header*, el PHR, de 1 byte, y un *payload*, el PSDU, cuya longitud máxima no puede rebasar los 127 byte.

3.2.2. Métricas para la Fiabilidad de la Capa Física de Enlaces

Inalámbricos

Para evaluar numéricamente la fiabilidad de una capa física y poder compararla con otras, es necesario el uso de unas métricas de referencia. En la Figura 3.2 se muestran las métricas consideradas en esta metodología para cuantificar la fiabilidad, en términos de errores de paquete de la capa física.

Por separado, las métricas son ambiguas y no permiten determinar correctamente la fiabilidad. Sin embargo, consideradas conjuntamente permiten estudiar de manera detallada la fiabilidad de cualquier capa física.

3.2.2.1. Tasa de Errores de Paquete (PER)

El PER es una métrica de fiabilidad de las comunicaciones que indica la cantidad de paquetes no recibidos correctamente por el receptor respecto a la cantidad de paquetes enviados por el transmisor, cuya expresión matemática se puede ver a continuación:

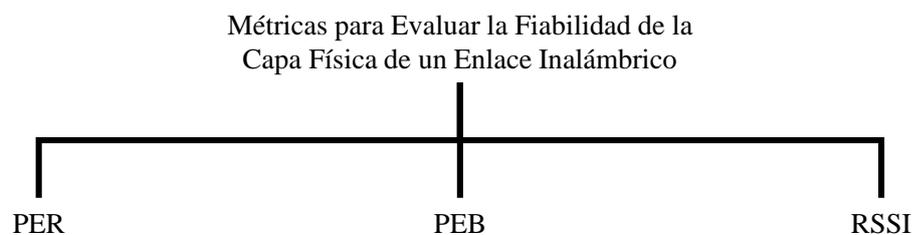


Figura 3.2 - Métricas de la metodología de validación propuesta.

$$PER = 1 - \frac{\text{Paquetes correctamente recibidos por Rx}}{\text{Paquetes enviados por Tx}} \quad (3-1)$$

Para el conteo de PER se consideran tanto los paquetes perdidos como los que han llegado con errores. Los primeros ocurren cuando la radio no está preparada para recibir ninguna señal en el momento de su llegada o cuando la señal llega con una potencia tan baja que no es detectada. Los segundos, que se miden eventualmente tras aplicar las técnicas FEC de corrección de errores a nivel de capa física, si las hubiera, tienen causas muy diferentes: SNR baja, interferencias, mala decodificación, esquemas FEC insuficientes, etc.

El PER es utilizado comúnmente para establecer los requisitos de fiabilidad de las comunicaciones. Aunque el PER cuantifica la cantidad total de errores de una comunicación, no permite conocer cómo se distribuyen dichos errores a lo largo de la comunicación. Por ello, es necesario una métrica que complemente al PER en este aspecto, el PEB.

3.2.2.2. Errores en Ráfaga (PEB)

El PEB se define como la cantidad de errores a nivel de paquete que ocurren en ráfaga, es decir, de manera consecutiva, en una comunicación. Por ejemplo, si se enviaran cinco paquetes desde un transmisor y el receptor solo recibiese correctamente el primero y el quinto, se tendría una ráfaga de tres paquetes erróneos, o lo que es lo mismo, un PEB de valor tres.

Si bien el PEB por sí solo no es una métrica interesante, la distribución estadística del PEB para una comunicación sí lo es, pues indica cómo se distribuyen dichos errores. Por ello, el PEB actúa como una métrica complementaria al PER. Además, a partir de una distribución de PEB se puede conocer, dado un error de paquete en la comunicación, la probabilidad de que en la siguiente retransmisión ocurra otro error de paquete o que este se reciba correctamente.

3.2.2.3. Indicador de Fuerza de la Señal Recibida (RSSI)

El RSSI es una métrica que se mide en el receptor inalámbrico y que permite conocer, en una primera aproximación, la calidad de la señal recibida. El RSSI es la potencia de la señal recibida y viene dada en dBm.

El RSSI es una métrica que hoy en día cualquier receptor de un sistema de comunicaciones inalámbricas puede medir. Por ello, es deseable que la fiabilidad de un enlace inalámbrico se pueda relacionar con el RSSI. La medición del RSSI se puede hacer de múltiples formas: de manera instantánea, en promedio sobre el preámbulo de un paquete, en promedio sobre un paquete completo, y en promedio sobre una trama de paquetes. Dado que se ha considerado el PPDU como la unidad de información, el valor adecuado del RSSI a considerar será el valor promedio de cada PPDU, ya sea utilizando sólo el preámbulo o el paquete entero.

3.2.3. Parámetros de Definición del Escenario

El escenario de medida es el principal factor que afecta a la fiabilidad de una capa física. Por ello, la metodología debe definir un conjunto de parámetros que acoten correctamente dicho escenario. Dichos parámetros, que aparece en la Figura 3.3, se presentan en detalle a continuación.

3.2.3.1. Longitud de PPDU

Las capas físicas definen paquetes cuya longitud debe estar dentro de un rango. Dadas unas condiciones de propagación y una capa física, se sabe que cuanto más largo es un paquete, mayores son las probabilidades de que este llegue con errores al receptor [144]. Por ello, es importante conocer cuál es la longitud de los paquetes transmitidos cuando se estudia la fiabilidad de una comunicación inalámbrica.

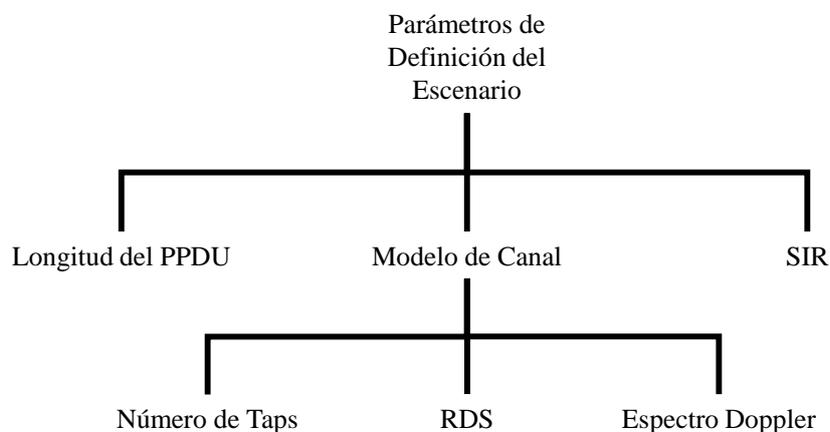


Figura 3.3 - Parámetros de definición del escenario de la metodología de validación propuesta.

El tamaño de paquete viene fijado principalmente por el caso de uso bajo estudio para el que se quiera evaluar la fiabilidad del enlace inalámbrico. Por ejemplo, para el caso de nodos terminales pertenecientes a redes de sensores y actuadores industriales, la longitud típica se encuentra entre 4 y 24 bytes.

3.2.3.2. Modelo de Canal

El modelo de canal define matemáticamente cómo van a ser las condiciones de propagación del entorno emulado. Diferentes modelos de canal representan diferentes entornos. Los resultados de fiabilidad de una capa física siempre están asociados a un modelo de canal concreto. Dentro del modelo de canal, se tienen otros 3 parámetros relevantes:

- RMS Delay Spread (RDS). El RDS es un estadístico que describe la dispersión temporal de la señal. Una de las propiedades que diferencia a unos entornos de otros, especialmente en los entornos industriales, es la cantidad de dispersores de señal que presentan. Por ello, el RDS es una buena métrica que permite distinguir diferentes situaciones recogidas tanto por un mismo modelo de canal como por diferentes modelos.
- Número de *taps*. Cuando se emula un canal, este es implementado en el emulador mediante una *tapped-delay-line*. El ancho de banda del sistema de comunicaciones y el RDS que tenga el canal marcan el mínimo número de *taps* necesarios para realizar una implementación correcta [145]. Dicho mínimo se calcula por:

$$N = \left\lceil \frac{\tau_{RMS}}{T_c} \right\rceil + 1 \quad (3-2)$$

donde $\lceil \cdot \rceil$ es la operación de redondeo, T_c el tiempo de coherencia del canal, y τ_{RMS} el valor de RDS. Usar un número mayor de *taps* en el modelo permite emular un mayor grado de efecto *multipath*, lo que hace más realista el canal emulado. Por este motivo, el número de *taps* utilizados durante la emulación ha de ser especificado.

- Espectro Doppler. Los dispersores en un entorno industrial no son siempre los mismos, y tampoco lo son sus movimientos y las velocidades a las que los realizan. Además, transmisor y receptor tampoco tienen por qué estar en una posición estática durante la comunicación. Estos cambios determinan como es la evolución dinámica de las

propiedades de propagación del entorno. El espectro Doppler es la métrica adecuada para caracterizar este fenómeno.

En entornos industriales donde tanto el nodo Tx como el nodo Rx se encuentran en posiciones fijas, el espectro Doppler típico es de tipo Bell.

3.2.3.3. Relación Señal-Interferencias (SIR)

Al igual que las condiciones de propagación no ideales de los entornos industriales, la presencia de interferencias afecta negativamente a la fiabilidad de una capa física. Un análisis de la fiabilidad en base a la SIR está fuera de ámbito de este trabajo.

Como se puede ver en la Sección 3.4, la metodología define un *setup* de laboratorio que no está libre de la presencia de interferencias provenientes del entorno. Por ello, durante la evaluación de la fiabilidad de una capa física se ha de estimar el valor de SIR mínima presente en dicho *setup*, garantizando que no afecta a los resultados obtenidos. En la Sección 3.4.3 se detallan los cálculos.

3.2.4. Generación, Almacenamientos y Tratamiento Estadístico de Datos

A la hora de evaluar la fiabilidad de una capa física, esto se hace mediante test que van a generar una gran cantidad de datos que han de ser gestionados correctamente. A continuación, se presentan varias consideraciones al respecto.

3.2.4.1. Generación del PPDU

En primer lugar, a la hora de generar los PPDU que el transmisor envía al receptor, estos van a seguir la estructura definida en la Sección 3.2.1. La parte del *synheader* se estructurará en base al protocolo que defina la capa física bajo estudio.

Respecto a la parte del *frame*, esta ha de estar completamente formada por patrones de datos pseudoaleatorios. Con ello, se consigue obtener resultados totalmente independientes del patrón de bits de la trama enviada. Para esto, se definirá un *header* que deberá constar de un número de identificación de paquete y de un código de detección de errores asociado a dicho número de identificación que garantiza una detección unívoca del PPDU. El tamaño de dicho *header*, en bits, dependerá del valor máximo de identificador y de la longitud del código de detección de errores (CRC). En este trabajo, se propone un

identificador de 24 byte y un CRC asociado de 24 bytes con polinomio generador 0x5D6DCB.

Una vez formado el *header*, sus datos deben aleatorizarse. Así mismo, en la parte de *payload* se deberán introducir datos pseudoaleatorios, los cuales se generarán de manera conocida a partir del identificador de paquete. En este trabajo se ha utilizado un registro LFSR con un polinomio regenerador 0xC0000400 y con valor de semilla para el registro el del propio ID. En la Figura 3.4 se muestra, a modo de ejemplo, cómo quedaría el PPDU generado para la PHY IEEE 802.15.4.

3.2.4.2. Volumen y Almacenamiento de Datos Generados

Si los datos de errores producidos durante los test de fiabilidad se generan en forma de series temporales, en todo momento se puede registrar qué PPDU son enviados, qué PPDU son recibidos y qué errores se están generando, lo que da una imagen más detallada de todo el proceso. Sin embargo, esto produce una gran cantidad de datos que puede ser difícil de gestionar. Además, hay que considerar que los nodos inalámbricos, al ser sistemas

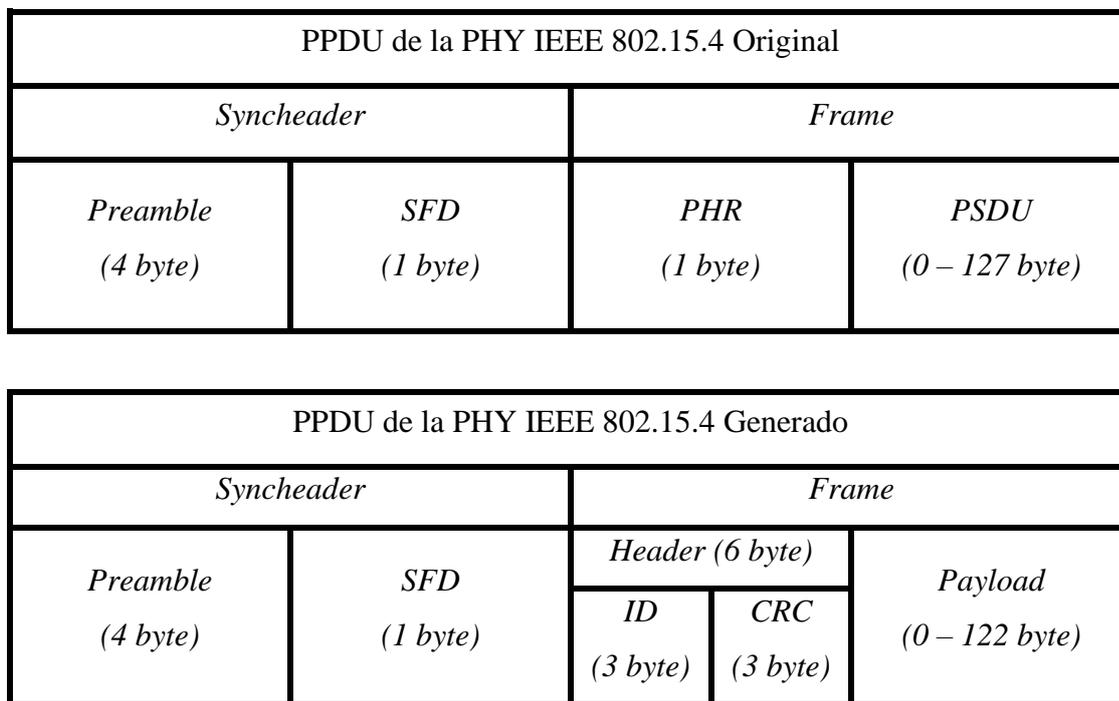


Figura 3.4 - Estructura original del PPDU de la PHY IEEE 802.15.4 (arriba) y PPDU modificado para el estudio de fiabilidad.

embebidos, suelen tener fuertes restricciones de memoria. Si no se pueden utilizar los propios nodos para almacenar los resultados de fiabilidad durante los test, es necesario utilizar dispositivos externos, lo que añade una complejidad extra a la hora de diseñar el *setup* de laboratorio.

Una alternativa más adecuada consiste en trabajar con valores totales y distribuciones discretas de datos. Ello permite establecer de antemano los valores límite que pueden tomar las variables, sabiendo cuánta memoria van a ocupar los datos generados antes de tan siquiera ejecutar los test de fiabilidad. Incluso se puede adaptar la discretización de dichas distribuciones para cumplir con requisitos de ocupación de memoria específicos, garantizando que los datos puedan ser almacenados en los nodos inalámbricos.

Con este formato de datos, durante los test de fiabilidad lo único que se hace es actualizar los valores totales y las frecuencias de todos los posibles valores de la variable discreta de las distribuciones a medida que se reciben los PPDU. Los valores totales propuestos en esta metodología son: número total de PPDU enviados, número total de PPDU recibidos correctamente, número total de PPDU recibidos con errores, y número total de PPDU perdidos. Las distribuciones discretas propuestas por esta metodología son: RSSI y PEB.

Tanto los datos de los valores totales como de las distribuciones se pueden almacenar durante los test en el nodo receptor, concentrando toda la información en un único punto del *setup*. Posteriormente, dichos datos se tienen que extraer del nodo receptor para, a partir de ellos, derivar directamente las métricas de la Sección 3.2.2.

3.2.4.3. Tratamiento Estadístico de Datos

Por último, se ha de determinar cuál es el número adecuado de paquetes, desde el punto de vista estadístico, que se deberán utilizar para testear la capa física. Dicha cantidad viene determinada por el valor de PER mínimo que se quiera evaluar, así como la confianza que se quiera de este valor. Su cálculo viene dado por:

$$N_{paquetes} = A \cdot \frac{1}{PER_{min}} \quad (3-3)$$

donde el parámetro A toma diferentes valores según la confianza deseada [152]. Por ejemplo, para garantizar valores de PER de 10^{-4} con una confianza mayor al 99% habría que enviar 100000 paquetes y no tener ningún error durante la medida.

3.3. Procedimiento Metodológico

Tras tener en cuenta todas las consideraciones generales de la Sección 3.2, se puede definir el procedimiento metodológico para validar mediante emulación de canal la fiabilidad de una capa física de un enlace inalámbrico bajo unas condiciones de propagación concretas. En la Figura 3.5 se muestran las tres etapas de las que consta el proceso, así como de las acciones que se llevan a cabo en cada etapa.

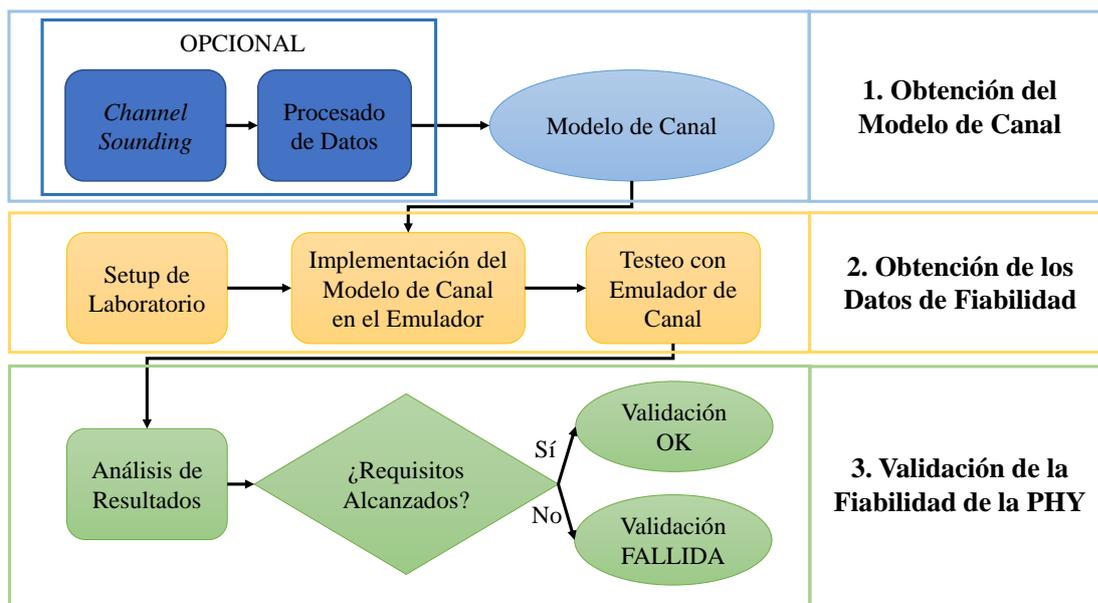


Figura 3.5 - Procedimiento para validar la fiabilidad de una capa física mediante emulación de canal.

A continuación, se detallan todas las etapas del procedimiento.

3.3.1. Obtención del Modelo de Canal

En primer lugar, se ha de obtener el modelo de canal estocástico que se quiere utilizar para la validación. Dicho modelo: puede ser uno ya existente en la literatura que

recoja las propiedades de propagación del entorno industrial en el que se quiera desplegar el enlace inalámbrico bajo estudio; o puede no existir y tener que ser elaborado.

En caso de no existir el modelo de canal necesario, se han de aplicar técnicas de *channel sounding* [146, 147] en el entorno industrial de interés que recopilen datos sobre las propiedades de propagación del canal.

A continuación, mediante el procesado de todos los datos recogidos, se pueden obtener las estadísticas que caracterizan la propagación en el entorno, y con ello se genera un modelo matemático de canal estocástico que posteriormente puede ser utilizado en un emulador de canal.

3.3.2. *Obtención de los Datos de Fiabilidad*

Una vez se tiene el modelo de canal, viene la etapa de obtención de los resultados de fiabilidad.

Primero se ha de preparar el montaje del *setup* de laboratorio, teniendo en cuenta los elementos que forman parte del mismo, sus conexiones físicas y sus interacciones. Dicho *setup* se define en detalle en la Sección 3.4.

Una vez el *setup* está listo, hay que implementar el modelo de canal en el emulador de canal, de modo que se reproduzcan correctamente las condiciones de propagación deseadas. Para ello, hay que tener en cuenta las características propias del emulador, que puede establecer limitaciones por ejemplo en el número de *taps* o la resolución temporal de los mismos.

Por último, se ejecutan los test de fiabilidad. Estos test van a cubrir el rango de valores de *path loss* dentro del cual los nodos son capaces de comunicarse. Cada test permite recopilar las estadísticas comentadas en la Sección 3.2.4.2 para un valor de *path loss* constante. Para ello, los nodos Tx y Rx se comunican a través del emulador siguiendo el algoritmo que se detalla en la Sección 3.5. Dichos datos son recopilados y almacenados para su posterior análisis.

3.3.3. Validación de la Fiabilidad de la Capa Física

Por último, se encuentra la etapa de validación de la fiabilidad de la capa física en sí. Primero, mediante un análisis de los datos de fiabilidad recopilados, se obtienen las métricas de fiabilidad de la Sección 3.2.2 para cada valor de *path loss*. A continuación, dichas métricas se presentan como curvas de PER versus RSSI y distribuciones de PEB para cada valor de dichas curvas.

A continuación, se comparan los resultados de fiabilidad obtenidos y los requisitos establecidos por el caso de uso. Si se alcanzan los requisitos del caso de uso, la fiabilidad de la capa física queda validada para el enlace inalámbrico punto a punto bajo las condiciones de propagación emuladas. Si no se alcanzan los requisitos, otra capa física ha de ser utilizada en el enlace para poder alcanzar la fiabilidad requerida por el caso de uso.

3.4. Setup de Validación

La metodología de validación define un *setup* de laboratorio con el que poder testear la fiabilidad de la capa física de un enlace inalámbrico de manera fiable y reproducible. Por ello, a la hora de diseñar el *setup*, se han de tener en cuenta varias consideraciones:

1. Los elementos que formaran parte del *setup*. A parte de los nodos de comunicación inalámbrica y el emulador de canal, se requiere de más elementos: cableado diverso, elementos para evitar interferencias, PC...
2. La conectividad entre los elementos del *setup*. Es importante considerar que existen diferentes tipos de conexiones cableadas y analizar cuándo se van a requerir entre los distintos elementos del *setup*. Además, se han de tener en cuenta las restricciones que imponen en la configuración del *setup*.
3. Las fuentes de interferencia presentes en el *setup*. La presencia de interferencias no controladas provoca la obtención de resultados de fiabilidad falseados. Dichas interferencias pueden ser: externas, por la presencia de sistemas inalámbricos en el mismo lugar en el que se monta el *setup*; e internas, debido a un mal diseño del *setup*.

Teniendo en cuenta las consideraciones anteriores, la metodología define un *setup* que replica, en laboratorio, un esquema de comunicaciones unidireccional punto a punto entre dos nodos inalámbricos. Un nodo actúa como transmisor, Tx, mientras que el otro nodo funciona como receptor, Rx. Aunque las propiedades de un canal son bidireccionales, es decir, la CIR del canal es la misma independientemente del nodo que envíe la señal y del nodo que la reciba, las propiedades del *hardware* de las radios no lo son. Esto conlleva obtener fiabilidades diferentes para *uplink* y para *downlink* aun usando la misma capa física [81]. Por ello, en esta metodología se diferencia el nodo Tx del nodo Rx. En la Figura 3.6 se puede ver un diagrama con el *setup* de medida. El diseño del *setup* garantiza una evaluación correcta de la fiabilidad cuando la comunicación transcurre en la dirección nodo Tx a nodo Rx.

A continuación, se detallan: los elementos que forman parte del *setup*; la conectividad entre elementos; y el uso de blindaje electromagnético dentro del *setup*.

3.4.1. Equipamiento del Setup

En la Figura 3.7 se pueden ver todos los elementos del *setup* utilizados en este trabajo. El *setup* consta de dos nodos, uno actuando como Tx y el otro, como Rx. Para ambos nodos se han utilizado dos tarjetas Blue Gecko de Silicon Labs basados en el SoC EFR32 [148], por ser capaces de implementar las capas físicas de IEEE 802.15.4 y BLE.

Ambos se comunican a través del emulador de canal, el cual se encarga de reproducir las condiciones de propagación requeridas. Los detalles del emulador utilizado

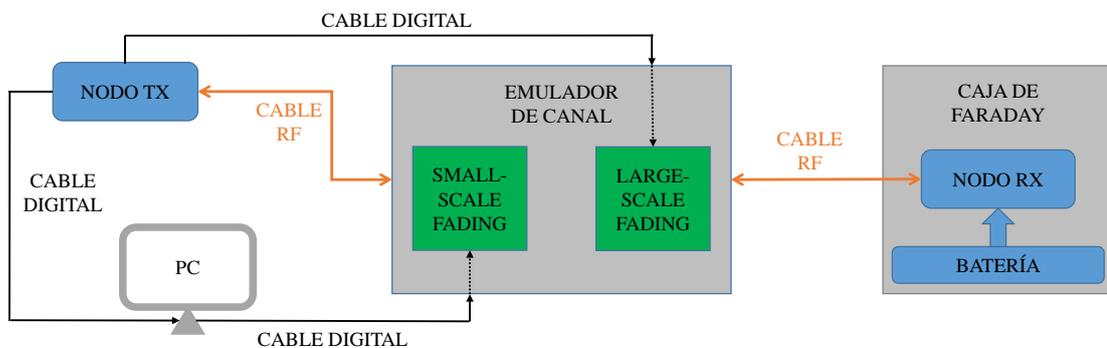


Figura 3.6 - Diagrama del setup de laboratorio.

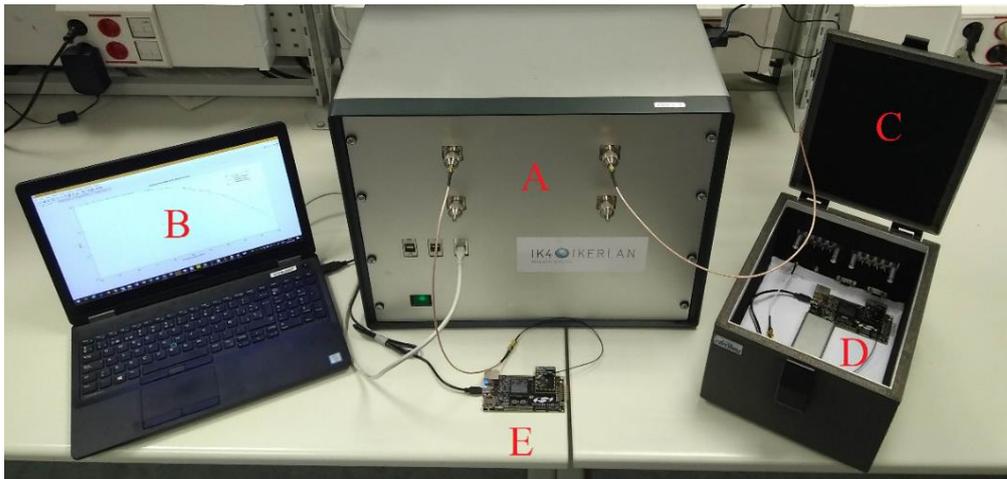


Figura 3.7 - Imagen con los elementos del *setup* de laboratorio: canal del emulador (A), PC (B), caja de Faraday (C), nodo Rx y batería (D), y nodo Tx (E).

en este trabajo pueden encontrarse en [122]. Dicho emulador ha sido utilizado previamente con éxito en diversos proyectos [149, 150]. Entre sus propiedades, cabe destacar: que es capaz de trabajar en la banda ISM de 2.4 GHz con un ancho de banda de trabajo de 100 MHz, y que implementa una *tapped-delay-line* de 10 *taps* con una resolución temporal de 8.138 nanosegundos.

También se tiene un PC para configurar en el emulador las propiedades del *small-scale fading* del canal y para recopilar los datos obtenidos durante los test de fiabilidad. Por último, se tiene una caja de Faraday para aislar al nodo Rx, y una batería para alimentarlo, pues utilizar cables de alimentación rompería el blindaje electromagnético. En este trabajo se utilizó la Ramsey STE2300 [151], que proporciona un aislamiento de 90 dB, y una *powerbank* genérica de 4000mAh.

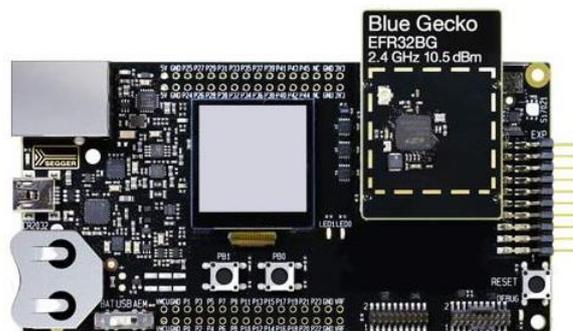


Figura 3.8 - Tarjeta Blue Gecko con el SoC EFR32 de Silicon Labs.

3.4.2. Conectividad del Setup

En el *setup* de la Figura 3.6 se distinguen tres tipos de conexiones: RF, digitales y de alimentación. A continuación, se detallan dichas conexiones.

3.4.2.1. Conexiones RF

Son las encargadas de conducir las señales inalámbricas entre el nodo Tx y el nodo Rx. En el *setup*, los radios de ambos nodos se conectan mediante cableado RF al emulador de canal. Hoy en día, la mayoría de los equipos inalámbricos traen conectores tipo SMA, UFL o similar que permiten realizar este tipo de montajes cableados con nodos inalámbricos. Esto se debe a que dichos conectores son utilizados por los propios fabricantes para testear los dispositivos durante su fabricación. En caso de no incorporar este tipo de conectores, sería necesario modificar el conexionado del dispositivo en su parte radio para desviar por el cableado RF la señal que debería llegar a la antena del dispositivo.

En el *setup* utilizado en este trabajo, se utilizó cableado coaxial estándar con conectores SMA, aislamiento mínimo garantizado de 90 dB y pérdidas de inserción de 1.45 dB para la banda ISM de 2.4 GHz.

3.4.2.2. Conexiones Digitales

Se utilizan para configurar e interactuar con los diferentes equipos. Ejemplos básicos son conexiones USB, Ethernet y JTAG. En el *setup*, el ordenador se conecta de manera simultánea al emulador y al nodo Tx. La conexión del ordenador con el emulador sirve para programar la CIR del modelo de canal que se desea emular en una estructura TDL, es decir: *taps*, retardo de cada *taps*, distribuciones de envolvente de cada *tap* y espectro Doppler de cada *tap*. En cuanto a la conexión con el nodo Tx, el ordenador la utiliza para extraer los datos de fiabilidad del mismo a medida que transcurren los test de fiabilidad. Por último, el nodo Tx también está conectado al emulador vía conexión digital. Esta conexión tiene por objetivo controlar el *path loss* del canal entre los nodos durante los test, como se verá en detalle más adelante.

Para el *setup* utilizado en este trabajo, la conexión del PC al emulador se hizo vía ethernet, del PC al nodo Tx vía USB, y del nodo Tx al emulador vía puerto serie.

3.4.3. Blindaje Electromagnético del Setup

En cuanto al aislamiento de los diferentes elementos del *setup* respecto a las interferencias, hay que evaluar cada elemento por separado.

1. Respecto al nodo Tx, este no necesita aislamiento ya que es el que va a actuar como emisor de señal. Además, presenta conexiones digitales, lo que supondrían una dificultad extra si se deseara instalar un blindaje electromagnético a su alrededor.
2. Considerando el cableado RF que une el nodo Tx y el emulador, difícilmente cualquier interferencia del entorno va a producir una relación SIR apreciable. En cualquier caso, la SIR de la señal que circula por el cableado RF se puede calcular como:

$$SIR_{cableTx}[dB] = (P_{Tx}[dBm] - Att_{cable RF}[dB]) - (P_{ext}[dBm] + 20 \log_{10} \left(\frac{\lambda}{4\pi d} \right) - Ais_{cable RF}[dB]) \quad (3-4)$$

donde P_{Tx} es la potencia de transmisión del nodo Tx, $Att_{cable RF}$ es la atenuación que introduce el cable en la señal, P_{ext} es la potencia de transmisión de la fuente de interferencias considerada, λ es la longitud de onda de la señal interferente, d es la mínima distancia entre la fuente de interferencias y el cableado RF, y $Ais_{cable RF}$ es el aislamiento que proporciona el cableado RF respecto a la señal interferente.

En el *setup* utilizado en este trabajo, se tuvo una $P_{Tx} = 0 \text{ dBm}$, una $Att_{cable RF} = 1.45 \text{ dB}$, una fuente de interferencias a 5 metros de distancia con una P_{ext} de 20 dBm, y unos cables con un aislamiento de 90 dB. Sustituyendo en la ecuación (3-4) queda una $SIR_{cableTx}[dB] = 122.78 \text{ dB}$.

3. En cuanto al emulador de canal, ya sea uno de uso comercial o de desarrollo propio, de por sí debe contar con un diseño en el que su propio cuerpo actúa como blindaje electromagnético para evitar interferencias del exterior, de modo que no necesita un blindaje adicional.
4. Respecto al cableado RF que va del emulador al nodo Rx, se deben tener en cuenta las señales interferentes del exterior. La señal que salga del emulador tendrá la potencia asociada a las condiciones de propagación requeridas, pudiendo tener estos valores tan bajos como los del nivel de sensibilidad del receptor. Por ello, se ha de utilizar un cableado RF con un aislamiento suficiente para alcanza una SIR mínima cuando la

potencia de la señal sea igual al nivel de sensibilidad del receptor. Despejando en la ecuación (3-4) se obtiene:

$$Ais_{cable\ RF}[dB] = +SIR_{cable\ Rx}[dB] - (P_{sens}[dBm] + Att_{cable\ RF}[dB]) + (P_{ext}[dBm] + 20 \log_{10} \left(\frac{\lambda}{4\pi d} \right)) \quad (3-5)$$

donde $Ais_{cable\ RF}$ es el aislamiento requerido para el cableado RF, $SIR_{cable\ Rx}$ es la relación señal-interferencia deseada, P_{sens} es la potencia de la señal que sale del emulador y llega al nodo Rx con un valor igual al del nivel de sensibilidad, P_{ext} es la potencia de transmisión de la fuente de interferencias considerada, λ es la longitud de onda de la señal interferente, y d es la mínima distancia entre la fuente de interferencias y el cableado RF.

En el *setup* utilizado en este trabajo, aplicando la ecuación (3-4) al cable que va del emulador al nodo Rx, y suponiendo señales con potencias iguales al nivel de sensibilidad de los nodos para la PHY IEEE 802.15.4, $P_{sens} = -101\ dBm$, se consigue una $SIR_{cableRx} = 21.78\ dB$.

El mismo análisis que se ha hecho para las interferencias externas ha de hacerse considerando las posibles fuentes de interferencias internas del *setup*. Estas son dos: las fugas de señal del nodo Tx; y las fugas de señal del cableado que une el nodo Tx con el emulador. En estos casos, bastaría utilizar la Ecuación (3-5) donde el término de P_{ext} ahora haría referencia a la potencia de la señal fugada, bien del nodo Tx, bien del cableado RF que une el nodo Tx al emulador.

Para el *setup* de medida utilizado, se observó que las interferencias internas eran despreciables respecto a las externas.

5. Por último, el nodo Rx va a necesitar blindaje electromagnético debido a que cuando reciba señal a potencias bajas, cualquier señal interferente que se filtre por su circuitería puede producir una SIR considerable. El blindaje más adecuado en este caso es una caja de Faraday que incluya un conector RF por el que poder introducir la señal proveniente del emulador. El valor de aislamiento para este blindaje en función de la SIR requerida dentro del mismo se puede calcular con las ecuaciones del punto anterior, donde se ha de sustituir el $Ais_{cable\ RF}[dB]$ por $Ais_{caja\ Faraday}[dB]$.

Para el *setup* utilizado, $AiS_{caja\ Faraday} = AiS_{cable\ RF} = 90\ dB$, obteniéndose dentro de la caja de Faraday una $SIR_{cajaRx} = 21.78\ dB$.

3.5. Algoritmo de Comunicación

Por último, la metodología define el algoritmo de comunicación que permite evaluar la fiabilidad de la capa física. El algoritmo consta de tres etapas: la etapa de inicialización, la etapa de testeo de fiabilidad, y la etapa de compartición de estadísticas. A continuación, se explican de manera detalla dichas etapas.

3.5.1. Etapa de Inicialización

En la Figura 3.9 se puede ver el diagrama de flujo de la etapa de inicialización.

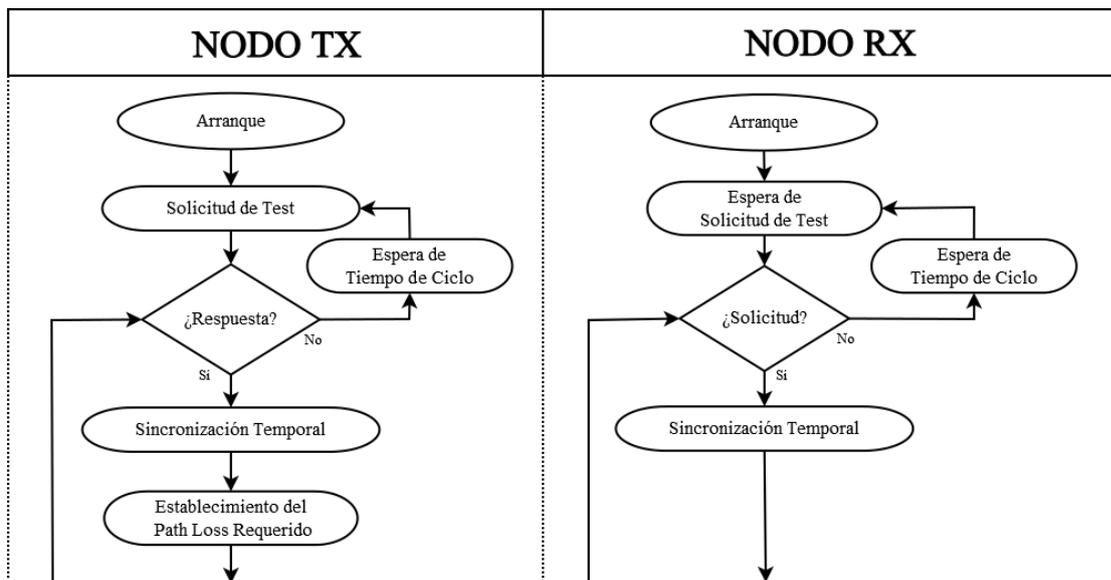


Figura 3.9 - Diagrama de flujo de la etapa de inicialización del algoritmo de comunicación para los nodos Tx y Rx.

En la etapa de inicialización, primero se encienden el nodo Rx, el cual una vez arrancado se va a quedar con la radio activa y a la espera de la entrada de paquetes. A continuación, se enciende el nodo Tx que, tras arrancar, comienza a enviar periódicamente

solicitudes al nodo Rx para iniciar un test de fiabilidad. Dado que la emulación de canal ya está en marcha, es posible que debido a las condiciones de propagación emuladas, se requiera de varios intentos hasta que el nodo Tx reciba la respuesta a sus solicitudes por parte del nodo Rx.

A continuación, mediante un intercambio de mensajes, ambos nodos sincronizan sus relojes para establecer un esquema de tiempos común. Con ello, se establecen unas ventanas de tiempo en las cuales el nodo Tx debe enviar los paquetes de manera periódica y el nodo Rx, recibirlos, tal y como se puede observar en la Figura 3.10. La periodicidad de estas ventanas de tiempo viene dada por el tiempo de ciclo establecido, T_{ciclo} . Fuera de esas ventanas de tiempo, ambos nodos tienen sus radios apagadas para ahorrar energía, algo que es de especial importancia para el nodo Rx, pues por la configuración del *setup* es alimentado mediante una batería.

Además, en el enventanado Rx se establece un tiempo de guarda respecto al enventanado Tx para evitar que las derivas de reloj de ambos nodos puedan causar una desincronización tal que el nodo Rx tenga su radio apagada mientras el nodo Tx transmite. Este intervalo de guarda se calcula del siguiente modo:

$$T_{guarda} > K \cdot T_{sinc} \quad (3-6).$$

Donde K es la deriva entre relojes, en tanto por uno, y T_{sinc} es el tiempo máximo que se requiera tener los nodos sincronizados sin recurrir a técnicas de resincronización. T_{sinc} va a venir dado por la cantidad de paquetes que se pueden perder durante la comunicación sin

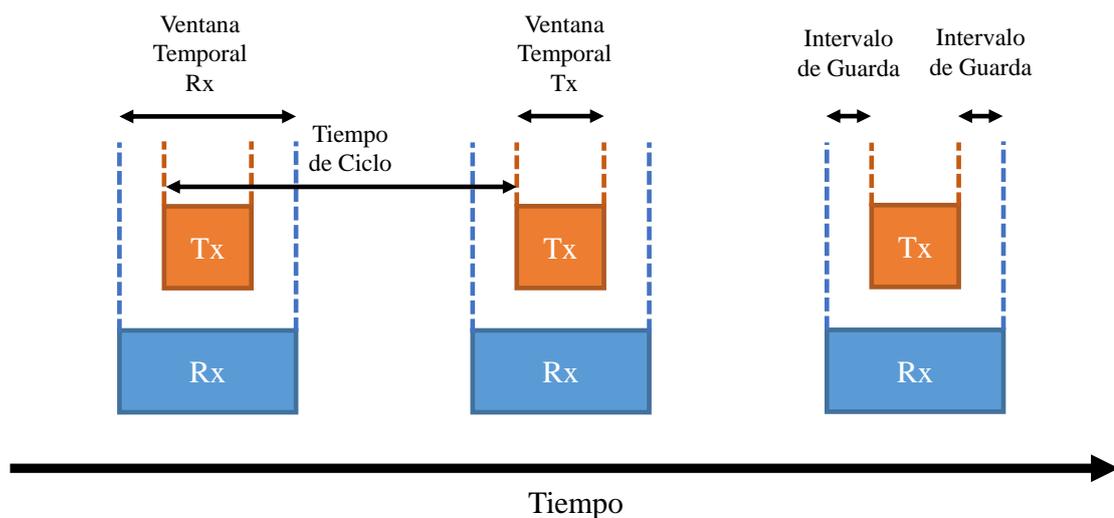


Figura 3.10 - Esquema de tiempos para los nodos Tx y Rx durante el test de fiabilidad.

perder la sincronización entre nodos, es decir, el valor máximo de PEB que se va a poder medir. T_{sinc} se calcula como:

$$T_{sinc} = PEB_{max} \cdot T_{ciclo} \quad (3-7).$$

Tras la sincronización entre nodos, el nodo Tx establece un valor fijo de *path loss* al cual se va a ejecutar el test de fiabilidad.

3.5.2. Etapa de Testeo de la Fiabilidad

En la Figura 3.11 se puede ver el diagrama de flujo de la etapa de testeo de la fiabilidad.

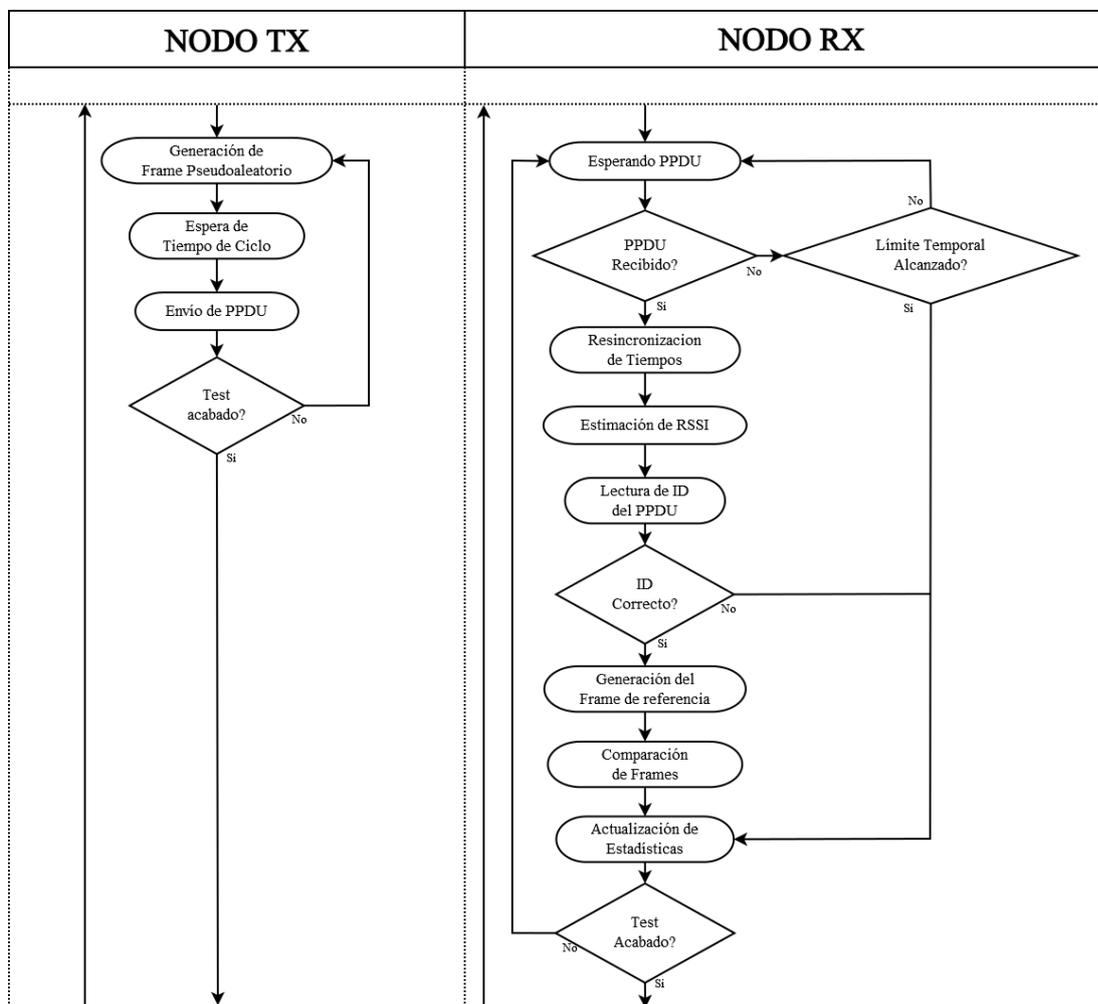


Figura 3.11 - Diagrama de flujo de la etapa de testeo de la fiabilidad del algoritmo de comunicación para los nodos Tx y Rx

La etapa de testeo de la fiabilidad de la capa física consiste en el envío periódico, por parte del nodo Tx, de paquetes a un *path loss* constante. En el nodo Rx se comparan los paquetes recibidos con los paquetes que se deberían haber recibido. La longitud de los paquetes viene dada por el caso de uso bajo estudio.

Para evitar la pérdida de sincronización entre la ventana de tiempo de transmisión y recepción debido a la deriva del reloj de los nodos, el nodo Rx resincroniza su reloj con respecto al del nodo Tx cada vez que recibe un paquete. A continuación, el nodo Rx mide el RSSI del paquete, lee el ID del mismo, genera el *payload* esperado a partir del ID y realiza una comparación entre el paquete recibido y el paquete esperado. El paquete esperado se contabiliza como perdido si el nodo Rx no recibe el paquete en la ventana de tiempo correspondiente. A continuación, el nodo Rx actualiza y almacena las estadísticas de comunicaciones consideradas en la Sección 3.2.4.2.

Después de que el nodo Tx haya enviado todos los paquetes del test, el nodo Rx ha calculado y almacenado la siguiente información: número total de paquetes recibidos con éxito, número total de paquetes recibidos con errores, número total de paquetes perdidos, distribución PEB de todos los paquetes, distribución RSSI de los paquetes recibidos y valor RSSI medio durante el test.

3.5.3. Etapa de Compartición de Estadísticas

Una vez ha finalizado el test, se pasa a la etapa de compartición de estadísticas del test. En la Figura 3.12 se puede ver el diagrama de flujo de esta etapa.

Las estadísticas se encuentran almacenadas en el nodo Rx, el cual está físicamente inaccesible debido al blindaje electromagnético en el que se encuentra confinado según se vio en la Sección 3.4. Por ello, para recuperar las estadísticas, el nodo Tx fija el valor de *path loss* a cero, lo que facilita la comunicación, y envía periódicamente una solicitud de estadísticas al nodo Rx. De nuevo, esta solicitud se realiza de manera periódica hasta que sea respondida, ya que la emulación de canal sigue en marcha.

Una vez el nodo Tx ha recibido correctamente los datos del test de fiabilidad, este reenvía los datos al PC donde se almacenan permanentemente para su posterior análisis. Por último, se comprueba si la fiabilidad del test ha estado por encima del valor umbral de

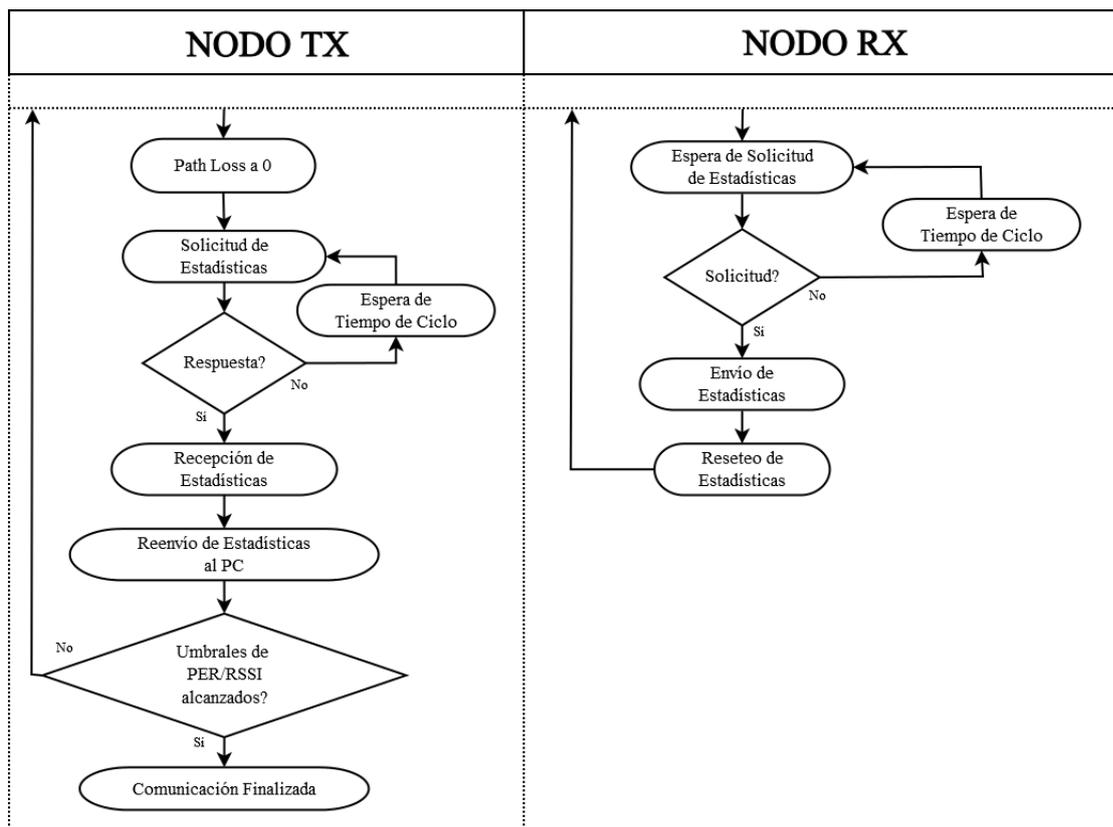


Figura 3.12 - Diagrama de flujo de la etapa de compartición de estadísticas del algoritmo de comunicación para los nodos Tx y Rx.

PER fijado por el caso de uso así como si quedan valores de RSSI que testear. Si se cumplen ambas condiciones, se vuelve a la etapa de inicialización tal y como se refleja en la Figura 3.9, y se repite el proceso. En caso contrario, se da por finalizado el testeo de la fiabilidad de la capa física.

3.6. Sumario

En este capítulo, se ha definido una metodología idónea para llevar a cabo la validación de la fiabilidad de la capa física de enlaces inalámbricos punto a punto para nodos terminales en entornos industriales. Dicha metodología se ha basado en la emulación de canales en un entorno de tipo laboratorio.

Primeramente, se han presentado y discutido un conjunto de consideraciones generales que influyen de manera directa en el diseño de la metodología. Consideraciones respecto a qué unidad de información tomar para determinar la fiabilidad han permitido concluir que el paquete de la capa física, el PPDU, es la unidad adecuada. En base al PPDU, se han considerado tres métricas fundamentales que de manera conjunta permiten evaluar completamente la fiabilidad de la capa física: el PER, el PEB y el RSSI. También se han considerado los parámetros que van a definir el escenario de medida. Los resultados de fiabilidad sólo serán válidos para dichos parámetros, los cuales son: longitud de PPDU, modelo de canal, número de *taps*, RDS, espectro Doppler y SIR. Por último, se ha considerado la generación y almacenamiento de datos durante los test de fiabilidad y su influencia en otros aspectos de la metodología como el *setup* de laboratorio.

Tras las consideraciones generales, se ha definido el proceso metodológico, el cual consta de tres etapas fundamentales: obtención del modelo de canal del escenario que se desea emular; testeo y obtención de los datos de fiabilidad de la capa física; y validación de fiabilidad de la capa física.

También se ha definido completamente el *setup* de laboratorio de la metodología, enumerando los elementos constituyentes y la conectividad entre ellos. Así mismo, se ha analizado la necesidad de blindaje electromagnético para los diferentes elementos del *setup*.

Por último, se ha presentado el algoritmo de comunicación que permite evaluar la fiabilidad de una capa física en un enlace inalámbrico. El algoritmo se ha definido en tres etapas: la etapa de inicialización de la comunicación, la etapa de testeo de la fiabilidad, y la etapa de compartición de las estadísticas de fiabilidad obtenidas.

CAPÍTULO 4

ESTUDIO Y VALIDACIÓN DE LA FIABILIDAD DE CAPAS FÍSICAS

En este capítulo se analiza la fiabilidad de las capas físicas PHY IEEE 802.15.4, PHY BLE 1M y PHY BLE 2M para su uso en enlaces inalámbricos punto a punto en distintos escenarios industriales por parte de nodos terminales. Los resultados obtenidos se utilizan para validar las tres capas físicas ante los requisitos de fiabilidad de diferentes casos de uso industrial, así como para compararlas entre sí.

4.1. Introducción

En este capítulo, se aplica la metodología descrita en el Capítulo 3 para evaluar, mediante emulación de canal, y validar la fiabilidad de tres capas físicas para enlaces inalámbricos punto a punto para nodos terminales en entornos industriales. Las tres capas físicas que se evalúan de manera independiente son: la PHY IEEE 802.15.4, la PHY BLE 1M y la PHY BLE 2M.

Para el estudio de la fiabilidad de cada PHY se utiliza el envío de paquetes a nivel de capa física, los PPDU, de un nodo transmisor a un nodo receptor dispuestos según el *setup* descrito por la metodología. Así mismo, se evalúan dos tipos de escenarios. Todos los escenarios se definen en base a los parámetros establecidos por la metodología de validación. El primer tipo de escenarios comprende el uso de canales de propósito general con distintos grados de línea de visión directa. En el segundo tipo de escenarios, se utilizan canales industriales basados en el modelo IEEE 802.15.4a con diferentes valores de *RMS delay spread* (RDS).

Para cada escenario, se analizan los resultados de las métricas de fiabilidad descritas en el Capítulo 3: la tasa de errores de paquete (PER), el indicador de potencia de la señal (RSSI) y los errores en ráfaga (PEB). Los resultados se presentan como curvas de PER vs. RSSI y en distribuciones de PEB para cada punto de dichas curvas. En base a los resultados, se analiza la idoneidad de cada PHY para tres casos generales de uso industrial: *Condition Monitoring* (CM), *Process Automation* (PA) y *Factory Automation* (FA). Como requisito de fiabilidad, CM presenta típicamente un valor de $PER > 10^{-3}$, PA un PER de entre 10^{-3} y 10^{-4} , y FA un $PER < 10^{-9}$. Por último, se realiza una comparativa entre las tres capas físicas para los escenarios de estudio comunes.

4.2. Resultados de PER vs. RSSI y PEB para Canales de

Propósito General

La fiabilidad de un enlace inalámbrico depende tanto de la capa física como de las propiedades del canal. Por ello, se van a testear los enlaces inalámbricos bajo seis canales de propósito general. Si bien estos canales no son específicamente canales industriales, cubren un amplio rango de condiciones de propagación presentes en todo tipo de entornos, incluidos los industriales, y por ello han de ser estudiados.

Los canales de propósito general elegidos se pueden ver en la Tabla 4.1. Son canales de un *tap* que siguen una progresión en la que la línea de visión (LoS) entre nodo transmisor (Tx) y nodo receptor (Rx) se va degradando, yendo desde una situación LoS ideal hasta una situación sin línea de visión directa (NLoS). La situación LoS ideal se representa mediante un canal con distribución de envolvente AWGN; las situaciones de LoS degradadas, mediante distribuciones de envolvente tipo Rice con distinto factor K; y la situación NLoS, con una distribución de envolvente Rayleigh.

Por último, todos los canales tienen un comportamiento temporal dinámico que emula los efectos en el canal provocados por el movimiento de los dispersores de señal del entorno industrial. Para emular este comportamiento, se ha utilizado un espectro Doppler de tipo Bell, con un desplazamiento en frecuencia máximo de 68 Hz, lo que representa situaciones en las que los dispersores se mueven a un máximo de 30 km por hora. En la Figura 4.1 se puede ver una representación del espectro Doppler utilizado.

Tabla 4.1 - Canales de propósito general emulados

| <i>Canal</i> | <i>Distribución de Envolvente</i> | <i>Propagación</i> |
|--------------|-----------------------------------|--------------------|
| #1 | AWGN | LoS |
| #2 | Rice (K = 16) | LoS |
| #3 | Rice (K = 8) | LoS |
| #4 | Rice (K = 4) | LoS |
| #5 | Rice (K = 2) | LoS |
| #6 | Rayleigh | NLoS |

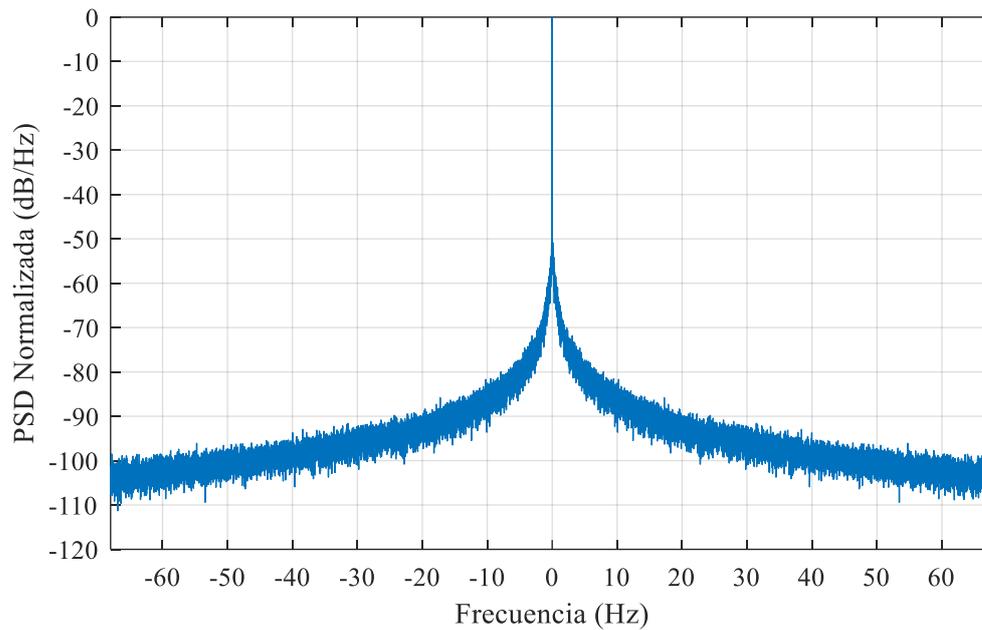


Figura 4.1 - Espectro Doppler utilizado en los diferentes escenarios emulados.

4.2.1. Resultados de PER vs. RSSI

A continuación, se presentan los resultados de PER en función del RSSI para las capas físicas PHY IEEE 802.15.4, PHY BLE 1M y PHY BLE 2M bajo los canales de propósito general. En todos los casos se ha usado una potencia de transmisión de 0 dBm y paquetes con un tamaño de *frame* de 14 bytes. Así mismo, durante los test de fiabilidad se tuvo en el nodo Rx una proporción lineal de la relación señal-ruido, la SIR, con el RSSI. El valor mínimo de SIR fue de 12 dB para un valor de RSSI de -110 dBm.

4.2.1.1. PHY IEEE 802.15.4

Los resultados obtenidos de PER en función del RSSI bajo los diferentes canales de propósito general para la PHY IEEE 802.15.4 se muestran en la Figura 4.2.

Para todos los canales se observa que, cuanto mayor es el RSSI, menor es el PER obtenido. Esto se debe a que mayores valores de RSSI se traducen en mayores valores de SNR. Si se comparan los resultados entre los distintos canales, se observa un progresivo deterioro del PER según se disminuye la línea de visión directa desde el caso LoS ideal hasta el caso NLoS. Por ejemplo, tomando como referencia el valor de RSSI de -100 dBm,

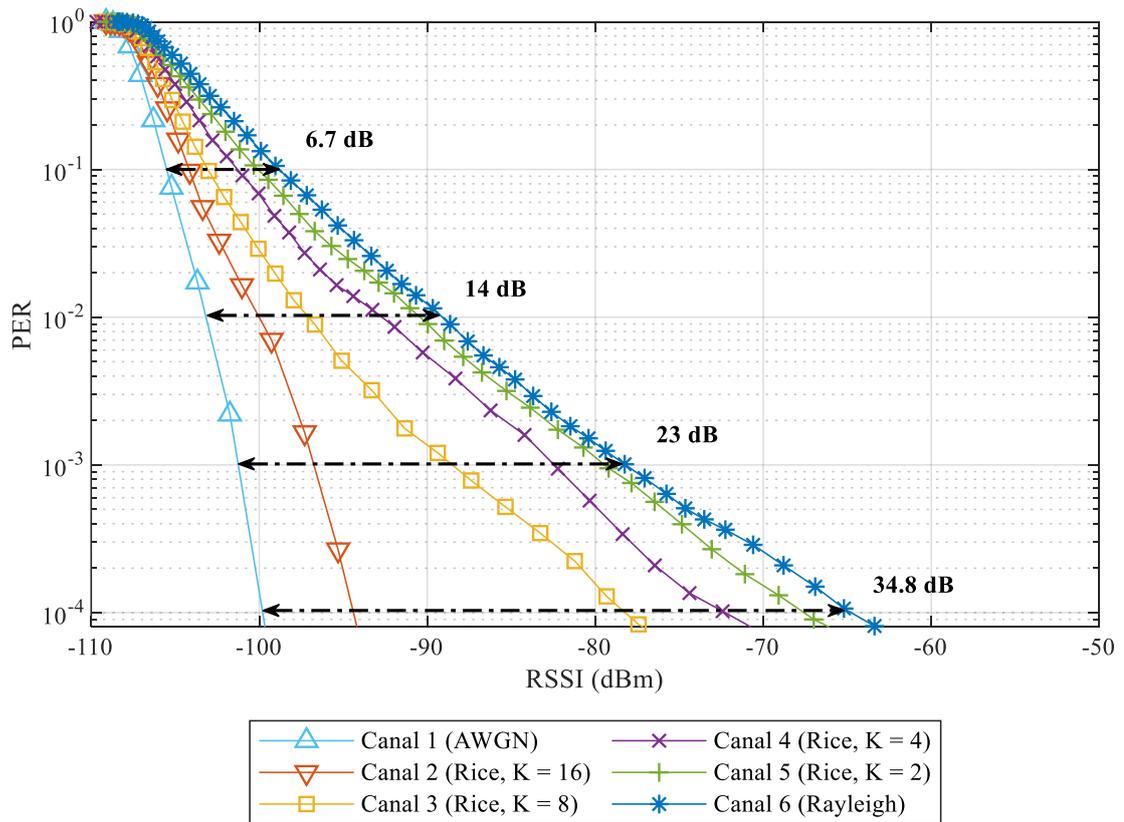


Figura 4.2 - Curvas de PER vs. RSSI para la PHY IEEE 802.15.4 bajo los diferentes canales de propósito general.

se tiene un PER de 10^{-4} para el canal AWGN, que pasa a ser un PER de 10^{-2} para el canal Rice con K-Rice de 16, y un PER por encima de 10^{-1} para el canal Rayleigh

También se puede observar que, para cada valor de PER, existe un intervalo de valores de RSSI que abarca los diferentes canales entre el caso LoS ideal y el caso NLoS. La amplitud de dichos intervalos se recoge en la Tabla 4.2.

Tabla 4.2 - Variación de RSSI entre los casos LoS ideal y NLoS para distintos PER de referencia con la PHY IEEE 802.15.4

| <i>PER</i> | <i>$\Delta RSSI$ (dB)</i> |
|------------|--------------------------------------|
| 10^{-1} | 6.7 |
| 10^{-2} | 14 |
| 10^{-3} | 23 |
| 10^{-4} | 34.8 |

Cuanto menor es el PER deseado, mayores son las diferencias entre los valores de RSSI de los diferentes canales. Esto se traduce en que para un enlace punto a punto con un requisito de PER, cuanto menor es la línea de visión directa entre transmisor y receptor, mayor es la potencia necesaria de transmisión para que el receptor alcance los valores de fiabilidad requeridos en la comunicación. Para el caso de nodos sensores alimentados por baterías, este es un resultado sumamente importante. Implica que, bajo canales de propósito general, hay que llegar a un balance entre la potencia de transmisión del nodo, que determina fuertemente el tiempo de vida del mismo, y la fiabilidad de sus comunicaciones inalámbricas, la cual viene fijada por el caso de uso industrial.

En cuanto a la validación de la fiabilidad de la capa física para los casos de uso industriales vistos en la Tabla 2.6, se observa que la PHY IEEE 802.15.4 es capaz de cubrir el requisito de PER de 10^{-3} para los casos de *Condition Monitoring* y *Process Automation* para valores de RSSI superiores a los -78 dBm. Tomando como valor de exponente de *path loss* $n = 2$, el cual se corresponde con las pérdidas en el espacio libre, y teniendo en cuenta una potencia de transmisión de 0 dBm, el rango de alcance del enlace se extiende hasta los 77 metros.

4.2.1.2. PHY BLE 1M

Los resultados obtenidos para la PHY BLE 1M de PER en función del RSSI bajo los diferentes canales de propósito general se muestran en la Figura 4.3.

Para todos los canales se observa una relación inversa entre el RSSI y el PER obtenido. Esto se debe a que cuanto menor es el valor de RSSI, más cerca se está del nivel de ruido del receptor y menor es la SNR de la señal.

Si se comparan los resultados entre los distintos canales, para cualquier valor de RSSI se observa una progresiva mejora del PER según se aumenta la línea de visión directa. Por ejemplo, tomando como referencia el valor de RSSI de -90 dBm, se tiene un PER por encima de 10^{-2} para el canal Rayleigh, que pasa a ser un PER de 10^{-3} para el canal Rice con K-Rice de 16, y ya un PER menor a 10^{-4} para el canal AWGN

Tomando como referencia los valores de PER, para cada valor de PER existe un intervalo de valores de RSSI que abarca los diferentes canales entre el caso NLoS y el caso LoS ideal. En la Figura 4.3 se pueden observar la amplitud de dichos intervalos para diferentes valores de PER. Cuanto menor es el PER, mayores son los intervalos de RSSI

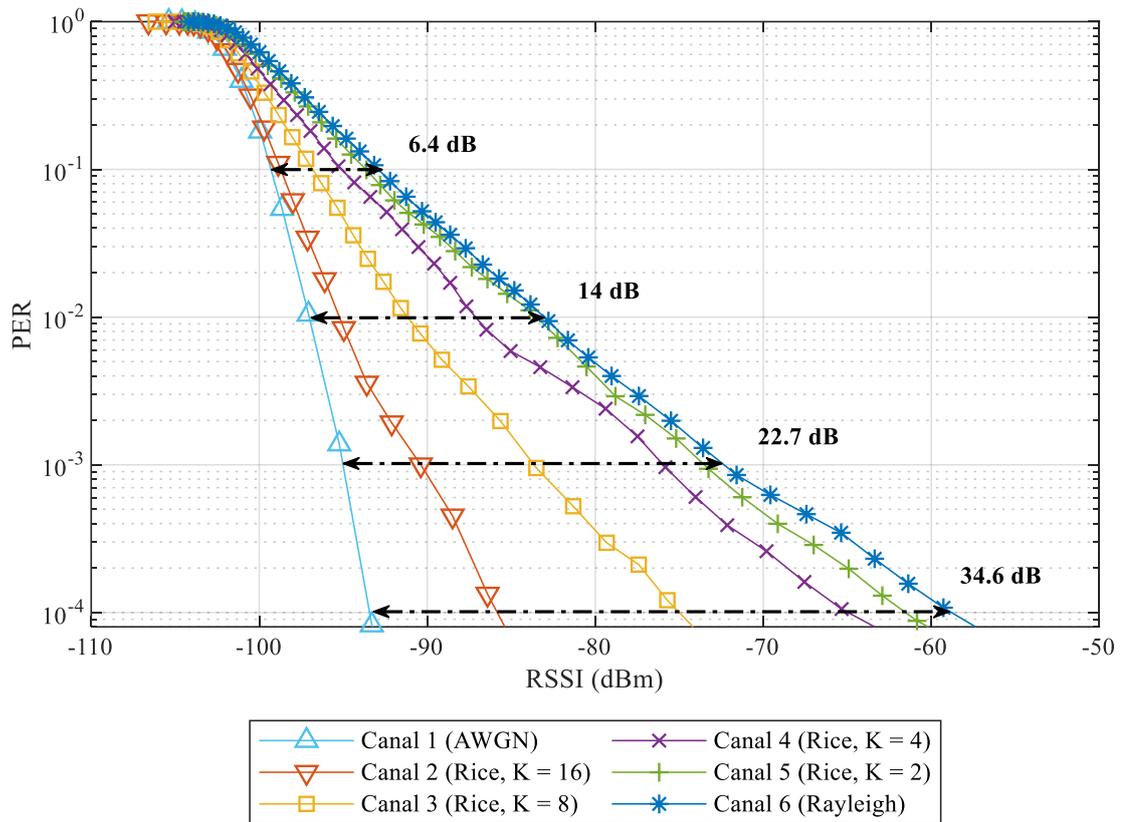


Figura 4.3 - Curvas de PER vs. RSSI para la PHY BLE 1M bajo los diferentes canales de propósito general.

que abarcan todos los canales. Es decir, para un enlace inalámbrico basado en la PHY BLE 1M, cuanto menor es la línea de visión directa entre transmisor y receptor, mayor es la potencia de transmisión necesaria para que el receptor alcance los mismos valores de fiabilidad en la comunicación.

Tabla 4.3 - Variación de RSSI entre los casos LoS ideal y NLoS para distintos PER de referencia con la PHY BLE 1M

| <i>PER</i> | $\Delta RSSI$ (dB) |
|------------|--------------------|
| 10^{-1} | 6.4 |
| 10^{-2} | 14 |
| 10^{-3} | 22.7 |
| 10^{-4} | 34.6 |

En lo que respecta a la validación de la fiabilidad de la PHY BLE 1M para los casos de uso recogidos en la Tabla 2.6, se observa que la capa física cubre, para valores de RSSI superiores a los -72.5 dBm, el requisito de PER de 10^{-3} para los casos de uso de *Condition Monitoring* y *Process Automation*. Tomando como valor de exponente de *path loss* $n = 2$, el cual se corresponde con las pérdidas en el espacio libre, y teniendo en cuenta una potencia de transmisión de 0 dBm, la PHY BLE 1M garantiza enlaces con una distancia mínima de 41 metros.

4.2.1.3. PHY BLE 2M

Los resultados obtenidos para la PHY BLE 2M de PER en función del RSSI bajo los diferentes canales de propósito general se muestran en la Figura 4.4.

Para todos los canales se observa que, cuanto más alto es el RSSI, menor es el PER obtenido. Esto se debe a que cuanto mayores son los valores de RSSI de la señal recibida, mayor es su SNR.

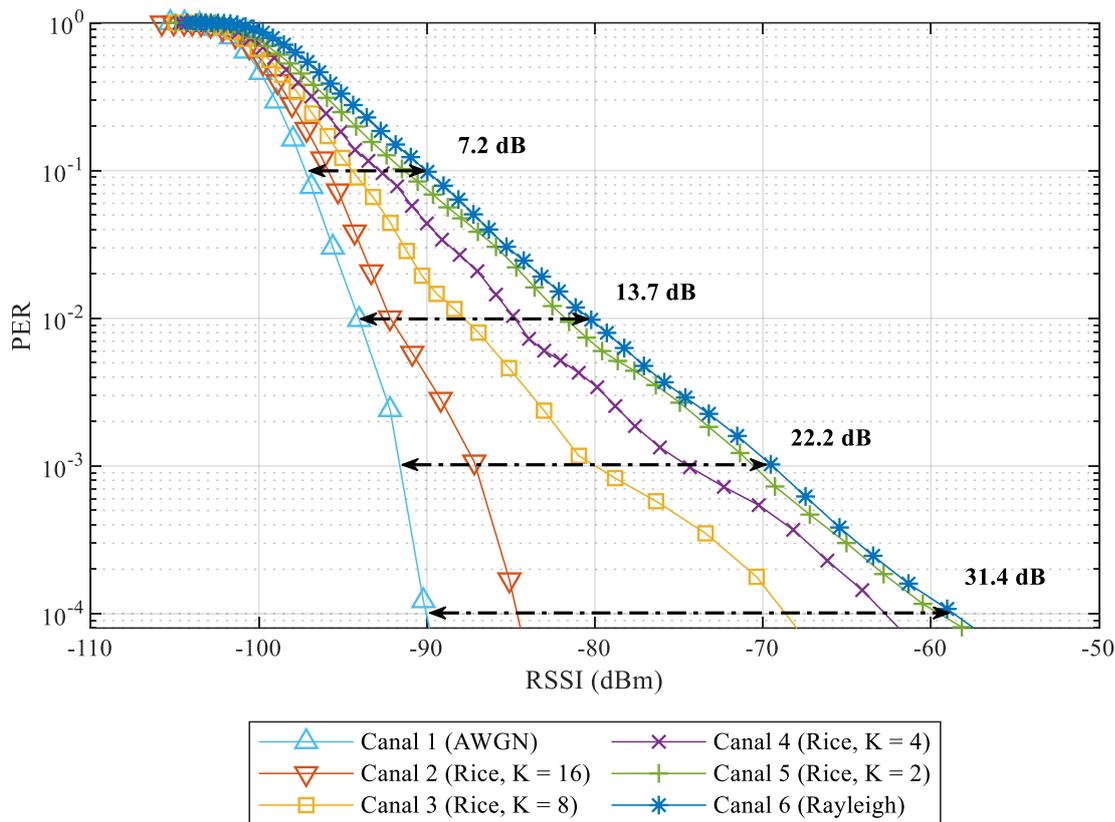


Figura 4.4 - Curvas de PER vs. RSSI para la PHY BLE 2M bajo los diferentes canales de propósito general.

Si se toma un valor fijo cualquiera de RSSI y se comparan los resultados de PER entre los distintos canales, se observa un deterioro progresivo del PER según se disminuye la línea de visión directa de los canales. Por ejemplo, tomando como referencia el valor de RSSI de -90 dBm, se tiene un PER de 10^{-4} para el canal AWGN, que pasa a ser un PER de $3 \cdot 10^{-3}$ para el canal Rice con K-Rice de 16, un PER por encima de 10^{-2} para el resto de canales Rice, y un PER de 10^{-1} para el canal Rayleigh.

Tomando cualquier valor fijo de PER, se observa la existencia de un intervalo de valores de RSSI dentro del cual se cubren todos los canales, desde el caso LoS ideal y el caso NLoS. La amplitud de dichos intervalos para diferentes valores de PER de referencia se muestra en la Tabla 4.4. Cuanto menor es el PER deseado, mayores son las diferencias entre los valores de RSSI de los diferentes grados de línea de visión entre transmisor y receptor. Esto implica que a medida que se reduce la línea de visión, mayor es la potencia a la que el receptor debe recibir la señal para poder alcanzar la misma fiabilidad.

En cuanto a la validación de la fiabilidad de la PHY BLE 2M para los casos de uso general vistos en la Tabla 2.6, se observa que la capa física es capaz de cubrir el requisito de PER de 10^{-3} para los casos de *Condition Monitoring* y *Process Automation* para valores de RSSI superiores a los -69.5 dBm. Tomando como valor de exponente de *path loss* $n = 2$, el cual se corresponde con las pérdidas en el espacio libre, y teniendo en cuenta una potencia de transmisión de 0 dBm, la PHY BLE 2M garantiza enlaces con una distancia mínima de 29 metros.

4.2.1.4. Comparativa entre Capas Físicas

En la Figura 4.5 se muestra una comparativa de los resultados de PER de las capas físicas IEEE 802.15.4, BLE 1M y BLE 2M bajo los diferentes canales de propósito general.

Tabla 4.4 - Variación de RSSI entre los casos LoS ideal y NLoS para distintos PER de referencia con la PHY IEEE 802.15.4

| <i>PER</i> | $\Delta RSSI$ (dB) |
|------------|--------------------|
| 10^{-1} | 7.2 |
| 10^{-2} | 13.7 |
| 10^{-3} | 22.2 |
| 10^{-4} | 31.4 |

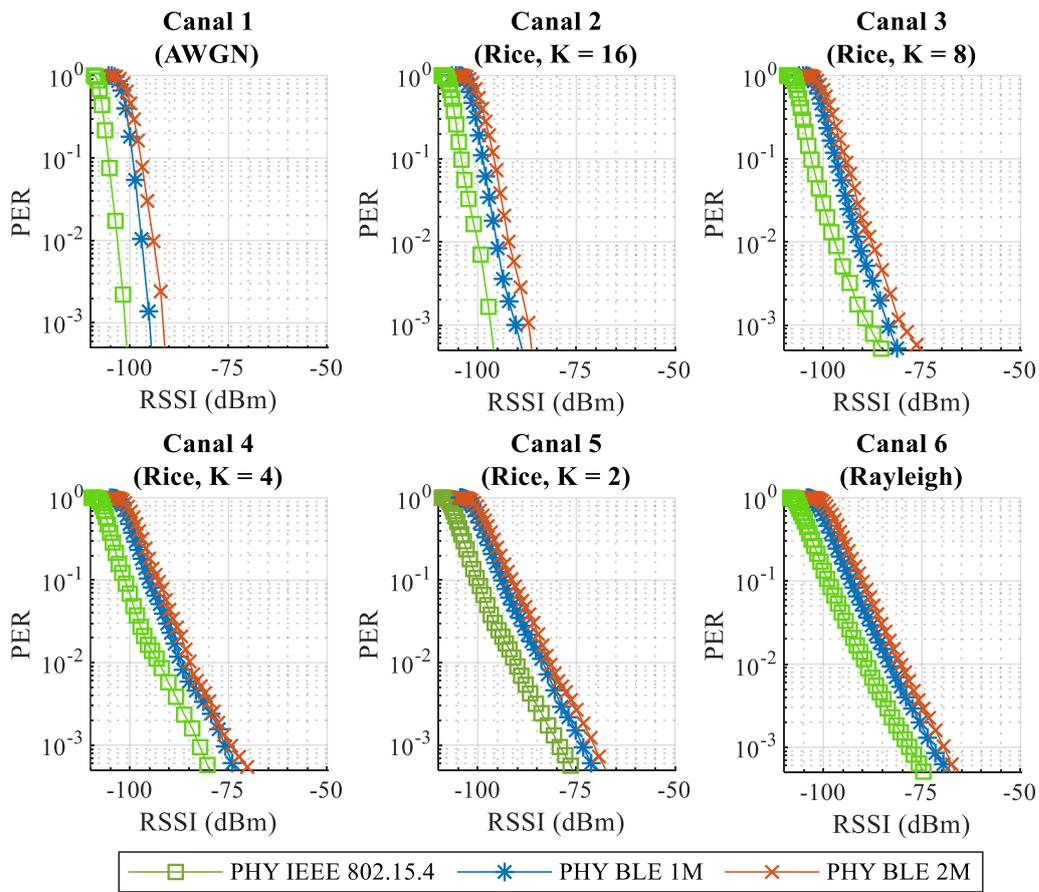


Figura 4.5 - Comparativa de las curvas de PER vs. RSSI para las PHYs IEEE 802.15.4, BLE 1M y BLE 2M, bajo los canales de propósito general.

Se observa que, para todos los canales de propósito general, el comportamiento de las tres capas físicas evoluciona prácticamente igual con el incremento de RSSI. No obstante, la PHY IEEE 802.15.4 es capaz de alcanzar los mismos valores de PER que la PHY BLE 1M con un valor de RSSI aproximadamente 6 dB menor de media, 9 dB si se compara con la PHY BLE 2M. En la Tabla 4.5 se presentan los valores de RSSI bajo los distintos canales para los cuales las tres capas físicas alcanzan valores de PER de 10^{-3} .

Debido al rápido crecimiento del PER en relación con el RSSI, para idénticos valores de RSSI, la PHY IEEE 802.15.4 es entre uno y dos órdenes de magnitud más fiable que la PHY BLE 1M, e incluso hasta casi tres órdenes de magnitud más fiable que la PHY BLE 2M como se observa para los canales 1 y 2.

Por los resultados obtenidos, se concluye que la capa física más fiable de las estudiadas bajo canales de propósito general es la PHY IEEE 802.15.4.

Tabla 4.5 - Valores de RSSI a los que las diferentes capas físicas alcanzan un PER de 10^{-3} bajo los diferentes canales de propósito general

| <i>Canal</i> | <i>PHY IEEE 802.15.4</i> | <i>PHY BLE 1M</i> | <i>PHY BLE 2M</i> |
|------------------|--------------------------|-------------------|-------------------|
| 1 (AWGN) | -101 dBm | -95 dBm | -91.5 dBm |
| 2 (Rice, K = 16) | -97 dBm | -90.5 dBm | -87 dBm |
| 3 (Rice, K = 8) | -88.5 dBm | -83.5 dBm | -80 dBm |
| 4 (Rice, K = 4) | -82.5 dBm | -76 dBm | -74.5 dBm |
| 5 (Rice, K = 2) | -79.5 dBm | -73.5 dBm | -70 dBm |
| 6 (Rayleigh) | -78 dBm | -72.5 dBm | -69.5 dBm |

4.2.2. Resultados de PEB

A continuación, se presentan los resultados obtenidos de PEB para las capas físicas IEEE 802.15.4, BLE 1M y BLE 2M. Se ha obtenido una distribución de PEB para cada punto de las curvas de PER vs. del RSSI de las Figura 4.2, Figura 4.3 y Figura 4.4

4.2.2.1. PHY IEEE 802.15.4

Para exponer el comportamiento de las distribuciones de PEB con el RSSI para los canales de propósito general de la PHY IEEE 802.15.4, tres ejemplos representativos del canal 6 se representan en la Figura 4.6.

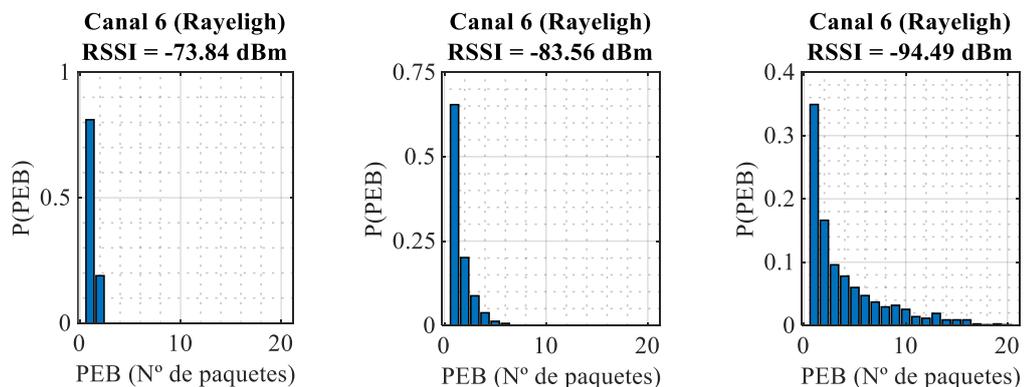


Figura 4.6 - Distribuciones de PEB medidas con diferentes valores de RSSI bajo el canal 6 (Rayleigh) para la PHY IEEE 802.15.4

Independientemente del RSSI, la probabilidad del PEB decrece en relación con su longitud para todas las distribuciones. Además, a medida que disminuye el RSSI, aumenta la probabilidad de que aparezcan PEB de mayor longitud. Este comportamiento es común para todos los canales de propósito general. La explicación de este comportamiento se encuentra en la Figura 4.2. Cuanto menor es el RSSI, mayor es el PER y a la vez mayor es la probabilidad de que los errores de paquete acaben formando ráfagas, donde las ráfagas son tanto más probables cuanto menor es su longitud.

Un comportamiento similar se observa cuando, para un valor fijo de RSSI, se disminuye la línea de visión directa, tal y como puede verse en la Figura 4.7. Cuando se tiene una línea de visión perfecta, los errores que aparecen son esporádicos y apenas se concentran en ráfagas. Por ello, se tiene probabilidades altas para valores de PEB pequeños y probabilidades prácticamente nulas para valores de PEB grandes. Sin embargo, a medida

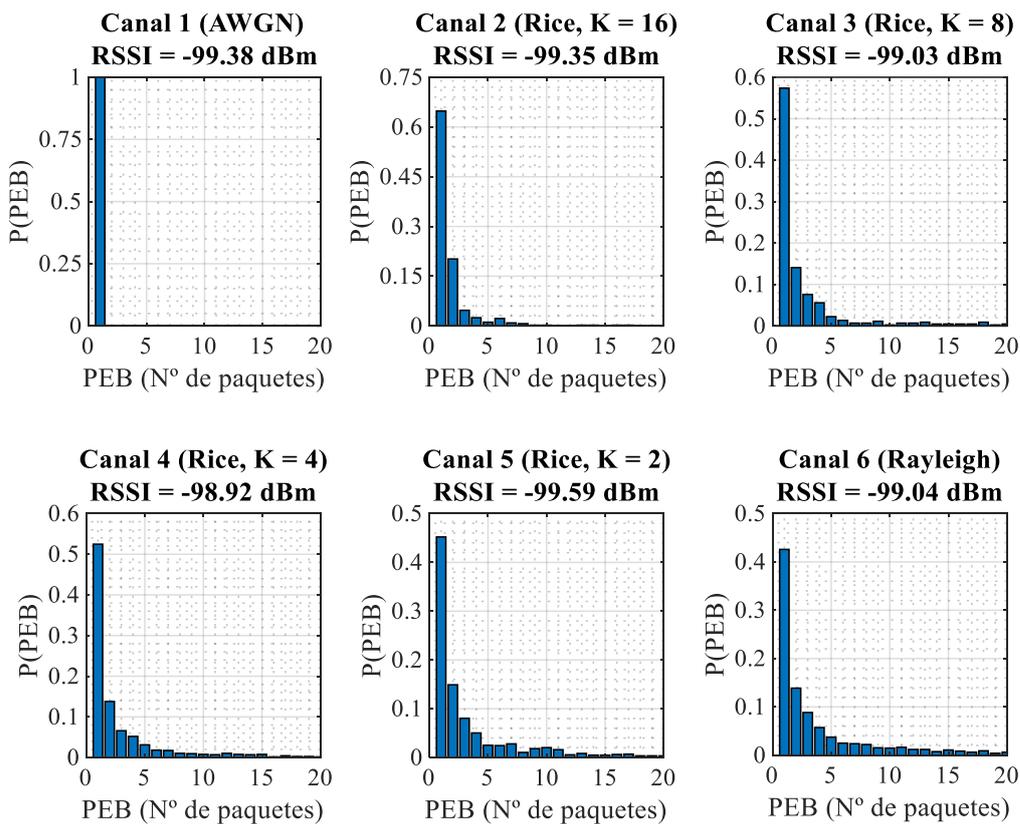


Figura 4.7 - Distribuciones de PEB para la PHY IEEE 802.15.4 bajo los canales de propósito general para una RSSI de -99dBm.

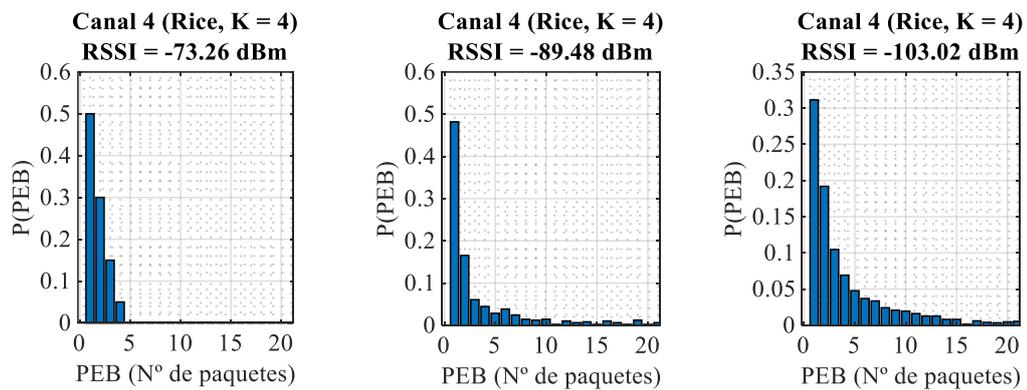


Figura 4.8 - Distribuciones de PEB medidas con diferentes valores de RSSI bajo el canal 4 (Rice, K = 4) para la PHY BLE 1M

que se pierde línea de visión, aumentan los errores y la probabilidad de que estos se concentren en ráfagas, lo que hace que aumente la probabilidad de tener PEB de longitudes mayores.

4.2.2.2. PHY BLE 1M

En la Figura 4.8 se muestran tres ejemplos representativos, para la PHY BLE 1M, del comportamiento de las distribuciones de PEB en función del RSSI con el canal 4.

La frecuencia de cada valor de PEB tiene una relación inversa con su propia longitud para todas las distribuciones, independientemente del RSSI. Así mismo, cuando disminuye el valor de RSSI, aumenta la probabilidad total de que aparezcan PEB de mayor longitud. Todos los canales de propósito general muestran este comportamiento. Esto se debe a que, para todos los canales, cuanto menor es el valor de RSSI de la señal, mayor es el valor de PER obtenido, tal y como se ve en la Figura 4.3. Al aumentar el PER, aumentan las probabilidades de que los errores de paquete se agrupen en ráfagas de mayor longitud, y de ahí el comportamiento observado para las distribuciones de PEB.

Un comportamiento análogo al anterior se observa cuando se disminuye la línea de visión directa en el enlace inalámbrico y se mantiene un valor fijo de RSSI. Para una línea de visión perfecta, las distribuciones de PEB muestran probabilidades altas para valores de PEB pequeños y probabilidades prácticamente nulas para valores de PEB grandes. Sin embargo, a medida que se pierde línea de visión, aumenta la probabilidad de tener PEB de longitudes mayores a costa de los PEB de longitudes menores.

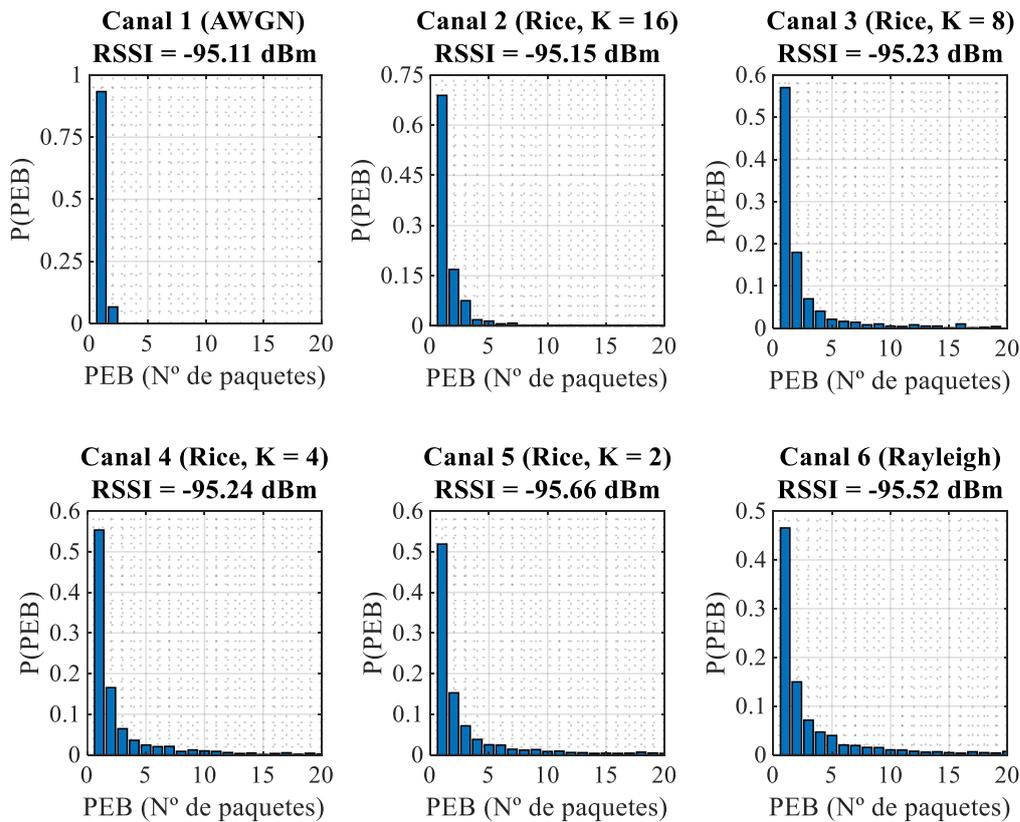


Figura 4.9 - Distribuciones de PEB para la PHY BLE 1M bajo los canales de propósito general para una RSSI de -99dBm.

4.2.2.3. PHY BLE 2M

En la Figura 4.10 se muestra un caso representativo del comportamiento de las distribuciones de PEB con el RSSI para la PHY BLE 2M bajo canales de propósito general.

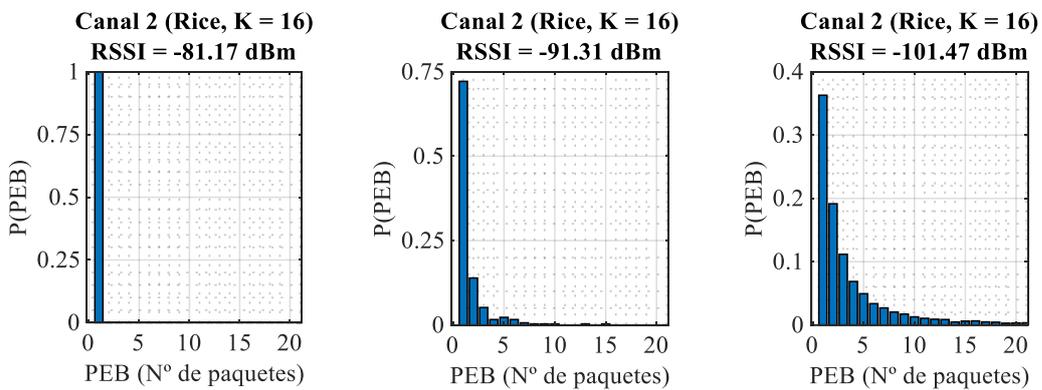


Figura 4.10 - Distribuciones de PEB medidas con diferentes valores de RSSI bajo el canal 2 (Rice, K = 16) para la PHY BLE 2M

La frecuencia del PEB decrece en relación con su longitud para todas las distribuciones de manera exponencial e independientemente del RSSI. Además, el factor de decrecimiento se reduce a medida que disminuye el RSSI, lo que deriva en un aumento de las probabilidades de los PEB de mayor longitud. Este comportamiento es común para todos los canales de propósito general, independientemente de la cantidad de línea de visión directa. Este fenómeno se explica gracias a la Figura 4.4, en la que se observa un aumento del PER con el descenso de la RSSI para todos los canales. Este aumento de PER facilita que los errores se produzcan en ráfagas y explica las distribuciones obtenidas.

El mismo comportamiento es observado cuando se disminuye la línea de visión directa para un valor fijo de RSSI, tal y como puede verse en la Figura 4.11. Cuando se tiene una línea de visión perfecta, las probabilidades de tener valores de PEB pequeños son altas, mientras que las probabilidades de valores de PEB grandes son prácticamente nulas. Por contra, una reducción de la línea de visión directa conlleva un aumento la probabilidad de tener PEB de longitudes mayores a costa de los PEB de longitudes menores.

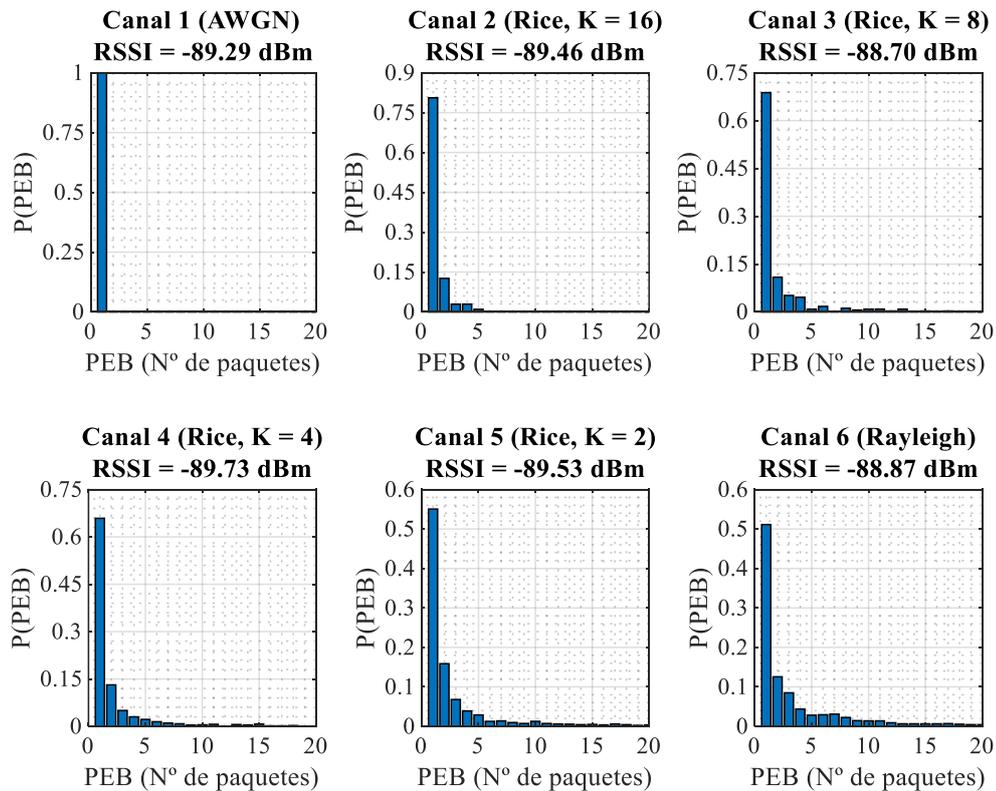


Figura 4.11 - Distribuciones de PEB para la PHY BLE 2M bajo los canales de propósito general para una RSSI de -99dBm.

4.2.2.4. Comparativa entre Capas Físicas

En la Figura 4.12 se compara el comportamiento de las distribuciones de PEB de las tres capas físicas estudiadas con anterioridad para el canal 6 (Rayleigh) y para distintos valores de RSSI.

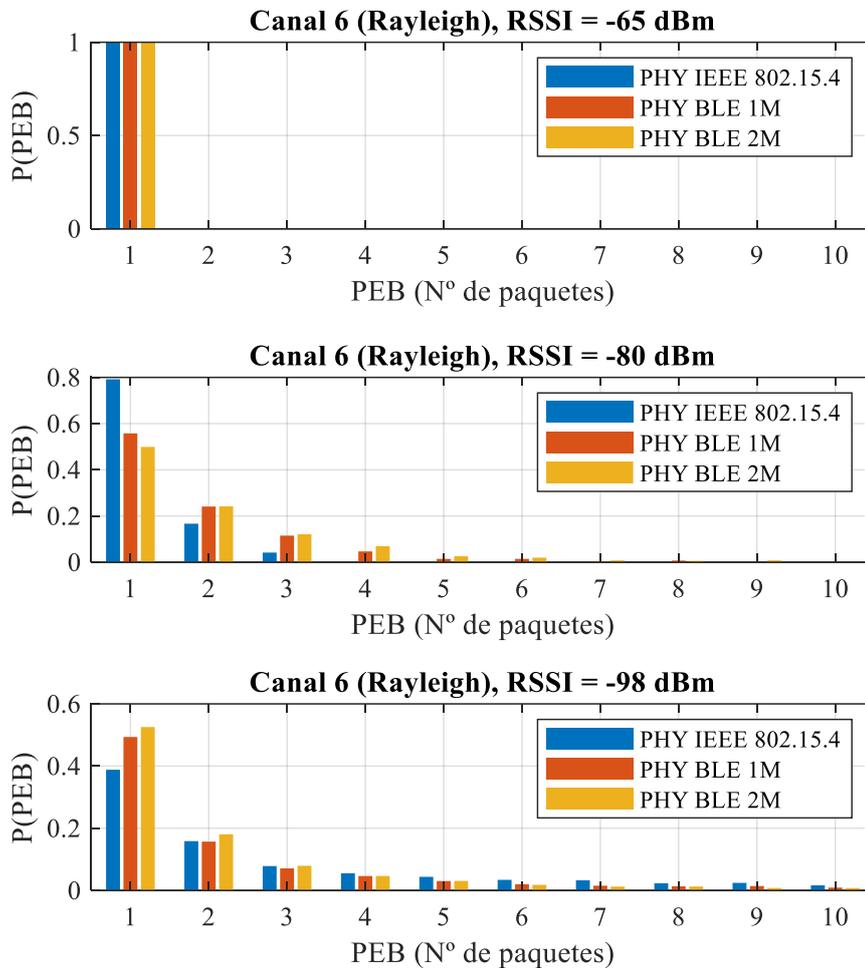


Figura 4.12 - Comparativa de las distribuciones de PEB bajo el canal 6 (Rayleigh) para la PHY IEEE 802.15.4, PHY BLE 1M y PHY BLE 2M.

Para todas las capas físicas, la evolución de las distribuciones de PEB con el RSSI muestran comportamientos análogos.

Por un lado, independientemente de la RSSI, la probabilidad de PEB descende a medida que aumenta su longitud. Es decir, las ráfagas de errores de paquete son tanto menos improbables cuanto más largas son.

Por otro lado, teniendo en cuenta la evolución de las distribuciones con la RSSI, se observa que a medida que esta descende, las probabilidades de los PEB de mayor longitud

aumentan a costa de los PEB de menor longitud. Este hecho está directamente relacionado con las curvas de PER vs. RSSI de cada capa física vistas en la Sección 4.2.1. A medida que desciende la RSSI, aumenta el PER, lo que contribuye a que los errores de paquete se agrupen en ráfagas de longitud mayor a la unidad.

El comportamiento del PEB observado bajo el canal 6 (Rayleigh) para las tres capas físicas se repite con el resto de los canales de propósito general.

Por los datos extraídos y considerando la fuerte dependencia de las distribuciones de PEB con el valor de PER al que estén asociadas, se concluye que utilizando únicamente el PEB, esta métrica no es apta para comparar la fiabilidad de las diferentes capas físicas.

4.3. Resultados de PER vs. RSSI y PEB para Canales

Industriales

Para el estudio de fiabilidad de las capas físicas IEEE 802.15.4, BLE 1M y BLE 2M, se han elegido seis canales industriales. Dichos canales se basan en el modelo de canal IEEE 802.15.4a para el caso de enlaces sin línea de visión directa en entornos industriales. Sus configuraciones se recogen en la Tabla 4.6. Todos los canales están constituidos por siete *taps* con diferentes ganancias y envolventes tipo Rayleigh. Además, los canales cubren un rango de RDS que va desde los 11.52 nanosegundos, que representa un entorno industrial con un nivel bajo de efecto *multipath* debido a una baja presencia de reflectores metálicos, hasta los 350.92 nanosegundos, que representa un entorno con un nivel alto de efecto *multipath* debido a una elevada presencia de reflectores metálicos y dispersores de señal. Los valores elegidos representan la gran mayoría de entornos industriales en términos del RDS.

Por último, todos los canales emulados tienen un comportamiento dinámico en el tiempo que refleja los efectos provocados por el movimiento de los dispersores de señal presentes en el entorno industrial. Para ello, se ha utilizado un espectro Doppler de tipo Bell, con un desplazamiento en frecuencia máximo de 68 Hz, idéntico al utilizado en la Sección 4.2. Se puede ver una imagen del mismo en la Figura 4.1.

Tabla 4.6 - Canales industriales emulados

| Canal | Tap 1 | | Tap 2 | | Tap 3 | | Tap 4 | | Tap 5 | | Tap 6 | | Tap 7 | | RDS (ns) | | | | | | |
|-------|-----------|-----------|-----------|-----------|-----------|-----------|-----------|-----------|-----------|-----------|-----------|-----------|-----------|-----------|-------------|-------|---------|------|--------|---------|--------|
| | G (dB) | D (ns) | | | | | | | |
| # 7 | Ray. | 0 | Ray. | 0.93 | 8.14 | Ray. | -1.69 | 16.28 | Ray. | -4.51 | 24.41 | Ray. | -7.22 | 32.55 | Ray. | -9.72 | 40.69 | Ray. | -12.08 | 48.83 | 11.52 |
| # 8 | Ray. | 0 | Ray. | 0.93 | 16.28 | Ray. | -1.69 | 32.55 | Ray. | -4.51 | 48.83 | Ray. | -7.22 | 65.10 | Ray. | -9.72 | 81.38 | Ray. | -12.08 | 89.52 | 22.61 |
| # 9 | Ray. | 0 | Ray. | 0.93 | 32.55 | Ray. | -1.69 | 65.10 | Ray. | -4.51 | 89.52 | Ray. | -7.22 | 122.07 | Ray. | -9.72 | 154.62 | Ray. | -12.08 | 187.17 | 43.44 |
| # 10 | Ray. | 0 | Ray. | 0.93 | 65.10 | Ray. | -1.69 | 122.07 | Ray. | -4.51 | 187.17 | Ray. | -7.22 | 252.28 | Ray. | -9.72 | 317.38 | Ray. | -12.08 | 374.35 | 88.47 |
| # 11 | Ray. | 0 | Ray. | 0.93 | 122.07 | Ray. | -1.69 | 252.28 | Ray. | -4.51 | 374.35 | Ray. | -7.22 | 496.42 | Ray. | -9.72 | 626.62 | Ray. | -12.08 | 748.70 | 177.03 |
| # 12 | Ray. | 0 | Ray. | 0.93 | 252.28 | Ray. | -1.69 | 496.42 | Ray. | -4.51 | 748.70 | Ray. | -7.22 | 992.84 | Ray. | -9.72 | 1236.98 | Ray. | -12.08 | 1489.26 | 350.92 |

* ED: distribución de envolvente; G: ganancia relativa respecto al primer tap; D: retardo; Ray.: Rayleigh.

4.3.1. Resultados de PER vs. RSSI

A continuación, se muestran los resultados de PER vs. RSSI para las capas físicas PHY IEEE 802.15.4, PHY BLE 1M y PHY BLE 2M bajo canales industriales. En todos los casos se ha usado una potencia de transmisión de 0 dBm con un PPDU con un tamaño de *frame* de 14 bytes. Así mismo, durante los test de fiabilidad se ha tenido en el nodo Rx una proporción directa de la SIR con el RSSI. El valor mínimo de SIR ha sido de 12 dB para un valor de RSSI de -110 dBm.

4.3.1.1. PHY IEEE 802.15.4

Los resultados obtenidos para la PHY IEEE 802.15.4 de PER en función del RSSI bajo los diferentes canales industriales se muestran en la Figura 4.13. Así mismo, se ha mantenido la curva del canal 6 (Rayleigh) de propósito general como referencia.

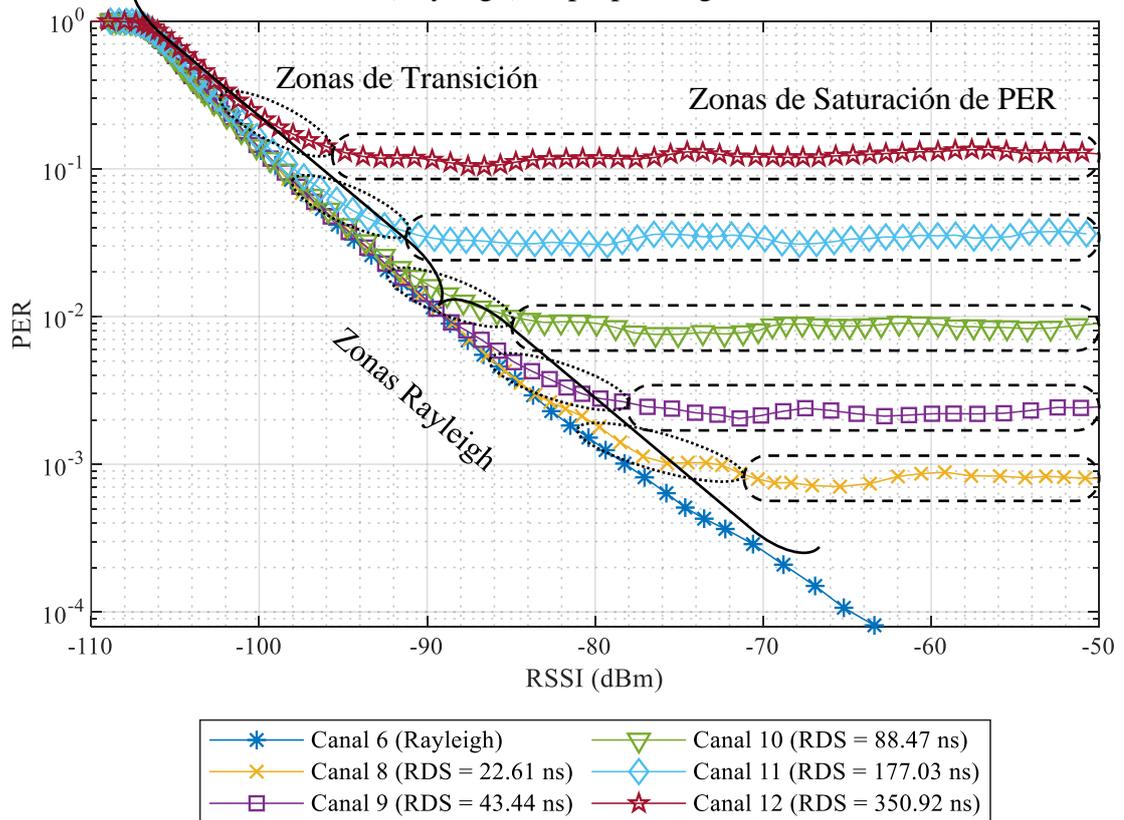


Figura 4.13 - Curvas de PER vs. RSSI para la PHY IEEE 802.15.4 bajo los diferentes canales industriales.

Para todas las curvas de PER se pueden distinguir tres zonas en función de su pendiente: una zona Rayleigh, una zona de saturación de PER, y una zona de transición.

En la zona Rayleigh, cada curva de PER se superpone a la curva obtenida con el canal 6, cuya envolvente es tipo Rayleigh, y su pendiente tiene un valor negativo constante excepto cuando el valor de PER es próximo a 1. Esto significa que los canales industriales, independientemente de su RDS y de su número de *taps*, se comportan como un canal Rayleigh de un *tap* en esta zona. Por ello, la generación de errores en esta zona viene determinada por los bajos valores de RSSI y su proximidad al nivel de ruido del receptor, es decir, por la baja SNR.

En la zona de saturación de PER, la curva de cada canal industrial toma un valor de PER constante e independiente del valor de RSSI, siendo el valor de la pendiente de la curva igual a cero. Este comportamiento es consistente con la dispersión temporal de la señal debido al efecto *multipath* reflejado en el RDS del canal, el cual genera interferencias intersimbólicas (ISI) independientemente del valor de RSSI. Cuando el RSSI es suficientemente alto, la generación de errores asociada a la SNR es despreciable en comparación con la generación de errores por ISI, siendo este el fenómeno predominante que genera un PER constante. Cabe mencionar también que cuanto mayor es el RDS del canal, mayores son los valores de PER que aparecen en la zona de saturación. Es más, realizando un ajuste de los valores de RDS de los canales industriales y sus correspondientes valores de PER para sus zonas de saturación, se obtiene la siguiente expresión matemática:

$$PER = 2.04 \cdot 10^{-6} \cdot RDS^{1.878} \quad (4-1)$$

donde el RDS se expresa en nanosegundos. La Figura 4.14 recoge dicha expresión matemática así como los valores obtenidos para los canales.

Siguiendo un procedimiento análogo, se puede obtener el valor de RSSI para el cual finaliza la zona de saturación de cada canal industrial. Considerando que la zona de saturación acaba cuando el valor de PER de la curva excede en un 10% el valor de la zona de saturación, se obtiene la siguiente expresión:

$$RSSI = -135.9 + 112.3 \cdot RDS^{-0.1773} \quad (4-2)$$

donde el RDS se expresa en nanosegundos. La Figura 4.15 recoge los valores para los diferentes canales, así como la expresión matemática del ajuste.

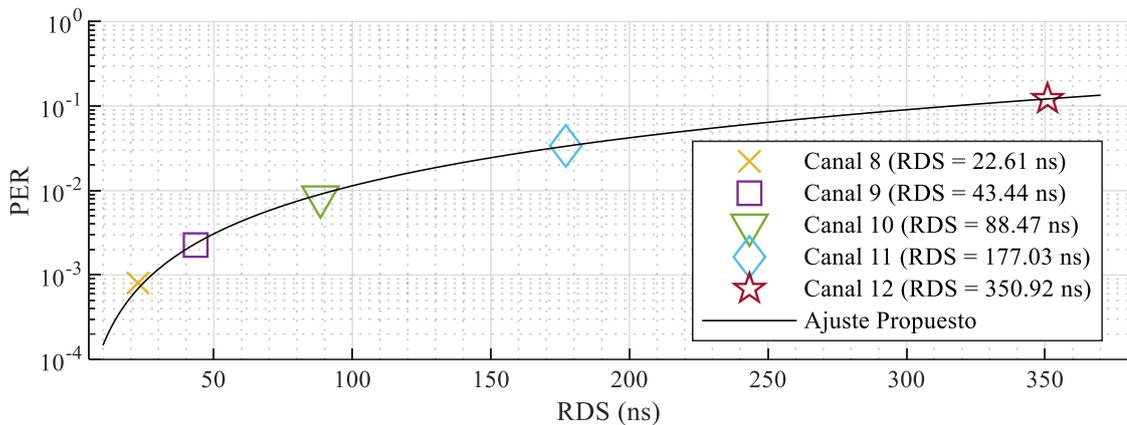


Figura 4.14 - PER de las zonas de saturación de los canales industriales en función del RDS para la PHY IEEE 802.15.4.

La última zona que se puede diferenciar en las curvas de PER de la Figura 4.13 es una zona de transición entre la zona Rayleigh y la zona de saturación, en la cual la pendiente de la curva no tiene valor constante. En esta zona, tanto los errores de paquete generados por la SNR como los errores de paquete generados por la ISI son relevantes.

La existencia de estas tres zonas en las curvas de PER para canales industriales son de especial relevancia para nodos alimentados por baterías. Dado que en la zona de saturación los incrementos de potencia en el transmisor no se traducen en una mejora de la fiabilidad para el receptor, lo óptimo desde un punto de vista energético es tener potencias

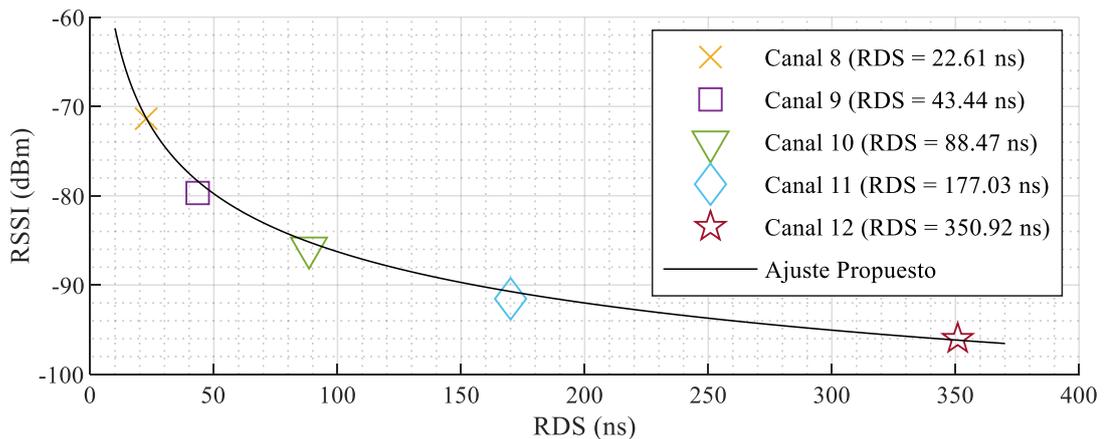


Figura 4.15 - RSSI umbrales de las zonas de saturación de los canales industriales en función del RDS para la PHY IEEE 802.15.4.

de transmisión que permitan trabajar en el fin de la zona de saturación sin entrar en la zona de transición.

En cuanto a la validación de la fiabilidad de la capa física para los casos de uso generales vistos en la Tabla 2.6, se observa que la PHY IEEE 802.15.4 es capaz de cubrir el requisito de PER de 10^{-3} para los casos de *Condition Monitoring* y *Process Automation* para valores de RSSI superiores a los -73.2 dBm y de RDS del canal por debajo de los 27 ns. Tomando como valor de exponente de *path loss* $n = 2$, el cual se corresponde con las pérdidas en el espacio libre, y teniendo en cuenta una potencia de transmisión de 0 dBm, el rango de alcance del enlace se extiende hasta los 54 metros. Para canales con un RDS entre los 27 ns y los 314 ns, la PHY IEEE 802.15.4 solo es adecuada para *Condition Monitoring*. Por encima de los 314 ns se tiene un PER de 10^{-1} , por lo que no es recomendable usar la PHY IEEE 802.15.4. Por último, los valores de PER de 10^{-9} asociados al caso de uso de *Factory Automation* no están al alcance de la PHY IEEE 802.15.4.

4.3.1.2. PHY BLE 1M

Las curvas con los resultados de PER vs. RSSI para la PHY BLE 1M obtenidos bajo los diferentes canales industriales, así como el canal 6 (Rayleigh) de propósito general, se muestran en la Figura 4.16.

En todas las curvas se distinguen tres zonas en función de su pendiente para todas las curvas de PER: una zona Rayleigh, una zona de saturación de PER, y una zona de transición.

En la zona Rayleigh, cada curva de PER se superpone a la curva obtenida con el canal 6, cuya envolvente era tipo Rayleigh. La pendiente de las curvas en esta zona tiene un valor negativo aproximadamente constante, salvo cuando el valor de PER es próximo a la unidad. Este resultado indica que, en esta zona, los canales industriales producen el mismo efecto sobre la fiabilidad de la capa física que el canal Rayleigh de un *tap*. Los bajos valores de RSSI y su proximidad al nivel de ruido de nodo receptor, es decir, la baja SNR, son la causa principal de la generación de errores en esta zona.

En la zona de saturación de PER, independiente del valor de RSSI, la curva de cada canal industrial toma un valor de PER constante, siendo el valor de la pendiente de la curva igual a cero. Este comportamiento es consistente con la dispersión temporal de la señal debido al RDS del canal, el cual genera una ISI independientemente del valor de RSSI. La generación de errores asociada a la SNR es despreciable en comparación con la generación

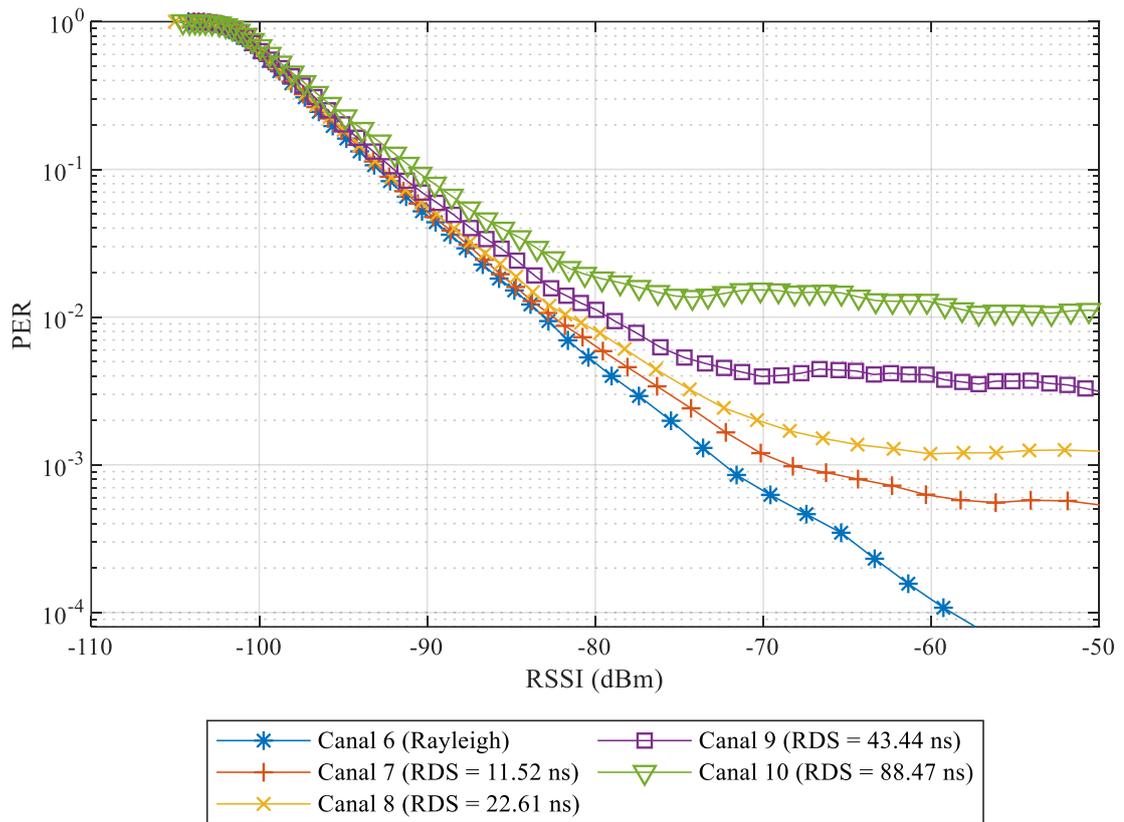


Figura 4.16 - Curvas de PER vs. RSSI para la PHY BLE 1M bajo los diferentes canales industriales.

de errores por ISI cuando el RSSI es suficientemente elevado, siendo este el fenómeno dominante que limita la fiabilidad de la capa física. También se observa que cuanto mayor es el RDS del canal, a mayores valores de PER se saturan las curvas. Realizando un ajuste de los valores de RDS y los valores de PER para las zonas de saturación de los diferentes canales industriales, se obtiene la siguiente expresión matemática:

$$PER = 8.219 \cdot 10^{-6} \cdot RDS^{1.637} \tag{4-3}$$

donde el RDS se expresa en nanosegundos. La Figura 4.17 recoge los valores obtenidos para los canales industriales y dicha expresión matemática.

Considerando que la zona de saturación de cada canal industrial acaba cuando el valor de PER de la curva excede en un 10% el valor de la zona de saturación, se puede seguir el mismo procedimiento anterior para obtener una expresión que determine el valor de RSSI para el cual finaliza la zona de saturación de PER de cada canal:

$$RSSI = -93.59 + 74.01 \cdot RDS^{-0.326} \tag{4-4}$$

donde el RDS se expresa en nanosegundos. En la Figura 4.18 se representa la expresión matemática del ajuste, así como los valores para los diferentes canales.

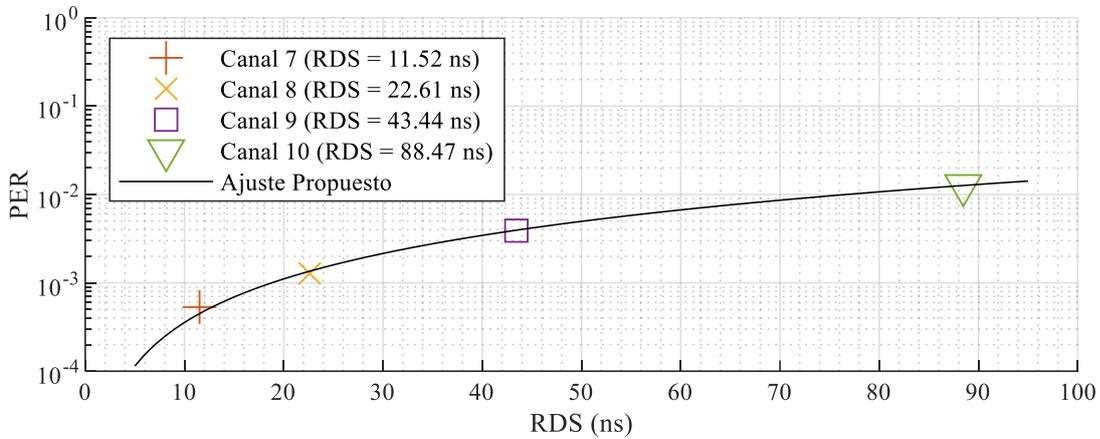


Figura 4.17 - PER de las zonas de saturación de los canales industriales en función del RDS para la PHY BLE 1M.

La última zona que se diferencia en las curvas de la Figura 4.16 es una zona de transición entre la zona de saturación y la zona Rayleigh, en la cual la pendiente de la curva varía progresivamente. En esta zona son relevantes tanto los errores de paquete generados por la ISI como los errores de paquete generados por la SNR.

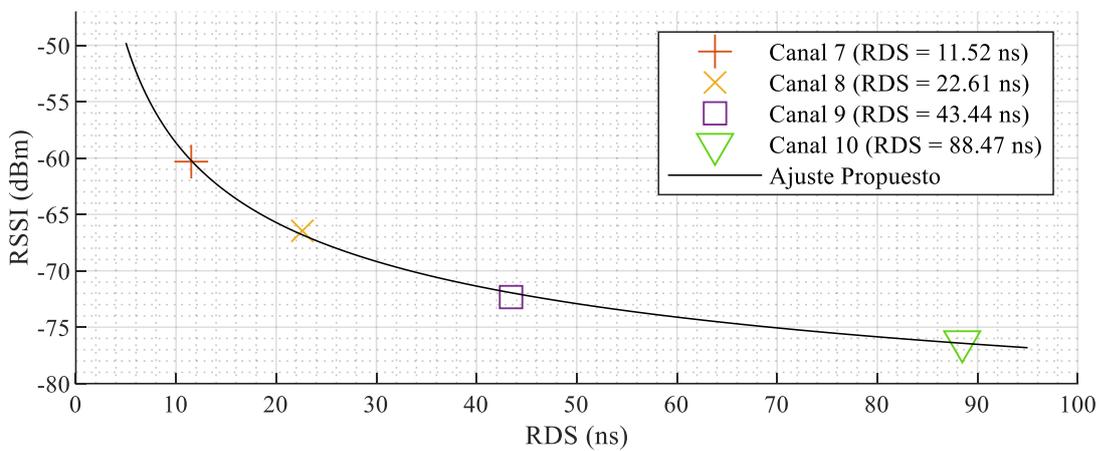


Figura 4.18 - RSSI umbrales de las zonas de saturación de los canales industriales en función del RDS para la PHY BLE 1M.

La presencia de estas tres zonas en las curvas de PER tiene implicaciones desde el punto de vista energético. Cuando se está en la zona de saturación de PER, los incrementos de potencia en el transmisor no mejoran la fiabilidad del receptor. Por ello, lo adecuado

sería trabajar en la parte de potencias bajas de la zona de saturación de PER, teniendo fiabilidad máxima a coste energético mínimo.

En cuanto a la validación de la fiabilidad de la PHY BLE 1M para los casos de uso generales vistos en la Tabla 2.6, se observa que la capa física es adecuada para cubrir el requisito de PER de 10^{-3} para los casos de *Condition Monitoring* y *Process Automation* para valores de RDS del canal por debajo de los 18.8 ns y de RSSI superiores a los -65.1 dBm. Tomando como valor de exponente de *path loss* $n = 2$, el cual se corresponde con las pérdidas en el espacio libre, y teniendo en cuenta una potencia de transmisión de 0 dBm, el rango de alcance del enlace se extiende hasta los 25 metros. Para canales con un RDS entre los 18.8 ns y los 312 ns, la PHY BLE 1M solo es adecuada para *Condition Monitoring*. Por encima de los 312 ns se tiene un PER de 10^{-1} , por lo que no es adecuado usar la PHY BLE 1M. También se puede concluir que los valores de PER de 10^{-9} asociados al caso de uso de *Factory Automation* no están al alcance de la PHY BLE 1M.

4.3.1.3. PHY BLE 2M

En la Figura 4.19 se muestran, para la PHY BLE 2M, los resultados obtenidos de PER en función del RSSI con los diferentes canales industriales y con el canal 6 (Rayleigh) de propósito general, el cual se mantiene de referencia. Se pueden distinguir tres zonas en función de la pendiente para todas las curvas: una zona Rayleigh, una zona de saturación de PER, y una zona de transición.

En la zona Rayleigh, cada curva de PER y la curva obtenida con el canal 6 se superponen, y las pendientes de las curvas toman un valor negativo constante excepto cuando el valor de PER es próximo a la unidad. Esto indica que en esta zona los canales industriales, independientemente de su número de *taps* y de su RDS, se comportan como un canal de tipo Rayleigh con un *tap*. La aparición de paquetes con errores en esta zona viene determinada por los bajos valores de RSSI respecto al nivel de ruido en el receptor, es decir, por la SNR.

En la zona de saturación de PER, la curva de PER de cada canal industrial tiene una pendiente de valor cero y toma un valor de PER constante independientemente del valor de RSSI. Este comportamiento se explica en base al *multipath* del canal, el cual genera ISI según el valor que tome el RDS. Cuando el RSSI es suficientemente alto, la generación de errores asociada a la SNR es despreciable en comparación con la generación de errores por

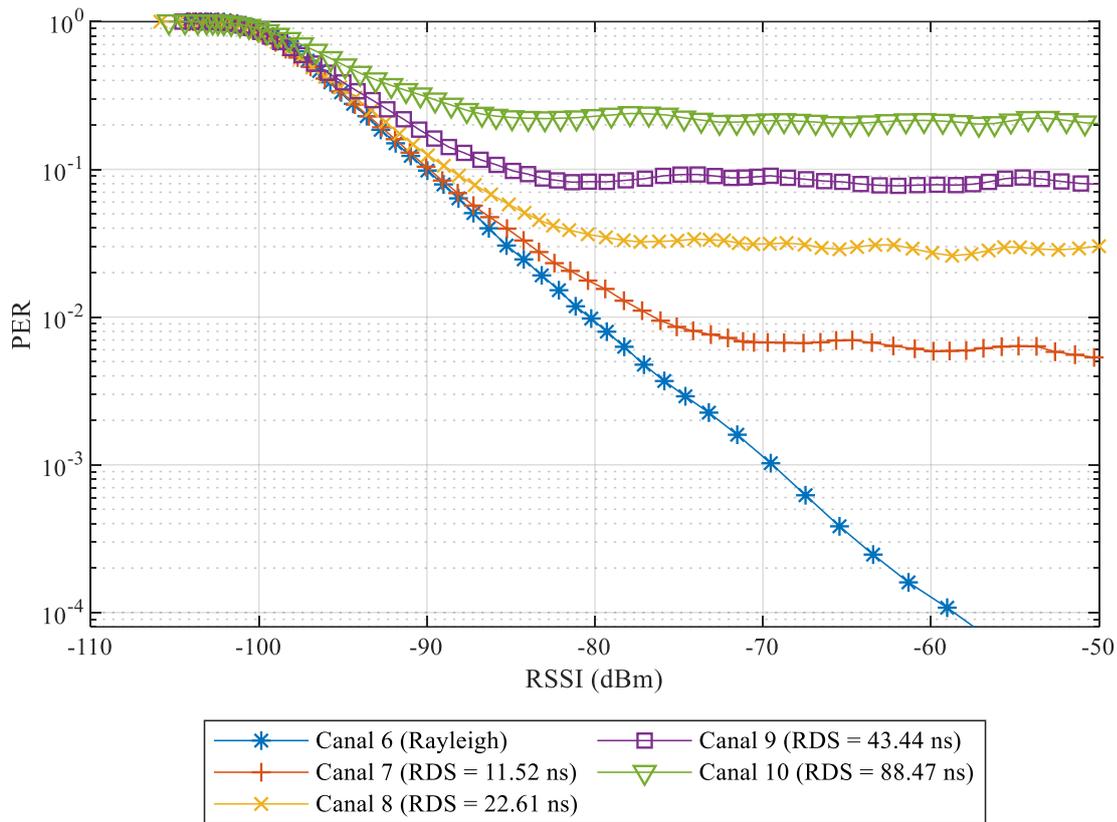


Figura 4.19 - Curvas de PER vs. RSSI para la PHY BLE 2M bajo los diferentes canales industriales.

ISI, siendo este el fenómeno predominante que genera un PER constante. Además, cuanto mayor es el RDS del canal, mayores son los valores de saturación de PER que aparecen. Realizando un ajuste matemático de los valores de RDS de los canales industriales y sus correspondientes valores de saturación de PER, se obtiene la siguiente expresión matemática:

$$PER = -1.454 \cdot 10^{-2} + 1.149 \cdot 10^{-3} \cdot RDS^{1.179} \quad (4-5)$$

donde el RDS se expresa en nanosegundos. La Figura 4.20 recoge dicha expresión matemática y los valores medidos para cada canal industrial.

También se observa que cuanto mayor es el valor de RDS, a menores valores de RSSI surge la zona de saturación de PER. Considerando que la zona de saturación acaba cuando el valor de PER de la curva excede en un 10% el valor medio de la zona de saturación, se obtiene la siguiente expresión:

$$RSSI = -94.69 + 90.65 \cdot RDS^{-0.5684} \quad (4-6)$$

donde el RDS se expresa en nanosegundos. La Figura 4.21 recoge los valores para los diferentes canales y la expresión matemática del ajuste.

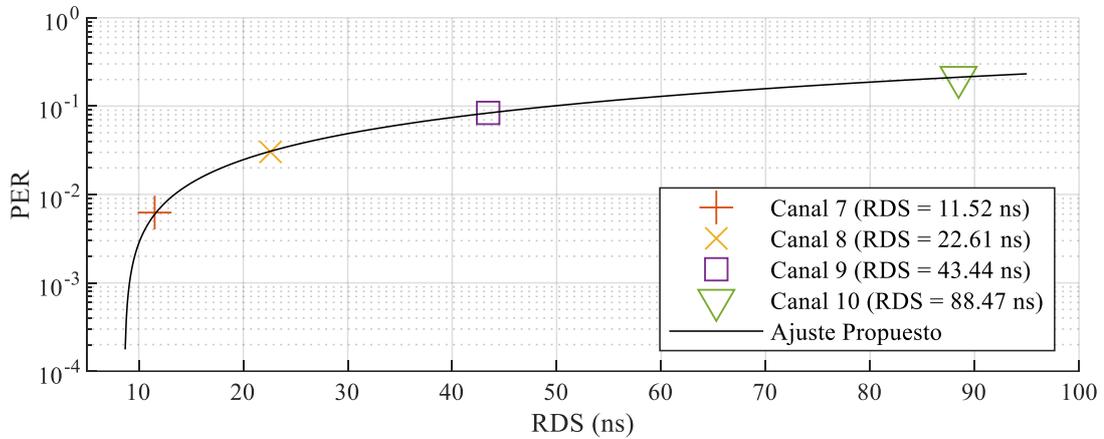


Figura 4.20 - PER de las zonas de saturación de los canales industriales en función del RDS para la PHY BLE 2M.

La última zona que se puede diferenciar en las curvas de PER de la Figura 4.19 es una zona de transición entre la zona Rayleigh y la zona de saturación, en la cual la pendiente de la curva no tiene valor constante. En esta zona, tanto los errores de paquete generados por la SNR como los errores de paquete generados por la ISI son relevantes.

La existencia de estas tres zonas en las curvas de PER para canales industriales es importante. Implica que independientemente del canal industrial que se tenga, la fiabilidad de la capa física bajo los efectos del canal como mucho será igual de buena que en el caso de tener un canal de tipo Rayleigh. Además, un aumento de la RSSI no implica un aumento

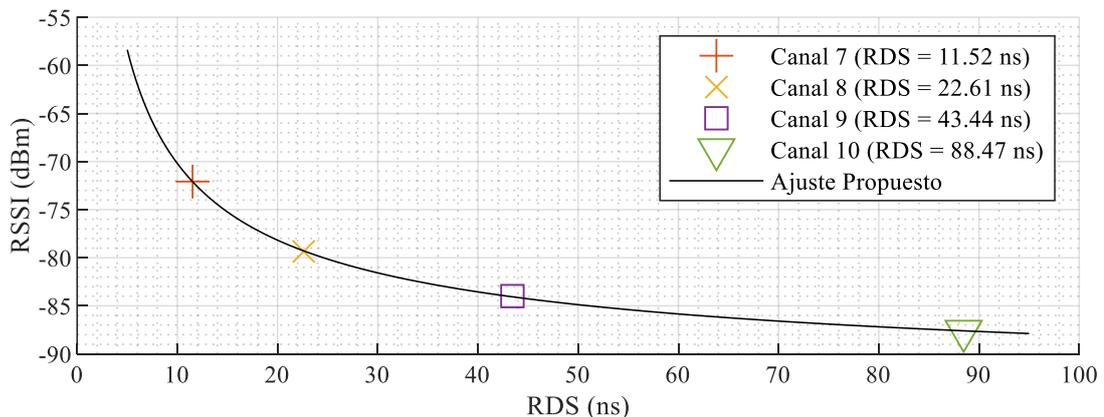


Figura 4.21 - RSSI umbrales de las zonas de saturación de los canales industriales en función del RDS para la PHY BLE 2M.

de la fiabilidad de la capa física bajo canales industriales, ya que el PER tiene un límite máximo.

En cuanto a la validación de la fiabilidad de la capa física para los casos de uso generales vistos en la Tabla 2.6, en base a todo lo anterior se estima que la PHY BLE 2M sería capaz de cubrir el requisito de PER de 10^{-3} para los casos de *Condition Monitoring* y *Process Automation* para valores de RDS del canal por debajo de los 9.1 ns y RSSI superiores a los -68.8 dBm. Tomando como valor de exponente de *path loss* $n = 2$, el cual se corresponde con las pérdidas en el espacio libre, y teniendo en cuenta una potencia de transmisión de 0 dBm, el rango de alcance del enlace se extiende hasta los 26 metros. Para canales con un RDS entre los 9.1 ns y los 49. ns, la PHY BLE 2M solo es adecuada para *Condition Monitoring*. Por encima de los 49 ns se tiene un PER de 10^{-1} , por lo que no es adecuado usar la PHY BLE 2M. También se puede concluir por todo lo visto que los valores de PER de 10^{-9} asociados al caso de uso de *Factory Automation* están fuera del alcance de la PHY BLE 2M.

4.3.1.4. Comparativa entre Capas Físicas

En la Figura 4.22 se puede observar una comparativa de los resultados de PER de las PHYs IEEE 802.15.4, BLE 1M y BLE 2M bajo tres canales industriales.

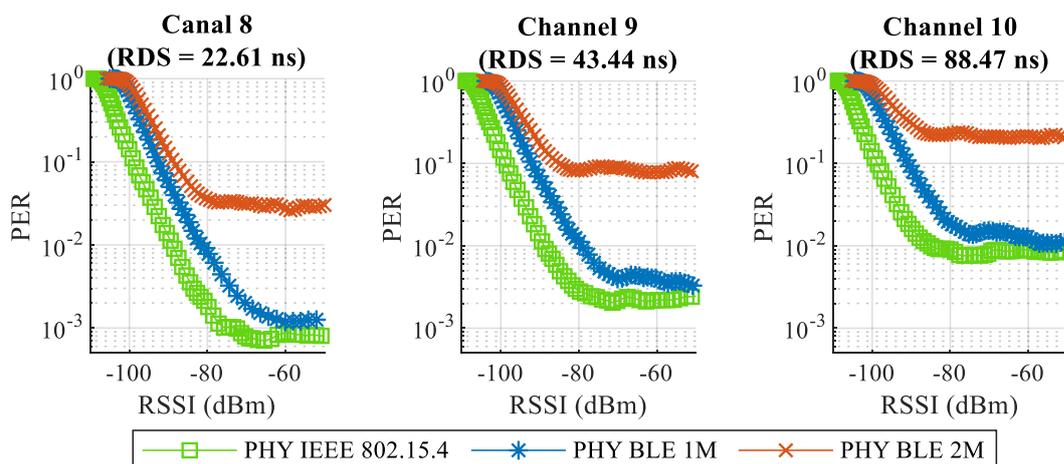


Figura 4.22 - Comparativa del PER vs. RSSI para las PHYs IEEE 802.15.4, BLE 1M y BLE 2M, bajo los canales industriales 8, 9 y 10.

Se observa que las tres capas físicas tienen un comportamiento similar. Todas presentan una zona de saturación de PER con pendiente cero, una zona Rayleigh con pendiente negativa constante, y una zona de transición entre las zonas anteriores en la cual la pendiente varía. De las tres capas físicas, la PHY IEEE 802.15.4 es la que presenta una mayor fiabilidad, si bien la PHY BLE 1M tiene un rendimiento similar. Sin embargo, la PHY BLE 2M tiene un rendimiento de entre uno y dos órdenes de magnitud peor que las anteriores.

A medida que aumenta el RDS del canal, se aprecia que el valor de PER asociado a la zona de saturación de todas las capas físicas aumenta. En la Figura 4.23 se pueden ver los valores estimados de PER para las zonas de saturación en función del RDS de las distintas capas físicas. Se observa que, en el rango de valores de RDS representado, el mejor valor obtenido para la PHY BLE 2M es similar a los peores valores obtenidos de la PHY BLE 1M y la PHY IEEE 802.15.4.

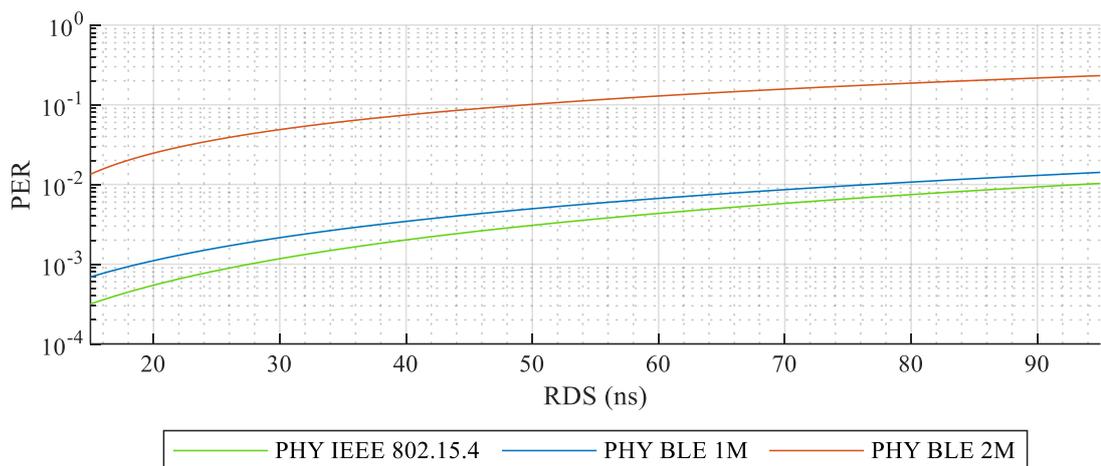


Figura 4.23 - Comparativa del PER de las zonas de saturación en función del RDS para las PHYs IEEE 802.15.4, BLE 1M y BLE 2M, bajo los canales industriales.

Por otro lado, también se observa que cuanto mayor es el RDS, menor es el valor umbral de RSSI hasta el que se extiende la zona de saturación. En la Figura 4.24 se puede ver la estimación de dicho valor para las distintas capas físicas. Se observa que la PHY BLE 2M es la que alcanza los menores valores umbrales para todo el rango de RDS estudiado, seguida de la PHY IEEE 802.15.4 y la BLE 1M.

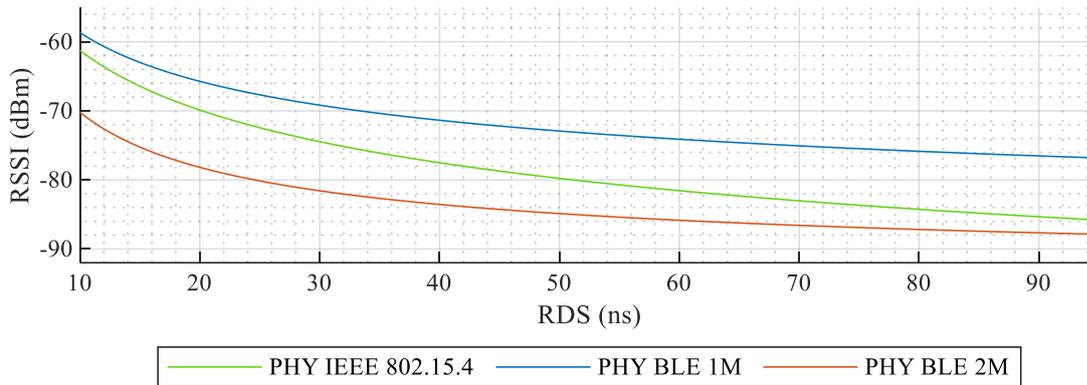


Figura 4.24 - Comparativa del RSSI umbral de las zonas de saturación en función del RDS para las PHYs IEEE 802.15.4, BLE 1M y BLE 2M, bajo los canales industriales.

4.3.2. Resultados de PEB

4.3.2.1. PHY IEEE 802.15.4

Para cada canal industrial, las distribuciones de PEB tienen diferentes comportamientos según se estudie la zona de saturación, la zona Rayleigh o la zona de transición.

En la zona Rayleigh, los resultados obtenidos coinciden con los que aparecieron en la Sección 4.2.2.1 para el canal 6 de los canales de propósito general. Para todas las distribuciones se observa una relación inversa entre la longitud de cada PEB y su probabilidad asociada dentro de todas las distribuciones.

En la zona de transición se observa que, a medida que aumenta el RSSI, las distribuciones de PEB obtenidas cada vez dependen menos del RSSI, convergiendo hacia una distribución estable.

En la zona de saturación se tiene un comportamiento característico y distinto a los anteriores. En la Figura 4.25 aparecen las distribuciones de PEB de las zonas de saturación de tres canales industriales para la PHY IEEE 802.15.4. Distribuciones de PEB de la zona de saturación para diferentes valores de RSSI han sido representadas con colores distintos. Como se ve, independientemente del color, es decir, del RSSI, las distribuciones son muy similares. Esto significa que para la zona de saturación no solo se tiene un valor de PER

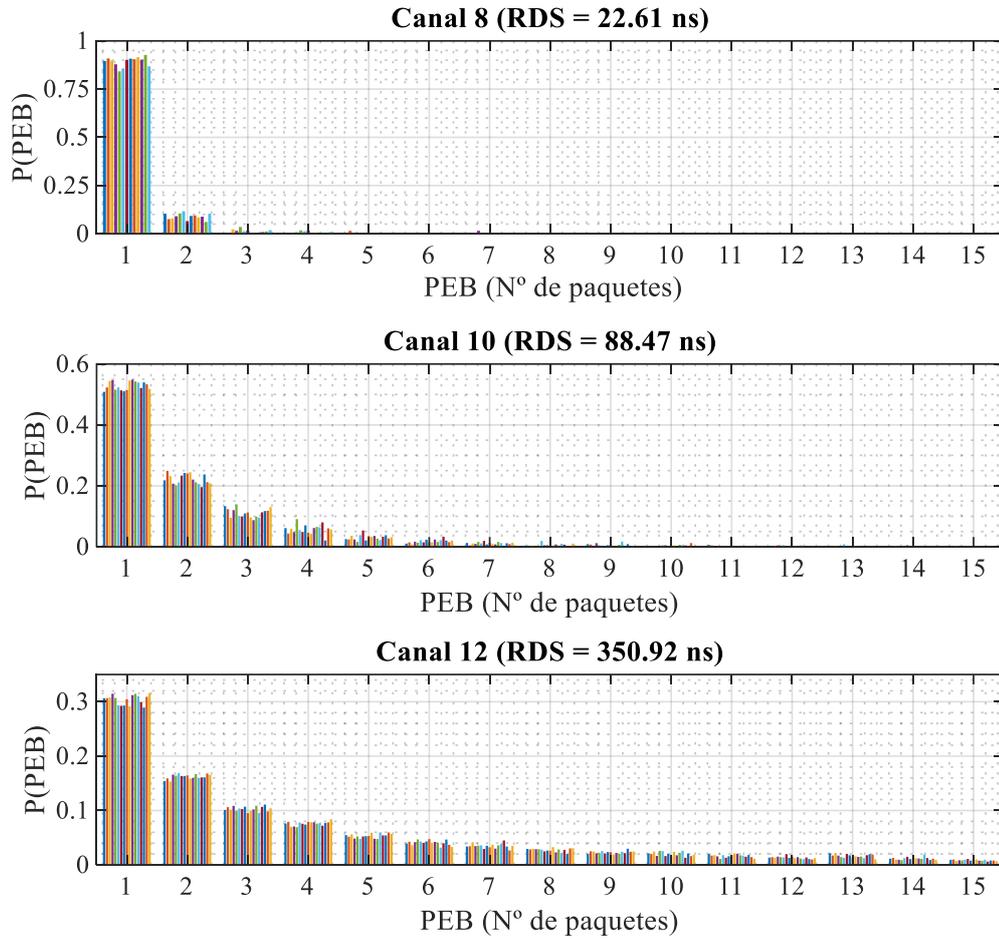


Figura 4.25 - Distribuciones de PEB para diferentes valores de RSSI (una por color) de la zona de saturación de los canales 8, 10 y 12, para la PHY IEEE 802.15.4.

constante, sino que los errores asociados a dicho PER también siguen una distribución constante.

Las distribuciones de PEB de la PHY IEEE 802.15.4 para los canales 8 a 12 se pueden ajustar a una expresión matemática dependiente del RDS:

$$P(PEB) = \frac{(57.54 RDS + 2595) e^{-\frac{36.00e^{-2.55 \cdot 10^{-3} RDS}}{RDS} PEB}}{(18.23 RDS^{1.425} - 576.7) PEB} \quad (4-7)$$

donde el RDS se da en nanosegundos.

En la Figura 4.26, se pueden observar tanto las distribuciones de PEB promedio medidas para los canales 8, 10 y 12, así como las distribuciones que predice la expresión matemática propuesta.

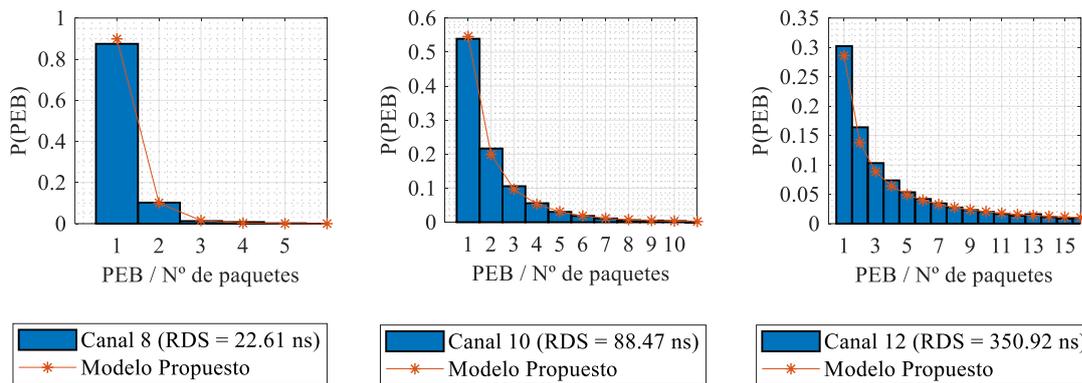


Figura 4.26 - Distribuciones de PEB de la zona de saturación de los canales 8, 10 y 12, y modelo superpuesto, para la PHY IEEE 802.15.4.

4.3.2.2. PHY BLE 1M

Bajo condiciones de canal industrial, las distribuciones de PEB de la PHY BLE 1M presentan diferentes comportamientos según la zona de las curvas de PER vs. RSSI bajo estudio: la zona de saturación, la zona Rayleigh o la zona de transición.

En las zonas Rayleigh, los resultados reflejan un comportamiento similar al descrito en la Sección 4.2.2.2 para el canal 6 (Rayleigh).

En la zona de transición se cumple que las variaciones de distribuciones de PEB son progresivamente menores con el aumento del RSSI.

Un comportamiento diferente de la fiabilidad de la capa física se observa para la zona de saturación. En la Figura 4.27 se muestran las distribuciones de PEB de las zonas de saturación para los canales industriales 8 y 10 para la PHY BLE 1M. Cada color representa una distribución de PEB para un valor de RSSI diferente dentro de la zona de saturación. Independientemente del color, es decir, del RSSI, todas las distribuciones son prácticamente iguales. Esto implica que, para la zona de saturación, además de tener un valor de PER constante, se tiene una distribución de errores asociados a dicho valor de PER también constante.

Las distribuciones de PEB de la PHY BLE 1M para los canales 8 a 10 se pueden ajustar a una expresión matemática dependiente del RDS:

$$P(PEB) = \frac{(7705 \cdot RDS^{-2.404} + 0.5783) e^{-(129.4 \cdot RDS^{-1.399} + 0.04305) \cdot PEB}}{PEB} \quad (4-8),$$

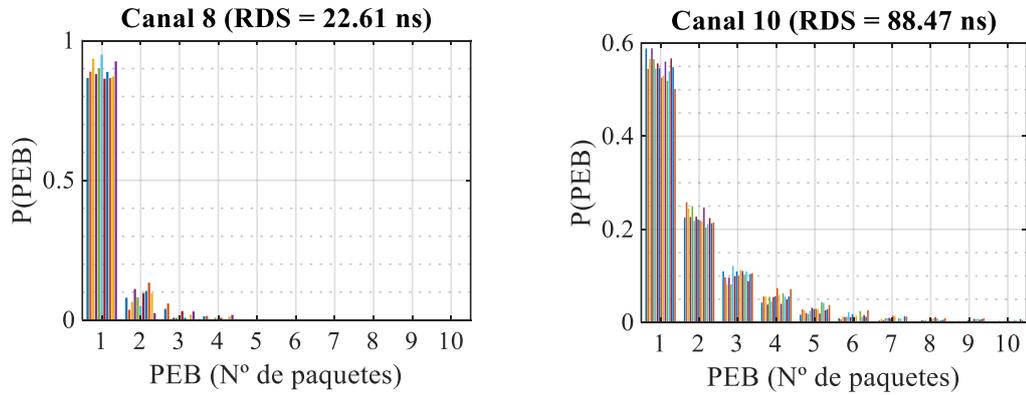


Figura 4.27 - Distribuciones de PEB para diferentes valores de RSSI (una por color) de la zona de saturación de los canales 8 y 10 para la PHY BLE 1M.

donde el RDS se da en nanosegundos.

En la Figura 4.28, se pueden observar tanto las distribuciones de PEB promedio medidas para los canales 8 y 10, como las distribuciones que predice la expresión matemática propuesta.

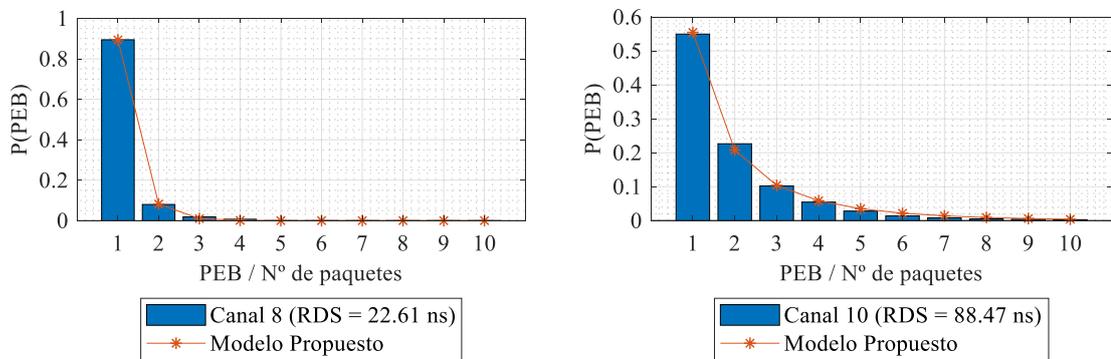


Figura 4.28 - Distribuciones de PEB de la zona de saturación de los canales 8 y 10, y modelo superpuesto para la PHY BLE 1M.

4.3.2.3. PHY BLE 2M

Para cada canal industrial, las distribuciones de PEB para la PHY BLE 2M tienen diferentes comportamientos según se estudie la zona de saturación, la zona Rayleigh o la zona de transición.

En la zona Rayleigh, los resultados obtenidos son los mismos que los descritos en la Sección 4.2.2.3 para el canal 6 (Rayleigh).

En la zona de transición se observa que, a medida que aumenta el valor de RSSI, las distribuciones de PEB cada vez dependen menos del RSSI.

En la zona de saturación, las distribuciones de PEB tienen un comportamiento diferente con la RSSI. En la Figura 4.27 se muestran las distribuciones de PEB de las zonas de saturación de dos canales industriales para la PHY BLE 2M. Cada color representa una distribución de PEB para un valor de RSSI diferente dentro de la zona de saturación. Como se ve, independientemente del color, todas las distribuciones son prácticamente iguales. Es decir, para la zona de saturación no solo se tiene que el PER ha convergido hacia un valor constante, sino que los errores asociados a dicho PER también han confluído a una distribución constante.

Las distribuciones de PEB de la PHY BLE 1M para los canales 8 a 10 se pueden ajustar a una expresión matemática dependiente del RDS:

$$P(PEB) = (16.29 \cdot RDS^{-2.03} + 0.515) PEB^{(0.3195 \cdot RDS^{-0.2395} - 1.933)} \quad (4-9),$$

donde el RDS se da en nanosegundos.

En la Figura 4.30, se pueden ver las distribuciones que predice la expresión matemática propuesta para los canales 8 y 10 así como las distribuciones de PEB medidas para esos mismos canales en promedio.

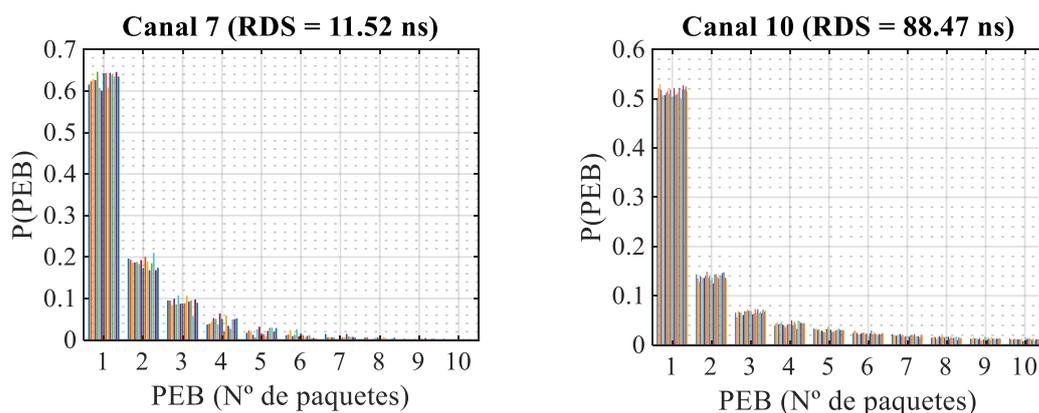


Figura 4.29 - Distribuciones de PEB para diferentes valores de RSSI (una por color) de la zona de saturación de los canales 7 y 10, para la PHY BLE 2M.

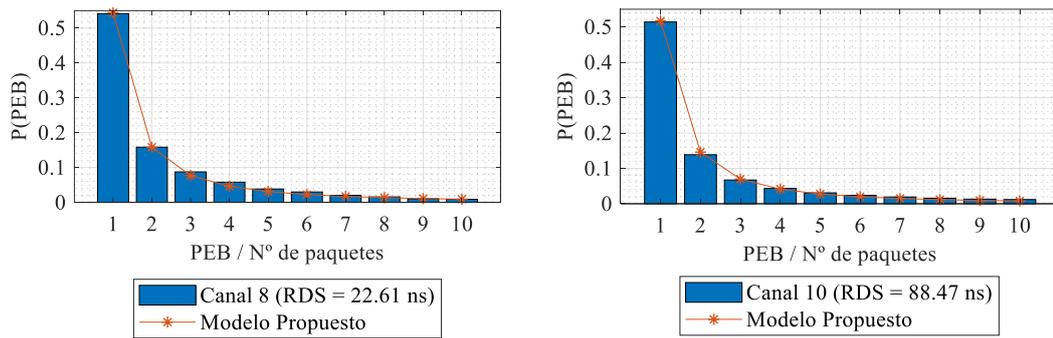


Figura 4.30 - Distribuciones de PEB de la zona de saturación de los canales 7 y 10, y modelo superpuesto para la PHY BLE 2M.

4.3.2.4. Comparativa entre Capas Físicas

En las zonas Rayleigh, la comparativa entre las diferentes capas físicas arroja los mismos resultados que en la Sección 4.2.2.4. Las tres capas físicas se comportan de manera similar. Independientemente del valor de RSSI, cuanto mayor es el valor PEB, menor probabilidad tiene este dentro de la distribución. A medida que se disminuye el valor de RSSI, los PEB de menor longitud aumentan sus probabilidades dentro de la distribución. En cualquier caso, para todas las distribuciones se da una relación inversa entre la longitud del PEB y su probabilidad asociada.

En las zonas de transición, para las tres capas físicas se observa un comportamiento similar al de la zona Rayleigh. Además, se da una estabilización paulatina de las distribuciones de PEB a medida que aumenta el RSSI hasta llegar a la zona de saturación, si bien dicha distribución es diferente para cada capa física.

En la zona de saturación, las tres capas físicas muestran distribuciones de PEB estables dependientes del valor de RDS del canal. En la Figura 4.31 se comparan las distribuciones de PEB de las capas físicas para los canales 8, 9 y 10. Se observa que las distribuciones para la PHY IEEE 802.15.4 y la PHY BLE 1M son muy parecidas en todos los casos. Este hecho coincide con que los valores de PER de sus zonas de saturación también es similar, al contrario de lo que ocurre con la PHY BLE 2M. También se observa que, a medida que aumenta el valor de RDS de canal, las distribuciones de PEB de las tres capas físicas convergen paulatinamente.

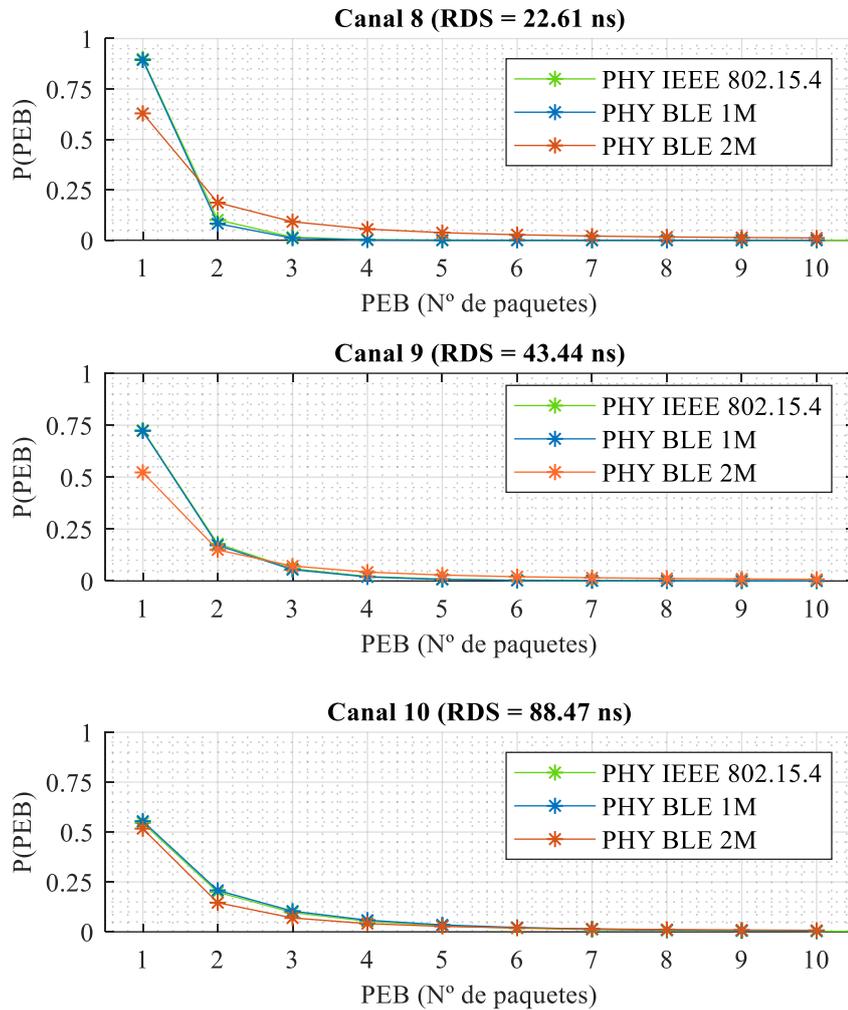


Figura 4.31 - Comparativa entre las expresiones de PEB en función del RDS para las capas físicas IEEE 802.15.4, BLE 1M y BLE 2M bajo los canales 8, 9 y 10.

Por último, debido a la dependencia absoluta de las distribuciones de PEB con el valor de PER al que estén asociadas, esta métrica no es apta para comparar, solo en base a ella, la fiabilidad de las diferentes capas físicas. Esto se ve claramente si se observan los resultados de PEB para el canal 10 y se contrastan con los resultados de PER para el mismo canal que aparecen en la Figura 4.22.

4.4. Sumario

En este capítulo se han presentado los resultados de fiabilidad obtenidos tras aplicar la metodología propuesta en el Capítulo 3 a un enlace inalámbrico implementado con las capas físicas PHY IEEE 802.15.4, PHY BLE 1M y PHY BLE 2M.

Por un lado, se ha evaluado la tasa de errores de paquete (PER) y las distribuciones de errores de ráfaga (PEB) en función del indicador de fuerza de la señal (RSSI) de las tres capas físicas bajo seis canales de propósito general, los cuales representan diferentes grados de línea de visión (LoS) entre transmisor y receptor.

De manera generalizada para las tres capas físicas, se han observado correlaciones lógicas entre el PER, la RSSI y los canales. Cuanto mayor es el RSSI en el receptor, menores son los valores de PER que se obtienen para todos los canales. La PHY IEEE 802.15.4 es capaz de alcanzar los mismos valores de PER que la PHY BLE 1M con un valor de RSSI 6 dB menor de media, 9 dB si se compara con la PHY BLE 2M. Igualmente, cuanto mayor es la LoS entre transmisor y receptor, menores valores de PER se obtienen para idénticos valores de RSSI. Las diferencias de RSSI entre los canales de propósito general para alcanzar los mismos valores de PER aumentan tanto más cuanto menor es el PER deseado. Para un PER de 10^{-1} , entre el canal LoS ideal (canal AWGN) y el canal NLoS ideal (canal Rayleigh), la PHY IEEE 802.15.4 presenta una variación en los valores de RSSI de 6.7 dB, la PHY BLE 1M, de 6.4 dB, y la PHY BLE 2M, de 7.2 dB. Considerando un PER de 10^{-3} , las variaciones de RSSI observadas para las capas físicas PHY IEEE 802.15.4, PHY BLE 1M y PHY BLE 2M son, respectivamente, de 23 dB, 22.7 dB y 22.2 dB.

Respecto a las distribuciones de PEB, se ha observado que, independientemente del RSSI, la probabilidad del PEB decrece de manera exponencial en relación con su longitud para todas las distribuciones. Además, a medida que disminuye el RSSI, la línea de visión directa o ambos, aumenta las probabilidades de suceder PEB de mayor longitud.

Por otro lado, también se ha evaluado el PER y el PEB en función del RSSI de las tres capas físicas bajo seis canales industriales.

Los resultados de PER muestran que los canales industriales inducen tres zonas en las curvas de PER de todas las capas físicas: una zona Rayleigh, una zona de saturación, y una zona de transición entre ambas. En la zona Rayleigh las capas físicas se comportan como si se encontraran bajo las condiciones de propagación de un canal de propósito general sin línea de visión directa, es decir, tipo Rayleigh. En la zona de saturación, independientemente del valor de RSSI se tienen valores de PER y distribuciones de PEB constantes. Es decir, en los canales industriales existe un límite en la fiabilidad que se puede alcanzar, y dicho límite depende del RMS Delay Spread (RDS) y de la capa física utilizada. El origen de estos resultados se encuentra en la interferencia intersimbólica generada por el RDS de los canales. Se han obtenido expresiones matemáticas para determinar el valor de RSSI en el cual empieza la zona de saturación para las tres capas físicas. Así mismo, también se han obtenido expresiones matemáticas para predecir el valor de PER y las distribuciones de PEB, ambas en función del RDS de los canales, para la zona de saturación de las tres capas físicas. Todas las expresiones, obtenidas mediante el análisis y ajuste estadístico de los datos experimentales, tienen una dependencia de tipo exponencial con el RDS del canal.

Por último, se ha validado la fiabilidad, en términos del PER, de las tres capas físicas para los casos de uso de *Factory Automation* ($PER < 10^{-9}$), *Process Automation* ($PER < 10^{-3}$) y *Condition Monitoring* ($PER > 10^{-3}$).

Bajo canales de propósito general, se han validado las tres capas físicas para cubrir los requisitos de fiabilidad de *Condition Monitoring* y *Process Automation*. La PHY IEEE 802.15.4 es la que mayor fiabilidad y rango de alcance proporciona, cubriendo el requisito de PER de los casos de uso para valores de RSSI mayores a -78 dBm, mientras que BLE 1M lo hace a partir de -72.5 dBm, y la PHY BLE 2M desde los -69.5 dBm.

Bajo los canales industriales, los resultados de fiabilidad para las tres capas físicas distan al menos cinco órdenes de magnitud del requisito establecido por el caso de uso de *Factory Automation*. Los resultados de la PHY IEEE 802.15.4 validan su fiabilidad para el caso de uso de *Condition Monitoring*, así como para el caso de uso de *Process Automation* cuando se tengan en recepción valores de RSSI mayores a -73.2 dBm y los valores de RDS del canal sean menores a 27 nanosegundos. La PHY BLE 1M también ha sido validada para *Condition Monitoring*, y se podría usar para *Process Automation* con valores de RSSI

superiores a -65.1 dBm en canales industriales con RDS menores a 18.8 nanosegundos. Respecto a la PHY BLE 2M, su fiabilidad se ha validado para *Condition Monitoring* y *Process Automation* con valores de RSSI mayores a -68.8 dBm y valores de RDS menores a 9.1 nanosegundos. Se concluye que, por los datos extraídos, la PHY IEEE 802.15.4 es la que presenta siempre una mayor fiabilidad para todos los canales industriales estudiados.

CAPÍTULO 5

CONCLUSIONES Y LÍNEAS FUTURAS

Este capítulo resume las principales contribuciones de esta tesis, así como las posibles líneas futuras de investigación.

5.1. Conclusiones de la Tesis

Esta tesis se enmarca dentro del uso confiable de sistemas de comunicaciones inalámbricas para la Industria 4.0. En concreto, esta tesis está orientada a la evaluación y validación, en laboratorio, de la fiabilidad de las capas físicas de sistemas de comunicaciones inalámbricos bajo condiciones de propagación realistas antes de su despliegue.

Dos grandes bloques de contribuciones se distinguen en esta tesis. En el primer bloque se propone una metodología para estudiar y validar la fiabilidad de capas físicas para enlaces inalámbricos usados por nodos terminales en casos de uso industriales. En el segundo bloque, mediante la aplicación de dicha metodología, se estudia y valida la fiabilidad de las capas físicas PHY IEEE 802.15.4, PHY BLE 1M y PHY BLE 2M para su aplicación en los casos de uso de *Factory Automation*, *Process Automation* y *Condition Monitoring*.

5.1.1. Contribuciones Relativas a la Metodología de Validación

La primera aportación de esta tesis es el desarrollo de una metodología para evaluar y validar la fiabilidad de capas físicas que se desean utilizar en enlaces inalámbricos punto a punto por nodos terminales en entornos industriales bajo diferentes casos de uso.

Por un lado, la metodología propone como métricas adecuadas para la evaluación de la fiabilidad la tasa de errores de paquetes (PER), las distribuciones de ráfagas de errores de paquete (PEB), y el indicador de fuerza de la señal (RSSI).

Por otro lado, la metodología define un *setup* de laboratorio cuyo elemento central es un emulador de canal, lo que permite replicar de manera realista y controlada las condiciones de propagación de los entornos industriales bajo los cuales se quiere estudiar la fiabilidad de las capas físicas. Así mismo, se establece el conjunto de parámetros que describen correctamente el entorno industrial emulado y el escenario de medida de laboratorio: longitud de datos del paquete de la capa física; modelo de canal emulado, que incluye el número de taps, valor de RMS Delay Spread (RDS) y espectro Doppler asociado;

y relación señal ruido en el *setup* de laboratorio. Los resultados de las métricas siempre están asociados a los valores de estos parámetros.

Por último, la metodología define un algoritmo de comunicación de tres etapas que se ha de ejecutar durante los *test* de fiabilidad de la capa física entre el nodo transmisor y el nodo receptor que forman el enlace inalámbrico para obtener correctamente los valores de PER, PEB y RSSI.

5.1.2. Contribuciones Relativas a la Fiabilidad de las Capas Físicas

PHY IEEE 802.15.4, PHY BLE 1M y PHY BLE 2M

El uso de la metodología definida anteriormente ha permitido obtener resultados de la fiabilidad de las capas físicas PHY IEEE 802.15.4, PHY BLE 1M y PHY BLE 2M. Estos resultados se han extraído bajo canales de propósito general con diferente grado de línea de visión entre transmisor y receptor, y bajo canales industriales basados en el modelo IEEE 802.15.4a.

Por una parte, se ha estudiado la fiabilidad, es decir, el PER, de las tres capas físicas haciendo uso de los canales de propósito general. Para estos canales, la PHY IEEE 802.15.4 es la capa física más fiable de las tres, pues es capaz de alcanzar los mismos valores de PER que la PHY BLE 1M con valores de RSSI, de media, 6 dB menores, 9 dB cuando se compara con la PHY BLE 2M. Así mismo, para alcanzar un valor de PER, el valor de RSSI necesario se sitúa en un intervalo que depende de la línea de visión (LoS) del canal. La amplitud de dicho intervalo, siendo que el valor mínimo se consigue cuando hay una LoS perfecta (canal AWGN) entre transmisor y receptor y el valor máximo cuando no existe línea de visión (canal Rayleigh), aumenta a medida que disminuye el PER objetivo para todas las capas físicas, tal y como se muestra en la Tabla 5.1.

Además, las tres capas físicas han sido validadas para los casos de uso de *Condition Monitoring* y *Process Automation*. La PHY IEEE 802.15.4 es capaz de cumplir el requisito de PER de 10^{-3} de ambos casos de uso para valores RSSI superiores a los -78 dBm, mientras que la PHY BLE 1M y la PHY BLE 2M lo hacen, respectivamente, a valores superiores a -72.5 dBm y 69.5 dBm.

Tabla 5.1 - Variación de RSSI entre los casos LoS ideal y NLoS en función del PER para las tres capas físicas

| <i>PER</i> | $\Delta RSSI$ (dB) | $\Delta RSSI$ (dB) | $\Delta RSSI$ (dB) |
|------------|--------------------------|--------------------|--------------------|
| | <i>PHY IEEE 802.15.4</i> | <i>PHY BLE 1M</i> | <i>PHY BLE 2M</i> |
| 10^{-1} | 6.7 | 6.4 | 7.2 |
| 10^{-2} | 14 | 14 | 13.7 |
| 10^{-3} | 23 | 22.7 | 22.2 |
| 10^{-4} | 34.8 | 34.6 | 31.4 |

Por otra parte, cuando se ha estudiado la fiabilidad de las tres capas físicas con canales industriales, se ha observado para todas que dichos canales inducen tres zonas en las curvas de PER vs. RSSI: una zona Rayleigh, una zona de saturación de PER, y una zona de transición entre ambas. Se ha observado que el límite inferior de PER que aparece en esta zona de saturación no se puede sobrepasar independientemente de lo mucho que se incremente el RSSI. Para las tres capas físicas se han encontrado expresiones matemáticas que proporcionan tanto el valor de saturación de PER como el mínimo valor de RSSI asociado a dicho valor de PER en función del RDS:

- PHY IEEE 802.15.4

$$PER_{saturación} = 2.04 \cdot 10^{-6} \cdot RDS^{1.878} \quad (5-1)$$

$$RSSI_{min} = -135.9 + 112.3 \cdot RDS^{-0.1773} \quad (5-2)$$

- PHY BLE 1M

$$PER_{saturación} = 8.219 \cdot 10^{-6} \cdot RDS^{1.637} \quad (5-3)$$

$$RSSI_{min} = -93.59 + 74.01 \cdot RDS^{-0.326} \quad (5-4)$$

- PHY BLE 2M

$$PER_{saturación} = -1.454 \cdot 10^{-2} + 1.149 \cdot 10^{-3} \cdot RDS^{1.179} \quad (5-5)$$

$$RSSI_{min} = -94.69 + 90.65 \cdot RDS^{-0.5684} \quad (5-6)$$

En base a estas expresiones y los resultados experimentales, se han validado las tres capas físicas para los casos de uso de *Condition Monitoring*, *Process Automation* y *Factory Automation*. La PHY IEEE 802.15 4 cumple los requisitos de PER establecido para

Condition Monitoring y *Process Automation* en canales con RDS menores a 27 ns y con valores de RSSI mayores a -73 dBm. La PHY BLE 1M también cumple los requisitos de fiabilidad de los mismos casos de uso en canales con RDS menores a 18.8 ns y valores de RSSI mayores a -65.1 dBm. La PHY BLE 2M no cumple los requisitos de PER de ningún caso de uso.

Por último y en lo que respecta a las distribuciones de PEB, para cada capa física se ha obtenido una expresión matemática que predice estas distribuciones cuando se han alcanzado los valores de saturación de PER:

- PHY IEEE 802.15.4

$$P(PEB) = \frac{(57.54 RDS + 2595) e^{-\frac{36.00e^{-2.55 \cdot 10^{-3} RDS}}{RDS} PEB}}{(18.23 RDS^{1.425} - 576.7) PEB} \quad (5-7)$$

- PHY BLE 1M

$$P(PEB) = \frac{(7705 \cdot RDS^{-2.404} + 0.5783) e^{-(129.4 \cdot RDS^{-1.399} + 0.04305) \cdot PEB}}{PEB} \quad (5-8),$$

- PHY BLE 2M

$$P(PEB) = (16.29 \cdot RDS^{-2.03} + 0.515) PEB^{(0.3195 \cdot RDS^{-0.2395} - 1.933)} \quad (5-9),$$

5.2. Líneas Futuras

Existen varias líneas primordiales por las que continuar la investigación recogida en esta tesis.

1. La principal línea de investigación a seguir es extender su alcance al estudio de interferencias y cómo estas afectan a la fiabilidad de la capa física. Ello sería especialmente relevante para sistemas de comunicaciones inalámbricos que trabajan en las bandas ISM y que han de coexistir con otros sistemas. Las interferencias, junto con las condiciones de propagación de canal, son los dos principales factores que afectan a la fiabilidad de las comunicaciones inalámbricas en entornos industriales.

2. Otra línea de investigación de gran interés sería extender la metodología para poder validar requisitos de tiempo real a nivel de capa MAC. Los requisitos de tiempo real son, junto con los requisitos de fiabilidad, los dos principales factores que limitan la usabilidad de las comunicaciones inalámbricas en entornos industriales.
3. Una tercera línea de investigación consistiría en desarrollar un *setup over-the-air* que permita aplicar la metodología definida en esta tesis a nodos inalámbricos que no dispongan de conectores RF. La metodología actual define un *setup* con conexiones cableadas entre los nodos RF y el emulador de canal. Cuando los nodos no disponen de dichos conectores, la metodología actual implica introducir esa conexión cableada en el circuito de adaptación existente entre la antena y el resto del *frontend* RF de los nodos.
4. También sería de interés evaluar la fiabilidad de otras capas físicas con el fin de determinar su idoneidad para ser usadas en entornos industriales. Tanto el estándar IEEE 802.15.4 como el estándar Bluetooth Low Energy definen más capas físicas. Además, fuera de estos estándares existen otras propuestas de sistemas de comunicación para su uso en entornos industriales basados en capas físicas de banda ancha y multiportadora, como por ejemplo el 5G y variaciones de la familia de estándares IEEE 802.11. Ello permitiría encontrar cuáles son las capas físicas más resilientes a las condiciones de propagación de los diferentes entornos industriales. Siguiendo esta línea, también sería interesante para aquellas capas físicas que presentan diferentes esquemas de modulación y codificación (MCS), encontrar sus configuraciones óptimas en función de las condiciones de propagación de los entornos industriales emulados y de las restricciones que impongan los casos de uso.

5.3. Publicaciones Derivadas de esta Tesis

Esta sección incluye los diferentes trabajos en los que se ha diseminado la investigación que ha resultado en esta tesis.

5.3.1. Revistas

5.3.1.1. Primer Autor

Título: Reliability Evaluation of a Point-to-Point Link based on IEEE 802.15.4 Physical Layer for IWSAN Applications.

Autores: V. Diez, A. Arriola, I. Val y M. Velez.

Publicación: International Journal of Electronics and Communications (AEÜ).

Fecha: Octubre de 2019 (ACEPTADO).

DOI: 10.1016/j.aeue.2019.152967

Factor de Impacto JRC: 3.001 (2018), Q2 (37/87) en *Telecommunications*.

Sumario: En este artículo, se define una metodología de validación para evaluar en laboratorio la fiabilidad la capa física PHY IEEE 802.15.4 en la banda ISM de 2.4 GHz para diferentes escenarios industriales. Así mismo, se ha evaluado la validez de dicha capa física para diferentes casos de uso industriales. De este trabajo provienen parte de la elección de las métricas para evaluar la fiabilidad, del procedimiento metodológico, del *setup* de validación y del algoritmo de comunicación presentados en el Capítulo 3 de esta tesis, así como los canales emulados y de los resultados de la PHY IEEE 802.15.4 presentados en el Capítulo 4.

5.3.1.2. Coautor

Título: Design, Analysis and Implementation of a Time-Bounded Spectrum Handoff Algorithm for Real-Time Industrial Wireless Sensor and Actuator Networks.

Autores: I. Val, A. Etxabe, R. Torrego, P. M. Rodriguez, C. Cruces, V. Diez, M. Mendicute y A. Arriola.

Publicación: Journal of Networks and Computer Applications, vol. 125, pp 1-16.

Fecha: Octubre de 2018.

DOI: 10.1016/j.jnca.2018.10.001

Factor de Impacto JRC: 5.072 (2017), Q1(8/106) en *Interdisciplinary Applications*.

Sumario: En este artículo, se ha presentado e implementado en *hardware* real un algoritmo de *spectrum handoff* para sistemas de radio cognitiva industriales. También se han evaluado las mejoras de fiabilidad y la latencia conseguidas gracias a dicho algoritmo en

presencia de interferencias controladas. El aporte de este trabajo a la tesis está relacionado con la elección de los canales emulados en el Capítulo 4.

5.3.2. *Congresos Internacionales*

5.3.2.1. Primer Autor

Título: Validation of RF Communication Systems for Industry 4.0 through Channel Modeling and Emulation.

Autores: V. Díez, A. Arriola, I. Val y M. Velez.

Publicación: IEEE International Workshop of Electronics, Control, Measurement, Signals and their Application to Mechatronics (ECMSM 2017), Donostia - San Sebastián (España).

Fecha: Mayo de 2017.

DOI: 10.1109/ECMSM.2017.7945906.

Sumario: En este trabajo, se ha hecho una revisión general sobre las comunicaciones inalámbricas y sus requisitos en la Industria 4.0. Se ha detallado cómo se pueden caracterizar y emular en el laboratorio los principales problemas de propagación de RF en entornos industriales. Finalmente, se ha propuesto una metodología de validación en laboratorio basada en el uso de emuladores de canal, la cual sugiere la medición de métricas específicas para validar los sistemas inalámbricos de comunicaciones industriales en términos de latencias, fiabilidad y tasas de transmisión. De este trabajo se deriva el procedimiento metodológico basado en emulación de canal definido en el Capítulo 3.

Título: Validation of an LTE Backbone for Inter-Car Communications in Metro Environments.

Autores: V. Díez, I. Val, J. García, A. Arriola, E. Echeverria, I. López, M. Korta, I. Zabala, T. Aubourg y T. Tichý.

Publicación: European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP 2018), Londres (Reino Unido).

Fecha: Abril de 2018.

DOI: 10.1049/cp.2018.0960.

Sumario: En este trabajo, se ha presentado una validación en laboratorio, basada en emulación de canal, de un prototipo de red para el *backbone* de un tren de metro implementada con tecnología LTE. Se ha validado tanto el rendimiento de las comunicaciones, a nivel de fiabilidad y de latencia, como el comportamiento funcional del *backbone*. Este trabajo permitió determinar los parámetros generales de la metodología relativos a los escenarios de medida definidos en el Capítulo 3.

Título: Reliability Evaluation of Bluetooth Low Energy for Industry 4.0.

Autores: V. Diez, A. Arriola, I. Val y M. Velez.

Publicación: International Conference of Emerging Technologies and Factory Automation (ETFA 2019), Zaragoza (España).

Fecha: Septiembre de 2019.

DOI: 10.1109/ETFA.2019.8869211.

Sumario: En este trabajo, se estudia la idoneidad, en términos de fiabilidad, de las capas físicas BLE 1M y BLE 2M para aplicaciones IWSAN en el contexto de la Industria 4.0. Así mismo, se lleva a cabo una comparación de las mismas bajo diferentes condiciones de propagación asociadas a entornos industriales. Este trabajo ha aportado a la tesis los resultados de fiabilidad de las capas físicas PHY BLE 1M y PHY BLE 2M del Capítulo 4.

5.3.3. Otras Contribuciones

5.3.3.1. Primer Autor

Título: Validación de Sistemas de Comunicaciones Inalámbricas para aplicaciones Industriales.

Autores: V. Diez, A. Arriola y M. Velez.

Publicación: Ikelan PhD. Student Meeting 2018, Hernani (España).

Fecha: Julio de 2018.

Sumario: En este trabajo, se discute la emulación de canal en laboratorio como base para validar sistemas de comunicaciones inalámbricos para aplicaciones industriales.

Título: Reliability Validation of Physical Layers for M2M Wireless Communications in Industry 4.0.

Autores: V. Diez, A. Arriola y M. Velez.

Publicación: Ikelan PhD. Student Meeting 2019, Hernani (España).

Fecha: Julio de 2019.

Sumario: En este trabajo, se presentan las métricas y el procedimiento adecuado para validar sistemas de comunicaciones inalámbricas en base a los requisitos que establezcan los casos de uso industriales bajo estudio.

REFERENCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] S. Naya, "Nuevo paradigma de big data en la era de la industria 4.0," 2018.
- [2] H. Kagermann, W. Wahlster, and J. Helbig, "Recommendations for implementing the strategic initiative Industrie 4.0: Final report of the Industrie 4.0 Working Group," 2013.
- [3] B. Chen, J. Wan, L. Shu, P. Li, M. Mukherjee, and B. Yin, "Smart Factory of Industry 4.0: Key Technologies, Application Case, and Challenges," *IEEE Access*, vol. 6, pp. 6505-6519, 2018.
- [4] N. Jazdi, "Cyber physical systems in the context of Industry 4.0," in *2014 IEEE International Conference on Automation, Quality and Testing, Robotics*, 2014, pp. 1-4.
- [5] L. D. Xu, W. He, and S. Li, "Internet of Things in Industries: A Survey," *IEEE Transactions on Industrial Informatics*, vol. 10, no. 4, pp. 2233-2243, 2014.
- [6] R. Zurawski, *Industrial Communication Technology Handbook*. CRC Press, 2014.
- [7] F. Lamb, *Industrial Automation: Hands On*. McGraw-Hill Education, 2013.
- [8] H. El-Sayed and P. Reeve, "Fieldbus Reliability and Availability Studies for Single and Redundant Systems — Part I," *Measurement and Control*, vol. 44, no. 3, pp. 86-89, 2011/04/01 2011.
- [9] H. El-Sayed and P. Reeve, "Fieldbus Reliability and Availability for Single and Redundant Systems — Part 2," *Measurement and Control*, vol. 44, no. 3, pp. 90-92, 2011/04/01 2011.
- [10] W. Ikram and N. F. Thornhill, "Wireless communication in process automation: A survey of opportunities, requirements, concerns and challenges," in *UKACC International Conference on Control 2010*, 2010, pp. 1-6.
- [11] X. Li, D. Li, J. Wan, A. V. Vasilakos, C.-F. Lai, and S. Wang, "A review of industrial wireless networks in the context of Industry 4.0," *Wireless Networks*, journal article vol. 23, no. 1, pp. 23-41, January 01 2017.
- [12] J. Ralston, "Improving plant production with wireless condition monitoring," *ProSoft Technology White Paper*, 2007.

- [13] ETSI, "Technical Report; Electromagnetic Compatibility and Radio Spectrum Matters (ERM); System Reference Document; Short Range Devices (SRD); Part 2: Technical Characteristics for SRD Equipment for Wireless Industrial Applications Using Technologies Different from Ultra-Wide Band (UWB); ETSI TR 102 889-2 V1.1.1;," 2011.
- [14] P. Stenumgaard, J. Chilo, J. Ferrer-Coll, and P. Angskog, "Challenges and conditions for wireless machine-to-machine communications in industrial environments," *IEEE Communications Magazine*, vol. 51, no. 6, pp. 187-192, 2013.
- [15] P. Ångskog, C. Karlsson, J. F. Coll, J. Chilo, and P. Stenumgaard, "Sources of disturbances on wireless communication in industrial and factory environments," in *2010 Asia-Pacific International Symposium on Electromagnetic Compatibility*, 2010, pp. 281-284.
- [16] P. Almers *et al.*, "Survey of Channel and Radio Propagation Models for Wireless MIMO Systems," *EURASIP Journal on Wireless Communications and Networking*, journal article vol. 2007, no. 1, p. 019070, 2007.
- [17] T. Sauter, "The Three Generations of Field-Level Networks—Evolution and Compatibility Issues," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 57, no. 11, pp. 3585-3595, 2010.
- [18] M. C. Lucas-Estañ, M. Sepulcre, T. P. Raptis, A. Passarella, and M. Conti, "Emerging Trends in Hybrid Wireless Communication and Data Management for the Industry 4.0," *Electronics*, vol. 7, no. 12, p. 400, 2018.
- [19] R. Rondón, M. Gidlund, and K. Landernäs, "Evaluating Bluetooth Low Energy Suitability for Time-Critical Industrial IoT Applications," *International Journal of Wireless Information Networks*, vol. 24, no. 3, pp. 278-290, 2017/09/01 2017.
- [20] M. Segata and R. L. Cigno, "Simulation of 802.11 PHY/MAC: The quest for accuracy and efficiency," in *2012 9th Annual Conference on Wireless On-Demand Network Systems and Services (WONS)*, 2012, pp. 99-106.
- [21] R. D. Gomes, D. V. Queiroz, A. C. Lima Filho, I. E. Fonseca, and M. S. Alencar, "Real-time link quality estimation for industrial wireless sensor networks using dedicated nodes," *Ad Hoc Networks*, vol. 59, pp. 116-133, 2017/05/01/ 2017.
- [22] H. Onishi, F. Mlinarsky, F. Watanabe, and C. Velasquez, "Wireless technology assessment with radio channel emulator," presented at the 20th ITS World Congress Tokyo, 2013.
- [23] "IEEE Standard for Low-Rate Wireless Networks," *IEEE Std 802.15.4-2015 (Revision of IEEE Std 802.15.4-2011)*, pp. 1-709, 2016.
- [24] J. D. Day and H. Zimmermann, "The OSI reference model," *Proceedings of the IEEE*, vol. 71, no. 12, pp. 1334-1340, 1983.
- [25] "IEEE Standard for Low-Rate Wireless Networks - Amendment 7: Defining Enhancements to the Smart Utility Network (SUN) Physical Layers (PHYs) Supporting up to 2.4 Mb/s Data Rates," *IEEE Std 802.15.4x-2019 (Amendment to IEEE 802.15.4-2015 as amended by IEEE 802.15.4n-2016, IEEE 802.15.4q-2016, IEEE 802.15.4u-2016, IEEE 802.15.4t-2017, IEEE 802.15.4v-2017, IEEE 802.15.4s-2018, and IEEE 802.15.4-2015/Cor. 1-2018)*, pp. 1-30, 2019.
- [26] S. Han, M. Nixon, D. Chen, A. Mok, and P. Muston, "WirelessHART™ sensor networks," in *Industrial Wireless Sensor Networks*: Elsevier, 2016, pp. 79-103.

-
- [27] "ANSI/ISA-100.11a-2011 Wireless systems for industrial automation: Process control and related applications," 2011.
- [28] Y. d. Neves Valadão, G. Künzel, I. Müller, and C. E. Pereira, "Industrial Wireless Automation: Overview and Evolution of WIA-PA," *IFAC-PapersOnLine*, vol. 51, no. 10, pp. 175-180, 2018/01/01/ 2018.
- [29] V. P. Nikshepa and U. K. K. Shenoy, "6LowPan—Performance Analysis on Low Power Networks," in *International Conference on Computer Networks and Communication Technologies: ICCNCT 2018*, 2018, vol. 15, p. 145: Springer.
- [30] C. Wang, T. Jiang, and Q. Zhang, *ZigBee network protocols and applications*. Auerbach Publications, 2016.
- [31] F. Tamarin, "Industrial wireless sensor networks - Simulation and measurement in an interfering environment," 2012.
- [32] W. Group, "Coexistence analysis of IEEE Std 802.15.4 with other IEEE standards and proposed standards," 2010.
- [33] *Bluetooth Core Specification v 5.1*, 2019.
- [34] R. Steigmann and J. Endresen, "Introduction to WISA: WISA-wireless interface for sensors and actuators," *White paper, ABB*, 2006.
- [35] *IO-Link Wireless System Extensions - Specification v1.1*, 2018.
- [36] A. Nikoukar, S. Raza, A. Poole, M. Güneş, and B. Dezfouli, "Low-Power Wireless for the Internet of Things: Standards and Applications," *IEEE Access*, vol. 6, pp. 67893-67926, 2018.
- [37] K. Chang, "Bluetooth: a viable solution for IoT? [Industry Perspectives]," *IEEE Wireless Communications*, vol. 21, no. 6, pp. 6-7, 2014.
- [38] P. Christoph, P. Alexander, H. Werner, S. Anke, and D. Guido, "Novel approach for wireless commissioning and assisted process development based on Bluetooth Low Energy," in *2018 IEEE 23rd International Conference on Emerging Technologies and Factory Automation (ETFA)*, 2018, vol. 1, pp. 235-242.
- [39] M. Raza, N. Aslam, H. Le-Minh, S. Hussain, Y. Cao, and N. M. Khan, "A Critical Analysis of Research Potential, Challenges, and Future Directives in Industrial Wireless Sensor Networks," *IEEE Communications Surveys & Tutorials*, vol. 20, no. 1, pp. 39-95, 2018.
- [40] M. Baert, J. Rossey, A. Shahid, and J. Hoebeke, "The Bluetooth mesh standard: An overview and experimental evaluation," *Sensors*, vol. 18, no. 8, p. 2409, 2018.
- [41] P. Bello, "Characterization of Randomly Time-Variant Linear Channels," *IEEE Transactions on Communications Systems*, vol. 11, no. 4, pp. 360-393, 1963.
- [42] K. Islam, W. Shen, and X. Wang, "Wireless Sensor Network Reliability and Security in Factory Automation: A Survey," *IEEE Transactions on Systems, Man, and Cybernetics, Part C (Applications and Reviews)*, vol. 42, no. 6, pp. 1243-1256, 2012.
- [43] A. F. Oskooi, D. Roundy, M. Ibanescu, P. Bermel, J. D. Joannopoulos, and S. G. Johnson, "Meep: A flexible free-software package for electromagnetic simulations by the FDTD method," (in English), *Computer Physics Communications*, Article vol. 181, no. 3, pp. 687-702, 2010.
- [44] J. W. McKown and R. L. Hamilton, "Ray tracing as a design tool for radio networks," *IEEE Network*, vol. 5, no. 6, pp. 27-30, 1991.
-

- [45] A. F. Molisch, A. Kuchar, J. Laurila, K. Hugl, and R. Schmalenberger, "Geometry-based directional model for mobile radio channels—principles and implementation," *European Transactions on Telecommunications*, vol. 14, no. 4, pp. 351-359, 2003.
- [46] H. T. Friis, "A Note on a Simple Transmission Formula," *Proceedings of the IRE*, vol. 34, no. 5, pp. 254-256, 1946.
- [47] T. S. Rappaport, "Characterization of UHF multipath radio channels in factory buildings," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 37, no. 8, pp. 1058-1069, 1989.
- [48] S. Luo, N. Polu, Z. Chen, and J. Slipp, "RF channel modeling of a WSN testbed for industrial environment," in *2011 IEEE Radio and Wireless Symposium*, 2011, pp. 375-378.
- [49] S. Kjesbu and T. Brunsvik, "Radiowave propagation in industrial environments," in *2000 26th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society. IECON 2000. 2000 IEEE International Conference on Industrial Electronics, Control and Instrumentation. 21st Century Technologies*, 2000, vol. 4, pp. 2425-2430 vol.4.
- [50] E. Tanghe *et al.*, "The industrial indoor channel: large-scale and temporal fading at 900, 2400, and 5200 MHz," *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 7, no. 7, pp. 2740-2751, 2008.
- [51] Y. Ai, M. Cheffena, and Q. Li, "Radio frequency measurements and capacity analysis for industrial indoor environments," in *2015 9th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP)*, 2015, pp. 1-5.
- [52] R. Croonenbroeck, L. Underberg, A. Wulf, and R. Kays, "Measurements for the development of an enhanced model for wireless channels in industrial environments," in *2017 IEEE 13th International Conference on Wireless and Mobile Computing, Networking and Communications (WiMob)*, 2017, pp. 1-8.
- [53] M. Cheffena, "Propagation Channel Characteristics of Industrial Wireless Sensor Networks [Wireless Corner]," *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, vol. 58, no. 1, pp. 66-73, 2016.
- [54] M. Düngen *et al.*, "Channel measurement campaigns for wireless industrial automation," *at-Automatisierungstechnik*, vol. 67, no. 1, pp. 7-28, 2019.
- [55] A. H. Kemp and E. B. Bryant, "Channel Sounding of Industrial Sites in the 2.4 GHz ISM band," *Wireless Personal Communications*, journal article vol. 31, no. 3, pp. 235-248, December 01 2004.
- [56] Y. Ai, M. Cheffena, and Q. Li, "Power delay profile analysis and modeling of industrial indoor channels," in *2015 9th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP)*, 2015, pp. 1-5.
- [57] B. Holfeld *et al.*, "Radio channel characterization at 5.85 GHz for wireless M2M communication of industrial robots," in *2016 IEEE Wireless Communications and Networking Conference*, 2016, pp. 1-7.
- [58] Y. Ai, J. B. Andersen, and M. Cheffena, "Path-Loss Prediction for an Industrial Indoor Environment Based on Room Electromagnetics," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 65, no. 7, pp. 3664-3674, 2017.
- [59] A. Miaoudakis, A. Lekkas, G. Kalivas, and S. Koubias, "Radio channel characterization in industrial environments and spread spectrum modem

- performance," in *2005 IEEE Conference on Emerging Technologies and Factory Automation*, 2005, vol. 1, pp. 7 pp.-93.
- [60] U. H. S. Asrar and D. A. M. Yousuf, "On the design of a wireless network in an industrial environment," in *2010 IEEE International Conference on Communication Systems*, 2010, pp. 756-760.
- [61] K. A. Remley, G. Koepke, C. Holloway, D. Camell, and C. Grosvenor, "Measurements in harsh RF propagation environments to support performance evaluation of wireless sensor networks," *Sensor Review*, vol. 29, pp. 211-222, 06/26 2009.
- [62] D. Block, N. H. Fliedner, D. Toews, and U. Meier, "Wireless channel measurement data sets for reproducible performance evaluation in industrial environments," in *2015 IEEE 20th Conference on Emerging Technologies & Factory Automation (ETFA)*, 2015, pp. 1-4.
- [63] J. B. Andersen, J. O. Nielsen, G. F. Pedersen, G. Bauch, and G. Dietl, "Doppler spectrum from moving scatterers in a random environment," *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 8, no. 6, pp. 3270-3277, 2009.
- [64] P. Schulz *et al.*, "Latency Critical IoT Applications in 5G: Perspective on the Design of Radio Interface and Network Architecture," *IEEE Communications Magazine*, vol. 55, no. 2, pp. 70-78, 2017.
- [65] J. Karedal, S. Wyne, P. Almers, F. Tufvesson, and A. F. Molisch, "Statistical analysis of the UWB channel in an industrial environment," in *IEEE 60th Vehicular Technology Conference, 2004. VTC2004-Fall. 2004*, 2004, vol. 1, pp. 81-85 Vol. 1.
- [66] E. Tanghe, W. Joseph, J. D. Bruyne, L. Verloock, and L. Martens, "The industrial indoor channel: Statistical analysis of the power delay profile," *AEU - International Journal of Electronics and Communications*, vol. 64, no. 9, pp. 806-812, 2010/09/01/ 2010.
- [67] J. G. Proakis and M. Salehi, *Digital Communications*. McGraw-Hill, 2008.
- [68] T. ETSI, "100 910 V8. 20.0 (2005-11)," *Digital cellular telecommunications system (Phase 2+)—Radio Transmission and Reception—3GPP TS 05.05 version 8.20. 0 Release 1999*, 2005.
- [69] T. 3GPP, "3GPP TS 25.141 version 9.5.0 Release 9," *Universal Mobile Telecommunications System (UMTS); Base Station (BS) conformance testing (FDD)* 2010.
- [70] T. 3GPP, "3GPP TS 36.104 version 9.4.0 Release 9," *LTE; Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA); Base Station (BS) radio transmission and reception*, 2010.
- [71] A. A. M. Saleh and R. Valenzuela, "A Statistical Model for Indoor Multipath Propagation," *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 5, no. 2, pp. 128-137, 1987.
- [72] A. F. Molisch *et al.*, "IEEE 802.15. 4a channel model-final report," *IEEE P802*, vol. 15, no. 04, p. 0662, 2004.
- [73] T. S. Rappaport, S. Y. Seidel, and K. Takamizawa, "Statistical channel impulse response models for factory and open plan building radio communicate system design," *IEEE Transactions on Communications*, vol. 39, no. 5, pp. 794-807, 1991.

- [74] P. Yegani and C. D. McGillem, "A statistical model for the factory radio channel," *IEEE Transactions on Communications*, vol. 39, no. 10, pp. 1445-1454, 1991.
- [75] X. Jiang, Z. Pang, M. Luvisotto, F. Pan, R. Candell, and C. Fischione, "Using a Large Data Set to Improve Industrial Wireless Communications: Latency, Reliability, and Security," *IEEE Industrial Electronics Magazine*, vol. 13, no. 1, pp. 6-12, 2019.
- [76] B. Dimitri, F. Niels Hendrik, T. Daniel, and M. Uwe, "CRAWDAD dataset init/robotarm (v. 2015-07-06)," ed, 2015.
- [77] J. T. Quimby *et al.*, "NIST Channel Sounder Overview and Channel Measurements in Manufacturing Facilities," 2017.
- [78] R. Candell *et al.*, "Industrial wireless systems: Radio propagation measurements," 2017.
- [79] A. Vlavianos, L. K. Law, I. Broustis, S. V. Krishnamurthy, and M. Faloutsos, "Assessing link quality in IEEE 802.11 Wireless Networks: Which is the right metric?," in *2008 IEEE 19th International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications*, 2008, pp. 1-6.
- [80] A. Woo and D. E. Culler, *Evaluation of efficient link reliability estimators for low-power wireless networks*. Computer Science Division, University of California Oakland, Calif, USA, 2003.
- [81] L. Tang, K. Wang, Y. Huang, and F. Gu, "Channel Characterization and Link Quality Assessment of IEEE 802.15.4-Compliant Radio for Factory Environments," *IEEE Transactions on Industrial Informatics*, vol. 3, no. 2, pp. 99-110, 2007.
- [82] C. A. Boano, M. A. Zúniga, T. Voigt, A. Willig, and K. Romer, "The triangle metric: Fast link quality estimation for mobile wireless sensor networks," in *2010 Proceedings of 19th International Conference on Computer Communications and Networks*, 2010, pp. 1-7: IEEE.
- [83] N. Baccour *et al.*, "Radio link quality estimation in wireless sensor networks: A survey," *ACM Transactions on Sensor Networks (TOSN)*, vol. 8, no. 4, p. 34, 2012.
- [84] V. Kolar, S. Razak, P. Mähönen, and N. B. Abu-Ghazaleh, "Link quality analysis and measurement in wireless mesh networks," *Ad Hoc Networks*, vol. 9, no. 8, pp. 1430-1447, 2011.
- [85] P. R. Casey, K. E. Tepe, and N. Kar, "Design and Implementation of a Testbed for IEEE 802.15.4 (Zigbee) Performance Measurements," *EURASIP Journal on Wireless Communications and Networking*, journal article vol. 2010, no. 1, p. 103406, April 08 2010.
- [86] P. S. Kumar, L. Xie, B. Soong, and M. Y. Lee, "Feasibility for Utilizing IEEE 802.15.4 Compliant Radios Inside Rotating Electrical Machines for Wireless Condition Monitoring Applications," *IEEE Sensors Journal*, vol. 18, no. 10, pp. 4293-4302, 2018.
- [87] G. Tuna, V. C. Gungor, and K. Gulez, "Wireless Sensor Networks for Smart Grid Applications: A Case Study on Link Reliability and Node Lifetime Evaluations in Power Distribution Systems," *International Journal of Distributed Sensor Networks*, vol. 9, no. 2, p. 796248, 2013/02/01 2013.

-
- [88] W. Yadong and D. Shihong, "Link Layer Time-Varying Model for IEEE 802.15.4 Radio in Industrial Environment," *International Journal of Distributed Sensor Networks*, vol. 10, no. 12, p. 240256, 2014/12/01 2014.
- [89] K. Yu, J. Åkerberg, M. Gidlund, and M. Björkman, "Realization and measurements of industrial wireless sensor and actuator networks," in *2015 IEEE International Conference on Automation Science and Engineering (CASE)*, 2015, pp. 131-137.
- [90] H. Prihtiadi and M. Djamal, *The Reliability of Wireless Sensor Network on Pipeline Monitoring System* (2017, no. 1). 2017.
- [91] U. Pešović and P. Planinšič, "Error Probability Model for IEEE 802.15.4 Wireless Communication," *Journal of Circuits, Systems and Computers*, vol. 25, no. 11, p. 1650135, 2016/11/01 2016.
- [92] L. Tang, K. Wang, and Y. Huang, "Study of Speed-Dependent Packet Error Rate for Wireless Sensor on Rotating Mechanical Structures," *IEEE Transactions on Industrial Informatics*, vol. 9, no. 1, pp. 72-80, 2013.
- [93] I. O. Popa, J. Janhunen, and K. Mikhaylov, "Performance Evaluation of ZigBee and UWB Wireless Sensors under Doppler Effect in Rotating Mechanical Structures," in *European Wireless 2016; 22th European Wireless Conference*, 2016, pp. 1-6.
- [94] M. Mourya Bharadwaj, P. Velagapudi, E. Bhanu Charan, and V. V. Mani, "Performance analysis of 2.4GHz IEEE 802.15.4 PHY under various fading channels," in *2013 International Conference on Emerging Trends in Communication, Control, Signal Processing and Computing Applications (C2SPCA)*, 2013, pp. 1-4.
- [95] W. Ikram, S. Petersen, P. Orten, and N. F. Thornhill, "Adaptive Multi-Channel Transmission Power Control for Industrial Wireless Instrumentation," *IEEE Transactions on Industrial Informatics*, vol. 10, no. 2, pp. 978-990, 2014.
- [96] D. Kotz, C. Newport, R. S. Gray, J. Liu, Y. Yuan, and C. Elliott, "Experimental evaluation of wireless simulation assumptions," in *Proceedings of the 7th ACM international symposium on Modeling, analysis and simulation of wireless and mobile systems*, 2004, pp. 78-82: ACM.
- [97] A. G. Ramonet and T. Noguchi, "IEEE 802.15.4 Historical Evolution and Trends," in *2019 21st International Conference on Advanced Communication Technology (ICACT)*, 2019, pp. 351-359.
- [98] S. Zhun, K. L. Man, L. Chi-Un, L. Eng Gee, and C. Joongho, "Assuring system reliability in wireless sensor networks via verification and validation," in *2012 International SoC Design Conference (ISOCC)*, 2012, pp. 285-288.
- [99] T. Issariyakul and E. Hossain, "Introduction to network simulator 2 (NS2)," in *Introduction to network simulator NS2*: Springer, 2009, pp. 1-18.
- [100] G. F. Riley and T. R. Henderson, "The ns-3 Network Simulator," in *Modeling and Tools for Network Simulation*, K. Wehrle, M. Güneş, and J. Gross, Eds. Berlin, Heidelberg: Springer Berlin Heidelberg, 2010, pp. 15-34.
- [101] A. Varga, "OMNeT++," in *Modeling and Tools for Network Simulation*, K. Wehrle, M. Güneş, and J. Gross, Eds. Berlin, Heidelberg: Springer Berlin Heidelberg, 2010, pp. 35-59.
- [102] D. Padiaditakis, Y. Tselishchev, and A. Boulis, "Performance and scalability evaluation of the Castalia wireless sensor network simulator," presented at the
-

- Proceedings of the 3rd International ICST Conference on Simulation Tools and Techniques, Torremolinos, Malaga, Spain, 2010.
- [103] P. Levis, N. Lee, M. Welsh, and D. Culler, "TOSSIM: Accurate and scalable simulation of entire TinyOS applications," in *Proceedings of the 1st international conference on Embedded networked sensor systems*, 2003, pp. 126-137: ACM.
- [104] J. Sommer and J. Scharf, "IKR Simulation Library," in *Modeling and Tools for Network Simulation*, K. Wehrle, M. Güneş, and J. Gross, Eds. Berlin, Heidelberg: Springer Berlin Heidelberg, 2010, pp. 61-68.
- [105] A. S. Sethi and V. Y. Hnatyshin, *The practical OPNET user guide for computer network simulation*. Chapman and Hall/CRC, 2012.
- [106] D. Henriksson, A. Cervin, and K.-E. Årzén, "TrueTime: Real-time control system simulation with MATLAB/Simulink," in *Proceedings of the Nordic MATLAB Conference*, 2003: Copenhagen, Denmark.
- [107] M. Salhaoui, M. Arioua, O. Chakkor, and J. Elaasri, "Performance Evaluation Survey of WSN Physical Layer," presented at the Proceedings of the 2nd International Conference on Computing and Wireless Communication Systems, Larache, Morocco, 2017.
- [108] J. d. Armas, P. Tuset, T. Chang, F. Adelantado, T. Watteyne, and X. Vilajosana, "Determinism through Path Diversity: Why Packet Replication Makes Sense," in *2016 International Conference on Intelligent Networking and Collaborative Systems (INCoS)*, 2016, pp. 150-154.
- [109] G. Künzel, G. P. Cainelli, M. Feldman, I. Müller, and C. E. Pereira, "Simulation and Performance Analysis of a Weighted Routing Algorithm for Industrial Wireless Sensor Networks," in *2018 VIII Brazilian Symposium on Computing Systems Engineering (SBESC)*, 2018, pp. 24-30.
- [110] A. Al-Yami, W. Abu-Al-Saud, and F. Shahzad, "On Industrial Wireless Sensor Network (IWSN) and Its Simulation Using Castalia," in *2016 UKSim-AMSS 18th International Conference on Computer Modelling and Simulation (UKSim)*, 2016, pp. 293-298.
- [111] A. Nandi and S. Kundu, "Performance of packet delivery schemes in Wireless Sensor Networks in Rician fading channel," in *2010 International Conference on Industrial Electronics, Control and Robotics*, 2010, pp. 269-274.
- [112] P. Tuset-Peiró, F. Vázquez-Gallego, J. Munoz, T. Watteyne, J. Alonso-Zarate, and X. Vilajosana, *Experimental Interference Robustness Evaluation of IEEE 802.15.4-2015 OQPSK-DSSS and SUN-OFDM Physical Layers*. 2019.
- [113] H. Fitriawan, M. Susanto, A. S. Arifin, D. Mause, and A. Trisanto, "ZigBee based wireless sensor networks and performance analysis in various environments," in *2017 15th International Conference on Quality in Research (QiR) : International Symposium on Electrical and Computer Engineering*, 2017, pp. 272-275.
- [114] Y. Zhang, S. Fu, Y. Jiang, M. Ceriotti, M. Packeiser, and P. J. Marrón, "An LQI-Based Packet Loss Rate Model for IEEE 802.15.4 Links," *2018 IEEE 29th Annual International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications (PIMRC)*, pp. 1-7, 2018.
- [115] H. Wang, L. Li, J. Fu, W. Bao, and T. Wang, "The design and implementation of dual-mode wireless sensor network for remote machinery condition monitoring,"

- in *2013 25th Chinese Control and Decision Conference (CCDC)*, 2013, pp. 2765-2769.
- [116] E. Mackensen, M. Lai, and T. M. Wendt, "Performance analysis of an Bluetooth Low Energy sensor system," in *2012 IEEE 1st International Symposium on Wireless Systems (IDAACS-SWS)*, 2012, pp. 62-66.
- [117] Ø. Netland and A. Skavhaug, "Control of Cyber-Physical Systems Using Bluetooth Low Energy and Distributed Slave Microcontrollers," Cham, 2016, pp. 256-267: Springer International Publishing.
- [118] L. Leonardi, G. Patti, and L. L. Bello, "Multi-Hop Real-Time Communications Over Bluetooth Low Energy Industrial Wireless Mesh Networks," *IEEE Access*, vol. 6, pp. 26505-26519, 2018.
- [119] P. Huang, M. J. Tonnemacher, Y. Du, D. Rajan, and J. Camp, "Towards scalable network emulation: Channel accuracy versus implementation resources," in *INFOCOM, 2013 Proceedings IEEE*, 2013, pp. 1959-1967.
- [120] S. Buscemi, W. Kritikos, and R. Sass, "A Range and Scaling Study of an FPGA-Based Digital Wireless Channel Emulator," in *2013 IEEE 21st Annual International Symposium on Field-Programmable Custom Computing Machines*, 2013, pp. 137-144.
- [121] G. Judd and P. Steenkiste, "Design and Implementation of an RF Front End for Physical Layer Wireless Network Emulation," in *2007 IEEE 65th Vehicular Technology Conference - VTC2007-Spring*, 2007, pp. 974-979.
- [122] I. Val, F. Casado, P. M. Rodriguez, and A. Arriola, "FPGA-based wideband channel emulator for evaluation of Wireless Sensor Networks in industrial environments," in *Proceedings of the 2014 IEEE Emerging Technology and Factory Automation (ETFA)*, 2014, pp. 1-7.
- [123] H. Eslami and A. M. Eltawil, "A Scalable Wireless Channel Emulator for Broadband MIMO Systems," in *2007 IEEE International Conference on Communications*, 2007, pp. 2592-2597.
- [124] J. J. Olmos, A. Gelonch, F. J. Casadevall, and G. Femenias, "Design and implementation of a wide-band real-time mobile channel emulator," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 48, no. 3, pp. 746-764, 1999.
- [125] J. Matai, P. Meng, L. Wu, B. Weals, and R. Kastner, "Designing a hardware in the loop wireless digital channel emulator for software defined radio," in *Field-Programmable Technology (FPT), 2012 International Conference on*, 2012, pp. 206-214.
- [126] S. Yang and Z. Can, "Design and implementation of multiple antenna channel emulator for LTE system," in *9th International Conference on Communications and Networking in China*, 2014, pp. 208-213.
- [127] K. Prahlad and B. Ramamurthi, "Design and implementation of a Multi-Terminal Channel Emulator on LTE TestBed," in *2015 Twenty First National Conference on Communications (NCC)*, 2015, pp. 1-6.
- [128] G. Ghiaasi, M. Ashury, D. Vlastaras, M. Hofer, X. Zhinan, and T. Zemen, "Real-time vehicular channel emulator for future conformance tests of wireless ITS modems," in *2016 10th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP)*, 2016, pp. 1-5.

- [129] J. Yackoski, B. Azimi-Sadjadi, A. Namazi, J. H. Li, Y. Sagduyu, and R. Levy, "RFnest™ Radio frequency network emulator simulator tool," in *2011 - MILCOM 2011 Military Communications Conference*, 2011, pp. 1882-1887.
- [130] Anritsu, "ACE RNX Channel Emulator," ed, 2019.
- [131] Keysight Technologies, "PROPSIM F64 Radio Channel Emulator F8800A," ed, 2019.
- [132] C. Hockey, P. M. Howard, R. T. Moniz, C. Niessen, and B. Zhong, "The MITRE tactical channel emulation system," in *Proceedings - IEEE Military Communications Conference MILCOM*, 2013, pp. 1039-1044.
- [133] A. Schwind, P. Berlt, M. Lorenz, C. Schneider, and M. A. Hein, "Over-the-air MIMO channel emulation for automotive LTE radio systems using software defined radio," in *IET Conference Publications*, 2018, vol. 2018.
- [134] V. Díez *et al.*, "Validation of an LTE Backbone for Inter-Car Communications in Metro Environments," presented at the IET Conference Proceedings, 2018.
- [135] P. Berlt, F. Wollenschläger, C. Bornkessel, and M. A. Hein, "Cluster-based radio channel emulation for over-the-air testing of automotive wireless systems," in *2017 11th European Conference on Antennas and Propagation (EUCAP)*, 2017, pp. 2440-2444.
- [136] M. Kashef, R. Candell, and K. Lee, *A Black-Box Noninvasive Characterization Method for Industrial Wireless Networks*. 2019.
- [137] P. Zand, S. Chatterjea, K. Das, and P. Havinga, "Wireless Industrial Monitoring and Control Networks: The Journey So Far and the Road Ahead," *Journal of Sensor and Actuator Networks*, vol. 1, no. 2, pp. 123-152, 2012.
- [138] W. Haerick and M. Gupta, "5G and the Factories of the Future," *5G-PPP White Paper*, 2015.
- [139] T. ETSI, "102 889-2 V1. 1.1," *Electromagnetic compatibility and Radio spectrum Matters (ERM)*.
- [140] 3GPP, "3rd Generation Partnership Project; Technical Specification Group Services and System Aspects; Study on Communication for Automation in Vertical Domains (Release 16)," *3GPP TR 22.804 V2.0.0*, 2018.
- [141] S. Svensson, "Challenges of Wireless Communication in Industrial Systems," in *Keynote, SIES 2011—6th IEEE International Symposium on Industrial Embedded Systems, Conference Proceedings*, 2011.
- [142] J. Åkerberg, M. Gidlund, and M. Björkman, "Future research challenges in wireless sensor and actuator networks targeting industrial automation," in *2011 9th IEEE International Conference on Industrial Informatics*, 2011, pp. 410-415: IEEE.
- [143] S. Dietrich, G. May, O. Wetter, H. Heeren, and G. Fohler, "Performance indicators and use case analysis for wireless networks in factory automation," in *2017 22nd IEEE International Conference on Emerging Technologies and Factory Automation (ETFA)*, 2017, pp. 1-8.
- [144] J. Korhonen and Y. Wang, "Effect of packet size on loss rate and delay in wireless links," in *IEEE Wireless Communications and Networking Conference, 2005*, 2005, vol. 3, pp. 1608-1613 Vol. 3.
- [145] Q. Wu, "Non-stationary vehicle-to-vehicle channel characterization," Ohio University, 2012.

- [146] Q. Chen, "Wideband channel sounding techniques for dynamic spectrum access networks," University of Kansas, 2009.
- [147] L. Zhang, "Channel Measurement and Modeling in Complex Environments," ETSIS_Telecomunicacion, 2016.
- [148] *EFR32BG1 Blue Gecko Bluetooth Low Energy SoC Family Data Sheet*, 2018.
- [149] A. Arriola *et al.*, "FPGA-Based Cognitive Radio Platform with Reconfigurable Front-End and Antenna," in *Computing Platforms for Software-Defined Radio*, W. Hussain, J. Nurmi, J. Isoaho, and F. Garzia, Eds. Cham: Springer International Publishing, 2017, pp. 165-187.
- [150] Z. Herrasti, I. Val, I. Gabilondo, J. Berganzo, A. Arriola, and F. Martínez, "Wireless sensor nodes for generic signal conditioning: Application to Structural Health Monitoring of wind turbines," *Sensors and Actuators A: Physical*, vol. 247, pp. 604-613, 2016/08/15/ 2016.
- [151] D. Olson, "Ramsey Electronics Commercial RF Test Enclosures - STE2300," ed, 2019.